

เอกสารวิทยาเขตฯ
ห้ามนำออกจากห้องสมุด
ใช้เฉพาะ ชั้น 5 เท่านั้น



ราชภัฏบรียรัมย์

วงรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโดยใช้สายนำสัญญาณแบบไมโครสตริป

A WIDE-BAND BANDPASS FILTER USING MICROSTRIP TRANSMISSION LINE

คณะผู้วิจัย

นายธเนศฐา	อัยยณพวง
ศศ.น.รวิณนธ์	อนันต์วารพณย์
นายฉัตรพงษ์	อำนาจะกริ
นายอิทธิพล	วงศ์แสนพุดระยณี

RMUTK - CARIT



3 2000 00095570 0

โครงการวิจัยทุนสนับสนุนงานวิจัยของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลกรุงเทพ
งบประมาณพ.ร.ช.ปี พ.ศ. ๒๕๖๐
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลกรุงเทพ



รายงานการวิจัย

โครงการวิจัยเรื่อง วงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโดยใช้สายนำสัญญาณแบบไมโครสตริป

A Wide-Band Bandpass Filter using Microstrip Transmission Line

คณะผู้วิจัย

- | | |
|---------------|-------------------|
| 1.นายเจษฎา | ก้อนแพง |
| 2.ผศ.ปราโมทย์ | อนันต์วรพงษ์ |
| 3.นายฉลองชัย | จำเนียรศรี |
| 4.นายจิรพล | วงศ์เมธานุเคราะห์ |

RMUTK - CARIT



3 2000 00095570 0



โครงการวิจัยทุนสนับสนุนงานวิจัยของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลกรุงเทพ

งบประมาณผลประโยชน์ ปี พ.ศ. 2550

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลกรุงเทพ

621 980288

02594

0929

15/11/53

15/11/53

๗

ชื่องานวิจัย : วงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโดยใช้สายนำสัญญาณแบบไมโครสตริป
ชื่อ : นายเจษฎา ก้อนแพง
: ศศ. ปราโมทย์ อนันต์วรพงษ์
: นายฉลองชัย จำเนียรศรี
: นายจิรพล วงศ์เมธานุเคราะห์
สาขาวิชา : วิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลกรุงเทพ
ปี : 2550

บทคัดย่อ

งานวิจัยนี้นำเสนอวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโดยใช้สายนำสัญญาณแบบไมโครสตริป โดยจำลองแบบการทำงานด้วยโปรแกรม IE3D ที่ความถี่กลาง 2.45 GHz ซึ่งแบ่งออกเป็นหกส่วนคือ ส่วนที่หนึ่งคือนำแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมคเดียวโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่มีการปรับระดับด้านนอก ผลจากการวัดทดสอบมีค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน 0.19 dB และค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ 18 dB ส่วนที่สองคือนำแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมคคู่โดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่มีการปรับระดับด้านนอก ผลจากการวัดทดสอบมีค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน 0.34 dB และค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ 17 dB ส่วนที่สามวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมคเดียวโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่ต่อสลับด้านนอกมุมทั้งสี่และมีการปรับระดับด้านนอก ผลจากการวัดทดสอบมีค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน 0.16 dB และค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ 14 dB ส่วนที่สี่วงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมคคู่โดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่ต่อสลับด้านนอกมุมทั้งสี่และมีการปรับระดับด้านนอก ผลจากการวัดทดสอบมีค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน 0.16 dB และค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ 13 dB ส่วนที่ห้าคือนำแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมคคู่สองตัวต่อคาสเคดโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่มีการปรับระดับด้านนอก ผลจากการวัดทดสอบมีค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน 0.54 dB และค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ 17 dB ส่วนที่หกวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมคคู่สองตัวต่อคาสเคดโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่ต่อสลับด้านนอกมุมทั้งสี่และมีการปรับระดับด้านนอก ผลจากการวัดทดสอบมีค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน 0.35 dB และค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ 9.6 dB โดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่ต่อสลับด้านนอกมุมทั้งสี่และมีการปรับระดับด้านนอกสามารถลดฮาร์โมนิคได้ดีกว่าคือนำแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่มีการปรับระดับด้านนอก ซึ่งสามารถนำไปพัฒนาและประยุกต์ใช้กับการสื่อสารไร้สาย การสื่อสารผ่านดาวเทียมและวงจรรวมไมโครเวฟอื่นๆ ได้ต่อไป

Research Title : A Wide-Band Bandpass Filter using Microstrip Transmission Line

Name : Mr.Jessada Konpang
 : Assist.Prof.Pramote Anunvrpong
 : Mr. Chalongchai Jumneansri
 : Mr. Jiraphol Wongmethanukroah

Major Field : Electronics and Telecommunication Engineering
 Rajamangala University of Technology Krungthep

Year : 2007

Abstract

This research proposes a wide-and bandpass filter using microstrip transmission line. The filters have been simulated by using IE3D program designed at a center frequency of 2.45 GHz. The first filter is a single-mode wideband bandpass filter using square-loop resonators with outer tuning stubs. The measurement of this structure shows a 0.19 dB insertion loss and 18 dB return loss. The second filter is a dual-mode wideband bandpass filter using square-loop resonators with outer tuning stubs. The measurement of this structure shows a 0.34 dB insertion loss and 17 dB return loss. The third filter is a single-mode wideband bandpass filter using square-loop resonators with connected four outer corner stubs and outer tuning stubs. The measurement of the third structure shows a 0.16 dB insertion loss and 14 dB return loss. The fourth filter is a dual-mode wideband bandpass filter using square-loop resonators with connected four outer corner stubs and outer tuning stubs. The measurement of the fourth structure shows a 0.16 dB insertion loss and 13 dB return loss. The fifth filter consists of two cascaded square-loop resonators with outer tuning stubs. The measurement of this structure shows a 0.54 dB insertion loss and 17 dB return loss. The sixth filter consists of two cascaded square-loop resonators with connected four outer corner stubs and outer tuning stubs. The measurement of this structure shows a 0.35 dB insertion loss and 9.6 dB return loss. Finally, it can be concluded that the square-loop resonator filters with four outer corner stubs and outer tuning stubs have the suppression of the spurious harmonic better than the conventional of wideband bandpass filter with tuning stubs. The proposed filter circuits can be applied for any wireless communication and also can be developed for microwave intergrated circuits.

กิตติกรรมประกาศ

งานวิจัยฉบับนี้ได้ดำเนินการจนเสร็จสมบูรณ์ตามวัตถุประสงค์ เนื่องจากได้รับทุนอุดหนุนการวิจัยจากงบประมาณผลประโยชน์ปี พ.ศ. 2550 มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลกรุงเทพ เป็นการวิจัยประยุกต์ จัดอยู่ในประเภทพัฒนางานด้านอุตสาหกรรม สาขาวิศวกรรมศาสตร์และอุตสาหกรรมวิจัย ทำให้งานวิจัยชิ้นนี้สำเร็จลงได้

ท้ายสุด ขอขอบพระคุณบิดา มารดา พี่น้องทุกท่านที่ให้อำลัใจ และเป็นแรงผลักดันให้ผู้วิจัยทำงานวิจัยชิ้นนี้จนสำเร็จลงได้

นายเจษฎา	ก้อนแพง
ศส.ปราโมทย์	อนันต์วราพงษ์
นายฉลองชัย	จำเนียรศรี
นายจิรพล	วงศ์เมธานุเคราะห์

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อภาษาไทย	ก
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	ง
กิตติกรรมประกาศ	จ
สารบัญภาพ	ฉ
บทที่ 1. บทนำ	1
1.1 วัตถุประสงค์	2
1.2 ขอบเขตของการวิจัย	2
1.3 วิธีการวิจัย	3
1.4 เครื่องมือที่ใช้	3
1.5 ประโยชน์ของการวิจัย	3
บทที่ 2. ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง	4
2.1 โครงสร้างสายนําสัญญาณแบบไมโครสตริป	4
2.2 การหาคุณลักษณะของสายนําสัญญาณแบบไมโครสตริป	5
2.3 การวิเคราะห์เมตริกซ์การกระจายสำหรับวงจรสองทางเข้าออก	10
2.4 สายนําสัญญาณแบบไมโครสตริปที่มีมุมหักงอ	17
2.5 รอยต่อรูปตัวที	19
2.6 วงจรระดับแบบเปิด	21
2.7 วงจรกรองหยุดแถบความถี่แคบโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยม	24
2.8 วงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่มีการปรับระดับ	27
บทที่ 3. การออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโดยใช้สายนําสัญญาณแบบไมโครสตริป	34
3.1 การออกแบบต้นแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมดเดี่ยวโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่มีการปรับระดับด้านนอก	34
3.2 การออกแบบต้นแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมดคู่โดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่มีการปรับระดับด้านนอก	39

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

3.3 การออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมคเดี่ยวโดยใช้ เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่ต่อสลับด้านนอกมุมทั้งสี่และมี การปรับสลับด้านนอก	41
3.4 การออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมคคู่โดยใช้ เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่ต่อสลับด้านนอกมุมทั้งสี่และมี การปรับสลับด้านนอก	45
3.5 การออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมคคู่สองตัวต่อкасасек โดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่มีการปรับสลับด้านนอก	48
3.6 การออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมคคู่สองตัวต่อкасасек โดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่ต่อสลับด้านนอกมุมทั้งสี่และมี การปรับสลับด้านนอก	50
3.7 การเปรียบเทียบขนาดของวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโดย ใช้สายนำสัญญาณแบบไมโครสตริป	52
บทที่ 4. การทดลองและผลการทดลอง	54
4.1 การวัดทดสอบคั้นแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมคเดี่ยว โดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่มีการปรับสลับด้านนอก	55
4.2 การวัดทดสอบคั้นแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมคคู่ โดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่มีการปรับสลับด้านนอก	58
4.3 การวัดทดสอบวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมคเดี่ยวโดยใช้เรโซเนเตอร์ แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่ต่อสลับด้านนอกมุมทั้งสี่และมีการปรับสลับด้านนอก	60
4.4 การวัดทดสอบวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมคคู่โดยใช้เรโซเนเตอร์ แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่ต่อสลับด้านนอกมุมทั้งสี่และมีการปรับสลับด้านนอก	63
4.5 การวัดทดสอบคั้นแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมคคู่สองตัวต่อкасасек โดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่มีการปรับสลับด้านนอก	65
4.6 การวัดทดสอบวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมคคู่สองตัวต่อкасасек โดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่ต่อสลับด้านนอกมุมทั้งสี่และมี การปรับสลับด้านนอก	68

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

4.7 การเปรียบเทียบการวัดทดสอบของวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโดยใช้	
สายนำสัญญาณแบบไมโครสตริป	70
บทที่ 5. สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ	73
5.1 สรุปผลการวิจัย	73
5.2 ปัญหาและข้อเสนอแนะ	75
บรรณานุกรม	76
ภาคผนวก	77
ประวัติผู้วิจัย	86

สารบัญภาพ

ภาพที่	หน้า
2-1 โครงสร้างของสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริป	4
2-2 การแผ่กระจายของสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าบนสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริป	5
2-3 คลื่นตกกระทบและคลื่นสะท้อน	10
2-4 คลื่นตกกระทบและคลื่นสะท้อนของวงจรสองทางเข้าออก	12
2-5 วิธีการวัดค่า S_{11} ของ อิมพีแดนซ์คุณลักษณะ	13
2-6 พอร์ตสองทางเข้าออก	14
2-7 พอร์ตสองทางเข้าออกโดยจ่ายแรงดันเข้าทางด้านอินพุต	15
2-8 วงจรสมมูลเทวินิน	16
2-9 พอร์ตสองทางเข้าออกโดยจ่ายแรงดันเข้าทางด้านเอาต์พุต	17
2-10 สายนำสัญญาณไมโครสตริปที่มีมุมหักงอ	18
2-11 วงจรสมมูลของสายนำสัญญาณไมโครสตริปที่มีมุมหักงอ	18
2-12 รอยต่อรูปตัวที	20
2-13 วงจรสมมูลของรอยต่อรูปตัวที	20
2-14 สดับแบบเปิด	21
2-15 (ก) จุดปลายของสดับเปิด (ข) วงจรสมมูลประกอบด้วยคาปาซิแตนซ์ (ค) ความยาวไมโครสตริปเทียบเท่า	23
2-16 ดันแบบวงจรกรองหยุดแถบโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยม	24
2-17 ดันแบบวงจรสมมูลของวงจรกรองหยุดแถบโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยม	25
2-18 วงจรกรองหยุดแถบโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่ต่อสดับด้านนอกมุมทั้งสี่	26
2-19 วงจรกรองหยุดแถบโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่ต่อสดับด้านนอกมุมทั้งสี่	26
2-20 ดันแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมดเดี่ยวโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่มีการปรับสดับด้านนอก	28
2-21 ดันแบบวงจรสมมูลของวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่มีการปรับสดับด้านนอก	28

สารบัญภาพ (ต่อ)

ภาพที่	หน้า
2-22 ดันแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมคดูโดยใช้เรโซเนเตอร์ แบบวงปิดที่เหลี่ยมที่มีการปรับสลับด้านนอก	30
2-23 วงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมคเดียวโดยใช้เรโซเนเตอร์ แบบวงปิดที่เหลี่ยมที่ต่อสลับด้านนอกมุมทั้งสี่และมีการปรับสลับด้านนอก	31
2-24 วงจรสมมูลของวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมคเดียวโดยใช้เรโซเนเตอร์ แบบวงปิดที่เหลี่ยมที่ต่อสลับด้านนอกมุมทั้งสี่และมีการปรับสลับด้านนอก	32
2-25 วงจรสมมูลของวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมคดูโดยใช้เรโซเนเตอร์ แบบวงปิดที่เหลี่ยมที่ต่อสลับด้านนอกมุมทั้งสี่และมีการปรับสลับด้านนอก	33
3-1 เรโซเนเตอร์แบบวงปิดที่เหลี่ยมและต่อสายป้อนสัญญาณตั้งฉาก	35
3-2 ผลตอบสนองของเรโซเนเตอร์แบบวงปิดที่เหลี่ยมและต่อสายป้อน สัญญาณตั้งฉาก	36
3-3 ดันแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมคเดียวโดยใช้เรโซเนเตอร์ แบบวงปิดที่เหลี่ยมที่มีการปรับสลับด้านนอก	37
3-4 ผลตอบสนองของสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน S_{21} และสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ S_{11} ของดันแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมคเดียวโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดที่เหลี่ยม ที่มีการปรับสลับด้านนอก	37
3-5 ผลตอบสนองของสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน S_{21} ของดันแบบวงจรกรองผ่านแถบ ความถี่กว้างโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดที่เหลี่ยมที่มีการปรับสลับด้านนอก	38
3-6 ชิ้นงานจริงของดันแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมคเดียวที่มี การปรับสลับด้านนอก	38
3-7 ดันแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมคดูโดยใช้เรโซเนเตอร์ แบบวงปิดที่เหลี่ยมที่มีการปรับสลับด้านนอก	39
3-8 ผลตอบสนองของสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน S_{21} และสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ S_{11} ของดันแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมคดูโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดที่เหลี่ยม ที่มีการปรับสลับด้านนอก	40
3-9 ผลตอบสนองของสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน S_{21} ของดันแบบวงจรกรองผ่านแถบ ความถี่กว้างโหมคดูโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดที่เหลี่ยมที่มีการปรับสลับด้านนอก	40

สารบัญภาพ (ต่อ)

ภาพที่	หน้า
3-10	ชิ้นงานจริงของคันเบนวงจรรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมคคู่ที่มี การปรับสัดับด้านนอก 41
3-11	เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่ต่อสัดับด้านนอกมุมทั้งสี่และ ต่อสายป้อนสัญญาณตั้งฉาก 42
3-12	ผลตอบสนองของเรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่ต่อสัดับด้านนอกมุมทั้งสี่ และต่อสายป้อนสัญญาณตั้งฉาก 42
3-13	วงจรรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมคเดี่ยวโดยใช้เรโซเนเตอร์ แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่ต่อสัดับด้านนอกมุมทั้งสี่มีการปรับสัดับด้านนอก 43
3-14	ลตอบสนองสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน S_{21} และสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ S_{11} ของจรรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมคเดี่ยวโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยม ที่ต่อสัดับด้านนอกมุมทั้งสี่มีการปรับสัดับด้านนอก 44
3-15	ผลตอบสนองของสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน S_{21} ของจรรองผ่านแถบ ความถี่กว้างโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่ต่อสัดับด้านนอกมุมทั้งสี่และ มีการปรับสัดับด้านนอก 44
3-16	ชิ้นงานจริงของวงจรรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมคเดี่ยวที่ต่อสัดับ ด้านนอกมุมทั้งสี่มีการปรับสัดับด้านนอก 45
3-17	วงจรรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมคคู่โดยใช้เรโซเนเตอร์ แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่ต่อสัดับด้านนอกมุมทั้งสี่และมีการปรับสัดับด้านนอก 46
3-18	ผลตอบสนองสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน S_{21} และสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ S_{11} ของวงจรรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมคคู่โดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยม ที่ต่อสัดับด้านนอกมุมทั้งสี่และมีการปรับสัดับด้านนอก 46
3-19	ผลตอบสนองของสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน S_{21} ของวงจรรองผ่านแถบ ความถี่กว้างโหมคคู่โดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่ต่อสัดับด้านนอกมุมทั้งสี่ และมีการปรับสัดับด้านนอก 47
3-20	ชิ้นงานจริงของคันเบนวงจรรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมคคู่ที่มี การปรับสัดับด้านนอก 47

สารบัญภาพ (ต่อ)

ภาพที่	หน้า
3-21 ดันแบบวงจรรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมคคู่สองตัวต่อкасечโดยใช่เรโซเนเตอร์ แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่มีการปรับสัดดับด้านนอก	48
3-22 ขึ้นงานจริงของดันแบบวงจรรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมคคู่สองตัวต่อкасеч โดยใช่เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่มีการปรับสัดดับด้านนอก	49
3-23 วงจรรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมคคู่สองตัวต่อкасечโดยใช่เรโซเนเตอร์ แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่ต่อสัดดับด้านนอกมุมทั้งสี่และมีการปรับสัดดับด้านนอก	50
3-24 ขึ้นงานจริงของวงจรรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมคคู่สองตัวต่อкасеч โดยใช่เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่ต่อสัดดับด้านนอกมุมทั้งสี่และ มีการปรับสัดดับด้านนอก	51
3-25 เปรียบเทียบขนาดขึ้นงานจริงของวงจรรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมคเดี่ยว	52
3-26 เปรียบเทียบขนาดขึ้นงานจริงของวงจรรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมคคู่	53
3-27 เปรียบเทียบขนาดขึ้นงานจริงของวงจรรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมคคู่ สองตัวต่อкасеч	53
4-1 การต่ออุปกรณ์เพื่อใช้วัดทดสอบขึ้นงาน	55
4-2 ผลการเปรียบเทียบสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ S_{11} และสัมประสิทธิ์ การส่งผ่าน S_{21} ที่ได้จากการวัดทดสอบขึ้นงานจริงกับการจำลองแบบ	56
4-3 ผลการเปรียบเทียบสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน S_{21} ที่ได้ จากการวัดทดสอบขึ้นงานจริงกับการจำลองแบบ	56
4-4 ผลการวัดสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ S_{11} และสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน S_{21} ที่ได้จากการวัดทดสอบขึ้นงานจริง	57
4-5 ผลการวัดสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน S_{21} ที่ได้จากการวัดทดสอบขึ้นงานจริง	57
4-6 ผลการเปรียบเทียบสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ S_{11} และสัมประสิทธิ์ การส่งผ่าน S_{21} ที่ได้จากการวัดทดสอบขึ้นงานจริงกับการจำลองแบบ	58
4-7 ผลการเปรียบเทียบสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน S_{21} ที่ได้จากการวัดทดสอบ ขึ้นงานจริงกับการจำลองแบบ	59
4-8 ผลการวัดสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ S_{11} และสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน S_{21} ที่ได้จากการวัดทดสอบขึ้นงานจริง	59

สารบัญภาพ (ต่อ)

ภาพที่	หน้า
4-23 ผลการเปรียบเทียบสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน S_{21} ที่ได้จากการวัดทดสอบ ชิ้นงานจริงกับการจำลองแบบ	69
4-24 ผลการวัดสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ S_{11} และสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน S_{21} ที่ได้จากการวัดทดสอบชิ้นงานจริง	69
4-25 ผลการเปรียบเทียบสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน S_{21} ที่ได้จากการวัดทดสอบ ชิ้นงานจริง	70
4-26 ผลการเปรียบเทียบสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน S_{21} ที่ได้จากการวัดทดสอบ ชิ้นงานจริง	71
4-27 ผลการเปรียบเทียบสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน S_{21} ที่ได้จากการวัดทดสอบ ชิ้นงานจริง	71
4-28 ผลการเปรียบเทียบสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน S_{21} ที่ได้จากการวัดทดสอบ ชิ้นงานจริง	72

บทที่ 1

บทนำ

วงจรกรองผ่านแถบความถี่ซึ่งเป็นส่วนหนึ่งในระบบไมโครเวฟที่มีความสำคัญมากโดยคุณสมบัติของวงจรกรองผ่านแถบความถี่จะยอมให้สัญญาณในช่วงความถี่ที่ต้องการผ่านไปได้และจะกัจัดสัญญาณในช่วงความถี่ที่ไม่ต้องการทิ้ง จึงได้มีการมุ่งเน้นพัฒนาในด้านการตอบสนองของการสูญเสียให้ต่ำ เป็นวงจรที่มีขนาดเล็กกระทัดรัด มีคุณสมบัติการตอบสนองความถี่ที่ดี รวมถึงการสร้างให้มีลักษณะเป็นวงจรรวมบนระนาบเดียวกัน (Monolithic Microwave Integrated Circuits, MMIC) และลดต้นทุนในการสร้างชิ้นงาน Kai Chang [1] สำหรับการใส่เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมได้มีการนำมาใช้เป็นวงจรกรองผ่านแถบความถี่ในระบบไมโครเวฟเป็นที่รู้จักกันอย่างกว้างขวางในช่วงหลายปีที่ผ่านมา J.S. Hong และ Lancaster [2], Lung-Hwa Hsieh และ Kai Chang [3] ในระบบสื่อสารไร้สายตัวอย่างเช่น ระบบดาวเทียมและระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ ต้องการวงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่มีขนาดเล็กและมีผลตอบสนองทางความถี่ที่ดีเพราะฉะนั้นวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบวงปิดสี่เหลี่ยมจึงได้นำมาใช้กันอย่างกว้างขวางในระบบสื่อสารที่ต้องการผลตอบสนองทางความถี่ที่ดี มีขนาดเล็ก น้ำหนักเบา และการสูญเสียต่ำ บนโครงสร้างสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริป โดยผู้วิจัย Lung-Hwa Hsieh และ Kai Chang [4], [5] ได้เสนอวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่มีการปรับระดับ (stub) มาออกแบบใช้ในย่านความถี่กว้าง โดยยังคงมีการใช้พื้นที่ วงจรที่ใหญ่เกินไป ยังไม่เหมาะสมกับระบบสื่อสารไร้สายเท่าที่ควรและมีสัญญาณรบกวนด้านบนของช่วงผ่านแถบความถี่ สำหรับแนวทางในการออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่จะเน้นเรื่องของขนาดโครงสร้างที่เล็กเป็นส่วนประกอบที่สำคัญและสามารถกำจัดสัญญาณที่อยู่นอกช่วงผ่านแถบความถี่ที่ไม่ต้องการทิ้งไปเพื่อเป็นการยกระดับช่วงผ่านแถบความถี่ที่ต้องการให้ดีขึ้น ต่อมาได้มีผู้วิจัย Adnan Görür [6] พัฒนาเรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมให้มีขนาดเล็กลงและสามารถกำจัดสัญญาณที่อยู่นอกช่วงผ่านแถบที่ไม่ต้องการทิ้งไปโดยการต่อสลับภายในมุมทั้งสี่ของเรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยม และสามารถพัฒนาต่อเป็นวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างที่สามารถกำจัดสัญญาณที่อยู่นอกช่วงผ่านแถบที่ไม่ต้องการทิ้งไป Jessada Konpang and et al. [7], [8] นำเสนอวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่มีการปรับระดับบนโครงสร้างสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริปโดยอาศัยหลักการของวงจรกรองหยุดแถบ (Bandstop filter) แล้วทำการปรับ

ระดับเพื่อให้เกิดช่วงผ่านที่กว้างและมีความคมในการตัดสัญญาณที่ไม่ต้องการทิ้ง มีขนาดเล็ก น้ำหนักเบา ค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านด้านอินพุตสูงเอาต์พุตสูงเพื่อรองรับการสื่อสาร ไร้สายที่กำลังเติบโตในอนาคต

งานวิจัยนี้จึงนำเสนอวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโดยใช้สายนำสัญญาณแบบไมโครสตริปมีผลตอบสนองของการสูญเสียต่ำ เป็นวงจรที่มีขนาดเล็กกระทัดรัด มีคุณสมบัติการตอบสนองความถี่ที่ดีที่มีความคมในการตัดสัญญาณที่ไม่ต้องการทิ้ง มีขนาดเล็ก น้ำหนักเบา ค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านด้านอินพุตสูงเอาต์พุตสูงและสามารถกำจัดสัญญาณที่อยู่นอกช่วงผ่านแถบที่ต้องการทิ้งไปเพื่อเป็นการยกระดับช่วงผ่านแถบที่ต้องการให้ดีขึ้น

1.1 วัตถุประสงค์

- 1.1.1 เพื่อศึกษาและออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโดยใช้สายนำสัญญาณแบบไมโครสตริป
- 1.1.2 เพื่อศึกษาการทำงานของวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโดยใช้สายนำสัญญาณแบบไมโครสตริป
- 1.1.3 เพื่อศึกษาผลตอบสนองของพารามิเตอร์ของสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน (S_{21}) และสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ (S_{11}) ที่มีต่อวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้าง

1.2 ขอบเขตของการวิจัย

- 1.2.1 ศึกษาและออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโดยใช้สายนำสัญญาณแบบไมโครสตริป
- 1.2.2 ทำการวิเคราะห์ ออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโดยใช้สายนำสัญญาณแบบไมโครสตริป
- 1.2.3 สร้างและวัดทดสอบวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโดยใช้สายนำสัญญาณแบบไมโครสตริป
- 1.2.4 เพื่อศึกษาผลตอบสนองของพารามิเตอร์ของสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน (S_{21}) และสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ (S_{11}) ที่มีต่อวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้าง

1.3 วิธีการวิจัย

- 1.3.1 ศึกษาข้อมูลเกี่ยวกับสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริป
- 1.3.2 ศึกษาออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโดยใช้สายนำสัญญาณแบบไมโครสตริป
- 1.3.3 สร้างและวัดทดสอบวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโดยใช้สายนำสัญญาณแบบไมโครสตริป

1.4 เครื่องมือที่ใช้

- 1.4.1 ไมโครคอมพิวเตอร์
- 1.4.2 โปรแกรม IE3D ZELAND
- 1.4.3 แผ่นวงจรพิมพ์ไมโครเวฟ (Microwave PCB)
- 1.4.4 เครื่องเซาะแผ่นวงจรพิมพ์ (Circuit board plotter)
- 1.4.5 เครื่องวิเคราะห์ข่ายงานไฟฟ้า (Network analyzer)

1.5 ประโยชน์ของการวิจัย

- 1.5.1 ได้วงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโดยใช้สายนำสัญญาณแบบไมโครสตริป
- 1.5.2 สามารถนำไปประยุกต์ใช้งานในระบบสื่อสาร เช่น ระบบสื่อสารไร้สายยุคอนาคต (3G)
- 1.5.3 สามารถไปผลิตแข่งขันในเชิงพาณิชย์กับต่างชาติได้
- 1.5.4 สามารถนำมาประกอบในการเรียนการสอนได้
- 1.5.5 เพื่อเป็นแนวทางในการพัฒนางจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโดยสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริปที่มีประสิทธิภาพมากยิ่งขึ้นต่อไปในอนาคต

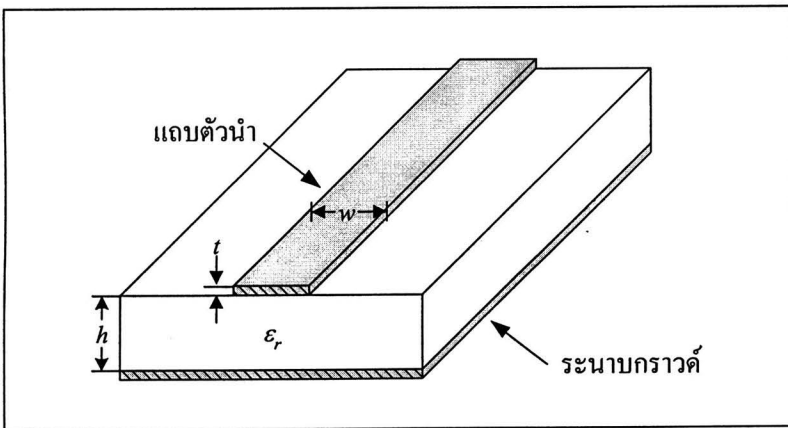
บทที่ 2

ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

สายนำสัญญาณแบบไมโครสตริปเป็นสายนำสัญญาณแบบระนาบที่นิยมใช้กันอย่างมาก เนื่องจากมีขนาดเล็ก น้ำหนักเบาและง่ายต่อการออกแบบเป็นวงจรรวมกับอุปกรณ์ไมโครเวฟอื่นๆ ดังนั้นควรจะศึกษารายละเอียดพารามิเตอร์ต่างๆของสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริปเพื่อจะได้เป็นประโยชน์ในการออกแบบและสร้างอุปกรณ์ทางไมโครเวฟ

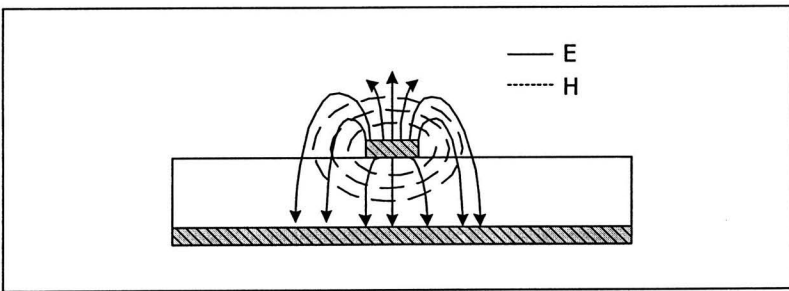
2.1 โครงสร้างสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริป

สายนำสัญญาณแบบไมโครสตริปเป็นสายนำสัญญาณที่สามารถปลูกหรือสร้างบนแผ่นวงจรพิมพ์ไมโครเวฟได้และใช้ในการเชื่อมโยงชิ้นส่วนวงจรต่างๆ โดยโครงสร้างของสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริปแสดงดังภาพที่ 2-1



ภาพที่ 2-1 โครงสร้างของสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริป

จากภาพที่ 2-1 ประกอบด้วยแถบตัวนำ (Strip) หรือแถบโลหะที่มีความกว้าง w อยู่ด้านบนบนของฐานรองไดอิเล็กตริกสูง h พลังงานของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจะส่งผ่านฐานรองไดอิเล็กตริกบริเวณที่อยู่ระหว่างแถบโลหะแคบๆ ข้างบน กับผิวโลหะข้างล่างที่เป็นระนาบกราวด์โดยการส่งผ่านของคลื่นในสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริปเป็นลักษณะการแผ่กระจายของสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าจะใกล้เคียงกับโหมด TEM มากแต่จะไม่ใช่มอด TEM เสียทีเดียวเพราะมีสนามพุ่งออกสู่ด้านนอกด้วยจึงเรียกลักษณะการแผ่กระจายแบบนี้ว่าโมด Quasi-TEM (Quasi-TEM mode) ซึ่งแสดงลักษณะการแผ่กระจายของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กบนสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริปแสดงดังภาพที่ 2-2



ภาพที่ 2-2 การแผ่กระจายของสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าบนสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริป

จากภาพที่ 2-2 แสดงการแผ่กระจายของสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าบนสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริป โดยมีสนามพุ่งออกสู่ด้านนอกด้วยนั้นเป็นเพราะโครงสร้างที่มีสารไดอิเล็กตริกและอากาศอยู่ในระบบเดียวกันและในสภาพที่มีสนามพุ่งออกสู่ด้านนอกโมดที่ส่งผ่านจะประกอบด้วยโหมด TM และ TE

2.2 การหาคุณลักษณะของสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริป

การหาค่าคุณลักษณะในทางปฏิบัติค่าความสูงของฐานรองไดอิเล็กตริกมีความยาวทางไฟฟ้าน้อยมาก ($h \ll \lambda$) การแผ่กระจายของสนามในโหมด Quasi-TEM จึงประมาณได้เป็นโหมด TEM ทำให้สามารถวิเคราะห์หาคุณสมบัติของสายไมโครสตริปได้

2.2.1 การวิเคราะห์ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกประสิทธิผล

ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกประสิทธิผล ϵ_{re} ของสายนำสัญญาณของไมโครสตริป เป็นฟังก์ชันของค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ ϵ_r ความหนาของฐานรองไดอิเล็กตริก h และความกว้างของสตริป w สมการที่ได้จากการทดลองของค่าไดอิเล็กตริกประสิทธิผล เมื่อ $t/h \leq 0.005$ แสดงได้ดังนี้ [7]

กรณี $\frac{w}{h} \leq 1$

$$\epsilon_{re} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[\left(1 + \frac{12}{w/h} \right)^{-1/2} + 0.04 \left(1 - \frac{w}{h} \right)^2 \right] \quad (2-1)$$

หรือ

กรณี $\frac{w}{h} \geq 1$

$$\epsilon_{re} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{12}{w/h} \right)^{-1/2} \quad (2-2)$$

ความเร็วเฟส (Phase velocity) หาได้จากสมการ

$$v_p = \frac{c_0}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \quad (2-3)$$

ความยาวคลื่นในสายนำสัญญาณ (Wavelength) หาได้จากสมการ

$$\lambda_g = \frac{v_p}{f} = \frac{c_0}{f \sqrt{\epsilon_{re}}} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \quad (2-4)$$

โดยที่ v_p คือความเร็วเฟสของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าในสายนำสัญญาณ

c_0 คือความเร็วของแสงในอากาศมีค่าเท่ากับ 3×10^8 เมตรต่อวินาที

ϵ_{re} คือค่าคงที่ไดอิเล็กตริกประสิทธิผล (Effective dielectric constant) ของวัสดุฐานรอง

λ_g คือความยาวคลื่นในสายนำสัญญาณ (Guided wavelength)

λ_0 คือความยาวคลื่นในอากาศว่าง

ϵ_r คือค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ของวัสดุฐานรองไดอิเล็กตริก

f คือความถี่ของคลื่นไมโครเวฟ

ค่าคงที่ของการแผ่กระจายคลื่น (Propagation constant) ของสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริปหาได้จากสมการ

$$\gamma = \alpha + j\beta \quad (2-5)$$

การลดทอนของสายนำสัญญาณ (Attenuation constant) หาได้จากสมการ

$$\alpha = \alpha_c + \alpha_d \quad (\text{Np/m}) \quad (2-6)$$

การสูญเสียที่เกิดจากตัวนำ (Conductor loss) หาได้จากสมการ

$$\alpha_c = 0.0083 \frac{\sqrt{f}}{wZ_0} \lambda_g \quad (\text{Np/m}) \quad (2-7)$$

การสูญเสียที่เกิดจากไดอิเล็กตริก (Dielectric loss) หาได้จากสมการ

$$\alpha_d = \frac{3.14\epsilon_r(\epsilon_r - 1)\tan\delta}{\epsilon_r(\epsilon_r - 1)\lambda_g} \quad (\text{Np/m}) \quad (2-8)$$

ค่าคงที่เฟส (Phase constant) หาได้จากสมการ

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda_g} \quad (2-9)$$

ถ้าไม่มีการสูญเสียที่เกิดจากค่า α เพราะฉะนั้นจะได้ค่า

$$\gamma \approx j\beta \quad (2-10)$$

ความยาวทางไฟฟ้า (Electrical length) ของสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริปที่มีความยาว ℓ หาได้จากสมการ

$$\theta = \beta \ell \quad (2-11)$$

จะได้ $\theta = \pi/2$ เมื่อ $\ell = \lambda_g/4$ และ $\theta = \pi$ เมื่อ $\ell = \lambda_g/2$

โดยที่ γ คือค่าคงที่การแผ่กระจาย (Propagation constant)

α คือการลดทอนของสายนำสัญญาณ (Attenuation constant)

α_c คือการสูญเสียที่เกิดจากตัวนำ (Conductor loss)

α_d คือการสูญเสียที่เกิดจากไดอิเล็กตริก (Dielectric loss)

β คือค่าคงที่เฟส (Phase constant)

ℓ คือความยาวของสายนำสัญญาณ

2.2.2 การวิเคราะห์หาค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ

การวิเคราะห์หาค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริป เมื่อ $t/h \leq 0.005$ สามารถหาได้ดังสมการต่อไปนี้ [7]

$$\eta = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \quad (2-12)$$

กรณี $\frac{w}{h} \leq 1$

$$Z_0 = \frac{\eta}{2\pi\sqrt{\epsilon_{re}}} \ln\left(8\frac{h}{w} + \frac{w}{4h}\right) \quad (2-13)$$

กรณี $\frac{w}{h} \geq 1$

$$Z_0 = \frac{\eta}{\sqrt{\epsilon_{re}} \left(1.393 + \frac{w}{h} + \frac{2}{3} \ln\left(\frac{w}{h} + 1.444\right)\right)} \quad (2-14)$$

โดยที่ η คืออิมพีแดนซ์คลื่นในอากาศว่าง (Intrinsic impedance) เท่ากับ $120\pi\Omega$ หรือ 377Ω

μ_0 คือค่าความซึมซาบได้ในอากาศว่าง (Permeability) มีค่าเท่ากับ $4\pi \times 10^{-7}$ เฮนรี/เมตร

ϵ_0 คือค่าสภาพยอมในอากาศว่าง (Permittivity) มีค่าเท่ากับ 8.854×10^{-12} ฟารัด/เมตร

Z_0 คือค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายนำสัญญาณ

สมการดังกล่าวจะใช้ได้ก็ต่อเมื่อมีความหนา t มีค่าเป็นศูนย์หรือ $t/h \leq 0.005$

2.2.3 การสังเคราะห์หาความกว้างต่อความยาว

ในการคำนวณหาความกว้างต่อความยาว (w/h) ของสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริปเมื่อทราบค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ Z_0 และค่าไดอิเล็กตริกประสิทธิภาพ ϵ_{re} หาได้จากสมการ [7]

กรณี $w/h \leq 2$

$$\frac{w}{h} = \frac{8 \exp(A)}{\exp(2A) - 2} \quad (2-15)$$

กรณี $w/h \geq 2$

$$\frac{w}{h} = \frac{2}{\pi} \left\{ (B-1) - \ln(2B-1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left[\ln(B-1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_{re}} \right] \right\} \quad (2-16)$$

โดยที่

$$A = \frac{Z_0}{60} \left\{ \frac{\epsilon_r + 1}{2} \right\}^{0.5} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left\{ 0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right\} \quad (2-17)$$

$$B = \frac{60\pi^2}{Z_0 \sqrt{\epsilon_r}} \quad (2-18)$$

2.3 การวิเคราะห์เมตริกซ์การกระจายสำหรับวงจรสองทางเข้าออก

โดยทั่วไปแล้วในการวิเคราะห์พารามิเตอร์การกระจาย S_{11} , S_{12} , S_{21} และ S_{22} ของวงจรไมโครเวฟ [8] จะวิเคราะห์ในแบบจำลองวงจรสองทางเข้าออก (Two-port network) โดยทำการวิเคราะห์คลื่นตกกระทบ (Incident wave) และคลื่นสะท้อน (Reflected wave) ซึ่งในงานวิจัยนี้ใช้หลักการวิเคราะห์เช่นเดียวกับวงจรไมโครเวฟทั่วไปโดยขนาดของคลื่นตกกระทบและคลื่นสะท้อนแสดงดังภาพที่ 2-3 ส่วนคลื่นตกกระทบและคลื่นสะท้อนของวงจรสองทางเข้าออกแสดงดังภาพที่ 2-4

$$V^+(x) = A_1 e^{-j\beta x} \quad (2-19)$$

$$V^-(x) = B_1 e^{j\beta x} \quad (2-20)$$

$$V(x) = V^+(x) + V^-(x) \quad (2-21)$$

$$I(x) = I^+(x) + I^-(x) = \frac{V^+(x)}{Z_0} - \frac{V^-(x)}{Z_0} \quad (2-22)$$

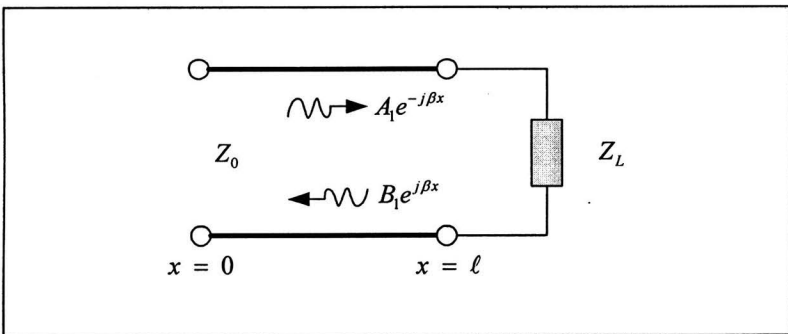
โดยที่

$V^+(x)$ หมายถึงแรงดันคลื่นตกกระทบที่อินพุต

$V^-(x)$ หมายถึงแรงดันคลื่นสะท้อนที่อินพุต

$I^+(x)$ หมายถึงกระแสคลื่นตกกระทบที่อินพุต

$I^-(x)$ หมายถึงกระแสคลื่นสะท้อนที่อินพุต



ภาพที่ 2-3 คลื่นตกกระทบและคลื่นสะท้อน

ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ (Reflection coefficient) ระหว่างคลื่นตกกระทบและคลื่นสะท้อนกลับ สามารถแสดงได้ดังนี้

$$\Gamma(x) = \frac{V^-(x)}{V^+(x)} \quad (2-23)$$

ทำการนอมอลไลซ์ (Nomalized) ค่าดังต่อไปนี้

$$v(x) = \frac{V(x)}{\sqrt{Z_0}} \quad (2-24)$$

$$i(x) = \sqrt{Z_0} I(x) \quad (2-25)$$

$$a(x) = \frac{V^+(x)}{\sqrt{Z_0}} \quad (2-26)$$

$$b(x) = \frac{V^-(x)}{\sqrt{Z_0}} \quad (2-27)$$

นำสมการที่ (2-21), (2-22) และสมการที่ (2-23) มาจัดรูปใหม่ให้อยู่ในรูปนอมอลไลซ์จะได้ดังสมการต่อไปนี้

$$v(x) = a(x) + b(x) \quad (2-28)$$

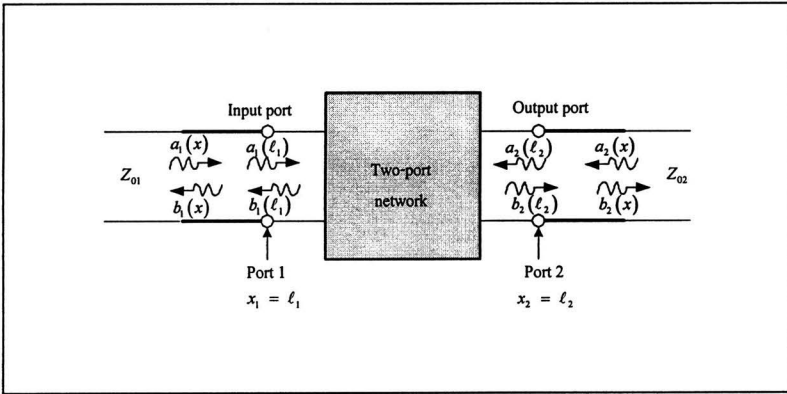
$$i(x) = a(x) - b(x) \quad (2-29)$$

$$b(x) = \Gamma(x)a(x) \quad (2-30)$$

จากสมการที่ (2-28) และสมการที่ (2-29) จัดรูปสมการใหม่โดยนำค่านอมอลไลซ์มาแทนค่า จะได้ผลดังนี้

$$a(x) = \frac{1}{2} [v(x) + i(x)] = \frac{1}{2\sqrt{Z_0}} [V(x) + Z_0 I(x)] \quad (2-31)$$

$$b(x) = \frac{1}{2} [v(x) - i(x)] = \frac{1}{2\sqrt{Z_0}} [V(x) - Z_0 I(x)] \quad (2-32)$$



ภาพที่ 2-4 คลื่นตกกระทบและคลื่นสะท้อนของวงจรสองทางเข้าออก

จากภาพที่ 2-4 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 (2-30) สามารถเขียนได้เป็น

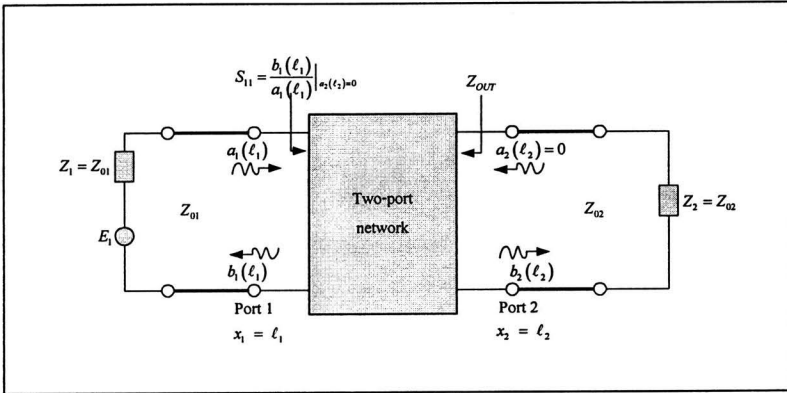
$$b_1(l_1) = S_{11}a_1(l_1) + S_{12}a_2(l_2) \quad (2-33)$$

$$b_2(l_2) = S_{21}a_1(l_1) + S_{22}a_2(l_2) \quad (2-34)$$

จากสมการที่ (2-33) และ (2-34) จัดให้อยู่ในรูปเมทริกซ์และสามารถเขียนการกระจาย (Scattering parameters) หรือ S - parameters โดยการวัดที่พอร์ต 1 และพอร์ต 2 ได้ดังนี้

$$\begin{bmatrix} b_1(\ell_1) \\ b_2(\ell_2) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1(\ell_1) \\ a_2(\ell_2) \end{bmatrix} \quad (2-35)$$

$$[S] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \quad (2-36)$$



ภาพที่ 2-5 วิธีการวัดค่า S_{11} ของ อิมพีแดนซ์คุณลักษณะ

ค่า S - parameters จากสมการที่ (2-35) สามารถหาค่า S ได้ดังสมการต่อไปนี้

$$S_{11} = \left. \frac{b_1(\ell_1)}{a_1(\ell_1)} \right|_{a_2(\ell_2) = 0} \quad \text{หมายถึงค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับด้านอินพุต}$$

$$S_{12} = \left. \frac{b_1(\ell_1)}{a_2(\ell_2)} \right|_{a_1(\ell_1) = 0} \quad \text{หมายถึงค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านด้านเอาต์พุตไปสู่อินพุต}$$

$$S_{21} = \left. \frac{b_2(\ell_2)}{a_1(\ell_1)} \right|_{a_2(\ell_2) = 0} \quad \text{หมายถึงค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านด้านอินพุตไปสู่เอาต์พุต}$$

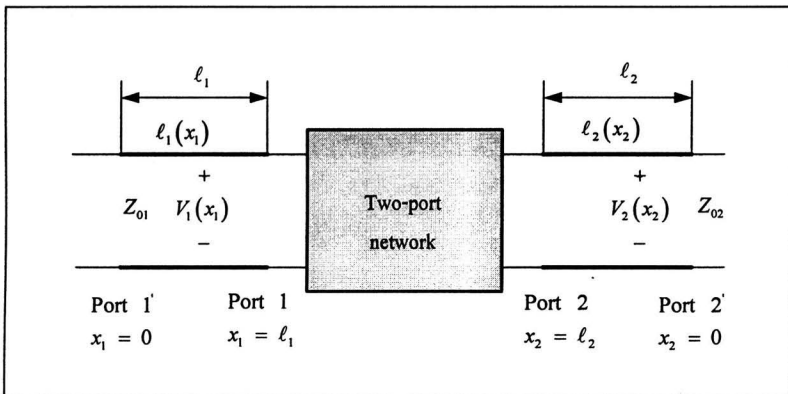
$$S_{22} = \frac{b_2(\ell_2)}{a_2(\ell_2)} \Big|_{a_1(\ell_1)=0} \text{ หมายถึงค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับด้านเอาต์พุต}$$

พิจารณาภาพที่ 2-6 กำหนดให้สายนำสัญญาณ (Transmission line) ไม่มีการสูญเสีย (Lossless) และค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะทางด้านอินพุตและเอาต์พุตเป็นจำนวนจริงมีค่าเท่ากับ 50 โอห์ม ดังนั้นสามารถหาความสัมพันธ์ของกระแสและแรงดันทางด้านอินพุตและเอาต์พุตจากสมการที่ (2-32) และสมการที่ (2-33) สามารถเขียนสมการใหม่ได้ดังนี้

$$a_i(x_i) = \frac{1}{2\sqrt{Z_{0i}}} [V_i(x_i) + Z_{0i}I_i(x_i)] \quad (2-37)$$

$$b_i(x_i) = \frac{1}{2\sqrt{Z_{0i}}} [V_i(x_i) - Z_{0i}I_i(x_i)] \quad (2-38)$$

โดยที่ $i = 1, 2$

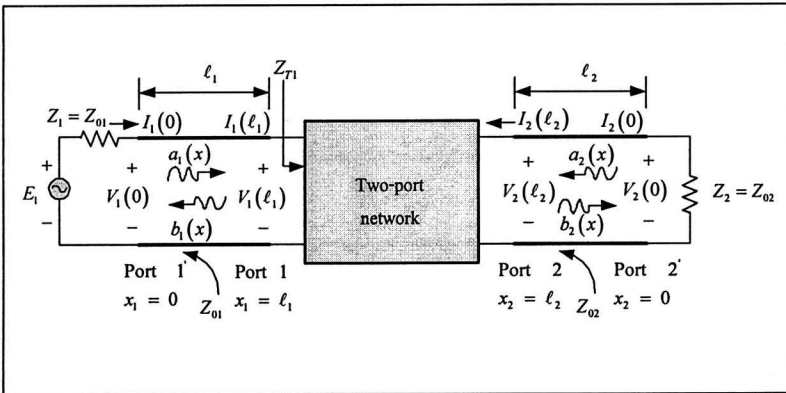


ภาพที่ 2-6 พอร์ตสองทางเข้าออก

ภาพที่ 2-7 แสดงพอร์ตสองทางเข้าออกโดยจ่ายแรงดันเข้าทางอินพุต E_1 โดยมีค่าอิมพีแดนซ์ทางด้านอินพุต Z_1 และอิมพีแดนซ์ทางด้านเอาต์พุต Z_2 สามารถคำนวณหาค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับที่อินพุต S_{11} ที่ระยะทาง $x_1 = \ell_1$ จากความสัมพันธ์ดังนี้

$$S_{11} = \frac{V_1^-(\ell_1)}{V_1^+(\ell_1)} \Big|_{V_2^+(\ell_2) = 0} = \frac{Z_{T1} - Z_{01}}{Z_{T1} + Z_{01}} \quad (2-39)$$

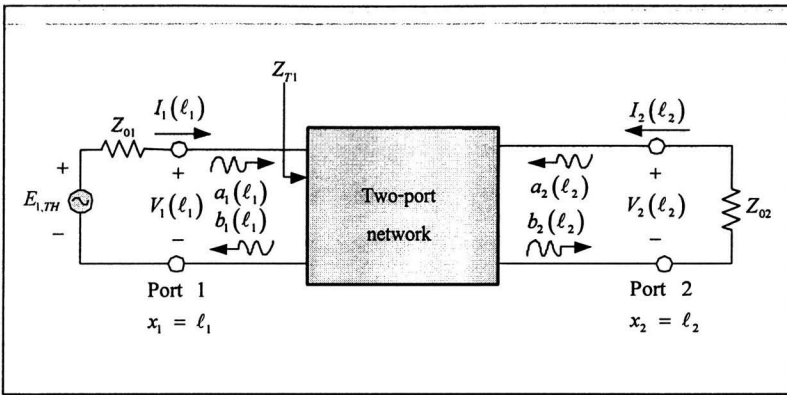
$$S_{21} = -\frac{\sqrt{Z_{02}} I_2(\ell_2)}{\sqrt{Z_{01}} I_1^+(\ell_2)} \Big|_{I_1^+(\ell_2) = 0} \quad (2-40)$$



ภาพที่ 2-7 พอร์ตสองทางเข้าออกโดยจ่ายแรงดันเข้าทางด้านอินพุต

จากภาพที่ 2-7 สามารถเขียนเป็นวงจรสมมูลเทวินิน (Thevenin's equivalent) ได้ดังภาพที่ 2-8 ดังนั้นจากสมการที่ (2-37) สามารถหาค่ากระแสและแรงดันทางด้านอินพุตจากวงจรสมมูลเทวินินได้ดังนี้

$$I_1^+(\ell_1) = \frac{1}{2Z_{01}} [V_1(\ell_1) + Z_{01} I_1(\ell_1)] \quad (2-41)$$



ภาพที่ 2-8 วงจรสมมูลเทวินิน

โดยกำหนดให้

$$V_1(\ell_1) = E_{1,TH} - Z_{01}I_1(\ell_1) \quad (2-42)$$

นำสมการที่ (2-42) แทนลงในสมการที่ (2-41) จะได้ว่า

$$I_1^+(\ell_1) = \frac{E_{1,TH}}{2Z_{01}} \quad (2-43)$$

และที่พอร์ตสองเช่นเดียวกันหาค่ากระแสที่ย้อนกลับมาได้ดังนี้

$$-I_2(\ell_2) = \frac{V_2(\ell_2)}{Z_{02}} \quad (2-44)$$

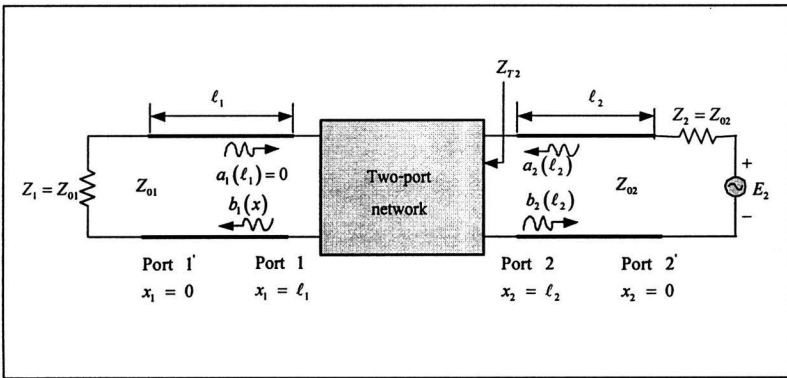
นำสมการที่ (2-43) และสมการที่ (2-44) แทนลงในสมการที่ (2-40) จะได้ว่า

$$S_{21} = \frac{2\sqrt{Z_{01}}}{\sqrt{Z_{02}}} \frac{V_2(\ell_2)}{E_{1,TH}} \quad (2-45)$$

ในการทำเกี่ยวกับการวิเคราะห์โครงข่าย (Network) โดยการกระตุ้นด้วยคลื่นรูปไซน์ (Sinusoidal excitation) โดยอิมพีแดนซ์ $Z_2 = Z_{02}$ แสดงดังภาพที่ 2-9 สามารถหาค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านที่เอาต์พุตไปสู่อินพุต S_{12} และค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับที่เอาต์พุต S_{22} ได้ดังสมการต่อไปนี้

$$S_{22} = \frac{b_2(\ell_2)}{a_2(\ell_2)} \Big|_{a_1(\ell_1)=0} = \frac{Z_{T2} - Z_{02}}{Z_{T2} + Z_{02}} \quad (2-46)$$

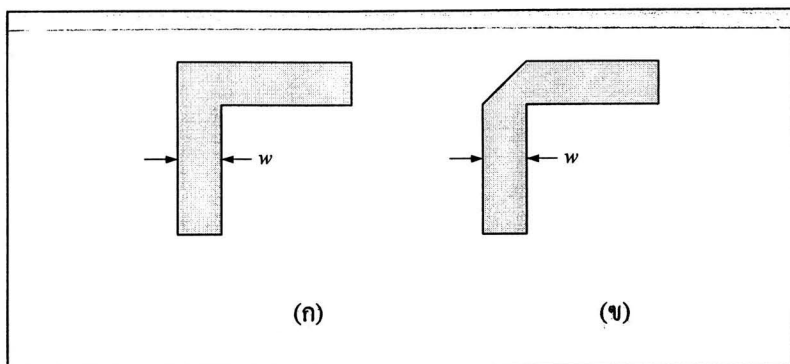
$$S_{12} = \frac{b_1(\ell_1)}{a_2(\ell_2)} \Big|_{a_1(\ell_1)=0} = \frac{2\sqrt{Z_{02}}}{\sqrt{Z_{01}}} \frac{V_1(\ell_1)}{E_{2,TH}} \quad (2-47)$$



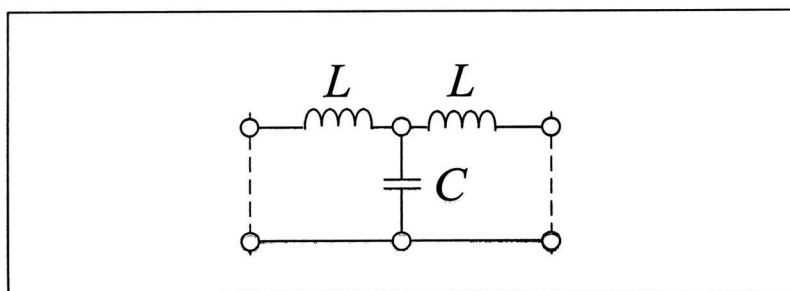
ภาพที่ 2-9 พอร์ตสองทางเข้าออกโดยจ่ายแรงดันเข้าทางด้านเอาต์พุต

2.4 สายนำสัญญาณแบบไมโครสตริปที่มีมุมหักงอ

ความไม่ต่อเนื่องของสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริปที่มีมุมหักงอ [9] จากภาพที่ 2-10(ก) แสดงถึงสายนำสัญญาณไมโครสตริปที่มีมุมหักงอ 90° และในภาพที่ 2-10(ข) แสดงถึงสายนำสัญญาณไมโครสตริปที่มีมุมหักงอ 90° และตัดมุม ส่วนในภาพที่ 2-12 แสดงวงจรสมมูลของสายนำสัญญาณไมโครสตริปที่มีมุมหักงอ



ภาพที่ 2-10 สายนำสัญญาณไมโครสตริปที่มีมุมหักงอ



ภาพที่ 2-11 วงจรสมมูลของสายนำสัญญาณไมโครสตริปที่มีมุมหักงอ

โดยที่ตัวเก็บประจุ C และตัวเหนี่ยวนำ L หาได้จากสมการ

สายนำสัญญาณไมโครสตริปที่มีมุมหักงอ 90°

$$C = 0.001h \left[(10.35\varepsilon_r + 2.5) \left(\frac{w}{h} \right)^2 + (2.6\varepsilon_r + 5.64) \left(\frac{w}{h} \right) \right] \text{ pF} \quad (2-48)$$

$$L = 0.22h \left\{ 1 - 1.35 \exp \left[-0.18 \left(\frac{w}{h} \right)^{1.39} \right] \right\} \text{ nH} \quad (2-49)$$

สายนำสัญญาณไมโครสตริปที่มีมุมหักงอ 90° และคำนวณ

$$C = 0.001h \left[(3.93\varepsilon_r + 0.62) \left(\frac{w}{h} \right)^2 + (7.6\varepsilon_r + 3.8) \left(\frac{w}{h} \right) \right] \text{ pF} \quad (2-50)$$

$$L = 0.44h \left\{ 1 - 1.062 \exp \left[-0.177 \left(\frac{w}{h} \right)^{0.947} \right] \right\} \text{ nH} \quad (2-51)$$

2.5 รอยต่อรูปตัวที

รอยต่อรูปตัวที (T-junction) แสดงดังภาพที่ 2-12 และวงจรสมมูลรอยต่อรูปตัวทีแสดงดังภาพที่ 2-13 สามารถคำนวณหาค่าซัสเซปแทนซ์ (Susceptance) ได้ดังต่อไปนี้ [9]

$$\frac{d_1}{D_2} = 0.055 \left[1 - 2 \frac{Z_1}{Z_2} \left(\frac{f}{f_{p1}} \right)^2 \right] \frac{Z_1}{Z_2} \quad (2-52)$$

$$\frac{d_2}{D_1} = 0.5 - \left[0.05 + 0.7 \exp \left(-1.6 \frac{Z_1}{Z_2} \right) + 0.25 \frac{Z_1}{Z_2} \left(\frac{f}{f_{p1}} \right)^2 - 0.17 \ln \frac{Z_1}{Z_2} \right] \frac{Z_1}{Z_2} \quad (2-53)$$

$$n^2 = 1 - \pi \left(\frac{f}{f_{p1}} \right)^2 \left[\frac{1}{12} \left(\frac{Z_1}{Z_2} \right)^2 + \left(0.5 - \frac{d_2}{D_1} \right)^2 \right] \quad (2-54)$$

$$\begin{aligned} \frac{B_T}{Y_2} \frac{\lambda_1}{D_1} = 5.5 \frac{\varepsilon_r + 2}{\varepsilon_r} \left[1 + 0.9 \ln \frac{Z_1}{Z_2} + 4.5 \frac{Z_1}{Z_2} \left(\frac{f}{f_{p1}} \right)^2 \right. \\ \left. - 4.4 \exp \left(-1.3 \frac{Z_1}{Z_2} \right) - 20 \left(\frac{Z_2}{\eta_0} \right)^2 \right] n^{-2} \frac{d_1}{D_2} \end{aligned} \quad (2-55)$$

$$D = \frac{\eta_0 h}{(\sqrt{\epsilon_{re}} Z_0)} \quad (2-56)$$

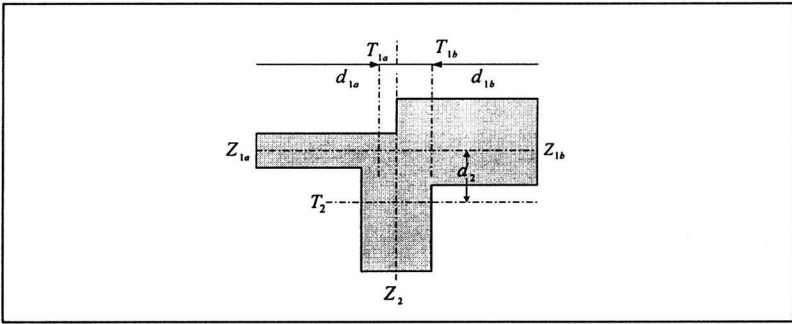
$$f_p (\text{GHz}) = \frac{0.4 Z_0}{h} \quad (2-57)$$

โดยที่ η_0 คืออิมพีแดนซ์คลื่นในอากาศว่าง (Intrinsic Impedance) เท่ากับ $120\pi \Omega$ หรือ 377Ω

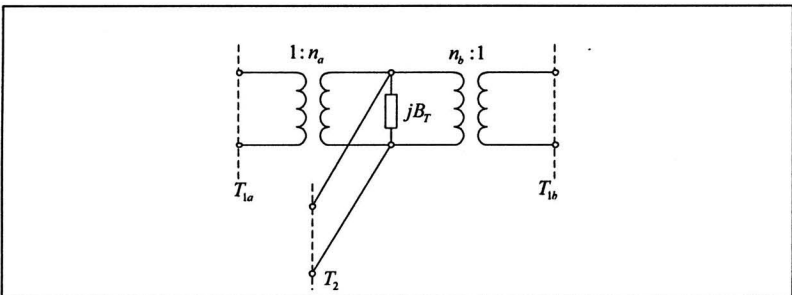
f_p คือความถี่ตัด (Frequency cut-off)

D คือความกว้างสมมูลของสายนำสัญญาณ

Z_0 คืออิมพีแดนซ์คุณลักษณะ



ภาพที่ 2-12 รอยต่อรูปตัวที



ภาพที่ 2-13 วงจรสมมูลของรอยต่อรูปตัวที

2.6 วงจรสตັบแบบเปิด

ในวงจรของสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริปทั่วไป จะประกอบด้วยวงจรสตັบแบบเปิด (Open stub) เพื่อที่จะใช้ทำการแมตช์หรือปรับจูนวงจรให้ได้ผลตามต้องการแสดงดังภาพที่ 2-14 แสดงสตັบแบบเปิด สามารถหาค่าอินพุตแอดมิตแดนซ์คุณลักษณะที่มองไปในสตັบแบบเปิด (Characteristic admittance) ได้ดังนี้ [7]

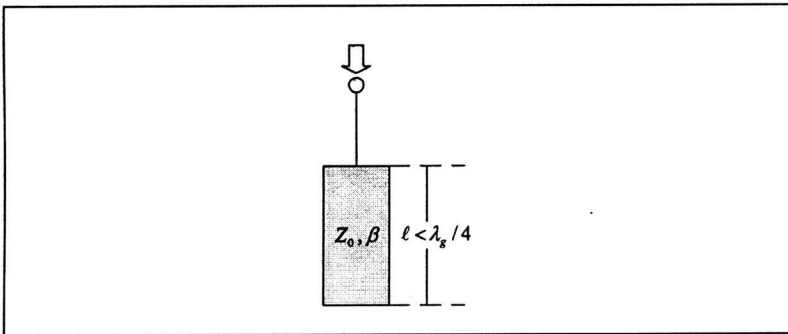
$$Y_{in} = jY_0 \tan\left(\frac{2\pi}{\lambda_g} \ell\right) \quad (2-58)$$

$$Y_0 = \frac{1}{Z_0} \quad (2-59)$$

โดยที่ ℓ คือความยาวของสตັบ

Y_0 คือค่าแอดมิตแดนซ์คุณลักษณะ

Z_0 คือค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ



ภาพที่ 2-14 สตັบแบบเปิด

จุดปลายของสตัปเปิด (Open ends stub) วงจรสมมูลจะประกอบไปด้วยคาปาซิแตนซ์ C_{open} และ วงจรยังเทียบเท่ากับความยาวของสตริป $\Delta\ell_{open}$ ดังภาพที่ 2-15 แสดงถึงความสัมพันธ์ดังสมการต่อไปนี [9]

$$\frac{C_{open}}{w} = \exp \left\{ 2.3036 \sum_{i=1}^5 C_i(\epsilon_r) \left[\log \frac{w}{h} \right]^{i-1} \right\} (pF/m) \quad (2-60)$$

$$\frac{\Delta\ell_{open}}{h} = \frac{C_{open}}{w} \frac{cZ_0 w/h}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \quad (2-61)$$

$$\frac{\Delta\ell_{open}}{h} = 0.412 \frac{\epsilon_{re} + 0.3}{\epsilon_{re} - 0.258} \left[\frac{w/h + 0.264}{w/h + 0.8} \right] \quad (2-62)$$

โดยที่ $w/h \geq 0.2$ และ $2 \leq \epsilon_{re} \leq 50$

สมการดังกล่าวมีค่าความผิดพลาด น้อยกว่า 4 เปอร์เซนต์แต่สามารถที่จะทำให้ค่าความแม่นยำ สูงกว่า 0.2 เปอร์เซนต์โดยที่ $0.01 \leq w/h \leq 100$ และค่าคงที่ไดอิเล็กตริก $\epsilon_r \leq 128$ สามารถคำนวณ ได้อย่างละเอียดดังสูตรต่อไปนี้

$$\frac{\Delta\ell_{open}}{h} = \frac{\xi_1 \xi_3 \xi_5}{\xi_4} \quad (2-63)$$

โดยที่

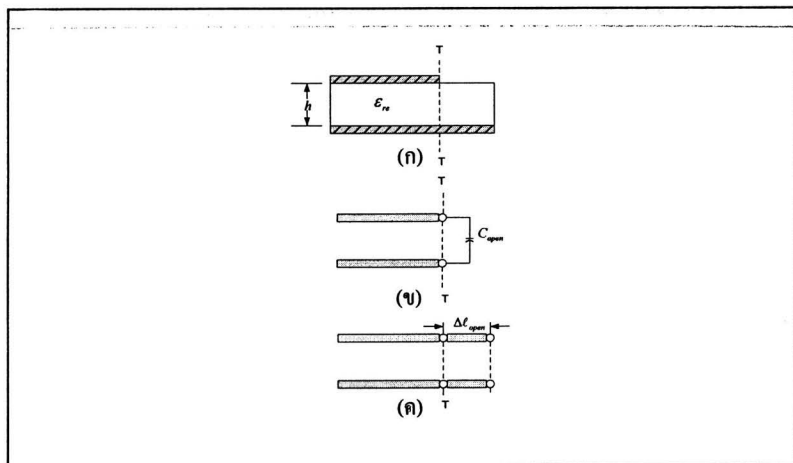
$$\xi_1 = 0.434907 \frac{\epsilon_{re}^{0.81} + 0.26(w/h)^{0.8544} + 0.236}{\epsilon_{re}^{0.81} - 0.189(w/h)^{0.8544} + 0.87} \quad (2-64)$$

$$\xi_2 = 1 + \frac{(w/h)^{0.371}}{2.358\epsilon_r + 1} \quad (2-65)$$

$$\xi_3 = 1 + \frac{0.5274 \arctan \left[0.084(w/h)^{1.9413/\xi_2} \right]}{\epsilon_{re}^{0.9236}} \quad (2-66)$$

$$\xi_4 = 1 + 0.0377 \arctan \left[0.067(w/h)^{1.456} \right] \{ 6 - 5 \exp[0.036(1 - \varepsilon_r)] \} \quad (2-67)$$

$$\xi_5 = 1 - 0.218 \exp(-7.5w/h) \quad (2-68)$$



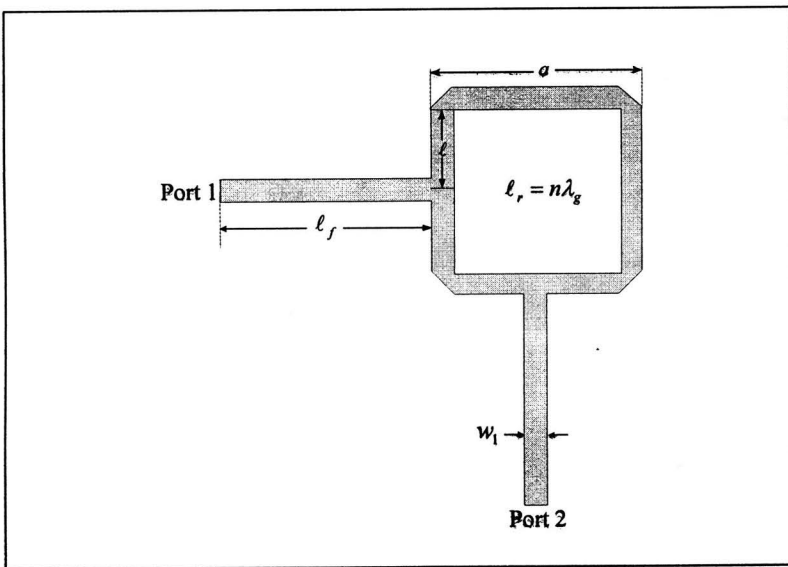
ภาพที่ 2-15 (ก) จุดปลายของสตัปเปิด (ข) วงจรสมมูลประกอบด้วยคาปาซิแตนซ์
 (ค) ความยาวไมโครสตริปเทียบเท่า

2.7 วงจรกรองหยุดแถบความถี่แคบโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยม

ในส่วนนี้จะกล่าวถึงวงจรกรองหยุดแถบความถี่แคบโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมแล้วพัฒนาต่อเป็นวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างที่มีการปรับสลับ ซึ่งงานวิจัยนี้มีอยู่สองแบบคือ ดันแบบวงจรกรองหยุดแถบโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยม และวงจรกรองหยุดแถบโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่ต่อสลับด้านนอกมุมทั้งสี่

2.7.1 ดันแบบวงจรกรองหยุดแถบโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยม

ในการออกแบบเรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมนั้นออกแบบให้ความยาวของเส้นรอบวงที่ตำแหน่งกึ่งกลางของความกว้าง w_1 ของสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริปโดยเส้นรอบวงมีค่าประมาณความยาวคลื่น λ_g ที่ความถี่ที่ต้องการออกแบบ ส่วนตำแหน่งของสายป้อนสัญญาณจะตั้งฉากกัน Lung-Hwa Hsieh และ Kai Chang [4] และต่อตรงไม่มีการกลับปลิงเพื่อไม่ให้เกิดการสูญเสียระหว่างสายป้อนสัญญาณกับเรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยม ดังแสดงในภาพที่ 2-16



ภาพที่ 2-16 ดันแบบวงจรกรองหยุดแถบโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยม

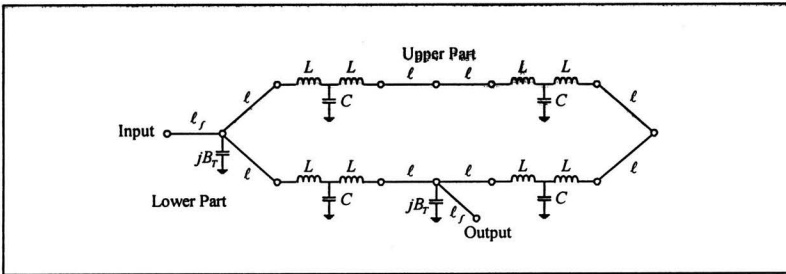
เมื่อ ความยาวของเส้นรอบวง

$$\ell_r = n\lambda_g \quad (2-69)$$

โดยที่ ℓ_r คือ ความยาวของเส้นรอบวง

n คือ หมายเลข โมด (Mode number)

λ_g คือ ความยาวคลื่นในสายนำสัญญาณ



ภาพที่ 2-17 คณิตแบบวงจรสมมูลของวงจรกรองหยุดแถบโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยม

จากภาพที่ 2-17 แสดงวงจรสมมูลของวงจรกรองหยุดแถบความถี่แคบโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยม โดยแบ่งเป็นอินพุตพอร์ตและเอาต์พุตพอร์ต โดยตัวเก็บประจุ C และค่าตัวเหนี่ยวนำ L หาได้จากสมการ [9]

$$C = 0.001h \left[(3.93\varepsilon_r + 0.62) \left(\frac{w_1}{h} \right)^2 + (7.6\varepsilon_r + 3.8) \left(\frac{w_1}{h} \right) \right] \text{ pF} \quad (2-70)$$

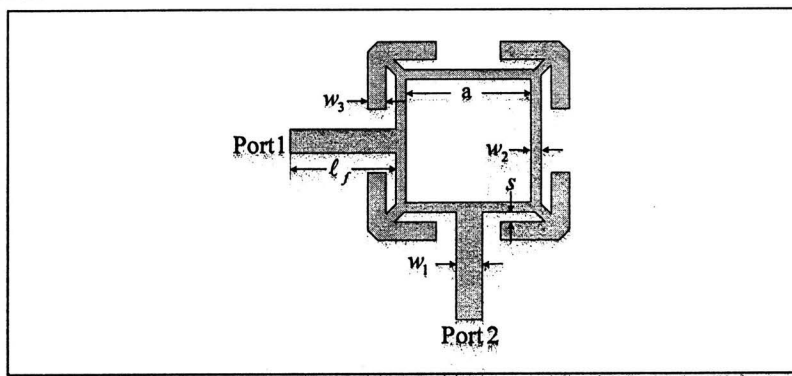
$$L = 0.44h \left\{ 1 - 1.062 \exp \left[-0.177 \left(\frac{w_1}{h} \right)^{0.947} \right] \right\} \text{ nH} \quad (2-71)$$

โดยที่ h คือความสูงของฐานรองไดอิเล็กตริก

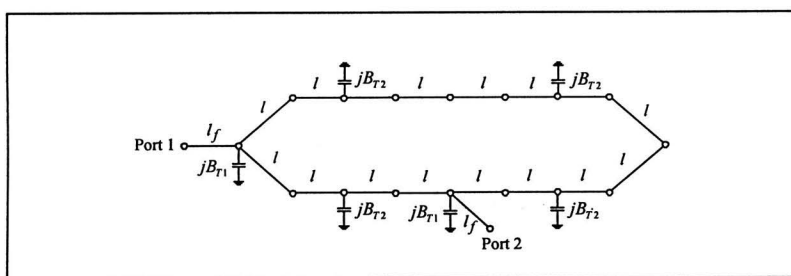
w_1 คือความกว้างของสตริป

2.7.2 วงจรกรองหยุดแถบความถี่แคบโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่ต่อสลับด้านนอกมุมทั้งสี่

ในระบบสื่อสารไร้สายแบบใหม่ต้องการวงจรที่มีขนาดเล็กและสามารถกำจัดสัญญาณนอกช่วงด้านบนได้ดี จึงได้พัฒนาเรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมให้มีความสามารถกำจัดสัญญาณนอกช่วงด้านบนได้ดีโดยการต่อสลับด้านนอกมุมทั้งสี่ของเรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยม โครงสร้างแสดงดังภาพที่ 2-18



ภาพที่ 2-18 วงจรกรองหยุดแถบโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่ต่อสลับด้านนอกมุมทั้งสี่



ภาพที่ 2-19 วงจรสมมูลของวงจรกรองหยุดแถบโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่ต่อสลับด้านนอกมุมทั้งสี่

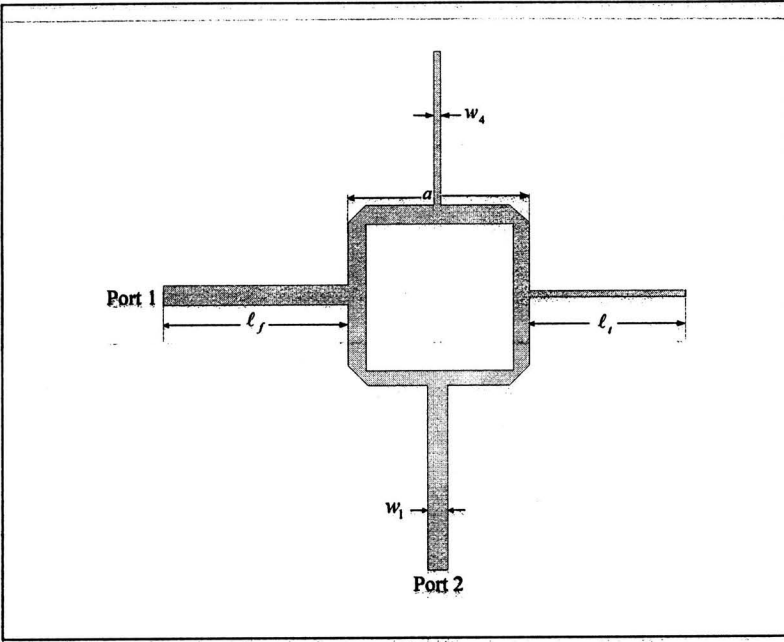
จากภาพที่ 2-19 แสดงวงจรสมมูลของวงจรกรองหยุดแถบความถี่แคบโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่ต่อสลับด้านนอกมุมทั้งสี่ โดยแบ่งเป็นอินพุตพอร์ตและเอาต์พุตพอร์ต [9] โดยที่ jB_{T1} คือค่าคาปาซิแตนซ์ที่เกิดจากจุดป้อนสัญญาณกับเรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยม jB_{T2} คือค่าคาปาซิแตนซ์ที่เกิดจากเรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมกับสลับที่ต่อด้านนอก

2.8 วงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่มีการปรับสลับ

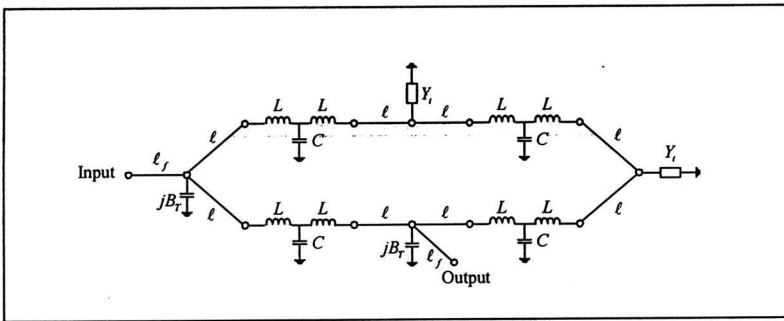
ในส่วนนี้จะกล่าวถึงวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่มีการปรับสลับโดยจะอาศัยหลักการพื้นฐานมาจากวงจรกรองหยุดแถบความถี่แคบมาพัฒนาต่อเป็นวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้าง ซึ่งในหัวข้อนี้จะกล่าวอยู่ที่สี่แบบคือ แบบแรกเป็นต้นแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมดเดียวโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่มีการปรับสลับด้านนอก แบบที่สองเป็นต้นแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมดคู่โดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่มีการปรับสลับด้านนอก แบบที่สามวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมดเดียวโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่ต่อสลับด้านนอกมุมทั้งสี่และมีการปรับสลับด้านนอก แบบที่สี่วงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมดคู่โดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่ต่อสลับด้านนอกมุมทั้งสี่และมีการปรับสลับด้านนอก

2.8.1 ต้นแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมดเดียวโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่มีการปรับสลับด้านนอก

ในการออกแบบเรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่มีการปรับสลับด้านนอกนั้นออกแบบให้ความยาวของเส้นรอบวงที่ตำแหน่งกึ่งกลางของความกว้าง w_1 ของสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริปโดยเส้นรอบวงมีค่าประมาณความยาวคลื่น λ_g ที่ความถี่ที่ต้องการออกแบบ ส่วนตำแหน่งของสายป้อนสัญญาณจะตั้งฉากกันและต่อตรงไม่มีการคัปปลิงเพื่อไม่ให้เกิดการสูญเสียระหว่างสายป้อนสัญญาณกับเรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมและต่อสลับแบบเปิดวางตรงข้ามกับสายป้อนสัญญาณด้านนอกโดยที่สลับสามารถที่จะปรับความยาว ℓ , และความกว้างสลับ w_1 ซึ่งความยาวของสลับที่เหมาะสมจะยาวประมาณหนึ่งในสี่ของความยาวคลื่นจึงจะให้ผลตอบแทนทางความถี่ที่ดี แสดงดังภาพที่ 2-20



ภาพที่ 2-20 ดันแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมดเดียวโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่มีการปรับสัดบด้านด้านนอก



ภาพที่ 2-21 ดันแบบวงจรสมมูลของวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมดเดียวโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่มีการปรับสัดบด้านด้านนอก

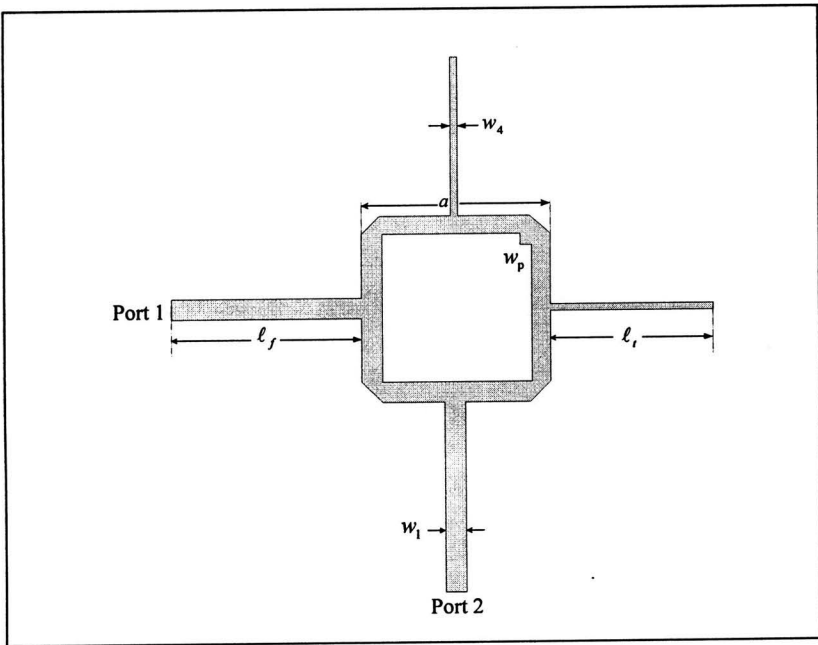
จากภาพที่ 2-21 แสดงคั่นแบบวงจรสมมูลของวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่มีการปรับสัดับด้านนอกโดยแบ่งเป็นอินพุตพอร์ตและเอาต์พุตพอร์ต ซึ่งส่วนค่าแอดมิตแดนซ์ Y_i ที่มองเข้าไปในสัดับที่มีการปรับสามารถหาได้จากสมการ

$$Y_i = y_o \tanh(\gamma \ell_i + \ell_{open}) + jB_{T1} \quad (2-72)$$

- โดยที่ y_o คือคุณลักษณะแอดมิตแดนซ์ของสัดับที่ปรับ
 γ คือค่าคงที่ของการแผ่กระจาย
 ℓ_{open} คือวงจรสมมูลของสัดับเปิด
 jB_{T1} คือค่าความจุที่เกิดจากรอยต่อระหว่างเรโซเนเตอร์กับสัดับที่ปรับ
 ℓ_i คือความยาวของสัดับที่ปรับ

2.8.2 ดันแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมคู้โดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่มี การปรับสัดับด้านนอก

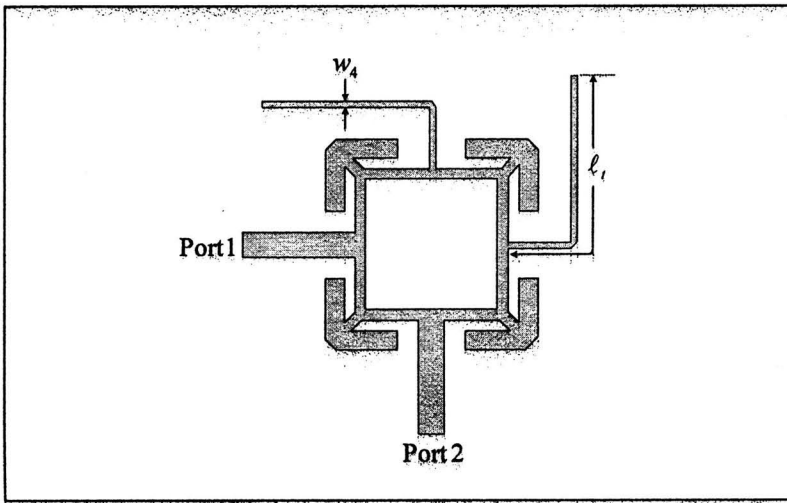
จากภาพที่ 2-20 ถ้าต้องการให้ช่วงหยุดแถบทางด้านล่างและด้านบนมีช่วงหยุดแถบที่กว้างขึ้น เพื่อที่สัญญาณจะไม่ไปรบกวนช่วงผ่านแถบที่ต้องการ โดยใช้วงจรโหมคู้มาปรับปรุงสัญญาณซึ่งต่อสัดับสี่เหลี่ยมไว้ภายในมูมเรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมเพื่อเป็นการกระตุ้นสนามไฟฟ้าทำให้เกิดเป็นโหมคู้บริเวณรอบๆ ช่วงหยุดแถบ ในส่วนที่ต้องการเพิ่มช่วงหยุดแถบให้มีแถบหยุดด้านล่างและด้านบนมีแถบหยุดที่กว้างขึ้นโดยการเพิ่มขนาดของสัดับ ซึ่งสัดับ $w_p = 1$ มิลลิเมตร แสดงดังภาพที่ 2-22



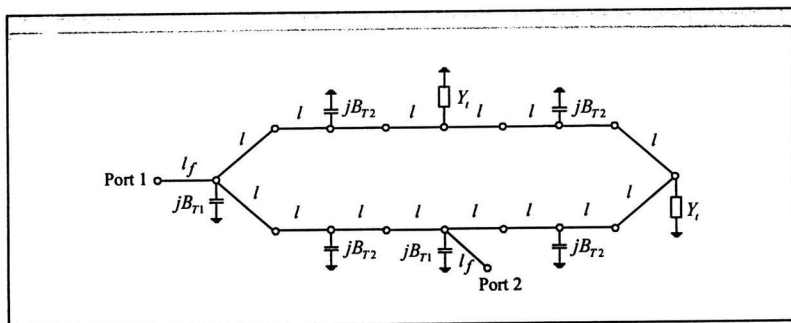
ภาพที่ 2-22 ดันแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมคู้โดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่มีการปรับสัดับด้านด้านนอก

2.8.3 วงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมดเดี่ยวโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่ต่อสลับด้านนอกมุมทั้งสี่และมีการปรับสลับด้านนอก

ในระบบสื่อสารไร้สายแบบใหม่ต้องการวงจรกรองผ่านแถบที่มีขนาดเล็กและสามารถกำจัดสัญญาณที่อยู่นอกช่วงที่ต้องการทิ้งไปเพื่อเป็นการยกระดับช่วงสัญญาณที่ต้องการได้ดี โดยการต่อสลับด้านนอกมุมทั้งสี่ของเรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมและเมื่อต้องการนำมาพัฒนาต่อเป็นวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโดยการต่อสลับด้านนอกแล้วทำการปรับสลับ แสดงดังภาพที่ 2-23



ภาพที่ 2-23 วงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมดเดี่ยวโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่ต่อสลับด้านนอกมุมทั้งสี่และมีการปรับสลับด้านนอก



ภาพที่ 2-24 วงจรสมมูลของวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมดเดียวโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิด
ที่เหลี่ยมที่ต่อสตัปด้านนอกมุมทั้งสี่และมีการปรับสตัปด้านนอก

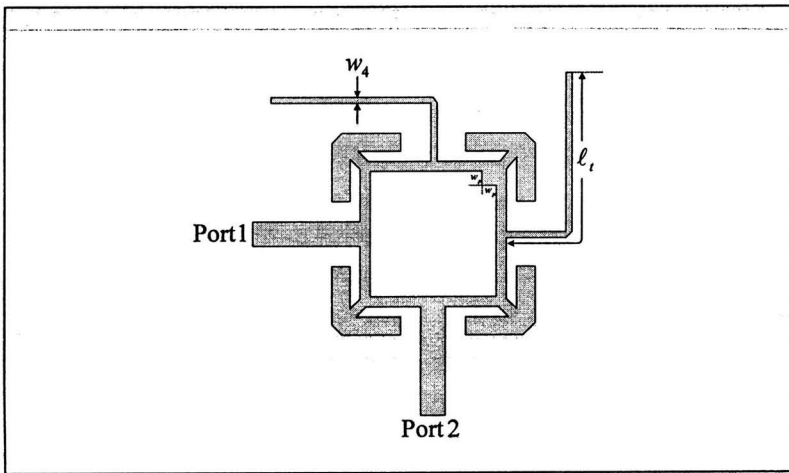
จากภาพที่ 2-24 แสดงสมมูลของวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมดเดียวโดยใช้เรโซเนเตอร์
แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่ต่อสตัปด้านนอกมุมทั้งสี่และมีการปรับสตัปด้านนอกโดยแบ่งเป็นอินพุตพอร์ต
และเอาต์พุตพอร์ต ซึ่งส่วนค่าแอดมิตแตนซ์ Y_i ที่มองเข้าไปในสตัปที่มีการปรับสามารถหาได้จาก
สมการ

$$Y_i = y_o \tanh(\gamma \ell_i + \ell_{open}) + jB_{T1} \quad (2-73)$$

- โดยที่
- y_o คือคุณลักษณะแอดมิตแตนซ์ของสตัปที่ปรับ
 - γ คือค่าคงที่ของการแผ่กระจาย
 - ℓ_{open} คือวงจรสมมูลของสตัปเปิด
 - jB_{T1} คือค่าความจุที่เกิดจากรอยต่อระหว่างเรโซเนเตอร์กับสตัปที่ปรับ
 - ℓ_i คือความยาวของสตัปที่ปรับ

2.8.4 วงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมคคู่โดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่ต่อสลับด้านนอกมุมทั้งสี่และมีการปรับสลับด้านนอก

จากภาพที่ 2-23 ถ้าต้องการให้ช่วงหยุดแถบทางด้านล่างและด้านบนมีช่วงหยุดแถบที่กว้างขึ้นเพื่อที่สัญญาณจะไม่ไปรบกวนช่วงผ่านแถบที่ต้องการ โดยใช้วงจรโหมคคู่มาปรับปรุงสัญญาณซึ่งต่อสลับสี่เหลี่ยมไว้ภายในมุมเรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมเพื่อเป็นการกระตุ้นสนามไฟฟ้าทำให้เกิดเป็นโหมคคู่บริเวณรอบๆ ช่วงหยุดแถบ ในส่วนที่ต้องการเพิ่มช่วงหยุดแถบให้มีแถบหยุดด้านล่างและด้านบนมีแถบหยุดที่กว้างขึ้นโดยการเพิ่มขนาดของสลับ ซึ่งสลับ $w_p = 1$ มิลลิเมตร แสดงดังภาพที่ 2-25



ภาพที่ 2-25 วงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมคคู่โดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่ต่อสลับด้านนอกมุมทั้งสี่และมีการปรับสลับด้านนอก

บทที่ 3

การออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโดยใช้สายนำสัญญาณแบบไมโครสตริป

ในการออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่มีการปรับสลับ โดยใช้โปรแกรม IE3D [10] ช่วยในการจำลองแบบการทำงาน (Simulation) แล้วทำการปรับประสิทธิภาพ (Optimize) ให้ได้ผลตอบสนองที่เหมาะสมแล้วนำไปสร้างชิ้นงานเพื่อทำการเปรียบเทียบการวัดทดสอบที่ได้กับโปรแกรม IE3D สำหรับการออกแบบและสร้างวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่มีการปรับสลับ ในงานวิจัยนี้แบ่งการออกแบบเป็นหกส่วน คือ

ส่วนแรกการออกแบบต้นแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมดเดียวโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่มีการปรับสลับด้านนอก

ส่วนที่สองการออกแบบต้นแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมดคู่โดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่มีการปรับสลับด้านนอก

ส่วนที่สามการออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมดเดียวโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่ต่อสลับด้านนอกมุมทั้งสี่และมีการปรับสลับด้านนอก

ส่วนที่สี่การออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมดคู่โดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่ต่อสลับด้านนอกมุมทั้งสี่และมีการปรับสลับด้านนอก

ส่วนที่ห้าการออกแบบต้นแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมดคู่สองตัวต่อкасцепโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่มีการปรับสลับด้านนอก

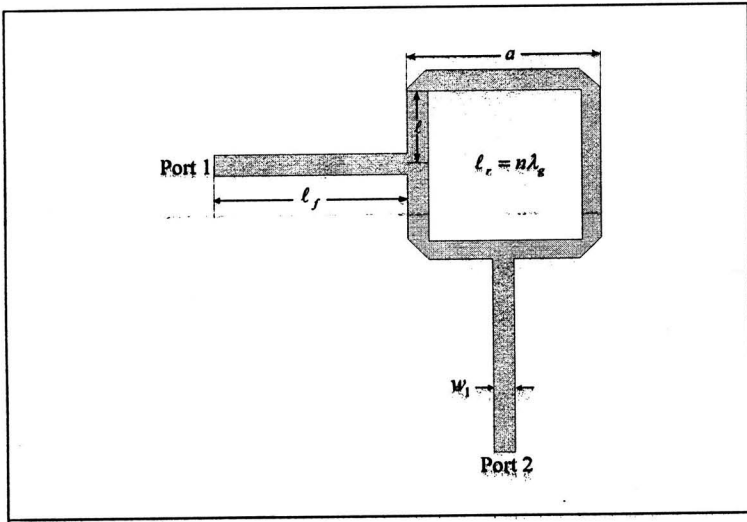
ส่วนที่หกการออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมดคู่สองตัวต่อкасцепโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่ต่อสลับด้านนอกมุมทั้งสี่และมีการปรับสลับด้านนอก

3.1 การออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมดเดียวโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่มีการปรับสลับด้านนอก

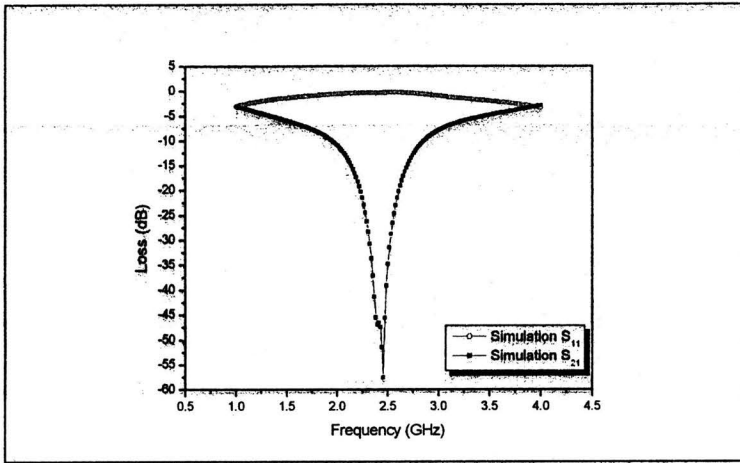
การออกแบบต้องทำการเลือกแผ่นวงจรพิมพ์ไมโครเวฟเพื่อกำหนดพารามิเตอร์ในการออกแบบเรโซเนเตอร์ในงานวิจัยนี้ได้เลือกใช้แผ่นวงจรพิมพ์ไมโครเวฟของบริษัท Roger Corporation รุ่น RO

3006 ซึ่งมีค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ เท่ากับ 6.15 และมีค่าแทนเจนต์การสูญเสีย 0.002 ความหนาของฐานรอง 1.27 มิลลิเมตร โดยมีขั้นตอนในการออกแบบดังนี้

ขั้นที่ 1 ในงานวิจัยใช้โปรแกรม IE3D ช่วยในการออกแบบเรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมโดยให้ความยาวของเส้นรอบวงมีค่าประมาณความยาวคลื่น λ_g ที่ความถี่ต้องการออกแบบซึ่งในงานวิจัยนี้ ออกแบบที่ความถี่กลางประมาณ 2.45 GHz แล้วทำการต่อสายป้อนสัญญาณตั้งฉากด้านข้างเรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยม จากผลการจำลองแบบด้วยโปรแกรม IE3D ได้ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ดังนี้ ℓ_f เท่ากับ 18 มิลลิเมตร ℓ_r เท่ากับ 62.6 มิลลิเมตร w_1 เท่ากับ 1.85 มิลลิเมตร และ a เท่ากับ 17.5 มิลลิเมตร แสดงดังภาพที่ 3-1 และผลตอบสนองทางด้านความถี่เป็นวงจรกรองหยุดแถบแสดงดังภาพที่ 3-2



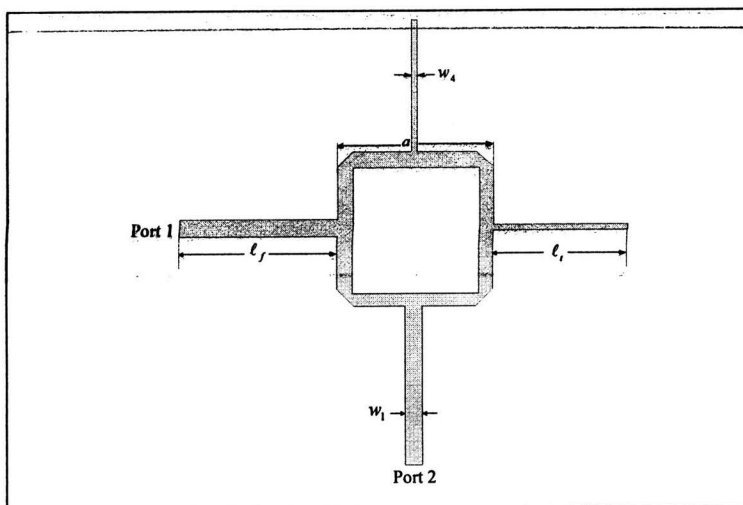
ภาพที่ 3-1 เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมและต่อสายป้อนสัญญาณตั้งฉากกัน



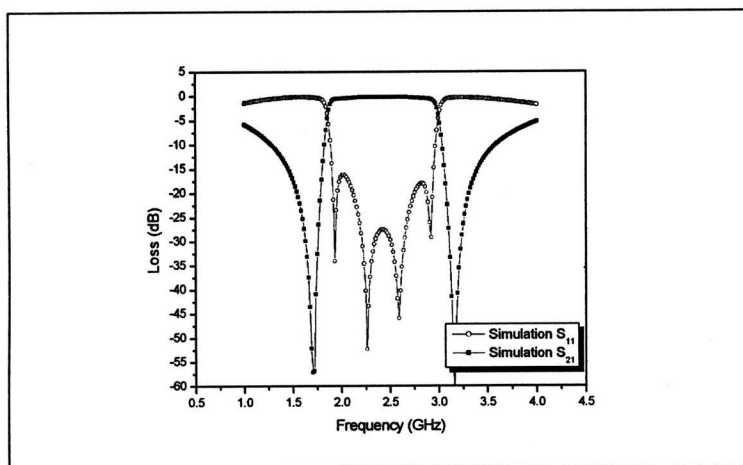
ภาพที่ 3-2 ผลตอบสนองของเรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมและต่อสายป้อนสัญญาณตั้งฉากกัน

ขั้นที่ 2 ทำการต่อสลับแบบเปิด 2 ตัว ด้านนอกเรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมตรงข้ามกับสายป้อนสัญญาณแล้วทำการเพิ่มความยาวสลับ ℓ , ดังแสดงในภาพที่ 3-3 วงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมคเดียวโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่มีการปรับสลับด้านนอกด้วยความยาวสลับ ℓ , เท่ากับ 15 มิลลิเมตร และ w_2 เท่ากับ 0.4 มิลลิเมตร ซึ่งผลตอบสนองของวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมคเดียวโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่มีการปรับสลับด้านนอกจนได้ผลตอบสนองที่ดี ดังภาพที่ 3-4

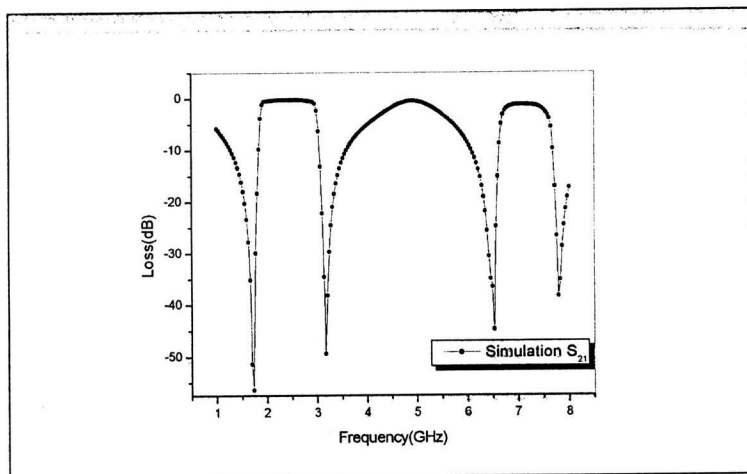
หลังจากนั้นนำวงจรจำลองแบบการทำงานที่มีการปรับสลับด้านนอกไปสร้างชิ้นงานจริง ดังภาพที่ 3-6 แสดงชิ้นงานจริงของวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมคเดียวโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่มีการปรับสลับด้านนอก



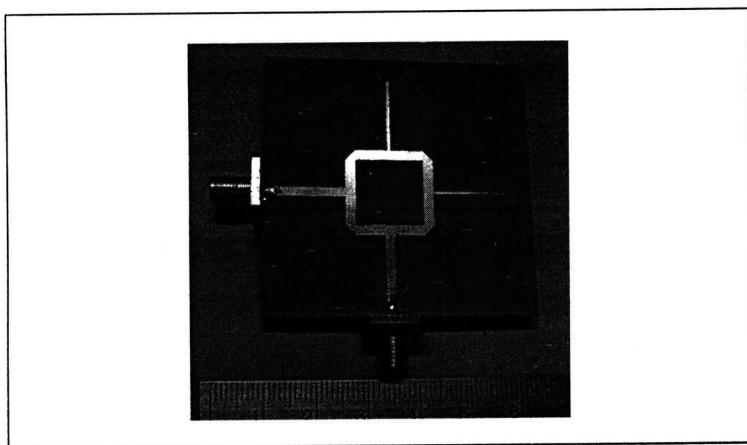
ภาพที่ 3-3 ดันแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมดเดียวโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่มีการปรับสัดบด้านนอก



ภาพที่ 3-4 ผลตอบสนองสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน S_{21} และสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ S_{11} ของดันแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมดเดียวโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่มีการปรับสัดบด้านนอก



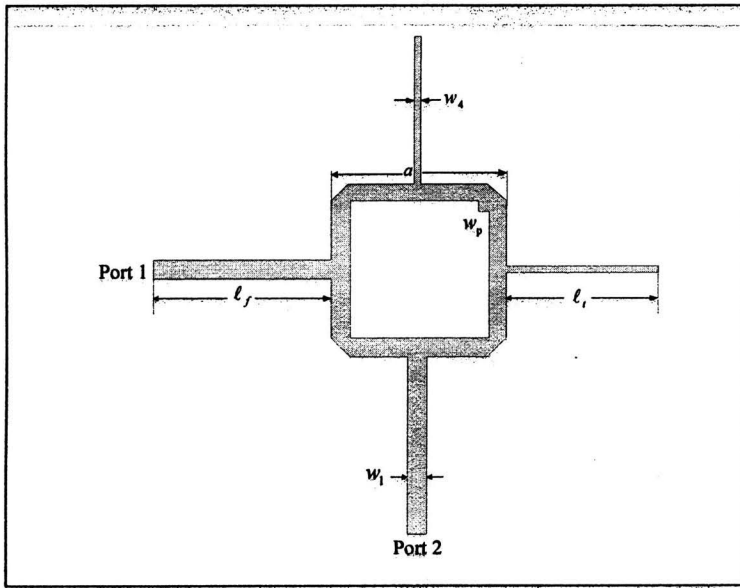
ภาพที่ 3-5 ผลตอบสนองสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน S_{21} ของดินแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมดเดียวโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่มีการปรับสัดบด้านนอก



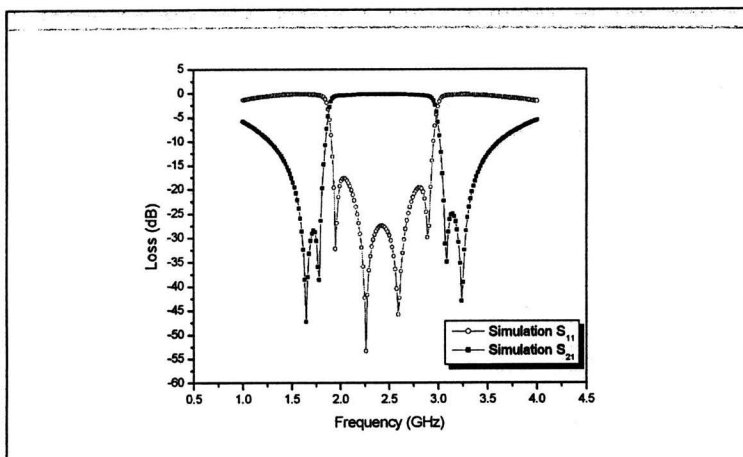
ภาพที่ 3-6 ชิ้นงานจริงของดินแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมดเดียวที่มีการปรับสัดบด้านนอก

3.2 การออกแบบต้นแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมคดูโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิด สี่เหลี่ยมที่มีการปรับสัดับด้านนอก

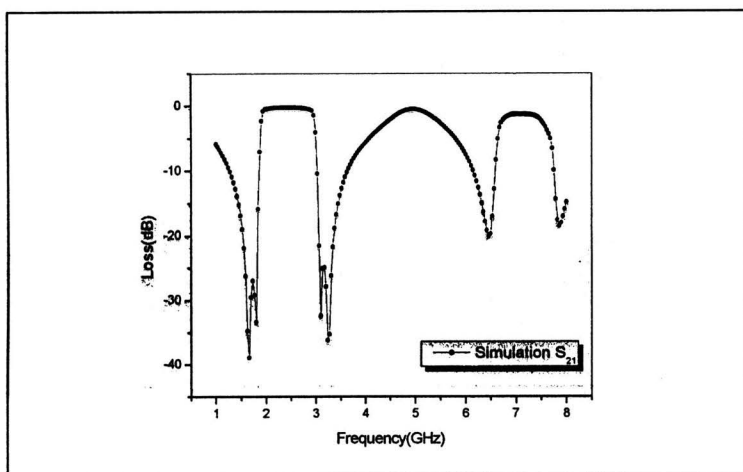
จะเห็นได้ว่าผลตอบสนองในภาพที่ 3-4 มีช่วงหยุดแถบทางด้านล่างและด้านบน ข้างๆ ช่วงผ่านแถบยังแคบ ดังนั้นถ้าต้องการให้ช่วงหยุดแถบทางด้านล่างและด้านบนมีช่วงหยุดแถบที่กว้างขึ้น เพื่อที่สัญญาณจะไม่ไปรบกวนช่วงผ่านแถบที่ต้องการ โดยใช้วงจรโหมคดูมาปรับปรุงสัญญาณซึ่งต่อสัดับสี่เหลี่ยมไว้ภายในมุมเรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมเพื่อเป็นการกระตุ้นสนามไฟฟ้าทำให้เกิดเป็นโหมคดูบริเวณรอบๆ ช่วงหยุดแถบ ในส่วนที่ต้องการเพิ่มช่วงหยุดแถบให้มีแถบหยุดด้านล่างและด้านบนมีแถบหยุดที่กว้างขึ้นโดยการเพิ่มขนาดของสัดับ ซึ่งสัดับ $w_p = 1$ มิลลิเมตร แสดงดังภาพที่ 3-7 สำหรับผลการจำลองพารามิเตอร์เอส ค่า S_{11} และ S_{21} แสดงดังภาพที่ 3-8 หลังจากนั้นนำวงจรที่ได้จากการจำลองแบบต้นแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมคดูโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่มีการปรับสัดับด้านนอกไปสร้างชิ้นงานจริงแสดงดังภาพที่ 3-10 แสดงชิ้นงานจริงของต้นแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมคดูโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่มีการปรับสัดับด้านนอก



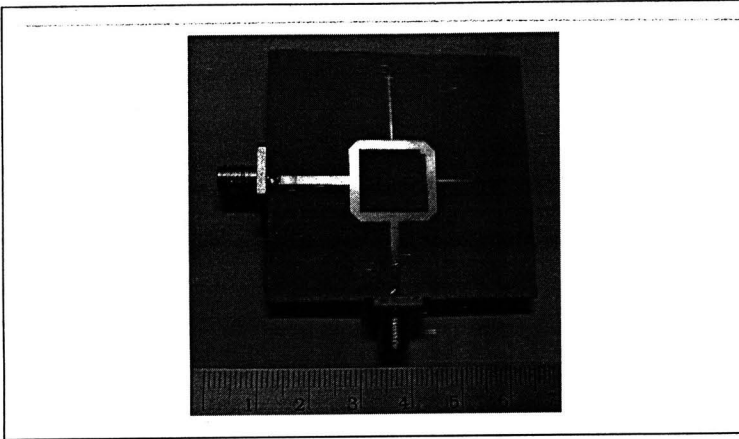
ภาพที่ 3-7 ต้นแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมคดูโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่มีการปรับสัดับด้านนอก



ภาพที่ 3-8 ผลตอบสนองสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน S_{21} และสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ S_{11} ของ
 ดันแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมคดูโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดที่เปลี่ยน
 ที่มีการปรับสลับด้านนอก



ภาพที่ 3-9 ผลตอบสนองสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน S_{21} ของดันแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่
 กว้างโหมคดูโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดที่เปลี่ยนที่มีการปรับสลับด้านนอก



ภาพที่ 3-10 ชิ้นงานจริงของคันแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมคคู่ที่มีการปรับสัดบ
ด้านนอก

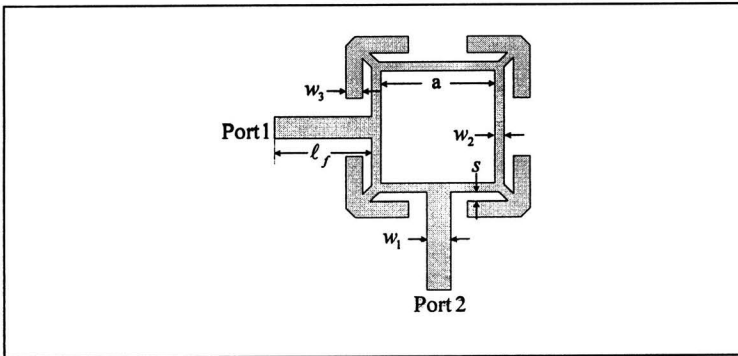
3.3 การออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่ต่อสัดบ ด้านนอกมุมทั้งสี่และมีการปรับสัดบด้านนอก

ในการออกแบบและสร้างชิ้นงานในหัวข้อที่ 3.1 และหัวข้อที่ 3.2 ยังไม่สามารถกำจัดสัญญาณที่อยู่นอกช่วงด้านบนที่ต้องการทิ้งไปให้ดีเท่าที่ควร ซึ่งในระบบสื่อสารต้องการวงจรกรองผ่านแถบที่มีความคมในการคัดสัญญาณและสามารถที่กำจัดสัญญาณที่อยู่นอกช่วงที่ต้องการทิ้งไปเพื่อกระดับช่องสัญญาณที่ต้องการให้ดี ซึ่งมีวิธีการออกแบบคล้ายๆ กับการออกแบบคันแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่มีการปรับสัดบด้านนอก และในส่วนที่ต่างกันคือจะมีการต่อสัดบด้านนอกมุมทั้งสี่และมีการปรับสัดบด้านนอกของเรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยม

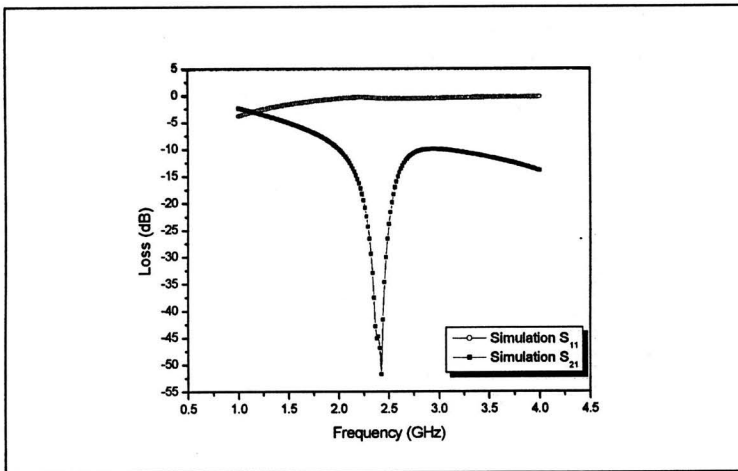
การออกแบบต้องทำการเลือกแผ่นวงจรพิมพ์ไมโครเวฟเพื่อกำหนดพารามิเตอร์ในการออกแบบเรโซเนเตอร์ในงานวิจัยนี้ได้เลือกใช้แผ่นวงจรพิมพ์ไมโครเวฟของบริษัท Roger Corporation รุ่น RO 3006 ซึ่งมีค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ เท่ากับ 6.15 และมีค่าแทนเจนต์การสูญเสีย 0.002 ความหนาของฐานรอง 1.27 มิลลิเมตร โดยมีขั้นตอนในการออกแบบดังนี้

ขั้นที่ 1 ในงานวิจัยใช้โปรแกรม IE3D ช่วยในการออกแบบเรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่ต่อสัดบไว้ด้านนอกมุมทั้งสี่โดยที่ความยาวของเส้นรอบวงมีค่าน้อยกว่าความยาวคลื่น λ_g ที่ความถี่ต้องการออกแบบซึ่งในงานวิจัยนี้ออกแบบที่ความถี่กลางประมาณ 2.45 GHz แล้วทำการต่อสาย

ป้อนสัญญาณตั้งฉากด้านข้างเรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่ต่อสลับด้านนอกมุมทั้งสี่จากผลการจำลองแบบด้วยโปรแกรม IE3D ได้ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ดังนี้ ℓ_f เท่ากับ 8 มิลลิเมตร w_1 เท่ากับ 1.85 มิลลิเมตร w_2 เท่ากับ 0.75 มิลลิเมตร w_3 เท่ากับ 1.35 มิลลิเมตร g เท่ากับ 0.4 มิลลิเมตร s เท่ากับ 0.425 มิลลิเมตร และ a เท่ากับ 10.65 มิลลิเมตร แสดงดังภาพที่ 3-11 และผลตอบสนองทางด้านความถี่เป็นวงจรกรองหยุดแถบแสดงดังภาพที่ 3-12



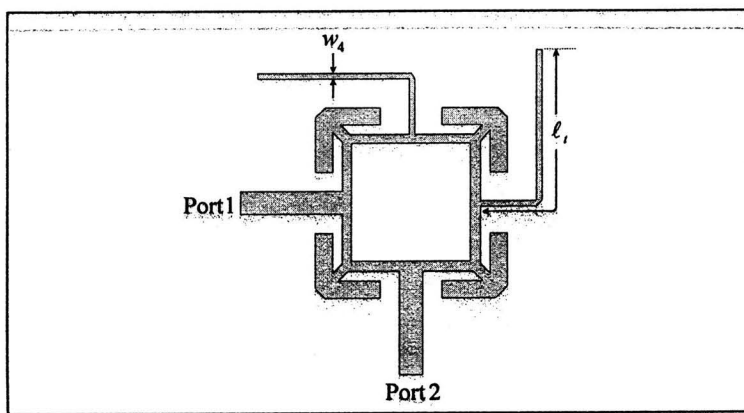
ภาพที่ 3-11 เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่ต่อสลับด้านนอกมุมทั้งสี่และต่อสายป้อนสัญญาณตั้งฉาก



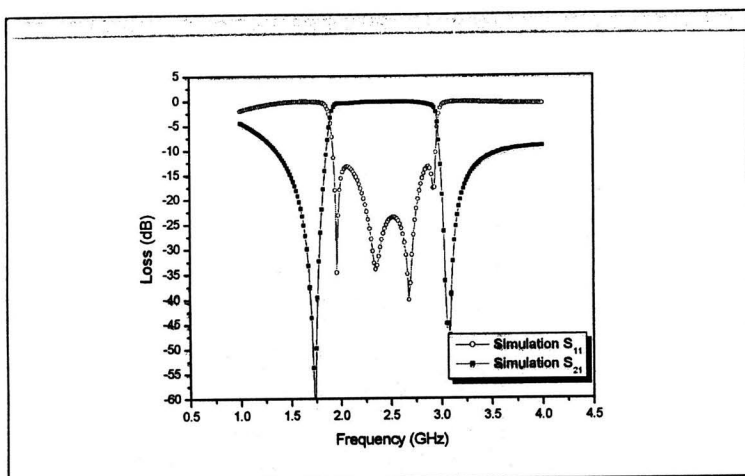
ภาพที่ 3-12 ผลตอบสนองของเรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่ต่อสลับด้านนอกมุมทั้งสี่และต่อสายป้อนสัญญาณตั้งฉาก

ขั้นที่ 2 ทำการต่อสับแบบเปิด 2 ตัว ด้านนอกเรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมตรงข้ามกับสายป้อนสัญญาณแล้วทำการเพิ่มความยาวสับ ℓ ดังแสดงในภาพที่ 3-13 วงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมดเดี่ยวโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่มีการปรับสับด้านนอกโดยความยาวสับ ℓ เท่ากับ 15 มิลลิเมตร และ w_2 เท่ากับ 0.4 มิลลิเมตร ซึ่งผลตอบสนองของวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมดเดี่ยวโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่มีการปรับสับด้านนอกจนได้ผลตอบสนองที่ดี แสดงดังภาพที่ 3-14

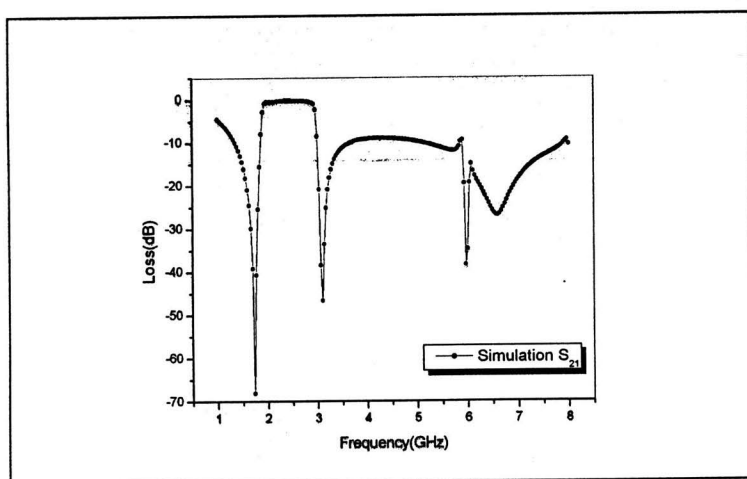
หลังจากนั้นนำวงจรจำลองแบบการทำงานที่มีการปรับสับด้านนอกไปสร้างชิ้นงานจริงแสดงดังภาพที่ 3-15 แสดงชิ้นงานจริงของวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมดเดี่ยวโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่มีการปรับสับด้านนอก



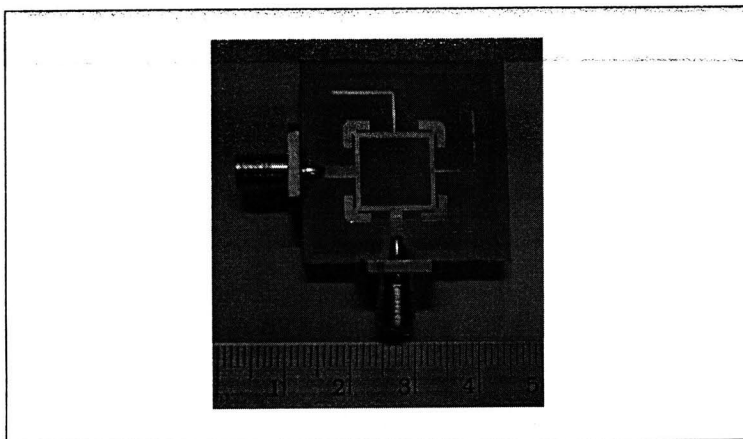
ภาพที่ 3-13 วงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมดเดี่ยวโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่ต่อสับด้านนอกมุมทั้งสี่และมีการปรับสับด้านนอก



ภาพที่ 3-14 ผลตอบสนองสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน S_{21} และสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ S_{11} ของวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมดเดี่ยวโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่ต่อสลับด้านนอกมุมทั้งสี่และมีการปรับสลับด้านนอก



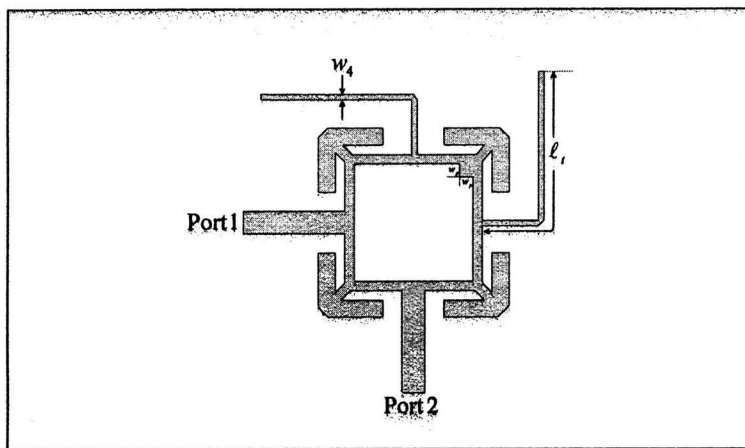
ภาพที่ 3-15 ผลตอบสนองสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน S_{21} ของวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมดเดี่ยวโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่ต่อสลับด้านนอกมุมทั้งสี่และมีการปรับสลับด้านนอก



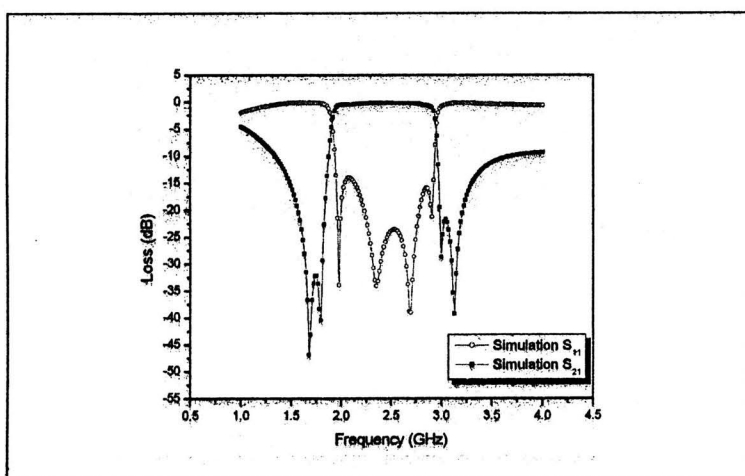
ภาพที่ 3-16 ชิ้นงานจริงของวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมคเดี่ยวที่ต่อสับต้านนอกมุมทั้งสี่
และมีการปรับสับต้านนอก

3.4 การออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมคคู่โดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่ ต่อสับต้านนอกมุมทั้งสี่และมีการปรับสับต้านนอก

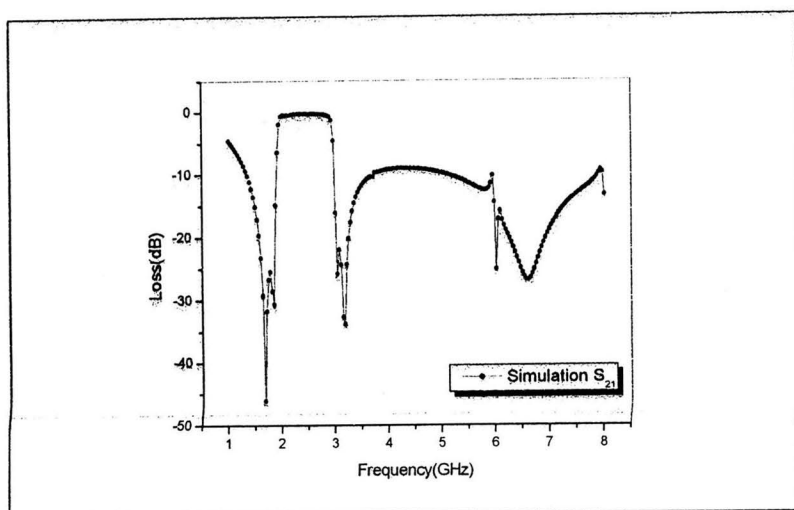
จะเห็นได้ว่าผลตอบสนองในภาพที่ 3-14 มีช่วงหยุดแถบทางด้านล่างและด้านบน ช่างๆ
ช่วงผ่านแถบยังแคบดังนั้นถ้าต้องการให้ช่วงหยุดแถบทางด้านล่างและด้านบนมีช่วงหยุดแถบที่
กว้างขึ้นเพื่อที่สัญญาณจะไม่ไปรบกวนช่วงผ่านแถบที่ต้องการ โดยใช้วงจรโหมคคู่มาปรับปรุง
สัญญาณซึ่งต่อสับสี่เหลี่ยมไว้ภายในมุมเรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมเพื่อเป็นการกระตุ้น
สนามไฟฟ้าทำให้เกิดเป็นโหมคคู่บริเวณรอบๆ ช่วงหยุดแถบ ในส่วนที่ต้องการเพิ่มช่วงหยุดแถบให้มี
แถบหยุดด้านล่างและด้านบนมีแถบหยุดที่กว้างขึ้นโดยการเพิ่มขนาดของสับ ซึ่งสับ $w_p = 1$
มิลลิเมตร แสดงดังภาพที่ 3-17 สำหรับผลการจำลองพารามิเตอร์เอส ค่า S_{11} และ S_{21} แสดงดังภาพที่
3-18 หลังจากนั้นนำวงจรจำลองแบบการวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมคคู่โดยใช้เรโซเนเตอร์
แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่มีการปรับสับต้านนอกไปสร้างชิ้นงานจริงแสดงดังภาพที่ 3-20 แสดงชิ้นงาน
จริงของวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมคคู่โดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่มีการปรับ
สับต้านนอก



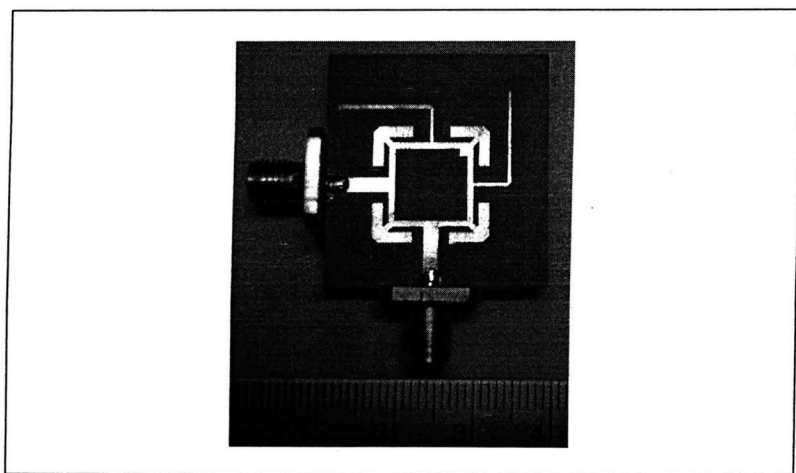
ภาพที่ 3-17 วงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมดคู่โดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิตีเหลี่ยมที่ต่อสลับด้านนอกมุมทั้งสี่และมีการปรับสลับด้านนอก



ภาพที่ 3-18 ผลตอบสนองสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน S_{21} และสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ S_{11} ของวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมดคู่โดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิตีเหลี่ยมที่ต่อสลับด้านนอกมุมทั้งสี่และมีการปรับสลับด้านนอก



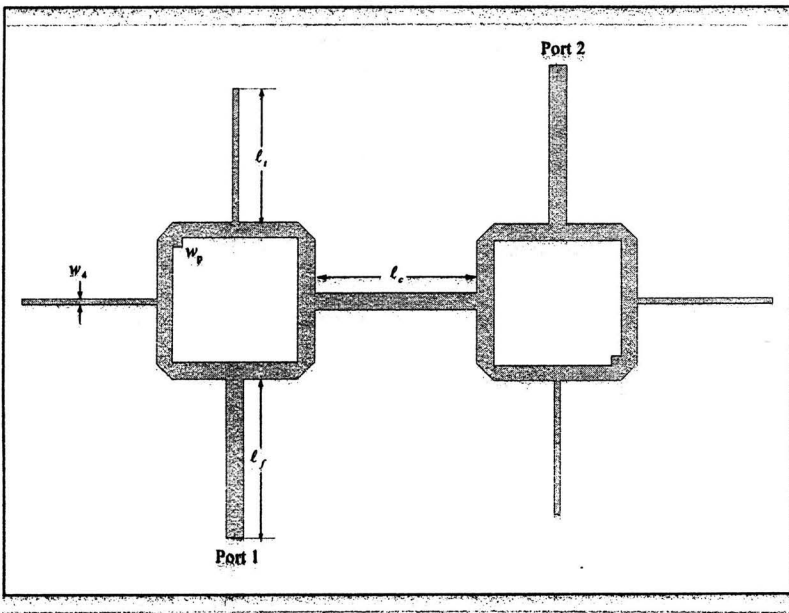
ภาพที่ 3-19 ผลตอบสนองสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน S_{21} ของวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมด
 ทุ โดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่ต่อสลับด้านนอกมุมทั้งสี่และมีการปรับ
 สลับด้านนอก



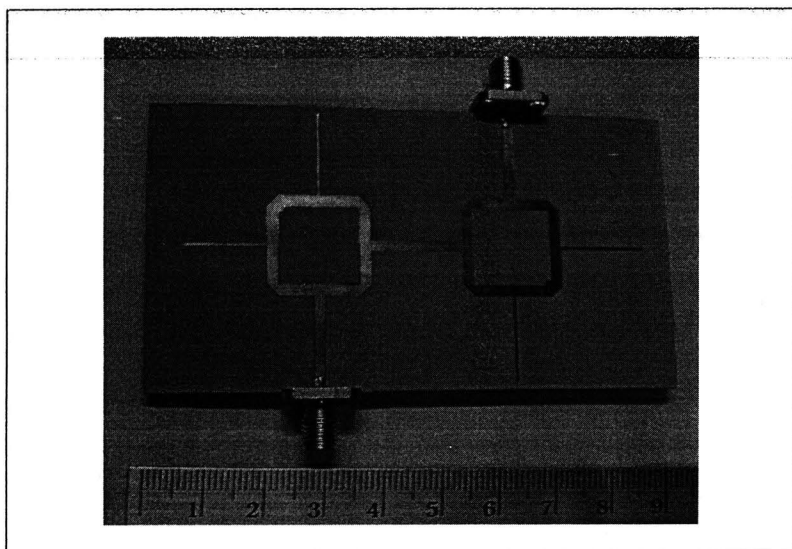
ภาพที่ 3-20 ชิ้นงานจริงของวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมดคู่ที่ต่อสลับด้านนอกมุมทั้งสี่และ
 มีการปรับสลับด้านนอก

3.5 การออกแบบต้นแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมคคู่สองตัวต่ออากาศโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่มีการปรับระดับด้านนอก

ถ้าต้องการให้ช่วงหยุดแอมทางด้านส่งและด้านรับมีช่วงหยุดแอมที่กว้างขึ้นเพื่อที่สัญญาณจะไม่ไปรบกวนช่วงผ่านแถบที่ต้องการ โดยการนำเรโซเนเตอร์สองตัวมาต่ออากาศกันแต่ผลลัพธ์ที่ตามมาก็จะทำให้วงจรมีขนาดใหญ่มากขึ้นเกิดการสูญเสียมากขึ้นและมีแบนด์วิดท์แคบลง สำหรับโครงสร้างของวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโดยใช้เรโซเนเตอร์สองตัวต่ออากาศกันโดยช่วงความยาวอากาศ ℓ_c เท่ากับ 16 มิลลิเมตร แสดงดังภาพที่ 3-21 และนำไปสร้างชิ้นงานจริงแสดงดังภาพที่ 3-22



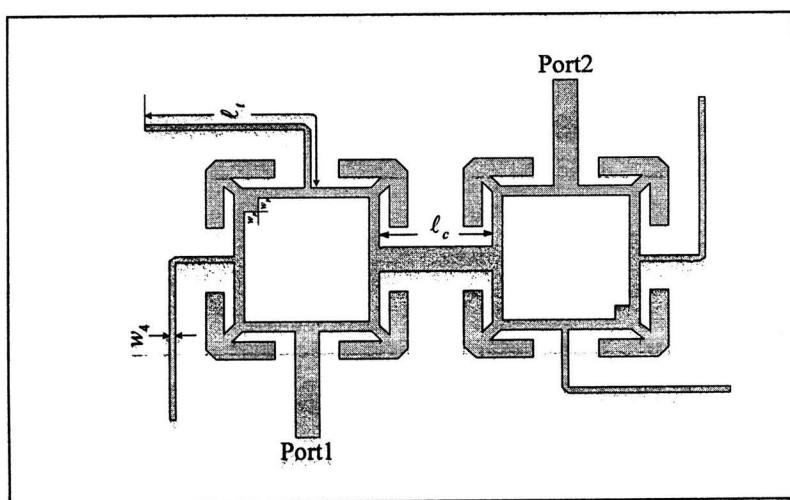
ภาพที่ 3-21 ต้นแบบของวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมคคู่สองตัวต่ออากาศโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่มีการปรับระดับด้านนอก



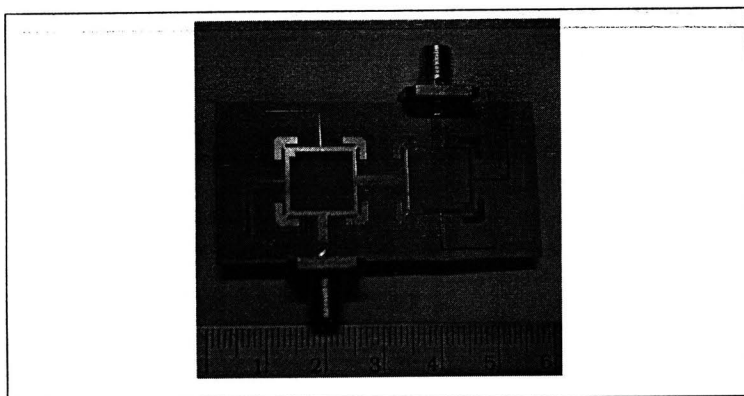
ภาพที่ 3-22 ชิ้นงานจริงของคันเบ็ดวงจรรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมคคู่สองตัวต่อคาสเคดโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่มีการปรับสัดับด้านนอก

3.6 การออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมคคู่สองตัวต่อкасечโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่ต่อสลับด้านนอกมุมทั้งสี่และมีการปรับสลับด้านนอก

ถ้าต้องการให้ช่วงหยุดแถบทางด้านล่างและด้านบนมีช่วงหยุดแถบที่กว้างขึ้นเพื่อที่สัญญาณจะไม่ไปรบกวนช่วงผ่านแถบที่ต้องการ โดยการนำเรโซเนเตอร์สองตัวมาต่อкасечกันแต่ผลลัพธ์ที่ตามมา ก็จะทำให้วงจรมีขนาดใหญ่ขึ้นเกิดการสูญเสียมากขึ้นและมีแบนด์วิดท์แคบลง สำหรับโครงสร้างของวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโดยใช้เรโซเนเตอร์สองตัวต่อкасечกันโดยช่วงความยาวคาสеч ℓ_c เท่ากับ 9.25 มิลลิเมตร แสดงดังภาพที่ 3-23 และนำไปสร้างชิ้นงานจริงแสดงดังภาพที่ 3-24



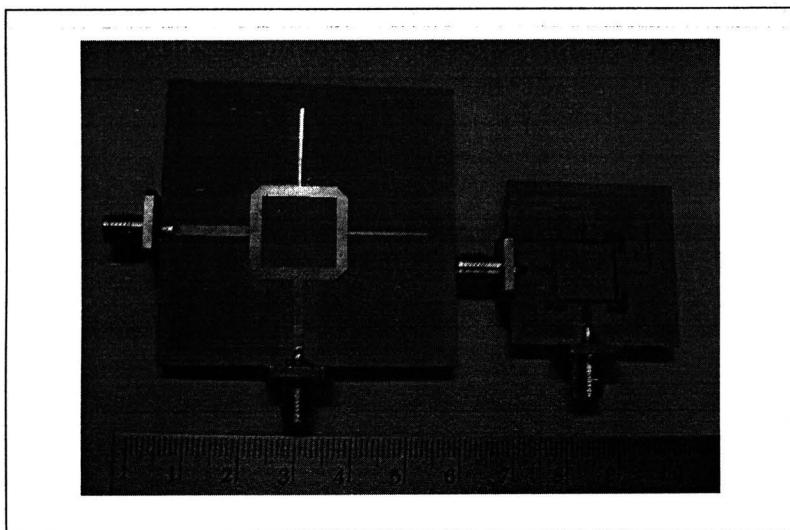
ภาพที่ 3-23 วงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมคคู่สองตัวต่อкасечโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่ต่อสลับด้านนอกมุมทั้งสี่และมีการปรับสลับด้านนอก



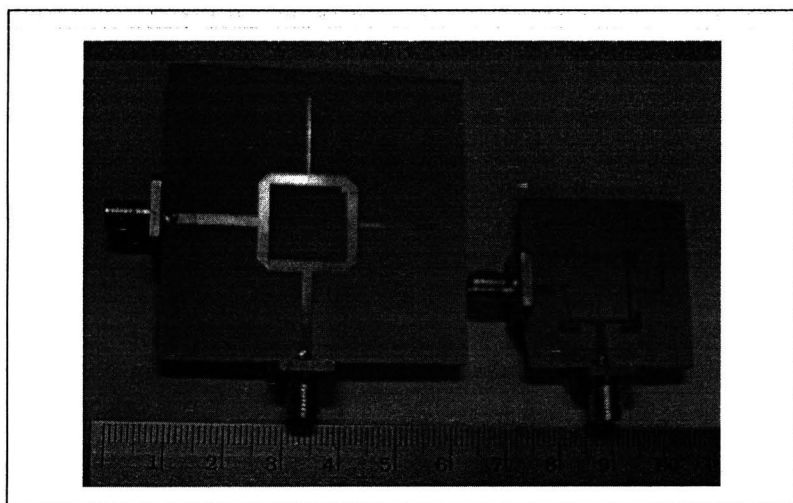
ภาพที่ 3-24 ชิ้นงานจริงวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมดคู่สองตัวต่อкаскаดโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่ต่อสลับด้านนอกมุมทั้งสี่และมีการปรับสลับด้านนอก

3.7 การเปรียบเทียบขนาดของวงจรรองผ่านแถบความถี่กว้างโดยใช้สายนำสัญญาณแบบไมโครสตริป

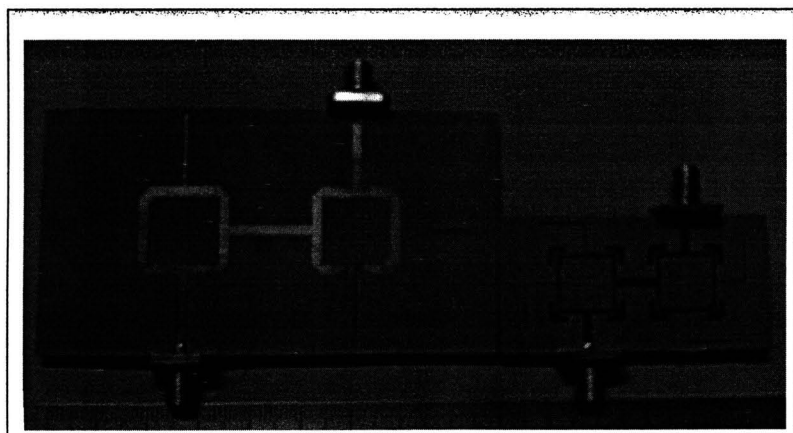
เมื่อทำการออกแบบและสร้างชิ้นงานจริงของวงจรรองผ่านแถบความถี่กว้างโดยใช้สายนำสัญญาณแบบไมโครสตริป แล้วนำชิ้นงานจริงมาเปรียบเทียบขนาดกัน ภาพที่ 3-25 แสดงชิ้นงานจริงของต้นแบบวงจรรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมดเดี่ยวโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่มีการปรับสัดบด้านนอกเปรียบเทียบกับวงจรรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมดเดี่ยวโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่ต่อสัดบด้านนอกมุมทั้งสี่และมีการปรับสัดบด้านนอก ภาพที่ 3-26 แสดงชิ้นงานจริงของต้นแบบวงจรรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมดคู่โดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่มีการปรับสัดบด้านนอกเปรียบเทียบกับวงจรรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมดคู่โดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่ต่อสัดบด้านนอกมุมทั้งสี่และมีการปรับสัดบด้านนอก ภาพที่ 3-27 แสดงชิ้นงานจริงของต้นแบบวงจรรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมดคู่สองตัวต่อкасечкойโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่มีการปรับสัดบด้านนอกเปรียบเทียบกับวงจรรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมดคู่สองตัวต่อкасечкойโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่มีการต่อสัดบด้านนอกมุมทั้งสี่และมีการปรับสัดบด้านนอก



ภาพที่ 3-25 เปรียบเทียบขนาดชิ้นงานจริงของวงจรรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมดเดี่ยว



ภาพที่ 3-26 เปรียบเทียบขนาดชิ้นงานจริงของวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมดคู่



ภาพที่ 3-27 เปรียบเทียบขนาดชิ้นงานจริงของวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมดคู่สองตัวต่อ
คาสเคด

บทที่ 4

การทดลองและผลการทดลอง

จากบทที่ผ่านมากล่าวถึงการออกแบบแล้วนำไปสร้างชิ้นงานจริงในบทนี้จะได้กล่าวถึงผลที่ได้จากการทดลองจากการจำลองแบบด้วยโปรแกรม IE3D ของบริษัท Zeland เปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการวัดทดสอบผลตอบแทนต่อสัญญาณของชิ้นงานจริง ซึ่งอุปกรณ์ที่ใช้วัดทดสอบชิ้นงานโดยใช้เครื่องวิเคราะห์ข่ายงานไฟฟ้า (Network analyzer) ของบริษัท Hewlett packard รุ่น 8719ES ใช้วัดสัญญาณตั้งแต่ 50MHz ถึง 13.5GHz โดยก่อนการวัดทดสอบต้องทำการปรับเทียบ (Calibrate) กับระดับอ้างอิงก่อน ซึ่งในการวัดทดสอบจะวัดพารามิเตอร์การกระจายคือค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ S_{11} และค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน S_{21} แสดงดังภาพที่ 4-1 สำหรับการวัดทดสอบวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโดยใช้สายนำสัญญาณแบบไมโครสตริป โดยจะแบ่งออกเป็นหกส่วนคือ

ส่วนแรกการวัดทดสอบต้นแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมคเดี่ยวโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่มีการปรับสลับด้านนอก

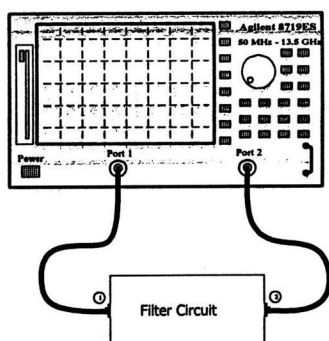
ส่วนที่สองการวัดทดสอบต้นแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมคคู่โดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่มีการปรับสลับด้านนอก

ส่วนที่สามวัดทดสอบแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมคเดี่ยวโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่ต่อสลับด้านนอกมุมทั้งสี่และมีการปรับสลับด้านนอก

ส่วนที่สี่การวัดทดสอบวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมคคู่โดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่ต่อสลับด้านนอกมุมทั้งสี่และมีการปรับสลับด้านนอก

ส่วนที่ห้าการวัดทดสอบต้นแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมคคู่สองตัวต่อкасечкойโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่มีการปรับสลับด้านนอก

ส่วนที่หกการวัดทดสอบวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมคคู่สองตัวต่อкасечкойโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่ต่อสลับด้านนอกมุมทั้งสี่และมีการปรับสลับด้านนอก



ภาพที่ 4-1 การต่ออุปกรณ์เพื่อใช้วัดทดสอบชิ้นงาน

4.1 การวัดทดสอบวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมดเดี่ยวโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิด ที่เหลี่ยมที่มีการปรับระดับด้านนอก

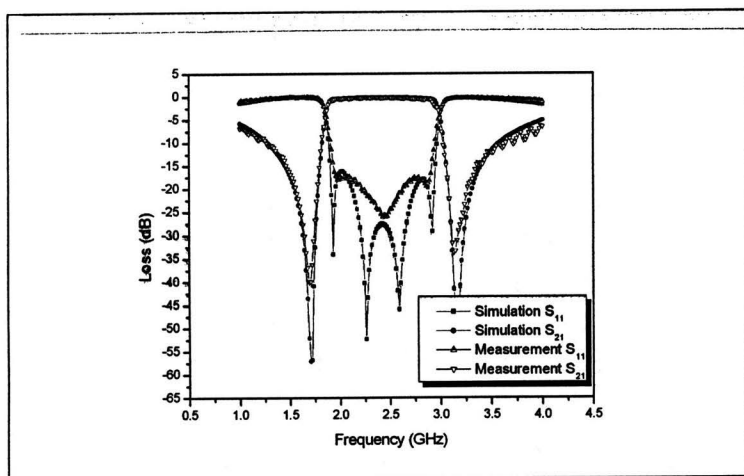
ทำการวัดค่าพารามิเตอร์การกระจัดกระจายคือค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ S_{11} และค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน (S_{21}) โดยเปรียบเทียบผลการจำลองแบบด้วยโปรแกรม IE3D กับผลที่ได้จากการวัดทดสอบโดยใช้เครื่องวิเคราะห์ข่ายงานไฟฟ้า (Network analyzer)

4.1.1 แสดงผลการเปรียบเทียบสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ S_{11} และสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน S_{21} ที่ได้จากการวัดทดสอบชิ้นงานจริงกับการจำลองแบบด้วยโปรแกรม IE3D ที่ความถี่ 1 GHz ถึง 4 GHz ดังแสดงในภาพที่ 4-2

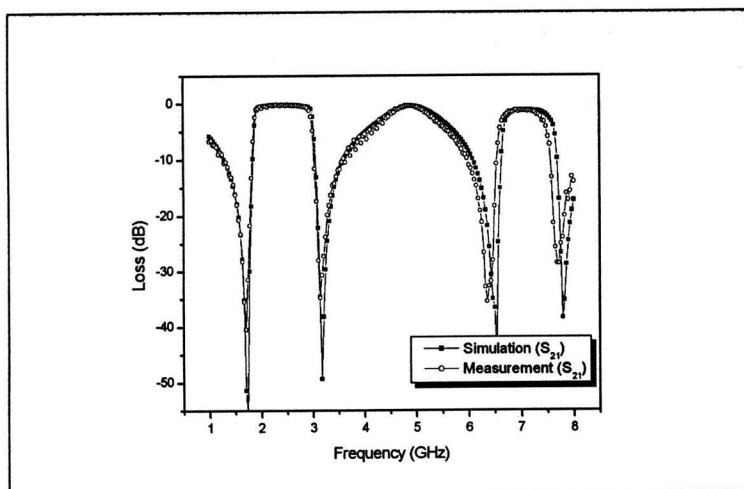
4.1.2 แสดงผลการเปรียบเทียบสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน S_{21} ที่ได้จากการวัดทดสอบชิ้นงานจริงกับการจำลองแบบด้วยโปรแกรม IE3D ที่ความถี่ 1 GHz ถึง 8 GHz ดังแสดงในภาพที่ 4-3

4.1.3 แสดงผลการวัดสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ S_{11} และสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน S_{21} ที่ได้จากการวัดทดสอบชิ้นงานจริงที่ความถี่ 1 GHz ถึง 4 GHz ดังแสดงในภาพที่ 4-4

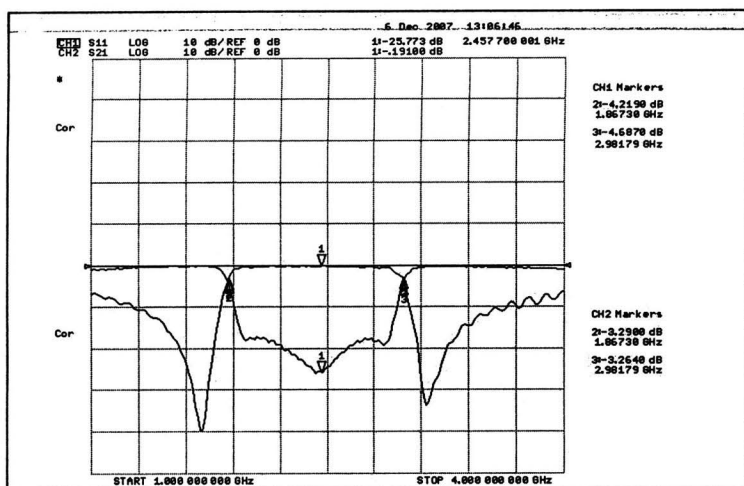
4.1.4 แสดงผลการวัดสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน S_{21} ที่ได้จากการวัดทดสอบชิ้นงานจริงที่ความถี่ 1 GHz ถึง 8 GHz ดังแสดงในภาพที่ 4-5



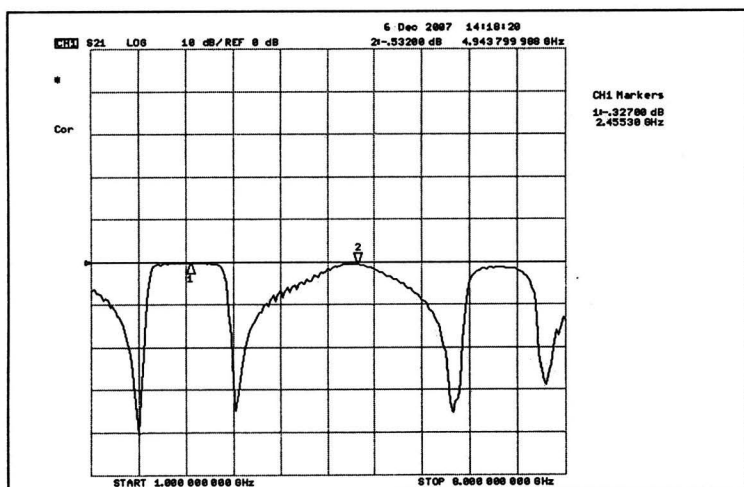
ภาพที่ 4-2 ผลการเปรียบเทียบสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ S_{11} และสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน S_{21} ที่ได้จากการวัดทดสอบชิ้นงานจริงกับการจำลองแบบ



ภาพที่ 4-3 ผลการเปรียบเทียบสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน S_{21} ที่ได้จากการวัดทดสอบ ชิ้นงานจริงกับการจำลองแบบ



ภาพที่ 4-4 ผลการวัดสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ S_{11} และสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน S_{21} ที่ได้จากการวัดทดสอบชิ้นงานจริง



ภาพที่ 4-5 ผลการวัดสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน S_{21} ที่ได้จากการวัดทดสอบชิ้นงานจริง

4.2 การวัดทดสอบวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมคดูโดยใช้โรเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่มีการปรับระดับด้านนอก

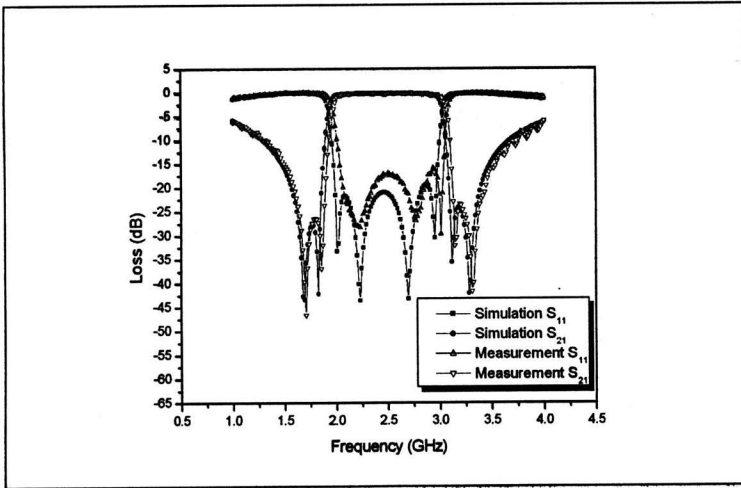
ทำการวัดค่าพารามิเตอร์การกระจายคือค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ S_{11} และค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน (S_{21}) โดยเปรียบเทียบผลการจำลองแบบด้วยโปรแกรม IE3D กับผลที่ได้จากการวัดทดสอบโดยใช้เครื่องวิเคราะห์ข่ายงานไฟฟ้า (Network analyzer)

4.2.1 แสดงผลการเปรียบเทียบสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ S_{11} และสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน S_{21} ที่ได้จากการวัดทดสอบชิ้นงานจริงกับการจำลองแบบด้วยโปรแกรม IE3D ที่ความถี่ 1 GHz ถึง 4 GHz ดังแสดงในภาพที่ 4-6

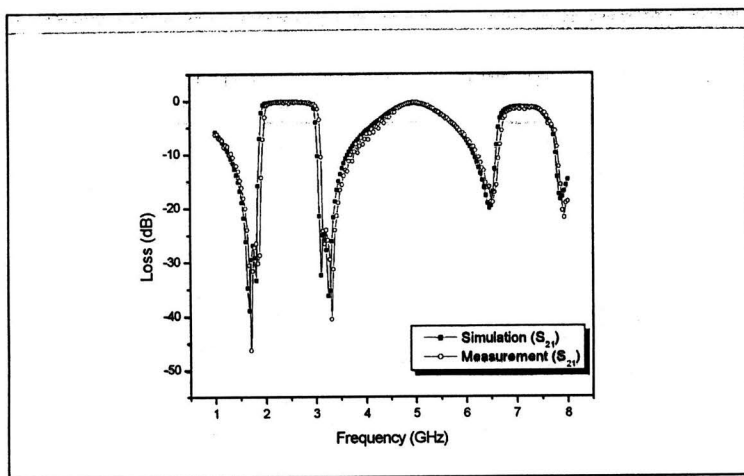
4.2.2 แสดงผลการเปรียบเทียบสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน S_{21} ที่ได้จากการวัดทดสอบชิ้นงานจริงกับการจำลองแบบด้วยโปรแกรม IE3D ที่ความถี่ 1 GHz ถึง 8 GHz ดังแสดงในภาพที่ 4-7

4.2.3 แสดงผลการวัดสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ S_{11} และสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน S_{21} ที่ได้จากการวัดทดสอบชิ้นงานจริงที่ความถี่ 1 GHz ถึง 4 GHz ดังแสดงในภาพที่ 4-8

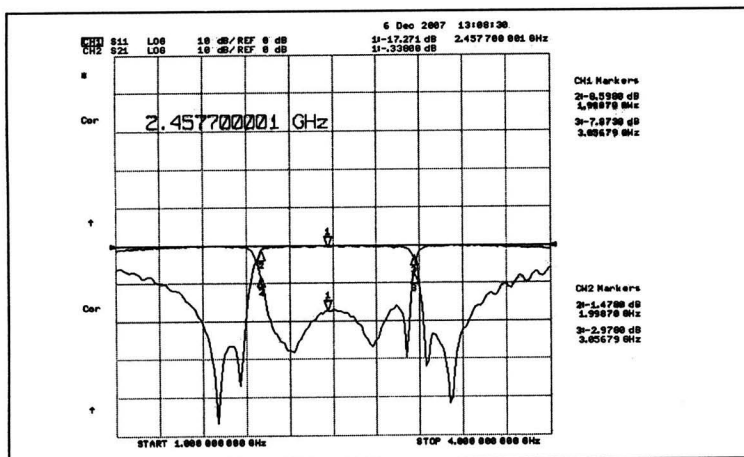
4.2.4 แสดงผลการวัดสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน S_{21} ที่ได้จากการวัดทดสอบชิ้นงานจริงที่ความถี่ 1 GHz ถึง 8 GHz ดังแสดงในภาพที่ 4-9



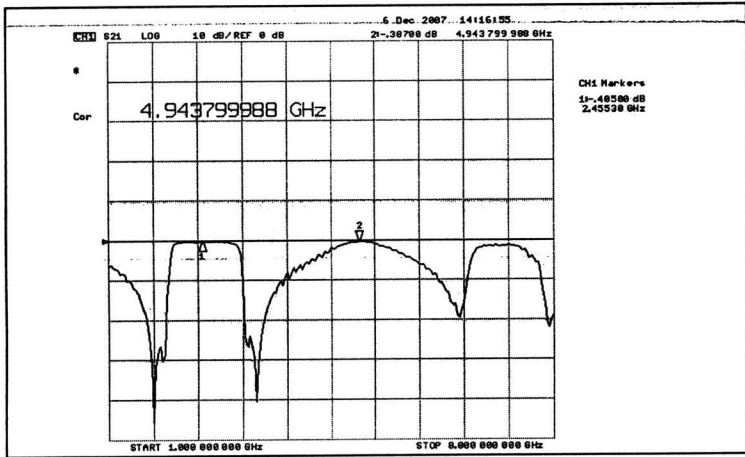
ภาพที่ 4-6 ผลการเปรียบเทียบสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ S_{11} และสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน S_{21} ที่ได้จากการวัดทดสอบชิ้นงานจริงกับการจำลองแบบ



ภาพที่ 4-7 ผลการเปรียบเทียบสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน S_{21} ที่ได้จากการวัดทดสอบ
ชิ้นงานจริงกับการจำลองแบบ



ภาพที่ 4-8 ผลการวัดสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ S_{11} และสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน S_{21}
ที่ได้จากการวัดทดสอบชิ้นงานจริง



ภาพที่ 4-9 ผลการวัดสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน S_{21} ที่ได้จากการวัดทดสอบชิ้นงานจริง

4.3 การวัดทดสอบวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมดเดี่ยวโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิด สี่เหลี่ยมที่ต่อสลับด้านนอกมุมทั้งสี่และมีการปรับสลับด้านนอก

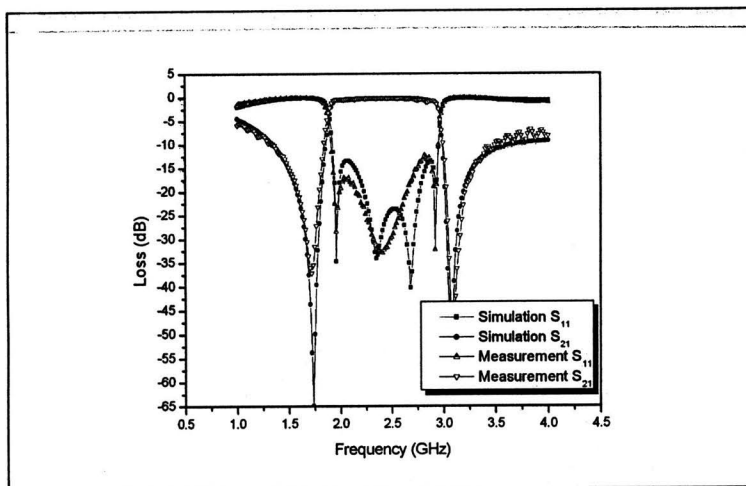
ทำการวัดค่าพารามิเตอร์การกระจัดกระจายคือค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ S_{11} และค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน (S_{21}) โดยเปรียบเทียบผลการจำลองแบบด้วยโปรแกรม IE3D กับผลที่ได้จากการวัดทดสอบโดยใช้เครื่องวิเคราะห์ข่ายงานไฟฟ้า (Network analyzer)

4.3.1 แสดงผลการเปรียบเทียบสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ S_{11} และสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน S_{21} ที่ได้จากการวัดทดสอบชิ้นงานจริงกับการจำลองแบบด้วยโปรแกรม IE3D ที่ความถี่ 1 GHz ถึง 4 GHz ดังแสดงในภาพที่ 4-10

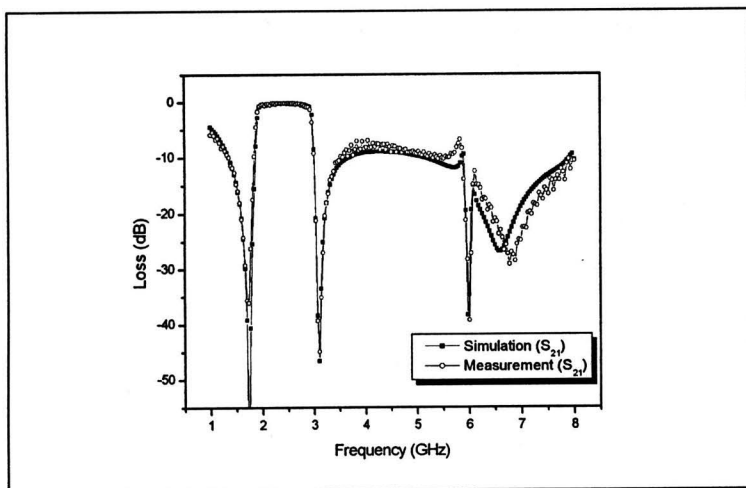
4.3.2 แสดงผลการเปรียบเทียบสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน S_{21} ที่ได้จากการวัดทดสอบชิ้นงานจริงกับการจำลองแบบด้วยโปรแกรม IE3D ที่ความถี่ 1 GHz ถึง 8 GHz ดังแสดงในภาพที่ 4-11

4.3.3 แสดงผลการวัดสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ S_{11} และสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน S_{21} ที่ได้จากการวัดทดสอบชิ้นงานจริงที่ความถี่ 1 GHz ถึง 4 GHz ดังแสดงในภาพที่ 4-12

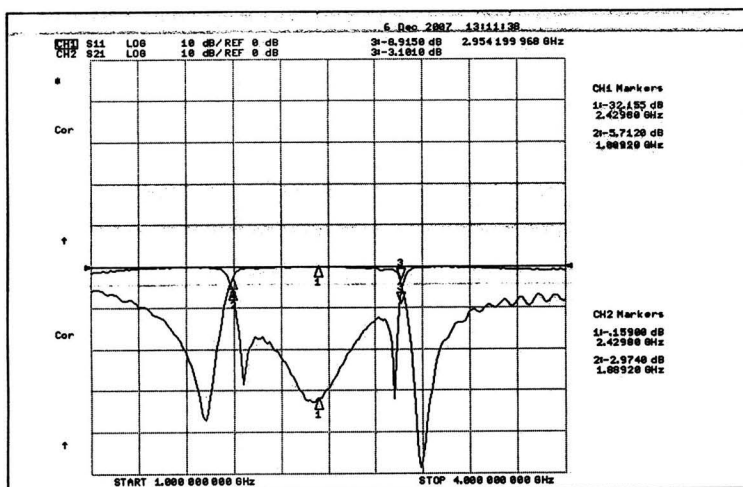
4.3.4 แสดงผลการวัดสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน S_{21} ที่ได้จากการวัดทดสอบชิ้นงานจริงที่ความถี่ 1 GHz ถึง 8 GHz ดังแสดงในภาพที่ 4-13



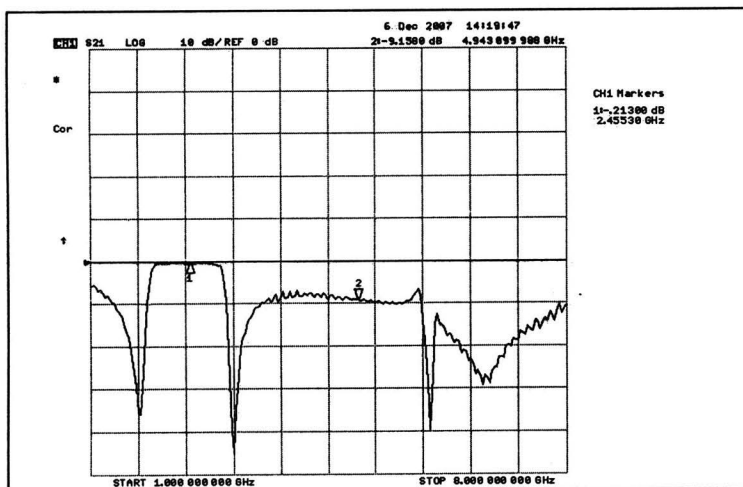
ภาพที่ 4-10 ผลการเปรียบเทียบสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ S_{11} และสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน S_{21} ที่ได้จากการวัดทดสอบชิ้นงานจริงกับการจำลองแบบ



ภาพที่ 4-11 ผลการเปรียบเทียบสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน S_{21} ที่ได้จากการวัดทดสอบชิ้นงานจริงกับการจำลองแบบ



ภาพที่ 4-12 ผลการวัดสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ S_{11} และสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน S_{21} ที่ได้จากการวัดทดสอบชิ้นงานจริง



ภาพที่ 4-13 ผลการวัดสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน S_{21} ที่ได้จากการวัดทดสอบชิ้นงานจริง

4.4 การวัดทดสอบวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมดโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดที่เชื่อมต่อที่ต่อระดับด้านนอกมุมทั้งสี่และมีการปรับระดับด้านนอก

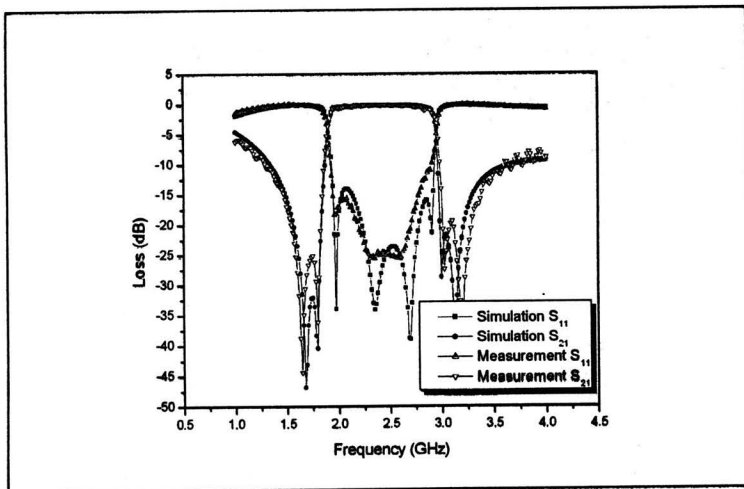
ทำการวัดค่าพารามิเตอร์การกระจายคือค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ S_{11} และค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน (S_{21}) โดยเปรียบเทียบผลการจำลองแบบด้วยโปรแกรม IE3D กับผลที่ได้จากการวัดทดสอบโดยใช้เครื่องวิเคราะห์ข่ายงานไฟฟ้า (Network analyzer)

4.4.1 แสดงผลการเปรียบเทียบสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ S_{11} และสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน S_{21} ที่ได้จากการวัดทดสอบชิ้นงานจริงกับการจำลองแบบด้วยโปรแกรม IE3D ที่ความถี่ 1 GHz ถึง 4 GHz ดังแสดงในภาพที่ 4-14

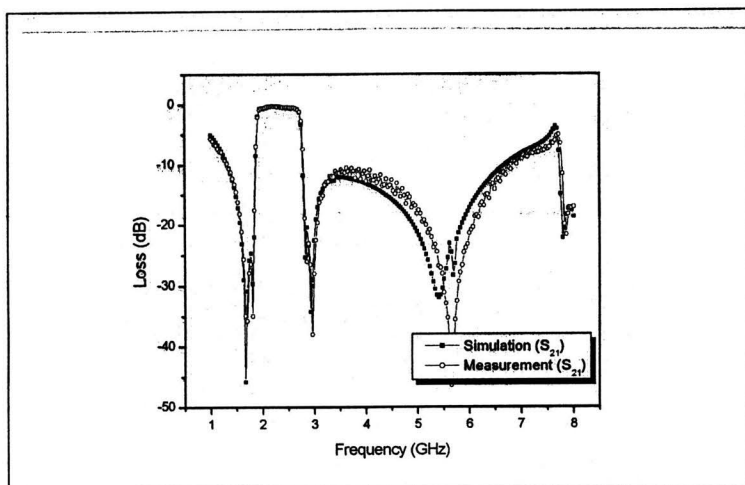
4.4.2 แสดงผลการเปรียบเทียบสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน S_{21} ที่ได้จากการวัดทดสอบชิ้นงานจริงกับการจำลองแบบด้วยโปรแกรม IE3D ที่ความถี่ 1 GHz ถึง 8 GHz ดังแสดงในภาพที่ 4-15

4.4.3 แสดงผลการวัดสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ S_{11} และสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน S_{21} ที่ได้จากการวัดทดสอบชิ้นงานจริงที่ความถี่ 1 GHz ถึง 4 GHz ดังแสดงในภาพที่ 4-16

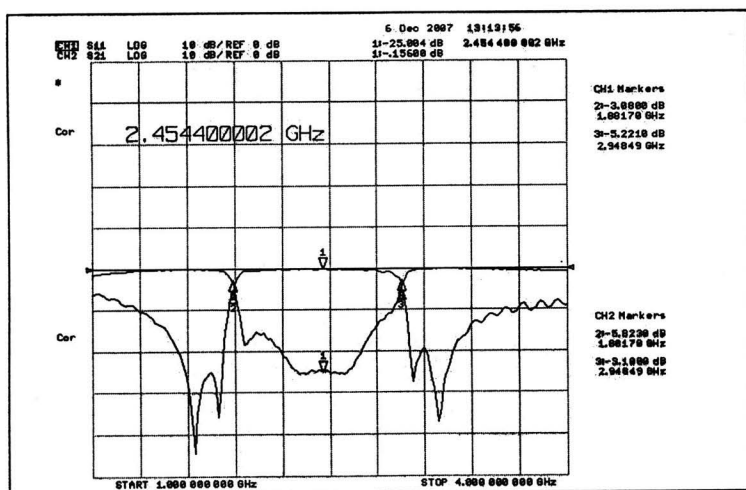
4.4.4 แสดงผลการวัดสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน S_{21} ที่ได้จากการวัดทดสอบชิ้นงานจริงที่ความถี่ 1 GHz ถึง 8 GHz ดังแสดงในภาพที่ 4-17



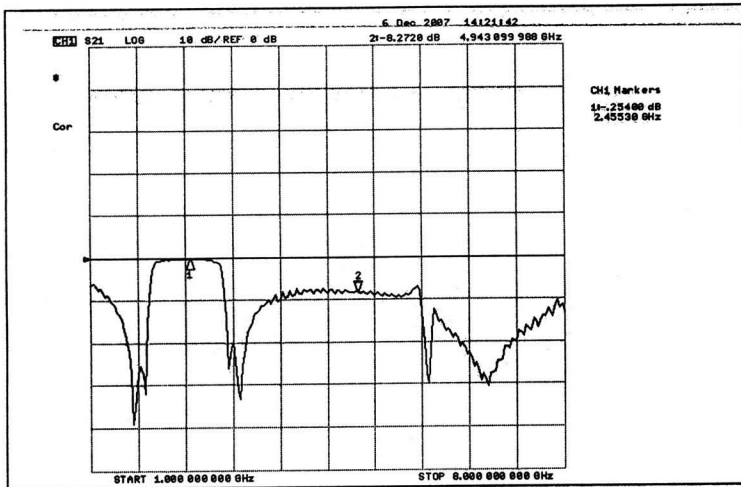
ภาพที่ 4-14 ผลการเปรียบเทียบสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ S_{11} และสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน S_{21} ที่ได้จากการวัดทดสอบชิ้นงานจริงกับการจำลองแบบ



ภาพที่ 4-15 ผลการเปรียบเทียบสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน S_{21} ที่ได้จากการวัดทดสอบ
ชิ้นงานจริงกับการจำลองแบบ



ภาพที่ 4-16 ผลการวัดสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ S_{11} และสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน S_{21}
ที่ได้จากการวัดทดสอบชิ้นงานจริง



ภาพที่ 4-17 ผลการวัดสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน S_{21} ที่ได้จากการวัดทดสอบชิ้นงานจริง

4.5 การวัดทดสอบวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างสองตัวต่อคาสเคดโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่มีการปรับระดับด้านนอก

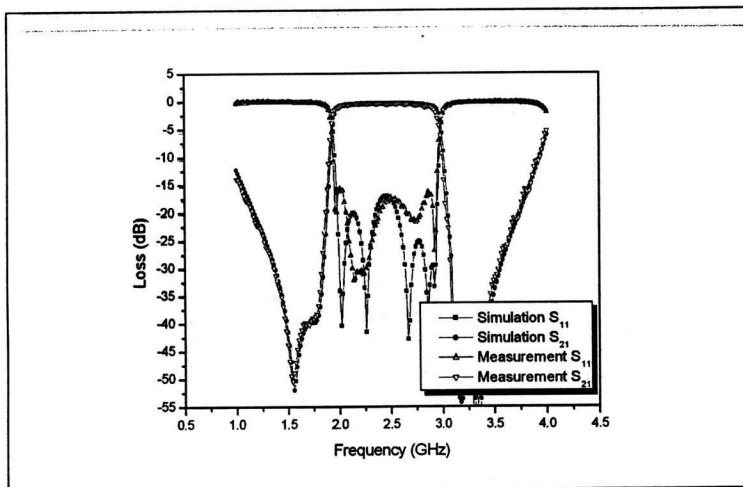
ทำการวัดค่าพารามิเตอร์การกระจายคือค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ S_{11} และค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน (S_{21}) โดยเปรียบเทียบผลการจำลองแบบด้วยโปรแกรม IE3D กับผลที่ได้จากการวัดทดสอบโดยใช้เครื่องวิเคราะห์ข่ายงานไฟฟ้า (Network analyzer)

4.5.1 แสดงผลการเปรียบเทียบสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ S_{11} และสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน S_{21} ที่ได้จากการวัดทดสอบชิ้นงานจริงกับการจำลองแบบด้วยโปรแกรม IE3D ที่ความถี่ 1 GHz ถึง 4 GHz ดังแสดงในภาพที่ 4-18

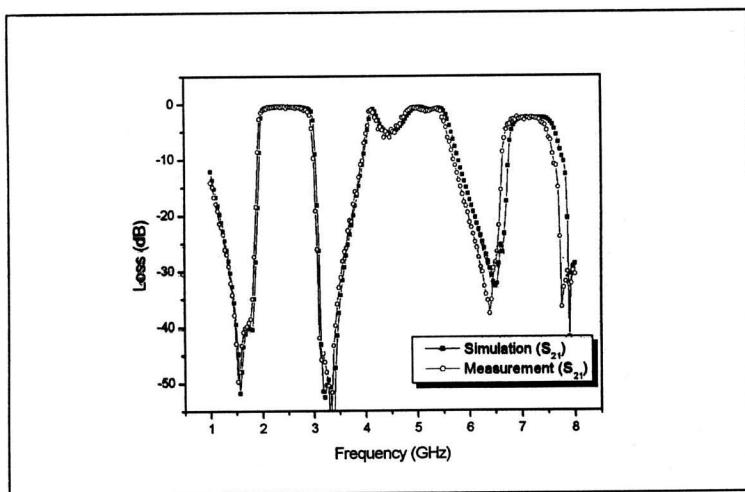
4.5.2 แสดงผลการเปรียบเทียบสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน S_{21} ที่ได้จากการวัดทดสอบชิ้นงานจริงกับการจำลองแบบด้วยโปรแกรม IE3D ที่ความถี่ 1 GHz ถึง 8 GHz ดังแสดงในภาพที่ 4-19

4.5.3 แสดงผลการวัดสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ S_{11} และสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน S_{21} ที่ได้จากการวัดทดสอบชิ้นงานจริงที่ความถี่ 1 GHz ถึง 4 GHz ดังแสดงในภาพที่ 4-20

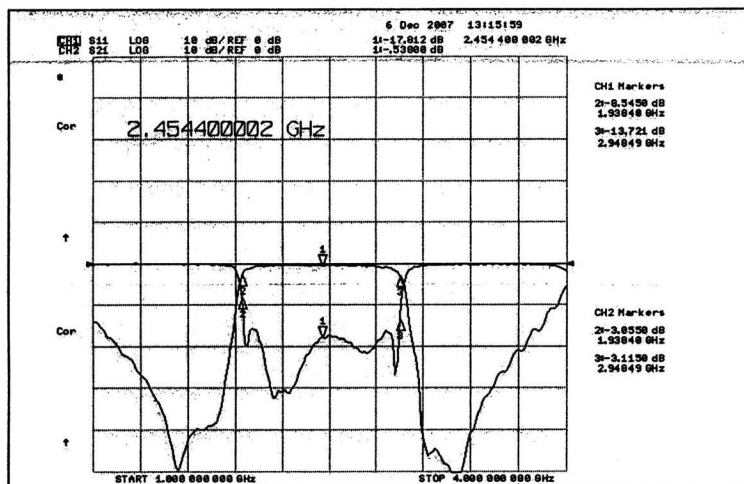
4.5.4 แสดงผลการวัดสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน S_{21} ที่ได้จากการวัดทดสอบชิ้นงานจริงที่ความถี่ 1 GHz ถึง 8 GHz ดังแสดงในภาพที่ 4-21



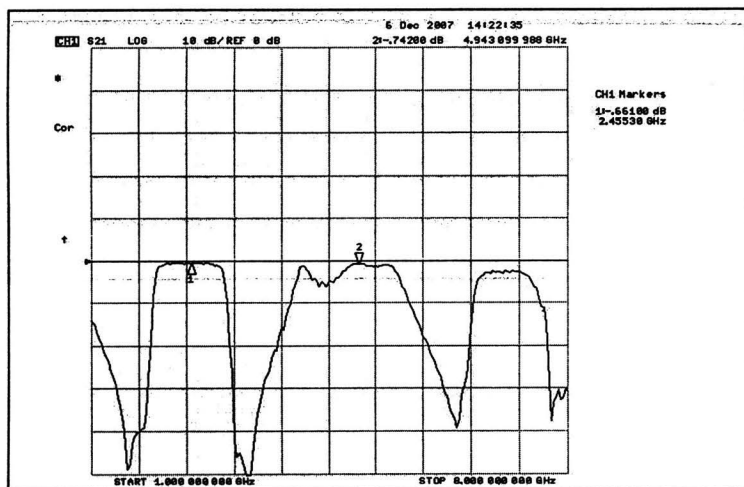
ภาพที่ 4-18 ผลการเปรียบเทียบสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ S_{11} และสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน S_{21} ที่ได้จากการวัดทดสอบชิ้นงานจริงกับการจำลองแบบ



ภาพที่ 4-19 ผลการเปรียบเทียบสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน S_{21} ที่ได้จากการวัดทดสอบ ชิ้นงานจริงกับการจำลองแบบ



ภาพที่ 4-20 ผลการวัดสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ S_{11} และสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน S_{21} ที่ได้จากการวัดทดสอบชิ้นงานจริง



ภาพที่ 4-21 ผลการวัดสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน S_{21} ที่ได้จากการวัดทดสอบชิ้นงานจริง

4.6 การวัดทดสอบวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างสองตัวต่ออากาศเคดโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่ต่อสลับด้านนอกมุมทั้งสี่และมีการปรับสลับด้านนอก

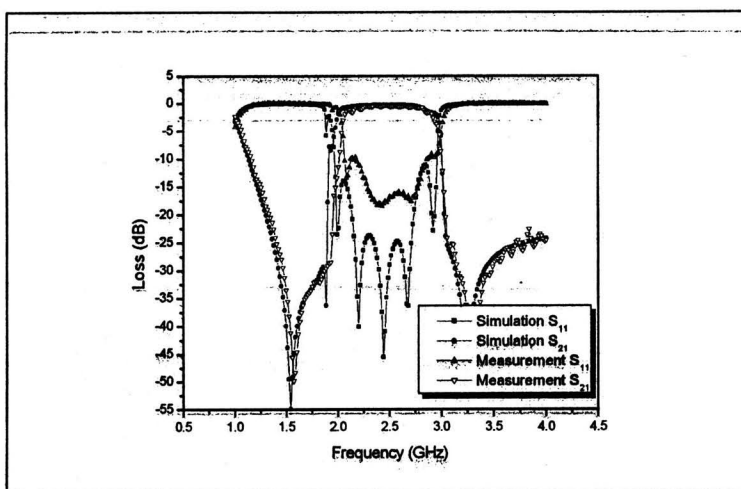
ทำการวัดค่าพารามิเตอร์การกระจายคือค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ S_{11} และค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน (S_{21}) โดยเปรียบเทียบผลการจำลองแบบด้วยโปรแกรม IE3D กับผลที่ได้จากการวัดทดสอบโดยใช้เครื่องวิเคราะห์ข่ายงานไฟฟ้า (Network analyzer)

4.6.1 แสดงผลการเปรียบเทียบสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ S_{11} และสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน S_{21} ที่ได้จากการวัดทดสอบชิ้นงานจริงกับการจำลองแบบด้วยโปรแกรม IE3D ที่ความถี่ 1 GHz ถึง 4 GHz ดังแสดงในภาพที่ 4-22

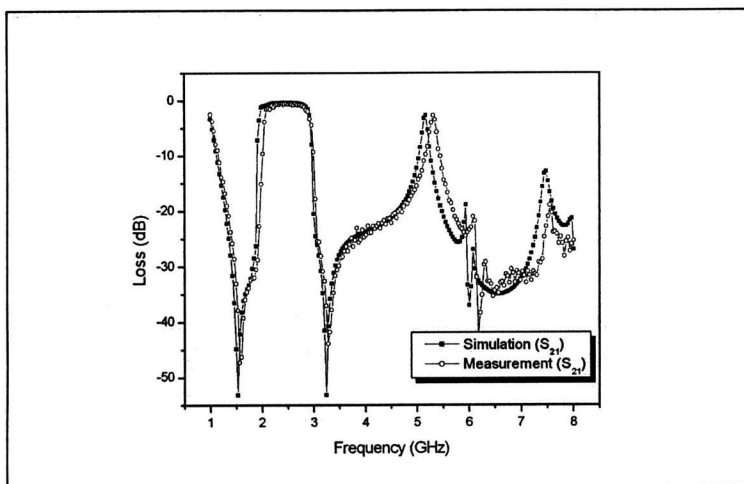
4.6.2 แสดงผลการเปรียบเทียบสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน S_{21} ที่ได้จากการวัดทดสอบชิ้นงานจริงกับการจำลองแบบด้วยโปรแกรม IE3D ที่ความถี่ 1 GHz ถึง 8 GHz ดังแสดงในภาพที่ 4-23

4.6.3 แสดงผลการวัดสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ S_{11} และสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน S_{21} ที่ได้จากการวัดทดสอบชิ้นงานจริงที่ความถี่ 1 GHz ถึง 4 GHz ดังแสดงในภาพที่ 4-24

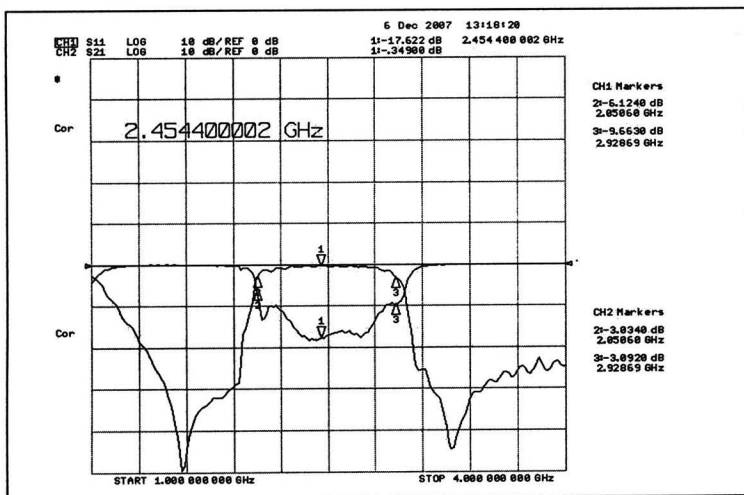
4.6.4 แสดงผลการวัดสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน S_{21} ที่ได้จากการวัดทดสอบชิ้นงานจริงที่ความถี่ 1 GHz ถึง 8 GHz ดังแสดงในภาพที่ 4-25



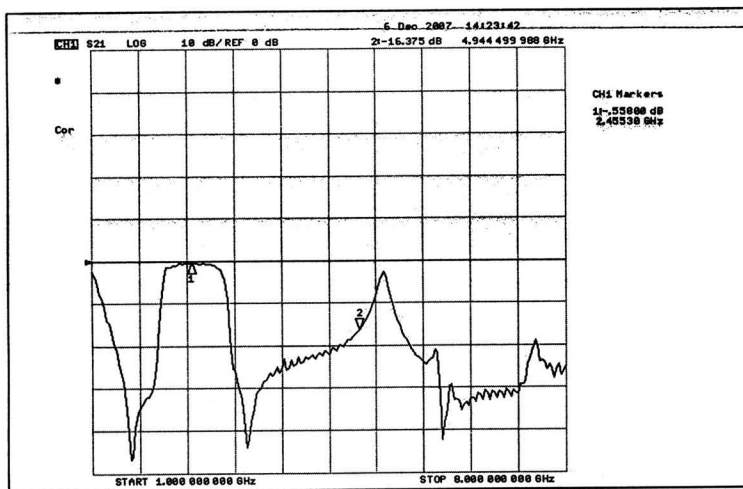
ภาพที่ 4-22 ผลการเปรียบเทียบสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ S_{11} และสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน S_{21} ที่ได้จากการวัดทดสอบชิ้นงานจริงกับการจำลองแบบ



ภาพที่ 4-23 ผลการเปรียบเทียบสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน S_{21} ที่ได้จากการวัดทดสอบ
ชิ้นงานจริงกับการจำลองแบบ



ภาพที่ 4-24 ผลการวัดสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ S_{11} และสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน S_{21}
ที่ได้จากการวัดทดสอบชิ้นงานจริง



ภาพที่ 4-25 ผลการวัดสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน S_{21} ที่ได้จากการวัดทดสอบชิ้นงานจริง

4.7 การเปรียบเทียบการวัดทดสอบของวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโดยใช้สายนำสัญญาณแบบไมโครสตริป

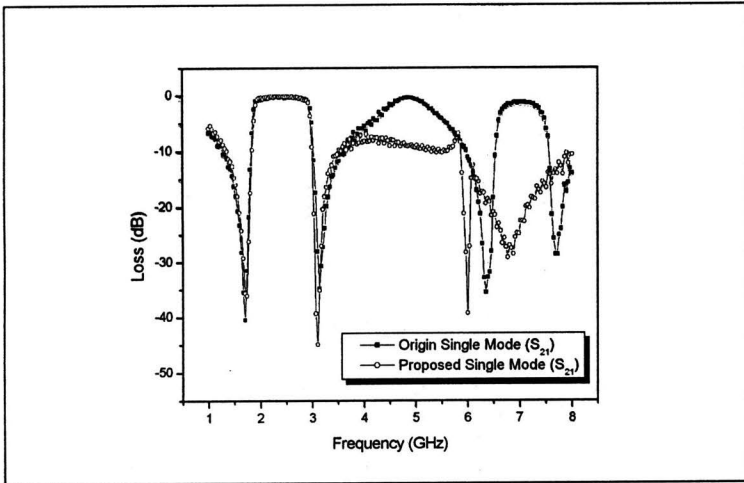
ทำการวัดค่าพารามิเตอร์การกระจาย ค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน S_{21} โดยเปรียบเทียบผลที่ได้จากการวัดทดสอบโดยใช้เครื่องวิเคราะห์ห้ำข่ายงานไฟฟ้า (Network analyzer)

4.7.1 แสดงผลการเปรียบเทียบสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน S_{21} ที่ได้จากการวัดทดสอบชิ้นงานจริงของต้นแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมคเดี่ยวโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่มีการปรับสัดบด้านนอก เปรียบเทียบกับวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมคเดี่ยวโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่มีการปรับสัดบด้านนอก ที่ความถี่ 1 GHz ถึง 8 GHz ดังแสดงในภาพที่ 4-26

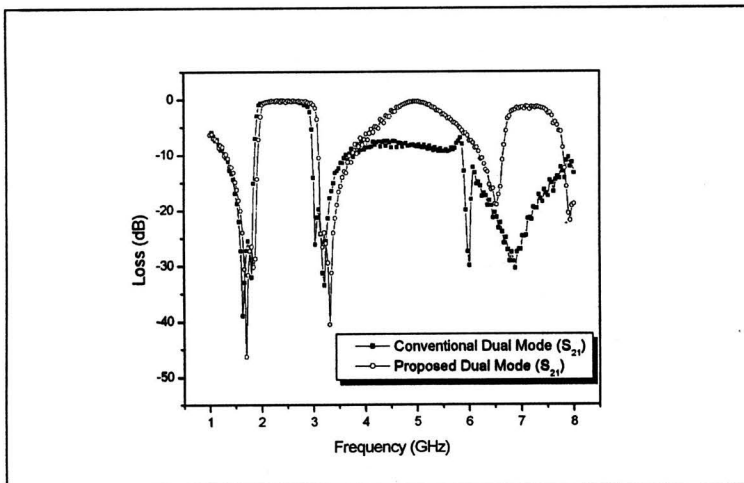
4.7.2 แสดงผลการเปรียบเทียบสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน S_{21} ที่ได้จากการวัดทดสอบชิ้นงานจริงของต้นแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมคคู่โดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่มีการปรับสัดบด้านนอก เปรียบเทียบกับวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมคคู่โดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่มีการปรับสัดบด้านนอก ที่ความถี่ 1 GHz ถึง 8 GHz ดังแสดงในภาพที่ 4-27

4.7.3 แสดงผลการเปรียบเทียบสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน S_{21} ที่ได้จากการวัดทดสอบชิ้นงานจริงของต้นแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมคคู่สองตัวต่อคาสเคดโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่มีการปรับสัดบด้านนอก เปรียบเทียบกับวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมคคู่สองตัว

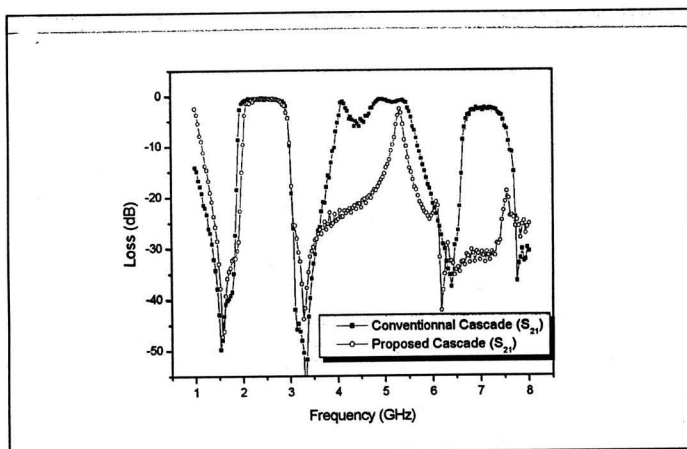
ต่อภาคโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่ต่อสลับด้านนอกมุมทั้งสี่และมีการปรับสลับด้านนอก ที่ความถี่ 1 GHz ถึง 8 GHz ดังแสดงในภาพที่ 4-28



ภาพที่ 4-26 ผลการเปรียบเทียบสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน S_{21} ที่ได้จากการวัดทดสอบชิ้นงานจริง



ภาพที่ 4-27 ผลการเปรียบเทียบสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน S_{21} ที่ได้จากการวัดทดสอบ ชิ้นงานจริง



ภาพที่ 4-28 ผลการเปรียบเทียบสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน S_{21} ที่ได้จากการวัดทดสอบชิ้นงานจริง

บทที่ 5

สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

การวิจัยนี้ได้ทำการศึกษาออกแบบและสร้างชิ้นงานรวมทั้งการวัดทดสอบวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่มีการปรับระดับบนโครงสร้างสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริปโดยอาศัยหลักการของวงจรกรองหยุดแถบแล้วทำการปรับระดับเพื่อให้เกิดช่วงผ่านที่กว้างและมีความชันสูงในการตัดสัญญาณ ในงานวิจัยนี้ได้แบ่งการออกแบบและสร้างวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างออกเป็นหกส่วน คือ

ส่วนแรกการออกแบบต้นแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมดเดียวโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่มีการปรับระดับด้านนอก

ส่วนที่สองการออกแบบต้นแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมดคู่โดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่มีการปรับระดับด้านนอก

ส่วนที่สามการออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมดเดียวโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่ต่อสลับด้านนอกมุมทั้งสี่และมีการปรับระดับด้านนอก

ส่วนที่สี่การออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมดคู่โดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่ต่อสลับด้านนอกมุมทั้งสี่และมีการปรับระดับด้านนอก

ส่วนที่ห้าการออกแบบต้นแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมดคู่สองตัวต่อкасасโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่มีการปรับระดับด้านนอก

ส่วนที่หกการออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมดคู่สองตัวต่อкасасโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่ต่อสลับด้านนอกมุมทั้งสี่และมีการปรับระดับด้านนอก

5.1 สรุปผลการวิจัย

ผลที่ได้จากการวัดทดสอบด้วยเครื่องวิเคราะห์ข่ายงานไฟฟ้าเทียบกับการจำลองแบบด้วยโปรแกรม IE3D ปรากฏว่าผลที่ได้จากการจำลองแบบและผลวัดทดสอบชิ้นงานจริงได้ผลที่สอดคล้องกันซึ่งสามารถสรุปผลได้ดังนี้คือ

งานชิ้นแรกเป็นต้นแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมดเดียวโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่มีการปรับระดับด้านนอก ออกแบบที่ความถี่กลางประมาณ 2.45 GHz โดยชิ้นงานจริงมีค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน S_{21} มีค่าเท่ากับ 0.19 dB และมีค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ S_{11}

มีค่าเท่ากับ 18 dB ตลอดช่วงแบนด์วิดท์ของการตอบสนองและมีค่าแบนด์วิดท์ที่ -3dB ประมาณ 1 GHz

งานชิ้นที่สองเป็นต้นแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมคคู่โดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่มีการปรับระดับด้านนอก ออกแบบที่ความถี่กลางประมาณ 2.45 GHz โดยชิ้นงานจริงมีค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน S_{21} มีค่าเท่ากับ 0.34 dB และมีค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ S_{11} มีค่าเท่ากับ 17 dB ตลอดช่วงแบนด์วิดท์ของการตอบสนองและมีค่าแบนด์วิดท์ที่ -3dB ประมาณ 1 GHz

งานชิ้นที่สามเป็นวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมคเดี่ยวโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่ต่อสลับด้านนอกมุมทั้งสี่และมีการปรับระดับด้านนอก ออกแบบที่ความถี่กลางประมาณ 2.45 GHz โดยชิ้นงานจริงมีค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน S_{21} มีค่าเท่ากับ 0.16 dB และมีค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ S_{11} มีค่าเท่ากับ 14 dB ตลอดช่วงแบนด์วิดท์ของการตอบสนองและมีค่าแบนด์วิดท์ที่ -3dB ประมาณ 1 GHz

งานชิ้นที่สี่เป็นวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมคคู่โดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่ต่อสลับด้านนอกมุมทั้งสี่และมีการปรับระดับด้านนอก ออกแบบที่ความถี่กลางประมาณ 2.45 GHz โดยชิ้นงานจริงมีค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน S_{21} มีค่าเท่ากับ 0.16 dB และมีค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ S_{11} มีค่าเท่ากับ 13dB ตลอดช่วงแบนด์วิดท์ของการตอบสนองและมีค่าแบนด์วิดท์ที่ -3dB ประมาณ 1 GHz

งานชิ้นที่ห้าเป็นต้นแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมคคู่สองตัวต่อкасетаโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่มีการปรับระดับด้านนอก ออกแบบที่ความถี่กลางประมาณ 2.45 GHz โดยชิ้นงานจริงมีค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน S_{21} มีค่าเท่ากับ 0.54 dB และมีค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ S_{11} มีค่าเท่ากับ 17 dB ตลอดช่วงแบนด์วิดท์ของการตอบสนองและมีค่าแบนด์วิดท์ที่ -3dB ประมาณ 0.9 GHz

งานชิ้นที่หกเป็นวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโหมคคู่สองตัวต่อкасетаโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่ต่อสลับด้านนอกมุมทั้งสี่และมีการปรับระดับด้านนอก ออกแบบที่ความถี่กลางประมาณ 2.45 GHz โดยชิ้นงานจริงมีค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน S_{21} มีค่าเท่ากับ 0.35 dB และมีค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ S_{11} มีค่าเท่ากับ 9.6 dB ตลอดช่วงแบนด์วิดท์ของการตอบสนองและมีค่าแบนด์วิดท์ที่ -3dB ประมาณ 0.9 GHz

ในส่วนของการเปรียบเทียบผลวัดการตอบสนองทางด้านความถี่โดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่มีต่อสลับด้านนอกมุมทั้งสี่และมีการปรับระดับด้านนอกจะสามารถลดฮาร์โมนิกได้ดีกว่าต้นแบบเรโซเนเตอร์แบบวงปิดสี่เหลี่ยมที่มีการปรับระดับด้านนอก ทั้งแบบหนึ่งเรโซเนเตอร์และสองเรโซเนเตอร์ต่อкасета

บรรณานุกรม

1. Kai Chang, "Microwave Ring Circuit and Antennas," New York: Wiley, 1996.
2. J.S. Hong and M.J. Lancaster. "Bandpass characteristics of new dual-mode microstrip square-loop resonators," Electronics Letters 25th, vol.31, no.11, pp. 891-892, May. 1995.
3. Lung-Hwa Hsieh and Kai Chang. "Compact Dual-mode elliptic-function bandpass filters using a single ring resonator with one coupling gap," Electronics Letters, vol. 36, no. 19, pp. 1626-1627, Sep. 2001.
4. Lung-Hwa Hsieh and Kai Chang. "Compact, Low Insertion-Loss, Sharp-Rejection, and Wide Band Microstrip Bandpass Filters," IEEE Microwave Theory and Tech., vol. 51, pp. 1241-1246, Apr. 2003.
5. Adnan Görür. "A Novel Dual-Mode Bandpass Filter With Wide Stopband Using the Properties of Microstrip Open-Loop Resonator," IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 12, no.10, pp. 386-388, Oct. 2002.
6. J.Konpang, P.Anunvrapong, C.Jumniensri and J.Wongmethanukroah "A Compact Wide-Band Microstrip Bandpass Filter with Tuning Meander Stubs" EECON-28, pp.733 – 736, Oct. 2005,
7. J.Konpang, P.Anunvrapong, C.Jumniensri and J.Wongmethanukroah "A Compact Wide-Band Bandpass Filter Using the Microstrip Loop Resonators with Connected Four Inner Corner Identical Branches and Outer Tuning Stubs" IEEE Radio and Wireless Symposium, pp 579 – 582, Jan. 2006.
8. J.S. Hong and M.J. Lancaster. "Microstrip Filters for RF/Microwave Applications," John Wiley & Son Inc., 2001.
9. Guillermo Gonzalez. "Microwave Transistor Amplifiers Analysis and Design," 2nd edition, Prentice-Hall, 1997.
10. K.C.Gupta, R.Garg, I.Bahl, and P.Bhartia. "Microstrip Line and Slotlines," 2nd edition, Artech House, 1996.
11. IE3D Users' Manual, Release 8, Zeland Software, Inc., Fremont, CA, 2001.

ภาคผนวก

A Dual-Mode Wide-Band Bandpass Filter Using the Microstrip Loop Resonator with Tuning Stubs

J. Konpang^{#1}, C. Jumneansri, P. Anunvapong and J. Wongmethanakroha

[#] Department of Electronics and Telecommunications Engineering, Faculty of Engineering, Rajamangala University of Technology Krungthep, 2 Nanglinjee Rd., Thungmahamek, Sathorn, Bangkok 10120, Thailand

¹konsakon@hotmail.com

Abstract— This paper proposes a dual-mode wide-band bandpass filter using the microstrip loop resonators with tuning stubs. The filter is based on microstrip loop resonator consists of four identical branches and each branch is a microstrip open-loop element. The introduction of two outer tuning stubs connecting opposite to the ports widens the passband and sharpens the stopbands. The microstrip loop resonator have a wide stopband resulting from the dispersion effect and the slow-wave effect. The filter is designed at center frequency of 2.35GHz and simulated by IE3D. The measurement of fabricated structure proposes 36% bandwidth and 0.28dB insertion loss.

I. INTRODUCTION

In microwave communication systems, the bandpass filter is an essential component, which is usually used in both receivers and transmitters. Thus, the quality of bandpass filters is extremely important. Planar filters are currently a popular structure because they can be fabricated using printed circuit technology and are suitable for commercial applications due to their small size and lower fabrication cost [1]. Therefore, how to design a bandpass filter at low cost and with high performance is currently of great interest. Microstrip bandpass filters can be easily mounted on a dielectric substrate and can provide a more flexible design of the circuit layout. The dual-mode resonators filters have been known for years. The compact high performance microwave bandpass filters are highly desirable in the wireless communications systems. Consequently, the dual-mode filters have been used widely for the system because of their advantages such as small size, light weight, low loss and high selectivity. Many authors [2]-[4] have proposed the wide-band bandpass filters using dual-mode ring resonators with tuning stubs but the configurations still occupy a large circuit area, which is not suitable for wireless communication systems where the miniaturization is an important factor. Therefore, it is desirable to develop new types of dual-mode microstrip resonators not only for offering alternative designs, but also for miniaturizing filters. On the other hand, the modern wireless communication systems require the bandpass filters having effective out-of-band spurious rejection and good in-band performance. The resonators with reasonable spurious are required to meet the out-of-band requirements. The microstrip open-loop resonators have a wide stopband resulting from the dispersion effect and the slow-wave effect [5], [6].

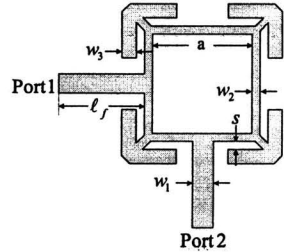


Fig. 1 Microstrip loop resonator using direct-connected orthogonal feeders

In this paper, we introduce a dual-mode wide-band microstrip bandpass filter with tuning stubs. The microstrip loop resonator consists of four identical branches and each branch is an open-loop microstrip element. The bandpass filter is based on the bandstop filter employing direct-connected feed lines on the orthogonal of the microstrip loop resonators. The introduction of two tuning open stubs connecting opposite to the ports widens the passband and sharpens the stopbands. Then, a dual-mode can be used to improve the narrow stopbands for lower side band and higher sideband.

II. BANDSTOP CHARACTERISTICS

The microstrip loop resonator with direct-connected feed lines on the orthogonal depicted in Fig. 1 is a bandstop configuration. The resonator consists of four identical branches with a small square patch attached to an outer corner of the square loop. The bandstop filter is designed at fundamental resonant frequency $f_0 = 2.35$ GHz and fabricated on a RT/Duroid substrate having a thickness $h = 1.27$ mm with relative dielectric constant $\epsilon_r = 6.15$. The filter was designed and simulated by IE3D program [7]. The dimensions of the loop are $l_f = 8$ mm, $s = 0.715$ mm, $w_1 = 1.85$ mm, $w_2 = 0.75$ mm, $w_3 = 1.35$ mm and $a = 9.3$ mm.

The equivalent microstrip loop circuit shown in Fig. 2 is divided into input and output parts forming a shunt circuit denoted by the upper and lower parts, respectively. The capacitance jB_{T1} is the T-junction effect between the feed

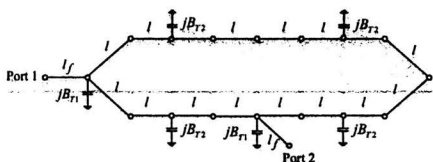


Fig. 2 Equivalent circuit of the microstrip loop resonator using direct-connected orthogonal feed lines

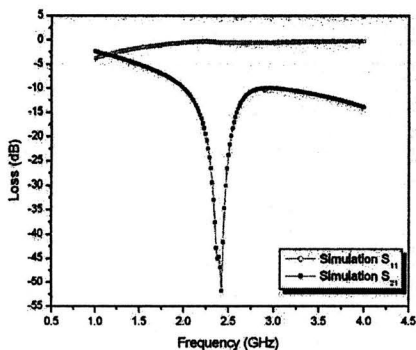


Fig. 3 Simulation results of the microstrip loop resonator using direct-connected orthogonal feed lines

line and the microstrip loop resonator [3]. The capacitance jB_{r2} is the junction effect between the loop resonator with each branch. The analysis of the characteristic of the microstrip loop resonator is performed by IE3D program [7]. Fig.3 presents the simulation results of the microstrip loop using direct-connect orthogonal feed lines and the frequency response exhibits bandstop behaviours.

III. TWO TUNING STUBS FOR A SINGLE-MODE BANDPASS FILTER

Based on the structure [6], a single resonator is modified in this paper by adding two tuning stubs connecting opposite to the ports as in Fig. 4. The length of tuning opened-stub is $l_t = \lambda_g/4$.

Fig.5 delineates the equivalent circuit of the microstrip loop resonator with two tuning stubs. Y_t is the admittance reflecting into the stubs Y_t can be expressed by

$$Y_t = y_o \tanh(\gamma l + l_{open}) + jB_{r3} \quad (1)$$

where y_o is the characteristic admittance of the stub, γ is the complex propagation constant, l_{open} is the equivalent open

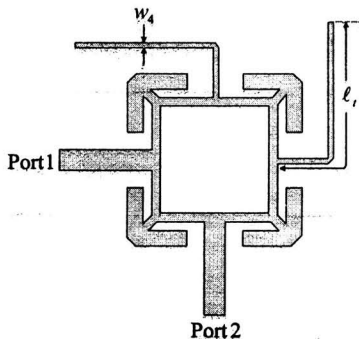


Fig. 4 Structure of two outer tuning stubs for single-mode

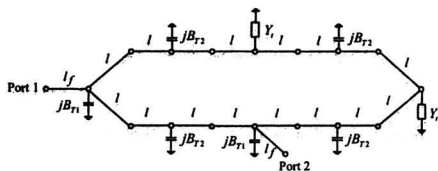


Fig. 5 Equivalent circuit of a microstrip loop resonator using tuning stubs

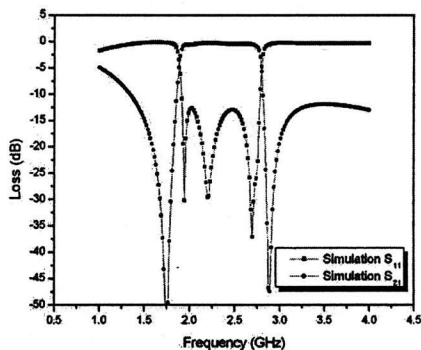


Fig. 6 Simulation results of two outer tuning stubs for single-mode bandpass filter

effect length [3] and jB_{r3} is the capacitance of the T-junction between the microstrip loop with stubs l_t .

The simulation results of the microstrip loop with outer tuning stubs of $l_t = 16.25$ mm, $w_4 = 0.4$ mm. The 37% of 3-dB fractional bandwidth can be interpreted from the frequency

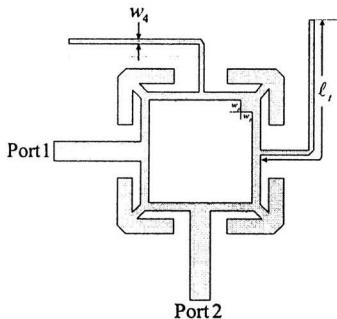


Fig. 7 Structure of dual-mode bandpass filter

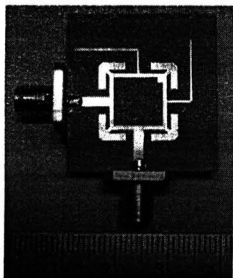


Fig. 8 Photograph of a dual-mode bandpass filter

response Fig. 6. The introduction of two outer tuning stubs connecting opposite to the ports widens the passband and sharpens the stopbands. The single-mode filter exhibits insertion loss better than 0.26 dB and return loss greater than 12.6 dB in the passband.

In fact, this approach can be interpreted as using two stopbands induced by two tuning stubs in conjunction with the wide passband. In some cases, an undesired passband below the main passband may require a high passband section to be employed in conjunction with this proposing approach.

IV. DUAL-MODE BANDPASS FILTER

By observing the frequency response in Fig 6, the two stopbands for lower sideband and higher sideband of the filter propose a narrow bandstop. Based on a dual-mode can be used to improve the narrow stopbands. A square perturbation stub inner corner the loop resonator in Fig. 7. The square stub perturbs the fields of the loop resonator so that the resonator can excite a dual-mode around the stopbands in order to improve the narrow stopbands. By increasing the size of the square stub, the stopband bandwidth between two modes is increased. The length of the square stub is $w_p = 1 \text{ mm}$.

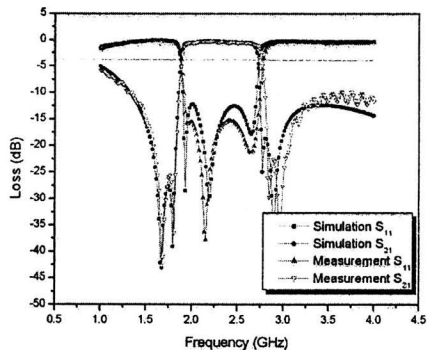


Fig. 9 Simulation and measurement of the dual-mode bandpass filter

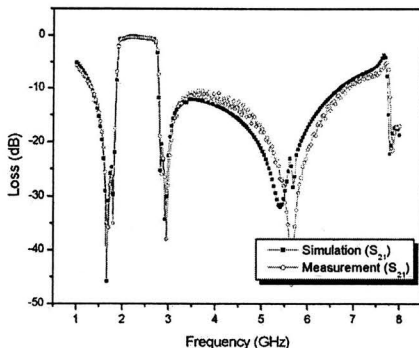


Fig. 10 Simulation and measurement wide-band of the dual-mode bandpass filter

The implemented of dual-mode resonators filter is pictured in Fig. 8. The frequency response of the filter is portrayed in Fig. 9 validating the agreement of simulation and measurement results. The 3-dB fractional bandwidth of the filter is 36%, the insertion loss is better than 0.28 dB and the return loss is greater than 15 dB in the passband. The measurement of wide-band response of the dual-mode filter with outer tuning stubs is shown in Fig. 10.

The measurement of wide-band response is shown in Fig. 10. Unlike the conventional structure of the wide-band filters using dual-mode ring resonators with tuning stubs, the filter exhibits a wide stopband due to four identical branches at the outer corner of the square loop and proposes the first spurious resonance frequency of the dispersion effect.

V. CONCLUSIONS

A dual-mode wide-band bandpass filter using the microstrip loop resonators with tuning stubs is proposed here. The microstrip loop resonator consists of four identical branches and each branch is a open-loop microstrip element. The introduction of two tuning stubs widens the passband and sharpens the stopbands. The filter is designed 2.35 GHz and proposes 36% bandwidth with 0.28 dB insertion loss and return loss greater than 15 dB. The measurement results agree well with the simulation but small residual errors exist due to fabrication errors.

REFERENCES

- [1] D.M. Pozar, *Microwave Engineering*, 2nd ed. New York: Wiley, 1998, ch. 8.
- [2] Chu-Yu Chen, Cheng-Ying Hsu and Sung-Fong Lin, "A Novel Compact Miniaturized Wideband Microstrip Bandpass Filters with Dual-Mode Ring Resonators" *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol.45, No.4, pp.312-315, May. 2005.
- [3] Lung-Hwa Hsieh and Kai Chang, "Compact Low Insertion-Loss, Sharp-Rejection and Wide-Band Microstrip Bandpass Filters," *IEEE Microwave Theory and Tech.*, vol.51, pp.1241-1246, Apr.2003.
- [4] Lung-Hwa Hsieh and Kai Chang, "Compact, low insertion-loss, sharp-rejection wideband bandpass filters using dual-mode ring resonators with tuning stubs," *Electronics Letters* 25th, vol.37, No.22, pp.1345-1347, Oct. 2001.
- [5] Jia-sheng Hong and Michael J. Lancaster "Theory and Experiment of Novel Microstrip Slow-Wave Open-Loop Resonator Filters," *IEEE Transactions on Microwave theory and Techniques*, vol.45, No.12, Dec. 1997.
- [6] Adnan Görür, "A Novel Dual-Mode Bandpass Filter With Wide Stopband Using the Properties of Microstrip Open-Loop Resonator," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol.12, No.10, Oct. 2002.
- [7] IE3D Users' Manual, Release 8, Zeland Software, Inc., Fremont, CA, 2001.



Advanced Circuit Materials

Advanced Circuit Materials Division
100 S. Roosevelt Avenue
Chandler, AZ 85226
Tel: 480-961-1382, Fax: 480-961-4533
www.rogerscorporation.com

Data Sheet
1.3000

RO3000® Series High Frequency Circuit Materials

Features and Benefits:

- Low dielectric loss for high frequency performance (RO3003). Laminate can be used in applications up to 30-40 GHz.
- Excellent mechanical properties versus temperature for reliable stripline and multilayer board constructions.
- Uniform mechanical properties for a range of dielectric constants. Ideal for multilayer board designs with a range of dielectric constants. Suitable for use with epoxy glass multilayer board hybrid designs.
- Stable dielectric constant versus temperature and frequency for RO3003. Ideal for band pass filters, microstrip patch antennas, and voltage controlled oscillators.
- Low in-plane expansion coefficient (matched to copper). Allows for more reliable surface mounted assemblies. Ideal for applications sensitive to temperature change and excellent dimensional stability.
- Volume manufacturing process for economical laminate pricing.

Typical Applications:

- Automotive Collision Avoidance Systems
- Automotive Global Positioning Satellite Antennas
- Cellular and Pager Telecommunications Systems
- Patch Antennas for Wireless Communications
- Direct Broadcast Satellites
- Datalink on Cable Systems
- Remote Meter Readers
- Power Backplanes

RO3000® High Frequency Circuit Materials are ceramic-filled PTFE composites intended for use in commercial microwave and RF applications. This family of products was designed to offer exceptional electrical and mechanical stability at competitive prices.

RO3000® series laminates are PTFE-based circuit materials with mechanical properties that are constant regardless of the dielectric constant selected. This allows the designer to develop multilayer board designs that use different dielectric constant materials for individual layers, without encountering warpage or reliability problems.

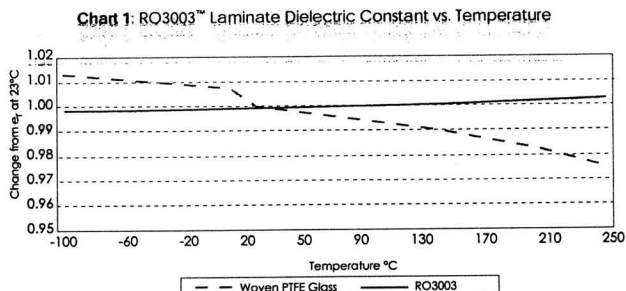
The dielectric constant versus temperature of RO3000 series materials is very stable (Charts 1 and 2). These materials exhibit a coefficient of thermal expansion (CTE) in the X and Y axis of 17 ppm/°C. This expansion coefficient is matched to that of copper, which allows the material to exhibit excellent dimensional stability, with typical etch shrinkage (after etch and bake) of less than 0.5 mils per inch. The Z-axis CTE is 24 ppm/°C, which provides exceptional plated through-hole reliability, even in severe thermal environments.

RO3000® series laminates can be fabricated into printed circuit boards using standard PTFE circuit board processing techniques, with minor modifications as described in the application note "Fabrication Guidelines for RO3000® Series High Frequency Circuit Materials."

Available claddings are ½, 1 or 2 oz./ft² (17, 35, 70 µm thick) electrodeposited copper foil.

RO3000® laminates are manufactured under an ISO 9002 certified system.

The data in Chart 1 demonstrates the excellent stability of dielectric constant over temperature for RO3003[™] laminates, including the elimination of the step change in dielectric constant, which occurs near room temperature with PTFE glass materials.



The data in Chart 2 shows the change in dielectric constant vs. temperature for RO3006[®] and RO3010[®] laminates. These materials exhibit significant improvement in temperature stability of dielectric constant when compared to other high dielectric constant PTFE laminates.

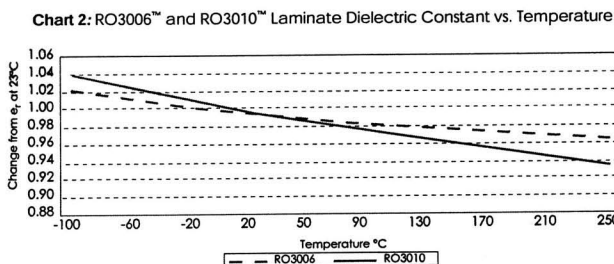
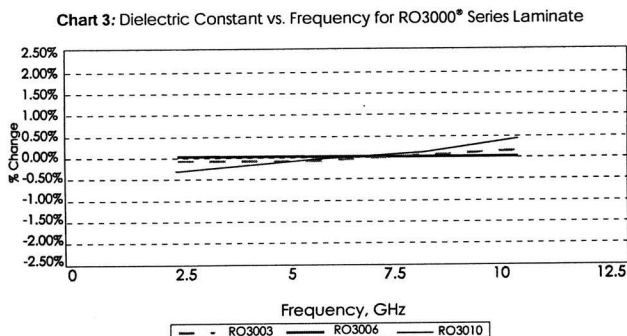


Chart 3 demonstrates the stability of dielectric constant for RO3000[®] series products over frequency. This stability simplifies the design of broadband components as well as allowing the materials to be used in a wide range of applications over a very broad range of frequencies.



The data in Charts 1, 2 and 3 was produced using a modified IPC-TM-650, 2.5.5.5 method. For additional information request Rogers T.R. 5156 and T.M. 4924.

Typical Values

RO3000® Series High Frequency Laminates

PROPERTY	TYPICAL VALUE ⁽¹⁾			DIRECTION	UNIT	CONDITION	TEST METHOD
	RO3003	RO3006	RO3010				
Dielectric Constant ϵ_r	3.00±0.04 ⁽²⁾	6.15±0.15	10.2±0.30	Z	-	10GHz 23°C	IPC-TM-650 2.5.5.5
Dissipation Factor	0.0013	0.0020	0.0023	Z	-	10GHz 23°C	IPC-TM-650 2.5.5.5
Thermal Coefficient of ϵ_r	13	-160	-280	Z	ppm/°C	10GHz 0-100°C	IPC-TM-650 2.5.5.5
Dimensional Stability	0.5	0.5	0.5	X,Y	mm/m	COND A	ASTM D257
Volume Resistivity	10 ⁷	10 ³	10 ³		MΩ•cm	COND A	IPC 2.5.17.1
Surface Resistivity	10 ⁷	10 ³	10 ³		MΩ	COND A	IPC 2.5.17.1
Tensile Modulus	2068 (300)	2068 (300)	2068 (300)	X,Y	MPa (kpsi)	23°C	ASTM D638
Water Absorption	<0.1	<0.1	<0.1	-	%	D24/23	IPC-TM-650 2.6.2.1
Specific Heat	0.93 (0.22)	0.93 (0.22)	0.93 (0.22)		J/g/K (BTU/lb/°F)		Calculated
Thermal Conductivity	0.50	0.61	0.66	-	W/m/K	100°C	ASTM C518
Coefficient of Thermal Expansion	17 24	17 24	17 24	X,Y Z	ppm/°C	-55 to 288°C	ASTM D3386-94
Td	500	500	500		°C TGA		ASTM D 3850
Color	Tan	Tan	Off White				
Density	2.1	2.6	3.0		gm/cm ³		
Copper Peel Strength	3.1 (17.6)	2.1 (12.2)	2.4 (13.4)		N/mm (lb/in)	After solder float	IPC-TM-2.4.8
Flammability	94V-0	94V-0	94V-0				UL
Lead-Free Process Compatible	Yes	Yes	Yes				

(1) References: Internal T.R.'s 1430, 2224, 2854. Tests at 23°C unless otherwise noted. Typical values should not be used for specification limits.

(2) The nominal dielectric constant of an 0.060" thick RO3003® laminate as measured by the IPC-TM-650, 2.5.5.5 will be 3.02, due to the elimination of biasing caused by air gaps in the test fixture. For further information refer to Rogers T.R. 5242.

STANDARD THICKNESS:	STANDARD PANEL SIZE:	STANDARD COPPER CLADDING:
RO3003: 0.005" (0.13 mm) 0.010" (0.25 mm) 0.020" (0.50 mm) 0.030" (0.75 mm) 0.060" (1.52 mm)	RO3003: 12" X 18" (305 X 457mm) 24" X 18" (610 X 457mm) 24" X 36" (610 X 915mm) RO3006/3010: 18" X 12" (457 X 305mm) 18" X 24" (457 X 610mm) 18" X 36" (457 X 915mm) 18" X 48" (457 X 1.224m)	½ oz. (17µm), 1 oz. (35µm), 2 oz. (70µm) electrodeposited copper foil.

CONTACT INFORMATION:

USA:	Rogers Advanced Circuit Materials - ISO 9000:2000 certified	Tel: 480-961-1382	Fax: 480-961-4533
Belgium:	Rogers NV - Gent - ISO 9000:2000 certified	Tel: +32-9-2353611	Fax: +32-9-2353658
Japan:	Rogers Japan Inc.	Tel: 81-3-5200-2700	Fax: 81-3-5200-0571
Taiwan:	Rogers Taiwan Inc.	Tel: 886-2-86609056	Fax: 886-2-86609057
Korea:	Rogers Korea Inc.	Tel: 82-31-716-6112	Fax: 82-31-716-6208
Singapore:	Rogers Technologies Singapore Inc.	Tel: 65-747-3521	Fax: 65-747-7425
China:	Rogers (Shanghai) International Trading Co., Ltd	Tel: 86-21-63916088	Fax: 86-21-63915060

The information in this data sheet is intended to assist you in designing with Rogers' circuit material laminates. It is not intended to and does not create any warranties express or implied, including any warranty of merchantability or fitness for a particular purpose or that the results shown on this data sheet will be achieved by a user for a particular purpose. The user should determine the suitability of Rogers' circuit material laminates for each application.

These commodities, technology and software are exported from the United States in accordance with the Export Administration regulations. Diversion contrary to U.S. law prohibited.

RO3003, RO3006, R03010 are licensed trademarks of Rogers Corporation.

© 1993, 2002, 2004, 2005 Rogers Corporation.

Printed in U.S.A., All rights reserved.

Revised 03/05, 0694-0305-1.5 ON Publication #92-130

ประวัติผู้วิจัย

ประวัติผู้วิจัย

- 1 ชื่อ และ นามสกุล นายเจนฉา ก้อนแพง
MR. Jessada Konpang
- 2 หมายเลขบัตรประชาชน 3-4705-00342-91-2
- 3 ตำแหน่งปัจจุบัน
ตำแหน่งทางวิชาการ อาจารย์ ระดับ 5
สาขาที่ทำการวิจัย สาขาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และ
โทรคมนาคม
- 4 สถานที่ติดต่อ
ที่ทำงานปัจจุบัน สาขาวิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม คณะ
วิศวกรรมศาสตร์
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลกรุงเทพ
2 ถนนนางลิ้นจี่ แขวงทุ่งมหาเมฆ เขตสาทร กรุงเทพฯ
รหัสไปรษณีย์ 10120 โทรศัพท์ 0 2287 9633
ที่อยู่ปัจจุบัน 2 ถนนนางลิ้นจี่ แขวงทุ่งมหาเมฆ เขตสาทร กรุงเทพฯ
รหัสไปรษณีย์ 10120
E-mail address konsakon@hotmail.com

5 ประวัติการศึกษา

ระดับ การศึกษา	อักษรย่อ ปริญญา	วิชาเอก	สถานศึกษา	ปีที่ สำเร็จ	ประเทศ
ปริญญาโท	วศ.ม.	วิศวกรรมไฟฟ้า	สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า พระนครเหนือ	2547	ไทย
ปริญญาตรี	อศ.บ.	วิศวกรรม อิเล็กทรอนิกส์	ม. ภาควิชาวันออกเฉียงเหนือ	2544	ไทย

- 6 สาขาวิชาการที่มีความชำนาญพิเศษ วิศวกรรมไฟฟ้า-สื่อสาร

7 การประชุมวิชาการ

J.Konpang, P.Anunvrpong, C.Jumniensri and J.Wongmethanukroah "A Compact Wide-Band Microstrip Bandpass Filter with Tuning Meander Stubs" EECON-28, pp.733 – 736, Oct. 2005. Thailand.

J.Konpang, P.Anunvrpong, C.Jumniensri and J.Wongmethanukroah "A Compact Wide-Band Bandpass Filter Using the Microstrip Loop Resonators with Connected Four Inner Corner Identical Branches and Outer Tuning Stubs" IEEE Radio and Wireless Symposium, pp 579 – 582, Jan. 2006. USA.

J.Konpang, P.Anunvrpong, C.Jumniensri and J.Wongmethanukroah "A Compact Wide-Band Bandpass Filter with Tuning Step-Impedance Open Stubs" EECON-29, pp.845 – 848, Oct. 2006. Thailand.

J.Konpang, P.Anunvrpong, C.Jumniensri and J.Wongmethanukroah "A Dual-Mode Wide-Band Bandpass Filter Using the Microstrip Loop Resonator with Tuning Stubs" European Microwave Week 2007, pp 791 – 794, Oct. 2007. Germany.

ประวัติผู้วิจัย

- 1 ชื่อ และ นามสกุล นายปราโมทย์ อนันต์วราพงษ์
MR. Pramote Anunvtrapong
- 2 หมายเลขบัตรประชาชน 3 -2006-01098-38-5
- 3 ตำแหน่งปัจจุบัน
ตำแหน่งทางวิชาการ ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ระดับ 8
สาขาที่ทำการวิจัย สาขาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และ
โทรคมนาคม
- 4 สถานที่ติดต่อ
ที่ทำงานปัจจุบัน สาขาวิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม คณะ
วิศวกรรมศาสตร์
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลกรุงเทพ
2 ถนนนางลิ้นจี่ แขวงทุ่งมหาเมฆ เขตสาทร กรุงเทพฯ
รหัสไปรษณีย์ 10120 โทรศัพท์ 0 2287 9633
ที่อยู่ปัจจุบัน 2 ถนนนางลิ้นจี่ แขวงทุ่งมหาเมฆ เขตสาทร กรุงเทพฯ
รหัสไปรษณีย์ 10120
E-mail address panunv@hotmail.com

5 ประวัติการศึกษา

ระดับการศึกษา	อักษรย่อ ปริญญา	วิชาเอก	สถานศึกษา	ปีที่สำเร็จ	ประเทศ
ปริญญาโท	วศ.ม.	วิศวกรรม โทรคมนาคม	สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้า คุณทหารลาดกระบัง	2548	ไทย
ปริญญาบัณฑิต	Pg.D.	Telecommunications and Information System	University of Essex	2540	UK
ปริญญาตรี	อศ.บ.	เทคโนโลยี โทรคมนาคม	สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้า คุณทหารลาดกระบัง	2535	ไทย

6 สาขาวิชาที่มีความชำนาญพิเศษ (แตกต่างจากวุฒิการศึกษา) ระบุสาขาวิชาการ สาขาการจัดการพลังงานในอาคาร

7 ประชุมวิชาการ

J.Konpang, P.Anunvrapong, C.Jumniensri and J.Wongmethanukroah. "A Compact Wide-Band Microstrip Bandpass Filter with Tuning Meander Stubs." *EECON-28*. pp.733 – 736. Oct. 2005. Thailand.

J.Konpang, P.Anunvrapong, C.Jumniensri and J.Wongmethanukroah. "A Compact Wide-Band Bandpass Filter Using the Microstrip Loop Resonators with Connected Four Inner Corner Identical Branches and Outer Tuning Stubs." *IEEE Radio and Wireless Symposium*. pp 579 – 582. Jan. 2006. USA.

J.Konpang, P.Anunvrapong, C.Jumniensri and J.Wongmethanukroah "A Compact Wide-Band Bandpass Filter with Tuning Step-Impedance Open Stubs" *EECON-29*, pp.845 – 848, Oct. 2006. Thailand.

J.Konpang, P.Anunvrapong, C.Jumniensri and J.Wongmethanukroah "A Dual-Mode Wide-Band Bandpass Filter Using the Microstrip Loop Resonator with Tuning Stubs" *European Microwave Week 2007*, pp 791 – 794, Oct. 2007. Germany.

Phichet Moungnoul, Piroge Kanthanan, Tawil Paungma and Pramote Anunvrapong "Comparison Between Measurement and Prediction Propagation Model for PCT System." International Symposium on Communications and Information Technologies 2005. pp 1114-1117. Oct. 2005. China.

Phichet Moungnoul, Pramote Anunvrapong and Tawil Paungma. "Propagation Loss in PCT System by Building Corner Effect." *ECTI-CON 2005*. pp 617-620. May. 2005. Thailand.

2) วรรณกรรมวิชาการ

Pramote Anunvrapong and Phichet Moungnoul. 2546. "Application of Neural Network for

Network Rout Planning.” วารสารวิศวกรรมศาสตร์ ราชมนกล. กรุงเทพฯ: สำนักพิมพ์ศูนย์ส่งเสริมวิชาการ. ฉบับที่ 3 ปีที่ 2 (มกราคม-มิถุนายน 2546) ISSN 1685-5280. น. 22-26.

Pramote Anunvrapong and Pichet Moungnoul. 2546. “Neural Network Handoff Decision in Mobile Cellular using Received Signal Strength and Traffic Intensity.” วารสารวิศวกรรมศาสตร์ ราชมนกล. กรุงเทพฯ: สำนักพิมพ์ศูนย์ส่งเสริมวิชาการ. ฉบับที่ 3 ปีที่ 2 (มกราคม-มิถุนายน 2546) ISSN 1685-5280. น. 27-32.

พิเชฐ ม่วงนวล ถวิล พึ่งมา เจษฎา เพชรประเสริฐ และปราโมทย์ อนันต์วรพจน์. 2544. “การศึกษาการสูญเสียในการแพร่กระจายคลื่นของสถานีฐานแบบไมโครเซลล์ของระบบ GSM ในเขตพื้นที่เมือง โดยพิจารณาจากค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานเฉลี่ยและค่าลดทอนจากมุมอาคาร.” วิศวกรรมลาดกระบัง. กรุงเทพฯ: สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหาร ลาดกระบัง. ฉบับที่ 3 ปีที่ 18 (กันยายน 2544). น. 99-104.

รณศ สังขมนัส สมยศ จุณณะปิยะ พิเชฐ ม่วงนวล และปราโมทย์ อนันต์วรพจน์. 2544.

“การวิเคราะห์อัตราบิตผิดพลาดเฉลี่ยของระบบเซลลูลาร์แบบโคเรซซิแวนซิติเอ็มเอบนช่องสัญญาณที่มีการจางหายแบบเรย์ลี.” วิศวกรรมลาดกระบัง. กรุงเทพฯ: สถาบันเทคโนโลยีฉบับที่ 3 ปีที่ 18 (กันยายน 2544). น. 105-110.

ประวัติผู้วิจัย

- 1 ชื่อ และ นามสกุล นายฉลองชัย จำเริญศรี
Mr. Chalongsai Jumneansri
- 2 หมายเลขบัตรประชาชน 3-1002-02836-85-5
- 3 ตำแหน่งปัจจุบัน
ตำแหน่งทางวิชาการ อาจารย์ 2 ระดับ 7
สาขาที่ทำการวิจัย ภาควิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และ
โทรคมนาคม
- 4 สถานที่ติดต่อ
ที่ทำงานปัจจุบัน สาขาวิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม คณะ
วิศวกรรมศาสตร์
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลกรุงเทพ
2 ถนนนางลิ้นจี่ แขวงทุ่งมหาเมฆ เขตสาทร กรุงเทพฯ
รหัสไปรษณีย์ 10120 โทรศัพท์ 0 2287 9633
ที่อยู่ปัจจุบัน 2 ถนนนางลิ้นจี่ แขวงทุ่งมหาเมฆ เขตสาทร กรุงเทพฯ
รหัสไปรษณีย์ 10120
E-mail address chai47th@yahoo.com

5 ประวัติการศึกษา

ระดับ การศึกษา	อักษรย่อ ปริญญา	วิชาเอก	สถานศึกษา	ปีที่ สำเร็จ	ประเทศ
ปริญญาโท	Diplom Ing	Communication Engineering	FH-Munich	1979	Germany

6 สาขาวิชาที่มีความชำนาญพิเศษ วิศวกรรมโทรคมนาคม

7 การประชุมวิชาการ

J.Konpang, P.Anunvapong, C.Jumneansri and J.Wongmetbanukroah "A Compact Wide-Band Microstrip Bandpass Filter with Tuning Meander Stubs" *EECON-28*, pp.733 - 736, Oct. 2005. Thailand.

J.Konpang, P.Anunvapong, C.Jumniensri and J.Wongmethanukroah "A Compact Wide-Band Bandpass Filter Using the Microstrip Loop Resonators with Connected Four Inner Corner Identical Branches and Outer Tuning Stubs" IEEE Radio and Wireless Symposium, pp 579 – 582, Jan. 2006. USA.

J.Konpang, P.Anunvapong, C.Jumniensri and J.Wongmethanukroah "A Compact Wide-Band Bandpass Filter with Tuning Step-Impedance Open Stubs" EECON-29, pp.845 – 848, Oct. 2006. Thailand.

J.Konpang, P.Anunvapong, C.Jumniensri and J.Wongmethanukroah "A Dual-Mode Wide-Band Bandpass Filter Using the Microstrip Loop Resonator with Tuning Stubs" European Microwave Week 2007, pp 791 – 794, Oct. 2007, Germany.

ชาญชัย ทองโสภณ, ฤทธองชัย จำเนียรศรี และ จิรพล วงศ์เมธานุกโรห์. "การเปลี่ยนแปลงมุมลำคลื่นหลักของสายอากาศแฮกทิฟแบบแพตช์เดี่ยว" การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 26, น. 1796-1800, พฤศจิกายน 2546. ประเทศไทย.

ประวัติผู้วิจัย

- 1 ชื่อ และ นามสกุล นายจิรพล วงศ์เมธานุเคราะห์
MR. Jiraphol Wongmethanukroah
- 2 หมายเลขบัตรประชาชน 3-1014-02179-04-2
- 3 ตำแหน่งปัจจุบัน
ตำแหน่งทางวิชาการ อาจารย์ 2 ระดับ 7
สาขาที่ทำการวิจัย ภาควิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และ
โทรคมนาคม
- 4 สถานที่ติดต่อ
ที่ทำงานปัจจุบัน สาขาวิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม คณะ
วิศวกรรมศาสตร์
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลกรุงเทพ
2 ถนนนางลิ้นจี่ แขวงทุ่งมหาเมฆ เขตสาทร กรุงเทพฯ
รหัสไปรษณีย์ 10120 โทรศัพท์ 0 2287 9633
ที่อยู่ปัจจุบัน 2 ถนนนางลิ้นจี่ แขวงทุ่งมหาเมฆ เขตสาทร กรุงเทพฯ
รหัสไปรษณีย์ 10120
E-mail address jirapholw@yahoo.com

5 ประวัติการศึกษา

ระดับ การศึกษา	อักษรย่อ ปริญญา	วิชาเอก	สถานศึกษา	ปีที่ สำเร็จ	ประเทศ
ปริญญาตรี	อศ.บ.	วิศวกรรมไฟฟ้า	สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า พระนครเหนือ	2518	ไทย

6 สาขาวิชาการที่มีความชำนาญพิเศษ วิศวกรรมโทรคมนาคม

7 การประชุมวิชาการ

J.Konpang, P.Anunvrapong, C.Jumniensri and J.Wongmethanukroah "A Compact Wide-Band Microstrip Bandpass Filter with Tuning Meander Stubs" EECON-28, pp.733 – 736, Oct. 2005, Thailand.

J.Konpang, P.Anunvrapong, C.Jumniensri and J.Wongmethanukroah "A Compact Wide-Band Bandpass Filter Using the Microstrip Loop Resonators with Connected Four Inner Corner Identical Branches and Outer Tuning Stubs" IEEE Radio and Wireless Symposium, pp 579 – 582, Jan. 2006. USA.

J.Konpang, P.Anunvrapong, C.Jumniensri and J.Wongmethanukroah "A Compact Wide-Band Bandpass Filter with Tuning Step-Impedance Open Stubs" EECON-29, pp.845 – 848, Oct, 2006. Thailand.

J.Konpang, P.Anunvrapong, C.Jumniensri and J.Wongmethanukroah "A Dual-Mode Wide-Band Bandpass Filter Using the Microstrip Loop Resonator with Tuning Stubs" European Microwave Week 2007, pp 791 – 794, Oct. 2007. Germany.

ชาญชัย ทองโสภณ, ฉลองชัย จำเนียรศรี และ จิรพล วงศ์มณฑานะเคราะห์. "การเปลี่ยนแปลงมุมลำคลื่นหลักของสายอากาศแฉกทึบแบบแพตช์เดี่ยว" การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 26, น. 1796-1800, พฤศจิกายน 2546. ประเทศไทย.