

วงจรกรองผ่านแถบแบบสองความถี่โดยใช้เรโซเนเตอร์แฮร์พินที่มี
มีอิมพีแดนซ์แบบขั้นสำหรับระบบสื่อสารไร้สาย

นายพงศธร ชมทอง

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตร
วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
บัณฑิตวิทยาลัย สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ
ปีการศึกษา 2549
ISBN 974-190-836-8
ลิขสิทธิ์ของสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ

ชื่อ : นายพงศธร ชมทอง
ชื่อวิทยานิพนธ์ : วงจรกรองผ่านแถบแบบสองความถี่โดยใช้เรโซเนเตอร์แฮร์พินที่มีอิมพีแดนซ์แบบขั้นสำหรับระบบสื่อสารไร้สาย
สาขาวิชา : วิศวกรรมไฟฟ้า
: สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ
ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ : รองศาสตราจารย์ ดร.ประยูทธ อัครเอกฉាលิน
ปีการศึกษา : 2549

บทคัดย่อ

งานวิจัยนี้นำเสนอวงจรกรองผ่านแถบแบบสองความถี่โดยใช้เรโซเนเตอร์แฮร์พินที่มีอิมพีแดนซ์แบบขั้นนำมาทำการเชื่อมต่อแบบไขว้สำหรับระบบการสื่อสารไร้สาย ในความถี่ฮาร์โมนิกที่สองสามารถใช้การปรับค่าความถี่ฮาร์โมนิกได้โดยใช้การปรับเปลี่ยนค่าอิมพีแดนซ์รวมถึงเปลี่ยนโครงสร้างและพารามิเตอร์ของอิมพีแดนซ์แบบขั้น และโครงสร้างของการเชื่อมต่อวงจรกรองผ่านแถบแบบไขว้ของเรโซเนเตอร์แฮร์พินที่มีอิมพีแดนซ์แบบขั้นจะมีค่าความถี่กลางที่ 2.4 GHz และ 5.2 GHz จากการใช้โปรแกรม IE3D ในการทดลองจะได้ผลการตอบสนองความถี่ที่ดีและได้วงจรกรองผ่านแถบที่มีขนาดเล็กลง ซึ่งค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก S_{21} จะมีค่า 1.79 dB ค่าสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ S_{11} จะมีค่า -26 dB และค่าแบนวิดท์ 140MHz ที่ความถี่ 2.4GHz ส่วนที่ความถี่ 5.2 GHz จะมีค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก S_{21} จะมีค่า 2.412 dB ค่าสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ S_{11} จะมีค่า -39.3 dB และค่าแบนวิดท์เท่ากับ 340 MHz

(วิทยานิพนธ์มีจำนวนทั้งสิ้น 79 หน้า)

คำสำคัญ : อิมพีแดนซ์แบบขั้น , การเชื่อมต่อแบบไขว้ , วงจรกรองผ่านแถบ , ความถี่คู่.

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์

Name : Mr.Pongsathorn Chomtong
Thesis title : A Dual-Band Bandpass Filter Using Cross-Coupled Stepped-Impedance Hairpin Resonators for Wireless LAN Systems
Major Field : Electrical Engineering
: King Mongkut's Institute of Technology North Bangkok
Thesis Advisors : Associate Professor Dr.Prayoot Akkaraekthalin
Academic Year : 2006

Abstract

This thesis presents a new dual-band bandpass filter using cross-coupled stepped-impedance hairpin resonators for WLAN systems. Based on resonant characteristics of a stepped-impedance resonator, the second resonant frequency can be tuned over a wide frequency range by adjusting its structure parameters. The stepped-impedance resonators with a cross-coupled structure have been employed to build up a bandpass filter at center frequencies of 2.4 GHz and 5.2 GHz. The experimental results of the fabricated filter agree very well with simulation expectations using IE3D package. The proposed filter has good performances and small sizes. It has been found that, at the 2.4 GHz band, $S_{11}=-26.2382$ dB, $S_{21}=1.79787$ dB with a bandwidth of 140 MHz, and at the 5.2 GHz band, $S_{11}=-39.3058$ dB, $S_{21}=2.41282$ dB with a bandwidth of 340 MHz.

(Total 79 pages)

Keywords: Stepped-impedance, cross-coupled filter, dual-band, bandpass filter.

Advisor

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ดำเนินการจนเสร็จตามวัตถุประสงค์ที่ผู้วิจัยตั้งใจไว้ทุกประการโดยได้รับคำแนะนำเกี่ยวกับแนวทางในการศึกษาออกแบบ สร้างและทดสอบงานวิจัยชิ้นนี้จากอาจารย์ที่ปรึกษาคือ รองศาสตราจารย์ ดร.ประยูทธ อัครเอกฉालิน รวมทั้ง คุณจารึก จันทร์ตรี คุณศราวุธ ชัยมูล และ คุณวินัย จบเจนไพโร ที่ให้ข้อมูลและคำแนะนำในการทำวิจัยและข้อมูลการใช้โปรแกรมในการจำลองงานและคำแนะนำการใช้เครื่องมือวัด คุณกมล บุญล้อม ผู้ให้คำปรึกษาในการวิจัยและค้นคว้าการใช้โปรแกรม ออกแบบ สร้างชิ้นงานและทดสอบชิ้นงาน และคุณไกรวุฒิ ขำคง สำหรับคำแนะนำ และอุปกรณ์ที่สนับสนุนในงานวิจัย อีกทั้งพี่ๆ เพื่อนๆ ที่ไม่สามารถกล่าวชื่อนามได้หมด ทำให้งานวิจัยชิ้นนี้บรรลุตามวัตถุประสงค์ตามที่ตั้งใจไว้ ซึ่งผู้วิจัยขอขอบพระคุณท่านอาจารย์และผู้ที่เกี่ยวข้องทุกท่านไว้ ณ โอกาสนี้ เพื่อทำวิทยานิพนธ์สำหรับนักศึกษาระดับบัณฑิตศึกษา บัณฑิตวิทยาลัย สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ

ท้ายสุดขอขอบพระคุณ บิดา มารดา ซึ่งสนับสนุนในด้านการเงินและให้กำลังใจแก่ผู้วิจัยเสมอมาจนสำเร็จการศึกษา

พงศธร ชมทอง

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	ข
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	ค
กิตติกรรมประกาศ	ง
สารบัญตาราง	ช
สารบัญภาพ	ฅ
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 วัตถุประสงค์	2
1.2 ขอบเขตการวิจัย	2
1.3 วิธีการวิจัย	3
1.4 เครื่องมือที่ใช้	3
1.5 ประโยชน์ของการวิจัย	3
บทที่ 2 ทฤษฎี	4
2.1 โครงสร้างสายนำสัญญาณบนไมโครสตริป	4
2.2 โหมดในการคับปลิงสายนำสัญญาณบนโครงสร้างไมโครสตริป	12
2.3 พารามิเตอร์การส่งผ่าน	17
2.4 หลักการเชื่อมต่อ	20
2.5 ทฤษฎีของวงจรกรองความถี่	29
2.6 การออกแบบวงจรกรองความถี่ขั้นประยุกต์	36
2.7 เรโซเนเตอร์แบบอิมพีแดนซ์ขั้น	40
บทที่ 3 การออกแบบวงจรกรองผ่านแถบแบบสองความถี่โดยใช้เรโซเนเตอร์ แฮร์พินที่มีอิมพีแดนซ์แบบขั้นสำหรับระบบสื่อสารไร้สาย	45
3.1 ขั้นตอนการออกแบบวงจรกรองความถี่ผ่านแถบแบบสองความถี่โดย ใช้เรโซเนเตอร์แฮร์พินที่มีอิมพีแดนซ์แบบขั้น	46
3.2 ขั้นตอนการออกแบบการลดขนาดวงจรกรองผ่านแถบแบบสองความถี่ โดยใช้เรโซเนเตอร์แฮร์พินที่มีอิมพีแดนซ์แบบขั้น	59
บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง	69
4.1 การวัดทดสอบวงจรกรองความถี่ผ่านแถบแบบสองความถี่โดยใช้ เรโซเนเตอร์แฮร์พินที่มีอิมพีแดนซ์แบบขั้น	70
4.2 การวัดทดสอบการลดขนาดวงจรกรองความถี่ผ่านแถบแบบสอง ความถี่โดยใช้เรโซเนเตอร์แฮร์พินที่มีอิมพีแดนซ์แบบขั้น	72

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 5 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ	74
5.1 สรุปผลการวิจัย	74
5.2 ปัญหาและข้อเสนอแนะ	75
เอกสารอ้างอิง	76
ภาคผนวก ก รายละเอียดของวัสดุและอุปกรณ์ที่ใช้ในงานวิจัย	
รายละเอียดของแผ่นวงจรพิมพ์ รุ่น GML 1000	78
ประวัติผู้วิจัย	79

สารบัญตาราง

ตารางที่		หน้า
3-1	ค่าองค์ประกอบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านต้นแบบที่ได้จากการคำนวณ	47
3-2	ค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อของแต่ละเรโซเนเตอร์จากการคำนวณ	48
3-3	ค่าระยะห่างระหว่างเรโซเนเตอร์ของวงจรที่ใช้เรโซเนเตอร์แฮร์พิน	57
3-4	ค่าระยะห่างระหว่างเรโซเนเตอร์ของวงจรที่ใช้เรโซเนเตอร์แฮร์พิน อิมพีแดนซ์แบบขั้น	66

สารบัญญภาพ

ภาพที่	หน้า
2-1 ลักษณะโครงสร้างของไมโครสตริป	4
2-2 รูปแบบการแพร่กระจายสนามของสายนำสัญญาณไมโครสตริป	5
2-3 ลักษณะการคัปปลิงบนสายนำสัญญาณบนโครงสร้างไมโครสตริป	12
2-4 โหมดในการคัปปลิงบนสายนำสัญญาณบนโครงสร้างไมโครสตริป	12
2-5 โครงข่ายแบบสองพอร์ตและค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านกับค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ	18
2-6 โครงสร้างการเชื่อมต่อพื้นฐานของเรโซเนเตอร์วงแบบเปิดสี่เหลี่ยม	21
2-7 วงจรสมมูลแสดงการเชื่อมต่อสนามไฟฟ้าของเรโซเนเตอร์วงแบบเปิด	22
2-8 วงจรสมมูลแสดงการเชื่อมต่อสนามแม่เหล็กของเรโซเนเตอร์วงแบบเปิด	24
2-9 วงจรสมมูลแสดงการเชื่อมต่อผสมของเรโซเนเตอร์วงแบบเปิด	27
2-10 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านต้นแบบ	29
2-11 ผลตอบสนองแบบ Chebyshev ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน	32
2-12 ตำแหน่งของโพลสำหรับผลตอบสนองแบบ Chebyshev	33
2-13 การแปลงองค์ประกอบพื้นฐานจากวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านต้นแบบไปยังวงจรกรองความถี่ผ่านแถบ	36
2-14 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านต้นแบบสำหรับการสังเคราะห์วงจรกรองความถี่	37
2-15 โครงสร้างของวงจรกรองผ่านแถบโดยใช้คู่ของการส่งผ่านที่เป็นศูนย์	39
2-16 โครงสร้างของเรโซเนเตอร์แบบอิมพีแดนซ์แบบขั้น	40
3-1 ขั้นตอนการออกแบบวงจรกรองความถี่	45
3-2 วงจรสมมูลของวงจรกรองผ่านแถบโดยวิธีการเชื่อมต่อแบบไขว้ 4 โพล	48
3-3 ความสัมพันธ์ของวงจรกรองต่ำผ่านต้นแบบโดยใช้วงจรผกผันเจ	48
3-4 โครงสร้างการเชื่อมต่อ	49
3-5 โครงสร้างของเรโซเนเตอร์	49
3-6 ขนาดของเรโซเนเตอร์ที่ใช้ในการออกแบบ	51
3-7 การจัดวางรูปแบบการวางพอร์ตเพื่อกระตุ้นหาผลตอบสนองทางด้านความถี่ของเรโซเนเตอร์	51
3-8 ผลตอบสนองจากการกระตุ้นเรโซเนเตอร์จากการจำลองด้วยโปรแกรม IE3D	52
3-9 ขนาดของเรโซเนเตอร์แฮร์ฟิโนอิมพีแดนซ์แบบขั้นที่ใช้ในการออกแบบ	52

สารบัญญภาพ (ต่อ)

ภาพที่	หน้า
3-10 ผลตอบสนองจากการกระตุ้นเรโซเนเตอร์จากการจำลองด้วยโปรแกรม IE3D	53
3-11 การจัดวางเรโซเนเตอร์แบบไขว้	54
3-12 การจัดวางเรโซเนเตอร์เพื่อกระตุ้นหาค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อ	54
3-13 ผลตอบสนองทางด้านความถี่จากการจำลองหาค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อ	55
3-14 ค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อสนามไฟฟ้าผสมเทียบกับระยะห่างระหว่างเรโซเนเตอร์	56
3-15 ค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อสนามแม่เหล็กเทียบกับระยะห่างระหว่างเรโซเนเตอร์	56
3-16 ค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อสนามไฟฟ้าผสมเทียบกับระยะห่างระหว่างเรโซเนเตอร์	57
3-17 การจำลองการทำงานวงจรกรองผ่านแถบแบบสองความถี่ที่ใช้เรโซเนเตอร์แฮร์พินที่มีอิมพีแดนซ์แบบขั้นโดยใช้โปรแกรม IE3D	58
3-18 ขนาดของวงจรกรองผ่านแถบแบบสองความถี่โดยใช้เรโซเนเตอร์แฮร์พินที่มีอิมพีแดนซ์แบบขั้น	58
3-19 ชิ้นงานจริงของวงจรกรองผ่านแถบแบบสองความถี่โดยใช้เรโซเนเตอร์แฮร์พินที่มีอิมพีแดนซ์แบบขั้น	59
3-20 โครงสร้างเรโซเนเตอร์	60
3-21 ขนาดของเรโซเนเตอร์ที่ใช้ในการออกแบบ	62
3-22 การเชื่อมต่อแบบไขว้ของการลดขนาดวงจรกรองผ่านแถบแบบสองความถี่	63
3-23 การจัดวางเรโซเนเตอร์แบบไขว้บนแผ่นวงจรไมโครเวฟ	64
3-24 การจัดวางเรโซเนเตอร์เพื่อกระตุ้นหาค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อ	64
3-25 ค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อสนามแม่เหล็กเทียบกับระยะห่างระหว่างเรโซเนเตอร์	65
3-26 ค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อสนามไฟฟ้าผสมเทียบกับระยะห่างระหว่างเรโซเนเตอร์	65
3-27 ค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อแบบผสมเทียบกับระยะห่างระหว่างเรโซเนเตอร์	66
3-28 การจำลองการทำงานการลดขนาดของวงจรกรองผ่านแถบแบบสองความถี่โดยใช้เรโซเนเตอร์ที่มีอิมพีแดนซ์แบบขั้นด้วยโปรแกรม IE3D	67
3-29 ขนาดการลดขนาดของวงจรกรองผ่านแถบแบบสองความถี่โดยใช้เรโซเนเตอร์ที่มีอิมพีแดนซ์แบบขั้น	67
3-30 ชิ้นงานจริงวงจรกรองความถี่ผ่านแถบแบบไมโครสตริปสองชั้นขนาดเล็กที่ใช้เรโซเนเตอร์แบบแฮร์พินอิมพีแดนซ์แบบขั้น	68

สารบัญญภาพ (ต่อ)

ภาพที่		หน้า
4-1	การต่ออุปกรณ์เพื่อใช้ในการวัดทดสอบวงจรกรองผ่านแถบแบบสองความถี่ โดยใช้เรโซเนเตอร์แฮร์พินที่มีอิมพีแดนซ์แบบชั้นสำหรับระบบสื่อสารไร้สาย	69
4-2	ผลการเปรียบเทียบความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S_{11}) และผลการเปรียบเทียบความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (S_{21}) ที่ได้จากการวัดและการจำลองผลการทำงานด้วยโปรแกรม IE3D	70
4-3	ผลการวัดแสดงผลการวัดความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (S_{21}) และความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S_{11}) ที่ได้จากการวัดชิ้นงานจริง	71
4-4	การต่ออุปกรณ์เพื่อใช้ในการวัดทดสอบการลดขนาดวงจรกรองผ่านแถบแบบสองความถี่โดยใช้เรโซเนเตอร์แฮร์พินที่มีอิมพีแดนซ์แบบชั้นสำหรับระบบสื่อสารไร้สาย	71
4-5	ผลการเปรียบเทียบความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S_{11}) และผลการเปรียบเทียบความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (S_{21}) ที่ได้การจำลองผลการทำงานด้วยโปรแกรม IE3D	72
4-6	ผลการวัดแสดงผลการวัดความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (S_{21}) และความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S_{11}) ที่ได้จากการวัดชิ้นงานจริง	73

บทที่ 1

บทนำ

ปัจจุบันเทคโนโลยีการสื่อสารทางด้านอินเทอร์เน็ตเป็นที่ต้องการของมนุษย์มากขึ้นโดยจะเห็นได้จากการพัฒนาระบบอินเทอร์เน็ตให้มีความเร็วในการรับส่งข้อมูลให้สูงขึ้นเพื่อตอบสนองกับความต้องการในการใช้งานที่เพิ่มมากขึ้น อินเทอร์เน็ตระบบ ADSL ซึ่งเป็นอินเทอร์เน็ตที่มีอัตราการรับส่งข้อมูลสูงกว่าอินเทอร์เน็ตที่ใช้โมเด็มธรรมดาและปัจจุบันได้มีการเชื่อมต่ออินเทอร์เน็ตแบบไร้สายเช่น Wireless LAN ซึ่งจะใช้การรับส่งข้อมูลโดยใช้คลื่นความถี่วิทยุโดยจะแบ่งความถี่ตามมาตรฐานโดย IEEE ได้แบ่งมาตรฐานการใช้ความถี่เช่น IEEE 802.11a ซึ่งใช้ความถี่ในการรับส่งข้อมูลอยู่ที่ 5.1-5.8 GHz IEEE 802.11b ใช้ความถี่ในการรับส่งข้อมูล 2.4 GHz และ IEEE 802.11g ใช้ความถี่ในการรับส่งข้อมูล 2.4 GHz โดยในแต่ละมาตรฐานนั้นนอกจากจะแบ่งตามความถี่การใช้งานแล้วยังแบ่งออกตามอัตราความเร็วในการรับส่งข้อมูลโดยในงานวิจัยนี้ได้ออกแบบวงจรกรองความถี่เพื่อให้ใช้ได้ตามมาตรฐานของ IEEE 802.11a IEEE 802.11b และ IEEE 802.11g โดยใช้กรองความถี่ 2.4 GHz และ 5.2 GHz

ความต้องการวงจรกรองผ่านแถบที่มีขนาดกะทัดรัด คุณลักษณะการตอบสนองด้านความถี่ที่ดี รวมทั้งมีการสูญเสียต่ำ จึงเป็นคุณสมบัติที่ผู้พัฒนาพยายามออกแบบให้ได้วงจรกรองผ่านแถบที่มีคุณสมบัติที่ได้กล่าวไว้ในข้างต้น โดยโครงสร้างของวงจรกรองผ่านแถบนี้นั้นมีมากมายหลายรูปแบบ เช่นแบบคาวิตี (Cavity Filter) ที่มีข้อดีคือค่าของการสูญเสียต่ำมาก ทนกำลังงานได้สูงแต่มีข้อเสียคือมีขนาดใหญ่และมีน้ำหนักมาก เหมาะสำหรับสถานีและอีกรูปแบบคือโครงสร้างสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริป (Microstrip Filter) ซึ่งใช้ในงานวิจัยนี้มีน้ำหนักเบา ขนาดเล็ก ค่าการสูญเสียต่ำ ซึ่งเป็นที่นิยมมากที่สุด

สำหรับรูปแบบวงจรกรองผ่านแถบโดยใช้เรโซเนเตอร์ไมโครสตริปได้มีการพัฒนาไว้หลายรูปแบบหลากหลายเรโซเนเตอร์และหลายระบบของการสื่อสาร ในยุคแรกๆของวงจรกรองผ่านแถบแบบไมโครสตริป จะออกแบบบนโครงสร้างไมโครสตริปที่ใช้การเชื่อมต่อระหว่างกันแบบขนาน (Parallel Coupled) โดยตำแหน่งของเรโซเนเตอร์ตัวที่ติดกันและเชื่อมกันประมาณหนึ่งในสี่ความยาวคลื่น ส่งผลให้วงจรมีขนาดใหญ่ และผลตอบสนองไม่ดีนักต่อมาจึงมีการพัฒนาโดยการปรับขนาดเรโซเนเตอร์แบบลักษณะวงจรถัด (Open-loop Resonator) รวมทั้งกำหนดการจัดวางเรโซเนเตอร์เป็นการเชื่อมแบบไขว้ (Cross Coupled) เพื่อปรับปรุงผลตอบสนองทางด้านความถี่ให้ดีขึ้น และลดขนาดของวงจร ต่อมาได้พัฒนาเป็นเรโซเนเตอร์แบบ แฮร์พิน (Hairpin Resonator) ซึ่งทำให้มีขนาดเล็กลงและเหมาะสมกับระบบอินเทอร์เน็ตไร้สาย

สำหรับรูปแบบวงจรกรองผ่านแถบโดยใช้เรโซเนเตอร์ไมโครสตริป ได้มีการพัฒนาไว้หลายรูปแบบหลากหลายเรโซเนเตอร์และหลายระบบของการสื่อสาร ในยุคแรกๆของวงจรกรองผ่านแถบแบบไมโครสตริปจะออกแบบบนโครงสร้างไมโครสตริปที่ใช้การเชื่อมต่อกันแบบขนาน (Parallel Coupled) โดยที่ตำแหน่งของเรโซเนเตอร์ตัวที่ติดกันและเชื่อมกันประมาณหนึ่งในสี่ความยาวคลื่นส่งผลให้วงจรมีขนาดใหญ่และผลตอบสนองไม่ดีนักต่อมาจึงมีการพัฒนาโดยการปรับเรโซเนเตอร์แบบลักษณะวงจรเปิด (Open-loop Resonator) รวมทั้งกำหนดการจัดวางเรโซเนเตอร์เป็นการเชื่อมแบบไขว้ (Cross Coupled) [1] เพื่อปรับปรุงผลตอบสนองทางด้านความถี่ให้ดีขึ้น และลดขนาดของวงจร ต่อมาได้พัฒนาเป็นเรโซเนเตอร์แบบ แฮร์พิน (Hairpin Resonator) [2] ซึ่งทำให้มีขนาดเล็กลง

งานวิจัยนี้นำเสนอวิธีการออกแบบและสร้างวงจรกรองผ่านแถบไมโครสตริปบนแผ่นวงจรไมโครเวฟโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบแฮร์พิน [3,4] และใช้แผ่นวงจรไมโครเวฟที่มีค่าไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ที่มีค่าต่ำ ราคาถูก ในการออกแบบและสร้าง ตลอดจนศึกษาผลตอบสนองทางด้านความถี่ที่เกิดจากการออกแบบบนแผ่นวงจรไมโครเวฟ และกำหนดการวางเรโซเนเตอร์แบบไขว้ ซึ่งวงจรกรองผ่านแถบที่ออกแบบและสร้างข้างต้นเป็นโครงสร้างที่ง่ายต่อการออกแบบ รวมทั้งมีขนาดเล็กกะทัดรัด ค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านด้านอินพุตและเอาต์พุตที่ดี ซึ่งเหมาะจะใช้ในระบบของอินเตอร์เน็ตไร้สาย Wireless LAN [5] โดยสามารถใช้ได้ตามมาตรฐานของ IEEE 802.11 a IEEE 802.11 b และ IEEE 802.11 g ที่มีความถี่ใช้งานอยู่ที่ 2.4 GHz และ 5.2 GHz ซึ่งสามารถนำไปประยุกต์ใช้ในงานที่เกี่ยวข้องกับการสื่อสารทางด้านอินเตอร์เน็ตไร้สาย ตามมาตรฐานของ IEEE ต่าง ๆ

1.1 วัตถุประสงค์

1.1.1 เพื่อศึกษาวงจรกรองผ่านแถบการเชื่อมต่อบนแผ่นไมโครเวฟที่ใช้เรโซเนเตอร์แฮร์พินที่ใช้หลักการของอิมพีแดนซ์แบบขั้น

1.1.2 เพื่อศึกษาการทำงานของวงจรกรองผ่านแถบแบบไมโครสตริปโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบแฮร์พินที่ใช้หลักการของอิมพีแดนซ์แบบขั้น

1.1.3 เพื่อออกแบบและสร้างวงจรกรองผ่านแถบแบบไมโครสตริป โดยใช้เรโซเนเตอร์แบบแฮร์พินที่ใช้หลักการของอิมพีแดนซ์แบบขั้น

1.2 ขอบเขตงานวิจัย

1.2.1 ศึกษาออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่กลาง 2.4 GHz. แบนด์วิดท์ 84 MHz. และ 5.2 GHz แบนด์วิดท์ 200 MHz

1.2.2 ศึกษาออกแบบวงจรกรองผ่านแถบโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบแฮร์พินที่หลักการของอิมพีแดนซ์แบบชั้นความถี่กลาง 2.4 GHz. แบนด์วิดท์ 84 MHz. และ 5.2 GHz แบนด์วิดท์ 200 MHz

1.2.3 ศึกษาออกแบบวงจรกรองผ่านแถบแบบไมโครสตริปโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบแฮร์พินที่ใช้หลักการของอิมพีแดนซ์แบบชั้น

1.2.4 สร้างและทดสอบ วงจรกรองผ่านแถบแบบไมโครสตริปโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบแฮร์พินที่ใช้หลักการของอิมพีแดนซ์แบบชั้น

1.3 วิธีการวิจัย

1.3.1 ศึกษาข้อมูลเกี่ยวกับสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริป

1.3.2 ศึกษาออกแบบวงจรกรองผ่านแถบแบบไมโครสตริปโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบแฮร์พินที่ใช้หลักการของอิมพีแดนซ์แบบชั้น

1.3.3 สร้างและทดสอบวงจรกรองผ่านแถบแบบไมโครสตริปโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบแฮร์พินที่ใช้หลักการของอิมพีแดนซ์แบบชั้น

1.4 เครื่องมือที่ใช้

1.4.1 ไมโครคอมพิวเตอร์

1.4.2 โปรแกรม IE3D ของบริษัท Zeland

1.4.3 แผ่นวงจรพิมพ์สำหรับงานทางด้านไมโครเวฟ รุ่น GML1000 (Microwave PCB)

1.4.4 น้ำยาเคมีกัดวงจรพิมพ์

1.4.5 เครื่องวิเคราะห์ข่ายงานไฟฟ้า รุ่น HP8757 (Network Analyzer)

1.5 ประโยชน์ของผลการวิจัย

1.5.1 วงจรกรองผ่านแถบแบบไมโครสตริปโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบแฮร์พินที่ใช้หลักการของอิมพีแดนซ์แบบชั้น

1.5.2 สามารถนำไปประยุกต์ใช้งานระบบสื่อสารอินเทอร์เน็ตไร้สายตามมาตรฐานต่างๆ

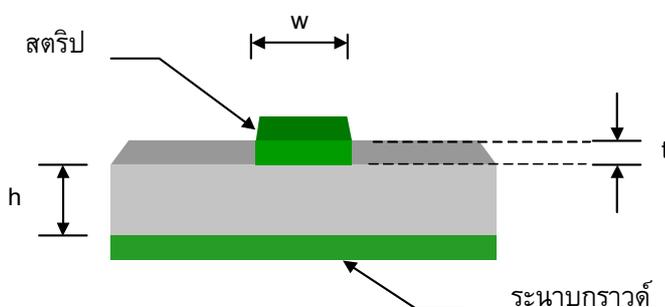
บทที่ 2

ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

ในบทนี้จะกล่าวถึงทฤษฎีที่เกี่ยวข้องกับวงจรรองความถี่ผ่านแถบไมโครสตริปสองชั้นขนาดเล็กที่ใช้เรโซเนเตอร์แบบแฮร์พิน อีกทั้งลักษณะสมบัติของสายนำสัญญาณบนไมโครสตริปและพารามิเตอร์ที่สำคัญ เพื่อเป็นพื้นฐานในการออกแบบวงจร

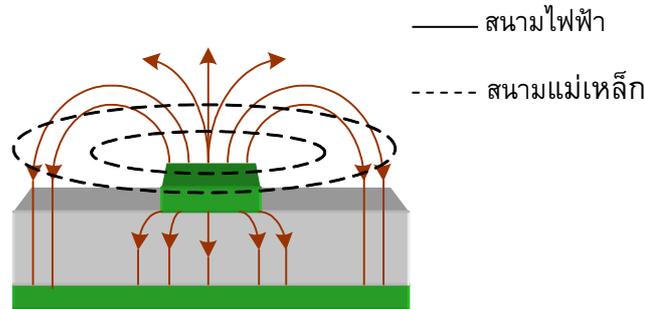
2.1 โครงสร้างสายนำสัญญาณบนไมโครสตริป

ลักษณะโครงสร้างของสายนำสัญญาณบนโครงสร้างไมโครสตริป สามารถแสดงได้ดังภาพที่ 2-1 ประกอบด้วยสตริป (Strip) ซึ่งเป็นส่วนที่เป็นสายนำสัญญาณ มีความกว้างเป็น w และมีความหนาเป็น t ซึ่งมีลักษณะเป็นแผ่นโลหะที่มีรูปร่างลักษณะแตกต่างกันไปขึ้นอยู่กับ การออกแบบ โดยสตริปจะอยู่บนชั้นของฉนวนที่มีค่าคงที่ไดอิเล็กตริก (Relative Dielectric Constant) ϵ_r และมีความหนาเป็น h สำหรับแผ่นโลหะที่อยู่ด้านล่างจะทำหน้าที่เป็นระนาบกราวด์ (Ground plane) ของวงจร



ภาพที่ 2-1 ลักษณะโครงสร้างของไมโครสตริป

ซึ่งพลังงานของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจะส่งผ่านชั้นเซตทบริเวณที่อยู่ระหว่างสตริปกับระนาบกราวด์ โดยลักษณะการกระจายของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กบนสายนำสัญญาณไมโครสตริปดังแสดงในภาพที่ 2-2 จะเป็นการแพร่กระจายของคลื่นที่ใกล้เคียงโหมด TEM เพราะมีสนามในแนวแกนอยู่ด้วยจึงเรียกการกระจายสนามแบบนี้ว่าเป็นแบบ Quasi TEM



ภาพที่ 2-2 รูปแบบการแพร่กระจายสนามของสายนำสัญญาณไมโครสตริป

2.1.1 ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะและไดอิเล็กทริกสัมพัทธ์ ของสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริป

การวิเคราะห์เพื่อหาค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ (Characteristics impedance, Z_c) และค่าคงที่ไดอิเล็กทริกสัมพัทธ์ (Effective dielectric constant, ϵ_{re}) สามารถหาได้จาก [7]

$$Z_c = \frac{1}{c\sqrt{C_a C_d}} \quad (2-1 ก)$$

$$\epsilon_{re} = \frac{C_d}{C_a} \quad (2-1 ข)$$

โดยที่ค่า C_d เป็นค่าคาปาซิแตนซ์ต่อความยาวของสตริปหนึ่งหน่วย ซึ่งมีชั้นของไดอิเล็กทริกอยู่ระหว่างแผ่นตัวนำทั้งสอง ส่วนค่า C_a เป็นค่าคาปาซิแตนซ์ต่อความยาวของสตริปหนึ่งหน่วยซึ่งมีอากาศอยู่ระหว่างแผ่นตัวนำสตริป นั่นคือ เป็นค่าคาปาซิแตนซ์ที่เกิดขึ้นระหว่างสตริปที่ด้านบนของชั้นไดอิเล็กทริกนั่นเอง และค่า c เป็นค่าความเร็วของคลื่นในอากาศ (มีค่าประมาณ 3×10^8 เมตร/วินาที)

ในที่นี้จะพิจารณาว่าความหนาของสตริปมีค่าใกล้เคียงศูนย์ (t เข้าใกล้ 0) ดังนั้นจะได้ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ และค่าคงที่ไดอิเล็กทริกสัมพัทธ์ที่มีความผิดพลาดน้อยกว่า 1 % ดังสมการที่ (2-2) สำหรับอัตราส่วน $w/h \leq 1$ ว่า

$$Z_c = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \ln \left[\frac{8h}{w} + 0.25 \frac{w}{h} \right] \quad (2-2 ก)$$

$$\varepsilon_{re} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left\{ \left[1 + 12 \frac{h}{w} \right]^{-0.5} + 0.04 \left[1 - \frac{w}{h} \right]^2 \right\} \quad (2-2 \text{ ข})$$

สำหรับค่าอัตราส่วน $w/h \geq 1$ จะได้ว่า

$$Z_c = \frac{120\pi}{\sqrt{\varepsilon_{re}}} \left\{ \frac{w}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left[\frac{w}{h} + 1.444 \right] \right\}^{-1} \quad (2-3 ก)$$

$$\varepsilon_{re} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{w} \right]^{-0.5} \quad (2-3 ข)$$

วิธีการที่มีความเที่ยงตรงในการคำนวณที่สูงกว่า [7] ดังสมการที่ (2-4)

$$\varepsilon_{re} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left[1 + \frac{10}{u} \right]^{-ab} \quad (2-4 ก)$$

โดย u คือ ค่าอัตราส่วนของ w/h และค่า a กับ b มีค่าเป็น

$$a = 1 + \frac{1}{49} \ln \left[\frac{u^4 + (u/52)^2}{u^4 + 0.432} \right] + \frac{1}{18.7} \ln [1 + (u/18.1)^3]$$

และ

$$b = 0.564 \left[\frac{\varepsilon_r - 0.9}{\varepsilon_r + 3} \right]^{0.053}$$

ในส่วนของค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะสามารถหาได้จาก

$$Z_c = \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_{re}}} \ln \left[\frac{F}{u} + \sqrt{1 + \left(\frac{2}{u} \right)^2} \right] \quad (2-4 ข)$$

โดยค่า F มีค่าเป็น

$$F = 6 + (2\pi - 6) \exp \left[- \left(\frac{30.666}{u} \right)^{0.7528} \right]$$

จากสมการที่ (2-4) นี้ ค่า $\epsilon_r \leq 128$ และค่า u มีค่าระหว่าง 0.01 ถึง 100 ($\epsilon_r \leq 128$ และ $0.01 \leq u \leq 100$) จะทำให้ผลของการคำนวณของค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์มีความผิดพลาดน้อยกว่า 0.2 %

สำหรับค่า $Z_c \sqrt{\epsilon_{re}}$ จะมีความผิดพลาดน้อยกว่า 0.01 % ถ้าค่า $u \leq 1$ และจะมีความผิดพลาดน้อยกว่า 0.03 % หากว่าค่า $u \leq 1000$

2.1.2 ค่าความยาวคลื่นบนสตริป ค่าคงที่การแพร่กระจาย และค่าความเร็วเฟส

เมื่อทราบค่าไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์จะทำให้สามารถคำนวณหาค่าความยาวคลื่นบนสตริป (λ_g) และค่าคงที่การแพร่กระจาย อันได้แก่ ค่าคงที่ของการแพร่ (Propagation constant, β) และค่าความเร็วเฟส (Phase velocity, v_p) ดังนี้ [7]

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \quad (2-5 ก)$$

เมื่อ λ_0 เป็นค่าความยาวคลื่นในอากาศซึ่งเป็นส่วนกลับของความถี่ (f) และหากต้องการทราบค่าความยาวคลื่นบนสตริปในหน่วยของมิลลิเมตร จะได้ว่า

$$\lambda_g = \frac{300}{f(\text{GHz}) \sqrt{\epsilon_{re}}} \quad (2-5 ข)$$

สำหรับค่าคงที่ของการแพร่ และค่าความเร็วเฟส สามารถหาได้จาก

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda_g} \quad (2-5 ค)$$

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \quad (2-5 ง)$$

เมื่อ c คือ ค่าความเร็วของคลื่นในอากาศ (3×10^8 เมตร/วินาที)

2.1.3 การสังเคราะห์หาความกว้างต่อความหนา w/h

ในการคำนวณหาความกว้างต่อความหนา w/h ของสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริป เมื่อทราบค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ Z_c และค่าไดอิเล็กตริกประสิทธิภาพ ϵ_{re} สามารถแสดงได้ดังนี้

สำหรับที่ $w/h \leq 2$ พิจารณาได้เป็น

$$\frac{W}{h} = \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} \quad (2-6)$$

และสำหรับที่ $w/h \geq 2$ พิจารณาได้เป็น

$$\frac{w}{h} = \frac{2}{\pi} \left\{ (B-1) - \ln(2B-1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left[\ln(B-1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right] \right\} \quad (2-7)$$

เมื่อ

$$A = \frac{Z_c}{60} \left\{ \frac{\epsilon_r + 1}{2} \right\}^{0.5} = \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left\{ 0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right\} \quad (2-8)$$

และ

$$B = \frac{60\pi^2}{Z_c \sqrt{\epsilon_r}} \quad (2-9)$$

2.1.4 ผลกระทบจากความหนาของสตริป

ความหนาของสตริป (t) โดยปกติจะมีค่าน้อยมากๆ จนอาจพิจารณาได้ว่าเป็นศูนย์ แต่ในทางปฏิบัติค่าความหนาดังกล่าวมิใช่ศูนย์ตามที่ได้อ้างสมมติฐานไว้ ซึ่งค่าความหนาดังกล่าวจะมีผลต่อทั้งค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ และค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ โดยจะเริ่มพิจารณาจากสมการที่ (2-2) และ (2-3) ได้ว่า [7]

สำหรับที่ $w/h \leq 1$ พิจารณาได้เป็น

$$Z_c(t) = \frac{\eta}{2\pi\sqrt{\epsilon_{re}}} \ln \left\{ \frac{8}{w(t)/h} + 0.25 \frac{w(t)}{h} \right\} \quad (2-10 ก)$$

และสำหรับที่ $w/h \geq 1$ พิจารณาได้เป็น

$$Z_c(t) = \frac{\eta}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \left\{ \frac{w(t)}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{w(t)}{h} + 1.444 \right) \right\}^{-1} \quad (2-10 ข)$$

โดยที่จะพิจารณาค่าอัตราส่วน w/h ที่มีผลกระทบจากความหนาของสตริป (t) ได้ว่า

$$\frac{w(t)}{h} = \begin{cases} \frac{w}{h} + \frac{1.25t}{\pi h} \left[1 + \ln \frac{4\pi w}{t} \right] & ; (w/h \leq 0.5\pi) \\ \frac{w}{h} + \frac{1.25t}{\pi h} \left[1 + \ln \frac{2ht}{t} \right] & ; (w/h \geq 0.5\pi) \end{cases} \quad (2-10 ค)$$

และสำหรับค่าไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ที่ได้รับผลกระทบจากความหนาของสตริป จะพิจารณาได้ว่า

$$\epsilon_{re}(t) = \epsilon_{re} - \frac{\epsilon_r - 1}{4.6} \frac{t/h}{\sqrt{w/h}} \quad (2-10 ง)$$

โดยที่ค่า ϵ_{re} เป็นค่าไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ที่พิจารณาให้ความหนาของสตริปเป็นศูนย์ และจากการพิจารณาสมการที่ผ่านมา พบว่า ผลกระทบของความหนาของสตริปต่อค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ และค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์จะมีผลน้อยมาก หากว่าอัตราส่วนของความหนาของสตริปต่อความหนาของชั้นไดอิเล็กตริกน้อย (โดยปกติ $t \ll h$) อย่างไรก็ตามความหนาของสตริปจะมีผลอย่างยิ่งต่อการสูญเสียของคลื่นความถี่บนแผ่นตัวนำ (Conductor Loss) ของสายนำสัญญาณบนไมโครสตริป

2.1.5 การสูญเสียเนื่องจากการแพร่กระจายออกของคลื่น

การสูญเสียเนื่องจากการแพร่กระจายออกของคลื่น จะมีค่าที่ไม่คงที่ ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับความถี่ของคลื่นที่เดินทางบนสตริป ซึ่งจะกำหนดให้ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ที่แปรผันตามความถี่เป็น $\epsilon_{re}(f)$ ดังนั้นจึงได้ผลของการพิจารณาเป็น [7]

$$\epsilon_{re}(f) = \epsilon_r - \frac{\epsilon_r - \epsilon_{re}}{1 + (f/f_{50})^m} \quad (2-11 ก)$$

โดยที่ค่า f_{50} สามารถหาได้จาก

$$f_{50} = \frac{f_{TM0}}{0.75 + (0.75 - 0.332\varepsilon_r^{-1.73})(w/h)} \quad (2-11 \text{ ข})$$

และค่า f_{TM0} หาได้โดย

$$f_{TM0} = \frac{c}{2\pi h \sqrt{\varepsilon_r - \varepsilon_{re}}} \tan^{-1} \left[\varepsilon_{re} \sqrt{\frac{\varepsilon_{re} - 1}{\varepsilon_r - \varepsilon_{re}}} \right] \quad (2-11 \text{ ค})$$

ซึ่งค่าของ $m = m_0 m_c \leq 2.32$ และสามารถหาค่า m_0 กับ m_c ได้จาก

$$m_0 = 1 + \frac{1}{1 + \sqrt{w/h}} + 0.32 \left[\frac{1}{1 + \sqrt{w/h}} \right]^3 \quad (2-11 \text{ ง})$$

$$\begin{cases} 1 + \frac{1.4}{1 + w/h} \left\{ 0.15 - 0.235 \exp\left(\frac{-0.45f}{f_{50}}\right) \right\} & \text{สำหรับ } w/h < 0.7 \\ 1 & \text{สำหรับ } w/h \geq 0.7 \end{cases} \quad (2-11 \text{ จ})$$

ในขณะที่ c คือ ความเร็วของคลื่นที่เดินทางในอากาศ และหากว่าผลคูณของ m_0 และ m_c มีค่ามากกว่า 2.32 จะประมาณให้ว่ามีค่าเป็น 2.32 จึงอาจกล่าวได้ว่าค่า m นี้จะมีค่าอยู่ระหว่าง 0 ถึง 2.32 เท่านั้น ซึ่งจากสมการที่ (2-11) จะเห็นได้ว่าหากค่าความถี่ยิ่งสูงมากขึ้นเท่าใด ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ที่มีผลต่อความถี่ หรือ $\varepsilon_{re}(f)$ จะเข้าใกล้ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกของชั้นไดอิเล็กตริกบนโครงสร้างไมโครสตริปนั่นเอง อย่างไรก็ตามค่าที่ได้จากสมการที่กล่าวมาจะมีความผิดพลาดเพียง 0.6 % หากว่าค่าอัตราส่วน w/h มีค่าอยู่ระหว่าง 0.1 ถึง 10 และค่าคงที่ไดอิเล็กตริก (ε_{re}) มีค่าอยู่ระหว่าง 1 ถึง 128

สำหรับผลกระทบที่มีต่อค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ สามารถประมาณได้จาก

$$Z_c(f) = Z_c \frac{\varepsilon_{re}(f) - 1}{\varepsilon_{re} - 1} \sqrt{\frac{\varepsilon_{re}}{\varepsilon_{re}(f)}} \quad (2-12)$$

โดย Z_c เป็นค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ

2.1.5.1 การลดทอน หรือการสูญเสียบนโครงสร้างไมโครสตริป

สามารถพิจารณาตามส่วนประกอบของโครงสร้างได้ 3 ส่วน คือ การสูญเสียของแผ่นตัวนำ (Conductor Loss), การสูญเสียของชั้นไดอิเล็กตริก (Dielectric Loss) และการสูญเสียจากการแผ่ (Radiation Loss) จากที่ได้ทราบค่าคงที่ของการแผ่ (β) มาแล้วในตอนต้น ค่าดังกล่าวเป็นเพียงส่วนหนึ่งที่เป็นค่าจินตภาพ หากจะพิจารณาค่าจริงที่เป็นค่าการลดทอน (α) ด้วย จะได้ว่า

$$\gamma = \alpha + j\beta \quad (2-13 ก)$$

โดยสามารถหาค่าการลดทอนของคลื่นบนแผ่นตัวนำ (ในหน่วยของเนเปอร์ต่อความยาวสตริปหนึ่งหน่วย) ได้จาก [7]

$$\alpha_c = \frac{8.686R_s}{Z_c w} \text{ (dB/Unit Length)} \quad (2-13 ข)$$

เมื่อ Z_c คือ ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของไมโครสตริปที่มีความกว้างของสตริปเป็น w และมีค่าความต้านทานของผิวตัวนำ (R_s) ซึ่งมีหน่วยเป็นโอห์ม/ตร.มม.

$$R_s = \sqrt{\frac{\omega\mu_0}{2\sigma}} \quad (2-13 ค)$$

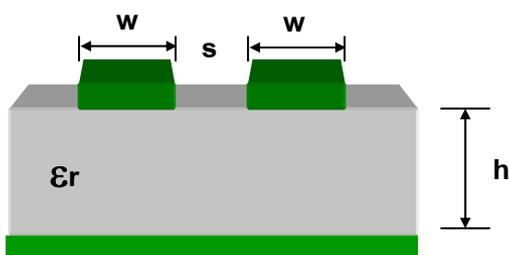
โดยที่ σ คือ ค่าความนำของแผ่นตัวนำ, μ_0 เป็นค่าเพอร์มิลิตีในอากาศ และ ω เป็นค่าความถี่ที่ตอบสนอง และสำหรับค่าการลดทอนของคลื่นในชั้นไดอิเล็กตริก สามารถหาได้จาก [7]

$$\alpha_d = 8.686\pi \left[\frac{\epsilon_{re}-1}{\epsilon_r-1} \right] \frac{\epsilon_r \tan \delta}{\epsilon_{re} \lambda_g} \quad (2-13 ง)$$

สำหรับค่า $\tan \delta$ คือ ค่า Loss tangent ของชั้นไดอิเล็กตริกชั้นเซตาร์ท และในส่วนของค่าการลดทอนอันเนื่องมาจากการแผ่นั้นเกิดจากโครงสร้างของไมโครสตริปที่มีลักษณะเป็นแบบกึ่งเปิด ทำให้คลื่นสามารถแผ่กระจายออกไปในอากาศได้ ซึ่งเป็นข้อเสียของโครงสร้างเช่นนี้ แต่สามารถแก้ไขได้โดยการเพิ่มระนาบปิดล้อมรอบสตริปในลักษณะที่เรียกว่า "Enclosure" และในบางครั้งจะเรียกว่า "Housing loss"

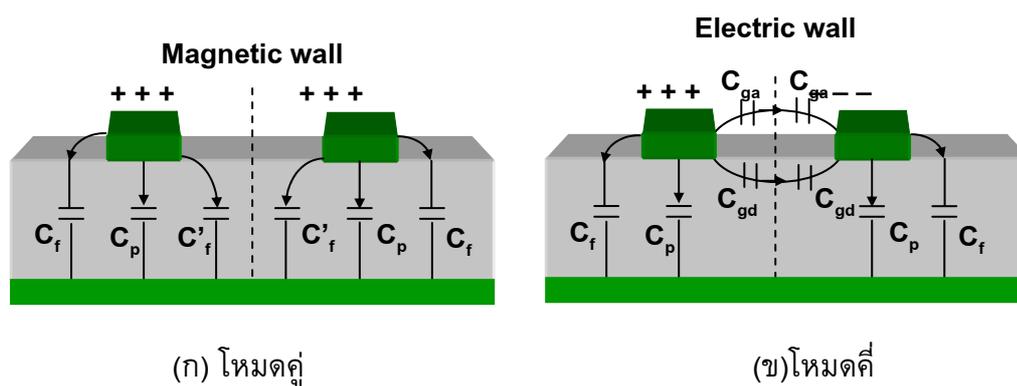
2.2 โหมดในการคัปปลิงสายนำสัญญาณบนโครงสร้างไมโครสตริป

การคัปปลิงสายนำสัญญาณบนโครงสร้างไมโครสตริปได้ถูกนำมาใช้ในการประยุกต์ในการออกแบบเรโซเนเตอร์อย่างกว้างขวาง โดยลักษณะของการคัปปลิง แสดงดังภาพที่ 2-3



ภาพที่ 2-3 ลักษณะการคัปปลิงของสายนำสัญญาณบนโครงสร้างไมโครสตริป

จากลักษณะการคัปปลิงของสายนำสัญญาณบนโครงสร้างไมโครสตริปที่มีความกว้างของสตริปเป็น w และมีระยะห่างระหว่างสายนำสัญญาณเป็น s สามารถทำได้สองลักษณะด้วยกัน คือ การคัปปลิงในทางขนานของสายนำสัญญาณ (Parallel-coupled) และการคัปปลิงทางด้านปลายของสายนำสัญญาณ (Edge-coupled) ซึ่งจะทำให้เกิดโหมดในการคัปปลิงของสัญญาณเป็นสองโหมด คือ โหมดคู่ (Even Mode) และโหมดคี่ (Odd Mode) แสดงดังภาพที่ 2-4



ภาพที่ 2-4 โหมดในการคัปปลิงของสายนำสัญญาณบนโครงสร้างไมโครสตริป

สำหรับโหมดคู่ ขั้วของแรงดันไฟฟ้าของสตริปทั้งสองด้านจะเป็นขั้วเดียวกัน คือ ขั้วบวก ซึ่งเส้นแบ่งขอบเขตระหว่างสตริปทั้งสองในโหมดนี้จะเรียกว่า “กำแพงสนามแม่เหล็ก” (Magnetic wall) และสำหรับโหมดคี่ ขั้วของแรงดันไฟฟ้าของสตริปจะมีขั้วที่ตรงกันข้ามกัน

และเส้นแบ่งขอบเขตระหว่างสตริปทั้งสองในการคัปปลิงของคลื่นที่เรียกว่า “กำแพงสนามไฟฟ้า” (Electric wall) ซึ่งเส้นแบ่งขอบเขตทั้งสองไม่จะพิจารณาเป็นลักษณะสมมาตรกันทั้งสองด้านของเส้นขอบเขต

โดยทั่วไปโหมดทั้งสองจะเกิดขึ้นพร้อมกันในเวลาเดียวกัน แต่แตกต่างกันทางด้านของความเร็วเฟส เนื่องจากโครงสร้างของไมโครสตริปที่ทำให้ลักษณะการแพร่กระจายของคลื่นเป็นแบบ Quasi TEM นั่นเอง

2.2.1 ค่าคาปาซิแตนซ์ของโหมดคู่ และคี่

หากพิจารณาค่าคาปาซิแตนซ์ที่เกิดขึ้นทั้งในโหมดคู่ และคี่ในภาพที่ 2-4 จะได้สามารถเขียนเป็นสมการได้ว่า [7]

$$C_e = C_p + C_f + C_f' \quad (2-14 ก)$$

$$C_o = C_p + C_f + C_{ga} + C_{gd} \quad (2-14 ข)$$

โดยที่ค่า C_p เป็นค่าคาปาซิแตนซ์ที่เกิดขึ้นจากแผ่นตัวนำระหว่างสตริป และกราวด์เพลน ดังนั้น จึงได้ว่า

$$C_p = \epsilon_0 \epsilon_r w / h \quad (2-15 ก)$$

และค่า C_f และ C_f' เป็นค่าคาปาซิแตนซ์ที่เกิดจากเส้นแรงของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่พยายามวิ่งเข้าหาขั้วตรงข้ามในบริเวณที่ไม่เกิดการคัปปลิงอย่างสมบูรณ์ ซึ่งมีค่าเป็น

$$2C_f = \frac{\sqrt{\epsilon_{re}}}{cZ_c - C_p} \quad (2-15 ข)$$

$$C_f' = \frac{C_f}{1 + A(h/s) \tanh(8s/h)} \quad (2-15 ค)$$

โดยที่ $A = \exp[-0.1 \exp(2.33 - 2.53w/h)]$

ในส่วนของโหมดคี่ จะมีค่าคาปาซิแตนซ์ที่เพิ่มขึ้นมานอกเหนือจากที่ได้กล่าวมานี้ คือค่าคาปาซิแตนซ์ระหว่างสตริปที่เกิดขึ้นสภาวะที่ชั้นไดอิเล็กตริกซบเสตรทเป็นไดอิเล็กตริก

(C_{gd})

และในสภาวะที่มีอากาศเป็นไดอิเล็กตริก (C_{ga}) ซึ่งสามารถหาได้จาก

$$C_{gd} = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r}{\pi} \ln \left[\coth \left(\frac{\pi s}{4h} \right) \right] + 0.65 C_f \left[\frac{0.02 \sqrt{\epsilon_r} + 1}{s/h} - \frac{1}{\epsilon_r^2} \right] \quad (2-16 ก)$$

ซึ่งในส่วนของค่า C_{ga} จะสามารถพิจารณาได้จากลักษณะโครงสร้างสตริประนาบร่วม หรือ (Coplanar Strip) ได้ว่า

$$C_{ga} = \epsilon_0 \frac{K(k')}{K(k)} \quad (2-16 ข)$$

โดยที่ค่าอัตราส่วนของ $\frac{K(k')}{K(k)}$ มีค่าเท่ากับ

$$\frac{K(k')}{K(k)} = \begin{cases} \frac{1}{\pi} \ln \left[2 \frac{1+\sqrt{k'}}{1-\sqrt{k'}} \right] \dots 0 \leq k^2 \leq 0.5 \\ \pi / \ln \left[2 \frac{1+\sqrt{k'}}{1-\sqrt{k'}} \right] \dots 0.5 \leq k^2 \leq 1 \end{cases} \quad (2-16 ค)$$

เมื่อ $k = \frac{s/h}{s/h+2w/h}$ และ $k' = \sqrt{1-k^2}$ โดยค่าคาปาซิแตนซ์ที่หาได้จะมีความผิดพลาดไม่เกิน 3% หากว่าอัตราส่วนของ w/h มีค่าอยู่ระหว่าง 0.2 ถึง 2 ($0.2 \leq w/h \leq 2$), ค่าอัตราส่วนของ s/h มีค่าอยู่ระหว่าง 0.05 ถึง 2 ($0.05 \leq s/h \leq 2$) และค่าคงที่ไดอิเล็กตริกต้องมากกว่า 1 ($\epsilon_r \geq 1$)

2.2.2 ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ และค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์สำหรับโหมดคู่และคี่ จะได้ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะสำหรับโหมดคู่ (Z_{ce}) และสำหรับโหมดคี่ (Z_{co}) ดังสมการ

$$Z_{ce} = \left(c \sqrt{C_e^a C_e} \right)^{-1} \quad (2-17 ก)$$

$$Z_{co} = \left(c \sqrt{C_o^a C_o} \right)^{-1} \quad (2-17 ข)$$

โดยที่ค่า C_e^a และ C_o^a เป็นค่าคาปาซิแตนซ์ที่เกิดขึ้นระหว่างการคับปลิงของสตริปในโหมดคู่ และโหมดคี่ ตามลำดับ ซึ่งมีอากาศเป็นชั้นไดอิเล็กทริกระหว่างแผ่นตัวนำทั้งสอง

ในส่วนของค่าคงที่ไดอิเล็กทริกสัมพัทธ์ในโหมดคู่ (ϵ_{re}^e) และโหมดคี่ (ϵ_{re}^o) สามารถพิจารณาได้จากค่าคาปาซิแตนซ์ที่เกิดขึ้นในโหมดนั้นๆ ดังสมการ

$$\epsilon_{re}^e = C_e / C_e^a \quad (2-18 \text{ ก})$$

$$\epsilon_{re}^o = C_o / C_o^a \quad (2-18 \text{ ข})$$

ซึ่งค่าคงที่ไดอิเล็กทริกสัมพัทธ์ทั้งในโหมดคู่ และโหมดคี่จะการพิจารณาด้วยการประมาณในกรณีที่ไม่มีการแพร่กระจายออกของคลื่นโดยรายละเอียด ดังสมการ [7]

$$\epsilon_{re}^e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + \frac{10}{v} \right]^{-a_e b_e} \quad (2-19 \text{ ก})$$

เมื่อ
$$v = \frac{u(20 + g^2)}{10 + g^2} + g \exp(-g)$$

$$a_e = 1 + \frac{1}{49} \ln \left[\frac{v^4 + (v/52)^2}{v^4 + 0.432} \right] + \frac{1}{18.7} \ln \left[1 + \left(\frac{v}{18.1} \right)^3 \right]$$

$$b_e = 0.564 \left[\frac{\epsilon_r - 0.9}{\epsilon_r + 3} \right]^{0.053}$$

$$u = w/h \quad \text{และ} \quad g = s/h$$

ค่าที่ได้นี้จะมีความผิดพลาดไม่เกิน 0.7% หากว่าค่า u มีค่าอยู่ระหว่าง 0.1 ถึง 10 ($0.1 \leq u \leq 10$), ค่า g มีค่าอยู่ระหว่าง 0.1 ถึง 10 ($0.1 \leq g \leq 10$) และค่าคงที่ไดอิเล็กทริกมีค่าอยู่ระหว่าง 1 ถึง 18 ($1 \leq \epsilon_r \leq 18$)

$$\epsilon_{re}^o = \epsilon_r + [0.5(\epsilon_r + 1) - \epsilon_{re} + a_o] \exp[-c_o g^{d_o}] \quad (2-19 \text{ ข})$$

เมื่อ
$$a_o = 0.7287 [\epsilon_{re} - 0.5(\epsilon_r + 1)] [1 - \exp(-0.179u)]$$

$$b_o = \frac{0.747 \varepsilon_r}{0.15 + \varepsilon_r}$$

$$c_o = b_o - (b_o - 0.207) \exp(-0.414u)$$

และ

$$d_o = 0.593 + 0.694 \exp(-0.526u)$$

ซึ่งค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ (ε_{re}) เป็นที่พิจารณาจากสายนำสัญญาณเดี่ยวบนไมโครสตริปที่มีความกว้างเป็น w โดยค่าความผิดพลาดจากการคำนวณสำหรับค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ในโหมดคลื่น จะมีค่าไม่เกิน 0.5%

สำหรับค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะในโหมดคู่ (Z_{ce}) และโหมดคี่ (Z_{co}) สามารถพิจารณาได้จากสมการที่ (2-20) ซึ่งจะมีค่าผิดพลาดในการคำนวณไม่เกิน 0.6% สำหรับค่า u ที่อยู่ระหว่าง 0.1 ถึง 10 ($0.1 \leq u \leq 10$), และค่า g อยู่ระหว่าง 0.1 ถึง 10 ($0.1 \leq g \leq 10$) และค่าคงที่ของชั้น ไดอิเล็กตริกมีค่าอยู่ระหว่าง 1 ถึง 18 ($1 \leq \varepsilon_r \leq 18$)

$$Z_{ce} = \frac{Z_c \sqrt{\varepsilon_{re}} / \varepsilon_{re}^e}{1 - (Z_c Q_4 \sqrt{\varepsilon_{re}}) / 377} \quad (2-20 \text{ ก})$$

โดยค่า ε_r เป็นค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายนำสัญญาณเดี่ยวบนโครงสร้างไมโครสตริปที่มีความกว้างของสตริปเป็น w และ

$$Q_1 = 0.8685u^{0.194}$$

$$Q_2 = 1 + 0.7519g + 0.189g^{2.31}$$

$$Q_3 = 0.1975 + [16.6 + (8.4/g)^6]^{-0.387} + \frac{1}{241} \ln \left[\frac{g^{10}}{1 + (g/3.4)^{10}} \right]$$

และ

$$Q_4 = \frac{2Q_1}{Q_2} \cdot \frac{1}{u^{Q_3} \exp(-g) + [2 - \exp(-g)]u^{-Q_3}}$$

$$Z_{co} = \frac{Z_c \sqrt{\epsilon_{re} / \epsilon_{re}^o}}{1 - (Z_c Q_{10} \sqrt{\epsilon_{re}}) / 377} \quad (2-20 \text{ ข})$$

เมื่อ

$$Q_5 = 1.794 + 1.14 \ln \left[1 + \frac{0.638}{g + 0.517 g^{2.43}} \right]$$

$$Q_6 = 0.2305 + \frac{1}{281.3} \ln \left[\frac{g^{10}}{1 + (g/5.8)^{10}} \right] + \frac{1}{5.1} \ln [1 + 0.598 g^{1.154}]$$

$$Q_7 = \frac{10 + 190 g^2}{1 + 82.3 g^3}$$

$$Q_8 = \exp[-6.5 - 0.95 \ln(g) - (g/0.15)^5]$$

$$Q_9 = \ln(Q_7) \cdot (Q_8 + 1/16.5)$$

และ

$$Q_{10} = Q_4 - \frac{Q_5}{Q_2} \exp \left[\frac{Q_6 \ln(u)}{u^{Q_9}} \right]$$

2.3 พารามิเตอร์การส่งผ่าน

พารามิเตอร์การส่งผ่านที่จะพิจารณาสำหรับวงจรของความถี่สูง ซึ่งจะถูกพิจารณาเป็นโครงข่ายแบบสองพอร์ต (Two-port network) ดังแสดงในภาพที่ 2-5 ประกอบด้วย

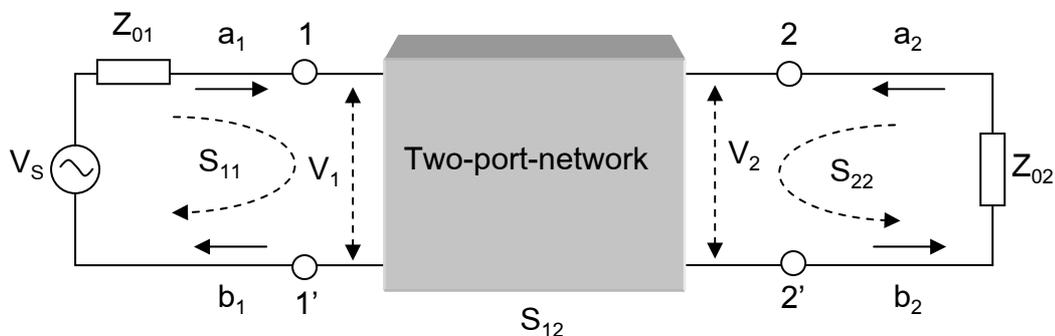
2.3.1 ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับทางด้านพอร์ตอินพุต หรือค่า S_{11} (Return loss)

2.3.2 ค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านจากพอร์ตอินพุตสู่พอร์ตเอาต์พุต หรือค่า S_{21} (Insertion loss)

2.3.3 ค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านจากพอร์ตเอาต์พุตสู่พอร์ตอินพุต หรือค่า S_{12}

2.3.4 ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับทางด้านเอาต์พุต หรือค่า S_{22}

โดยปกติจะพิจารณาค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับทางด้านพอร์ตอินพุต หรือค่า S_{11} (Return Loss) และค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านจากพอร์ตอินพุตสู่พอร์ตเอาต์พุต หรือค่า S_{21} (Insertion Loss) เป็นสำคัญ



ภาพที่ 2-5 โครงข่ายแบบสองพอร์ตและค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน
กับค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} \qquad S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} \qquad (2-21 \text{ ก})$$

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} \qquad S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} \qquad (2-21 \text{ ข})$$

เมื่อ $a_n = 0$ ในกรณีที่อิมพีแดนซ์สมมูลกัน และไม่มีการสะท้อนกลับของคลื่น ณ ที่พอร์ต n ดังนั้นจะสามารถเขียนในรูปสมการของเมทริกซ์ได้ว่า

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

สำหรับพารามิเตอร์ S_{11} และ S_{22} ต่างก็เป็นสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ โดยที่ S_{12} และ S_{21} เป็นสัมประสิทธิ์การส่งผ่านดังที่ได้กล่าวมาแล้วในตอนต้น ซึ่งค่าพารามิเตอร์เหล่านี้เป็นค่าที่ใช้ในการพิจารณาสำหรับวงจรที่ใช้งานในย่านความถี่ไมโครเวฟโดยเฉพาะ โดยจะพิจารณาในด้านของค่าขนาดและเฟส นั่นคือ $S_{mn} = |S_{mn}| e^{j\phi_{mn}}$ เมื่อ m และ n มีค่าตั้งแต่ 1, 2, ... ในขณะที่ค่าทางขนาดมักพิจารณาในหน่วยของเดซิเบลจาก

$$20 \log |S_{mn}| \quad (2-23)$$

โดยค่าพารามิเตอร์การส่งผ่าน (Insertion loss) ระหว่างพอร์ต n และ m จะนิยามว่าเป็น L_A และค่าพารามิเตอร์การสะท้อนกลับ (Return loss) ที่พอร์ต n จะนิยามด้วย L_R ดังสมการ

$$L_A = -20 \log |S_{mn}| \dots m \neq n \quad (2-24)$$

$$L_R = 20 \log |S_{nn}|$$

โดยค่าพารามิเตอร์การสะท้อนกลับมีความสัมพันธ์กับอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (VSWR; Voltage Standing Wave Ratio) ดังสมการ

$$VSWR = \frac{1 + |S_{nn}|}{1 - |S_{nn}|} \quad (2-25)$$

นอกจากพารามิเตอร์การส่งผ่านที่ใช้ในการพิจารณาเพื่อการออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่ในย่านไมโครเวฟแล้ว ยังมีพารามิเตอร์ที่สำคัญอีกค่าหนึ่งที่มีผลอย่างยิ่งต่อการพิจารณานั้นคือ เฟสหน่วง (Phase delay, τ_p) ซึ่งเป็นความแตกต่างระหว่างเฟสของคลื่นทางพอร์ตอินพุตกับเฟสของคลื่นทางพอร์ตเอาต์พุต

$$\tau_p = \frac{\phi_{21}}{\omega} \quad (2-26 ก)$$

และกลุ่มหน่วง (Group delay, τ_d) ซึ่งเป็นการพิจารณาความแตกต่างของเฟสเช่นเดียวกับในกรณีของเฟสหน่วง แต่คลื่นทางด้านอินพุตจะมีลักษณะเป็นเบสแบนด์ โดยที่พอร์ต 1 เป็นพอร์ตทางด้านอินพุตและพอร์ต 2 เป็นพอร์ตทางด้านเอาต์พุต

$$\tau_d = \frac{d\phi_{21}}{d\omega} \quad (2-26 ข)$$

ในการวิเคราะห์โครงข่ายแบบสองพอร์ต สามารถพิจารณาพารามิเตอร์การสะท้อนกลับทางด้านอินพุต (S_{11}) ร่วมกับค่าอิมพีแดนซ์ทางด้านอินพุต (Z_{01}) หรือ แทนด้วย $Z_{in} = V_1/I_1$ เทียบกับสมการที่ (2-21 ก) ได้ว่า

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} = \frac{V_1 / \sqrt{Z_{01}} - I_1 \sqrt{Z_{01}}}{V_1 / \sqrt{Z_{01}} + I_1 \sqrt{Z_{01}}} \quad (2-27)$$

เมื่อแทนค่า V_1 ด้วย $Z_{in1} I_1$ จึงได้สมการใหม่เป็น

$$S_{11} = \frac{Z_{in1} - Z_{01}}{Z_{in1} + Z_{01}} \quad (2-27 ก)$$

ในทำนองเดียวกัน จะได้พารามิเตอร์การสะท้อนกลับทางด้านเอาต์พุตตั้งสมการที่ (2-27 ข) โดยที่ Z_{in2} มีค่าเท่ากับ V_2 / I_2 ซึ่งเป็นอิมพีแดนซ์ทางด้านอินพุต หากพิจารณาทางด้านพอร์ต 2 เป็นพอร์ตทางด้านอินพุต

$$S_{22} = \frac{Z_{in2} - Z_{02}}{Z_{in2} + Z_{02}} \quad (2-27 ข)$$

ค่าพารามิเตอร์การสะท้อนกลับ และพารามิเตอร์การส่งผ่านมีประโยชน์อย่างมากต่อการวิเคราะห์โครงข่าย ซึ่งหากเป็นโครงข่ายแบบสมมาตรจะได้ว่า $S_{12} = S_{21}$ และ $S_{11} = S_{22}$ และในกรณีที่โครงข่ายแบบพาสซีฟที่ไม่มีการสูญเสียของคลื่น จะได้ว่ากำลังในการส่งผ่านกับกำลังในการสะท้อนกลับของคลื่นจะต้องเท่ากับกำลังส่งทั้งหมดที่ป้อนเข้าไปในโครงข่าย ดังนั้นจึงได้สมการ

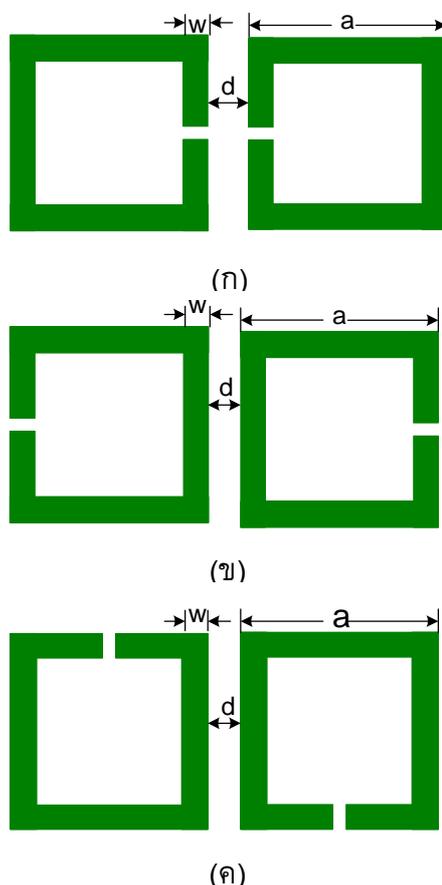
$$S_{21} S_{21}^* + S_{11} S_{11}^* = 1 \quad \text{หรือ} \quad |S_{21}|^2 + |S_{11}|^2 = 1 \quad (2-28)$$

$$S_{12} S_{12}^* + S_{22} S_{22}^* = 1 \quad \text{หรือ} \quad |S_{12}|^2 + |S_{22}|^2 = 1$$

2.4 หลักการเชื่อมต่อ

วงจรกรองผ่านแถบเชื่อมต่อแบบไขว้ (Cross-coupling) [1],[7] ซึ่งเป็นหลักการเชื่อมต่อที่ทำให้ผลตอบสนองความถี่ของวงจรดีขึ้น โครงสร้างการเชื่อมต่อเป็นผลจากการกำหนดทิศทาง

ของคู่ของเรโซเนเตอร์วงรอบเปิดที่เหมือนกันซึ่งถูกแยกโดยระยะห่าง d และออฟเซต (Offset) จะเห็นได้ชัดจากการเชื่อมต่อในโครงสร้างที่การเชื่อมต่ออยู่ใกล้ชิดกัน



- (ก) โครงสร้างการเชื่อมต่อสนามไฟฟ้า(Electric Coupling)
 (ข) โครงสร้างการเชื่อมต่อสนามแม่เหล็ก(Magnetic Coupling)
 (ค) โครงสร้างการเชื่อมต่อผสม(Mix Coupling)

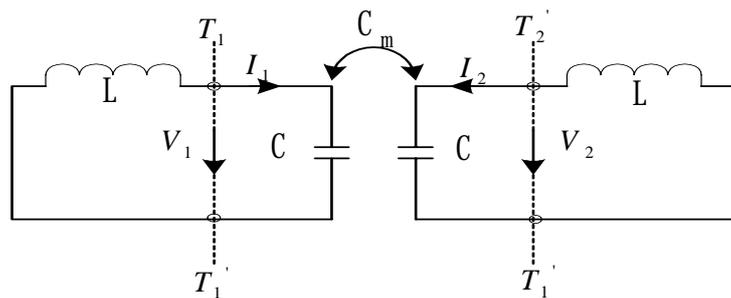
ภาพที่ 2-6 โครงสร้างการเชื่อมต่อพื้นฐานของเรโซเนเตอร์วงรอบเปิดสี่เหลี่ยม

ซึ่งเป็นพื้นฐานผ่านไปสนามขอบรอบนอก ปกติการขยายออกของสนามขอบรอบนอกและความหนาแน่นของการเชื่อมต่อ สามารถแสดงได้ที่เรโซแนนซ์ของแบบคลื่นหลักมูล โดย แต่เรโซเนเตอร์วงรอบเปิดมีสนามไฟฟ้าหนาแน่นมากที่สุดที่ด้านช่องว่างเปิดและสนามแม่เหล็กหนาแน่นมากที่สุดที่ด้านตรงข้าม เพราะว่าสนามขอบรอบนอก จะมีลักษณะเสื่อมลงแบบเอกซ์โพเนนเชียลนอกขอบเขตออกไป สนามไฟฟ้าขอบรอบนอกจะหนาแน่นมากใกล้ด้านที่มีสนามไฟฟ้ากระจายมากที่สุด ขณะที่สนามแม่เหล็กขอบรอบนอกจะหนาแน่นมากใกล้ด้านที่มีสนามแม่เหล็กกระจายมากที่สุด ดังนั้นจะได้รับการเชื่อมต่อสนามไฟฟ้า (Electric coupling)

ถ้าด้านเปิดของสองเรโซเนเตอร์การเชื่อมต่อถูกวางใกล้กันดังแสดงในภาพที่ 2-6(ก) ขณะที่การเชื่อมต่อสนามแม่เหล็ก (Magnetic coupling) จะได้รับถ้าด้านซึ่งสนามแม่เหล็กสูงสุดของสองเรโซเนเตอร์การเชื่อมต่อถูกวางใกล้กันดังแสดงในภาพที่ 2-6(ข) สำหรับโครงสร้างการเชื่อมต่อที่แสดงในภาพที่ 2-6(ค) เกิดทั้งสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก ในกรณีนี้ การเชื่อมต่อเรียกว่าการเชื่อมต่อผสม (Mix coupling)

2.4.1 การเชื่อมต่อสนามไฟฟ้า

รูปแบบวงจรสมมูลองค์ประกอบแบบก้อน (Lumped-element) สำหรับโครงสร้างการเชื่อมต่อที่แสดงดังภาพที่ 2-6(ก) ถูกแสดงดังภาพที่ 2-7(ก) เมื่อ L และ C คือ ความเหนี่ยวนำตัวเองและความจุตัวเอง ดังนั้น $(LC)^{-1/2}$ เท่ากับความถี่เรโซแนนซ์เชิงมุมของเรโซเนเตอร์ ที่ไม่มีการเชื่อมต่อ และ C_m แทน ความจุร่วม ถ้าโครงสร้างการเชื่อมต่อองค์ประกอบถูกกระจายในรูปวงจรสมมูลองค์ประกอบแบบก้อนที่ใช้กับวงจรกรองผ่านแถบแบนด์แคบ พื้นฐานใกล้ความถี่เรโซแนนซ์

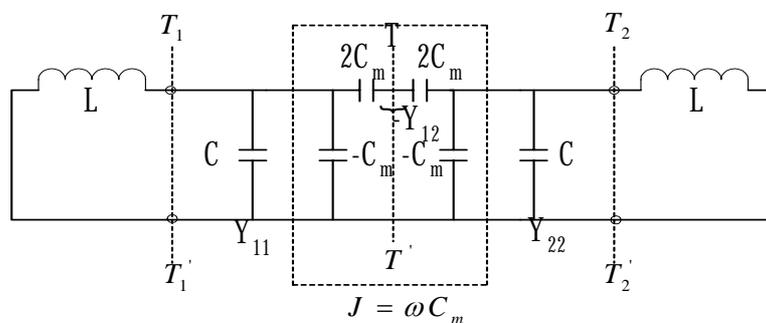


(ก)

ภาพที่ 2-7 (ก) วงจรสมมูลของการเชื่อมต่อสนามไฟฟ้าของเรโซเนเตอร์วงรอบเปิด

(ข) รูปแบบอีกแบบหนึ่งของวงจรสมมูลซึ่งวงจรผกผันแอดมิตแตนซ์

$J = \omega C_m$ แทนการเชื่อมต่อ



(ข)

ภาพที่ 2-7 (ต่อ)

ถ้าเรามองเข้าไปที่ระนาบอ้างอิง $T_1 - T_1'$ และ $T_2 - T_2'$ จะสามารถเห็นโครงข่ายสองทางเข้าออก ซึ่งอาจจะอธิบายโดยชุดของสมการข้างล่าง คือ

$$I_1 = j\omega CV_1 - j\omega C_m V_2 \quad (2-29 \text{ ก})$$

$$I_2 = j\omega CV_2 - j\omega C_m V_1 \quad (2-29 \text{ ข})$$

ในสมการที่ (2-29 ก) และ (2-29 ข) แทนความจุตัวเอง C เป็นตัวเก็บประจุ มองในวงรอบเรโซแนนซ์หนึ่งของภาพที่ 2-7 (ก) เมื่อตัวเก็บประจุในวงรอบที่ติดกันถูกลัดวงจร ดังนั้นในเทอมที่สองของด้านขวามือของสมการที่ (2-29 ก) และ (2-29 ข) ถูกกระแสดึงยวนนำ ผลจากแรงดันเพิ่มขึ้นในวงรอบที่ 2 และ 1 ตามลำดับ จาก สมการที่ (2-29 ก) และ (2-29 ข) พารามิเตอร์ Y คือ

$$Y_{11} = Y_{22} = j\omega C \quad (2-30 \text{ ก})$$

$$Y_{12} = Y_{21} = -j\omega C_m \quad (2-30 \text{ ข})$$

ตามทฤษฎีโครงข่าย [1-7] รูปแบบอีกอย่างหนึ่งของวงจรสมมูลที่แสดงดังภาพที่ 2-7(ก) ที่แสดงดังภาพที่ 2-7(ข) รูปแบบนี้ให้ผลเหมือนกับพารามิเตอร์สองพอร์ตของวงจรที่แสดงดังภาพที่ 2-7(ก) แต่จะสะดวกมากกว่าสำหรับการพิจารณา โดยการเชื่อมต่อสนามไฟฟ้าระหว่างสองวงรอบเรโซแนนซ์ ถูกแทนด้วยวงจรผกผันแอดมิตแตนซ์ (Admittance inverter) $J = \omega C_m$ ถ้าระนาบสมมาตร $T_1 - T_1'$ ในภาพที่ 2-7 (ข) ถูกแทนด้วยกำแพงสนามไฟฟ้า (หรือลัดวงจร) ผลของวงจรมีความถี่เรโซแนนซ์ คือ

$$f_e = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C+C_m)}} \quad (2-31)$$

ความถี่เรโซแนนซ์นี้จะมีค่าต่ำกว่าความถี่เรโซแนนซ์ของหนึ่งเรโซเนเตอร์ที่ไม่มี การเชื่อมต่อ ซึ่งได้ถูกยืนยันโดยการจำลองการทำงานในหนึ่งความยาวคลื่นการอธิบายทางกายภาพผลการเชื่อมต่อนั้นทำให้ความสามารถของการเก็บประจุของหนึ่งเรโซเนเตอร์สูงขึ้น เมื่อกำแพงสนามไฟฟ้าถูกใส่เข้าไปในระนาบสมมาตรของโครงสร้างการเชื่อมต่อ ในทำนอง

เดียวกันเปลี่ยนระนาบสมมาตรใน ภาพที่ 2-7 (ข) ด้วยกำแพงสนามแม่เหล็ก (หรือวงจรเปิด) ผลในวงจรหนึ่ง เรโซแนนซ์มีความถี่เรโซแนนซ์ คือ

$$f_m = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C-C_m)}} \quad (2-32)$$

ในกรณีนี้ผลการเชื่อมต่อลดความสามารถของการเก็บประจุ ดังนั้นความถี่เรโซแนนซ์จึงเพิ่มขึ้นสมการที่ (2-31) และ(2-32) สามารถใช้หาสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อ k_E

$$k_E = \frac{f_m^2 - f_e^2}{f_m^2 + f_e^2} = \frac{C_m}{C} \quad (2-33)$$

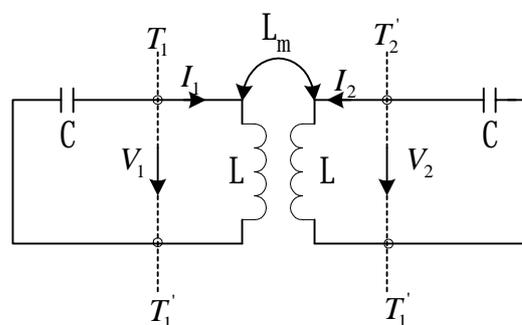
ซึ่งเหมือนกับนิยามของอัตราส่วนของพลังงานการเชื่อมต่อ ต่อ พลังงานที่สะสมของเรโซเนเตอร์หนึ่งเรโซเนเตอร์ที่ไม่มีการเชื่อมต่อ

2.4.2 การเชื่อมต่อสนามแม่เหล็ก

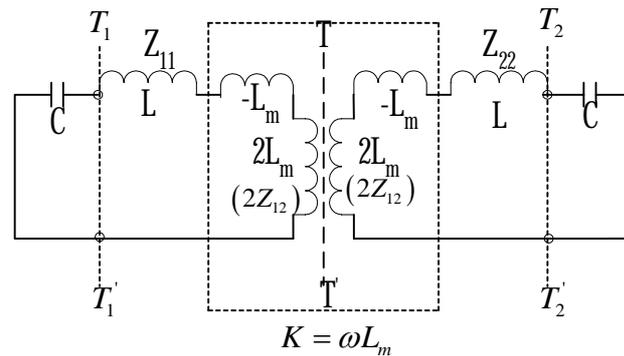
ภาพที่ 2-8(ก) แสดงรูปแบบวงจรองค์ประกอบแบบกอนสมมูล สำหรับโครงสร้างการเชื่อมต่อในภาพที่ 2-8(ข) โกลัความถี่เรโซแนนซ์ เมื่อ L และ C คือ ความเหนี่ยวนำตัวเองและความจุตัวเอง และ L_m แทน ความเหนี่ยวนำร่วม ในกรณีนี้สมการการเชื่อมต่ออธิบายในรูปของโครงข่ายสองทางเข้าออกที่ระนาบอ้างอิง $T_1 - T_1'$ และ $T_2 - T_2'$ คือ

$$V_1 = j\omega LI_1 + j\omega L_m I_2 \quad (2-34 ก)$$

$$V_2 = j\omega LI_2 + j\omega L_m I_1 \quad (2-34 ข)$$



(ก)



(ข)

ภาพที่ 2-8 (ก) วงจรสมมูลของการเชื่อมต่อสนามแม่เหล็กของเรโซเนเตอร์วงรอบเปิด
 (ข) รูปแบบอีกแบบหนึ่งของวงจรสมมูลซึ่งวงจรผกผันอิมพีแดนซ์
 $K = \omega L_m$ แทนการเชื่อมต่อ

สมการ (2-34 ก) และ(2-34 ข) แทนความเหนี่ยวนำตัวเอง L เป็น ตัวเหนี่ยวนำ มองในวงรอบเรโซแนนซ์หนึ่งของภาพที่ 2-8(ก) เมื่อวงรอบที่ติดกันวงจรเปิด ดังนั้นเทอมที่สองของด้านขวามือของสมการที่ (2-34 ก) และ(2-34 ข) ถูกแรงดันเหนี่ยวนำผลจากกระแสเพิ่มขึ้นในวงรอบที่ 2 และ 1 ตามลำดับ จากสมการที่ (2-34ก) และ(2-34ข) สามารถหาพารามิเตอร์ Z คือ

$$Z_{11} = Z_{22} = j\omega L \quad (2-35 ก)$$

$$Z_{12} = Z_{21} = j\omega L_m \quad (2-35 ข)$$

ภาพที่ 2-8(ข) แสดงรูปแบบอีกรูปแบบหนึ่งของวงจรสมมูลมีพารามิเตอร์สองพอร์ตเหมือนกับวงจรที่แสดงดังภาพที่ 2-8(ก) ในทำนองเดียวกัน การเชื่อมต่อทางแม่เหล็กระหว่างสองวงรอบเรโซแนนซ์ถูกแทนด้วยวงจรผกผันอิมพีแดนซ์ (Impedance inverter) $K = \omega L_m$ ถ้าระนาบสมมาตร $T_1 - T_1'$ ในภาพที่ 2-8(ข) ถูกแทนด้วยกำแพงสนามไฟฟ้า (หรือลัดวงจร) ผลของวงจรมีความถี่เรโซแนนซ์ คือ

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L-L_m)C}} \quad (2-36)$$

จะเห็นว่าความถี่เรโซแนนซ์เพิ่มขึ้นสามารถพิสูจน์ได้ด้วยจากการจำลองแบบหนึ่งความยาวคลื่นเพราะผลการเชื่อมต่อลดฟลักซ์สะสมในวงจรหนึ่งเรโซเนเตอร์ เมื่อกำแพงสนามไฟฟ้าถูกใส่เข้าไปในระนาบสมมาตร ถ้าระนาบสมมาตรในภาพที่ 2-8(ข) ถูกแทนด้วยกำแพงสนามแม่เหล็ก (หรือวงจรเปิด) ผลวงจรเรโซแนนซ์เดี่ยวมีความถี่เรโซแนนซ์ คือ

$$f_m = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L+L_m)C}} \quad (2-37)$$

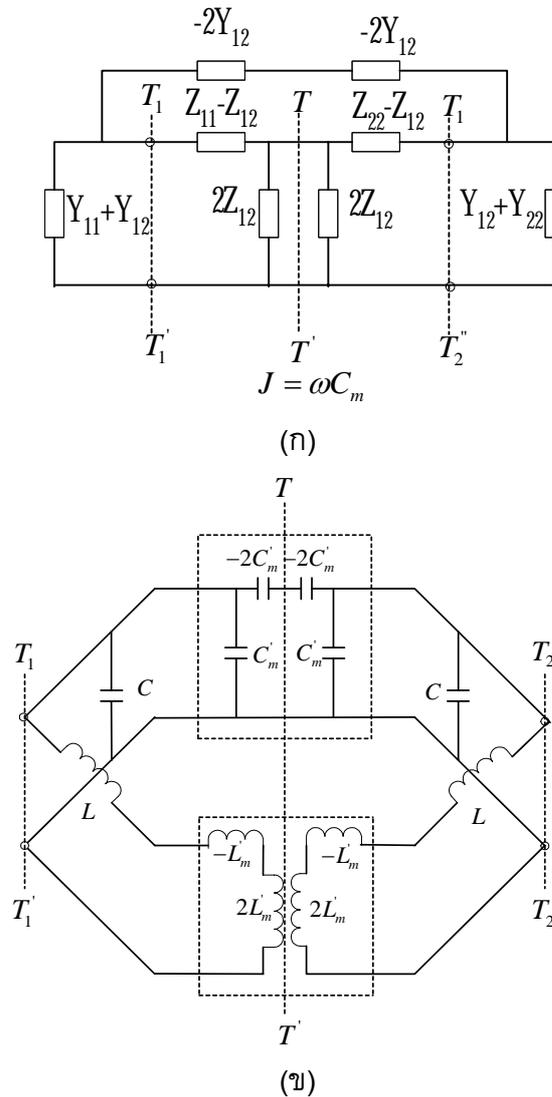
ในกรณีนี้กลายเป็นผลการเชื่อมต่อไปเพิ่มฟลักซ์สะสม ดังนั้นความถี่เรโซแนนซ์จึงลดลง ในทำนองเดียวกัน สมการที่ (2-36) และ(2-37) สามารถใช้หาสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อ k_M

$$k_M = \frac{f_e^2 - f_m^2}{f_e^2 + f_m^2} = \frac{L_m}{L} \quad (2-38)$$

สัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อทางแม่เหล็กที่นิยามโดยสมการที่ (2-38) สอดคล้องกับนิยามของอัตราส่วนของพลังงานแม่เหล็กการเชื่อมต่อ ต่อ พลังงานสะสมของหนึ่งเรโซเนเตอร์ที่ไม่มี การเชื่อมต่อ จะสังเกตว่าการเชื่อมต่อสนามแม่เหล็กที่นิยามโดยสมการที่ (2-38) และการเชื่อมต่อสนามไฟฟ้าที่นิยามโดยสมการที่ (2-33) ชนิดของการเชื่อมต่อนี้เป็นสิ่งที่ต้องการ สำหรับสร้างวงจรเชื่อมต่อไขว้

2.4.3 การเชื่อมต่อผสม

สำหรับโครงสร้างการเชื่อมต่อที่แสดงดังภาพที่ 2-6(ค) สนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าที่กระจายบนแกนการเชื่อมต่อของสองเรโซเนเตอร์ที่อยู่เทียบเคียงกัน ดังนั้นไม่ว่าการเชื่อมต่อสนามไฟฟ้าหรือการเชื่อมต่อสนามแม่เหล็กก็ไม่สามารถละทิ้งได้ เนื่องจากเหตุนี้ ในกรณีนี้ การเชื่อมต่อหน้าจะเรียกว่าการเชื่อมต่อผสม สำหรับแบบแผนคลื่นหลักมูลของโครงสร้าง การเชื่อมต่อนี้ ใกล้เคียงความถี่เรโซแนนซ์ การแทนโครงข่ายถูกแสดงดังภาพที่ 2-9(ก) โดย พารามิเตอร์ Y เป็น



ภาพที่ 2-9 (ก) โครงข่ายที่แสดงการเชื่อมต่อผสมของเรโซเนเตอร์วงรอบเปิด

(ข) วงจรสมมูลร่วมของวงจรผกผันอิมพีแดนซ์ $K = \omega L'_m$ และวงจรผกผันแอดมิตแตนซ์ $J = \omega C'_m$ ที่แทนการเชื่อมต่อสนามแม่เหล็กและการเชื่อมต่อสนามไฟฟ้าตามลำดับ

พารามิเตอร์ของโครงข่ายสองทางเข้าออกมองเข้าไปในด้านซ้ายของระนาบอ้างอิง $T_1 - T'_1$ และด้านขวาของระนาบอ้างอิง $T_2 - T'_2$ ขณะที่พารามิเตอร์ Z เป็นพารามิเตอร์ของโครงข่ายสองทางเข้าออกมองเข้าไปในด้านขวาของระนาบอ้างอิง $T_1 - T'_1$ และด้านซ้ายของระนาบอ้างอิง $T_2 - T'_2$ พารามิเตอร์ Y และ Z ถูกกำหนดโดย

$$Y_{11} = Y_{22} = j\omega C$$

$$Y_{12} = Y_{21} = j\omega C'_m \quad (2-39)$$

$$Z_{11} = Z_{22} = j\omega L$$

$$Z_{12} = Z_{21} = j\omega L'_m \quad (2-40)$$

เมื่อ C , L , L'_m และ C'_m คือ ความจุตัวเอง, ความเหนี่ยวนำตัวเอง, ความเหนี่ยวนำร่วม และความจรร่วม ของวงจรองค์ประกอบแบบกอนสมมูลที่เกี่ยวข้องกันแสดงดังภาพที่ 2-9(ข) วิธีหนึ่งที่สามารถพิสูจน์วงจรผกผันอิมพีแดนซ์ $K = \omega L'_m$ และวงจรผกผันแอดมิตแตนซ์ $J = \omega C'_m$ ซึ่งแทนการเชื่อมต่อสนามแม่เหล็กและการเชื่อมต่อสนามไฟฟ้าตามลำดับ โดยใส่กำแพงสนามไฟฟ้าและกำแพงสนามแม่เหล็กเข้าไปในระนาบสมมาตรของวงจรสมมูลในภาพที่ 2-9(ข) ตามลำดับ จะได้

$$f_e = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L-L'_m)(C-C'_m)}} \quad (2-41)$$

$$f_m = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L+L'_m)(C+C'_m)}} \quad (2-42)$$

ทั้งการเชื่อมต่อสนามไฟฟ้าและแม่เหล็ก มีผลต่อการเลื่อนความถี่เรโซแนนซ์เหมือนกัน กล่าวอีกนัยหนึ่ง คือค่าทั้งหลายลดหรือส่งเสริมความจุ/ฟลักซ์สะสมของวงจรหนึ่งเรโซแนนซ์ ที่เวลาเดียวกันเมื่อกำแพงสนามไฟฟ้าหรือกำแพงสนามแม่เหล็กถูกใส่เข้าไป

จากสมการที่ (2-41) และ(2-42) สัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อผสม k_B สามารถหาได้จาก

$$k_B = \frac{f_e^2 - f_m^2}{f_e^2 + f_m^2} = \frac{CL'_m + LC'_m}{LC + L'_m C'_m} \quad (2-43)$$

ถ้าสมมุติให้ $L'_m C'_m \ll LC$ ดังนั้นสมการที่ (2-43) จะได้เป็น

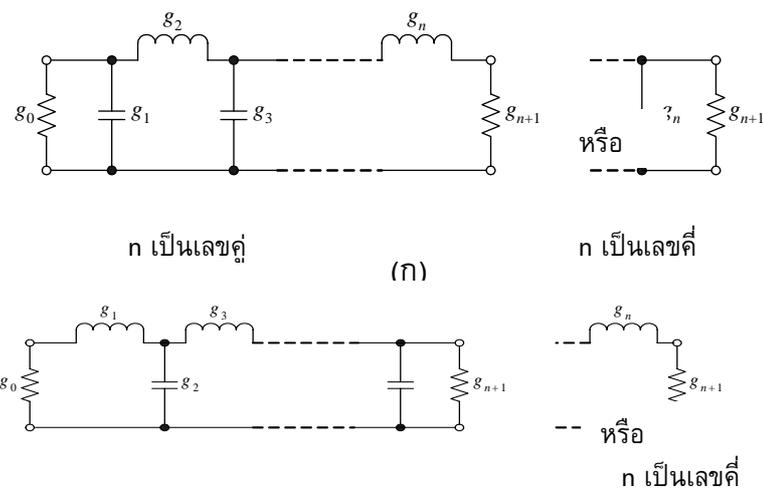
$$k_B = \frac{L'_m}{L} + \frac{C'_m}{C} = k'_M + k'_E \quad (2-44)$$

จะเห็นว่าการเชื่อมต่อผสมเป็นผลมาจากการทับซ้อนของการเชื่อมต่อทางสนามไฟฟ้าและทางสนามแม่เหล็กซึ่งมีเฟสตรงกัน

2.5 ทฤษฎีของวงจรกรองความถี่

2.5.1 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านต้นแบบและองค์ประกอบ

การสังเคราะห์วงจรกรองความถี่เพื่อที่จะหาทรานเฟอร์ฟังก์ชันที่แท้จริง ส่วนใหญ่แล้วจะเริ่มต้นจากการใช้วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านต้นแบบ (Lowpass prototype filters) เพื่อช่วยในการออกแบบโดยที่วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านต้นแบบนี้จะใช้องค์ประกอบ ซึ่งถูกนอร์มอลไลซ์จากความต้านทานหรือตัวนำแหล่งจ่าย เพื่อที่จะทำให้มีค่าเท่ากับ 1 โดยในที่นี้จะใช้สัญลักษณ์ด้วย $g_0 = 1$ และความถี่คัทออฟจะเท่ากับ 1 คือ $\Omega_c = 1$



2.5.2 การแปลงความถี่

จากที่ผ่านมาจะพบว่าเราพิจารณาเพียงวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านต้นแบบโดยปกติ ค่าความต้านทานหรือค่าเหนี่ยวนำซอร์สจะมีค่าเท่ากับ 1 ($g_0 = 1$) ที่ความถี่คัทออฟเท่ากับ 1 เรเดียน ($\Omega_c = 1$) ซึ่งในทางปฏิบัติค่าคุณลักษณะทางความถี่และค่าขององค์ประกอบต่าง ๆ จะขึ้นกับวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านต้นแบบโดยการทำการแปลงความถี่และองค์ประกอบ

ในการแปลงความถี่ บางครั้งอาจเรียกว่า การแมปปิ้งความถี่ (Frequency mapping) ซึ่งก็คือการแมปจากผลตอบสนองของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านต้นแบบที่อยู่ในโดเมนของ Ω ไปยัง

โดเมนทางด้านความถี่ ω ซึ่งในทางปฏิบัติผลตอบสนองทางด้านความถี่ไม่ว่าจะเป็นวงจรกรองผ่านต่ำ วงจรกรองผ่านสูง วงจรกรองผ่านแถบ และวงจรกรองแถบหยุด ในการแปลงความถี่จะมีผลกระทบต่อค่าองค์ประกอบรีแอคทีฟ (Reactive element) ทั้งหมด แต่จะไม่กระทบต่อองค์ประกอบของความต้านทาน (Resistive element)

ในทำนองเดียวกันการแมปปิ้งทางความถี่ค่าอิมพีแดนซ์จะถูกสเกลด้วยค่าองค์ประกอบ การแปลง (Element transformation) ในการสเกลนั้นจำเป็นต้องนำค่า $g_0 = 1$ ออกจากวงจรกรองที่จะทำการสเกลและปรับค่าวงจรกรองความถี่โดยจะขึ้นอยู่กับค่าอิมพีแดนซ์แหล่งจ่าย (Source impedance) ซึ่งก็คือ Z_0 โดยสามารถเขียนในรูปของ γ_0 ได้เป็น

$$\gamma_0 = \begin{cases} Z_0 / g_0 & \text{สำหรับ } g_0 \text{ เป็นค่าความต้านทาน} \\ g_0 / Y_0 & \text{สำหรับ } g_0 \text{ เป็นค่าความนำ} \end{cases} \quad (2-45)$$

เมื่อ $Y_0 = 1/Z_0$ ซึ่งก็คือ แอดมิตแตนซ์แหล่งจ่าย (Source admittance) โดยสรุปแล้วเราสามารถสเกลค่าอิมพีแดนซ์ของโครงข่ายวงจรกรองความถี่ได้เป็น

$$\begin{aligned} L &\rightarrow \gamma_0 L \\ C &\rightarrow C / \gamma_0 \\ R &\rightarrow \gamma_0 R \\ G &\rightarrow G / \gamma_0 \end{aligned} \quad (2-46)$$

ถ้า g_0 คือเทอมทั่ว ๆ ไปสำหรับวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านต้นแบบ เนื่องจาก g จะไม่ขึ้นกับค่าในการแปลง นั่นคือ ค่าองค์ประกอบความต้านทานก็ยังคงอยู่สำหรับวงจรกรองความถี่ชนิดต่าง ๆ

$$\begin{aligned} R &= \gamma_0 g && \text{สำหรับ } g_0 \text{ ที่แสดงค่าเป็นความต้านทาน} \\ G &= g / \gamma_0 && \text{สำหรับ } g \text{ ที่แสดงค่าเป็นความนำ} \end{aligned} \quad (2-47)$$

จากที่ได้กล่าวมาแล้วว่า จะพิจารณาว่าวงจรกรองความถี่เสมือนเป็นโครงข่ายแบบสองพอร์ต ดังนั้นจึงสามารถเขียนสมการของฟังก์ชันการส่งผ่าน นั่นคือ พารามิเตอร์การส่งผ่าน (S_{21}) โดยไม่มีการสูญเสียในสายนำสัญญาณ (Lossless) ได้ว่า [7]

$$|S_{21}(j\Omega)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 F_n^2(\Omega)} \quad (2-48)$$

โดยค่า ε เป็นค่าคงที่ของการกระเพื่อม, ฟังก์ชัน F_n เป็นฟังก์ชันคุณสมบัติของการกรองสัญญาณ และค่า Ω เป็นค่าตัวแปรของความถี่ ซึ่งในที่นี้จะพิจารณาที่ความถี่คัทออฟ ดังนั้น $\Omega = \Omega_c$ โดยที่ $\Omega_c = 1$ Rad/Sec. โดยฟังก์ชันการส่งผ่านสามารถพิจารณาเป็นสมการอีกรูปหนึ่งได้ว่า

$$S_{21}(p) = \frac{N(p)}{D(p)} \quad (2-49)$$

จากสมการที่ (2-22) เป็นฟังก์ชันการการส่งผ่านในรูปการของฟังก์ชันการถ่ายโอนของตัวแปรของความถี่เชิงซ้อน p เมื่อ $p = \sigma + j\Omega$ ในกรณีนี้พิจารณาว่าไม่เกิดการสูญเสีย ดังนั้น $\sigma = 0$ อย่างไรก็ตาม หากพิจารณาจากสมการที่ (2-48) จะได้การสูญเสียของสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน (Insertion loss) ในหน่วยของเดซิเบล ได้ว่า

$$L_A(\Omega) = 10 \log \frac{1}{|S_{21}(j\Omega)|^2} \quad (2-50 ก)$$

และในกรณีที่ ไม่เกิดการสูญเสียจะได้ว่า $|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2 = 1$ จึงทำให้สามารถหาค่าการสูญเสียของสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของการกระเพื่อมสูงสุดในหน่วยของเดซิเบล ได้ว่า

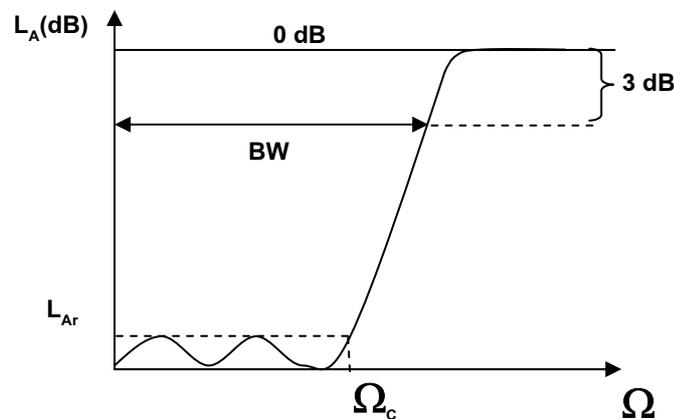
$$L_{AR}(\Omega) = 10 \log [1 - |S_{21}(j\Omega)|^2] \quad (2-50 ข)$$

สำหรับผลตอบสนองของวงจรกรองความถี่ของงานวิจัยนี้เป็นแบบ Chebyshev แสดงดังภาพที่ 2-11 ดังนั้นค่าคงที่ของการกระเพื่อม จึงสามารถหาได้จาก

$$\varepsilon = 1 / \sqrt{10^{-0.1L_R} - 1} \quad (2-51 ก)$$

และฟังก์ชันการส่งผ่านจากสมการที่ (2-21) ของผลตอบสนองแบบนี้ สามารถเขียนเป็นสมการได้ว่า

$$F_n(\Omega) = \begin{cases} \cos(n \cos^{-1} \Omega) & \text{เมื่อ } |\Omega| \leq 1 \\ \cosh(n \cosh^{-1} \Omega) & \text{เมื่อ } |\Omega| \geq 1 \end{cases} \quad (2-51 \text{ ข})$$



ภาพที่ 2-11 ผลตอบสนองแบบ Chebyshev ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

ซึ่งฟังก์ชันของสัมประสิทธิ์การส่งผ่านในรูปของฟังก์ชันตัวแปรความถี่เชิงซ้อน (p) ว่า

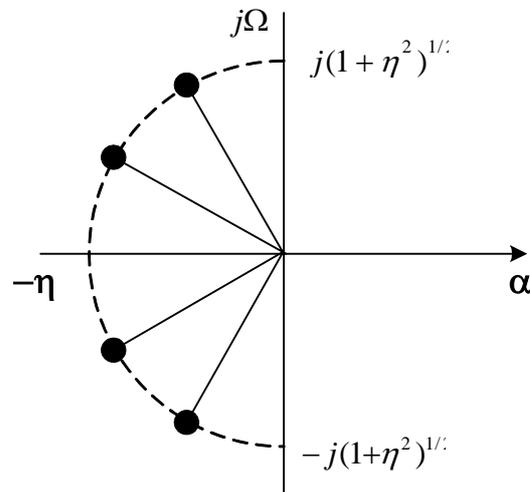
$$S_{21}(p) = \frac{\prod_{i=1}^n [\eta^2 + \sin^2(i\pi/n)]^{1/2}}{\prod_{i=1}^n (p + p_i)} \quad (2-51 \text{ ค})$$

เมื่อ
$$p_i = j \cos \left[\sin^{-1}(j\eta) + \frac{(2i-1)\pi}{2n} \right]$$

และ
$$\eta = \sinh \left[\frac{1}{n} \sinh^{-1} \frac{1}{\epsilon} \right]$$

หากพิจารณาทางด้านของฟังก์ชันการถ่ายโอนสำหรับวงจรกรองที่มีความชันสูง ค่าการส่งผ่านของซีโรจะมีพิกัดอยู่ที่ตำแหน่งอนันต์ ในขณะที่ตำแหน่งของโพลจะอยู่ทางระนาบด้านซ้ายของแกนจินตภาพ ซึ่งตำแหน่งของโพลหนึ่งตำแหน่งแทนค่าเฟสของเรโซเนเตอร์

หนึ่งตัว ดังนั้นวงจรรองความถี่ที่มีสี่โพล จึงหมายถึงวงจรรองความถี่ที่ใช้เรโซเนเตอร์สี่ตัว
ด้วย



ภาพที่ 2-12 ตำแหน่งของโพลสำหรับผลตอบสนองแบบ Chebyshev

ในทางทฤษฎีจะกำหนดให้ความถี่คutoff มีค่าเป็น 1 แต่ในทางปฏิบัติไม่สามารถทำ
เช่นนั้นได้ จึงทำได้เพียงกำหนดให้ใกล้เคียงกับ 1 เท่านั้น และกำหนดให้ค่าการสูญเสีย
ของสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ (L_R) ที่ต่ำที่สุดเท่าที่จะทำได้ (โดยปกติมักกำหนดอยู่ที่ -25 ถึง
-30 เดซิเบล) ดังนั้นจึงสามารถหาค่าประกอบของผลตอบสนองแบบนี้ได้จาก [7]

$$g_0 = 1 \quad (2-49 \text{ ก})$$

$$g_1 = \frac{2}{\gamma} \sin(\pi/2n) \quad (2-49 \text{ ข})$$

$$g_i g_{i-1} = \frac{4 \sin[\pi(2i-1)/2n] \sin[\pi(2i-3)/2n]}{\gamma^2 + \sin^2[\pi(i-1)/n]} \quad (2-49 \text{ ค})$$

โดยที่ i คือ จำนวนของเรโซเนเตอร์ที่ใช้หารด้วย 2 และ

$$g_{n+1} = \begin{cases} 1.0 & \text{เมื่อ } n = \text{odd} \\ \coth^2(\beta/4) & \text{เมื่อ } n = \text{even} \end{cases} \quad (2-49 \text{ ง})$$

นอกจากนี้ หากต้องการหาจำนวนของเรโซเนเตอร์จากการกำหนดค่าการสูญเสีย หรือ การลดทอนของการส่งผ่าน (L_{Ar}) และการลดทอนของตำแหน่งที่ความถี่คัทออฟ (L_{As}) จะสามารถหาได้จาก

$$n \geq \frac{\cosh^{-1} \sqrt{\frac{10^{0.1L_{As}} - 1}{10^{0.1L_{Ar}} - 1}}}{\cosh^{-1} \Omega_s} \quad (2-52 \text{ ก})$$

โดยค่าคงที่สูงสุดของการกระเพื่อมของสัมประสิทธิ์สะท้อนกลับ สามารถหาได้จากค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับในหน่วยของเดซิเบล ได้ว่า

$$L_{Ar} = -10 \log [1 - 10^{0.1L_R}] \quad (2-52 \text{ ข})$$

อย่างไรก็ตาม อาจสามารถหาค่าคงที่ของการกระเพื่อมสูงสุดของสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับได้จากค่าอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (Voltage Standing Wave Ratio, VSWR) ได้ว่า

$$VSWR = \frac{1 + |S_{11}|}{1 - |S_{11}|} \quad (2-52 \text{ ค})$$

$$L_{Ar} = -10 \log \left[1 - \left(\frac{VSWR - 1}{VSWR + 1} \right)^2 \right] \quad (2-52 \text{ ง})$$

สำหรับการแปลงจากผลตอบสนองของตัวแปรทางด้านความถี่กรอง และความถี่คัทออฟ จากวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านสู่ผลตอบสนองของวงจรกรองความถี่ผ่านแถบ สามารถแปลงได้ว่า

$$\Omega = \frac{\Omega_c}{FBW} \left[\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right] \quad (2-53 \text{ ก})$$

โดยค่า Fractional Bandwidth (FBW) เป็นอัตราส่วนของช่วงแถบความถี่ผ่านกับความถี่ศูนย์กลาง ส่วนค่า ω_1 และ ω_2 เป็นตำแหน่งของความถี่คัทออฟทางด้านต่ำ และทางด้านสูง ตามลำดับ

$$FBW = \omega_2 - \omega_1 \quad (2-53 \text{ ข})$$

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \omega_2} \quad (2-53 \text{ ค})$$

ส่วนขององค์ประกอบรีแอคแตนซ์ g ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านต้นแบบสามารถเขียนได้เป็น

$$j\Omega_c \rightarrow j\omega \frac{\Omega_c g}{FBW \cdot \omega_0} + \frac{1}{j\omega} \frac{\Omega_c \omega_0 g}{FBW} \quad (2-53 \text{ ง})$$

นั่นก็หมายความว่าค่าองค์ประกอบอินดักทีฟ/คาปาซิทีฟในวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านต้นแบบจะถูกแปลงเป็นวงจร LC อนุกรม/ขนาน ในวงจรกรองความถี่ผ่านแถบโดยค่าองค์ประกอบในวงจรอนุกรม LC ในวงจรกรองความถี่ผ่านแถบสามารถหาได้จาก

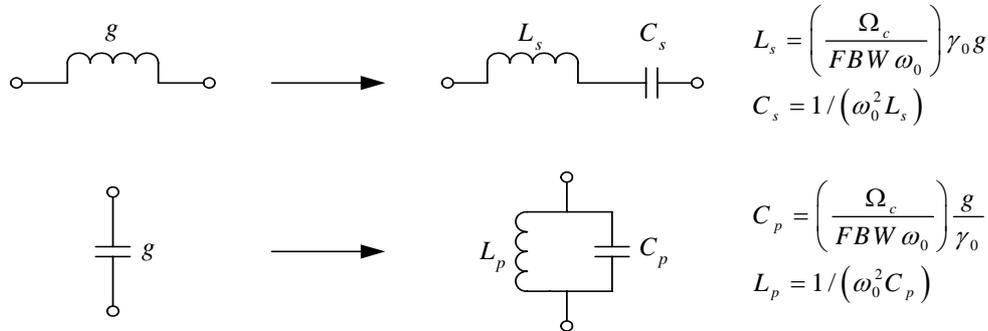
$$L_s = \left(\frac{\Omega_c}{FBW \cdot \omega_0} \right) \gamma_0 g$$

$$C_s = \left(\frac{FBW}{\omega_0 \Omega_c} \right) \frac{1}{\gamma_0 g} \quad \text{สำหรับ } g \text{ ที่แสดงเป็นอินดักทีฟ} \quad (2-54 \text{ ก})$$

ในทำนองเดียวกันจะสามารถแปลงค่า g ให้อยู่ให้รูปวงจรขนาน LC ในวงจรกรองความถี่ผ่านแถบได้เป็น

$$C_p = \left(\frac{\Omega_c}{FBW \cdot \omega_0} \right) \frac{g_0}{\gamma_0}$$

$$L_p = \left(\frac{FBW}{\Omega_c \omega_0} \right) \frac{\gamma_0}{g} \quad \text{สำหรับ } g \text{ ที่แสดงเป็นคาปาซิทีฟ} \quad (2-54 \text{ ข})$$



ภาพที่ 2-13 การแปลงองค์ประกอบพื้นฐานจากวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านต้นแบบไปยังวงจรกรองความถี่ผ่านแถบ

2.6 การออกแบบวงจรกรองความถี่ขั้นประยุกต์

งานทางด้าน RF และไมโครเวฟประยุกต์ในปัจจุบันมีความต้องการวงจรกรองความถี่ที่มีคุณสมบัติที่ดีและแตกต่างไปจากวงจรกรองความถี่เซมิเซฟที่มีโดยทั่วไป ทั้งนี้เนื่องมาจากการที่ระบบการสื่อสารไร้สายมีข้อกำหนดและความต้องการที่จะใช้ความถี่อย่างมีประสิทธิภาพมากที่สุด ดังนั้นการออกแบบวงจรกรองความถี่จึงต้องมีวิธีการออกแบบที่สามารถสอดคล้องกับเงื่อนไขที่กำหนดไว้ในเบื้องต้น โดยใช้เทคนิคต่าง ๆ เข้ามาช่วยในการออกแบบเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพของ

วงจรกรองไม่ว่าจะเป็นการออกแบบโดยใช้คู่ของการส่งผ่านที่เป็นศูนย์ (Single pair of transmission zeros) การต่อเรียงกันสี่ตัว (Cascaded quadruplet, CQ) การต่อเรียงกัน สามตัว (Trisection and cascaded trisection, CT) และอื่น ๆ อีกโดยในงานวิจัยนี้เลือกใช้ การออกแบบโดยใช้คู่ของการส่งผ่านที่เป็นศูนย์ และ CQ ในการออกแบบ

2.6.1 การออกแบบวงจรกรองโดยใช้คู่ของการส่งผ่านที่เป็นศูนย์

2.6.1.1 คุณลักษณะวงจรกรองความถี่

การออกแบบวงจรกรองโดยใช้คู่ของการส่งผ่านที่เป็นศูนย์จะพบว่ามีเพียงตำแหน่งของการส่งผ่านที่เป็นศูนย์เพียงหนึ่งคู่หรือโพลการลดทอน (Attenuation poles) ที่ความถี่ที่จำกัดอยู่ค่าหนึ่งเพื่อปรับปรุงความคมของวงจรกรองความถี่ให้ดีขึ้น ซึ่งสามารถใช้ฟังก์ชันของเซมิเซฟหรือ เอลลิปติกก็ได้มี ทรานเฟอร์ฟังก์ชันดังนี้

$$|S_{21}(\Omega)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 F_n^2(\Omega)} \quad (2-55)$$

$$\varepsilon = \frac{1}{\sqrt{10^{\frac{L_R}{10}} - 1}} \quad (2-56)$$

$$F_n(\Omega) = \cosh \left\{ (n-2) \cosh^{-1}(\Omega) + \cosh^{-1} \left(\frac{\Omega_a \Omega - 1}{\Omega_a - 1} \right) + \cosh^{-1} \left(\frac{\Omega_a \Omega + 1}{\Omega_a + \Omega} \right) \right\} \quad (2-57)$$

เมื่อ Ω คือ ตัวแปรที่ขึ้นกับความถี่ ในตัวแปรของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านต้นแบบ ε คือ ค่าคงที่การกระเพื่อมโดยมีความสัมพันธ์กับ $L_R = 20 \log |S_{11}|$ ในหน่วย dB และ n คืออันดับของวงจรรองความถี่ จะพบว่าในฟังก์ชัน F_n จะมี $\Omega = \pm \Omega_a$ ($\Omega_a > 1$) คือตำแหน่งของความถี่ที่เกิดจากคู่ โพลการลดทอนซึ่งถ้า $\Omega_a \rightarrow \infty$ ฟังก์ชัน F_n ก็จะเป็นฟังก์ชันเชบีเชฟ โดยการแปลงความถี่ให้เป็นวงจรรองความถี่ผ่านแถบสามารถแปลงได้ คือ

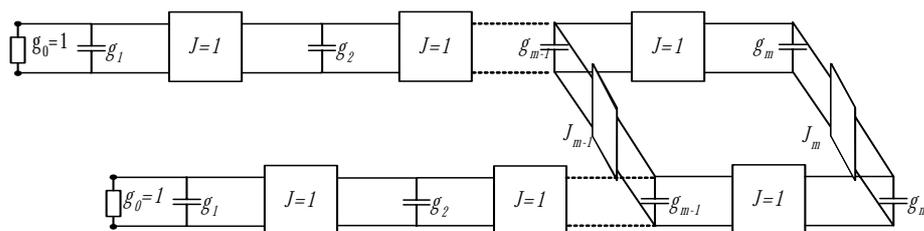
$$\Omega = \frac{1}{FBW} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \quad (2-58)$$

เมื่อ ω คือ ตัวแปรความถี่ของวงจรรองความถี่ผ่านแถบ ω_0 คือความถี่กลางและ FBW คือ อัตราส่วนของแบนด์วิดท์ซึ่งตำแหน่งของความถี่ที่เกิดจากคู่โพลการลดทอนหาสามารถหาได้จากสมการที่ (2-59)

$$\omega_{a1} = \omega_0 \frac{-\Omega_a FBW + \sqrt{(\Omega_a FBW)^2 + 4}}{2}$$

$$\omega_{a2} = \omega_0 \frac{\Omega_a FBW + \sqrt{(\Omega_a FBW)^2 + 4}}{2} \quad (2-59)$$

2.6.1.2 การสังเคราะห์วงจรรองความถี่



ภาพที่ 2-14 วงจรรองความถี่ต่ำผ่านต้นแบบสำหรับการสังเคราะห์วงจรรองความถี่

สำหรับการนำวิธีการออกแบบโดยใช้คู่ของการส่งผ่านที่เป็นศูนย์ไปใช้จริงนั้นจะใช้การเชื่อมต่อแบบไขว้ของคู่เรโซเนเตอร์ที่ไม่ได้อยู่ติดกัน (Cross coupling a pair nonadjacent resonators) ซึ่งใช้เซบีเซฟฟังก์ชัน [7] ได้พัฒนาการสังเคราะห์โดยการประมาณจากวงจรความถี่ต่ำผ่านต้นแบบแสดงดังภาพที่ 2-14 เมื่อกรอบสี่เหลี่ยมแสดงอิมิตแดนซ์อุดมคติ J การสังเคราะห์การประมาณจะเริ่มต้นจากการหาค่าองค์ประกอบของเซบีเซฟฟังก์ชัน

$$g_0 = 1 \quad (2-60 \text{ ก})$$

$$g_i = \frac{2 \sin \frac{\pi}{2n}}{\gamma} \quad (2-60 \text{ ข})$$

$$g_i g_{i-1} = \frac{4 \sin[\pi(2i-1)/2n] \sin[\pi(2i-3)/2n]}{\gamma^2 + \sin^2[\pi(i-1)/n]} \quad (2-60 \text{ ค})$$

$$\gamma = \sinh\left(\frac{1}{n} \sinh^{-1} \frac{1}{\varepsilon}\right) \quad (2-60 \text{ ง})$$

โดยสามารถหาค่าแอดมิตแดนซ์ของวงจร เพื่อใช้ในการหาค่าระยะระหว่างเรโซเนเตอร์ได้จาก[7]

$$J_m = 1/\sqrt{S} \quad (2-61 \text{ ก})$$

เมื่อค่า $S = (\sqrt{1+\varepsilon^2} + \varepsilon)^2$ เป็นค่าอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่งในช่วงความถี่ผ่านแถบ (Passband VSWR) และค่า m เท่ากับ $n/2$ (n คือ จำนวนเรโซเนเตอร์ที่ใช้ ในที่นี้เป็น 4)

$$J'_m = \frac{J_m}{1 + J_m J_{m-1}} \quad (2-61 \text{ ข})$$

โดยกำหนดค่าเริ่มต้นของ J_{m-1} เป็นศูนย์ และ $\Omega = \pm \Omega_a$ ดังนั้น จึงได้ว่า

$$J_{m-1} = \frac{-J'_m}{(\Omega_a g_m)^2 + (J'_m)^2} \quad (2-61 \text{ ค})$$

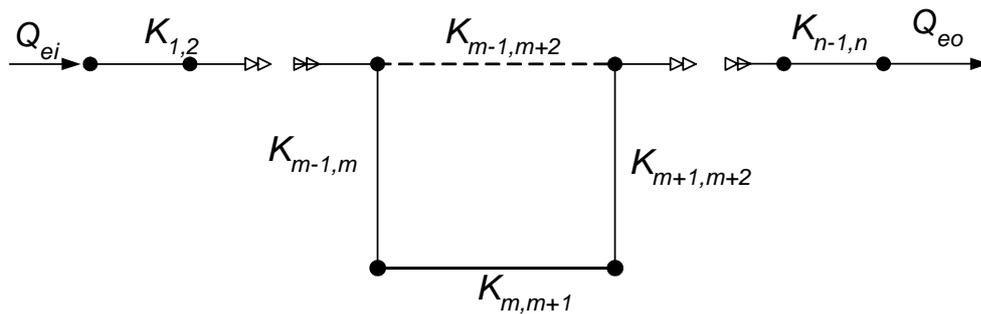
และสามารถหาค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมโยงระหว่างเรโซเนเตอร์ และค่าประสิทธิภาพภายในกับภายนอก ได้จาก

$$K_{i,i+1} = \frac{FBW}{\sqrt{g_i g_{i+1}}} \quad (2-62 \text{ ก})$$

$$K_{m,m+1} = FBW \frac{J_m}{g_m} \quad (2-62 \text{ ข})$$

$$K_{m-1,m+2} = FBW \frac{J_{m-1}}{g_{m-1}} \quad (2-62 \text{ ค})$$

$$Q_{ei} = Q_{eo} = \frac{g_1}{FBW} \quad (2-62 \text{ ง})$$



ภาพที่ 2-15 โครงสร้างของวงจรถ่วงผ่านแถบโดยใช้คู่ของการส่งผ่านที่เป็นศูนย์

$$C = 0.001h \left[(10.35\varepsilon_r + 2.5) \left(\frac{w}{h} \right)^2 + (2.6\varepsilon_r + 5.64) \left(\frac{w}{h} \right) \right] \quad (pF) \quad (2-63)$$

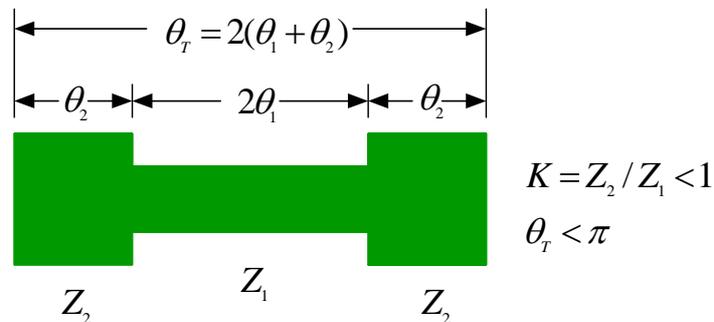
$$L = 0.22h \left\{ 1 - 1.35 \exp \left[-0.18 \left(\frac{w}{h} \right)^{1.39} \right] \right\} \quad (nH) \quad (2-64)$$

$$C = 0.001h \left[(3.93\varepsilon_r + 0.62) \left(\frac{w}{h} \right)^2 + (7.6\varepsilon_r + 3.8) \left(\frac{w}{h} \right) \right] \quad (pF) \quad (2-65)$$

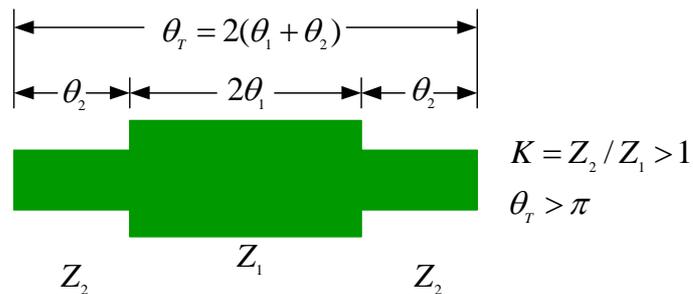
$$L = 0.44h \left\{ 1 - 1.062 \exp \left[-0.177 \left(\frac{w}{h} \right)^{0.947} \right] \right\} \quad (nH) \quad (2-66)$$

2.7 เรโซเนเตอร์แบบอิมพีแดนซ์แบบขั้น

เรโซเนเตอร์แบบอิมพีแดนซ์แบบขั้น คือ เรโซเนเตอร์ที่มีค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ ไม่เท่ากันทั้งเรโซเนเตอร์ โดยค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะจะมีค่าต่ำเมื่อความกว้างของสายนำสัญญาณมีขนาดใหญ่และมีค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะที่สูงเมื่อความกว้างของสายนำสัญญาณมีขนาดเล็กลงตามคุณสมบัติของสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริป ดังภาพที่ 2-16 พิจารณา ลักษณะโครงสร้างที่แสดงในภาพที่ 2-16 เรโซเนเตอร์แบบอิมพีแดนซ์ขั้นจะมีลักษณะโครงสร้างที่สมมาตรและมีค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ ที่มีค่าแตกต่างกันสองค่า คือ Z_1 และ Z_2 หรือค่าแอดมิตแตนซ์คุณลักษณะ (Admittance characteristic) Y_1 และ Y_2 มีค่าความยาวทางไฟฟ้า θ_1 , θ_2 และ $\theta_r = 2(\theta_1 + \theta_2)$



(ก)



(ข)

ภาพที่ 2-16 โครงสร้างของเรโซเนเตอร์แบบอิมพีแดนซ์แบบขั้น

2.8.1 เงื่อนไขการเรโซแนนซ์หลักมูล (Fundamental resonance condition)

จากภาพที่ 2-16 สามารถแบ่งค่าของ $ABCD$ เมตริกซ์ของสายนำสัญญาณออกเป็น 4 ส่วนจากด้านซ้ายไปด้านขวาตามลำดับดังนี้

$$\begin{aligned} [A_1] &= \begin{bmatrix} \cos \theta_2 & jZ_2 \sin \theta_2 \\ j\frac{\sin \theta_2}{Z_2} & \cos \theta_2 \end{bmatrix}; [A_2] = \begin{bmatrix} \cos \theta_1 & jZ_2 \sin \theta_1 \\ j\frac{\sin \theta_1}{Z_1} & \cos \theta_1 \end{bmatrix} \\ [A_3] &= \begin{bmatrix} \cos \theta_1 & jZ_2 \sin \theta_1 \\ j\frac{\sin \theta_1}{Z_1} & \cos \theta_1 \end{bmatrix}; [A_4] = \begin{bmatrix} \cos \theta_2 & jZ_2 \sin \theta_2 \\ j\frac{\sin \theta_2}{Z_2} & \cos \theta_2 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2-67)$$

นำเมตริกซ์ทั้ง 4 ชุดมาคูณกันและกำหนดให้ค่าอัตราส่วนของอิมพีแดนซ์ (Impedance ratio) คือ $K = Z_2 / Z_1$ ได้

$$A_{11} = a_0 \left[(1 - K \tan \theta_1 \tan \theta_2) \left(1 - \frac{1}{K} \tan \theta_1 \tan \theta_2 \right) - (\tan \theta_1 + K \tan \theta_2) \left(\tan \theta_1 + \frac{\tan \theta_2}{K} \right) \right]$$

$$A_{12} = ja_0 Z_1 \left[(1 - K \tan \theta_1 \tan \theta_2) (\tan \theta_1 + K \tan \theta_2) + (\tan \theta_1 + K \tan \theta_2) (1 - K \tan \theta_1 \tan \theta_2) \right]$$

$$A_{21} = j\frac{a_0}{Z_1} \left[\left(\tan \theta_1 + \frac{\tan \theta_2}{K} \right) \left(1 - \frac{\tan \theta_1 \tan \theta_2}{K} \right) + \left(1 - \frac{\tan \theta_1 \tan \theta_2}{K} \right) \left(\tan \theta_1 + \frac{\tan \theta_2}{K} \right) \right]$$

$$A_{22} = -a_0 \left[\left(\tan \theta_1 + \frac{\tan \theta_2}{K} \right) (\tan \theta_1 + K \tan \theta_2) + \left(1 - \frac{\tan \theta_1 \tan \theta_2}{K} \right) (1 - K \tan \theta_1 \tan \theta_2) \right]$$

$$\text{เมื่อ } a_0 = 1 / \cos^2 \theta_1 \cos^2 \theta_2$$

และค่าอินพุตแอดมิตแตนซ์ (Input admittance) ของสายนำสัญญาณหาได้จาก

$$Y_i = \frac{1}{Z_{11}} = \frac{A_{21}}{A_{11}} = jY_2 \frac{2(K \tan \theta_1 + \tan \theta_2)(K - \tan \theta_1 \tan \theta_2)}{K(1 - \tan^2 \theta_1)(1 - \tan^2 \theta_2) - 2(1 + K^2) \tan \theta_1 \tan \theta_2} \quad (2-68)$$

เงื่อนไขการเรโซแนนซ์สามารถกำหนดได้จาก

$$Y_i = 0 \quad (2-69)$$

จากสมการที่ (2-68) และ (2-69) ดังนั้นเงื่อนไขการเรโซแนนซ์หลักมูลกำหนดได้จาก

$$K = \tan \theta_1 \tan \theta_2 \quad (2-70)$$

ความสัมพันธ์ระหว่าง θ_r และ θ_1 สามารถพิสูจน์ได้จากสมการที่ (2-70) คือ

$$\tan \frac{\theta_r}{2} = \frac{1}{1-K} \left(\frac{K}{\tan \theta_1} + \tan \theta_1 \right) \quad (\text{เมื่อ } K \neq 1) \quad (2-71)$$

$$\theta_r = \pi \quad (\text{เมื่อ } K = 1) \quad (2-71)$$

เมื่อ $K = 1$ จะสอดคล้องกับเงื่อนไขของเรโซเนเตอร์ที่มีค่าอิมพีแดนซ์สม่ำเสมอตามสาย ขนาดความยาวของเรโซเนเตอร์ θ_r จะมีค่าต่ำสุดเมื่อ $0 < K < 1$ และมีค่าสูงสุดเมื่อ $K > 1$ เงื่อนไขนี้สามารถกำหนดได้จากการหาอนุพันธ์ของสมการที่ (2-71) โดย θ_1 ได้

$$\frac{1}{1-K} (\tan^2 \theta_1 - K) \sin^2 \theta_1 = 0 \quad (2-72)$$

ดังนั้น

$$\theta_1 = \tan^{-1}(\sqrt{K}) = \theta_2 \quad (2-73)$$

จากสมการข้างบนเป็นเงื่อนไขที่ทำให้ค่า θ_r มีค่าสูงสุดหรือต่ำสุดขึ้นอยู่กับค่า K สำหรับการนำไปใช้งานจะกำหนดให้ค่า $\theta_1 = \theta_2$ เพื่อให้สมการที่ใช้ในการออกแบบสามารถทำให้ง่ายต่อการนำไปคำนวณดังนั้นจึงอธิบายได้ว่าเรโซเนเตอร์แบบอิมพีแดนซ์ชั้นจะกำหนดให้ค่า $\theta_1 = \theta_2 = \theta$ และ จากสมการที่ (2-68) สามารถนำมาเขียนใหม่ได้ [9,10]

$$Y_i = jY_2 \frac{2(1+K)(K - \tan^2 \theta) \tan \theta}{K - 2(1+K+K^2) \tan^2 \theta + K \tan^4 \theta} \quad (2-74)$$

เงื่อนไขการเรโซแนนซ์หลักมูลจะสอดคล้องกับความยาว θ_f ซึ่งเป็นค่าความยาวที่เกิดจากเงื่อนไขการเรโซแนนซ์หลักมูลใช้เป็นค่าเปรียบเทียบกับค่าความยาวที่เกิดจากเงื่อนไขการเรโซแนนซ์อันดับสอง(ฮาร์โมนิกที่สอง) θ_s คือ

$$\tan^2 \theta_f = K$$

หรือ

$$\theta_f = \tan^{-1} \sqrt{K} \quad (2-75)$$

2.8.2 ความถี่เรโซแนนซ์อันดับสอง (ฮาร์โมนิกที่สอง)

ค่าความถี่เรโซแนนซ์อันดับสอง (Spurious resonance frequency) f_{sn} ($n=1,2,3,\dots$) เป็นค่าความถี่ที่มีลักษณะคล้ายกับค่าความถี่เรโซแนนซ์หลักมูล f_f ซึ่งเป็นค่าความถี่ที่เกิดขึ้นค่าแรกเพียงแต่เกิดขึ้นที่ค่าความถี่ที่สูงกว่าและสอดคล้องกับ θ ประกอบด้วย θ_{sn} ($n=1,2,3,\dots$) สามารถหาได้จากสมการที่ (2-74) และ (2-69) ได้ [10]

$$\tan \theta_{s1} = \infty$$

$$\tan^2 \theta_{s2} - K = 0$$

$$\tan \theta_{s3} = 0 \quad (2-76)$$

ดังนั้น

$$\frac{f_{s1}}{f_0} = \frac{\theta_{s1}}{\theta_0} = \frac{\pi}{2 \tan^{-1} \sqrt{K}}$$

$$\frac{f_{s2}}{f_0} = \frac{\theta_{s2}}{\theta_0} = 2 \left(\frac{f_{s1}}{f_0} \right) - 1$$

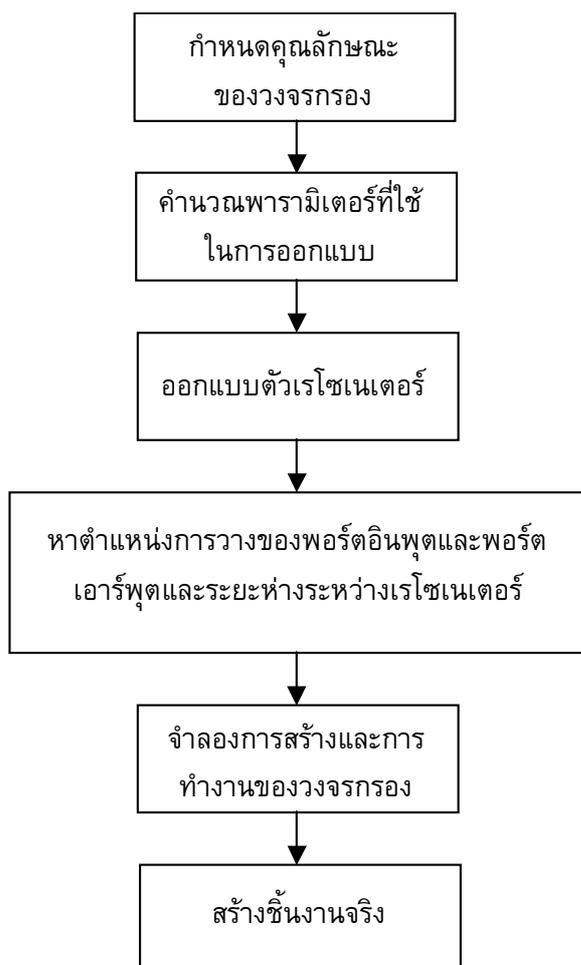
$$\frac{f_{s3}}{f_0} = \frac{\theta_{s3}}{\theta_0} = 2 \left(\frac{f_{s1}}{f_0} \right) \quad (2-77)$$

จากสมการที่ (2-77) แสดงฟังก์ชันของอัตราส่วนอิมพีแดนซ์ K จะสอดคล้อง กับภาพที่ 2-16 ผลการตอบสนองความถี่เรโซแนนซ์อันดับสองสามารถควบคุมได้ด้วยค่าอัตราส่วนอิมพีแดนซ์ K และนี่เป็นลักษณะเฉพาะของเรโซเนเตอร์แบบอิมพีแดนซ์แบบขั้น

บทที่ 3

วงจรรองผ่านแถบแบบสองความถี่โดยใช้เรโซเนเตอร์แฮร์พินที่มีอิมพีแดนซ์แบบชั้นสำหรับระบบสื่อสารไร้สาย

การออกแบบวงจรรองผ่านแถบในงานวิจัยนี้ แบ่งการออกแบบเป็นสองส่วน คือ วงจรรองผ่านแถบแบบสองความถี่โดยใช้เรโซเนเตอร์แฮร์พินที่มีอิมพีแดนซ์แบบชั้นสำหรับระบบสื่อสารไร้สายและส่วนที่สองจะเป็นการออกแบบการลดขนาดวงจรรองผ่านแถบแบบสองความถี่โดยใช้เรโซเนเตอร์แฮร์พินที่มีอิมพีแดนซ์แบบชั้นสำหรับระบบสื่อสารไร้สายโดยทั้งสองส่วนมีขั้นตอนการออกแบบดังนี้



ภาพที่ 3-1 ขั้นตอนการออกแบบวงจรรองความถี่

3.1 ขั้นตอนการออกแบบวงจรกรองผ่านแถบแบบสองความถี่โดยใช้เรโซเนเตอร์แฮร์พินที่มีอิมพีแดนซ์แบบขั้นสำหรับระบบสื่อสารไร้สาย

3.1.1 ขั้นตอนกำหนดพารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่ต้องการออกแบบ

เพื่อกำหนดคุณลักษณะของวงจรกรองผ่านแถบที่ต้องการโดยในการออกแบบนี้จะมีรายละเอียด ดังนี้

ความถี่กลาง	2.4 GHz และ 5.2 GHz
แบนด์วิดท์ที่ 3-dB	84 MHz และ 200 MHz
ค่าการสูญเสียของช่วงความถี่ผ่าน	ไม่เกิน -3 dB
ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ	50 โอห์ม
ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน(S_{11})	-25 dB (อย่างน้อย)
ขนาดของการกระเพื่อม (L_{AR})	ไม่เกิน 0.014 dB
ชนิดของวงจรผ่านแถบ	เซบีเซฟ
อันดับของวงจรผ่านแถบ	4

3.1.2 ขั้นตอนคำนวณหาค่าพารามิเตอร์

จากพารามิเตอร์ข้อ 3.1.1 นำมาหาค่าองค์ประกอบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านต้นแบบโดยพารามิเตอร์ที่สำคัญสำหรับวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านต้นแบบ ที่ใช้ในการออกแบบวงจรกรองความถี่ผ่านแถบ ตามสมการที่ (2-60) ดังนี้

$$\varepsilon = 1 / \sqrt{10^{-0.1L_R} - 1}$$

$$\gamma = \sinh \left[\frac{1}{n} \sinh^{-1} \frac{1}{\varepsilon} \right]$$

$$FBW = BW / f_0$$

$$g_1 = 1 \quad \text{และ} \quad g_1 = \frac{2}{\gamma} \sin(\pi/2n)$$

$$g_1 g_2 = \frac{4 \sin[\pi(2i-1)/2n] \sin[\pi(2i-3)/2n]}{\gamma^2 + \sin^2[\pi(i-1)/n]} \quad \text{เมื่อ } i = m = n/2$$

หาค่าแอดมิตแตนซ์ (J_m)

$$S = \left[\sqrt{1 + \varepsilon^2} + \varepsilon \right]^2$$

$$J_2 = 1 / \sqrt{S}$$

ค่าเริ่มต้น $J_1 = 0$: $J_2 = \frac{J_2}{1 + J_2 J_1}$ และจะได้ $J_1 = \frac{-J_m'}{(\Omega_a g_2)^2 - J_m'}$

จากพารามิเตอร์ในหัวข้อ 3.1.1 จะได้อัตราองค์ประกอบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านต้นแบบที่ได้จากการคำนวณดังตารางที่ 3-1

ตารางที่ 3-1 ค่าองค์ประกอบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านต้นแบบที่ได้จากการคำนวณ

	FBW	g_0	g_1	g_2	j_1	j_2
ค่าจากคำนวณ	3.076%	1	0.7533	1.6552	-0.45413	1.05789

3.1.2.1 ตัวประกอบคุณภาพภายนอก เป็นพารามิเตอร์ในการบอกตำแหน่งระยะห่างของส่วนป้อนอินพุตและเอาต์พุตของเรโซเนเตอร์ สามารถคำนวณได้ตามสมการที่ (2-62 ง)

$$Q_{ei} = Q_{eo} = \frac{g_1}{FBW}$$

จากพารามิเตอร์ในหัวข้อ 3.1.1 จะได้อัตราตัวประกอบคุณภาพภายนอกทั้งอินพุตและเอาต์พุตเท่ากับ 24.48 ($Q_{ei} = Q_{eo} = 24.48$)

3.1.2.2 สัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อเป็นพารามิเตอร์ที่กำหนดระยะห่างระหว่างเรโซเนเตอร์แต่ละตัว สามารถคำนวณได้ตามสมการที่ (2-62) ดังนี้

$$K_{12} = K_{34} = \frac{FBW}{\sqrt{g_1 g_2}}$$

$$K_{23} = \frac{FBW \cdot J_2}{g_2}$$

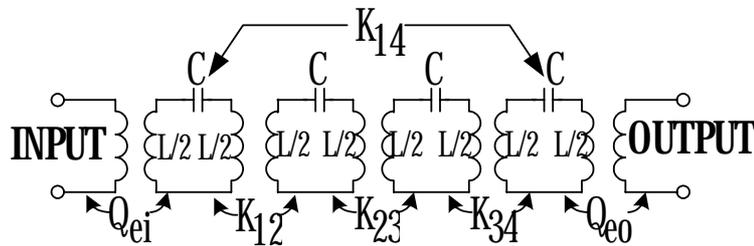
$$K_{14} = \frac{FBW \cdot J_1}{g_1}$$

จากพารามิเตอร์ในหัวข้อ 3.1.1 จะได้ค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อของแต่ละเรโซเนเตอร์ 4 ค่า ที่ได้จากการคำนวณดังตารางที่ 3-2 คือ

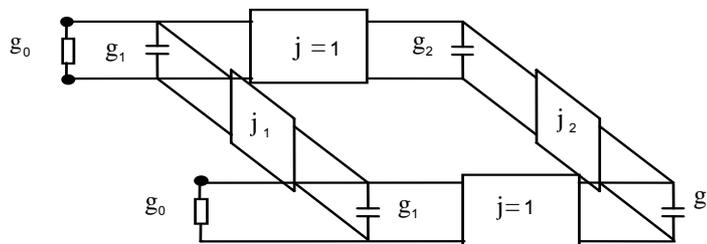
ตารางที่ 3-2 ค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อของแต่ละเรโซเนเตอร์จากการคำนวณ

	$Q_{ei}=Q_{eo}$	$K_{12}=K_{43}$	K_{23}	K_{14}
ค่าจากคำนวณ	21.5225	0.037353	0.03176	-0.02097

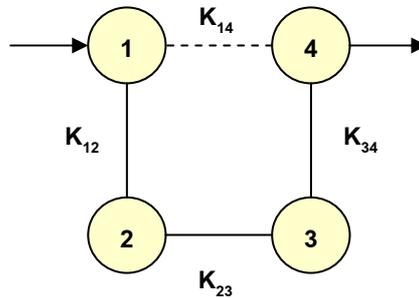
ซึ่งวงจรสมมูลความสัมพันธ์ของวงจรกรองต่ำผ่านต้นแบบโดยใช้วงจรผกผันและโครงสร้างการเชื่อมต่อแสดงดังภาพที่ 3-2 ภาพที่ 3-3 และภาพที่ 3-4 ตามลำดับ



ภาพที่ 3-2 วงจรสมมูลของวงจรกรองผ่านแถบโดยวิธีการเชื่อมต่อแบบไขว้ 4 โพล



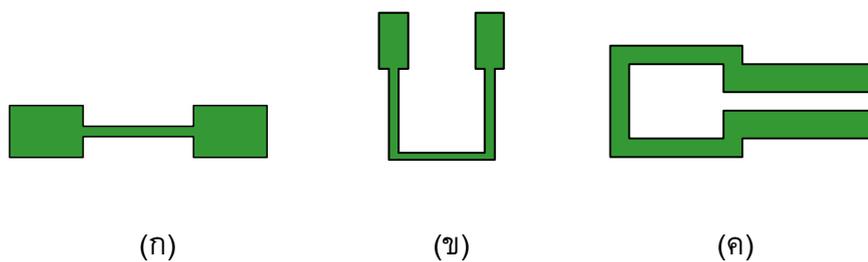
ภาพที่ 3-3 ความสัมพันธ์ของวงจรกรองต่ำผ่านต้นแบบโดยใช้วงจรผกผัน



ภาพที่ 3-4 โครงสร้างการเชื่อมต่อ

3.1.3 ขั้นตอนการออกแบบเรโซเนเตอร์

โดยนำค่าต่าง ๆ ที่คำนวณไว้ข้างต้นนำไปจำลองและสร้างวงจรโดยเรโซเนเตอร์ที่ออกแบบเป็นแบบความยาวครึ่งคลื่น (Half-wave length) นั่นคือ ความยาวของเรโซเนเตอร์เดี่ยวจะมีความยาวเป็นครึ่งเท่าของความยาวคลื่นของความถี่ตอบสนอง หรือ $\lambda_g/2$ โดยมีการพัฒนาให้มีขนาดเล็กลง ขนาดที่เล็กลงนี้นับเป็นความต้องการที่สำคัญของการวิจัยและพัฒนาวงจรในปัจจุบัน โดยมีการพัฒนาเรโซเนเตอร์ จากภาพที่ 3-5 (ก) เป็นเรโซเนเตอร์แบบเส้นตรงที่ความต่างของอิมพีแดนซ์ (ข) เป็นเรโซเนเตอร์แบบรูปเปิดที่ใช้อิมพีแดนซ์แบบขั้น (ค) เป็นเรโซเนเตอร์แฮร์ฟิโนอิมพีแดนซ์แบบขั้น และในงานวิจัยนี้ได้นำเสนอเรโซเนเตอร์แฮร์ฟิโนอิมพีแดนซ์แบบขั้นเพื่อทำการลดขนาดและปรับปรุงผลตอบสนองความถี่จากเรโซเนเตอร์แฮร์ฟิโนอิมพีแดนซ์แบบขั้นแสดงดังภาพที่ 3-5 (ง)



(ก) เป็นเรโซเนเตอร์แบบเส้นตรงที่ความต่างของอิมพีแดนซ์

(ข) เป็นเรโซเนเตอร์แบบรูปเปิดที่ใช้อิมพีแดนซ์แบบขั้น

(ค) เป็นเรโซเนเตอร์แฮร์ฟิโนอิมพีแดนซ์แบบขั้น

ภาพที่ 3-5 .โครงสร้างของเรโซเนเตอร์

ในการออกแบบตัวเรโซเนเตอร์ในงานวิจัยนี้เลือกใช้เรโซเนเตอร์แฮร์พินอิมพีแดนซ์แบบชั้น ซึ่งมีลักษณะเป็นเรโซเนเตอร์แบบปลายเปิดโดยเลือกใช้แผ่นวงจรไมโครเวฟมีรายละเอียดดังนี้

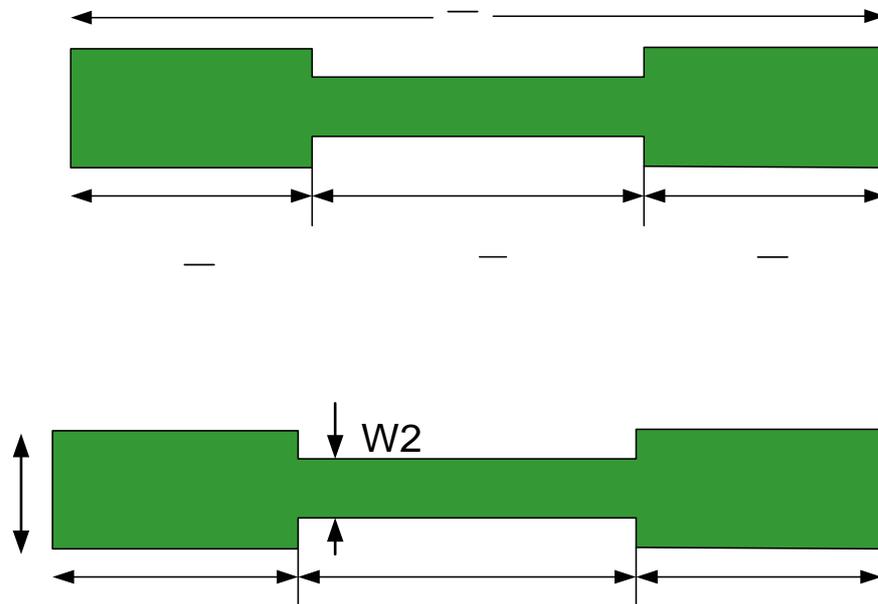
แผ่นวงจรไมโครเวฟรุ่น	GML1000
ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์	3.2
ความหนาของแผ่นรอง	0.762 มิลลิเมตร
ค่าแทนเจนต์การสูญเสีย	0.004

ดังนั้นในการออกแบบเรโซเนเตอร์แบบปลายเปิดสำหรับวงจรกรองความถี่ความยาวของเรโซเนเตอร์จะมีค่าเท่ากับครึ่งความยาวคลื่นหรือ $\lambda_g/2$ แต่อย่างไรก็ตามเรโซเนเตอร์แฮร์พินแบบพับและแบบที่นำเสนอนี้จะมีความยาวน้อยกว่าครึ่งความยาวคลื่นเล็กน้อยทั้งนี้เนื่องจากค่าตัวเก็บประจุที่เกิดจากการเชื่อมต่อระหว่างแขนที่พับเข้ามาทำให้ความยาวลดลง ซึ่งการหาความยาวที่ตอบสนองตรงกับความถี่ที่ออกแบบไว้ งานวิจัยนี้ได้ใช้โปรแกรม IE3D ในการจำลองหาผลตอบสนองทางด้านความถี่ โดยเริ่มต้นจากการนำเรโซเนเตอร์หนึ่งตัวที่มีความต่างของเสตีอิมพีแดนซ์ ที่มีความยาวครึ่งความยาวคลื่นมากระตุ้นหาผลตอบสนองทางด้านความถี่ซึ่งความถี่ที่ต้องการหาคือความถี่กลางมีค่า 2.4 GHz จากผลการจำลองด้วยโปรแกรมจำลองจะได้ขนาดของเรโซเนเตอร์ที่ใช้ในการออกแบบและสร้างแสดงดังภาพที่ 3-6 โดยค่าความต่างของค่าอิมพีแดนซ์ของเรโซเนเตอร์มีค่าเท่ากับ 60 โอห์ม ที่ความยาว $\lambda/8$ และ 85 โอห์ม ที่ความยาว $\lambda/4$ ซึ่งความต่างของอิมพีแดนซ์ทั้งนี้จะมีผลทำให้ความถี่เรโซแนนซ์อันดับสอง (Harmonic resonance frequency, $2fo$) เลื่อนตำแหน่งโดยคำนวณได้จาก สมการที่ 2.77 ดังนี้

$$fs_1 = \frac{\pi}{2 \tan^{-1} \sqrt{K}} \cdot f_o \quad (3-1)$$

$$K = \frac{Z_2}{Z_1}$$

ซึ่งจากการคำนวณจากสมการที่ 3-1 แล้วนั้น ค่าความถี่เรโซแนนซ์อันดับสอง $2fo$ ที่ 5.2 GHz และขนาด $L_1=8.11$ มิลลิเมตร $L_2=19.7$ มิลลิเมตร $W_1=1.275$ มิลลิเมตร $W_2=0.74$ มิลลิเมตร

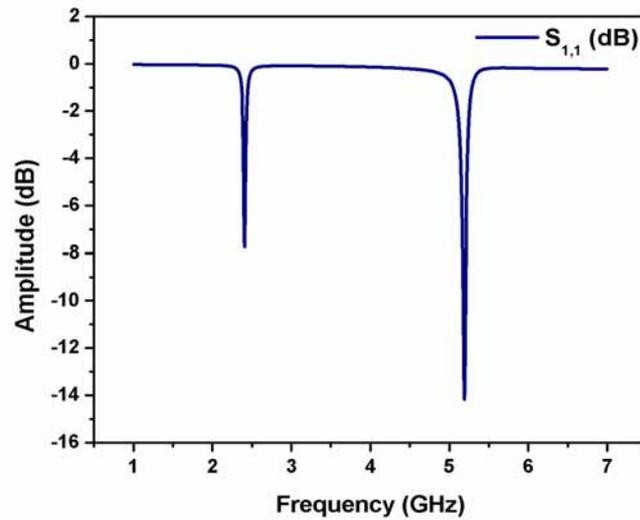


ภาพที่ 3-6 ขนาดของเรโซเนเตอร์ที่ใช้ในการออกแบบ

และภาพที่ 3-7 แสดงการจัดรูปแบบการวางพอร์ตเพื่อใช้ในการกระตุ้นหาผลตอบสนองทางด้านความถี่ของเรโซเนเตอร์ ส่วนภาพที่ 3-8 แสดงผลตอบสนองจากผลการจำลองด้วยโปรแกรม IE3D

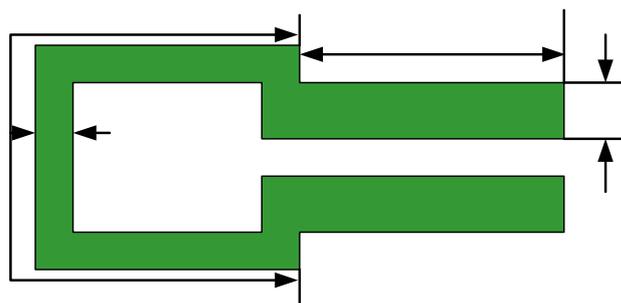


ภาพที่ 3-7 การจัดวางรูปแบบการวางพอร์ตเพื่อกระตุ้นหาผลตอบสนองทางด้านความถี่ของเรโซเนเตอร์



ภาพที่ 3-8 ผลตอบสนองจากการกระตุ้นเรโซเนเตอร์จากการจำลองด้วยโปรแกรม IE3D

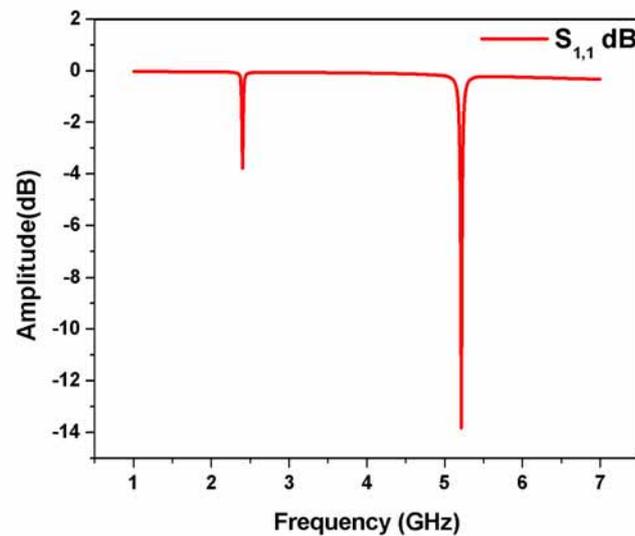
เมื่อได้ผลตอบสนองความถี่จากเรโซเนเตอร์ที่มีค่าความต่างของอิมพีแดนซ์จะเห็นได้ว่าจากรูปที่ 3-8 ค่าความถี่กลางจะได้ตามทีออกแบบไว้คือ 2.4 GHz และความถี่ฮาร์โมนิคส์จะเลื่อนไปเกิดที่ความถี่ 5.2 GHz จากเดิมจะต้องมีค่าเป็น $2f_0$ ซึ่งคือค่าความถี่ 4.8 GHz หลังจากที่ได้ค่าผลตอบสนองความถี่จากเรโซเนเตอร์ที่มีค่าความต่างของอิมพีแดนซ์จะนำมาทำการปรับให้เป็นเรโซเนเตอร์แฮร์ฟิโนอิมพีแดนซ์แบบขั้นตามภาพที่ 3-9



ภาพที่ 3-9 ขนาดของเรโซเนเตอร์แฮร์ฟิโนอิมพีแดนซ์แบบขั้นที่ใช้ในการออกแบบ

ขนาดของเรโซเนเตอร์แฮร์ฟิโนอิมพีแดนซ์แบบขั้นจะมีขนาดใกล้เคียงกับเรโซเนเตอร์ที่มีค่าความต่างของอิมพีแดนซ์โดยมีความยาวรวมของเรโซเนเตอร์ทั้งหมดประมาณ $\lambda/2$ โดยค่า $W_1 = 1.27$ มิลลิเมตร $W_2 = 0.8$ มิลลิเมตร $L_1 = 19$ มิลลิเมตร $L_2 = 8.05$ มิลลิเมตร จากนั้นจึง

หา ผลตอบสนองจากการกระตุ้นเรโซเนเตอร์แฮร์ฟิมพีแดนซ์แบบชั้นจากการจำลองด้วยโปรแกรม IE3D ตามภาพที่ 3-10

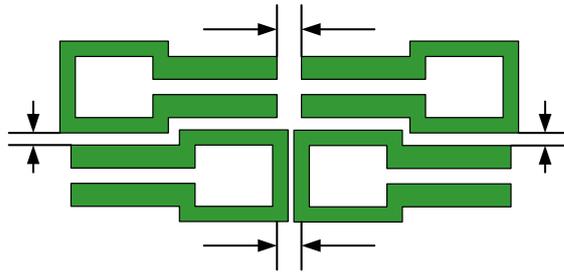


ภาพที่ 3-10 ผลตอบสนองจากการกระตุ้นเรโซเนเตอร์จากการจำลองด้วยโปรแกรม IE3D

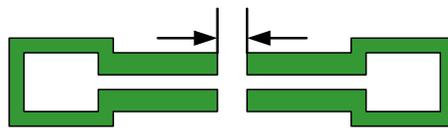
จากภาพที่ 3-10 จะเห็นได้ว่าค่าความถี่กลางจะอยู่ที่ 2.4 GHz และค่าความถี่ฮาร์โมนิกที่สองจะอยู่ที่ 5.2 GHz ซึ่งการนำเรโซเนเตอร์ที่มีค่าความต่างของอิมพีแดนซ์มาทำการพับให้เป็นกระตุ้นเรโซเนเตอร์แฮร์ฟิมพีแดนซ์แบบชั้นเพื่อให้มีขนาดที่เล็กลงแต่ผลตอบสนองที่ได้มีค่าเท่ากัน

3.1.4 ขั้นตอนหาค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อโดยใช้โปรแกรม IE3D

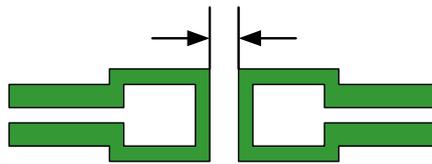
หลังจากที่ได้เรโซเนเตอร์ที่ตอบสนองตามความถี่ที่ออกแบบไว้ ขั้นตอนต่อมาคือนำเรโซเนเตอร์ที่ได้มาทำการจัดรูปแบบการวางตัวของเรโซเนเตอร์ ในงานวิจัยนี้ได้เลือกจัดรูปแบบการวางแบบไขว้ ซึ่งข้อดีของการใช้โมเดลของการต่อแบบไขว้นี้มี 2 ประการด้วยกัน ประการแรกลักษณะของการต่อแบบไขว้นี้จะทำให้วงจร ที่พัฒนามีขนาดที่เล็กกว่าการต่อในลักษณะลำดับ (Cascade) กันไป และข้อดีประการที่สอง คือ การต่อในลักษณะไขว้จะไม่ให้เกิดคู่ของการส่งผ่าน (Transmission Zeros) ที่ทำให้ผลตอบสนองทางความถี่ของการกรองความถี่ผ่านแถบให้มีความชันใกล้เคียงกับในทางทฤษฎี ดังแสดงในภาพที่ 3-11 จากภาพสิ่งที่จะต้องการหาคือระยะห่างระหว่างเรโซเนเตอร์แต่ละตัว คือ d_{14} , d_{23} , d_{12} และ d_{34} ซึ่งระยะห่างที่ต้องการจะมีความสัมพันธ์กับค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อระหว่างเรโซเนเตอร์แต่ละคู่ คือ K_{14} จะมีความสัมพันธ์กับ d_{14} หรือ K_{23} จะมีความสัมพันธ์กับ d_{23}



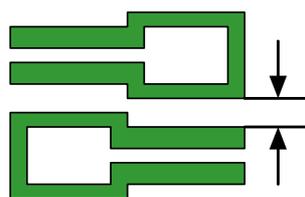
ภาพที่ 3-11 การจัดวางเรโซเนเตอร์แบบไขว้บนแผ่นวงจรไมโครเวฟ



(ก)



(ข)



(ค)

(ก) การเชื่อมทางไฟฟ้า (Electric coupling)

(ข) การเชื่อมต่อสนามแม่เหล็ก (Magnetic coupling)

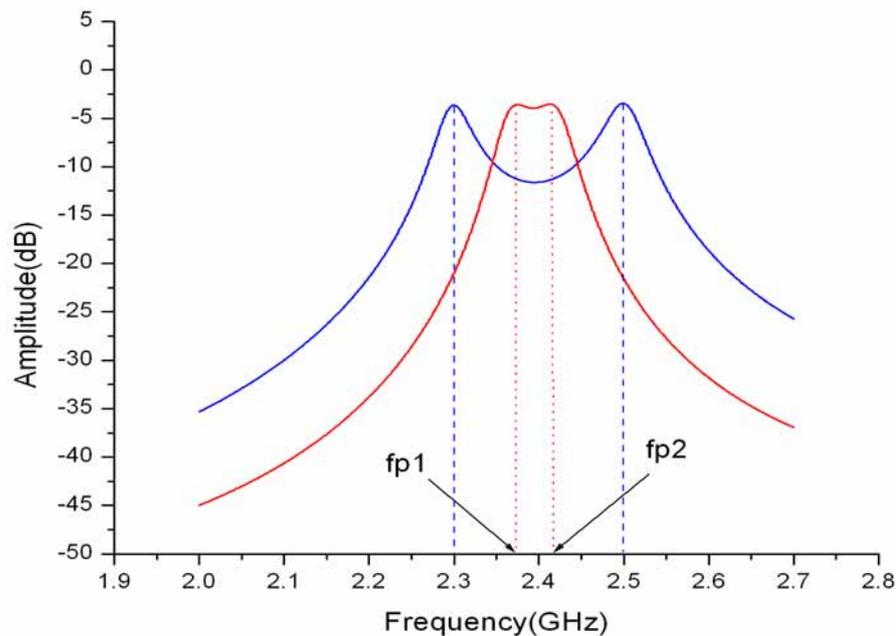
(ค) การเชื่อมต่อแบบผสม (Mix coupling)

ภาพที่ 3-12 การจัดวางเรโซเนเตอร์เพื่อกระตุ้นค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อ

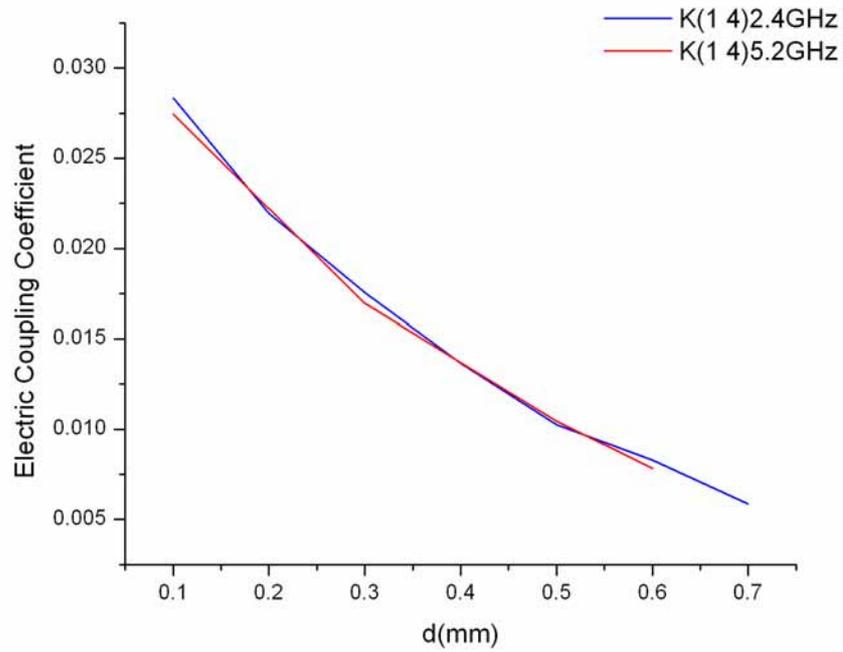
จากภาพที่ 3-12 เมื่อเปลี่ยนระยะห่าง d ไปก็จะได้ค่า f_{p1} และ f_{p2} เปลี่ยนไปซึ่งจากค่า f_{p1} และ f_{p2} สามารถนำมาคำนวณหาค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อระหว่างเรโซเนเตอร์แต่ละตัวสามารถหาได้จากสมการที่ (3-2)

$$K_{ij} = \pm \frac{f_{p2}^2 - f_{p1}^2}{f_{p2}^2 + f_{p1}^2} \quad (3-2)$$

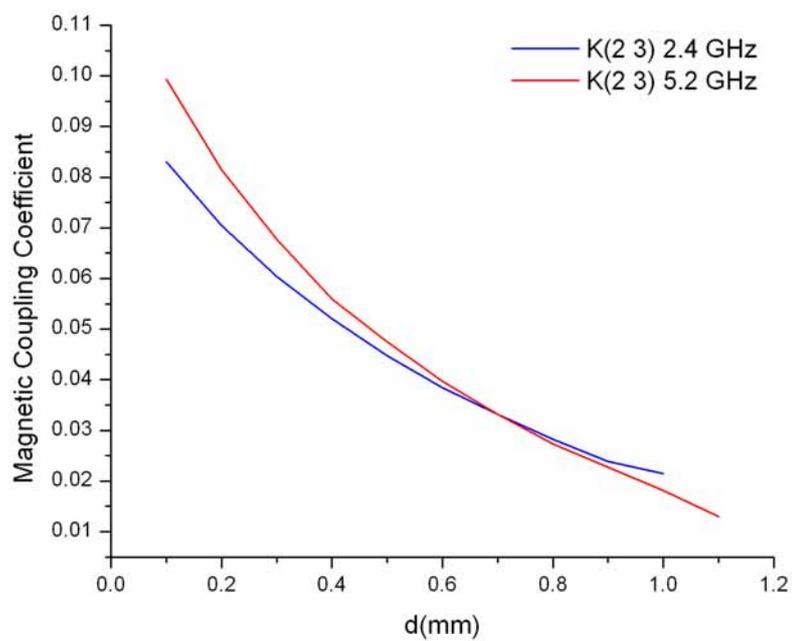
เมื่อ f_{p1} และ f_{p2} ความถี่ที่เกิดเรโซแนนซ์ต่ำและสูง ของการเกิดจากการเชื่อมต่อระหว่างเรโซเนเตอร์ตามลำดับ ค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อระหว่างเรโซเนเตอร์จะมีทั้งหมดอยู่ 3 ค่า คือ ระหว่างเรโซเนเตอร์ 1 กับ 2, เรโซเนเตอร์ 2 กับ 3 เท่ากับเรโซเนเตอร์ 3 กับ 4 ซึ่งขึ้นกับค่าขนาดของช่อง (dx,dy) และสุดท้ายคือระหว่างเรโซเนเตอร์ 1 กับ 4 โดยค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อระหว่างเรโซเนเตอร์ 1 กับ 3 และ 2 กับ 4 มีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับตัวอื่นจึงไม่นำมาคิด ซึ่งค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อระหว่างเรโซเนเตอร์จะจำลองจากโปรแกรม IE3D โดยผลตอบสนองทางด้านความถี่ระหว่างเรโซเนเตอร์แสดงดังภาพที่ 3-13 จากค่าที่อ่านได้นำจากโปรแกรม IE3D มาแทนสมการที่ (3-2) ซึ่งค่าที่อ่านได้แต่ละครั้งและแต่ละคู่ของเรโซเนเตอร์นำมาพล็อต กราฟดังแสดงในภาพที่ 3-14 ถึง 3-16 จากกราฟจะพบว่าเมื่อระยะห่างระหว่างเรโซเนเตอร์เพิ่มขึ้นค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อจะมีค่าลดลงตามลำดับ



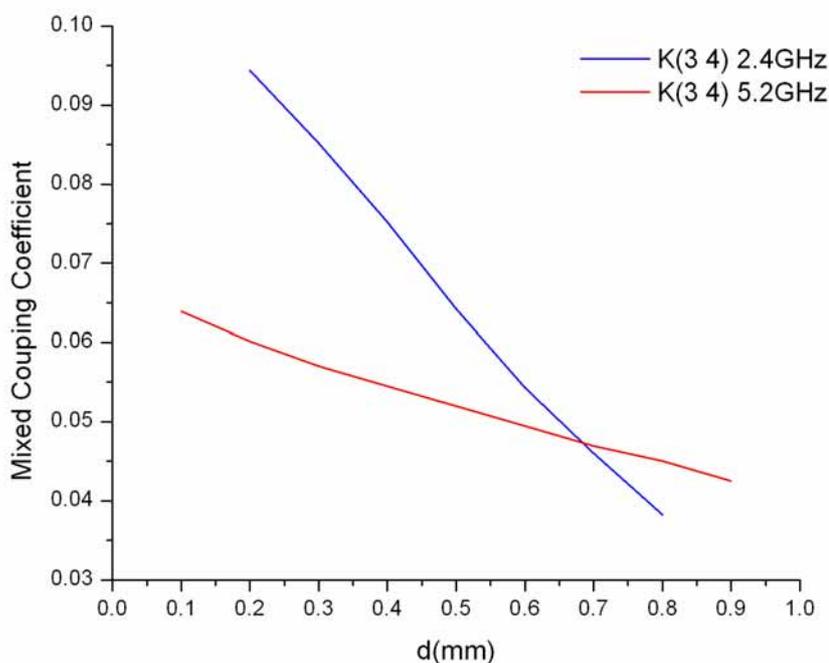
ภาพที่ 3-13 ผลตอบสนองทางด้านความถี่จากการจำลองหาค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อ



ภาพที่ 3-14 ค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อสนามไฟฟ้าผสมเทียบกับระยะห่างระหว่างเรโซเนเตอร์



ภาพที่ 3-15 ค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อสนามแม่เหล็กเทียบกับระยะห่างระหว่างเรโซเนเตอร์



ภาพที่ 3-16 ค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อสนามไฟฟ้าผสมเทียบกับระยะห่างระหว่างเรโซเนเตอร์

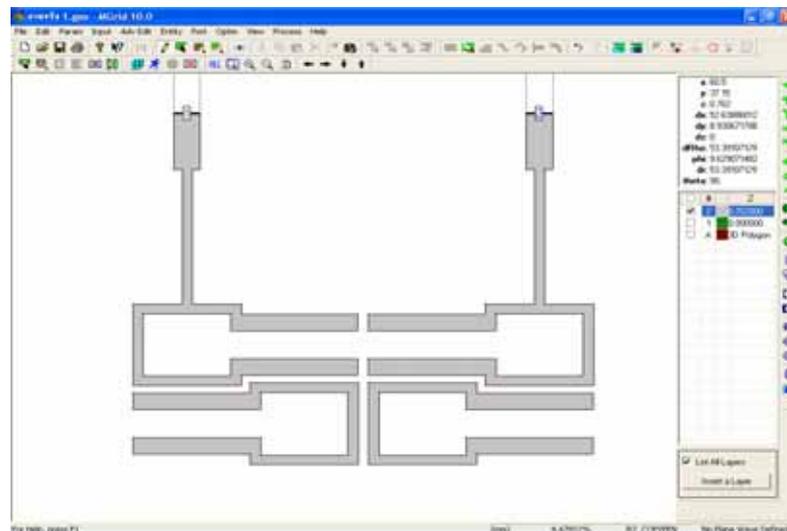
จากการหาค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อโดยโปรแกรม IE3D จากระยะของแต่ละคู่ของเรโซเนเตอร์นำมาพล็อตกราฟจะได้ระยะที่เหมาะสมดังตารางที่ 3-3

ตารางที่ 3-3 ค่าระยะห่างระหว่างเรโซเนเตอร์ของวงจรที่ใช้เรโซเนเตอร์แฮร์พิน

	d_{14}	d_{23}	d_{12}	D_{34}
ระยะที่เหมาะสม (มม.)	0.755	0.673	0.596	0.596

3.1.5 จำลองการสร้างและการทำงานของวงจรกรองผ่านแถบโดยโปรแกรม IE3D

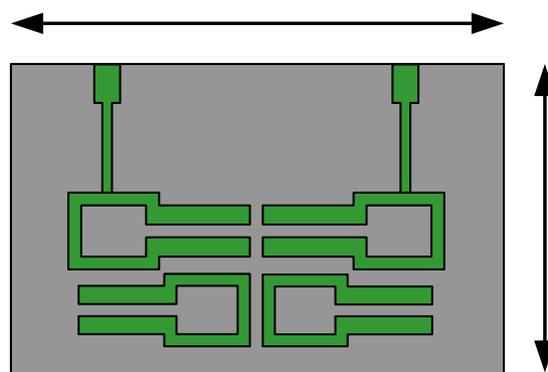
เมื่อได้ตำแหน่งการวางของพอร์ตอินพุตและเอาต์พุตและระยะห่างระหว่างเรโซเนเตอร์แต่ละตัวดังแสดงที่ตาราง 3-1 หลังจากนั้นก็ทำการจำลองการสร้างและการทำงานของวงจรกรองผ่านแถบตามค่าที่ได้ออกแบบไว้โดยใช้โปรแกรม IE3D และทำการปรับค่าตำแหน่งการวางของพอร์ตอินพุตและเอาต์พุต และระยะห่างระหว่างเรโซเนเตอร์แต่ละตัวเพื่อให้ได้คุณลักษณะของวงจรผ่านแถบที่ดีที่สุด ดังภาพที่ 3-17 แสดงการจำลองการทำงานของวงจรกรองผ่านที่ออกแบบโดยใช้โปรแกรม IE3D



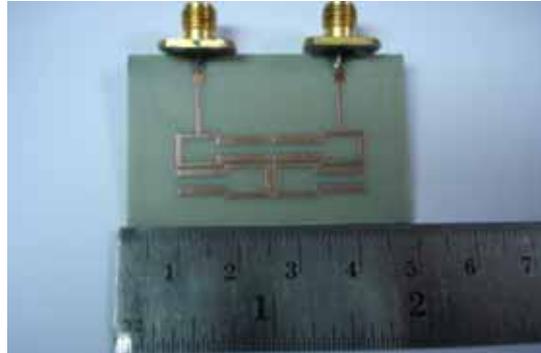
ภาพที่ 3-17 การจำลองการทำงานวงจรองผ่านแถบแบบสองความถี่ที่ใช้เรโซเนเตอร์แฮร์พินที่มีอิมพีแดนซ์แบบชั้นโดยการโปรแกรม IE3D

3.1.6 ขั้นตอนการสร้างชิ้นงานจริง

เมื่อได้ขนาดของเรโซเนเตอร์ของวงจรองความถี่ผ่านแถบแบบไมโครสตริปสองชั้นขนาดเล็กที่ใช้เรโซเนเตอร์แบบแฮร์พินและระยะห่างระหว่างเรโซเนเตอร์แต่ละตัวโดยใช้โปรแกรม IE3D ในการจำลองออกแบบ ซึ่งจะได้รายละเอียดดังภาพที่ 3-18



ภาพที่ 3-18 ขนาดของวงจรองผ่านแถบแบบสองความถี่โดยใช้เรโซเนเตอร์แฮร์พินที่มีอิมพีแดนซ์แบบชั้น



ภาพที่ 3-19 ขนาดจริงของวงจรกรองผ่านแถบแบบสองความถี่โดยใช้เรโซเนเตอร์แฮร์พินที่มีอิมพีแดนซ์แบบชั้น

3.2 ขั้นตอนการออกแบบการลดขนาดวงจรกรองผ่านแถบแบบสองความถี่โดยใช้เรโซเนเตอร์แฮร์พินที่มีอิมพีแดนซ์แบบชั้น

ในการออกแบบการลดขนาดวงจรกรองผ่านแถบแบบสองความถี่โดยใช้เรโซเนเตอร์แฮร์พินที่มีอิมพีแดนซ์แบบชั้น จะเป็นการนำเรโซเนเตอร์ที่มีอิมพีแดนซ์แบบชั้นที่มีความยาวเท่ากับครึ่งความยาวคลื่นมาใช้เพื่อให้เกิดความถี่ฮาร์โมนิกส์ที่สองตรงกับความต้องการและนำค่าของตัวเรโซเนเตอร์ที่มีคาปาซิทีฟโหลดมาใช้ร่วมโดยมีความยาวเท่ากับส่วนสี่ความยาวคลื่นเพื่อการลดขนาดของวงจรและสามารถควบคุมความถี่ฮาร์โมนิกส์ที่สองตรงกับความต้องการ

3.2.1 ขั้นตอนกำหนดพารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่ต้องการออกแบบ

เพื่อกำหนดคุณลักษณะของวงจรกรองผ่านแถบที่ต้องการโดยในการออกแบบนี้จะมีรายละเอียด ดังนี้

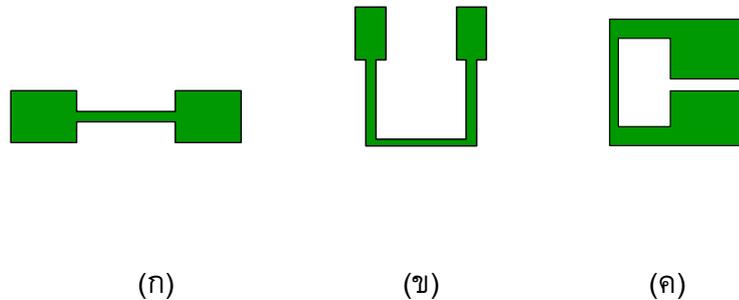
ความถี่กลาง	2.4 GHz และ 5.2 GHz
แบนด์วิดท์ที่ 3-dB	84 MHz และ 200 MHz
ค่าการสูญเสียของช่วงความถี่ผ่าน	ไม่เกิน -3 dB
ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ	50 โอห์ม
ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน(S_{11})	-25 dB (อย่างน้อย)
ขนาดของการกระเพื่อม (L_{AR})	ไม่เกิน 0.014 dB
ชนิดของวงจรผ่านแถบ	เชบีเชฟ
อันดับของวงจรผ่านแถบ	4

3.2.2 ขั้นตอนคำนวณหาค่าพารามิเตอร์

จากพารามิเตอร์ที่ใช้ในการลดขนาดของเรโซเนเตอร์เพื่อนำมาหาค่าองค์ประกอบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านต้นแบบจากการคำนวณจะกำหนดให้แบบรูปเปิดที่ใช้อิมพีแดนซ์แบบชั้นมีค่าอิมพีแดนซ์คือ 58 โอห์ม และ 70 โอห์มโดยคำนวณจากสมการที่ 2.77 และ เรโซเนเตอร์แฮร์พินที่มีโหลดคาปาซิทีฟ สามารถหาค่าโหลดคาปาซิทีฟได้จากสมการ 3-3 จะทำให้ได้ค่าของ $Z_{oe} = 61.74$ โอห์ม ค่า $Z_{oo} = 55$ โอห์ม $Z_o = 58$ โอห์ม $Z_i = 100$ โอห์ม และ $\theta_i = 20.95$ โอห์ม แสดงให้เห็นในภาพที่ 3-21

3.2.3 ขั้นตอนการออกแบบเรโซเนเตอร์

จากคุณสมบัติดังที่กล่าวไว้ข้างต้นของเรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบชั้น จึงนำมาใช้ในการออกแบบวงจรกรองความถี่แบบสองความถี่ โดยมีความยาวเป็นครึ่งเท่าของความยาวคลื่นของความถี่ตอบสนอง หรือ $\lambda_g/2$ โดยมีการพัฒนาเรโซเนเตอร์ จากภาพที่ 3-20 (ก) เป็นเรโซเนเตอร์แบบเส้นตรงที่ความต่างของอิมพีแดนซ์ (ข) เป็นเรโซเนเตอร์แบบรูปเปิดที่ใช้อิมพีแดนซ์แบบชั้น (ค) เป็นเรโซเนเตอร์แฮร์พินที่มีโหลดคาปาซิทีฟที่มีความยาวทั้งหมดประมาณ $\lambda_g/4$ ในงานวิจัยนี้ได้นำเสนอเรโซเนเตอร์แฮร์พินที่มีโหลดคาปาซิทีฟและเรโซเนเตอร์แบบรูปเปิดที่ใช้อิมพีแดนซ์แบบชั้นเพื่อทำการลดขนาดและปรับปรุงผลตอบสนองความถี่เช่นกัน ซึ่งแสดงดังภาพที่ 3-20



- (ก) เป็นเรโซเนเตอร์แบบเส้นตรงที่ความต่างของอิมพีแดนซ์
- (ข) เป็นเรโซเนเตอร์แบบรูปเปิดที่ใช้อิมพีแดนซ์แบบชั้น
- (ค) เป็นเรโซเนเตอร์แฮร์พินที่มีโหลดคาปาซิทีฟ

ภาพที่ 3-20 โครงสร้างของเรโซเนเตอร์

ในการออกแบบตัวเรโซเนเตอร์ในงานวิจัยนี้เลือกใช้เรโซเนเตอร์แฮร์ฟิมพีแดนซ์แบบชั้นและเป็นเรโซเนเตอร์แฮร์ฟิมที่มีโหลดคาปาซิทีฟ ซึ่งมีลักษณะเป็นเรโซเนเตอร์แบบปลายเปิดโดยเลือกใช้แผ่นวงจรไมโครเวฟมีรายละเอียดดังนี้

แผ่นวงจรไมโครเวฟรุ่น	GML1000
ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์	3.2
ความหนาของแผ่นรอง	0.762 มิลลิเมตร
ค่าแทนเจนต์การสูญเสีย	0.004

ดังนั้นในการออกแบบเรโซเนเตอร์แบบปลายเปิดสำหรับวงจรกรองความถี่โดยทั่วไปแล้ว ความยาวของเรโซเนเตอร์จะมีค่าเท่ากับครึ่งความยาวคลื่น แต่อย่างไรก็เป็นเรโซเนเตอร์แฮร์ฟิมที่มีโหลดคาปาซิทีฟที่นำเสนอเนื่องจากค่าตัวเก็บประจุที่เกิดจากการเชื่อมต่อระหว่างแขนที่พับเข้ามานั้นมีค่าสูงกว่าแบบที่เสนอในแบบแรกนั้น ทำให้ความยาวลดลงเช่นกัน แต่ในโครงสร้างนี้ จะมีความยาวของเรโซเนเตอร์ที่สั้นกว่าเป็นเรโซเนเตอร์แบบปลายเปิดที่ใช้อิมพีแดนซ์แบบชั้น ในแบบแรก

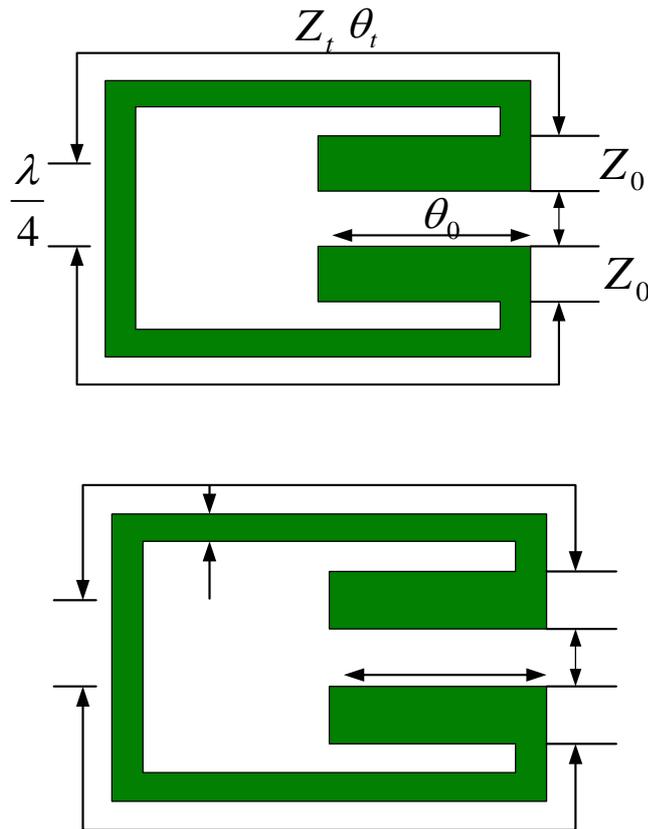
งานวิจัยนี้ได้ใช้โปรแกรม IE3D ในการจำลองหาผลตอบสนองทางด้านความถี่ โดยเริ่มต้นจากการนำเรโซเนเตอร์หนึ่งตัวที่มีความยาวประมาณครึ่งความยาวคลื่นและเรโซเนเตอร์ที่มีโหลดคาปาซิทีฟมากระตุ้นหาผลตอบสนองทางด้านความถี่ซึ่งความถี่ที่ต้องการหาคือความถี่กลาง ซึ่งมีขั้นตอนที่เหมือนกับ โครงสร้างแรกที่นำเสนอ จากผลการจำลองด้วยโปรแกรมจำลองจะได้ขนาดของเรโซเนเตอร์ที่ใช้ในการออกแบบและสร้างแสดงดังภาพที่ 3-21และใช้สมการที่ 3-3 ในการคำนวณขนาดของเรโซเนเตอร์ที่มีโหลดคาปาซิทีฟ

$$\text{Cot} \frac{\theta_t}{2} = \frac{Z_{oe}}{Z_t} \text{Cot} \theta_e \quad (\text{Even mode}) \quad (3-3)$$

$$\text{Tan} \frac{\theta_t}{2} = \frac{Z_{oo}}{Z_t} \text{Cot} \theta_o \quad (\text{Odd mode})$$

$$Z_o = \frac{Z_{oo} + Z_{oe}}{2}$$

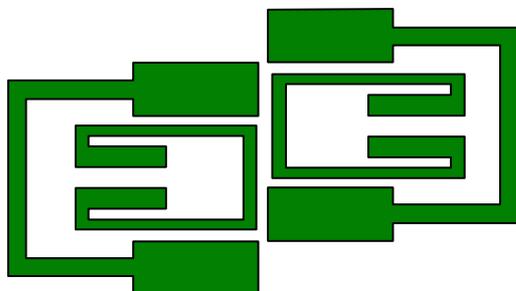
ซึ่งจากการคำนวณจากสมการที่ 3-3 แล้วนั้น ค่าความถี่กลางจะมีค่า 2.4 GHz และความถี่เรโซแนนซ์อันดับสอง $2fo$ ที่ 5.2 GHz และขนาด $L_1=23.3$ มิลลิเมตร $L_2=6.6$ มิลลิเมตร $W_1=0.5$ มิลลิเมตร $W_2=1.425$ มิลลิเมตร ดังแสดงภาพที่ 3-21



ภาพที่ 3-21 ขนาดของเรโซเนเตอร์ที่มีโหนดคาปาซิทีฟใช้ในการออกแบบ

เมื่อได้เรโซเนเตอร์ที่ได้จากการออกแบบแล้ว ทำการกระตุ้นผลตอบสนองทางด้านความถี่โดยใช้โปรแกรม IE3D ซึ่งขั้นตอนนี้ทำเช่นเดียวกับการออกแบบวงจรรองความถี่ในแบบแรก และหาค่าคุณภาพภายนอก ตามขั้นตอนที่ 3.1.4.1 ก็เช่นเดียวกันจากนั้นจึงนำเรโซเนเตอร์ที่ใช้โหนดคาปาซิทีฟมาทำการเชื่อมต่อแบบไขว่ร่วมกับเรโซเนเตอร์แบบลูปเปิดที่มีอิมพีแดนซ์แบบชั้นโดยที่เรโซเนเตอร์แบบลูปเปิดที่มีอิมพีแดนซ์แบบชั้นตามที่ได้ออกแบบจะมีความยาวเท่ากับครึ่งความยาวคลื่นและมีผลตอบสนองความถี่กลางอยู่ที่ 2.4 GHz และความถี่ฮาร์โมนิกส์ที่สองจะมีความถี่ 5.2 GHz โดยผลตอบสนองของเรโซเนเตอร์ทั้งสองแบบนี้จะมีผลตอบสนอง

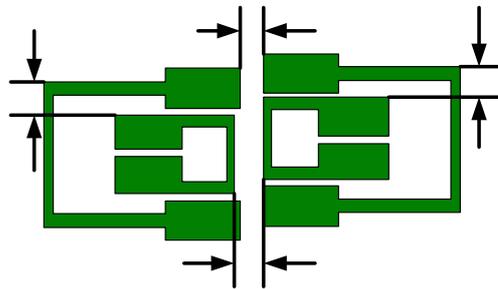
ความถี่ที่เท่ากันในการเชื่อมต่อแบบไขว้ของการลดขนาดวงจรกรองผ่านแถบแบบสองความถี่โดยใช้เรโซเนเตอร์แฮร์พินที่มีอิมพีแดนซ์แบบชั้นแสดงในภาพที่ 3-22



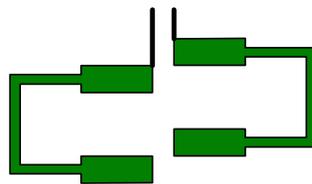
ภาพที่ 3-22 การเชื่อมต่อแบบไขว้ของการลดขนาดวงจรกรองผ่านแถบแบบสองความถี่

3.2.4 ขั้นตอนหาค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อ

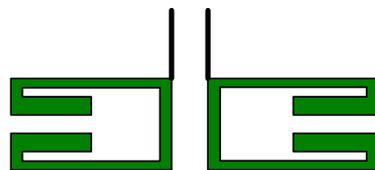
ในขั้นตอนการหาค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อของการออกแบบการลดขนาดวงจรกรองผ่านแถบแบบสองความถี่โดยใช้เรโซเนเตอร์แฮร์พินที่มีอิมพีแดนซ์แบบชั้นโดยใช้โปรแกรม IE3D โดยทำขั้นตอนเดียวกับ ขั้นตอนที่ 3.1.4.2 และสามารถนำมาคำนวณหาค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อระหว่างเรโซเนเตอร์แต่ละตัวสามารถหาได้จากสมการที่ (3-2) เช่นเดียวกับการออกแบบในโครงสร้างแรกเช่นเดียวกัน ซึ่งค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อระหว่างเรโซเนเตอร์จะจำลองจากโปรแกรม IE3D โดยผลตอบสนองทางด้านความถี่ระหว่างเรโซเนเตอร์แบบแฮร์พินอิมพีแดนซ์แบบชั้น ในลักษณะเช่นเดียวกับภาพที่ 3-10 จากค่าที่อ่านได้นำจากโปรแกรม IE3D มาแทนสมการที่ (3-2) ซึ่งค่าที่อ่านได้แต่ละครั้งและแต่ละคู่ของเรโซเนเตอร์นำมาพล็อตกราฟดังแสดงในภาพที่ 3-23 ถึง 3-27



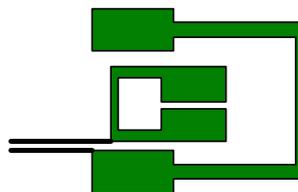
ภาพที่ 3-23 การจัดวางเรโซเนเตอร์แบบไขว้บนแผ่นวงจรไมโครเวฟ



(ก)



(ข)



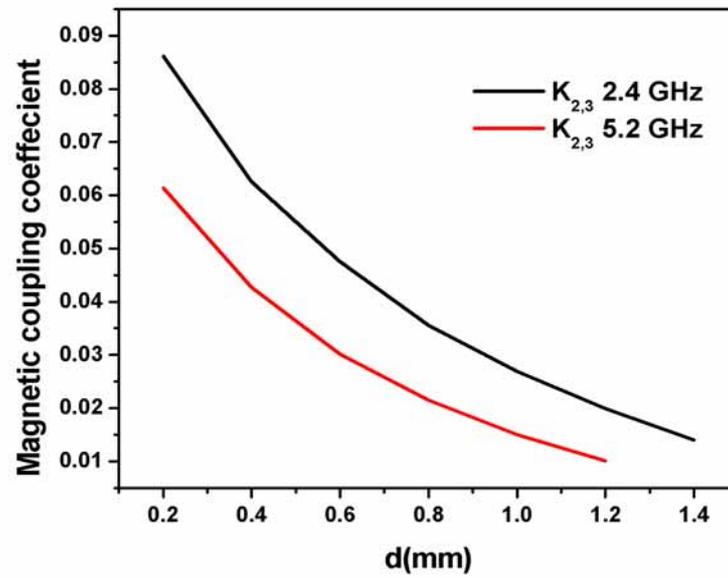
(ค)

(ก) การเชื่อมต่อทางไฟฟ้า (Electric coupling)

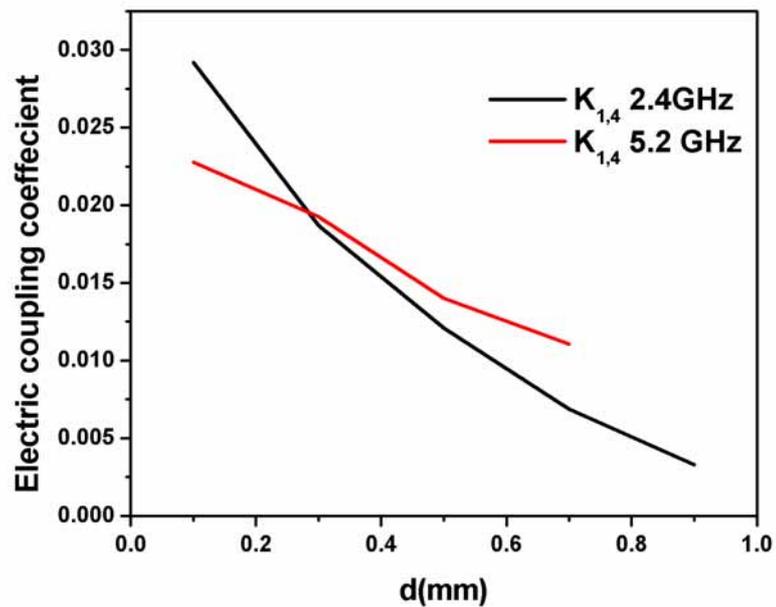
(ข) การเชื่อมต่อสนามแม่เหล็ก (Magnetic coupling)

(ค) การเชื่อมต่อแบบผสม (Mix coupling)

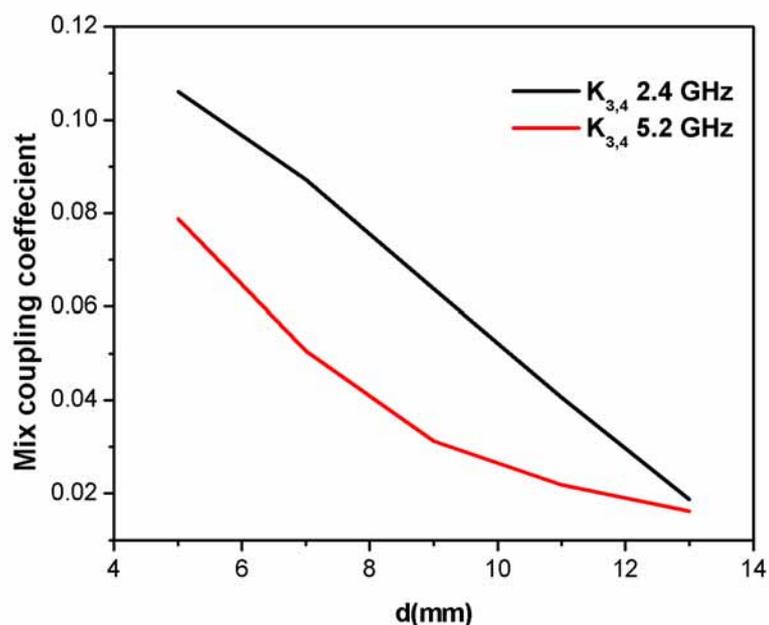
ภาพที่ 3-24 การจัดวางเรโซเนเตอร์เพื่อกระตุนหาค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อ



ภาพที่ 3-25 ค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อสนามแม่เหล็กเทียบกับระยะห่างระหว่างเรโซเนเตอร์



ภาพที่ 3-26 ค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อสนามไฟฟ้าผสมเทียบกับระยะห่างระหว่างเรโซเนเตอร์



ภาพที่ 3-27 ค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อแบบผสมเทียบกับระยะห่างระหว่างเรโซเนเตอร์

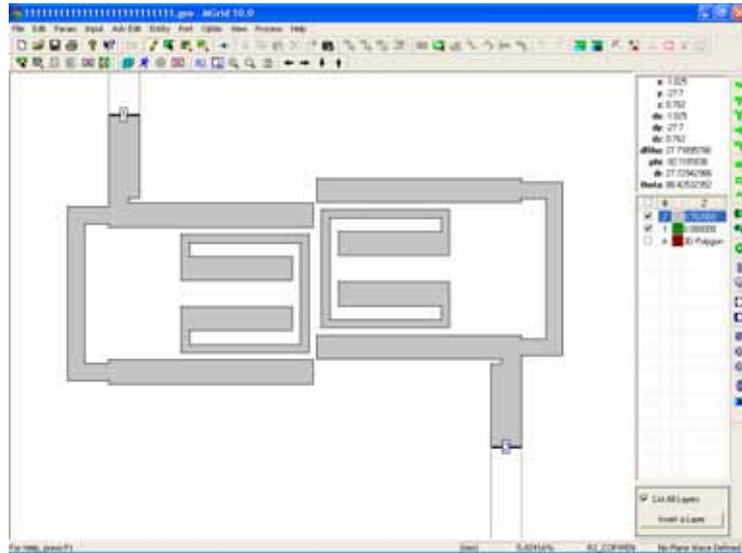
จากการหาค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อโดยโปรแกรม IE3D จากระยะของแต่ละคู่ของเรโซเนเตอร์นำมาพล็อตกราฟจะได้ระยะที่เหมาะสมดังตารางที่ 3-6

ตารางที่ 3-4 ค่าระยะห่างระหว่างเรโซเนเตอร์ของวงจรที่ใช้เรโซเนเตอร์แอร์พิน อิมพีแดนซ์แบบชั้น

	d_{14}	d_{23}	d_{12}	d_{34}
ระยะที่เหมาะสม (มม.)	0.23	0.74	0.435	0.435

3.2.3 จำลองการสร้างและการทำงานของวงจรกรองผ่านแถบโดยโปรแกรม IE3D

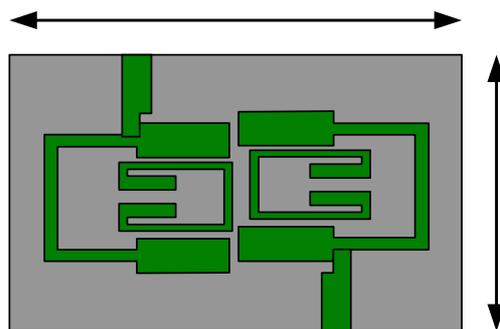
เมื่อได้ตำแหน่งการวางของพอร์ตอินพุตและเอาต์พุตและระยะห่างระหว่างเรโซเนเตอร์แต่ละตัวดังแสดงที่ตาราง 3-4 หลังจากนั้นก็ทำการจำลองการสร้างและการทำงานของวงจรกรองผ่านแถบตามค่าที่ได้ออกแบบไว้โดยใช้โปรแกรม IE3D และทำการปรับค่าตำแหน่งการวางของพอร์ตอินพุตและเอาต์พุต และระยะห่างระหว่างเรโซเนเตอร์แต่ละตัวเพื่อให้ได้คุณลักษณะของวงจรผ่านแถบที่ดีที่สุด ดังภาพที่ 3-28 แสดงการจำลองการทำงานวงจรกรองผ่านที่ออกแบบโดยใช้โปรแกรม IE3D



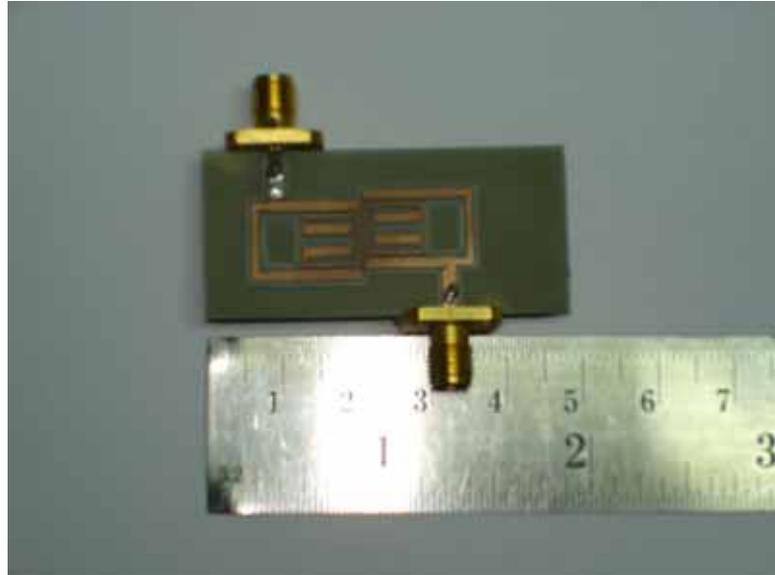
ภาพที่ 3-28 การจำลองการทำงานการลดขนาดของวงจรกรองผ่านแถบแบบสองความถี่โดยใช้เรโซเนเตอร์ที่มีอิมพีแดนซ์แบบชั้นด้วยโปรแกรม IE3D

3.2.4 ขั้นตอนการสร้างชิ้นงานจริง

เมื่อได้ขนาดของการลดขนาดเรโซเนเตอร์ของวงจรกรองความถี่ผ่านแถบแบบไมโครสตริปที่ใช้เรโซเนเตอร์แบบแฮร์ฟิโนอิมพีแดนซ์แบบชั้นและระยะห่างระหว่างเรโซเนเตอร์ แต่ละตัวโดยใช้โปรแกรม IE3D ในการจำลองออกแบบ ซึ่งจะได้รายละเอียดดังภาพที่ 3-29



ภาพที่ 3-29 ขนาดการลดขนาดของวงจรกรองผ่านแถบแบบสองความถี่โดยใช้เรโซเนเตอร์ที่มีอิมพีแดนซ์แบบชั้น



ภาพที่ 3-30 ชิ้นงานจิริวงจรรองความถี่ผ่านแถบแบบไมโครสตริปสองชั้นขนาดเล็ก
ที่ใช้เรโซเนเตอร์แบบแฮร์ฟิโนอิมพีแดนซ์แบบชั้น

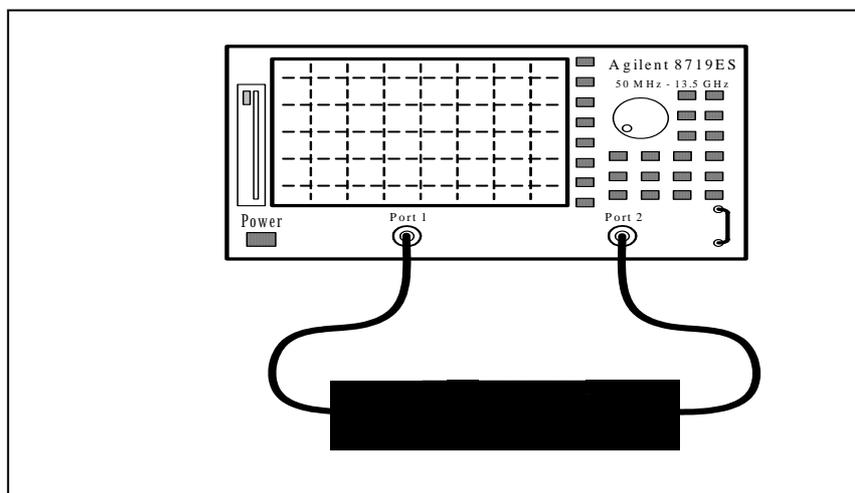
บทที่ 4

การทดลองและผลการทดลอง

จากบทที่ผ่านมาเป็นส่วนหนึ่งของทฤษฎีและการออกแบบวงจรกรองผ่านแถบในบทนี้จะนำผลจากการออกแบบทำการจำลองด้วยโปรแกรม IE3D เปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการวัดทดสอบชิ้นงานจริงที่สร้างขึ้น

การวัดทดสอบแบ่งออกเป็น 2 ส่วน คือ ส่วนแรกวงจรกรองผ่านแถบแบบสองความถี่โดยใช้เรโซเนเตอร์แฮร์พินที่มีอิมพีแดนซ์แบบขั้วสำหรับระบบสื่อสารไร้สายและส่วนที่สองจะเป็นการออกแบบการลดขนาดวงจรกรองผ่านแถบแบบสองความถี่โดยใช้เรโซเนเตอร์แฮร์พินที่มีอิมพีแดนซ์แบบขั้วสำหรับระบบสื่อสารไร้สาย ซึ่งอุปกรณ์ในการวัดทดสอบประกอบไปด้วยเครื่องวัดขยายงานไฟฟ้ารุ่น HP8719ES (Network analyzer)

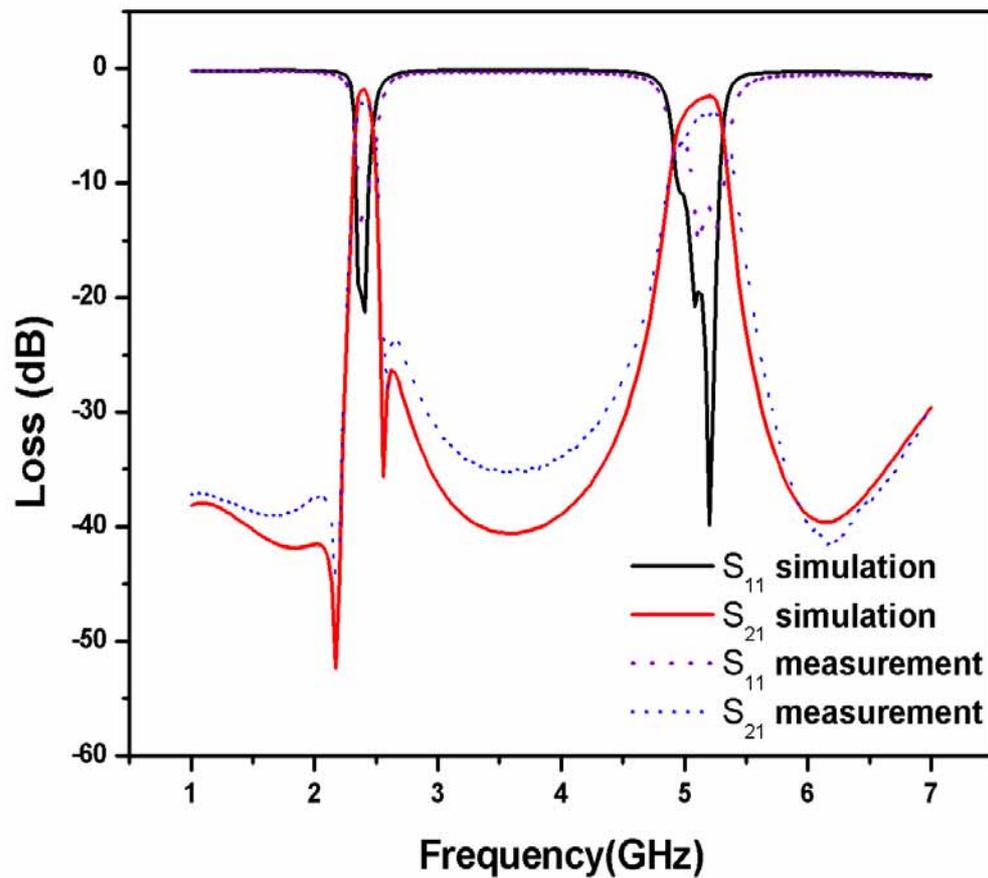
วิธีการวัดทดสอบวงจรกรองผ่านแถบแบบสองความถี่โดยใช้เรโซเนเตอร์แฮร์พินที่มีอิมพีแดนซ์แบบขั้วสำหรับระบบสื่อสารไร้สายและส่วนที่สองจะเป็นการออกแบบการลดขนาดวงจรกรองผ่านแถบแบบสองความถี่โดยใช้เรโซเนเตอร์แฮร์พินที่มีอิมพีแดนซ์แบบขั้วสำหรับระบบสื่อสารไร้สาย มีวิธีการวัดที่เหมือนกัน ซึ่งพารามิเตอร์ที่วัดประกอบด้วย 2 พารามิเตอร์ คือ ค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก S_{21} และ ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ S_{11} โดยวิธีการวัดทดสอบดังแสดงในภาพที่ 4-1 และ 4-4



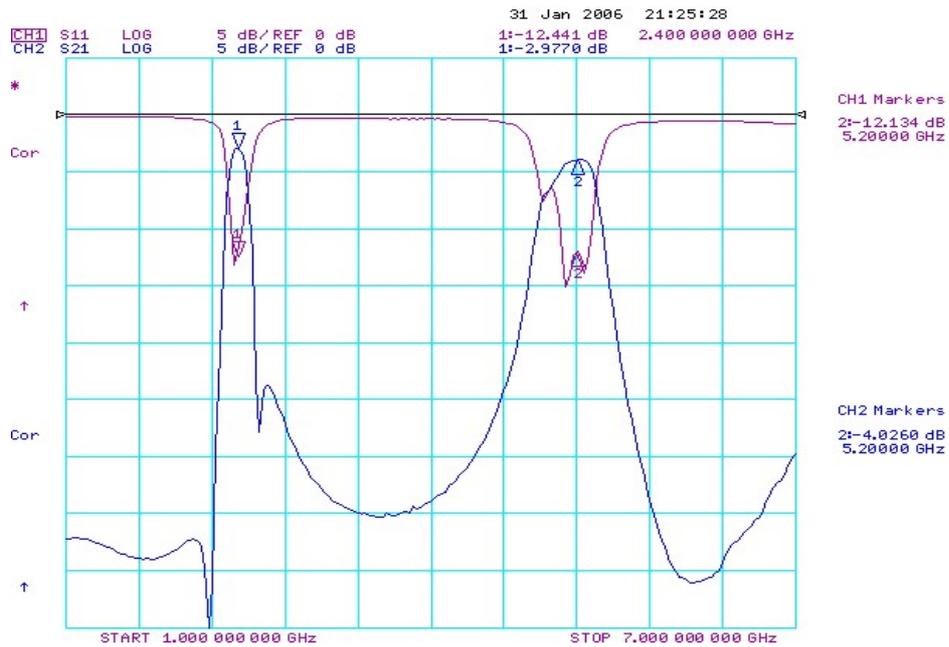
ภาพที่ 4-1 การต่ออุปกรณ์เพื่อใช้ในการวัดทดสอบวงจรกรองผ่านแถบแบบสองความถี่โดยใช้เรโซเนเตอร์แฮร์พินที่มีอิมพีแดนซ์แบบขั้วสำหรับระบบสื่อสารไร้สาย

4.1 การวัดทดสอบวงจรกรองผ่านแถบแบบสองความถี่โดยใช้เรโซเนเตอร์แฮร์พินที่มีอิมพีแดนซ์แบบขั้นสำหรับระบบสื่อสารไร้สาย

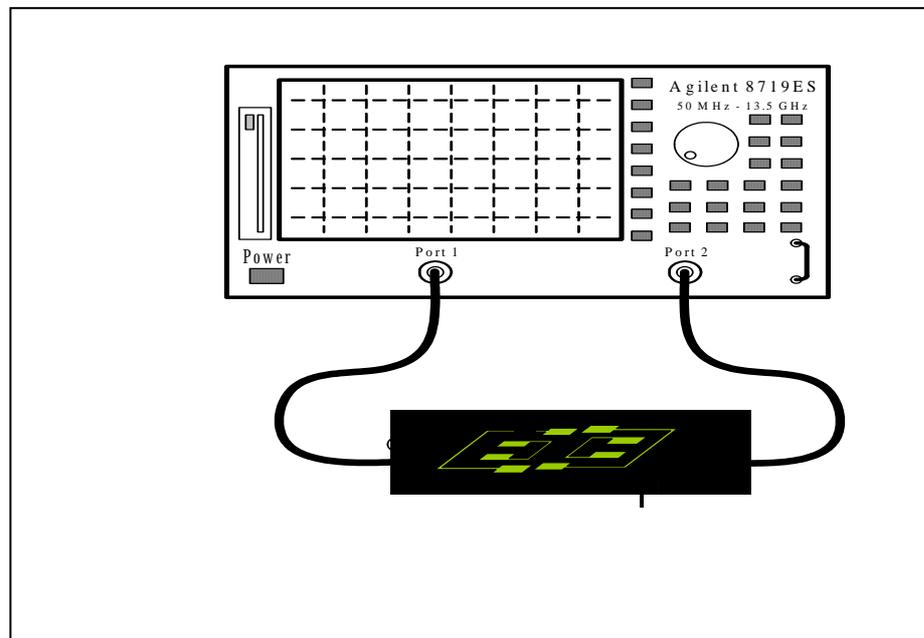
ค่าพารามิเตอร์การกระจายที่ได้อาจการวัดชิ้นงานจริงเปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการจำลองแบบการทำงานด้วยโปรแกรม IE3D ได้ผลการทดลองดังต่อไปนี้



ภาพที่ 4-2 ผลการเปรียบเทียบความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S_{11})และผลการเปรียบเทียบความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (S_{21}) ที่ได้อจากการวัดและการจำลองผลการทำงานด้วยโปรแกรม IE3D



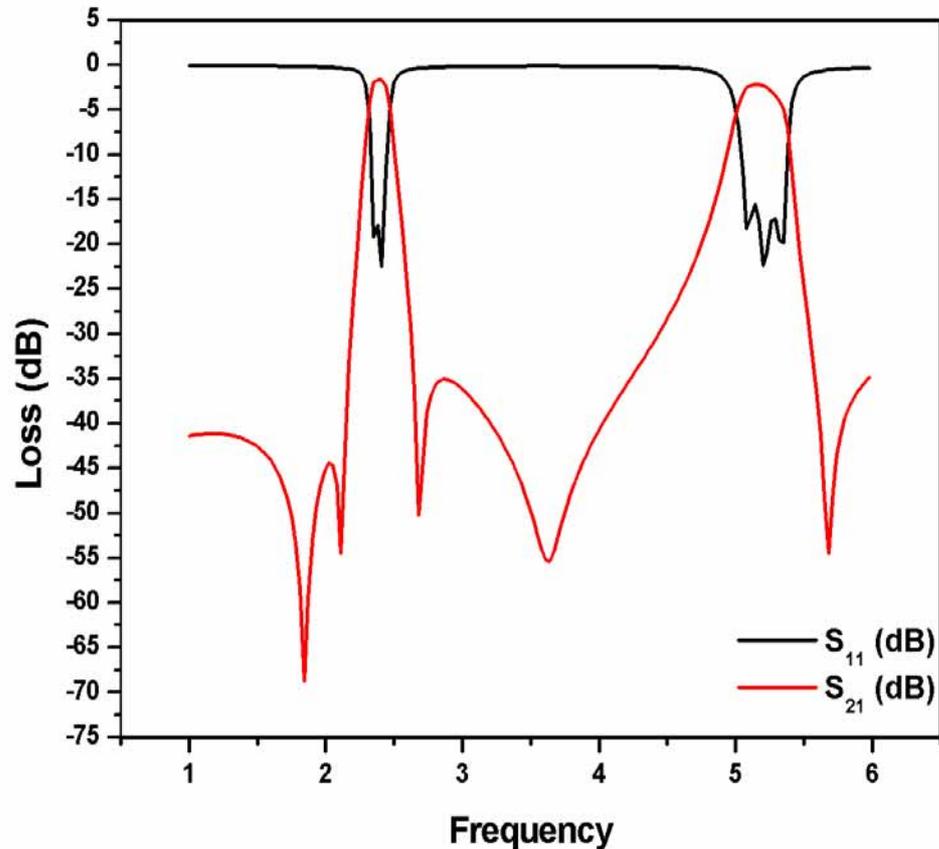
ภาพที่ 4-3 ผลการวัดแสดงผลการวัดความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (S_{21}) และความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S_{11}) ที่ได้จากการวัดชิ้นงานจริง



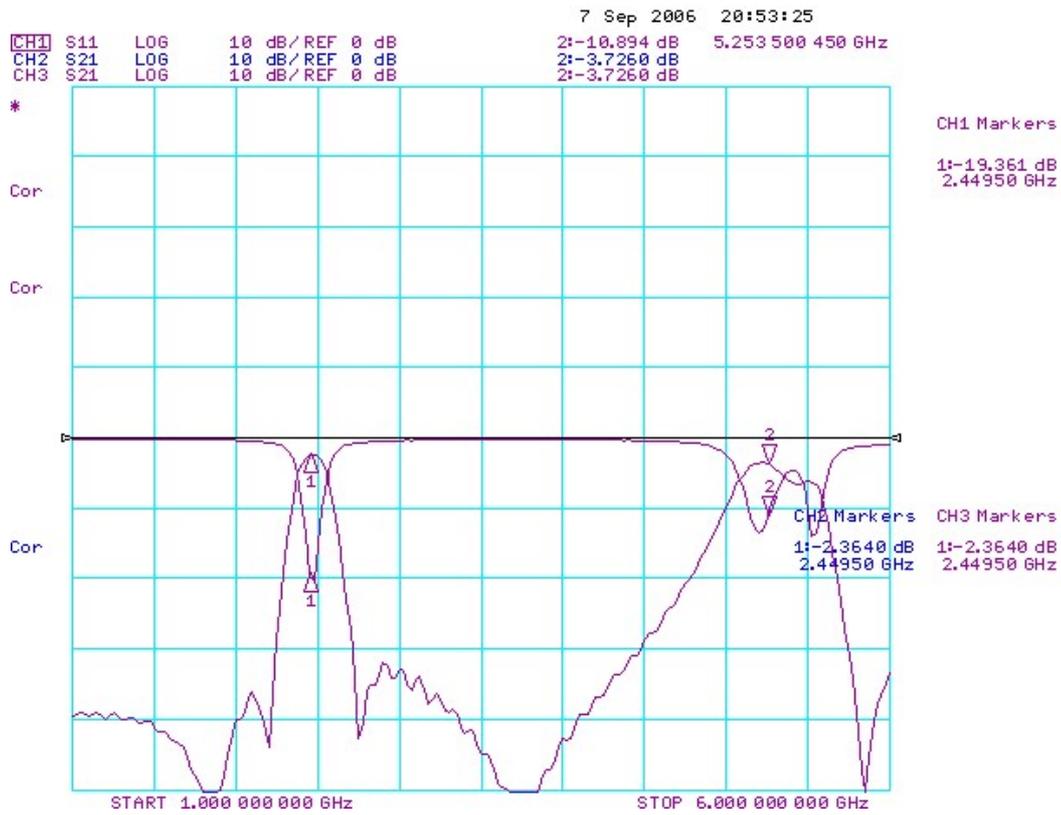
ภาพที่ 4-4 การต่ออุปกรณ์เพื่อใช้ในการวัดทดสอบการลดขนาดวงจรกรองผ่านแถบแบบสองความถี่โดยใช้เรโซเนเตอร์แฮร์พินที่มีอิมพีแดนซ์แบบขั้นสำหรับระบบสื่อสารไร้สาย

4.2 การวัดทดสอบการลดขนาดวงจรรองผ่านแถบแบบสองความถี่โดยใช้เรโซเนเตอร์ แฮร์พินที่มีอิมพีแดนซ์แบบขั้นสำหรับระบบสื่อสารไร้สาย

ค่าพารามิเตอร์การกระจายที่ได้อาจจากการวัดชิ้นงานจริง เปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการจำลองแบบการทำงานด้วยโปรแกรม IE3D ได้ผลการทดลองดังต่อไปนี้



ภาพที่ 4-5 ผลการเปรียบเทียบความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S_{11})และผลการเปรียบเทียบความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (S_{21}) ที่ได้การจำลองผลการทำงานด้วยโปรแกรม IE3D



ภาพที่ 4-6 ผลการวัดแสดงผลการวัดความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (S_{21}) และความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S_{11}) ที่ได้จากการวัดชิ้นงานจริง

เอกสารอ้างอิง

1. J. Hong and M. J. Lancaster. "Cross-coupled microstrip square open-loop resonators for cross-coupled planar microwave filters." *IEEE Trans Microwave Theory Tech.* Vol. 44, pp 2099, 1996.
2. Shang Yuang Lee and Chih ing Tsai. "New Cross-Coupled filter Design Using Improved Hairpin Resonators." *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. 48, Dec. 2000
3. J. S. Hong and M. J. Lancaster. "Aperture-coupled microstrip open-loop resonators and their applications to the design of novel microstrip bandpass filter." *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 47, pp.1848-1855, Sept. 1999.
4. J. S. Hong and M. J. Lancaster. "Back-to-Back Microstrip Open-Loop Resonator Filters with Aperture coupling." *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, pp.1239-1242, 1999.
5. J. S. Hong and M. J. Lancaster. *Microstrip filter for RF/microwave applications*. John Wiley& Son Inc., 2001.
6. IE3D Users' Manual, Release 8. Zeland Software, Inc., Fremont, CA, 2001
7. Guillermo Gonzalez. *Microwave Transistor Amplifiers Analysis and Design*. 2nd edition, New York : Prentice-Hall, 1997.
8. Hun Num. "A design and fabrication of bandpass filter using miniaturized microstrip square SIR." *IEEE Catalogue.*, pp. 395-398, Aug 2001.
9. Makimoto M. and Yamashita S. "Bandpass filters using parallel coupled stripline stepped impedance resonators." *IEEE Tran. on Microwave Theory and Tech.* Vol. MTT-28, No. 12, pp. 1413-1417, Dec 1980.

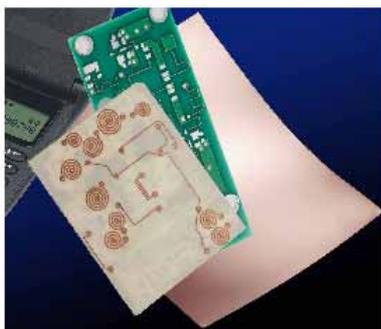
ภาคผนวก ก

พารามิเตอร์วัสดุที่ใช้ในการกักชั้นงาน GML 1000



GML 1000

Typical Properties of 0.030 ± 0.002 Inch
(0.762 mm ± 0.051 mm) Thickness



GIL Technologies GML 1000 copper clad substrate is designed for high frequency microstrip antenna and other wireless applications. GML 1000's dielectric constant (Dk) is low and stable when used over broad temperature and humidity operating ranges. Its low insertion loss makes GML 1000 the most cost effective option when compared to PTFE and other recognized microwave laminates. This substrate is ideal for use in antenna, radio, power amp, LNB, LNA and other wireless designs.

Features and Benefits

- Dk stable -55°C to 125°C
- Stable Dk in humid and dry environments
- No special through-hole treatments
- Fabrication and assembly in standard PWB operations
- Meets UL 94 V-0 Flame Requirements
- Standard FR-4 feeds & speeds for drilling and routing
- Excellent mechanical and electrical properties
- BEST cost performance available

Applications

- LNB's
- LNA's
- Antennas
- PA Filters
- Base Station Antennas

Inasmuch as GIL Technologies has no control over the use to which others may put the material, it does not guarantee that the same results as those described herein will be obtained. Each user of the material should make their own test to determine the suitability for their own particular use. Statements concerning possible or suggested uses of the material described herein are not to be construed as constituting a license under any GIL Technologies patent covering such use or as recommended for use of such material in the infringement of any patent.

Electrical Property	Test Method	U.S. / Metric
Dielectric Constant	IPC 2.5.5.5*	3.20±0.05
Dissipation Factor	IPC 2.5.5.5*	0.004
dB/inch Loss (S ₁₁ parameter from a 50 ohm 10 inch long transmission line @ 10GHz)		0.277
Surface Resistivity (G 96/35/90)	IPC 2.5.17.1	5X10 ⁷ MΩ
Volume Resistivity (G 96/35/90)	IPC 2.5.17.1	8X10 ⁶ MΩ-cm
Moisture Insulation Resistance 20 cycles -20°/90%RH to 65°/95% RH		1X10 ⁷
Solvent Extract Conductivity		0.53 µg/cm ²

Physical Property	Test Method	U.S. / Metric
Copper Peel Strength	IPC 2.4.8*	5.0 (lb/inch) 0.88 N/mm
Flexural Strength - Length	ASTM D 790	43,500 psi 300 N/mm ²
Flexural Strength - Cross	ASTM D 790	38,000 psi 262 N/mm ²
Flexural Modulus - Length	ASTM D 790	2.3 mpsi 15860 N/mm ²
Flexural Modulus - Cross	ASTM D 790	2.1 mpsi 14480 N/mm ²
Water Absorption	IPC 2.6.2.1	0.06 %

Thermal Property	Test Method	U.S. / Metric
Glass Transition (T _g) by DMA	IPC 2.4.24.2*	135°C
Thermal Conductivity (@ 120°C)	ASTM E 1530	0.228 W/m ² K
Thermal Stress (@ 288°C (550°F))	IPC 2.4.13.1	20+ seconds
Z Axis Expansion RT → T _g	IPC 2.4.41	70 ppm/°C
Z Axis Expansion T _g → 260°C	IPC 2.4.41	400 ppm/°C
X/Y Axis Expansion	IPC 2.4.41	32, 32 ppm/°C
Dimensional Stability (E-4/105+E-2/150)		
- Length	IPC 2.4.39*	-0.00066 inch/inch or mm/mm
- Cross	IPC 2.4.39*	-0.00075 inch/inch or mm/mm
Flammability	UL94	V-0

* Method modified slightly to be applicable to material tested.

Notes:

- Typical properties of 0.762 mm (0.030 inch) laminate clad with 35µm (1 ounce) copper. Properties of other thicknesses and copper weights may vary.

ประวัติผู้วิจัย

ชื่อ : นายพงศธร ชมทอง
ชื่อวิทยานิพนธ์ : วงจรกรองผ่านแถบแบบสองความถี่โดยใช้เรโซเนเตอร์แฮร์พินที่มีอิมพีแดนซ์แบบชั้นสำหรับระบบสื่อสารไร้สาย
สาขาวิชา : วิศวกรรมไฟฟ้า

ประวัติ

ประวัติส่วนตัวเกิดเมื่อวันที่ 10 มกราคม พ.ศ. 2524 ที่จังหวัดนนทบุรี เป็นบุตรคนที่ 1 มีจำนวนพี่น้องทั้งหมด 2 คน ปัจจุบันอาศัยอยู่บ้านเลขที่ 117/41 หมู่ 5 ถ.นนทบุรี 1 ต.บางกระสอบ อ.เมือง จ.นนทบุรี

ประวัติการศึกษา พ.ศ. 2544 สำเร็จการศึกษาระดับประกาศนียบัตรวิชาชีพชั้นสูง สาขาอิเล็กทรอนิกส์ จากวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลวิทยาเขตนนทบุรี จ.นนทบุรี พ.ศ. 2546 สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรี สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม จาก สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง