

ใบรับรองวิทยานิพนธ์ บัณฑิตวิทยาลัย สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ

เรื่อง วงจรกรองผ่านแถบแบบปรับปรุงโดยใช้การพับเรโซเนเตอร์รูปแอล โดย นายสุทัศน์ หงษ์ดำเนิน

ใด้รับอนุมัติให้นับเป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตร วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

าณบดีบัณฑิตวิทยาลัย (อาจารย์ คร.มงคล หวังสถิตย์วงษ์) 21 พฤษภาคม 2550 คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์ ประธานกรรมการ (รองศาสตราจารย์ ดร.ประยุทธ อัครเอกฒาลิน) กรรมการ 120 (รองศาสตราชารย์เวช วิเวก) where Worksowsta กรรมการ (ผู้ช่วยศาสตราจารย์ คร.เด่นชัย วรเศวด) Drate min ROS กรรมการ (ผู้ช่วยกาสตราจารย์ คร.คนัย ต.รุ่งเรื่อง)

วงจรกรองผ่านแถบแบบปรับปรุงโคยใช้การพับเรโซเนเตอร์รูปแอล

นายสุทัศน์ หงษ์ดำเนิน

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตร วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ ปีการศึกษา 2549 ลิขสิทธิ์ของสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ

สื่อ	นายสุ	ทัศน์ หงษ์ดำเนิน
ชื่อวิทยานิพนธ์	วงจรก	รองผ่านแถบแบบปรับปรุงโดยใช้การพับเรโซเนเตอร์รูปแอล
สาขาวิชา	วิศวกร	รรมไฟฟ้า
	สถาบั	นเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ
ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	รองศา	สตราจารย์ คร.ประยุทธ อัครเอกฒาลิน
	รองศา	เสตราจารย์ เวช วิเวก
ปีการศึกษา	2549	

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอวงจรกรองผ่านแถบแบบปรับปรุงโดยใช้การพับเรโซเนเตอร์รูป แอล สำหรับระบบสื่อสารไร้สาย ของระบบ IMT-2000 เพื่อทำให้ขนาดของวงจรมีขนาดที่เล็กลง และสามารถปรับก่าศูนย์(Transmission Zeros) ที่ความถี่ด้านสูงได้ มีแบนด์วิดท์ 60 MHz ที่ ความถี่กลาง 1.95 GHz หลักการ คือ ใช้วิธีการพับเรโซเนเตอร์ และเชื่อมต่อไขว้ การจำลองได้ ใช้โปรแกรม IE3D ในการจำลอง โดยผลการจำลองการทำงานของวงจรกรองผ่านแถบแบบ ปรับปรุงโดยใช้การพับเรโซเนเตอร์รูปแอล มีก่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S_{11}) มี ก่าประมาณ –20 dB และก่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (S_{21}) มีก่าประมาณ –2.52 dB ผล ที่ได้จากการวัดชิ้นงานจริง มีก่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S_{11}) มีก่าประมาณ –17.23 dB และก่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (S_{21}) มีก่าประมาณ –3.53 dB แบนด์วิดท์ประมาณ 60 MHz ที่ความถี่กลาง 1.95 GHz และ สามารถกดสัญญาณฮาร์มอนิกที่ความถี่ประมาณ 3.68 GHz มีก่าสูงกว่า –25 dB ซึ่งผลที่ได้มีก่าใกล้เกียงกับผลการวัด ซึ่งสามารถนำไปพัฒนาและ ประยุกต์ใช้งานกับวงจรรวมไมโลรเวฟได้

(วิทยานิพนธ์มีจำนวนทั้งสิ้น 75 หน้า)

คำสำคัญ : วงจรกรองผ่านแถบ, เรโซเนเตอร์, ค่าศูนย์

_อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์

Name	:	Mr.Suthat Hongdomnuen
Thesis title	:	Improved Bandpass Filters Using L-Shape Folded Resonators
Major Field	:	Electrical Engineering
		King Mongkut's Institute of Technology North Bangkok
Thesis Advisors	:	Associate Professor Dr.Prayoot Akkaraekthalin
		Associate Professor Vech Vivek

Academic Year : 2006

Abstract

This thesis presents an improved bandpass filters using L-Shape folded resonators to achieve a small size for the IMT-2000 band application. The transmission zeros at upper frequency at the center frequencies of 1.95 can be adjusted. The improve-folded and cross-coupled structures have been used. The full-wave IE3D program has been employed to simulate the proposed filter. The simulation results of the improved bandpass filters using L-Shape folded resonators include a return loss about (-20 dB) and an insertion loss about (-2.53 dB), while the measured results have a return loss about (-17.23 dB), a low passband insertion loss about (-3.53 dB) at center frequency of 1.95 GHz with a bandwidth of 60 MHz, and harmonic suppression of -25 dB at 3.68 GHz. It has been found that the measured results are in closed agreement with simulation. This work can be potentially applied and developed for microwave intergrated circuits.

(Total 75 pages)

Keyword : Bandpass filters, Resonator, Transmission zeros

Advisor

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ดำเนินการจนเสร็จตามวัตถุประสงค์ที่ผู้วิจัยตั้งใจไว้ทุกประการโดย ได้รับกำแนะนำเกี่ยวกับแนวทางในการศึกษาออกแบบ สร้างและทดสอบงานวิจัยชิ้นนี้จากอาจารย์ ที่ปรึกษาคือ รองศาสตราจารย์ ดร.ประยุทธ อักรเอกฒาลิน และรองศาสตราจารย์ เวช วิเวก ตลอดจนกุณจารึก จันทร์ตรี กุณศราวุธ ชัยมูล ที่ให้ข้อมูลและกำแนะนำในการทำวิจัย การใช้ โปรแกรมในการจำลองงาน กำแนะนำการใช้เครื่องมือวัดชิ้นงาน คุณเจษฎา ก้อนแพง ที่ให้ กำแนะนำในการใช้เครื่องเซาะลายวงจรพิมพ์ในการสร้างลายวงจรพิมพ์ และ พี่ๆ เพื่อนๆ ที่ให้ กวามช่วยเหลือในทุกๆด้านโดยไม่สามารถกล่าวนามได้หมด ซึ่งทำให้งานวิจัยชิ้นนี้บรรลุตาม วัตถุประสงก์ตามที่ตั้งใจไว้ ซึ่งผู้วิจัยขอขอบพระกุณท่านอาจารย์และผู้ที่เกี่ยวข้องทุกท่านไว้ ณ โอกาสนี้

ท้ายสุดขอขอบพระคุณ บิดา มารดา ซึ่งสนับสนุนในด้านการเงินและให้กำลังใจแก่ผู้วิจัย เสมอมาจนสำเร็จการศึกษา

สุทัศน์ หงษ์ดำเนิน

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	
กิตติกรรมประกาศ	٩
สารบัญตาราง	R
สารบัญภาพ	ୟ
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 วัตถุประสงค์	2
1.2 ขอบเขตการวิจัย	2
1.3 วิธีการวิจัย	2
1.4 เครื่องมือที่ใช้	3
1.5 ประโยชน์ของการวิจัย	3
บทที่ 2 ทฤษฎี	4
2.1 ค่าพารามิเตอร์การส่งผ่าน	4
2.2 โครงสร้างสายนำสัญญาณไมโครสตริป	7
2.3 ปัจจัยที่มีผลต่อประสิทธิภาพ	10
2.4 โมคการคัปปลิ้งสายนำสัญญาณ	14
2.5 ฟังก์ชั่นการถ่ายโอนของวงจรกรองความถื่	19
2.6 วงจรกรองต้นแบบผ่านต่ำและองก์ประกอบ	23
2.7 องค์ประกอบและการแปลงความถี่	26
2.8 การสูญเสียและตัวประกอบคุณภาพไม่มีโหลด	32
2.9 การออกแบบวงจรกรองความถี่วิทยุและไมโครเวฟ	36
2.10 ทฤษฎีโดยทั่วไปของการเชื่อมต่อ	40
2.11 เรโซเนเตอร์แบบอิมพีแคนซ์ขั้น	47
บทที่ 3 การออกแบบวงจรกรองผ่านแถบแบบปรับปรุงโดยใช้การพับ	
เร โซเนเตอร์รูปแอล	51
3.1 การออกแบบวงจรกรองผ่านแถบเรโซเนเตอร์เดี่ยว	51
3.2 ขั้นตอนการออกแบบวงจรกรองผ่านแถบแบบปรับปรุงโดยใช้การพับ	
เรโซเนเตอร์รูปแอล	54

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
3.3 การจำลองการสร้างของวงจรกรองผ่านแถบ	61
3.4 การสร้างชิ้นงานจริง	62
บทที่ 4 การทคลองและผลการทคลอง	63
4.1 การวัด และทดสอบวงจรกรองผ่านแถบแบบปรับปรุงโดยใช้การพับ	
เรโซเนเตอร์รูปแอล	63
บทที่ 5 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ	67
5.1 สรุปผลการวิจัย	67
5.2 ปัญหาและข้อเสนอแนะ	67
เอกสารอ้างอิง	69
ภาคผนวก ก	
รายละเอียดของแผ่นวงจรพิมพ์ รุ่น RO 3003	71
ประวัติผู้วิจัย	75

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
3-1 แสดงการเปลี่ยนค่า L ₁ และ L ₂ สำหรับการปรับค่าศูนย์(Transmission zeros)	61
3-2 แสดงระยะห่างระหว่างเรโซเนเตอร์	61
4-1 แสดงค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน, ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ	
และแบนค์วิคธ์การกรองจากการวัด และจากการจำลองผล	66
4-2 แสดงค่าการปรับค่าความยาว L_1 และ L_2	66

สารบัญภาพ

ภาพที่	หน้า
2-1 โครงข่ายแบบสองพอร์ตและค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน	4
2-2 ลักษณะโครงสร้างของสายนำสัญญาณไมโครสตริปและรูปแบบการแพร่กระจาย	J
สนามไฟฟ้าและสนมแม่เหล็กของสายนำสัญญาณไมโครสตริป	7
2-3 ลักษณะการคัปปลิ้งของสายนำสัญญาณบนโครงสร้างไมโครสตริป	14
2-4 โมดในการคัปปลิ้งของสายนำสัญญาณบนโครงสร้างไมโครสตริป	14
2-5 ผลตอบสนองผ่านต่ำบัตเตอร์เวิร์ท	22
2-6 การกระจายของโพลสำหรับผลตอบสนองแบบบัตเตอร์เวิร์ท	22
2-7 ผลตอบสนองผ่านต่ำแบบเชบีเชฟ	23
2-8 วงจรกรองต้นแบบผ่านต่ำสำหรับวงจรกรองทุกโพล	24
2-9 การแปลงองค์ประกอบพื้นฐานจากวงจรกรองต้นแบบผ่านต่ำไปยังวงจร	
กรองผ่านต่ำ	28
2-10 การแปลงค่าขององค์ประกอบพื้นฐานจากวงจรกรองต้นแบบชนิคผ่านต่ำ	
ไปเป็นวงจรกรองความถี่ผ่านแถบ	29
2-11 การแปลงองค์ประกอบพื้นฐานจากวงจรกรองต้นแบบผ่านต่ำไปยังวงจรผ่านสูง	30
2-12 การแปลงค่าขององค์ประกอบพื้นฐานจากวงจรกรองต้นแบบผ่านต่ำไปเป็นวงจ	រ
กรองแถบหยุด	32
2-13 วงจรสมมูลองค์ประกอบจินตภาพและเรโซเนเตอร์ที่มีการสูญเสีย	33
2-14 วงจรกรองผ่านแถบที่เรโซเนเตอร์มีการสูญเสีย	33
2-15 เปรียบเทียบผลตอบสนองความถึ่งองวงจรกรองแบบเชบีเชฟกับวงจรกรอง	
ที่ออกแบบด้วยกู่ของโพลการลดทอนที่ความถี่ใดความถี่หนึ่ง	39
2-16 วงจรกรองต้นแบบผ่านต่ำสำหรับการสังเคราะห์วงจรกรอง	39
2-17 โครงสร้างการเชื่อมต่อทั่วๆไปของวงจรกรองผ่านแถบโดยใช้คู่ของการส่งผ่าน	
ที่เป็นศูนย์	39
2-18 วงจรกรองผ่านแถบแบบเชื่อมต่อใงว้	40
2-19 โครงสร้างการเชื่อมต่อพื้นฐานของเรโซเนเตอร์วงรอบเปิดสี่เหลี่ยม	41
2-20 วงจรสมมูลของการเชื่อมต่อสนามไฟฟ้าของเรโซเนเตอร์วงรอบเปิด	43
2-21 วงจรสมมูลของการเชื่อมต่อสนามแม่เหล็กของเรโซเนเตอร์วงรอบเปิด	45
2-22 โครงข่ายที่แสคงการเชื่อมต่อผสมของเรโซเนเตอร์วงรอบเปิด	47

สารบัญภาพ(ต่อ)

ภาพที่	หน้า
2-23 โครงสร้างของเรโซเนเตอร์แบบอิมพีแคนซ์ขั้น	50
2-22 โครงข่ายที่แสดงการเชื่อมต่อผสมของเรโซเนเตอร์วงรอบเปิด	51
3-1 โครงสร้างของเรโซเนเตอร์แบบอิมพีแคนซ์ขั้น	52
3-2 ลักษณะของเรโซเนเตอร์	52
3-3 เรโซเนเตอร์รูปแอล	53
3-4 การจัควางรูปแบบการวางพอร์ตเพื่อกระตุ้นหาผลตอบสนองทางค้านความถึ่	
ของเรโซเนเตอร์	54
3-5 ผลตอบสนองจากการกระตุ้นเรโซเนเตอร์จากการจำลองด้วยโปรแกรม IE3D	54
3-6 รูปแบบของการต่อแบบไขว้	56
3-7 โครงสร้างของการต่อเรโซเนเตอร์สี่ตัวแบบใขว้	56
3-8 การเชื่อมต่อของสายป้อน	57
3-9 การจัดวางตัวเรโซเนเตอร์แบบการเชื่อมต่อใขว้	58
3-10 ผลตอบสนองทางด้านความถึ่งากการจำลองหาค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อ	59
3-11 ค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อสนามไฟฟ้าเทียบกับระยะห่างระหว่างเรโซเนเตอร์	59
3-12 ค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อสนามแม่เหล็กเทียบกับระยะห่างระหว่างเรโซเนเตอร์	60
3-13 ค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อผสมเทียบกับระยะห่างระหว่างเรโซเนเตอร์	60
3-14 โครงสร้างการจัควางเรโซเนเตอร์ของวงจรกรองผ่านแถบแบบปรับปรุงโดยใช้การ	
พับเรโซเนเตอร์รูปแอล	62
3-15 ระยะห่างระหว่างเรโซเนเตอร์ของวงจรกรองผ่านแถบแบบปรับปรุงโคยใช้การ	
พับเร โซเนเตอร์รูปแอล	62
3-16 ชิ้นงานจริงของวงจรกรองผ่านแถบแบบปรับปรุงโดยใช้การพับเรโซเนเตอร์รูปแอล	62
4-1 การวัดและทดสอบกับเครื่องวิเคราะห์โครงข่าย	63
4-2 ผลการเปรียบเทียบความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ $(S_{\scriptscriptstyle 11})$ ที่ได้จากการวัดชิ้น	
งานจริงและ การจำลอง	64
4-3 ผลการเปรียบเทียบความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก ที่ได้จากการวัดชิ้นงานจริง	
และ การจำลอง	65
4-4 ผลการวัคความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับและความสูญเสียเนื่องจากการใส่	
แทรกที่ได้จากการวัดชิ้นงานจริง	65

บทที่ 1 บทนำ

ปัจจุบันนี้เทคโนโลยีการติดต่อสื่อสารแบบไร้สาย ได้เข้ามามีบทบาทกับชีวิตประจำวันของ เราอย่างมากมาย โดยเฉพาะเทคโนโลยีของโทรศัพท์เคลื่อนที่ ซึ่งในปัจจุบันได้มีการมุ่งเน้นการ พัฒนาให้มีความสามารถมากขึ้นและขนาดที่เล็กลง และระบบการสื่อสารแบบไร้สาย มีหลายระบบ ตัวอย่าง เช่น DCS (1720-1880 MHz), PCS(1850-1990 MHz), IMT-2000(1920-2170 MHz) โดย งานวิจัยนี้ได้ออกแบบในระบบ IMT-2000 ซึ่งใช้ในโทรศัพท์เคลื่อนที่ยุกที่สาม

วงจรกรองผ่านแถบมีความสำคัญมากวงจรหนึ่งในระบบของการสื่อสารในข้างต้น ซึ่งทำ หน้าที่ในการกรองความถี่ที่ใช้งานสำหรับการสื่อสารไร้สาย โดยการพัฒนามุ่งเป็นการพัฒนาด้าน การสูญเสียต่ำ ต้องการวงจรที่มีขนาดเล็กลงกระทัดรัด มีคุณสมบัติการตอบสนองของสัญญาณที่ดี โครงสร้างวงจรกรองผ่านแถบนั้นมีหลากหลายรูปแบบ อย่างเช่น โครงสร้างสายนำสัญญาณแบบ ระนาบร่วม(Coplanar Waveguide Filter) มีข้อดี คือ วงจรมีขนาดเล็ก ข้อเสียคืออาจเกิดการสูญเสีย ระหว่างการเชื่อมต่อกราวค์ด้านบนและด้านล่างและโครงสร้างแบบคาวิตี้ (Cavity Filter) มีข้อคีคือ ก่าการสูญเสียมีก่าต่ำมาก สามารถทนกำลังงานสูงๆ ได้ดี ข้อเสียคือ มีขนาดของวงจรที่ก่อนข้างใหญ่ มีน้ำหนักมาก และอีกรูปแบบหนึ่งคือ โครงสร้างสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริป (Microstrip Filter) ซึ่งในที่นี้นำมาใช้ในงานวิจัยนี้มีน้ำหนักที่เบา ขนาดวงจรเล็ก ค่าการสูญเสียต่ำ เหมาะ สำหรับใช้ในระบบการสื่อสารไร้สาย

สำหรับรูปวงจรกรองผ่านแถบที่ใช้เรโซเนเตอร์ไมโครสตริป มีการปรับปรุงพัฒนาหลาย รูปแบบ ในหลายระบบของการสื่อสาร ซึ่งในยุคแรกๆโครงสร้างของวงจรกรองผ่านแถบแบบไมโค รสตริป จะเป็นวงจรแบบลูปเปิด (Open Loop) [1,2] เรโซเนเตอร์มีขนาดที่ค่อนข้างใหญ่ ต่อมาได้ มีการพัฒนาการออกแบบเรโซเนเตอร์ ด้วยการพับตัวเรโซเนเตอร์ [3,4,5] ให้มีขนาดที่เล็กลงอีก แต่ ก็ยังมีผู้วิจัยพยายามพัฒนาที่จะทำให้โครงสร้างเล็กลง โดยทำเป็นแบบแฮร์พินไลน์และลดฮาร์โม นิกที่จะเกิดขึ้นในความถี่ถัดมาด้วย [6,7,8] แต่ค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (Return Loss) มี ค่าไม่ต่ำมากและ ค่าศูนย์ (Transmission Zeros) ที่ความถี่ด้านสูงไม่ดี

งานวิจัยนี้นำเสนอ วงจรกรองผ่านแถบแบบปรับปรุงโคยใช้การพับเรโซเนเตอร์รูปแอล ซึ่ง สามารถทำให้ขนาคของวงจรมีขนาคที่เล็กลงมาก ในที่นี้ออกแบบสำหรับระบบสื่อสารไร้สาย ของ ระบบ IMT-2000 (ช่วงความถื่อยู่ระหว่าง 1.92 GHz-1.98 GHz) วงจรกรองผ่านแถบที่ออกแบบ สร้างข้างต้น สามารถให้แบนค์วิคท์ประมาณ 60 MHz โคยโครงสร้างที่ได้มีขนาคเล็กลง มีค่าสัม ประสิทธ์การส่งผ่านด้านอินพุตและเอ้าท์พุตที่ดี และสามารถปรับค่าศูนย์ (Transmission Zeros) ที่ความถี่ด้านสูงได้ดี ซึ่งสามารถนำไปประยุกต์ใช้กับงานด้านระบบสื่อสารไร้สายระบบ IMT-2000 สำหรับโทรศัพท์มือถือในยุกที่สาม และ วงจรรวมไมโครเวฟได้

1.1 วัตถุประสงค์

1.1.1 เพื่อศึกษาวงจรกรองผ่านแถบแบบไมโครสตริป

 1.1.2 เพื่อศึกษาการทำงานของวงจรกรองผ่านแถบแบบปรับปรุงโดยใช้การพับเรโซเนเตอร์ รูปแอล

 1.1.3 เพื่อออกแบบและสร้างวงจรกรองผ่านแถบแบบปรับปรุงโดยใช้การพับเรโซเนเตอร์รูป แอล

1.2 ขอบเขตการวิจัย

1.2.1 ศึกษาออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่กลางที่ 1.95 GHz แบนค์วิคท์ 60 MHz

1.2.2 ศึกษาออกแบบวงจรกรองผ่านแถบแบบปรับปรุงโคยใช้การพับเรโซเนเตอร์รูปแอล

1.2.3 สร้างและทคสอบวงจรกรองผ่านแถบแบบปรับปรุงโคยใช้การพับเรโซเนเตอร์รูป แอล

1.3 วิธีการวิจัย

1.3.1 ออกแบบวงจรกรองผ่านแถบแบบปรับปรุงโดยใช้การพับเรโซเนเตอร์รูปแอลด้วย
 โปรแกรม IE3D ให้ได้ผลการจำลอง (Simulation) ตามวัตถุประสงค์ที่ตั้งไว้

1.3.2 นำวงจรที่ออกแบบจากข้อ 1 ที่ได้ มาทำการแปลงเป็นไฟล์นามสกุล *.DXF

1.3.3 นำไฟล์ที่ได้มาทำการตีกรอบและทำลายวงจรพิมพ์โดยโปรแกรม AutoCAD แล้วนำลาย วงจรพิมพ์ที่ได้เข้าสู่กระบวนการผลิตแผ่นวงจรพิมพ์ต่อไป

1.3.4 ผลิตแผ่นวงจรพิมพ์ ทำการต่อพอร์ต SMA

1.3.5 นำวงจรที่ได้มาทคสอบกับเครื่องวิเคราะห์ข่ายงานไฟฟ้า (Network Analyzer) และวัด ค่าพารามิเตอร์การกระจัดกระจาย (Scattering Parameter)

1.3.6 ทำการเปรียบเทียบผลการทคลองที่ได้กับโปรแกรม IE3D

1.4 เครื่องมือที่ใช้

1.4.1 ใมโครคอมพิวเตอร์ 1.4.2 โปรแกรม IE3D ZELAND 1.4.3 แผ่นวงจรพิมพ์สำหรับงานทางด้านไมโครเวฟ รุ่น RO 3003 1.4.4 เครื่องเซาะแผ่นวงจรพิมพ์ (LPKF Milling)

1.4.5 เครื่องวิเคราะห์ข่ายงานไฟฟ้า (Network Analyzer) รุ่น HP 8757C

1.5 ประโยชน์ของการวิจัย

1.5.1 วงจรกรองผ่านแถบแบบปรับปรุงโดยใช้การพับเรโซเนเตอร์รูปแอล

1.5.2 สามารถนำไปประยุกต์ใช้ในงานระบบการสื่อสาร IMT-2000

1.5.3 เป็นแนวทางในการพัฒนาวงจรกรองผ่านแถบที่มีขนาดเล็กให้มีประสิทธิภาพมากขึ้นยิ่ง ไปในอนาคต

บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

ในบทนี้จะได้กล่าวถึงหลักการและทฤษฎีต่างๆ รวมถึงลักษณะสมบัติของสายนำสัญญาณ บนไมโครสตริป และพารามิเตอร์ที่สำคัญ เพื่อใช้เป็นพื้นฐานในการออกแบบวงจร ที่เกี่ยวข้องกับ วงจรกรองผ่านแถบแบบปรับปรุงโดยใช้การพับเรโซเนเตอร์รูป โดยสามารถนำหลักการและทฤษฎี ไปออกแบบวงจรกรองความถี่แบบขั้นที่เกี่ยวข้องต่อไปได้ โดยมีหลักการและทฤษฎีดังนี้

2.1 ค่าพารามิเตอร์การส่งผ่าน

ค่าพารามิเตอร์การส่งผ่านที่จะพิจารณาสำหรับวงจรกรองความถี่สูง ซึ่งจะถูกพิจารณาเป็น โกรงข่ายแบบสองพอร์ต (Two-Port Network) ดังแสดงในภาพที่ 2-1



ภาพที่ 2-1 โครงข่ายแบบสองพอร์ตและค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน

โดยปกติการพิจารณาจะพิจารณาจาก ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับทางด้านพอร์ตอินพุท หรือค่าS₁₁ (Return Loss) และค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านจากพอร์ตอินพุทสู่พอร์ตเอาท์พุท หรือค่า S₂₁ (Insertion Loss) เป็นสำคัญ โดยสามารถเขียนเป็นสมการได้ว่า [10]

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1}\Big|_{a_2=0} \qquad S_{12} = \frac{b_1}{a_2}\Big|_{a_1=0} \qquad (2-1)$$
$$S_{21} = \frac{b_2}{a_1}\Big|_{a_2=0} \qquad S_{22} = \frac{b_2}{a_2}\Big|_{a_1=0} \qquad (2-1)$$

เมื่อค่าสัมประสิทธิ์ คือ

- 1. ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับทางค้านพอร์ตอินพุท หรือค่า \mathbf{S}_{11} (Return Loss)
- 2. ค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านจากพอร์ตอินพุทสู่พอร์ตเอาท์พุท หรือค่า S_{21} (Insertion Loss)
- ค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านจากพอร์ตเอาท์พุทสู่พอร์ตอินพุท หรือค่า S₁₂
- 4. ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับทางค้านเอาท์พุท หรือค่า S₂₂

เมื่อ $a_n = 0$ ในกรณีที่อิมพีแดนซ์สมดุลกัน(ไม่มีการสะท้อนกลับของคลื่น) ณ ที่พอร์ต n ดังนั้นจะสามารถเขียนในรูปสมการของเมทริกซ์ได้ว่า

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

สำหรับพารามิเตอร์ S₁₁ และ S₂₂ เราจะเรียกว่า ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ โดยที่ S₁₂ และ S₂₁ เป็นค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านดังที่ได้กล่าวมาแล้วในตอนต้น ซึ่งค่าพารามิเตอร์เหล่านี้เป็นค่าที่ ใช้ในการพิจารณาสำหรับวงจรที่ใช้งานในย่านความถี่ไมโครเวฟโดยเฉพาะ ค่าพารามิเตอร์ *S* เป็น ค่าเชิงซ้อนทั่วไป จะพิจารณาในเทอมของค่าขนาดและเฟส นั่นคือ $S_{mn} = \left|S_{mn}\right|e^{j\phi_{mn}}$ เมื่อ m และ n มีค่า 1,2 ในขณะที่ค่าทางขนาดมักจะพิจารณาในหน่วยของเคซิเบล จำกัดความมาจาก

$$20\log|S_{mn}| \ dB \qquad m, n = 1,2$$
 (2-3)

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

$$L_A = -20 \log |S_{m,n}| \ dB \ m, n = 1, 2(m \neq n)$$
 (2-4 fi)

$$L_{R} = 20 \log |S_{nn}| \, dB \qquad n = 1,2 \tag{2-4 u}$$

และอัตราส่วนแรงคันคลื่นนิ่ง (VSWR; Voltage Standing Wave Ratio) นั่นคือ

$$VSWR = \frac{1 + |S_{nn}|}{1 - |S_{nn}|}$$
(2-5)

นอกจากพารามิเตอร์การส่งผ่านที่ใช้ในการพิจารณาเพื่อการออกแบบวงจรกรองผ่านแถบ ความถี่ในย่านไมโครเวฟแล้ว ยังมีพารามิเตอร์ที่สำคัญอีกค่าหนึ่งที่มีผลอย่างยิ่งต่อการพิจารณา นั่น คือ ความเร็วเฟสหน่วง (Phase Delay, τ_p) ซึ่งเป็นความแตกต่างระหว่างเฟสของคลื่นทางพอร์ต อินพุทกับเฟสของคลื่นทางพอร์ตเอาท์พุท

$$\tau_p = \frac{\phi_{21}}{\omega} \tag{2-6}$$

และความเร็วคลื่นกลุ่มหน่วง (Group Delay, au_d) ซึ่งเป็นการพิจารณาความแตกต่างของเฟส เช่นเดียวกับในกรณีของความเร็วเฟสหน่วง แต่คลื่นทางด้านอินพุทจะมีลักษณะเป็นเบสแบนด์ โดย ที่พอร์ต 1 เป็นพอร์ตทางด้านอินพุท และพอร์ต 2 เป็นพอร์ตทางด้านเอาท์พุท

$$\tau_d = \frac{d\phi_{21}}{d\omega} \tag{2-7}$$

ในการวิเคราะห์โครงข่ายแบบสองพอร์ต สามารถพิจารณาพารามิเตอร์การสะท้อนกลับ ทางด้านอินพุท (S₁₁) ร่วมกับก่าอิมพีแดนซ์ทางด้านอินพุท (Z₀₁) หรือ แทนด้วย Z_{in} = V₁ / I₁ เทียบ กับสมการที่ (2-1) ได้ว่า

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} \bigg|_{a_2 = 0} = \frac{V_1 / \sqrt{Z_{01}} - I_1 \sqrt{Z_{01}}}{V_1 / \sqrt{Z_{01}} + I_1 \sqrt{Z_{01}}}$$
(2-8)

และเมื่อแทนค่า V_1 ด้วย $Z_{in}I_1$ จึงได้สมการใหม่ดังนี้เป็น

$$S_{11} = \frac{Z_{in1} - Z_{01}}{Z_{in1} + Z_{01}}$$
(2-9)

ในทำนองเดียวกัน จะได้พารามิเตอร์การสะท้อนกลับทางด้านเอาท์พุทดังสมการที่ (2-10)

$$S_{22} = \frac{Z_{in2} - Z_{02}}{Z_{in2} + Z_{02}}$$
(2-10)

โดยที่ Z_{in2}มีค่าเท่ากับ V₂ / I₂ ซึ่งเป็นอิมพีแดนซ์ทางด้านอินพุท หากพิจารณาทางด้าน พอร์ต 2 เป็นพอร์ตทางด้านอินพุท

ค่าพารามิเตอร์การสะท้อนกลับ และพารามิเตอร์การส่งผ่านมีประโยชน์อย่างมากต่อการ วิเคราะห์โครงข่าย ซึ่งหากเป็นโครงข่ายแบบสมมาตรจะใด้ว่า S₁₂ = S₂₁และ S₁₁ = S₂₂ และในกรณีที่ เป็นโครงข่ายแบบพาสซีฟที่ไม่มีการสูญเสียของคลื่น จะใด้ว่ากำลังในการส่งผ่านกับกำลังในการ สะท้อนกลับของคลื่นจะต้องเท่ากับกำลังส่งทั้งหมดที่ป้อนเข้าไปในโครงข่าย ดังนั้นจึงได้สมการ กำลังว่า

$$\begin{split} S_{21}S_{21}^{*} + S_{11}S_{11}^{*} &= 1 \quad \text{หรือ} \quad \left|S_{21}\right|^{2} + \left|S_{11}\right|^{2} &= 1 \end{split} \tag{2-11} \\ S_{12}S_{12}^{*} + S_{22}S_{22}^{*} &= 1 \quad \text{หรือ} \quad \left|S_{12}\right|^{2} + \left|S_{22}\right|^{2} &= 1 \end{split}$$

2.2 โครงสร้างสายนำสัญญาณไมโครสตริป

โครงสร้างของสายนำสำญญาณไมโครสตริป สามารถแสดงได้ดังภาพที่ 2-2 โดยโครงสร้าง ประกอบด้วยตัวนำสตริป (Conducting strip) ซึ่งเป็นส่วนที่เป็นสายนำสัญญาณ มีความกว้างเป็น *W* และมีความหนาเป็น t ซึ่งมีลักษณะเป็นแผ่นโลหะที่มีรูปร่างลักษณะแตกต่างกันไปขึ้นอยู่กับการ ออกแบบโดยสตริปจะอยู่บนชั้นของซับสเตรทที่มีค่าคงที่ไดอิเล็กทริค(Relative dielectric constant) ε_r และมีความหนาเป็น *h* สำหรับแผ่นโลหะที่อยู่ด้านล่างจะทำหน้าที่เป็นระนาบกราวด์ (Ground plane) ของวงจร



ภาพที่ 2-2 (ก) ลักษณะ โครงสร้างของสายนำสัญญาณไมโครสตริป (ข) รูปแบบการแพร่กระจายสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กของสายนำ สัญญาณไมโครสตริป

เนื่องจากเส้นทางสนามแม่เหล็กไฟฟ้าในไมโครสตริป ไม่ได้อยู่เฉพาะภายในซับสเตรทคังแสดง ในภาพที่ 2-2 (ข) ดังนั้นรูปแบบการแพร่กระจายของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าในไมโครสตริปจึงไม่ใช่ รูปแบบแม่เหล็กไฟฟ้าตัดขวางแท้ (TEM Mode) แต่เป็นรูปแบบการแพร่กระจายคล้ายรูปแบบ TEM (Quasi-TEM Mode)

2.2.1 ค่าคงตัวใดอิเล็กตริกสัมพัทธ์

ค่าคงตัวใดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ (Relative Dielectric Constant) ของซับสเตรท (Substrate) ε_r , มี ค่าที่สัมพันธ์กับค่า ε โดย $\varepsilon = \varepsilon_r \varepsilon_0$ เมื่อ $\varepsilon_0 = 8.854 \text{ x } 10^{-12} \text{ F/m}$ ตัวอย่าง ค่าคงตัวใดอิเล็กตริก สัมพัทธ์ของซับสเตรทของ RT/Duroid ที่มีใช้ เช่น $\varepsilon = 2.23\varepsilon_0, \varepsilon = 6\varepsilon_0, \varepsilon = 10.5\varepsilon_0$ เป็นต้น ส่วน ของวัสดุประเภทอื่นเช่น ควอร์ตซ์ ($\varepsilon = 3.7\varepsilon_0$), อะลูมินั่ม ($\varepsilon = 9\varepsilon_0$) เป็นต้น

ในสายไมโครสตริปเป็นแบบแผ่นคลื่นคล้ายรูปแบบ TEM จะมีค่าความเร็วเฟสเป็น [9]

$$v_p = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon_{ff}}}$$
(2-12)

เมื่อ *c* เป็น ความเร็วของแสง (3 x 10[°] m/s) และ ε_{ff} เป็นค่าคงตัวใดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผล (Effective Relative Dielectric Constant) ของไมโครสตริปและค่าคงตัวใดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ ประสิทธิผลของไมโครสตริปมีความสัมพันธ์กับค่าคงตัวใดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ของใดอิเล็กตริก ซับสเตรตและ ก่อให้เกิดผลต่อสนามแม่เหล็กไฟฟ้าภายนอก

เมื่อทราบค่าความเร็วเฟสแล้ว สามารถที่จะค่าความยาวคลื่นได้จาก

$$\lambda = \frac{v_p}{f} = \frac{c}{f\sqrt{\varepsilon_{ff}}} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\varepsilon_{ff}}}$$
(2-13)

เมื่อ λ₀ เป็นค่าความยาวคลื่นในอากาศว่าง

จากสมการ (2-12), (2-13) เป็นสมการที่ใช้ในการคำนวณหาค่า v_p และค่า λ ของสาย ใมโครสตริป [9] และถ้าต้องการคำนวณหาค่า ε_f และ C จะมีวิธีการที่ต่างกันสำหรับการหาค่า ε_f และ C แน่นอนว่ารูปแบบของสมการมีส่วนสำคัญในการออกแบบขนาคของสายไมโครส ตริป ในการคำนวณหาค่า ε_f และ C ยึดถือแบบแผนคลื่นคล้าย TEM จะถูกต้องสำหรับการออก แบบที่ความถี่ที่ต่ำกว่าความถี่ย่านไมโครเวฟ

2.2.2 ค่าอิมพีแคนซ์คุณลักษณะของไมโครสตริป

การหาค่าอิมพีแคนซ์คุณลักษณะของสายไมโครสตริปสามารถเขียนในรูปแบบ [9]

9

$$Z_{0} = \frac{1}{v_{p}C}$$
(2-14)

เมื่อ C เป็นก่ากวามจุต่อหน่วยกวามยาวของไมโกรสตริป การคำนวณหาค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ[9] สามารถคำนวณได้ดังนี้ สำหรับ *W / h* ≤1:

$$Z_o = \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_{ff}}} \ln\left(8\frac{h}{W} + 0.25\frac{W}{h}\right)$$
(2-15)

เมื่อ

$$\varepsilon_{ff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left[\left(1 + 12\frac{h}{W} \right)^{-1/2} + 0.04 \left(1 - \frac{W}{h} \right)^2 \right]$$
(2-16)

สำหรับ $W/h \ge 1$:

$$Z_0 = \frac{120\pi / \sqrt{\varepsilon_{ff}}}{W / h + 1.393 + 0.667 \ln(W / h + 1.444)}$$
(2-17)

เมื่อ

$$\mathcal{E}_{ff} = \frac{\mathcal{E}_r + 1}{2} + \frac{\mathcal{E}_r - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{h}{W} \right)^{-1/2}$$
(2-18)

การคำนวณหาค่าอัตราส่วน W/h [9] กรณีสมมุติไม่สนใจความหนาของแผ่นตัวนำหรือ กำหนดให้กวามหนาของแถบตัวนำเป็นศูนย์ (t/h < 0.005) สามารถกำนวณได้ดังนี้ สำหรับ $W/h \leq 2$:

$$\frac{W}{h} = \frac{8e^{A}}{e^{2A} - 2}$$
(2-21)

$$A = \frac{Z_o}{60} \sqrt{\frac{\varepsilon_r + 1}{2}} + \frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r + 1} \left(0.23 + \frac{0.11}{\varepsilon_r} \right)$$
(2-22)

สำหรับ $W / h \ge 2$:

$$\frac{W}{h} = \frac{2}{\pi} \left\{ B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\varepsilon_r - 1}{2\varepsilon_r} \left[\ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\varepsilon_r} \right] \right\}$$
(2-23)

เมื่อ

$$B = \frac{377\pi}{2Z_o\sqrt{\varepsilon_r}}$$
(2-24)

2.3 ปัจจัยที่มีผลต่อประสิทธิภาพ

สำหรับปัจจัยที่มีผลกระทบต่อวงจรกรองผ่านแถบที่ต้องการจะออกแบบและสร้างนี้ จะ พิจารณาใน 3 ส่วนด้วยกัน คือ ผลกระทบจากความหนาของสตริป, การสูญเสียเนื่องจากการ แพร่กระจายออกของกลื่น และการลดทอนสัญญาณบนโครงสร้างไมโครสตริป

2.3.1 ผลกระทบจากความหนาของสตริป

ผลกระทบจากความหนาของสตริป (t) โดยปกติจะอนุมานว่ามีค่าน้อยมากๆ จนอาจพิจารณา ใด้ว่าเป็นศูนย์ แต่ในทางปฏิบัติค่าความหนาดังกล่าวมิใช่ศูนย์ตามที่ได้ตั้งสมมติฐานไว้ ซึ่งค่าความ หนาดังกล่าวจะมีผลต่อทั้งค่าอิมพีแดนซ์คุณสมบัติ และค่าคงที่ไดอิเล็กทริคสัมพันธ์ โดยจะเริ่ม พิจารณาจากสมการที่ (2-25) และ (2-27) ได้ว่า [10]

สำหรับที่ $W/h \le 1$ พิจารณาได้เป็น

$$Z_{c}(t) = \frac{60}{\sqrt{\mathcal{E}_{re}}} \ln\left[\frac{8h}{w_{c}(t)} + 0.25\frac{w_{c}(t)}{h}\right]$$
(2-25)

โดยที่ก่า $Z_{C}=Z_{0}$ และ $\varepsilon_{re}=\varepsilon_{ff}$ โดยมีก่าสมการดังนี้ [10]

$$\varepsilon_{re} = \frac{C_d}{C_a} \tag{2-26 ft}$$

$$Z_C = \frac{1}{c\sqrt{C_d C_a}} \tag{2-26 v}$$

โดยที่ค่า C_a เป็นค่าคาปาซิแตนซ์ต่อความยาวของสตริปหนึ่งหน่วย ซึ่งมีชั้นของไดอิเล็กทริค อยู่ ระหว่างแผ่นตัวนำทั้งสอง ส่วนค่า C_a เป็นค่าคาปาซิแตนซ์ต่อความของสตริปหนึ่งหน่วย ซึ่งมี อากาศอยู่ระหว่างแผ่นตัวนำสตริป นั่นคือ เป็นค่าคาปาซิแตนซ์ที่เกิดขึ้นระหว่างสตริปที่ค้านบนของ ชั้นไดอิเล็กทริกนั่นเอง และค่า c เป็นค่าความเร็วของคลื่นในอากาศ (มีค่าประมาณ 3x10[®] เมตร/ วินาที)

สำหรับที่ $W/h \ge 1$ พิจารณาได้เป็น

$$Z_{c}(t) = \frac{120\pi}{\sqrt{\varepsilon_{re}}} \left\{ \frac{w_{c}(t)}{h} + 1.393 + 0.667 \ln\left[\frac{w_{c}(t)}{h} + 1.444\right] \right\}^{-1}$$
(2-27)

โดยที่จะพิจารณาค่าอัตราส่วน W/h ที่มีผลกระทบจากความหนาของสตริป (t) ได้ว่า

$$\frac{W_e(t)}{h} = \begin{cases} \frac{W}{h} + \frac{1.25}{\pi} \frac{t}{h} \left(1 + \ln \frac{4\pi W}{t} \right) & (W/h \le 0.5\pi) \\ \frac{W}{h} + \frac{1.25}{\pi} \frac{t}{h} \left(1 + \ln \frac{2h}{t} \right) & (W/h \ge 0.5\pi) \end{cases}$$
(2-28)

และสำหรับค่าไคอิเล็กทริคสัมพันธ์ที่ได้รับผลกระทบจากความหนาของสตริป จะพิจารณาได้ว่า

$$\varepsilon_{re}(t) = \varepsilon_{re} - \frac{\varepsilon_r - 1}{4.6} \frac{t/h}{\sqrt{W/h}}$$
(2-29)

โดยที่ก่า *E_{re}* เป็นก่าไดอิเล็กทริกสัมพันธ์ที่พิจารณาให้กวามหนาของสตริปเป็นศูนย์(t=0) และจาก การพิจารณาสมการที่ผ่านมา พบว่า ผลกระทบของกวามหนาของสตริปต่อก่าอิมพีแดนซ์กุณสมบัติ และก่ากงที่ไดอิเล็กทริกสัมพันธ์จะมีผลน้อยมาก หากว่าอัตราส่วนของกวามหนาของสตริปต่อ กวามหนาของชั้นไดอิเล็กทริกน้อย (โดยปกติ t << b) อย่างไรก็ตามกวามหนาของสตริปจะมีผล อย่างยิ่งต่อการสูญเสียของกลื่นกวามถิ่บนแผ่นตัวนำ (Conductor Loss) ของสายนำสัญญาณบน ไมโกรสตริป 2.3.2 การแพร่กระจายคลื่นในไมโครสตริป

การแพร่กระจายออกของคลื่นในไมโครสติป เป็นค่าความเร็วเฟส (Phase velocity) โดยจะมี ค่าที่ไม่คงที่ ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับความถี่ของคลื่นที่เดินทางบนตัวนำสตริป ซึ่งในที่นี้จะกำหนดให้ค่าคงที่ ใดอิเล็กทริคสัมพันธ์ที่แปรผันตามความถี่เป็น $\varepsilon_{_{\!R}}(f)$ ดังนั้น จะได้ค่าสมการ [10]

$$\varepsilon_{re}(f) = \varepsilon_r - \frac{\varepsilon_r - \varepsilon_{re}}{1 + (f/f_{50})^m}$$
(2-30)

โดยที่ค่า f₅₀ สามารถหาได้จาก

$$f_{50} = \frac{f_{TM_0}}{0.75 + (0.75 - 0.332\varepsilon_r^{-1.73})W/h}$$
(2-31 fi)

และค่า $f_{_{T\!M_0}}$ หาได้โดย

$$f_{TM_0} = \frac{c}{2\pi h \sqrt{\varepsilon_r - \varepsilon_{re}}} \tan^{-1} \left(\varepsilon_r \sqrt{\frac{\varepsilon_{re} - 1}{\varepsilon_r - \varepsilon_{re}}} \right)$$
(2-31 V)

ซึ่งค่าของ $m=m_{_0}m_{_c}\leq 2.32$ และสามารถหาค่า $m_{_0}$ กับ $m_{_c}$ ได้จาก

$$m_0 = 1 + \frac{1}{1 + \sqrt{W/h}} + 0.32 \left(\frac{1}{1 + \sqrt{W/h}}\right)^3$$
(2-32 ft)

$$m_{c} = \begin{cases} 1 + \frac{1.4}{1 + W/h} \left\{ 0.15 - 0.235 \exp\left(\frac{-0.45f}{f_{50}}\right) \right\} & \text{for } W/h \le 0.7 \\ 1 & \text{for } W/h \ge 0.7 \end{cases}$$
(2-32 v)

ในขณะที่ c คือ ความเร็วแสงที่เดินทางในอากาศ และหากว่าผลคูณของ $m_0 m_c$ มีค่ามากกว่า 2.32 และจะประมาณว่ามีค่าเป็น 2.32 จึงอาจกล่าวได้ว่าค่า m นี้จะมีค่าอยู่ระหว่าง 0 ถึง 2.32 จะเห็นได้ ว่าหากก่าความถี่ยิ่งสูงมากขึ้นเท่าใด ก่าคงที่ไดอิเล็กทริคสัมพันธ์ที่มีผลต่อความถี่ หรือ $\mathcal{E}_{r_e}(f)$ จะ เข้าใกล้ก่าคงที่ไดอิเล็กทริกของชั้นไดอิเล็กทริคบนโครงสร้างไมโครสตริปนั่นเอง อย่างไรก็ดีก่าที่ ี้ ใด้จากสมการที่กล่าวมาจะมีความผิดพลาดเพียง 0.6 % หากว่าค่าอัตราส่วน W/h มีค่าอยู่ระหว่าง 0.1 ถึง 10 และค่าคงที่ไดอิเล็กทริค (\mathcal{E}_{r_e})มีค่าอยู่ระหว่าง 1 ถึง 128

สำหรับผลกระทบของการแพร่กระจายกลื่นที่มีต่อก่าอิมพีแคนซ์กุณสมบัติ สามารถประมาณ ได้จาก

$$Z_{c}(f) = Z_{c} \frac{\varepsilon_{re}(f) - 1}{\varepsilon_{re} - 1} \sqrt{\frac{\varepsilon_{re}}{\varepsilon_{re}(f)}}$$
(2-33)

โดย $Z_{_{\mathcal{C}}}$ เป็นก่าอิมพีแดนซ์กุณสมบัติปกติ

2.3.3 การลดทอนสัญญาณบนโครงสร้างไมโครสตริป

การลดทอนหรือการสูญเสียบนโครงสร้างไมโครสตริป สามารถพิจารณาตามส่วนประกอบ ของโครงสร้างได้ 3 ส่วน คือ การสูญเสียของแผ่นตัวนำ (Conductor Loss), การสูญเสียของชั้น ใดอิเล็กทริค (Dielectric Loss) และการสูญเสียจากการแพร่ (Radiation Loss)

จากที่ได้ทราบค่าคงที่ของการแพร่ของการสูญเสียบนสายนำสัญญาณ คือ $\gamma = \alpha + j\beta$ ซึ่ง เป็นค่าเชิงซ้อน โดยที่ค่าคงที่ของการแพร่ (β)เป็นค่าจินตภาพ และ ค่าจริงที่เป็นค่าการลดทอน (α) ทั้งนี้สามารถหาค่าการลดทอนของคลื่นบนแผ่นตัวนำ (ในหน่วยของเนเปอร์ต่อความยาว สตริปหนึ่งหน่วย) ได้จาก [10]

$$\alpha_c = \frac{8.686R_s}{Z_cW} \qquad (dB/unit \ length) \qquad (2-34)$$

เมื่อ Z ก็อ ค่าอิมพีแดนซ์คุณสมบัติของไมโครสตริป โดยมีความกว้างของสตริปเป็น W และมีค่า ความด้านทานของผิวตัวนำ (R ุ) ซึ่งมีหน่วยเป็นโอห์มต่อพื้นที่ของตัวนำสตริปและระนาบกราวค์

$$R_s = \sqrt{\frac{\omega\mu_0}{2\sigma}}$$
(2-35)

โดยที่ σ คือ ค่าความนำของแผ่นตัวนำ, μ₀ เป็นค่าเพอร์มิลอะบิลิตี้ในอากาศ และ ω เป็น ค่าความถี่ตอบสนอง และสำหรับค่าการลดทอนของคลื่นในชั้นใดอิเล็กทริค สามารถหาได้จาก [10]

$$\alpha_{d} = 8.686\pi \left[\frac{\varepsilon_{re} - 1}{\varepsilon_{r} - 1} \right] \frac{\varepsilon_{r}}{\varepsilon_{re}} \frac{\tan \delta}{\lambda_{g}}$$
(2-36)

สำหรับค่า tan & คือ ค่า Loss Tangent ของชั้นใดอิเล็กทริคซับเสตรท และในส่วนของค่าการ ลดทอนอันเนื่องมาจากการแพร่นั้นเกิดจากโครงสร้างของไมโครสตริปที่มีลักษณะเป็นแบบกึ่งเปิด ทำให้คลื่นสามารถแพร่กระจายออกไปในอากาศได้ ซึ่งเป็นข้อเสียของโครงสร้างเช่นนี้ แต่สามารถ แก้ไขได้โดยการเพิ่มระนาบปิดล้อมรอบสตริปในลักษณะที่เรียกว่า "Enclosure" และในบางครั้งจะ เรียกว่า "Housing Loss"

2.4 โมดการคัปปลิ้งสายนำสัญญาณ

การกัปปลิ้งสายนำสัญญาณบนโครงสร้างไมโครสตริปได้ถูกนำมาใช้ในการประยุกต์ในการ ออกแบบเรโซเนเตอร์อย่างกว้างขวาง โดยลักษณะของการกัปปลิ้ง แสดงดังภาพที่ 2-3



ภาพที่ 2-3 ลักษณะการกัปปลิ้งของสายนำสัญญาณบนโครงสร้างใมโครสตริป



ภาพที่ 2-4 โมคในการกัปปลิ้งของสายนำสัญญาณบนโครงสร้างไมโครสตริป (ก) โมคคู่ และ(ข) โมคกี่

จากลักษณะการคัปปลิ้งของสายนำสัญญาณบนโครงสร้างใมโครสตริปที่มีความกว้างของ สตริปเป็น W และมีระยะห่างระหว่างสายนำสัญญาณเป็น S สามารถทำได้สองลักษณะด้วยกัน คือ การคัปปลิ้งในทางขนานของสายนำสัญญาณ (Parallel-Coupled) และการคัปปลิ้งทางด้านปลายของ สายนำสัญญาณ (Edge-Coupled) ซึ่งจะทำให้เกิดโมคในการคัปปลิ้งของสัญญาณเป็นสองโมค คือ โมคคู่ (Even Mode) และโมคคี่ (Odd Mode) แสดงดังภาพที่ 2-4

สำหรับโมคคู่ ขั้วของแรงคันไฟฟ้าของสตริปทั้งสองค้านจะเป็นขั้วเดียวกัน คือ ขั้วบวก ซึ่ง เส้นแบ่งขอบเขตระหว่างสตริปทั้งสองในโมคนี้จะเรียกว่า "กำแพงของสนามแม่เหล็ก" (Magnetic Wall) และสำหรับโมคลี่ ขั้วของแรงคันไฟฟ้าของสตริปจะมีขั้วที่ตรงกันข้ามกัน และเส้นแบ่ง ขอบเขตระหว่างสตริปทั้งสองในการกัปปลิ้งของคลื่นที่เรียกว่า "กำแพงของสนามไฟฟ้า" (Electric Wall) ซึ่งเส้นแบ่งขอบเขตทั้งสองโมคจะพิจารณาเป็นลักษณะสมมมาตรกันทั้งสองค้านของเส้น ขอบเขต

โดยทั่วไปโมดทั้งสองจะเกิดขึ้นพร้อมกันในเวลาเดียวกัน แต่แตกต่างกันทางด้านของ ความเร็วเฟส เนื่องจากโครงสร้างของไมโครสตริปที่ทำให้ลักษณะการแพร่กระจายของคลื่นเป็น แบบ Quasi TEM นั่นเอง

2.4.1 ค่าคาปาซิแตนซ์ของโมคคู่ และคื่

หากพิจารณาค่าคาปาซิแตนซ์ที่เกิดขึ้นทั้งในโมดคู่ และคี่ในภาพที่ 2-4 จะได้สามารถเขียน เป็นสมการได้ว่า [10]

สำหรับค่าคาปาซิแตนซ์ของโมคคู่ คือ

$$C_e = C_p + C_f + C_f'$$
 (2-37 f)

และ ค่าคาปาซิแตนซ์ของโมคคี่ คือ

$$C_{o} = C_{p} + C_{f} + C_{ga} + C_{gd}$$
(2-37 1)

โดยที่ก่า C_p เป็นก่ากาปาซิแตนซ์ที่เกิดขึ้นจากแผ่นตัวนำระหว่างสตริป และกราวค์เพลน ดัง นั้น จึงได้ว่า

$$C_p = \varepsilon_0 \varepsilon_r W / h \tag{2-38}$$

และค่า C_f และ C_f เป็นค่าคาปาซิแตนซ์ที่เกิดจากเส้นแรงของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่พยายามวิ่ง เข้าหาขั้วตรงข้ามในบริเวณที่ไม่เกิดการคัปปลิ้งอย่างสมบูรณ์ ซึ่งมีค่าเป็น

$$2C_f = \frac{\sqrt{\varepsilon_{re}}}{cZ_c - C_p} \tag{2-39}$$

$$C_{f} = \frac{C_{f}}{1 + A(h/s) \tanh(8s/h)}$$
 (2-40)

โดยที่

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

ในส่วนของโมคคี่ จะมีค่าคาปาซิแตนซ์ที่เพิ่มขึ้นมานอกเหนือจากที่ได้กล่าวมานี้ อันได้แก่ ค่าคาปาซิแตนซ์ระหว่างสตริปที่เกิดขึ้นสภาวะที่ชั้นไดอิเล็กทริคซับเสตรทเป็นไดอิเล็กทริค ($C_{_{gd}}$) และในสภาวะที่มีอากาศเป็นไดอิเล็กทริค ($C_{_{ga}}$) ซึ่งสามารถหาได้จาก

$$C_{gd} = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_r}{\pi} \ln \left[\coth\left(\frac{\pi s}{4h}\right) \right] + 0.65 C_f \left[\frac{0.02\sqrt{\varepsilon_r}}{s/h} + 1 - \frac{1}{\varepsilon_r^2} \right]$$
(2-41)

ค่า C_{ga} สามารถพิจารณาได้จากลักษณะโครงสร้างสตริประนาบร่วม หรือ (Coplanar Strip) และ แสดงในเทอมของอัตราส่วนอิลิปติกฟังก์ชัน (Elliptic function) จะได้ว่า

$$C_{ga} = \varepsilon_0 \frac{K(k')}{K(k)} \tag{2-42 fi}$$

โดยที่ล่าอัตราส่วนของ
$$\frac{K(k')}{K(k)}$$
 มีล่าเท่ากับ
$$\frac{K(k')}{K(k)} = \begin{cases} \frac{1}{\pi} \ln \left(2 \frac{1 + \sqrt{k'}}{1 - \sqrt{k'}} \right) & \text{for } 0 \le k^2 \le 0.5 \\ \frac{\pi}{\ln \left(2 \frac{1 + \sqrt{k}}{1 - \sqrt{k}} \right)} & \text{for } 0.5 \le k^2 \le 1 \end{cases} \quad (2-42 \text{ v})$$

โดยก่ากาปาซิแตนซ์ที่หาได้จะมีความผิดพลาดไม่เกิน 3% ภายใต้ก่าอัตราส่วนของ (W/h)ระหว่าง 0.2 ถึง 2 ($0.2 \le W/h \le 2$) และก่าอัตราส่วนของ s/h มีก่าอยู่ระหว่าง 0.05 ถึง 2 ($0.05 \le s/h \le 2$) และก่ากงที่ไดอิเลีกทริกต้องมากกว่า 1 ($\varepsilon_r \ge 1$)

16

2.4.2 ค่าอิมพีแดนซ์คุณสมบัติ และผลกระทบค่าคงที่ใดอิเล็กทริคสัมพันธ์สำหรับ โมดคู่และ คื่

ค่าอิมพีแดนซ์สำหรับโมคคู่และคี่ จะได้ค่าอิมพีแดนซ์กุณสมบัติสำหรับโมคคู่ (Z_{ce}) และ สำหรับโมคคี่ (Z_{co}) สามารถเขียนความสัมพันธ์ ได้ดังสมการ [10]

$$Z_{ce} = \left(c\sqrt{C_{e}^{a}C_{e}}\right)^{-1}$$
(2-43 fi)

$$Z_{co} = \left(c\sqrt{C_o^a C_o}\right)^{-1} \tag{2-43 } \mathfrak{V}$$

โดยที่ก่า C_e^a และ C_e^a เป็นก่ากาปาซิแตนซ์ที่เกิดขึ้นระหว่างการกัปปลิ้งของสตริปในโมดกู่ และ โมดกี่ ตามลำดับ ซึ่งมีอากาศเป็นชั้นใดอิเล็กทริกระหว่างแผ่นตัวนำทั้งสอง

ในส่วนของผลกระทบค่าคงที่ไดอิเล็กทริคสัมพันธ์ในโมคคู่ ($arepsilon_{re}^{e}$) และโมคคี่ ($arepsilon_{re}^{o}$) สามารถ พิจารณาได้จากค่าคาปาซิแตนซ์ที่เกิดขึ้นในโมคนั้นๆ ดังสมการ

$$\varepsilon_{re}^{e} = C_{e} / C_{e}^{a} \tag{2-44 fi}$$

$$\varepsilon_{re}^{o} = C_{o} / C_{o}^{a}$$
(2-44 U)

ซึ่งค่าคงที่ไดอิเล็กทริคสัมพันธ์ทั้งในโมคคู่ และโมคกี่จะพิจารณาด้วยการประมาณในกรณีที่ไม่มี การแพร่กระจายออกของคลื่นโดยรายละเอียด ดังสมการว่า [10]

$$\mathcal{E}_{re}^{e} = \frac{\mathcal{E}_{r} + 1}{2} + \frac{\mathcal{E}_{r} - 1}{2} \left[1 + \frac{10}{\nu} \right]^{-a_{e}b_{e}}$$
(2-45)

เมื่อ

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

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

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

เมื่อ u=w/h และ g=s/h ค่าที่ได้นี้จะมีความผิดพลาดไม่เกิน 0.7% หากว่าค่า u มีค่าอยู่ระหว่าง 0.1 ถึง 10 ($0.1 \le u \le 10$), ค่า g มีค่าอยู่ระหว่าง 0.1 ถึง 10 ($0.1 \le g \le 10$) และค่าคงที่ไดอิเล็กทริค มีค่าอยู่ระหว่าง 1 ถึง 18 ($1 \le \varepsilon_r \le 18$)

$$\varepsilon_{re}^{o} = \varepsilon_{r} + \left[0.5(\varepsilon_{r}+1) - \varepsilon_{re} + a_{o}\right] \exp\left[-c_{o}g^{d_{o}}\right]$$
(2-46)

เมื่อ

$$a_o = 0.7287 [\varepsilon_{re} - 0.5(\varepsilon_r + 1)] [1 - \exp(-0.179u)]$$

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

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

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

ซึ่งค่าคงที่ใดอิเล็กทริคสัมพันธ์ (\mathcal{E}_{re}) จะพิจารณาจากสายนำสัญญาณเดี่ยวบนไมโครสตริปที่มีความ กว้างเป็นW โดยค่าความผิดพลาดจากการคำนวณสำหรับค่าคงที่ใดอิเล็กทริคสัมพันธ์ในโมดกี่นี้ จะ มีค่าไม่เกิน 0.5%

สำหรับค่าอิมพีแคนซ์คุณสมบัติในโมคคู่ และโมคลี่ สามารถพิจารณาได้จากสมการที่ (2.47) ซึ่งจะมีค่าผิคพลาดในการคำนวณไม่เกิน 0.6% สำหรับค่า u ที่อยู่ระหว่าง 0.1 ถึง 10 ($0.1 \le u \le 10$), และค่า g อยู่ระหว่าง 0.1 ถึง10 ($0.1 \le g \le 10$) และค่าคงที่ของชั้นไคอิเล็กทริค มีค่าอยู่ระหว่าง 1 ถึง 18 ($1 \le \varepsilon_r \le 18$)

$$Z_{ce} = \frac{Z_c \sqrt{\varepsilon_{re} / \varepsilon_{re}^e}}{1 - \left(Z_c Q_4 \sqrt{\varepsilon_{re}}\right) / 377}$$
(2-47)

โดยก่า ε_r เป็นก่าอิมพีแคนซ์กุณสมบัติของสายนำสัญญาณเดี่ยวบนโครงสร้างไมโครสตริปที่มี กวามกว้างของสตริปเป็น W โดยที่

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

$$Q_{3} = 0.1975 + \left[16.6 + (8.4/g)^{6}\right]^{-0.387} + \frac{1}{241} \ln \left[\frac{g^{10}}{1 + (g/3.4)^{10}}\right]$$

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

$$Z_{co} = \frac{Z_c \sqrt{\varepsilon_{re} / \varepsilon_{re}^o}}{1 - \left(Z_c Q_{10} \sqrt{\varepsilon_{re}}\right) / 377}$$
(2-48)

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

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

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

$$Q_7 = \frac{10 + 190g^2}{1 + 82.3g^3}$$
$$Q_8 = \exp\left[-6.5 - 0.95\ln(g) - (g/0.15)^5\right]$$

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

ແລະ

เมื่อ

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

2.5 ฟังก์ชั่นการถ่ายโอนของวงจรกรองความถึ่

2.5.1 นิยามโดยทั่วไป

ฟังก์ชันถ่ายโอนของโครงข่ายวงจรกรองแบบสองทางเข้าออก[10] เป็นการอธิบายทางสมการ คณิตศาสตร์ของคุณลักษณะการตอบสนองโครงข่าย ซึ่งก็คือ สมการคณิตศาสตร์ที่แสดงค่า ของ S₂₁ ขนาดของฟังก์ชันถ่ายโอนยกกำลังสองของวงจรกรองความถี่แบบพาสซีฟที่ไม่มีการ สูญเสีย ถูกกำหนดเป็น

20

$$\left|S_{21}(j\Omega)\right|^{2} = \frac{1}{1 + \varepsilon^{2} F_{n}^{2}(\Omega)}$$
(2-49)

เมื่อ ε คือ ค่าคงที่ความพริ้ว (Ripple Constant), $F_n\left(\Omega\right)$ คือ ฟังก์ชันคุณลักษณะของวงจร กรองและ Ω คือ ตัวแปรความถี่ ในที่นี้จะกำหนดให้ Ω แทนตัวแปรความถี่ในหน่วยเรเดียน ต่อวินาที่ของวงจรกรองต้นแบบผ่านต่ำ(Lowpass Prototype Filter) ซึ่งมีความถี่คัทออฟที่ $\Omega = \Omega_c$ เมื่อ $\Omega_c = 1$ เรเดียนต่อวินาที

สำหรับโครงข่ายที่ไม่เปลี่ยนแปลงตามเวลาและเป็นเชิงเส้นแล้ว (Linear-time Invariant Networks) ฟังก์ชันถ่ายโอนอาจจะนิยามในรูปของฟังก์ชันตรรกยะ [10] ได้เป็น

$$S_{21}(p) = \frac{N(p)}{D(p)} \tag{2-50}$$

เมื่อ N(p) และ D(p) คือ โพลิโนเมียลของตัวแปรความถี่เชิงซ้อน $p = \sigma + j\Omega$ สำหรับ โครงข่ายพาสซีฟที่ไม่มีการสูญเสีย $\sigma=0$ และ $p=j\Omega$

จากสมการที่ (2-4 ก) สามารถหาค่าการสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกของวงจรกรอง ได้เป็น

$$L_A(\Omega) = 10\log\frac{1}{\left|S_{21}(j\Omega)\right|^2}dB$$
(2-51)

เนื่องจาก $\left|S_{11}\right|^2+\left|S_{21}\right|^2=1$ สำหรับโครงบ่ายพาสซีฟที่ไม่มีการสูญเสีย การสูญเสีย ย้อนกลับของวงจรกรอง สามารถหาได้โดยใช้สมการ (2-4 ข) จะได้

$$L_{R}(\Omega) = 10 \log \left[1 - \left|S_{21}(j\Omega)\right|^{2}\right] dB$$
(2-52)

การตอบสนองทางเฟสของวงจรกรอง สามารถหาได้จาก

$$\Phi_{21} = \angle S_{21} \left(j\Omega \right) \tag{2-53}$$

และการตอบสนองการหน่วงเวลากลุ่ม(Group Delay) ของโครงข่ายสามารถคำนวณได้จาก

$$\tau_d(\Omega) = \frac{d\Phi_{21}(\Omega)}{-d\Omega}$$
(2-54)

เมื่อ $\Phi_{_{21}}(\Omega)$ มีหน่วยเป็น เรเดียน และ Ω มีหน่วยเป็น เรเดียน ต่อ วินาที

2.5.2 โพลและซีโร่บนระนาบเซิงซ้อน

ระนาบ (σ, Ω) ที่นิยามของฟังก์ชันถ่ายโอนตรรกยะ[10] เรียกว่า ระนาบเซิงซ้อน หรือ ระนาบ p(p-plane) แกนนอนของระนาบเรียกว่าแกนจริงหรือแกน σ และแกนตั้งรียกว่าแกน จินตภาพหรือแกน $j\Omega$ ค่าของ p ที่ฟังก์ชันกลายเป็นศูนย์ คือ ซีโร่ของฟังก์ชัน ค่าของ p ที่ ฟังก์ชันกลายเป็นอนันต์ คือ เอกฐาน(โพล)ของฟังก์ชัน ดังนั้นซีโร่ของ $S_{21}(p)$ เป็นรากของ เศษ N(p) และโพลของ $S_{21}(p)$ เป็นรากของส่วน D(p) โดยที่โพลจะเป็นความถี่ธรรมชาติ ของวงจรกรอง ซึ่งผลตอบสนองอธิบายด้วย $S_{21}(p)$ ในกรณีที่วงจรกรองเสถียร ความถี่ธรรมชาติ ด้องอยู่ครึ่งซ้ายของระนาบ p หรืออยู่บนแกนจินตภาพ ถ้าไม่เป็นตามนี้จะทำให้เกิดการออสซิลเลต เงื่อน ใจนั้นเป็น ไปไม่ได้ในโครงข่ายแบบพาสซีฟ เนื่องจากเหตุนี้ D(p) เป็นโพลิโนเมียล Hurwitz ที่รากของคำตอบจะอยู่ด้านซ้ายของระนาบ p หรืออยู่บนแกน $j\Omega$ เท่านั้น

2.5.3 ผลตอบสนองของวงจรกรองความถี่แบบบัตเตอร์เวิร์ท

ขนาดของฟังก์ชันถ่ายโอนยกกำลังสองของวงจรกรองแบบบัตเตอร์เวิร์ท ที่มีค่าสูญเสียอัน เนื่องจากการใส่แทรก $L_{\scriptscriptstyle Ar}=3.01~dB$ ที่ความถี่คัทออฟ $\Omega_{\scriptscriptstyle c}=1$ สามารถเขียนได้เป็น

$$\left|S_{21}(j\Omega)\right|^{2} = \frac{1}{1+\Omega^{2n}}$$
(2-55)

เมื่อ n คือ ดีกรีหรืออันดับของวงจรกรองความถี่ ซึ่งจะสอดคล้องกับจำนวนองค์ประกอบจินตภาพ ที่ต้องการในวงจรกรองต้นแบบผ่านต่ำ (Lowpass Prototype Filter) การตอบสนองของวงจรกรอง ชนิดนี้เป็นชนิดที่มีการตอบสนองราบเรียบมากที่สุด เพราะว่าขนาดยกกำลังสองฟังก์ชันถ่ายโอนใน สมการที่ (2-55) มีจำนวนของค่าศูนย์สูงสุดที่ (2n-1) เมื่อ $\Omega = 0$ และจะลดลงเมื่อ Ω เข้าใกล้ ความถี่คัทออฟ Ω_c ดังแสดงในภาพที่ 2-5 จากสมการที่ (2-55) สามารถเขียนฟังก์ชันถ่ายโอน[10] ได้เป็น

$$S_{21}(p) = \frac{1}{\prod_{i=1}^{n} (p - p_i)}$$
(2-56)

เมื่อค่า

$$p_i = j \exp\left[\frac{(2i-1)\pi}{2n}\right]$$
(2-57)

โดยไม่มีตำแหน่งของซีโร่ที่เกิดจากความถี่ค่าใดค่าหนึ่งแต่จะเกิดซีโร่ทั้งหมดที่อนันต์ และ จำนวนโพล p จะอยู่บนวงกลมหนึ่งหน่วยที่ระนาบด้านซ้ายที่มุมต่างๆ ที่ซึ่ง $|p_i|=1$ และมุมของ $p_i = (2i-1)\pi/2n$ แสดงดังภาพที่ 2-6







ภาพที่ 2-6 การกระจายของโพลสำหรับผลตอบสนองแบบบัตเตอร์เวิร์ท

2.5.4 ผลตอบสนองของวงจรกรองความถี่แบบเชบีเชฟ

การตอบสนองแบบเชบีเชฟ [10] จะแสดงถึงความพลิ้วแถบผ่านที่เท่ากันและมีความราบ เรียบมากที่สุดในช่วงแถบหยุดซึ่งแสดงในภาพที่2-7 โดยขนาดของฟังก์ชันการถ่ายโอนยกกำลัง สอง มีรูปแบบผลการตอบสนองจาก

$$\left|S_{21}(j\Omega)\right|^{2} = \frac{1}{1 + \varepsilon^{2} T_{n}^{2}(\Omega)}$$
(2-58)

เมื่อก่ากงที่กวามพลิ้ว ${\cal E}$ มีกวามสัมพันธ์กับก่ากวามพลิ้วแถบผ่าน $L_{_{Ar}} \, {
m dB}$ โดย

$$\varepsilon = \sqrt{10^{\frac{L_{Ar}}{10}} - 1} \tag{2-59}$$

 $T_{_n}ig(\Omegaig)$ คือฟังก์ชันเชบีเชฟแบบแรกของอันดับ n ซึ่งกำหนดได้จาก

$$T_{n}(\Omega) = \begin{cases} \cos(n\cos^{-1}\Omega) & |\Omega| \le 1\\ \cosh(n\cosh^{-1}\Omega) & |\Omega| \ge 1 \end{cases}$$
(2-60)

ดังนั้น วงจรกรองที่ได้จากสมการที่ (2-58) โดยทั่วไปเรียกว่า วงจรกรองเชบีเชฟ



ภาพที่ 2-7 ผลตอบสนองผ่านต่ำแบบเชบีเชฟ

2.6 วงจรกรองต้นแบบผ่านต่ำและองค์ประกอบ

การสังเคราะห์วงจรกรองความถี่เพื่อที่ทำให้เป็นฟังก์ชันถ่ายโอน อย่างที่กล่าวในหัวข้อที่ ผ่านมา ปกติผลที่ได้ จะเรียกว่า วงจรกรองต้นแบบผ่านต่ำ [10] วงจรกรองต้นแบบผ่านต่ำ โดยทั่วไปถูกกำหนดเป็นวงจรกรองผ่านต่ำที่ค่าองค์ประกอบถูกนอร์มอลไลซ์เพื่อทำให้ความ ด้านทานหรือตัวนำแหล่งจ่ายมีค่าเท่ากับ 1 โดยใช้สัญลักษณ์แทนด้วย $g_0 = 1$ และความถี่คัทออฟมี ค่าเท่ากับ 1 โดยใช้สัญลักษณ์แทนด้วย $\Omega_C = 1$ (rad/s) ตัวอย่าง แสดงดังภาพที่ 2-8

2.6.1 วงจรกรองต้นแบบผ่านต่ำบัตเตอร์เวิร์ท

สำหรับบัตเตอร์เวิร์ทหรือวงจรกรองด้นแบบผ่านต่ำที่แบนราบมากที่สุด มีฟังก์ชันถ่ายโอน ดังสมการ(2.55)โดยที่ความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก $L_{Ar} = 3.01 \ dB$ ที่ความถี่คัทออฟ $\Omega_C = 1$ ก่าองค์ประกอบอ้างอิงตามภาพที่ 2-8 [10] คำนวณได้โดย

23

$$g_0 = 1.0$$

 $g_i = 2\sin\left(\frac{(2i-1)\pi}{2n}\right)$ for $i = 1$ to n (2-61)
 $g_{n+1} = 1.0$

การคำนวณอันดับของวงจรกรองต้นแบบผ่านต่ำบัตเตอร์เวิร์ท ปกติกำหนดให้ค่าลดทอนของ ช่วงแถบหยุดต่ำที่สุด $L_{\scriptscriptstyle As}\,dB$ ที่ $\Omega=\Omega_{\scriptscriptstyle s}\,$ สำหรับ $\Omega_{\scriptscriptstyle s}>1$

$$n \ge \frac{\log(10^{0.1L_{As}} - 1)}{2\log\Omega_s}$$
(2-62)





ภาพที่ 2-8 วงจรกรองด้นแบบผ่านต่ำสำหรับวงจรกรองทุกโพล (ก) โครงสร้างวงจรข่าย บันได (ข) โครงสร้างวงจรข่ายคู่เสมือน

 2.6.2 วงจรกรองต้นแบบผ่านต่ำเชบีเชฟ สำหรับวงจรกรองต้นแบบผ่านต่ำเชบีเชฟ [10] มีฟังก์ชันถ่ายโอนตามสมการที่ (2-58) ค่า องก์ประกอบสำหรับโครงข่ายสองทางเข้าออกที่แสดงในภาพที่ 2-8 คำนวณโดยใช้สูตรดังนี้

$$g_o = 1.0$$
 (2-63 f)

$$g_1 = \frac{2}{\gamma} \sin\left(\frac{\pi}{2n}\right) \tag{2-63 } \mathfrak{V}$$

$$g_{i} = \frac{1}{g_{i-1}} \frac{4\sin\left[\frac{(2i-1)\pi}{2n}\right]\sin\left[\frac{(2i-3)\pi}{2n}\right]}{\gamma^{2} + \sin^{2}\left[\frac{(i-1)\pi}{n}\right]} \qquad \text{for } i = 2, 3, ..., n \qquad (2-63 \text{ P})$$

$$g_{n+1} = \begin{cases} 1.0 & \text{for } n \text{ odd} \\ \coth^{2}\left(\frac{\beta}{4}\right) & \text{for } n \text{ even} \end{cases}$$

เมื่อ

$$\beta = \ln \left[\coth \left(\frac{L_{Ar}}{17.37} \right) \right]$$
$$\gamma = \sinh \left(\frac{\beta}{2n} \right)$$

การคำนวณหาค่าอันดับของวงจรกรองต้นแบบผ่านต่ำของเชฟบีเชฟ สามารถคำนวณได้จาก สมการที่ (2-64) เมื่อ $L_{_{Ar}}$ คือ ค่าความพลิ้วแถบในหน่วย dB, $L_{_{As}}$ คือ ค่าลดทอนที่ต่ำที่สุดของช่วง แถบหยุดที่ $\Omega = \Omega_{_{s}}$

$$n \ge \frac{\cosh^{-1} \sqrt{\frac{10^{0.1L_{As}-1}}{10^{0.1L_{Ar}-1}}}}{\cosh^{-1} \Omega_{s}}$$
(2-64)

โดยค่าคงที่สูงสุดของการกระเพื่อมของสัมประสิทธิ์สะท้อนกลับ สามารถหาได้จากก่าสัมประสิทธิ์ การสะท้อนกลับในหน่วยของเดซิเบล ได้ว่า

$$L_{Ar} = -10 \log \left[1 - 10^{0.1 L_R} \right]$$
 (2-65)

อย่างไรก็ตาม อาจสามารถหาก่ากงที่ของการกระเพื่อมสูงสุดของสัมประสิทธิ์การสะท้อน กลับได้จากก่าอัตราส่วนแรงคันกลื่นนิ่ง (Voltage Standing Wave Ratio, VSWR) ได้ว่า

$$VSWR = \frac{1 + |S_{11}|}{1 - |S_{11}|} \tag{2-66}$$

$$L_{Ar} = -10 \log \left[1 - \left(\frac{VSWR - 1}{VSWR + 1} \right)^2 \right]$$
(2-67)

สำหรับการแปลงจากผลตอบสนองของตัวแปรทางค้านความถี่กรอง และความถี่คัทออฟ จาก วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านสู่ผลตอบสนองของวงจรกรองความถี่ผ่านแถบ สามารถแปลงได้ว่า

$$\Omega = \frac{\Omega_C}{FBW} \left[\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right]$$
(2-68)

โดยค่า Fractional Bandwidth (*FBW*) เป็นอัตราส่วนของช่วงแถบความถี่ผ่านกับความถี่ ศูนย์กลาง ส่วนค่า ω_1 และ ω_2 เป็นตำแหน่งของความถี่กัทออฟทางด้านต่ำ และทางด้านสูง ตามถำดับ

$$FBW = \omega_2 - \omega_1 \tag{2-69 fi}$$

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \omega_2} \tag{2-69 v}$$

2.7 องค์ประกอบและการแปลงความถื่

ในหัวข้อที่ผ่านมาเราได้พิจารณาวงจรกรองต้นแบบผ่านต่ำที่ความต้านทาน หรือความนำของ แหล่งจ่ายที่นอร์แมลไลซ์ g₀ =1 และความถี่คัทออฟ Ω_c =1 ในทางปฏิบัติค่าองค์ประกอบและค่า คุณลักษณะทางความถี่ได้จากวงจรกรองผ่านต้นแบบ โดยทำการแปลงองค์ประกอบและความถี่ซึ่ง จะได้อธิบายในส่วนนี้

การแปลงความถี่บางครั้งอาจเรียกว่า การแมปปิ้งความถี่(Frequency Mapping) คือ การแมป ผลตอบสนองเช่นผลตอบสนองแบบเชบีเชฟในวงจรกรองความถี่ต้นแบบผ่านต่ำ ที่อยู่ในรูปโคเมน ของ Ω ใปยังโคเมนทางด้านความถี่ *ω* ซึ่งในทางปฏิบัติผลตอบสนองวงจรกรอง ไม่ว่าจะเป็นวงจร กรองผ่านต่ำ, วงจรกรองผ่านสูง, วงจรกรองผ่านแถบ และวงจรกรองแถบหยุดถูกแสดงการแปลง ความถี่จะมีผลต่อองก์ประกอบจินตภาพทั้งหมดแต่ไม่มีผลต่อองก์ประกอบความต้านทาน

นอกจากนี้การแมปปิ้งทางค้านความถี่ จะทำการสเกลอิมพีแคนซ์ (Impedance Scaling) เพื่อ ทำให้การแปลงองค์ประกอบ (Element Transformation) สำเร็จ ในการสเกลนั้นจำเป็นต้องนำค่า $g_0 = 1$ ออกจากวงจรกรองที่จะทำการสเกลและปรับวงจรกรองเพื่อให้ทำงานสำหรับค่าอื่นของ อิมพีแคนซ์แหล่งจ่าย (Source Impedance) แทนด้วย Z_0 มันจะสะควกถ้าเรากำหนดการสเกล
อิมพีแดนซ์ตัวประกอบ γ_0 เป็น

$$\gamma_{0} = \begin{cases} Z_{0}/g_{0} & \text{ สำหรับ } g_{0} \text{ เป็นก่าความต้านทาน} \\ g_{0}/Y_{0} & \text{ สำหรับ } g_{0} \text{ เป็นก่าความนำ} \end{cases}$$
(2-70)

เมื่อ $Y_0 = 1/Z_0$ คือ แอคมิตแตนซ์แหล่งจ่าย (Source Admittance) ในหลักการ ประยุกต์การสเกล อิมพีแคนซ์กับโครงข่ายวงจรกรองได้เป็น

$$\begin{split} \dot{L} &\to \gamma_0 L \\ C' &\to C/\gamma_0 \\ R' &\to \gamma_0 R \\ G' &\to G/\gamma_0 \end{split}$$
 (2-71)

โดยไม่มีผลต่อรูปร่างผลตอบสนอง

ให้ g เป็นเทอมทั่ว ๆ ไป สำหรับองค์ประกอบวงจรกรองต้นแบบผ่านต่ำในการแปลง องค์ประกอบ ที่จะกล่าว เพราะว่า g จะไม่ขึ้นกับการแปลงความถี่ การแปลงองค์ประกอบความ ด้านทาน ยังรักษาชนิดของวงจรกรอง

> $R = \gamma_0 g$ สำหรับ g แสดงในรูปความต้านทาน (2.72 ก) $C = \sigma / \kappa$ สำหรับ g แสดงในรูปความนำ (2.72 ท)

$$G = g/\gamma_0$$
 สำหรับ g แสดงในรูปความน้ำ (2.72 ข)

2.7.1 การแปลงวงจรกรองผ่านต่ำ

การแปลงความถี่จากวงจรต้นแบบผ่านต่ำไปยังวงจรกรองผ่านต่ำที่มีความถี่คัทออฟที่ ω_c บน แกน ω สามารถแปลงได้

$$\Omega = \left(\frac{\Omega_c}{\omega_c}\right)\omega \tag{2-73}$$

จากสมการที่ (2-71) จะสามารถสเกลอิมพีแคนซ์ต่าง ๆ ได้เป็น

$$L = \left(\frac{\Omega_c}{\omega_c}\right) \gamma_0 g \quad \text{สำหรับ} \quad g \, \text{แสดงในรูปตัวเหนี่ยวนำ}$$
 (2.74 ก)

$$C = \left(\frac{\Omega_c}{\omega_c}\right)g/\gamma_0$$
 สำหรับ gแสดงในรูปตัวเก็บประจุ (2.74 ข)

ซึ่งภาพที่ 2-9 เป็นโครงสร้างการแปลงองค์ประกอบ



ภาพที่ 2-9 การแปลงองค์ประกอบพื้นฐานจากวงจรกรองต้นแบบผ่านต่ำไปยังวงจรกรองผ่านต่ำ

2.7.2 การแปลงวงจรกรองผ่านแถบ

สมมุติให้วงจรกรองต้นแบบผ่านต่ำ มีผลตอบสนองความถี่จากการแปลงเป็นวงจรกรองผ่าน แถบในช่วง $\omega_2 - \omega_1$ เมื่อ ω_1 และ ω_2 คือช่วงของความถี่แถบผ่านโดยสามารถเขียนเป็นสมการที่ ใช้ในการแปลงได้

$$\Omega = \frac{\Omega_c}{FBW} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\xi} \right)$$
(2-75)

โดยที่

$$FBW = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0} \tag{2-76 n}$$

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \omega_2} \tag{2-76 } \mathfrak{V}$$

ซึ่ง ω_0 คือความถี่กลางเชิงมุมในหน่วยของเรเดียน และ *FBW* คืออัตราส่วนของแบนด์วิดท์ (Fractional Bandwidth) ในการแปลงความถี่ขององค์ประกอบจินตภาพ g ที่ได้จากวงจรกรอง ต้นแบบผ่านต่ำสามารถเขียนได้เป็น

$$j\Omega_g \to j\omega \frac{\Omega_c g}{FBW\omega_0} + \frac{1}{j\omega} \frac{\Omega_c \omega_0 g}{FBW}$$
 (2-77)



ภาพที่ 2-10 การแปลงค่าขององค์ประกอบพื้นฐานจากวงจรกรองต้นแบบชนิดผ่านต่ำไปเป็น วงจรกรองความถี่ผ่านแถบ

ดังนั้นค่าองค์ประกอบ g คือความเหนี่ยวนำต่อความจุ ในวงจรกรองต้นแบบชนิดผ่านต่ำ สามารถแปลงเป็นวงจรเรโซแนนซ์ LC อนุกรม/ขนานในรูปแบบของวงจรกรองความถี่ผ่านแถบ ซึ่งค่าองค์ประกอบของเรโซเนเตอร์ LC อนุกรมของวงจรกรองความถี่ผ่านแถบสามารถหาได้จาก

$$L_{s} = \left(\frac{\Omega_{c}}{FBW\omega_{0}}\right) \gamma_{0}g$$
สำหรับ g แสดงในรูปตัวเหนี่ยวนำ (2-78 ก)

ิยาหาก 8 แขมงเทว็กมาเมตราคา (5

$$C_s = \left(\frac{FBW\omega_0}{\Omega_c}\right) \frac{1}{\gamma_0 g}$$

และในทำนองเดียวกัน สามารถแปลงค่าองค์ประกอบความเหนี่ยวนำ/ความจุ ในวงจรกรอง ด้นแบบชนิดผ่านต่ำให้อยู่ในรูปของเรโซเนเตอร์ LC ขนานของวงจรกรองความถี่ผ่านแถบได้เป็น

$$C_{p} = \left(\frac{\Omega_{c}}{FBW\omega_{0}}\right) \frac{g}{\gamma_{0}}$$

สำหรับ g แสดงในรูปตัวเก็บประจุ (2-78 ง)

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

จากสมการ (2-78) จะสังเกตเห็นว่า $\omega_0 L_s = 1/(\omega_0 C_s)$ และ $\omega_0 L_p = 1/(\omega_0 C_p)$ การแปลง องค์ประกอบในกรณีนี้แสดงดังภาพที่ 2-10

2.7.3 การแปลงวงจรกรองผ่านสูง

้สำหรับวงจรกรองผ่านสูงที่ความถี่คัทออฟ ω_c บนแกน ω การแปลงความถี่เป็น

$$\Omega = -\frac{\omega_c \Omega_c}{\omega} \tag{2-79}$$

้ประยุกต์การแปลงความถี่นี้ไปเป็นองค์ประกอบจินตภาพ g ในวงจรกรองต้นแบบผ่านต่ำ ได้เป็น

$$j\Omega_g \to \frac{\omega_c \Omega_c g}{j\omega}$$
(2-80)

จะเห็นได้ว่าก่าองก์ประกอบความเหนี่ยวนำ/กวามเก็บประจุ (Inductive/Capacitive) ในวงจรกรอง ต้นแบบผ่านต่ำจะตรงข้ามกับการแปลงไปยังองก์ประกอบกวามเก็บประจุ/กวามเหนี่ยวนำ ในวงจร กรองผ่านสูง การแปลงองก์ประกอบด้วยการสเกลอิมพีแดนซ์ ถูกกำหนดเป็น

$$C = \left(\frac{1}{\omega_c \Omega_c}\right) \frac{1}{\gamma_0 g}$$
 สำหรับ g แสดงในรูปตัวเหนี่ยวนำ (2-81 ก)

$$L = \left(\frac{1}{\omega_c \Omega_c}\right) \frac{\gamma_0}{g} \quad \text{ สำหรับ } g \text{ แสดงในรูปตัวเกีบประจุ}$$
 (2-81 ข)

การแปลงองค์ประกอบของการแปลงวงจรกรองผ่านสูงแสดงดังภาพที่ 2-11



ภาพที่ 2-11 การแปลงองค์ประกอบพื้นฐานจากวงจรกรองต้นแบบผ่านต่ำไปยังวงจรผ่านสูง

2.7.4 การแปลงวงจรกรองแถบหยุด

การแปลงความถี่จากวงจรกรองต้นแบบผ่านต่ำไปเป็นวงจรกรองแถบหยุคสามารถทำได้จาก สมการที่ (2-82 ก)

$$\Omega = \frac{\Omega_c FBW}{\left(\omega_0 / \omega - \omega / \omega_0\right)} \tag{2-82 fi}$$

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \omega}_2 \tag{2-82 U}$$

$$FBW = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0} \tag{2-82 ft}$$

เมื่อ $\omega_2 - \omega_1$ คือ แบนด์วิคท์ รูปแบบของการแปลงจะตรงข้ามกับการแปลงผ่านแถบ กล่าวคือ องค์ประกอบความเหนี่ยวนำ/ความเก็บประจุ g ในวงจรกรองต้นแบบผ่านต่ำจะแปลง เป็นวงจรเรโซแนนซ์ LC ขนาน/อนุกรม องค์ประกอบสำหรับเรโซเนเตอร์แปลงไปเป็นแถบหยุด คือ

ແລະ

$$L_{s} = \left(\frac{1}{FBW\omega_{0}\Omega_{c}}\right)\frac{\gamma_{0}}{g}$$

สำหรับ g แสดงในรูปตัวเก็บประจุ (2-83 ข)

$$C_{s} = \left(\frac{FBW\Omega_{c}}{\omega_{0}}\right)\frac{g}{\gamma_{0}}$$





2.8 การสูญเสียและตัวประกอบคุณภาพไม่มีโหลด

โดยทั่วไปเราพิจารณาวงจรกรองที่ประกอบด้วยองค์ประกอบที่ไม่มีการสูญเสีย ยกเว้น ความ ด้านทานที่นำมาต่อ อย่างไรก็ตาม ในความเป็นจริง วงจรกรองจะมีองค์ประกอบที่มีการสูญเสียอยู่ ก่าหนึ่งซึ่งมีความสัมพันธ์กับกำลังงานที่กระจายในองค์ประกอบเหล่านี้ ดังนั้นการกระจายที่ปะปน เข้ามาบ่อยครั้ง จะทำให้เกิดความแตกต่างระหว่างการตอบสนองของวงจรกรองจริงกับในอุดมคติที่ ออกแบบด้วยส่วนประกอบที่ไม่มีการสูญเสีย ดังนั้นต้องประมาณผลของการกระจายในการสูญเสีย เนื่องจากการใส่แทรก

2.8.1 ตัวประกอบคุณภาพไม่มีโหลดขององค์ประกอบจินตภาพที่มีการสูญเสีย

โดยทั่วไป การสูญเสียในตัวเหนี่ยวนำตามธรรมดาจะแทนด้วยความด้านทาน *R* ต่ออนุกรม กับตัวเหนี่ยวนำ ดังแสดงในภาพที่ 2-13(ก) ตัวประกอบคุณภาพไม่มีโหลดของ*Q_{ui}* ของตัวเหนี่ยวนำ ที่มีการสูญเสียถูกนิยามโดย

$$Q_u = \frac{\omega L}{R} \tag{2-84}$$

ในทำนองเดียวกันตัวเก็บประจุที่มีการสูญเสียจะมีวงจรสมมูลแสดงดังภาพที่ 2–13(ข) เมื่อ *G* คือ ความนำซึ่งต่อขนานกับตัวเก็บประจุ *C* ซึ่งตัวประกอบคุณภาพไม่มีโหลด สามารถหาได้ จากสมการ (2-85)

$$Q_u = \frac{\omega C}{G} \tag{2-85}$$

จากสมการที่ (2-84) และ (2-85) ตัวแปร ผส่วนใหญ่จะหมายถึงช่วงความถี่ที่ใช้ในการหาค่า Q_u โดยสำหรับวงจรกรองแบบผ่านต่ำหรือวงจรกรองผ่านสูงผโดยปกติจะหมายถึงความถี่กัทออฟ ส่วนวงจรกรองผ่านแถบ หรือแถบหยุด ผจะหมายถึง ความถี่กลาง

กรณีที่เป็นเรโซเนเตอร์ที่มีการสูญเสียวงจรสมมูลส่วนใหญ่แสดงดังภาพที่ 2-13 (ค) และ (ง) โดยส่วนประกอบคุณภาพไม่มีโหลดของวงจรสมมูลทั้งสองสามารถหาได้จากสมการที่ (2-84) และ (2-85) ได้เหมือนกัน แต่ความถี่ *เ*จะหมายถึง ความถี่เรโซแนนซ์ ซึ่งก็คือ *เ*=1/*\sqrt{LC*



ภาพที่ 2-13 วงจรสมมูลองก์ประกอบจินตภาพและเรโซเนเตอร์ที่มีการสูญเสีย



ภาพที่ 2-14 วงจรกรองผ่านแถบที่เรโซเนเตอร์มีการสูญเสีย

2.8.2 ผลกระทบของการสูญเสียเป็นความร้อนบนวงจรกรองผ่านแถบ การพิจารณาผลกระทบของการสูญเสียเป็นความร้อนบนวงจรกรองผ่านแถบ จากวงจรกรอง ผ่านแถบที่แสดงในภาพที่ 2-10 (ข) ซึ่งได้ถูกออกแบบให้การตอบสนองเป็นแบบบัตเตอร์เวิธ์ทโดย มีแถบผ่านจาก 1-2 *GHz* สมมุติให้ *Q*_u ของทุกเรโซเนเตอร์เท่ากันทั้งหมด แม้ในทางปฏิบัติอาจจะ ใม่เท่ากันทั้งหมด ผลวงจรกรองผ่านรวมทั้งองค์ประกอบการกระจายของเรโซเนเตอร์ถูกแสดงใน ภาพที่ 2-14 (ก) โดยค่า *Q*_u จะส่งผลกระทบต่อวงจรกรองกวามถื่อยู่ 2 อย่าง คือ เพิ่มก่าการสูญเสีย ในช่วงแถบผ่านด้วยก่ากงที่ก่าหนึ่ง และบริเวณขอบของช่วงแถบผ่านจะมีลักษณะเป็นทางลาดเอียง ซึ่งจะส่งผลทำให้ช่วงแถบผ่านมีก่าน้อยลงและก่ากวามกมจะลดลง

สำหรับการประมาณผลกระทบของการสูญเสียที่เกิดในวงจรกรองความถี่ผ่านแถบสามารถ เขียนให้อยู่ในรูปของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านต้นแบบได้ตามสมการที่ (2-86)

$$L'_{AO} = 4.343 \sum_{i=1}^{n} \frac{\Omega_c}{FBWQ_{ui}} g_i \quad dB$$
 (2-86)

เมื่อ ΔL'_{AO} คือ ค่าการสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกที่เพิ่มขึ้นในหน่วย dB ของวงจรกรอง และ Q_{ui} คือ ตัวประกอบคุณภาพไม่มีโหลดของเรโซเนเตอร์สอดคล้องกับค่า g_i ซึ่งคำนวณที่ ความถี่กลางของวงจรกรอง

ค่าตัวประกอบคุณภาพไม่มีโหลดเป็นพารามิเตอร์ที่เกี่ยวข้องกับค่าการสูญเสียของวงจรที่จะ สร้างเป็นวงจรกรองความถี่ผ่านแถบที่ใช้สายนำสัญญาณไมโครสตริป ประกอบไปด้วยค่าสูญเสีย ของไดอิเล็กตริก (Dielectric Loss) ค่าสูญเสียของตัวนำ (Conductor Loss) และค่าความสูญเสียที่เกิด จากการแผ่พลังงานแม่เหล็กไฟฟ้า (Radiation Loss) จากวัสดุที่นำมาสร้างเป็นเรโซเนเตอร์ เมื่อตัว ประกอบคุณภาพเมื่อไม่มีโหลดสามารถหาได้จากสมการที่ (2-87)

$$\frac{1}{Q_{ui}} = \frac{1}{Q_c} + \frac{1}{Q_d} + \frac{1}{Q_e}$$
(2-87)

โดยที่ *Q*_c คือ ตัวประกอบคุณภาพตัวนำ (Conductor Quality Factors) มีความสัมพันธ์กับค่าการ สูญเสียที่เกิดจากตัวนำ ซึ่งในงานวิจัยนี้เป็นตัวนำของสายนำสัญญาณไมโครสตริปซึ่งคำนวณำได้ จากสมการที่ (2-88)

$$Q_c = \frac{\pi}{\alpha_c \lambda_g} \tag{2-88}$$

เมื่อ α_c เป็นค่าคงที่การลดทอนของตัวนำ(Neper per Unit Length) และ λ_g คือความขาวคลื่น ในสายนำสัญญาณไมโครสตริป จากสมการที่ (2-88) ถ้าสมมุติว่ามีสนามแม่เหล็กไฟฟ้าสม่ำเสมอ (Uniform Field) ระหว่างสายนำสัญญาณไมโครสตริปกับกราวด์ สามารถประมาณค่า Q_c ได้เป็น

$$Q_c \approx \pi \frac{h}{\lambda} \frac{\eta}{R_s}$$
(2-89)

โดยที่ *h* คือ ความสูงของซับสเตรท λ คือความยาวคลื่นในอากาศ η คือ อิมพีแคนซ์ของ คลื่นในอากาศมีค่าประมาณ 120 π โอห์มและ R_{s} คือ ความด้านทานตัวนำผิว (Surface Resistance of Conductor Sheets) ซึ่งสามารถหาได้จากสมการที่ (2-90)

$$R_s = \sqrt{\frac{\omega\mu_0}{2\sigma}} \tag{2-90}$$

เมื่อ σ เป็นสภาพนำ (Conductivity)

Q_d คือ ตัวประกอบคุณภาพใดอิเล็กตริก (Dielectric Quality Factors) มีความสัมพันธ์กับ ค่าการสูญเสียที่เกิดในชั้นใดอิเล็กตริกสามารถคำนวณใด้จาก

$$Q_d = \frac{\pi}{\alpha_d \lambda_g} \tag{2-91}$$

เมื่อ $lpha_d$ เป็นก่ากงที่การลดทอนของไดอิเล็กตริก จากสมการที่ (2-91) สามารถหาค่าประมาณได้เป็น

$$Q_d \ge \frac{\varepsilon}{\varepsilon"} = \frac{1}{\tan \delta}$$
(2-92)

เมื่อ tan *δ* คือ แทนเจนต์การสูญเสีย (Loss Tangent) ซึ่งโดยปกติแล้วในข้อมูลของแผ่นวงจร พิมพ์ไมโครเวฟ จะมีพารามิเตอร์แทนเจนต์การสูญเสียบอกมาด้วย ซึ่งง่ายต่อการนำไปคำนวณ มากกว่าสมการที่ (2-91)

Q_r คือ ตัวประกอบคุณภาพการแผ่คลื่น (Radiation Quality) ในกรณีที่เรโซเนเตอร์มี ความยาว λ/2 สามารถคำนวณค่าโดยประมาณได้จากสมการที่ (2-93)

$$Q_r = \frac{3\varepsilon_r Z_0 \lambda_0^2}{32\eta h^2}$$
(2-93)

เมื่อ Z₀ คือ อิมพีแดนซ์กุณลักษณะ เมื่อแทนค่าสมการที่ (2-89), (2-92) และ (2-93) ลงใน สมการที่ (2-87) จะได้ค่า ดังนี้

$$\frac{1}{Q_{ui}} = \frac{c\sqrt{\pi\mu_0} + \sqrt{f_0\sigma\pi h\eta}\tan\delta}{\sqrt{f_0\sigma\pi h\eta}} + \frac{32\eta h^2}{3\varepsilon_r Z_0\lambda_0^2}$$
(2-94)

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

$$\frac{1}{Q_{ui}} = \tan \delta + \frac{15.91545}{h(mm)\sqrt{f_0(GHz)\sigma}} + \frac{8.936 \times 10^{-4} \left(f_0(GHz).h(mm)\right)^2}{\varepsilon_r}$$
(2-95)

2.9 การออกแบบวงจรกรองความถี่วิทยุและไมโครเวฟ

ในปัจจุบันงานทางด้านความถี่วิทยุและไมโครเวฟ มีความต้องการวงจรกรองที่มีคุณสมบัติที่ ดีกว่าและแตกต่างไปจากวงจรกรองความถี่แบบเชบีเชฟเพิ่มมากขึ้น เพื่อเหมาะสมกับความต้องการ ที่เพิ่มมากขึ้นของระบบความถี่วิทยุและไมโครเวฟ โดยเฉพาะจากระบบสื่อสารไร้สายดังนั้นการ ออกแบบวงจรกรองจึงต้องมีวิธีการออกแบบที่สอดคล้องกับเงื่อนไขที่กำหนดไว้ในเบื้องต้น โดยใช้ เทคนิคต่างๆ [10] เข้ามาช่วยในการออกแบบเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพของวงจรกรองไม่ว่าจะเป็นการ ออกแบบโดยใช้กู่ของการส่งผ่านที่เป็นศูนย์ (Single Pair of Transmission Zeros) การต่อเรียงกันสี่ ดัว (Cascaded Quadruplet (CQ)) การต่อเรียงกันสามตัว(Trisection and Cascaded Trisecton (CT)) และอื่นๆอีก โดยในงานวิจัยนี้เลือกใช้การออกแบบโดยใช้กู่ของการส่งผ่านที่เป็นศูนย์ในการ ออกแบบ

2.9.1 การออกแบบวงจรกรองโดยใช้หนึ่งกู่ของการส่งผ่านที่เป็นศูนย์

2.9.1.1 คุณลักษณะวงจรกรองความถึ่

วงจรกรองแบบนี้มีคู่ของการส่งผ่านที่เป็นศูนย์หรือโพลการลดทอน(Attenuation Poles) ที่ ความถี่ที่จำกัดอยู่ค่าหนึ่งเพื่อปรับปรุงความคมของวงจรกรองความถี่ให้ดีขึ้น ซึ่งสามารถใช้ฟังก์ชัน ของเชบีเซฟหรือเอลลิปติกก็ได้ มีฟังก์ชันถ่ายโอน[10] ดังนี้

$$S_{21}\left(\Omega\right)\Big|^{2} = \frac{1}{1 + \varepsilon^{2} F_{n}^{2}\left(\Omega\right)}$$
(2-96 fi)

$$\varepsilon = \frac{1}{\sqrt{10^{\frac{L_R}{10}} - 1}} \tag{2-96 u}$$

$$F_{n}(\Omega) = \cosh\left\{ \left(n-2\right)\cosh^{-1}\left(\Omega\right) + \cosh^{-1}\left(\frac{\Omega_{a}\Omega - 1}{\Omega_{a} - \Omega}\right) + \cosh^{-1}\left(\frac{\Omega_{a}\Omega + 1}{\Omega_{a} + \Omega}\right) \right\}$$
(2-96 ft)

36

เมื่อ Ω คือ ตัวแปรความถี่ ที่ถูกนอร์มอลไลซ์เป็นแถบผ่านความถี่คัทออฟของวงจรกรองต้นแบบ ผ่านต่ำ ε คือ ค่าคงที่ความพลิ้วโดยมีความสัมพันธ์กับ $L_R = 20\log|S_{11}|$ ในหน่วย dB และ nคืออันดับของวงจรกรองความถี่ จะพบว่าในฟังก์ชัน F_n จะมี $\Omega = \pm \Omega_a (\Omega_a > 1)$ คือตำแหน่ง ของความถี่ที่เกิดจากคู่โพลการลดทอนซึ่งถ้า $\Omega_a \to \infty$ ฟังก์ชัน $F_n (\Omega)$ ก็จะเป็นฟังก์ชันเชบีเชฟ โดยการแปลงความถี่ให้เป็นวงจรกรองผ่านแถบสามารถแปลงได้จากหัวข้อ 2.6.2 คือ

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

เมื่อ *ω* คือ ตัวแปรความถี่ของวงจรกรองความถี่ผ่านแถบ *ω*₀ คือความถี่กลางและ *FBW* คือ อัตราส่วนของแบนด์วิดท์ซึ่งตำแหน่งของความถี่ที่เกิดจากคู่โพลการลดทอนหา สามารถหาได้ จากสมการที่ (2-97 ก) และ (2-97 ข)

$$\omega_{a1} = \omega_0 \frac{-\Omega_a FBW + \sqrt{\left(\Omega_a FBW\right)^2 + 4}}{2}$$
(2-97 fi)

$$\omega_{a2} = \omega_0 \frac{\Omega_a FBW + \sqrt{(\Omega_a FBW)^2 + 4}}{2}$$
(2-97 v)

ภาพที่ 2-15 แสดงผลตอบสนองความถี่ของวงจรกรอง n = 6 และ $L_R = -20 \, dB$ เปรียบเทียบ กับวงจรกรองแบบเชบีเชฟ จะเห็นว่าจะมีคมมากกว่าวงจรกรองแบบเชบีเชฟอย่างชัดเจน โพลการ ลดทอน(Attenuation Poles) ใกล้ความถี่คัทออฟ($\Omega = 1$) ขอบจะชันและมีความคมสูง

2.9.1.2 การสังเคราะห์วงจรกรองความถึ่

การส่งผ่านที่เป็นศูนย์ของวงจรกรองชนิดนี้เกิดจากการเชื่อมต่อแบบไขว้ของคู่เรโซเนเตอร์ที่ ไม่ได้อยู่ประชิดกัน(Cross Coupling A Pair of Nonadjacent Resonators) ของวงจรกรองเชบีเชฟ แบบมาตรฐาน โดยใช้การสังเคราะห์การประมาณจากวงจรกรองความถี่ด่ำผ่านต้นแบบ แสดงดัง ภาพที่ 2-16 ที่มีกล่องสี่เหลี่ยมแทนแอดมิตแตนซ์อุดมคติด้วยแอดมิตแตนซ์คุณลักษณะ (Characteristic Admittance) *J* และการสังเคราะห์การประมาณจะเริ่มต้นจากการหาค่าองค์ ประกอบของฟังก์ชันเชบีเชฟ [10]

โดยสมการที่ใช้ในการหาก่าจะได้จากสมการดังนี้

$$g_1 = \frac{2\sin\frac{\pi}{2n}}{\gamma} \tag{2-98 fi}$$

$$g_{i}g_{i-1} = \frac{4\sin\frac{(2i-1)\pi}{2n}\sin\frac{(2i-3)}{2n}}{\gamma^{2} + \sin^{2}\frac{(i-1)\pi}{2n}} \quad (i = 1, 2, ..., m), \ m = n/2$$
(2-98 v)

$$\gamma = \sinh\left(\frac{1}{n}\sinh^{-1}\frac{1}{\varepsilon}\right)$$
(2-98 ft)

$$S = \left(\sqrt{1 + \varepsilon^2} + \varepsilon\right)^2$$
 (VSWR ผ่านแถบ) (2-98 ง)

$$J_m = 1/\sqrt{S} \tag{2-98 } \mathfrak{d}$$

$$J_{m-1} = 0$$
 (2-98 a)

ในขั้นต้นจะกำหนดค่าตำแหน่งของการส่งผ่านที่เป็นศูนย์ที่ $\Omega=\pm\Omega_a$ ซึ่งต้องการหาค่า J_{m-1} โดยหาได้จาก

$$J_{m-1} = \frac{-J_{m}^{'}}{\left(\Omega_{a}g_{m}\right)^{2} - J_{m}^{'2}}$$
(2-99)

้ค่าของ $J_{{}_{m-1}}$ ในตอนแรกนั้นจะ ไม่แมตซ์กับวงจรกรองความถี่ และต้องยังคงค่าการสูญเสียย้อนกลับ ในช่วงกลางแบนค์ไว้โดยทำการค่อยๆ เปลี่ยนค่าของ $J_{{}_m}$ ซึ่งสามารถเปลี่ยนได้จาก

$$J_{m}^{'} = \frac{J_{m}}{1 + J_{m}J_{m-1}}$$
(2-100)

เมื่อ J_m คือค่าที่ปรับปรุงจากค่า J_m สมการที่ (2-99) และ(2-100) ใช้ในการทำซ้ำโดยใช้ค่า เริ่มต้น J_m และ J_{m-1} จากสมการที่ (2-98 จ) และ(2-98 ฉ)

สำหรับพารามิเตอร์ในการออกแบบวงจรกรองความถี่ผ่านแถบ ไม่ว่าจะเป็นสัมประสิทธิ์การ เชื่อมต่อและตัวประกอบคุณภาพภายนอก ที่แสดงดังภาพที่ 2-17 สามารถคำนวณได้จาก

$$Q_{ei} = Q_{eo} = \frac{g_0 g_1}{FBW}$$

$$M_{i,i+1} = M_{n-i,n-i+1} = \frac{FBW}{\sqrt{g_i g_{i+1}}} \quad for \ i = 1 \ to \ m-1$$

$$M_{m,m+1} = \frac{FBW.J_m}{g_m}$$

$$M_{m-1,m+2} = \frac{FBW.J_{m-1}}{g_{m-1}}$$
(2-101)

38

เมื่อค่า M คือ ค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อ Q_{ei} คือค่าตัวประกอบภายนอกทางอินพุต Q_{eo} คือค่า ตัวประกอบภายนอกทางเอาท์พุต



ภาพที่ 2-15 เปรียบเทียบผลตอบสนองความถี่ของวงจรกรองแบบเชบีเชฟกับวงจรกรองที่ออกแบบ ด้วยคู่ของ โพลการลดทอนที่ความถี่ใดความถี่หนึ่ง



ภาพที่ 2-16 วงจรกรองต้นแบบผ่านต่ำสำหรับการสังเคราะห์วงจรกรอง



ภาพที่ 2-17 โครงสร้างการเชื่อมต่อทั่วๆไปของวงจรกรองผ่านแถบโดยใช้คู่ของการส่งผ่าน ที่เป็นศูนย์

2.10 ทฤษฎีโดยทั่วไปของการเชื่อมต่อ

้วงจรกรองผ่านแถบแบบเชื่อมต่อไขว้ที่แสคงคังภาพที่ 2-18 มีโครงสร้างการเชื่อมต่อแสคงคัง ภาพที่ 2-19 โครงสร้างการเชื่อมต่อเป็นผลจากการกำหนดทิศทางของคู่ของเรโซเนเตอร์วงรอบเปิด ที่เหมือนกันซึ่งถูกแยกโดยระยะห่าง d และออฟเซต(Offset) f จะเห็นได้ชัดบ้างการเชื่อมต่อใน ้โกรงสร้างการเชื่อมต่อเหล่านั้น ที่การเชื่อมต่ออยู่ใกล้ชิคกัน ซึ่งเป็นพื้นฐานผ่านไปสนามขอบรอบ นอก ธรรมชาติและการขยายออกของสนามขอบรอบนอกหาธรรมชาติและความหนาแน่นของการ เชื่อมต่อ มันสามารถแสดงได้ที่เรโซแนนซ์ของแบบแผนคลื่นหลักมูล โดยแต่ละเรโซเนเตอร์ ้วงรอบเปิดมีสนามไฟฟ้าหนาแน่นมากที่สุดที่ด้านช่องว่างเปิดและสนามแม่เหล็กหนาแน่นมากที่สุด ที่ด้านตรงข้าม เพราะว่าสนามขอบเรอบนอก จะมีลักษณะเสื่อมลงแบบเอกซ์ โพเนนเชียลนอก สนามไฟฟ้าขอบรอบนอกจะหนาแน่นมากใกล้ด้านที่มีสนามไฟฟ้ากระจายมาก ขอบแขตออกไป งณะที่สนามแม่เหล็กขอบรอบนอกจะหนาแน่นมากใกล้ด้านที่มีสนามแม่เหล็กกระจายมาก ที่สด ้ดังนั้นจะได้การเชื่อมต่อสนามไฟฟ้าถ้าด้านเปิดของสองเรโซเนเตอร์การเชื่อมต่อถูกวางใกล้ ที่สด ้กันดังแสดงในภาพที่ 2-19(ก) ขณะที่การเชื่อมต่อสนามแม่เหล็กจะได้รับถ้าด้านซึ่งสนามแม่เหล็ก สูงสุดของสองเรโซเนเตอร์การเชื่อมต่อถูกวางใกล้กันดังแสดงในภาพที่ 2-19(ข) สำหรับโครงสร้าง การเชื่อมที่แสดงในภาพที่ 2-19(ค) เกิดทั้งสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก ในกรณีนี้การเชื่อมต่อ เรียกว่าการเชื่อมต่อผสม







2.10.1 สัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อ

สัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อสามารถหาได้จากความสัมพันธ์ระหว่างสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อ และการแยกแบบแผนคลื่นเรโซแนนซ์ ซึ่งความสัมพันธ์สำหรับโครงสร้างการเชื่อมต่อที่แสดงใน ภาพที่ 2-19 สามารถหาได้ดังนี้

2.10.1.1 การเชื่อมต่อสนามไฟฟ้า

รูปแบบวงจรสมมูลองก์ประกอบแบบก้อน(Lumped-Element)สำหรับโครงสร้างการเชื่อมต่อ ที่แสดงดังภาพที่ 2-19(ก) ถูกแสดงดังภาพที่ 2-20(ก) เมื่อ L และ C คือ ความเหนี่ยวนำตัวเองและ ความจุตัวเอง ดังนั้น $(LC)^{-1/2}$ เท่ากับความถี่เรโซแนนซ์เชิงมุมของเรโซเนเตอร์ที่ไม่มีการเชื่อมต่อ และ C_m แทน ความจุร่วม ถ้าโครงสร้างการเชื่อมต่อองค์ประกอบถูกกระจาย ในรูปวงจรสมมูล องค์ประกอบแบบก้อนที่ใช้กับวงจรกรองผ่านแถบแบนด์แคบพื้นฐานใกล้ความถี่เรโซแนนซ์ ถ้าเรา มองเข้าไปที่ระนาบอ้างอิง $T_1 - T_1'$ และ $T_2 - T_2'$ เราสามารถเห็นโครงข่ายสองทางเข้าออกซึ่งอาจจะ อธิบายโดยชุดของสมการข้างล่าง คือ

$$I_1 = j\omega C V_1 - j\omega C_m V_2 \tag{2-102 n}$$

$$I_2 = j\omega C V_2 - j\omega C_m V_1 \tag{2-102 u}$$

ในสมการที่ (2-102 ก) และ (2-102 ข) แทนความจุตัวเอง C เป็นตัวเก็บประจุ มองใน วงรอบเรโซแนนซ์หนึ่งของภาพที่ 2-20 (ก) เมื่อตัวเก็บประจุในวงรอบที่ติดกันถูกลัดวงจร ดังนั้น ในเทอมที่สองของด้านขวามือของสมการที่ (2-102 ก) และ(2-102 ข) ถูกกระแสเหนี่ยวนำผลจาก แรงดันเพิ่มขึ้นในวงรอบที่ 2 และ 1 ตามลำดับ จาก สมการที่ (2-102 ก) และ(2-102 ข) พารามิเตอร์ Y คือ

$$Y_{11} = Y_{22} = j\omega C \tag{2-103 fi}$$

$$Y_{12} = Y_{21} = -j\omega C_m \tag{2-103 u}$$

ตามทฤษฎีโครงข่าย[10] รูปแบบอีกอย่างหนึ่งของวงจรสมมูลที่แสดงดังภาพที่ 2-20(ก) ที่ แสดงดังภาพที่ 2-20(ข) รูปแบบนี้ผลจะเหมือนกับพารามิเตอร์สองทางเข้าทางของวงจรที่แสดง ดัง ภาพที่ 2-20(ก) แต่มันจะสะดวกมากกว่าสำหรับการพิจารณาของเรา โดยการเชื่อมต่อสนามไฟฟ้า ระหว่างสองวงรอบเรโซแนนซ์ ถูกแทนด้วยวงจรผกผันแอดมิตแตนซ์ (Admittance Inverter) $J = \omega C_m$ ถ้าระนาบสมมาตร T - T' ในภาพที่ 2-20 (ข) ถูกแทนด้วยกำแพงไฟฟ้า(หรือลัดวงจร) ผลของวงจรมีความถี่เรโซแนนซ์ คือ

$$f_e = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C+C_m)}} \tag{2-104}$$

 ความถี่เร โซแนนซ์นี้จะมีค่าต่ำกว่าความถี่เร โซแนนซ์ของหนึ่งเร โซเนเตอร์ที่ไม่มีการเชื่อมต่อ ซึ่งได้ ถูกยืนยัน โดยการจำลองแบบเต็มคลื่น การอธิบายทางกายภาพผลการเชื่อมต่อนั้นทำให้ความ สามารถของการเก็บประจุของหนึ่งเร โซเนเตอร์สูงขึ้น เมื่อกำแพงไฟฟ้าถูกใส่เข้าไปในระนาบ สมมาตรของ โครงสร้างการเชื่อมต่อ ในทำนองเดียวกันเปลี่ยนระนาบสมมาตร ในภาพที่ 2-20(ข)
 ด้วยกำแพงแม่เหล็ก (หรือวงจรเปิด) ผลในวงจรหนึ่งเร โซแนนซ์มีความถี่เร โซแนนซ์ คือ

$$f_m = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C - C_m)}}$$
(2-105)

ในกรณีนี้ผลการเชื่อมต่อลดความสามารถของการเก็บประจุ ดังนั้นความถี่เรโซแนนซ์จึง เพิ่มขึ้น สมการที่ (2-104) และ(2-105) สามารถใช้หาสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อ k_e

$$k_E = \frac{f_m^2 - f_e^2}{f_m^2 + f_e^2} = \frac{C_m}{C}$$
(2-106)

ซึ่งเหมือนกับนิยามของอัตราส่วนของพลังงานการเชื่อมต่อต่อพลังงานที่สะสม ของเรโซเนเตอร์ หนึ่งเรโซเนเตอร์ที่ไม่มีการเชื่อมต่อ



ภาพที่ 2-20 (ก) วงจรสมมูลของการเชื่อมต่อสนามไฟฟ้าของเรโซเนเตอร์วงรอบเปิด (ข) รูปแบบ อีกแบบหนึ่งของวงจรสมมูลซึ่งวงจรผกผันแอดมิตแตนซ์ J = @C_mแทนการเชื่อมต่อ

2.10.1.2 การเชื่อมต่อสนามแม่เหล็ก

ภาพที่ 2-21 (ก) แสดงรูปแบบวงจรองค์ประกอบแบบก้อนสมมูล สำหรับโครงสร้างการ เชื่อมต่อในภาพที่ 2-19(ข) ใกล้ความถี่เรโซแนนซ์ เมื่อ L และ C คือ ความเหนี่ยวนำตัวเองและ ความจุตัวเอง และ L_m แทน ความเหนี่ยวนำร่วม ในกรณีนี้สมการการเชื่อมต่ออธิบายในรูปของ โครงข่ายสองทางเข้าออกที่ระนาบอ้างอิง $T_1 - T_1'$ และ $T_2 - T_2'$ คือ

$$V_1 = j\omega L I_1 + j\omega L_m I_2 \tag{2-107 ft}$$

$$V_2 = j\omega L I_2 + j\omega L_m I_1 \tag{2-107 U}$$

สมการ (2-107 ก) และ(2-107 ข) แทนความเหนี่ยวนำตัวเอง L เป็นตัวเหนี่ยวนำ มองใน วงรอบเรโซแนนซ์หนึ่งของภาพที่ 2-21(ก) เมื่อวงรอบที่ติดกันวงจรเปิด ดังนั้นเทอมที่สองของด้าน ขวามือของสมการที่ (2-107 ก) และ(2-107 ข) ถูกแรงดันเหนี่ยวนำผลจากกระแสเพิ่มขึ้นในวงรอบที่ 2 และ 1 ตามลำดับ จากสมการที่ (2-107 ก) และ(2-107 ข) สามารถหาพารามิเตอร์ Z คือ

$$Z_{11} = Z_{22} = j\omega L \tag{2-108 n}$$

$$Z_{12} = Z_{21} = j\omega L_m \tag{2-108 U}$$

ภาพที่ 2-21 (ข) แสดงรูปแบบอีกรูปแบบหนึ่งของวงจรสมมูลมีพารามิเตอร์สองทางเข้าทาง เหมือนกับวงจรที่แสดงดังภาพที่ 2-21(ก) ในทำนองเดียวกัน การเชื่อมต่อทางแม่เหล็กระหว่างสอง วงรอบเรโซแนนซ์ถูกแทนด้วยวงจรผกผันอิมพีแดนซ์ (Impedance Inverter) $K = \omega L_m$ ถ้าระนาบ สมมาตร T - T' ในภาพที่ 2-21(ข) ถูกแทนด้วยกำแพงไฟฟ้า(หรือลัดวงจร) ผลของวงจรมีความถี่ เรโซแนนซ์ คือ

$$f_e = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L-L_m)C}}$$
(2-109)

จะเห็นว่าความถี่เรโซแนนซ์เพิ่มขึ้น สามารถพิสูจน์ได้ด้วยจากการจำลองแบบเต็มคลื่น เพราะผลการเชื่อมต่อลดฟลักซ์สะสมในวงจรหนึ่งเรโซเนเตอร์ เมื่อกำแพงไฟฟ้าถูกใส่เข้าไปใน ระนาบสมมาตร ถ้าระนาบสมมาตรในภาพที่ 2-21(ข) ถูกแทนด้วยกำแพงแม่เหล็ก (หรือวงจรเปิด) ผลวงจรเรโซแนนซ์เดี่ยวมีความถี่เรโซแนนซ์ คือ

$$f_m = \frac{1}{2\pi\sqrt{\left(L + L_m\right)C}} \tag{2-110}$$

ในกรณีนี้กลายเป็นผลการเชื่อมต่อไปเพิ่มฟลักซ์สะสม ดังนั้นความถี่เรโซแนนซ์จึงลดลงใน ทำนองเดียวกัน สมการที่ (2-109) และ(2-110) สามารถใช้หาสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อ k_M 44

$$k_{M} = \frac{f_{e}^{2} - f_{m}^{2}}{f_{e}^{2} + f_{m}^{2}} = \frac{L_{m}}{L}$$
(2-111)

สัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อทางแม่เหล็กที่นิยามโดยสมการที่ (2-111) จะสอดคล้องกับนิยามของ อัตราส่วนของพลังงานแม่เหล็กการเชื่อมต่อต่อพลังงานสะสมของหนึ่งเรโซเนเตอร์ ที่ไม่มีการ ชื่อมต่อจะสังเกตว่าการเชื่อมต่อสนามแม่เหล็กที่นิยามโดยสมการที่ (2-111) และการเชื่อมต่อ สนามไฟฟ้าที่นิยามโดยสมการที่ (2-106) มีเฟสตรงกันข้าม ชนิดของการเชื่อมต่อนี้เป็นสิ่งที่เรา ต้องการจริงๆสำหรับทำให้เป็นจริงของวงจรเชื่อมต่อไขว้



ภาพที่ 2-21 (ก) วงจรสมมูลของการเชื่อมต่อสนามแม่เหล็กของเรโซเนเตอร์วงรอบเปิด (ข) รูปแบบอีกแบบหนึ่งของวงจรสมมูลซึ่งวงจรผกผันอิมพีแคนซ์ *K* = ωL_m แทนการเชื่อมต่อ

2.10.1.3 การเชื่อมต่อผสม สำหรับโครงสร้างการเชื่อมต่อที่แสดงดังภาพที่ 2-19(ค) สนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าที่ กระจายบนแขนการเชื่อมต่อของสองเรโซเนเตอร์ที่อยู่เทียบเคียงกัน ดังนั้นไม่ว่าการเชื่อมต่อสนาม ไฟฟ้าหรือการเชื่อมต่อสนามแม่เหล็กกีไม่สามารถละทิ้งได้ เนื่องจากเหตุนี้ ในกรณีนี้ การเชื่อมต่อ

45

น่าจะเรียกว่าการเชื่อมต่อผสม สำหรับแบบแผนคลื่นหลักมูลของโครงสร้างการเชื่อมต่อนี้ใกล้ ความถี่ เรโซแนนซ์ การแทนโครงข่ายถูกแสดงดังภาพที่ 2-22(ก) โดยพารามิเตอร์ Y เป็นพารา มิเตอร์ของโครงข่ายสองทางเข้าออกมองเข้าไปในด้านซ้ายของระนาบอ้างอิง $T_1 - T_1'$ และด้านขวา ของระนาบอ้างอิง $T_2 - T_2'$ ขณะที่พารามิเตอร์ Z เป็นพารามิเตอร์ของโครงข่ายสองทางเข้าออกมอง เข้าไป ในด้านขวาของระนาบอ้างอิง $T_1 - T_1'$ และด้านซ้ายของระนาบอ้างอิง $T_2 - T_2'$ พารามิเตอร์ Y และ Z ถูกกำหนดโดย

$$Y_{11} = Y_{22} = j\omega C \tag{2-112 fi}$$

$$Y_{12} = Y_{21} = j\omega C_m' \tag{2-112 u}$$

$$Z_{11} = Z_{22} = j\omega L \tag{2-113 n}$$

$$Z_{12} = Z_{21} = j\omega \dot{L}_m \tag{2-113 u}$$

มื่อ C, L, L'_m และ C'_m คือ ความจุตัวเอง, ความเหนี่ยวนำตัวเอง, ความเหนี่ยวนำร่วม และ ความจุร่วม ของวงจรองค์ประกอบแบบก้อนสมมูลที่เกี่ยวพันกันแสดงดังภาพที่2-22(ข) วิธีหนึ่งที่ สามารถพิสูจน์วงจรผกผันอิมพีแดนซ์ $K = \omega L'_m$ และวงจรผกผันแอดมิตแตนซ์ $J = \omega C'_m$ ซึ่งแทน การเชื่อมต่อสนามแม่เหล็กและการเชื่อมต่อสนามไฟฟ้าตามลำดับ โดยใส่กำแพงไฟฟ้าและกำแพง แม่เหล็กเข้าไปในระนาบสมมาตรของวงจรสมมูลในภาพที่ 2-22(ข) ตามลำดับ จะได้

$$f_e = \frac{1}{2\pi \sqrt{\left(L - \dot{L_m}\right)\left(C - \dot{C_m}\right)}}$$
(2-114)

$$f_{m} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\left(L + L_{m}^{'}\right)\left(C + C_{m}^{'}\right)}}$$
(2-115)

จากสมการที่ (2-114) และ(2-115) สัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อผสม $k_{\scriptscriptstyle B}$ สามารถหาได้จาก

$$k_{B} = \frac{f_{e}^{2} - f_{m}^{2}}{f_{e}^{2} + f_{m}^{2}} = \frac{CL'_{m} + LC'_{m}}{LC + L'_{m}C'_{m}}$$
(2-116)

ถ้าสมมุติให้ $L'_M C'_M << LC$ ดังนั้นสมการที่ (2-116) จะได้เป็น

$$k_{B} = \frac{\dot{L_{m}}}{L} + \frac{\dot{C_{m}}}{C} = k_{M} + k_{E}$$
(2-117)

จะเห็นว่าการเชื่อมต่อผสม เป็นผลมาจากการทับซ้อนของการเชื่อมต่อทางสนามไฟฟ้าและ ทางสนามแม่เหล็กที่ซึ่งมีเฟสตรงกัน



ภาพที่ 2-22 (ก) โครงข่ายที่แสดงการเชื่อมต่อผสมของเรโซเนเตอร์วงรอบเปิด (ข) วงจรสมมูล ร่วมของวงจรผกผันอิมพีแคนซ์ $K = \omega L_m'$ และวงจรผกผันแอคมิตแตนซ์ $J = \omega C_m'$ ที่แทนการเชื่อมต่อสนามแม่เหล็กและการเชื่อมต่อสนามไฟฟ้าตามลำคับ

2.11 เรโซเนเตอร์แบบอิมพีแดนซ์ขั้น

โดยเรโซเนเตอร์แบบอิมพีแดนซ์ขั้นนี้ เป็นเรโซเนเตอร์ที่มีค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะไม่เท่า กันทั้งเรโซเนเตอร์ เมื่อค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะมีค่าต่ำจะทำให้ความกว้างของสายนำสัญญาณมี ขนาดใหญ่และเมื่อค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะมีค่าสูง ความกว้างของสายนำสัญญาณจะมีขนาดเล็ก ลงตามคุณสมบัติของสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริปเรโซเนเตอร์แบบอิมพีแดนซ์ขั้น มีลักษณะ โครงสร้างที่สมมาตรและมีค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ ที่มีค่าแตกต่างกันสองค่า คือ Z_1 และ Z_2 หรือ ค่าแอดมิตแตนซ์คุณลักษณะ (Admittance Characteristic) Y_1 และ Y_2 มีค่าความยาวทางไฟฟ้า θ_1 , θ_2 และ $\theta_T = 2(\theta_1 + \theta_2)$ ลักษณะโครงสร้างดังแสดงในภาพที่ 2-23

2.11.1 เงื่อนไขการเรโซแนนซ์หลักมูล

จากภาพที่ 2-23 สามารถแบ่งค่าของ *ABCD* เมตริกซ์ของสายนำสัญญาณออกเป็น 4 ส่วนจาก ด้านซ้ายไปด้านขวาตามลำดับดังนี้

$$\begin{bmatrix} A_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_2 & jZ_2 \sin \theta_2 \\ j \frac{\sin \theta_2}{Z_2} & \cos \theta_2 \end{bmatrix}; \begin{bmatrix} A_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_1 & jZ_2 \sin \theta_1 \\ j \frac{\sin \theta_1}{Z_1} & \cos \theta_1 \end{bmatrix}$$
(2-118 ft)

$$\begin{bmatrix} A_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_1 & jZ_2 \sin \theta_1 \\ j \frac{\sin \theta_1}{Z_1} & \cos \theta_1 \end{bmatrix}; \begin{bmatrix} A_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_2 & jZ_2 \sin \theta_2 \\ j \frac{\sin \theta_2}{Z_2} & \cos \theta_2 \end{bmatrix}$$
(2-118 V)

นำเมตริกซ์ทั้ง 4 ชุดมาคูณกันและกำหนดให้ค่าอัตราส่วนของอิมพีแดนซ์ (Impedance Ratio) คือ $K = Z_2 \,/\, Z_1$ ได้

$$A_{11} = a_0 \left[\left(1 - K \tan \theta_1 \tan \theta_2 \right) \left(1 - \frac{1}{K} \tan \theta_1 \tan \theta_2 \right) - \left(\tan \theta_1 + K \tan \theta_2 \right) \left(\tan \theta_1 + \frac{\tan \theta_2}{K} \right) \right]$$
$$A_{12} = j a_0 Z_1 \left[\left(1 - K \tan \theta_1 \tan \theta_2 \right) \left(\tan \theta_1 + K \tan \theta_2 \right) + \left(\tan \theta_1 + K \tan \theta_2 \right) \left(1 - K \tan \theta_1 \tan \theta_2 \right) \right]$$

$$A_{21} = j \frac{a_0}{Z_1} \left[\left(\tan \theta_1 + \frac{\tan \theta_2}{K} \right) \left(1 - \frac{\tan \theta_1 \tan \theta_2}{K} \right) + \left(1 - \frac{\tan \theta_1 \tan \theta_2}{K} \right) \left(\tan \theta_1 + \frac{\tan \theta_2}{K} \right) \right]$$
$$A_{22} = -a_0 \left[\left(\tan \theta_1 + \frac{\tan \theta_2}{K} \right) \left(\tan \theta_1 + K \tan \theta_2 \right) + \left(1 - \frac{\tan \theta_1 \tan \theta_2}{K} \right) \left(1 - K \tan \theta_1 \tan \theta_2 \right) \right]$$

เมื่อ $a_0 = 1/\cos^2 \theta_1 \cos^2 \theta_2$ และค่าอินพุตแอคมิตแตนซ์ (Input Admittance) ของสายนำ สัญญาณสามารถหาได้จาก [13]

$$Y_{i} = \frac{1}{Z_{11}} = \frac{A_{21}}{A_{11}} = jY_{2} \frac{2(K \tan \theta_{1} + \tan \theta_{2})(K - \tan \theta_{1} \tan \theta_{2})}{K(1 - \tan^{2} \theta_{1})(1 - \tan^{2} \theta_{2}) - 2(1 + K^{2}) \tan \theta_{1} \tan \theta_{2}}$$
(2-119)

เงื่อนไขการเรโซแนนซ์สามารถกำหนดได้จาก

$$Y_i = 0 \tag{2-120}$$

จากสมการที่ (2-119) และ (2-120) ดังนั้นเงื่อนไขการเรโซแนนซ์หลักมูลกำหนดได้จาก

$$K = \tan \theta_1 \tan \theta_2 \tag{2-121}$$

ความสัมพันธ์ระหว่าง $heta_{\scriptscriptstyle T}$ และ $heta_{\scriptscriptstyle 1}$ สามารถพิสูจน์ได้จากสมการที่ (2-121) คือ

$$\tan\frac{\theta_T}{2} = \frac{1}{1-K} \left(\frac{K}{\tan\theta_1} + \tan\theta_1 \right) \qquad (i \vec{\mathfrak{s}} \circ K \neq 1)$$
(2-122)

$$\theta_T = \pi$$
 (Late 1) (2-123)

เมื่อ K = 1 จะสอดกล้องกับเงื่อนไขของเรโซเนเตอร์ที่มีก่าอิมพีแคนซ์สม่ำเสมอตามสาย ขนาด กวามยาวของเรโซเนเตอร์ θ_T จะมีก่าต่ำสุดเมื่อ 0 < K < 1 และมีก่าสูงสุดเมื่อ K > 1 เงื่อนไขนี้ สามารถกำหนดได้จากการหาอนุพันธ์ของสมการที่ (2-122) โดย θ_1 ได้

$$\frac{1}{1-K} (\tan^2 \theta_1 - K) \sin^2 \theta_1 = 0$$
 (2-124)

ดังนั้น

$$\theta_1 = \tan^{-1}\left(\sqrt{K}\right) = \theta_2 \tag{2-125}$$

จากสมการข้างบนเป็นเงื่อนไขที่ทำให้ค่า $heta_r$ มีค่าสูงสุดหรือต่ำสุดขึ้นอยู่กับค่า K การนำไปใช้งาน จะกำหนดให้ค่า $heta_1 = heta_2$ เพื่อให้สมการที่ใช้ในการออกแบบที่สามารถทำให้ง่ายต่อการนำไป คำนวณ ดังนั้นจึงอธิบายได้ว่าเรโซเนเตอร์แบบอิมพีแดนซ์ขั้น จะกำหนดให้ก่า $\theta_1 = \theta_2 = \theta$ และ จากสมการที่ (2-119) สามารถนำมาเขียนใหม่ได้ [12]

$$Y_{i} = jY_{2} \frac{2(1+K)(K-\tan^{2}\theta)\tan\theta}{K-2(1+K+K^{2})\tan^{2}\theta+K\tan^{4}\theta}$$
(2-126)

เงื่อนไขการเรโซแนนซ์หลักมูลจะสอดคล้องกับความยาว*O_f ซึ่ง*เป็นค่าความยาวที่เกิดจากเงื่อนไข การเรโซแนนซ์หลักมูลใช้เป็นค่าเปรียบเทียบกับค่าความยาวที่เกิดจากเงื่อนไขการเรโแนนซ์ปลอม เทียม *O*, คือ

$$\tan^2 \theta_f = K \tag{2-127}$$

หรือ

$$\theta_f = \tan^{-1}\sqrt{K} \tag{2-128}$$



ภาพที่ 2-23 โครงสร้างของเรโซเนเตอร์แบบอิมพีแคนซ์ขั้น

2.11.2 ความถี่เรโซแนนซ์ปลอมเทียม

ค่าความถี่เร โซแนนซ์ปลอมเทียม (Spurious Resonance Frequency) $f_{sn} (n = 1, 2, 3, ...)$ เป็น ค่าความถี่ที่มีลักษณะคล้ายกับค่าความถี่เร โซแนนซ์หลักมูล f_f ซึ่งเป็นค่าความถี่ที่เกิดขึ้นค่าแรก เพียงแต่เกิดขึ้นที่ค่าความถี่ที่สูงกว่าและสอดคล้องกับ θ ประกอบด้วย $\theta_{sn} (n = 1, 2, 3, ...)$ สามารถ หาได้จากสมการที่ (2-127) และ (2-121) ได้ [12]

$$\tan \theta_{s1} = \infty \tag{2-129 fi}$$

$$\tan^2 \theta_{s2} - K = 0 \tag{2-129 } \mathfrak{V}$$

$$\tan \theta_{s3} = 0 \tag{2-129 ft}$$

$$\frac{f_{s1}}{f_0} = \frac{\theta_{s1}}{\theta_0} = \frac{\pi}{2 \tan^{-1} \sqrt{K}}$$
 (2-130 n)

$$\frac{f_{s2}}{f_0} = \frac{\theta_{s2}}{\theta_0} = 2\left(\frac{f_{s1}}{f_0}\right) - 1$$
(2-130 V)

$$\frac{f_{s3}}{f_0} = \frac{\theta_{s3}}{\theta_0} = 2\left(\frac{f_{s1}}{f_0}\right)$$
 (2-130 ft)

จากสมการที่ (2-130 ก)-(2-130 ค) จะสัมพันธ์กับภาพที่ 2-24 ซึ่งเป็นการแสดงฟังก์ชันของอัตรา ้ส่วนอิมพีแคนซ์ K เพื่อหาความถี่เร โซแนนซ์ปลอมเทียมของเร โซเนเตอร์แบบอิมพีแคนซ์ขั้น



ภาพที่ 2-24 ความถี่เร โซแนนซ์ปลอมเทียมของเร โซเนเตอร์แบบอิมพีแคนซ์ขั้น

51

ดั

บทที่ 3 การออกแบบวงจรกรองผ่านแถบแบบปรับปรุงโดยใช้การพับ เรโซเนเตอร์รูปแอล

การออกแบบวงจรกรองผ่านแถบแบบปรับปรุงโดยใช้การพับเรโซเนเตอร์รูปแอล ในงานวิจัย นี้ ประกอบด้วย การกำหนดคุณลักษณะของวงจรกรองผ่านแถบ การออกแบบและการคำนวณ ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของเรโซเนเตอร์ การจำลองการสร้างด้วยโปรแกรม IE3D[14] และการสร้าง งานจริง โดยในบทนี้จะได้กล่าวถึงขั้นตอนในการออกแบบโดยละเอียดดังนี้

3.1 การออกแบบวงจรกรองผ่านแถบเรโซเนเตอร์เดี่ยว

ในการออกแบบเรโซเนเตอร์จะใช้การออกแบบที่ความยาวครึ่งคลื่น (Half-Wave Length) คือ ความยาวของเรโซเนเตอร์เคี่ยวจะมีความยาวเป็นครึ่งเท่าของความยาวคลื่นของความถี่ตอบสนอง หรือ $\lambda_g / 2$ โครงสร้างที่นำมาใช้ในการออกแบบตัวเรโซเนเตอร์นั้น จะใช้เรโซเนเตอร์แบบ อิมพีแดนซ์ขั้น(Step Impedance Resonator) ดังแสดงตามภาพที่ 3-1



้โดยจะทำให้การปรับปรุงเรโซเนเตอร์ด้วยการพับตัวเรโซเนเตอร์ให้มีขนาดเล็ก ซึ่งจะต้อง เพิ่มค่าอิมพีแดนซ์ให้มีค่าสูง เพื่อที่จะให้ความกว้างสตริปเล็ก สำหรับงานวิจัยนี้ใช้เรโซเนเตอร์ ต้นแบบ [3] แสดงดังภาพ 3-2 ก) ในการปรับปรุง และ เรโซเนเตอร์รูปแอลที่ได้รับการปรับปรุง แล้ว คั้งแสดงตามภาพ 3-2 ข) โดยใช้แผ่นไมโกรสตริปที่มีค่าคงที่ไดอิเล็กทริกเท่ากับ 3 มีความ หนาเป็น 1.524 มิลลิเมตร (ดูในภาคผนวก) ในที่นี้จะใช้ค่าอิมพีแคนซ์สองค่าในเรโซเนเตอร์เดี่ยว คือ ก่าอิมพีแดนซ์ Z_1 มีก่าเท่ากับ 100 โอห์ม และก่าอิมพีแดนซ์ Z_2 มีก่าเท่ากับ 120 โอห์ม ซึ่งมา ้จากการออกแบบจากโครงสร้างอิมพีแคนซ์ขั้นตามรูปภาพที่ 3-1 โดยพับเรโซเนเตอร์ให้เป็นแบบ ฐปเอล การออกแบบจะให้เรโซเนเตอร์ตอบสนองความถี่ศูนย์กลางที่ 1.95 กิกะเฮิรตซ์ โดยความ ้ยาวของเรโซเนเตอร์พับแบบปรับปรุงนี้สามารถคำนวณหาได้จากสมการที่ (2-13) ซึ่งจะได้ความ ยาวของเรโซเนเตอร์ในส่วนของ Z_1 เป็น 29.30 มิลลิเมตร และความยาวของเรโซเนเตอร์ในส่วน ของ Z_2 ทั้งสองด้านโดยในแต่ละด้านเป็น 13.70 มิลลิเมตร จะได้ความยาว Z_2 รวมเป็น 27.40 มิลลิเมตร ดังนั้นจึงได้ความยาวของเร โซเนเตอร์เดี่ยวสุทธิเป็น 56.70 มิลลิเมตร ซึ่งเป็นค่าที่ได้จาก การพับเรโซเนเตอร์แล้ว ตามรูปภาพที่ 3-3



ภาพที่ 3-3 เรโซเนเตอร์รูปแอล

สำหรับลักษณะการจัดวางรูปแบบการวางพอร์ตเพื่อกระตุ้นหาผลตอบสนองทางด้านความถึ่ ้ของเรโซเนเตอร์ เพื่อหาความถี่ที่ต้องการออกแบบ โดยรูปแบบการจัดวางแสดงดังรูปภาพที่ 3-4 และผลจากการจำลองผลตอบสนองทางความถี่ของเรโซเนเตอร์เคี่ยว สามารถแสคงได้ดังภาพที่ 3-5 ซึ่งเป็นการจำลองด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ช่วยจำลองผล IE3D โดยพิจารณาจากค่าสัมประสิทธิ์ การส่งผ่าน (S₂₁) เป็นสำคัญ



ภาพที่ 3-4 การจัดวางรูปแบบการวางพอร์ตเพื่อกระตุ้นหาผลตอบสนองทางด้านความถึ่ ของเรโซเนเตอร์





3.2 ขั้นตอนการออกแบบวงจรกรองผ่านแถบแบบปรับปรุงโดยใช้การพับเรโซเนเตอร์รูปแอล

3.2.1 การกำหนดพารามิเตอร์ของวงจรกรองผ่านแถบ

ในการออกแบบจะใช้การกำหนดคุณลักษณะของวงจรกรองผ่านแถบที่ต้องการ โดยจะมี รายละเอียดของก่าพารามิเตอร์ต่างๆ ดังนี้

ความถี่กลาง	1950 MHz
แบนวิคท์ที่ 3-dB	60 MHz
ค่าการสูญเสียของช่วงความถี่ผ่าน	ไม่เกิน –3 dB

มากกว่า50 โอห์ม
-25 dB
ไม่เกิน 0.014 dB
เชบีเชฟ
4 อันดับ

สำหรับการเลือกแผ่นไมโครสตริปในการออกแบบ ในงานวิจัยนี้ใช้แผ่นไมโครสตริปของ บริษัทโรเจอร์คอร์ปเปอร์เรชั่นรุ่น RO3003 ซึ่งมีค่าคงที่ใดอิเลคตริกสัมพัทธ์ (*ɛ*,) เท่ากับ 3 ความหนา ของแผ่นรอง(*h*) เท่ากับ 1.524 มิลลิเมตร และค่าแทนเจนต์ของการสูญเสีย เท่ากับ 0.0027

3.2.2 การคำนวณพารามิเตอร์ที่ใช้ในการออกแบบ

โดยพารามิเตอร์ที่สำคัญในการออกแบบวงจร กรองผ่านแถบ ที่สำคัญมีอยู่ 2 ค่า คือ ก่าตัวประกอบคุณภาพภายนอก (Q_e) และสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อ (M_{ij}) โดยค่าองค์ประกอบ วงจรกรองต้นแบบผ่านต่ำเชบีเชฟ ซึ่งสามารถคำนวณได้ตามสมการ (2-62)- (2-64) มีก่าดังนี้ $g_0 = 1, g_1 = 0.7533, g_2 = 1.2252$ และก่าแอดมิตแตนซ์กุณลักษณะ (Characteristic Admittance) Jกือ $J_1 = -0.185, J_2 = 0.9694$ โดยก่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ สามารถคำนวณได้ดังนี้

3.2.2.1 ค่าตัวประกอบคุณภาพภายนอก เป็นพารามิเตอร์ในการบอกตำแหน่งระยะห่าง ของส่วนป้อนอินพุตและเอาต์พุตของเรโซเนเตอร์ สามารถกำนวณได้ตามสมการที่(2-101) คือ

$$Q_{ei} = Q_{eo} = \frac{g_0 g_1}{FBW} = 24.48$$

3.2.2.2 สัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อ เป็นพารามิเตอร์ที่กำหนดระยะห่างระหว่างเรโซเน เตอร์แต่ละตัว ดังแสดงตามรูปภาพที่ 2-19 โดยพิจารณาจากรูปแบบของการเชื่อมต่อแบบไขว้ ตาม ภาพที่ 3-6 สามารถใช้จำนวนของเรโซเนเตอร์ได้หลายเรโซเนเตอร์ซึ่งในที่นี้จะเลือกใช้จำนวน ของเรโซเนตอร์ เป็นแบบเชื่อมต่อแบบไขว้สี่เรโซเนเตอร์ ในการออกแบบวงจรกรอง

ลักษณะการต่อข้อดีของการใช้โมเดลของการต่อแบบไขว้นี้มี 2 ประการด้วยกัน ประการแรก ลักษณะของการต่อแบบไขว้นี้จะทำให้วงจรที่พัฒนามีขนาดที่เล็กกว่าการต่อในลักษณะลำดับ (Cascade) กันไป และข้อดีประการที่สอง คือ การต่อในลักษณะไขว้จะทำให้เกิดค่าศูนย์ (Transmission Zeros) ที่ทำให้ผลตอบสนองทางความถี่ของการกรองความถี่ผ่านแถบให้มีความชัน ใกล้เคียงกับในทางทฤษฎีมากขึ้น



Eight-pole ภาพที่ 3-6 รูปแบบของการต่อแบบใขว้

โดยสามารถคำนวณค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อ ได้ตามสมการที่ (2-101) คือ



ภาพที่ 3-7 โครงสร้างของการต่อเรโซเนเตอร์สี่ตัวแบบใขว้

3.2.3 หาตำแหน่งการวางพอร์ตอินพุตและพอร์ตเอาต์พุตของวงจรกรอง และระยะห่าง ระหว่างเรโซเนเตอร์แต่ละตัว หลังจากได้ทำการออกแบบตัวเรโซเนเตอร์และคำนวณพารามิเตอร์ต่างๆที่ใช้ในการออกแบบ เรียบร้อยแล้วขั้นตอนต่อมา ก็คือ หาตำแหน่งการวางพอร์ตอินพุตและพอร์ตเอาต์พุตของวงจรกรอง และระยะห่างระหว่างเรโซเนเตอร์แต่ละตัว ซึ่งใช้โปรแกรม IE3D มาช่วย มีขั้นตอนดังนี้

3.2.3.1 หาตำแหน่งการวางพอร์ตอินพุตและพอร์ตเอาด์พุต การจัดวางพอร์ต สำหรับเรโซเนเตอร์ที่มีลักษณะเป็นระนาบมีวิธีการจัดวางพอร์ตอยู่ 2 ลักษณะ คือ การวางพอร์ต แบบคัปเปิ้ลไลน์ (Coupled-Line) ดังภาพที่ 3-8 โดยภาพที่ 3-8 (ก) จะขึ้นอยู่กับขนาดสายที่ป้อน และระยะห่างระหว่างสายป้อนกับตัวเรโซเนเตอร์ปกติแล้ว ถ้าต้องการค่าการเชื่อมต่อสูงจะต้องให้ สายป้อนมีขนาดเล็กและระยะห่างที่แคบ ซึ่งเมื่อนำไปสร้างวงจรจริงอาจจะมีปัญหา (ไม่สามารถกัด ชิ้นงานได้) และ การวางพอร์ตแบบแท็ปไลน์ (Tapped-Line) ดังภาพที่ 3-8 (ข) จะขึ้นอยู่กับ ระยะห่างระหว่างสายป้อนกับจุดกึ่งกลางของเรโซเนเตอร์ โดยปกติถ้าระยะห่างมีค่าน้อยจะมีค่าการ เชื่อมต่อที่สูง ในงานวิจัยนี้จะใช้การวางพอร์ตอินพุตและพอร์ตเอาต์พุตตามภาพที่ 3-8 (ข) โดย ก่าตัวประกอบคุณภาพภายนอกจะได้จากที่คำนวณได้ไว้ตามหัวข้อ 3.2.3.1

$$Q_e = \frac{f_o}{\Delta f_{3dB}} \tag{3-1}$$

เมื่อ f_0 คือ ความถี่กลางที่ใช้ในการออกแบบ Δf_{3dB} คือ แบนด์วิดท์ที่ -3 dB จากค่าสูงสุด



ภาพที่ 3-8 การเชื่อมต่อของสายป้อน ก) แบบกัปเปิ้ลไลน์ ข) แบบแท็ปไลน์

3.2.3.2 การหาระยะห่างระหว่างเรโซเนเตอร์ ขั้นตอนต่อมา คือ นำเรโซเนเตอร์ที่
 ใด้มาทำการจัดรูปแบบการวางของตัวเรโซเนเตอร์ ในงานวิจัยนี้ได้เลือกรูปแบบการวางแบบ
 เชื่อมต่อไขว้แสดงดังภาพที่ 3-9 จากภาพ สิ่งที่ต้องการหาคือระยะห่างระหว่างเรโซเนเตอร์แต่ละ
 ตัวในที่นี้ ก็คือ D₁₂ เป็นระยะห่างระหว่างเรโซเนเตอร์ตัวที่ 1 กับเรโซเนเตอร์ตัวที่ 2 , D₂₃เป็น
 ระยะห่างระหว่างเรโซเนเตอร์ตัวที่ 2 กับเรโซเนเตอร์ตัวที่ 3 และ D₁₄ เป็นระยะห่างระหว่างเร

โซเนเตอร์ตัวที่ 1 กับเรโซเนเตอร์ตัวที่ 4 ซึ่งระยะห่างที่ด้องการจะมีความสัมพันธ์กับค่า สัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อระหว่างเรโซเนเตอร์แต่ละคู่กล่าวคือ M_{14} จะมีความสัมพันธ์กับ D_{14} , M_{23} มีความสัมพันธ์กับ D_{23} และ M_{12} จะมีความสัมพันธ์กับ D_{12}



ภาพที่ 3-9 การจัดวางตัวเรโซเนเตอร์แบบการเชื่อมต่อไขว้

ในการหาค่าระยะห่าง D จะขึ้นอยู่กับค่าของ f_{p1} และ f_{p2} ที่เปลี่ยนไป ซึ่งค่า f_{p1} และ f_{p2} ซึ่งสามารถนำมาคำนวณค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อระหว่างเรโซเนเตอร์แต่ละตัวสามารถหา ได้จากสมการที่ (3-2) [10]

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

เมื่อ f_{p1} และ f_{p2} คือ ความถี่ที่เกิดเร โซแนนซ์ต่ำและเร โซแนนซ์สูง ของการเชื่อมต่อระหว่าง เร โซเนเตอร์ ตามลำดับ

ค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อระหว่างเรโซเนเตอร์จะมีทั้งหมดอยู่ 3 ค่า คือ ระหว่างเรโซเน เตอร์ 1 กับ 2 ซึ่งมีค่าเท่ากับ เรโซเนเตอร์ 3 กับ 4 เรโซเนเตอร์ 2 กับ 3 และ เรโซเนเตอร์ 1 กับ 4 โดยสมมติว่าค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมตัวระหว่างเรโซเนเตอร์ 1 กับ 3 และ 2 กับ 4 มีค่าน้อยมาก เมื่อเทียบกับตัวอื่นจึงไม่นำมากิด ซึ่งค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อระหว่างเรโซเนเตอร์แสดงดังภาพที่ 3-10 จากค่าที่อ่านได้นำมาแทนสมการที่(3-2) ซึ่งค่าที่อ่านได้แต่ละครั้งและแต่ละคู่ของเรโซเนเตอร์ จะนำมาพล็อตกราฟ ดังแสดงในภาพที่ 3-11 ถึง 3-13 จากกราฟจะพบว่าเมื่อค่าของระยะห่าง ระหว่าง เรโซเนเตอร์เตอร์เพิ่มขึ้นก่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อจะมีก่าลดลงตามลำดับ



ภาพที่ 3-10 ผลตอบสนองทางด้านความถึ่งากการจำลองหาค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อ



ภาพที่ 3-11 ค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อสนามไฟฟ้าเทียบกับระยะห่างระหว่างเรโซเนเตอร์



ภาพที่ 3-12 ค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อสนามแม่เหล็กเทียบกับระยะห่างระหว่างเรโซเนเตอร์



ภาพที่ 3-13 ค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อผสมเทียบกับระยะห่างระหว่างเรโซเนเตอร์

และเพื่อที่จะสามารถปรับค่าศูนย์ที่ความถี่ด้านสูงให้สมมาตรกับความถี่ด้านต่ำได้ จะใช้การปรับค่า จากก่าความยาวของ L_1 และ L_2 แสดงดังภาพที่ 3-2 (ข) โดยที่ก่าการปรับความยาวของ L_1 และ L_2 จะได้จาก ตารางที่ 3-1 ค่าความยาวที่ได้ คือ $L_1 = 12.95$ มม. และ $L_2 = 25.54$ มม. ซึ่งเป็น ความยาวที่ทำให้ค่าศูนย์ที่ความถี่ด้านสูงได้สมมาตรมากที่สุด หลังจากนั้นมาคำนวณหาความถี่ เรโซแนนซ์ปลอมเทียม(Spurious Resonance Frequency) โดยใช้สมการที่ (2.130 ก) ซึ่งจะได้ค่า f_{S1} เท่ากับ 3.68 GHz และใช้สมการที่ (2.130 ง) จะได้ค่า f_{S2} เท่ากับ 5.45 GHz

		ค่าศูนย์(Transmission zeros)	
ความยาว ${f L}_1$	ความยาว L ₂	Low passband	High passband
(มม.)	(ນນ.)	(dB)	(dB)
12.75	25.74	-35.20	-36.90
12.95	25.54	-35.90	-36.40
13.15	25.34	-34.80	-35.60
13.35	25.14	-33.20	-34.57
13.55	24.94	-30.90	-33.50

ตารางที่ 3-1 แสดงการเปลี่ยนค่า L_1 และ L_2 สำหรับการปรับค่าศูนย์(Transmission zeros)

3.3 การจำลองการสร้างของวงจรกรองผ่านแถบ

เมื่อทำการกำนวนหาก่าตำแหน่งการวางของพอร์ตอินพุตและเอาต์พุตและระยะห่างระหว่าง เรโซเนเตอร์แต่ละตัวแล้ว ต่อไปเป็นการสร้างวงจรกรองโดยทำการจำลองการสร้างและการทำงาน ของวงจรกรองผ่านแถบตามก่าที่ได้ออกแบบไว้ด้วยโปรแกรม IE3D ดังภาพที่ 3-15 และทำการ ปรับก่าตำแหน่งการวาง ของพอร์ตอินพุตและเอาต์พุตและระยะห่างระหว่างเรโซเนเตอร์แต่ละตัว เพื่อให้ได้กุณ ลักษณะ ของวงจรผ่านแถบที่ดีที่สุด โดยระห่างที่ได้จากวงจรกรองผ่านแถบดังภาพ ที่ 3-16 มีก่าดังนี้กือ ระยะห่างระหว่างเรโซเนเตอร์ตัวที่ 1 กับตัว 2 มีก่าเท่ากับ 1.623 มิลลิเมตร ระยะห่างระหว่างเรโซเนเตอร์ตัวที่ 2 กับตัวที่ 3 มีก่าเท่ากับ 2.141 มิลลิเมตร และ ระยะห่าง ระหว่างเรโซเนเตอร์ตัวที่ 1 กับตัวที่ 4 มีก่าเท่ากับ 1.63 มิลลิเมตร

4			~	σ
ตารา. ท ี่ 3_7	แสดงระยะห	างระหาา	1.918 6	หเบเตอร
YI I & IN II 3-4	8881414300011	11901191	1 1 6 8 8	DINNIN

	D ₁₂ =D ₃₄	D ₂₃	D ₁₄
ระยะห่าง(มม.)	1.623	2.141	1.63



ภาพที่ 3-14 โครงสร้างการจัดวางเรโซเนเตอร์ของวงจรกรองผ่านแถบแบบปรับปรุงโดยใช้การ พับเรโซเนเตอร์รูปแอล



ภาพที่ 3-15 ระยะห่างระหว่างเรโซเนเตอร์ของวงจรกรองผ่านแถบแบบปรับปรุงโดยใช้การ พับเรโซเนเตอร์รูปแอล

3.4 การสร้างชิ้นงานจริง

เมื่อได้ขนาดโครงสร้างทั้งหมดแล้วทำการสร้างชิ้นงานจริง โดยใช้เครื่องเซาะลายวงจรพิมพ์ (LPKF PCB Milling) โดยใช้ดอกสว่านที่มีเส้นผ่านศูนย์กลาง 0.4 มิลลิเมตร ซึ่งชิ้นงานจริงที่สร้าง เสร็จจะแสดงในภาพที่ 3-17



ภาพที่ 3-16 ชิ้นงานจริงของวงจรกรองผ่านแถบแบบปรับปรุงโดยใช้การพับเรโซเนเตอร์รูปแอล
บทที่ 4

ผลการทดลอง

หลังจากบทที่ผ่านมาเป็นในส่วนของทฤษฎีและการออกแบบวงจรกรองผ่านแถบด้นแบบ แล้วนั้น ในบทนี้จะเป็นการทดสอบการหาค่าผลการวัดจากงานจริง ด้วยการวัดจากเครื่องวิเคราะห์ โครงข่าย (Network Analyzer) เพื่อมาเปรียบเทียบกับผลจากการจำลองด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ IE3D ซึ่งค่าพารามิเตอร์ที่ใช้การพิจารณาประกอบด้วย ค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน (S₂₁) และค่า สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ (S₁₁) เป็นสำคัญ

โดยวิธีการวัดทดสอบดังแสดงในภาพที่ 4-1 จากเครื่องวิเคราะห์โครงข่าย (Network Analyzer)

4.1 การวัด และทดสอบวงจรกรองผ่านแถบแบบปรับปรุงโดยใช้การพับเรโซเนเตอร์รูปแอล เมื่อทำการปรับตั้งค่าเริ่มต้นของเครื่องวิเคราะห์โครงข่ายเป็นที่เรียบร้อยแล้ว จึงทำการวัด วงจรกรองผ่านแถบต้นแบบที่ต้องการทดสอบ





สำหรับผลของการวัดและทดสอบจากเครื่องวิเคราะห์โครงข่าย จะทำการวัดที่ ความถี่กลาง และ แบนด์วิคธ์ ของวงจรกรองผ่านแถบว่าได้ตามที่ได้ออกแบบไว้

จากการวัดจะได้ผลการทคลองดังนี้

4.1.1 ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S₁₁) จากการจำลอง และจากการวัคซึ่งมีค่า ใกล้เกียงกัน คังแสดงในภาพที่ 4-2

4.1.2 ค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (S₂₁) จากการจำลอง และจากการวัคซึ่งมีค่า ใกล้เคียงกัน คังแสดงในภาพที่ 4-3

4.1.3 ก่าการปรับก่ากวามยาว L_1 และ L_2 ของเรโซเนเตอร์ ดังแสดงในตารางที่ 4-2

จากการวัดค่าความสูญเสียดังกล่าว สามารถสรุปผลการจำลองเปรียบเทียบกับผลของการวัด ใด้ดังตารางที่ 4-1 ซึ่งจะเห็นได้อย่างชัดเจนว่ามีความแตกต่างกันเพียงเล็กน้อยเท่านั้น โดยเฉพาะค่า แบนด์วิคธ์ในการกรอง ซึ่งเป็นค่าที่สำคัญและต้องคำนึงถึงอย่างมาก เนื่องจากในการประยุกต์ใช้ งานแต่ละย่านความถี่ได้มีการกำหนดแบนด์วิคธ์ใช้งานไว้อย่างจำกัด



ภาพที่ 4-2 ผลการเปรียบเทียบความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S₁₁) ที่ได้จากการวัดชิ้นงาน จริงและ การจำลอง



ภาพที่ 4-3 ผลการเปรียบเทียบความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก ที่ได้จากการวัดชิ้นงาน จริงและ การจำลอง



ภาพที่ 4-4 ผลการวัดความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับและความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกที่ ได้จากการวัดชิ้นงานจริง

ตารางที่ 4-1 แสดงค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน, ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ และแบนค์วิคธ์การกรองจากการวัค และจากการจำลองผล

ค่าที่พิจารณา	สัมประสิทธิ์การ ส่งผ่าน (S ₂₁): dB	สัมประสิทธิ์การ สะท้อนกลับ (S ₁₁): dB	ความถี่ ศูนย์กลาง: GHz	แบนด์วิคธ์: MHz
ผลการจำลอง	-2.52	-20	1.95	60
ผลการวัด	-3.53	-17.23	1.953	62

ตารางที่ 4-2 แสดงก่าการปรับก่ากวามยาว L_1 และ L_2

ความยาวL ₁	ความยาว L ₂	ค่าสูนย์(Trans	mission zeros)
(ນນ.)	(ມນ.)	Low passband (dB)	High passband (dB)
12.75	25.74	-35.20	-36.90
12.95	25.54	-35.90	-36.40
13.15	25.34	-34.80	-35.60
13.35	25.14	-33.20	-34.57
13.55	24.94	-30.9	-33.5

ในขณะเดียวกันงานวิจัยนี้ ยังสามารถที่จะลดความถี่รบกวนฮาร์มอนิกส์ที่สองให้ต่ำลงได้เมื่อ เทียบกับวงจรกรองต้นแบบ [3] ดังแสดงในภาพที่ 4-4 ซึ่งเป็นการแสดงถึงระดับที่ต่ำลงของความถึ่ ฮาร์มอนิกส์ที่สองที่วัดได้

สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

5.1 สรุปผลการวิจัย

ในงานวิจัยชิ้นนี้เป็นการออกแบบ และสร้างวงจรกรองผ่านแถบแบบปรับปรุงโดยใช้การพับ เรโซเนเตอร์รูปแอล โดยผลที่ได้จากการทดสอบชิ้นงานจริงกับการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม IE3D ซึ่งผลที่ได้จากการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม IE3D ค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน (S₂₁) จะมีค่าประมาณ –2.6 dB และค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ (S₁₁) จะมีค่าประมาณ –20 dB แบนด์วิดท์ 60 MHz โดยค่าความถี่กลางอยู่ที่ 1.95 GHz เมื่อนำชิ้นงานจริงที่ออกแบบไว้มาทำการ วัดผล จากการวัดชิ้นงานจริง จะได้ค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน (S₂₁) จะมีค่าประมาณ –3.53 dB และ มีก่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ (S₁₁) จะมีค่าประมาณ –17.23 dB โดยมีค่าแบนด์วิดท์ประมาณ 60 MHz โดยค่าความถี่กลางอยู่ที่ 1.953 GHz ซึ่งจะเห็นได้ว่า ผลจากการจำลองและผลจากการวัด ชิ้นงานจริงมีความสอดกล้องกัน

และงานวิจัยที่ออกแบบนี้ ยังมีขนาดที่เล็กกว่าวงจรกรองต้นแบบ[3] ประมาณ 15% โดย เปรียบเทียบที่ก่าก่ากงที่ใดอิเลกตริกสัมพัทธ์ (*ɛ*,) เท่ากับ 3 ที่ความถี่กลาง 1.95 GHz และนอกจาก นี้ระดับของกวามถี่เรโซแนนซ์ปลอมเทียม หรือ กวามถี่รบกวนฮาร์มอนิกส์ที่สอง ที่ *f*_{s1} เท่ากับ 3.68 GHz ยังต่ำด้วย คือ สามารถวัดได้ต่ำกว่า -25 เดซิเบล ซึ่งอยู่ในเกณฑ์ที่ดีมาก

5.2 ปัญหาและข้อเสนอแนะ

ในการออกแบบวงจรกรองผ่านแถบแบนด์แคบ (Narrow Band) จะต้องทำให้ชิ้นงานมีขนาด เล็ก ทำให้ด้องมีการพับเพื่อให้มีขนาดเล็ก แต่เมื่อทำการพับมากๆ จะทำให้การกัดชิ้นงานทำได้ยาก และจะทำให้ความถี่เลื่อนไปจากผลการจำลองการทำงาน อีกอย่างถ้าต้องการให้วงจรกรองมีขนาด เล็กในการออกแบบต้องให้ค่า ε_{r} ค่าสูงๆ ซึ่งจะทำให้ชิ้นงานมีขนาดเล็กลง แต่ก็ทำให้มีราคาสูง ตามด้วย ส่วนในขั้นตอนในการสร้างชิ้นงานจริง เนื่องจากชิ้นงานจริงสร้าง ใช้เครื่องเซาะลายวงจร พิมพ์ (LPKF PCB Milling) ควรใช้ขนาดของคอกสว่านที่ใช้ในการกัดให้เหมาะสมกับวงจรที่ ออกแบบไว้ เพื่อไม่ให้คอกสว่านกินเนื้อของชิ้นงานมากเกินไป ซึ่งจะส่งผลต่อความผิดพลาดของ การเซาะร่อง และจะส่งผลให้การวัดงานจริงที่ได้มีค่าการสูญเสียมากเมื่อเปรียบเทียบกับผลการ จำลอง ซึ่งในงานวิจัยนี้ใช้คอกสว่านงนาด 0.4 มม.

ในส่วนของการกำจัดความถี่ปลอมเทียมยังสามารถทำได้โดยการนำวงจรกรองผ่านแถบหยุด หรือวงจรกรองผ่านต่ำมาต่อร่วมกี่ได้ ซึ่งจะทำให้การกำจัดความถี่ปลอมเทียมได้มากขึ้น แต่การที่ นำวงจรกรองผ่านต่ำมาต่อร่วม จะทำให้วงจร กรองมีขนาดใหญ่ขึ้นจึงไม่แนะนำ สำหรับการใช้ วงจรกรองผ่านแถบหยุดแบบสตับวงจรเปิด(Open-circuit Stubs) มาต่อร่วม การออกแบบทำได้ง่าย เพียงแค่นำสตับวงจรเปิดมาต่อเข้ากับสายป้อนสัญญาณทั้งอินพุตและเอาต์พุต และในการที่จะต้อง การความคมของผลตอบสนองทางด้านความถี่ที่ดีขึ้น ควรจะเพิ่มจำนวนของเรโซเนเตอร์ ซึ่งอาจ เพิ่มเป็นหกหรือแปดตัวมาเปรียบเทียบผลกับเรโซเนเตอร์แบบสี่ตัว ในงานวิจัยนี้ใช้เรโซเนเตอร์ แบบสี่ตัวเท่านั้น

เอกสารอ้างอิง

- J.S. Hong and M.J.Lancaster, "Coupling of microstrip square open-loop resonators for cross-coupled planar microwave filter," <u>IEEE Trans. Microwave Theory Tech.</u>, vol.44, pp. 2099–2109, Dec. 1996.
- J.S. Hong and M.J.Lancaster, "Microstrip cross-coupled trisection bandpass filters with asymmetric frequency characteristics," <u>IEEE Trans. Microwave Theory Tech.</u>, vol. 146, pp. 84–90, Feb. 1999.
- J.T.Kuo, M.J.Maa, and P.H.Lu, "A microstrip elliptic function filter with compact miniaturized hairpin resonators," <u>IEEE Trans. Microwave Theory Tech</u>, vol. 10, pp. 94–95, March. 2000.
- J.S. Hong, "On the development of superconducting microstrip filter for mobile communication applications," <u>IEEE Trans. Microwave Theory Tech</u>, vol. 47, pp. 1656–1663, Sep. 1999.
- C.Y.Chang, C.C.Chen, and H.J.Huang, "Folded quarter-wave resonator filters with Chebyshev, flat group delay, or quasi-elliptical function response," <u>IEEE Trans.</u> <u>Microwave Theory Tech</u>, pp.1609–1612, 2002.
- M.Sakawa, K.Takahashi, and M.Makimoto, "Miniaturized hairpin resonator filters and their application to receiver front-end MIC's," <u>IEEE Trans. Microwave Theory</u> <u>Tech</u>, vol. 37, pp. 1991-1997, Dec. 1989.
- J.S. Hong and M.J.Lancaster, "Thory and experiment of novel microstrip slow –wave open-loop resonator filters," <u>IEEE Trans. Microwave Theory Tech</u>, vol. 45, pp. 2358–2365, Dec. 1997.
- H.Nam, H.Lee, and Y.Lim, "A design and fabrication of bandpass filter using miniatu-Rized microstrip square SIR," <u>IEEE Trans. Microwave Theory Tech</u>, pp.395–398, 2001.
- G. Guillermo. <u>Microwave Transistor Amplifiers Analysis and Design</u>. New Jersey : Prentice Hall, 1997.

- Jia-shen G. Hong.and M. Jlancadter. <u>Microstrip Filters for RF/Microwave Applications</u>. New York : John Wiley &Sons, 2001.
- 11. David M. PoZar. <u>Microwave Engineering</u> : 2nded : John Wiley & Sons, 1990.
- Makimoto M. and Yamashita S. "Bandpass Filters Using Parallel Coupled Stripline Stepped Impedance Resonators." <u>IEEE Tran. on Microwave Theory and Tech</u>. Vol. MTT-28, No. 12 (December 1980) : 1413-1417.
- Makimoto M. and Yamashita S. <u>Microwave resonators and Filters for Wireless</u>
 <u>Communication Theory, Design and Application</u>: Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2001
- 14. IE3D User's Manual, Release 8, Zeland Software, Inc., Fremont, CA, 2001.

ภาคผนวก ก

รายละเอียดของแผ่นวงจรพิมพ์รุ่น RO 3003



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

Advanced Circuit Materials

Data Sheet 1.3000

RO3000[®] Series High Frequency Circuit Materials

Features and Benefits:

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

Typical Applications:

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

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

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

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

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

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

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

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



Chart 2: RO3006[™] and RO3010[™] Laminate Dielectric Constant vs. Temperature

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

applications over a very broad

range of frequencies.





Chart 3: Dielectric Constant vs. Frequency for RO3000® Series Laminate

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

PROPERTY	TYPICAL VALUE (1)		DIRECTION	UNIT	CONDITION	TEST METHOD	
	RO3003	RO3006	RO3010				
Dielectric Constant ε,	3.00±0.04 ⁽²⁾	6.15±0.15	10.2±0.30	Z	5-01 (1-01)	10GHz 23°C	IPC-TM-650 2.5.5.5
Dissipation Factor	0.0013	0.0020	0.0023	Z		10GHz 23°C	IPC-TM-650 2.5.5.5
Thermal Coefficient of ϵ_{j}	13	-160	-280	Z	ppm/°C	10GHz 0-100°C	IPC-TM-650 2.5.5.5
Dimensional Stability	0.5	0.5	0.5	X,Y	mm/m	COND A	ASTM D257
Volume Resistivity	107	103	103		MΩ•cm	COND A	IPC 2.5.17.1
Surface Resistivity	107	103	103		MΩ	COND A	IPC 2.5.17.1
Tensile Modulus	2068 (300)	2068 (300)	2068 (300)	X,Y	MPa (kpsi)	23°C	ASTM D638
Water Absorption	<0.1	<0.1	<0.1	*	%	D24/23	IPC-TM-650 2.6.2.1
Specific Heat	0.93 (0.22)	0.93 (0.22)	0.93 (0.22)		J/g/K (BTU/Ib/°F)		Calculated
Thermal Conductivity	0.50	0.61	0.66	<	W/m/K	100°C	ASTM C518
Coefficient of Thermal Expansion	17 24	17 24	17 24	X,Y Z	ppm/°C	-55 to 288°C	ASTM D3386-94
īd	500	500	500		°C TGA		ASTM D 3850
Color	Tan	Tan	Off White				
Density	2.1	2.6	3.0		gm/cm ³		
Copper Peel Strength	3.1 (17.6)	2.1 (12.2)	2.4 (13.4)		N/mm (lb/in)	After solder float	IPC-TM-2.4.8
Flammability	94V-0	94V-0	94V-0		-		UL
Lead-Free Process Compatible	Yes	Yes	Yes				

.

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

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

STANDARD THICKNESS:		STANDARD PANEL SIZE:	STANDARD COPPER CLADDING:	
RO3003: 0.005" (0.13 mm) 0.010" (0.25 mm) 0.020" (0.50 mm) 0.030" (0.75 mm)	RO3006/3010: 0.005"(0.13 mm) 0.010"(0.25 mm) 0.025"(0.64 mm) 0.050"(1.28 mm)	RO3003: 12" X 18" (305 X 457mm) 24" X 18" (610 X 457mm) 24" X 36" (610 X 915mm)	½ oz. (17μm), 1 oz. (35μm), 2 oz. (70μm) electrodeposited copper foil	
0.060" (1.52 mm)		RO3006/3010: 18" X 12" (457 X 305mm) 18" X 24" (457 X 610mm) 18" X 36" (457 X 915mm) 18" X 48" (457 X 1.224m)		

ประวัติผู้วิจัย

ชื่อ : นายสุทัศน์ หงษ์ดำเนิน ชื่อวิทยานิพนธ์ : วงจรกรองผ่านแถบแบบปรับปรุงโดยใช้การพับเรโซเนเตอร์รูปแอล สาขาวิชา : วิศวกรรมไฟฟ้า

ประวัติ

ประวัติส่วนตัว เกิดที่จังหวัดนครสวรรค์ เป็นบุตรคนที่ 1 มีจำนวนพี่น้องทั้งหมด 2 คน เกิด เมื่อวันที่ 19 กรกฎาคม พ.ศ. 2516 ปัจจุบันอาศัยอยู่บ้านเลขที่ 307/1 ม. 10 ต.ลาดยาว อ.ลาดยาว จ.นกรสวรรค์

ประวัติการศึกษา พ.ศ. 2535 สำเร็จการศึกษาระดับประกาศนียบัตรวิชาชีพ สาขาช่าง อิเล็กทรอนิกส์ จากโรงเรียนเทคโนโลยีไทยสุริยะนครสวรรค์ จ.นครสวรรค์ พ.ศ. 2538 สำเร็จ การศึกษาระดับประกาศนียบัตรวิชาชีพชั้นสูง สาขาอิเล็กทรอนิกส์ (C) จากวิทยาลัยเทคนิค นครสวรรค์ จ.นครสวรรค์ พ.ศ. 2540 สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรี สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า (สื่อสาร) จากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี