	ใบรับรองวิทยานิพนธ์
	บัณฑิตวิทยาลัย สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ
เรื่อง โดย	วงจรกรองผ่านแถบแบบถคงนาคโคยใช้ไมโครสตริปโหลดเป็นช่วง ด้วยเรโซเนเตอร์แฮร์พินแบบอิมพีแคนซ์ขั้น นายธรรมรัตน์ มาแจ้ง
	ใด้รับอนุมัติให้นับเป็นส่วนหนึ่งของการสึกษาตามหลักสูตร
	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
	อานาร์ย การ์ เป็นเป็นเป็นเป็นเป็นเป็นเป็นเป็นเป็นเป็น
	(อาจารย์ คร.มงคล หวังสถิตย์วงษ์)
	26 มีนาคม 2550
คณะก	รรมการสอบวิทยานิพนธ์ MMV ประธานกรรมการ
(১৩ং	เศาสตราจารย์ คร.ประยุทธ อัครเอกฒาลิน)
	สารา มีเพา
(ผู้ชา	วยศาสตราจารย์ คร.ชูวงศ์ พงษ์เจริญพานิช)
	กรรมการ

วงจรกรองผ่านแถบแบบลดขนาดโดยใช้ไมโครสตริปโหลดเป็นช่วงด้วย เรโซเนเตอร์แฮร์พินแบบอิมพีแคนซ์ขั้น

นายธรรมรัตน์ มาแจ้ง

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตร วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ ปีการศึกษา 2549 ISBN 974-19-0833-4 ลิขสิทธิ์ของสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ

ชื่อ	:	นายธรรมรัตน์ มาแจ้ง
ชื่อวิทยานิพนธ์	:	วงจรกรองผ่านแถบแบบลดขนาด โดยใช้ไมโกรสตริปโหลดเป็นช่วงด้วย
		เรโซเนเตอร์แฮร์พินแบบอิมพีแคนซ์ขั้น
สาขาวิชา	:	วิศวกรรมไฟฟ้า
		สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ
ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	:	รองศาสตราจารย์ คร.ประยุทธ อัครเอกฒาลิน
ปีการศึกษา	:	2549

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอวงจรกรองผ่านแถบแบบลดขนาดโดยใช้ไมโครสตริปโหลดเป็น ช่วงด้วยเรโซเนเตอร์แฮร์พินแบบอิมพีแดนซ์ขั้นแบบใหม่ โดยออกแบบวงจรกรองผ่านแถบที่ กวามถี่ 2 GHz และมีแบนด์วิดท์ 60 MHz การจำลองและออกแบบการทำงานด้วยโปรแกรม IE3D ผลจากการจำลองแบบการทำงานและทดสอบวงจรกรองผ่านแถบโดยใช้ไมโครสตริปโหลดเป็น ช่วงด้วยเรโซเนเตอร์แฮร์พินแบบอิมพีแดนซ์ขั้นแบบใหม่ มีค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก ประมาณ -3 dB และค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับต่ำกว่า -13 dB และมีขนาดลดลง ประมาณ 15 เปอร์เซ็นต์เมื่อเทียบกับเรโซเนเตอร์แฮร์พินแบบอิมพีแดนซ์ขั้นทั่วไป และผลจากการ จำลองแบบการทำงานและทดสอบวงจรกรองผ่านแถบแบบปรับปรุงสายไมโครสตริปโหลดเป็น ช่วงด้วยเรโซเนเตอร์แฮร์พินแบบอิมพีแดนซ์ขั้นเบบใหม่นี้ มีค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก ประมาณ -3 dB และค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับต่ำกว่า -20 dB และสามารถกดสัญญาณ ฮาร์มอนิกที่ความถี่ 7.6 GHz มีค่าประมาณ -17 dB ซึ่งสามารถนำไปพัฒนาและประยุกต์ใช้งานกับ ระบบการสื่อสารไร้สาย และวงจรรวมไมโครเวฟได้

(วิทยานิพนธ์มีจำนวนทั้งสิ้น 64 หน้า)

คำสำคัญ : เรโซเนเตอร์แฮร์พิน, อิมพีแคนซ์ขั้น, ไมโครสตริปโหลดเป็นช่วง

_อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์

Name	: Mr.Thammarat Majaeng
Thesis title	: A Reduced-Size Bandpass Filter Using Microstrip Line Periodically Loaded
	with Stepped-Impedance Hairpin Resonators
Major Field	: Electrical Engineering
	King Mongkut's Institute of Technology North Bangkok
Thesis Advisor	: Associate Professor Dr.Prayoot Akkaraekthalin

Academic Year : 2006

Abstract

This thesis proposes a reduced-size bandpass filter using a microstrip line periodically loaded with novel stepped-impedance hairpin resonators. The bandpass filter has been designed at the operating frequency of 2 GHz with a bandwidth of 60 MHz. The full-wave IE3D program has been employed to simulate the proposed filter. The simulated results of the bandpass filter using a microstrip line periodically loaded with novel stepped-impedance hairpin resonators show passband insertion loss about (-3 dB) and low return loss (-13 dB). The size of the proposed filter has been also reduced approximately 15 % when comparing with the filters using conventional stepped-impedance hairpin resonators. The simulated results of the bandpass filter with an improved structure of microstrip line periodically loaded with novel stepped-impedance hairpin resonators show passband insertion loss about (-3 dB) and low return loss (-20 dB) and harmonic suppression of about –17 dB at 7.6 GHz. This work can be potentially applied and developed for wireless communications and monolithic microwave integrated circuits.

(Total 64 pages)

Keywords : hairpin resonators, stepped-impedance, microstrip line periodically loaded

Advisor

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สามารถดำเนินการสำเร็จบรรลุตามวัตถุประสงค์ตามที่ผู้วิจัยตั้งใจไว้ทุก ประการ โดยได้รับคำแนะนำเกี่ยวกับแนวทางในการศึกษาออกแบบ สร้างและทดสอบงานวิจัยชิ้นนี้ จากอาจารย์ที่ปรึกษาคือ รองศาสตราจารย์ ดร.ประยุทธ อักรเอกฒาลิน ที่ให้ข้อมูลกับคำแนะนำที่ดี ในการทำวิจัยและช่วยเหลือสนับสนุนในทุกด้านรวมถึงการสนับสนุนในด้านการส่งบทความทาง วิชาการ ตลอดจนคุณจารึก จันทร์ตรี คุณศราวุธ ชัยมูล ที่ให้ข้อมูลและเทคนิคต่างๆรวมทั้งทฤษฎี การออกแบบที่นำมาใช้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ และคุณกมล บุญล้อม คุณไกรวุฒิ ขำคง ที่ให้ คำแนะนำในการทำวิจัยและข้อมูลการใช้โปรแกรมในการจำลองงานและคำแนะนำการใช้เครื่องมือ วัด อีกทั้งพี่ๆ เพื่อนๆ ที่ไม่สามารถกล่าวนามได้หมด ทำให้งานวิจัยชิ้นนี้บรรลุตามวัตถุประสงค์ ตามที่ตั้งใจไว้ ซึ่งผู้วิจัยขอขอบพระคุณท่านอาจารย์และผู้ที่เกี่ยวข้องทุกท่านไว้ ณ โอกาสนี้

ท้ายสุดขอขอบพระคุณ บิดา มารดา ซึ่งสนับสนุนในด้านการเงินและให้กำลังใจแก่ผู้วิจัย เสมอมาจนสำเร็จการศึกษา

ธรรมรัตน์ มาแจ้ง

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อภาษาไทย	ข
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	ค
กิตติกรรมประกาศ	
สารบัญภาพ	
บทที่ 1 บทนำ	
1.1 วัตถุประสงค์	2
1.2 ขอบเขตการวิจัย	2
1.3 วิธีการวิจัย	2
1.4 เกรื่องมือที่ใช้	3
1.5 ประโยชน์ของการวิจัย	3
บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง	4
2.1 โครงสร้างสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริป	4
2.2 โครงสร้างสายนำสัญญาณแบบคัปเปิ้ลไลน์	12
2.3 ทรานเฟอร์ฟังก์ชันของวงจรกรองความถื่	19
2.4 องค์ประกอบของวงจรกรองความถี่ผ่านต่ำต้นแบบ	24
2.5 การแปลงองค์ประกอบและความถี่	26
2.7 เรโซเนเตอร์แบบอิมพีแคนซ์ขั้น	32
บทที่ 3 การออกแบบวงจรกรองผ่านแถบแบบลคขนาคโคยใช้ไมโครสตริปโหลดเป็นช่วง	
ด้วยเร โซเนเตอร์แฮร์พินแบบอิมพีแดนซ์ขั้น	37
3.1 ขั้นตอนการออกแบบวงจรกรองผ่านแถบแบบลคขนาค โคยใช้ไม โครสตริ โหลค	
เป็นช่วงด้วยเร โซเนเตอร์แฮร์พินแบบอิมพีแดนซ์ขั้น	37
3.2 ขั้นตอนการออกแบบวงจรกรองผ่านแถบแบบปรับปรุงไมโครสตริปโหลด	
เป็นช่วงด้วยเร โซเนเตอร์แฮร์พินแบบอิมพีแดนซ์ขั้น	43
บทที่ 4 การทคลองและผลการทคลอง	49
4.1 การวัดทดสอบของวงจรกรองผ่านแถบแบบถดขนาดโดยใช้ไมโครสตริปโหลด	
เป็นช่วงด้วยเร โซเนเตอร์แฮร์พินแบบอิมพีแคนซ์ขั้น	50
4.2 การวัดทดสอบวงจรกรองผ่านแถบแบบปรับปรุงไมโครสตริปโหลดเป็นช่วง	
ด้วยเร โซเนเตอร์แฮร์พินแบบอิมพีแคนซ์ขั้น	53

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 5 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ	56
5.1 สรุปผลการวิจัย	56
5.2 ปัญหาและข้อเสนอแนะ	57
เอกสารอ้างอิง	60
ภาคผนวก ก	62
รายละเอียดของวัสดุและอุปกรณ์ที่ใช้ในงานวิจัย	63
ประวัติผู้วิจัย	64

สารบัญภาพ

ภาพที่		หน้า
2-1	ลักษณะ โครงสร้างของสายนำสัญญาณไม โครสตริป	4
2-2	รูปแบบการแพร่กระจายของสนามแม่เหล็กไฟฟ้า	5
2-3	โครงสร้างสายนำสัญญาณแบบคัปเปิ้ลไลน์	12
2-4	ค่าความจุไฟฟ้าในโมคคู่ของกัปเปิ้ลไลน์	13
2-5	ค่าความจุไฟฟ้าในโมคคี่ของกัปเปิ้ลไลน์	14
2-6	ผลตอบสนองของวงจรกรองความถี่แบบบัตเทอร์เวิร์ท	21
2-7	การกระจายของโพลสำหรับผลตอบสนองวงจรกรองความถี่แบบบัตเทอร์เวิร์ท	21
2-8	ผลตอบสนองของวงจรกรองความถี่แบบเชบีเชฟ	23
2-9	การกระจายโพลสำหรับผลตอบสนองของวงจรกรองความถี่แบบเชบีเชฟ	23
2-10	วงจรกรองความถี่ผ่านต่ำต้นแบบ	24
2-11	การแปลงค่าขององค์ประกอบพื้นฐานจากวงจรกรองความถี่ผ่านต่ำต้นแบบไปเป็น	
	วงจรกรองผ่านต่ำ	28
2-12	การแปลงค่าขององค์ประกอบพื้นฐานจากวงจรกรองความถี่ผ่านต่ำต้นแบบไปเป็น	
	วงจรกรองผ่านสูง	29
2-13	การแปลงค่าขององค์ประกอบพื้นฐานจากวงจรกรองความถี่ผ่านต่ำต้นแบบไปเป็น	
	วงจรกรองผ่านแถบ	30
2-14	การแปลงค่าขององค์ประกอบพื้นฐานจากวงจรกรองความถี่ผ่านต่ำต้นแบบไปเป็น	
	วงจรกรองแถบหยุด	32
2-15	โครงสร้างของสายนำสัญญาณแบบอิมพีแคนซ์ขั้น	33
2-16	โครงสร้างของเรโซเนเตอร์แบบอิมพีแคนซ์ขั้น	34
2-17	โครงสร้างแบบจำลองข่ายงานของเรโซเนเตอร์แบบอิมพีแดนซ์ขั้น	34
2-18	โครงสร้างแบบจำลองข่ายงานของคัปเปิ้ลไลน์	35
3-1	โครงสร้างของเรโซเนเตอร์	38
3-2	ขนาดของเรโซเนเตอร์ที่ใช้ในการออกแบบ	38
3-3	รูปแบบของการจัดวางเรโซเนเตอร์ที่ใช้ในการหาผลตอบสนองความถี่	40
3-4	ผลตอบสนองความถี่ของเร โซเนเตอร์หนึ่งตัวที่ใช้ในการออกแบบ	40
3-5	ลักษณะการเลื่อนสายป้อนสัญญาณเพื่อให้ได้ขนาดของแบนด์วิคท์ที่ต้องการ	41

สารบัญภาพ (ต่อ)

ภาพที่		หน้า
3-6	ผลตอบสนองความถี่ในการเลื่อนสายป้อนสัญญาณ	41
3-7	ขนาดของโครงสร้างสายนำสัญญาณไมโครสตริปโหลดเป็นช่วงด้วยเรโซเนเตอร์	
	แฮร์พินแบบอิมพีแคนซ์ขั้น	42
3-8	ชิ้นงานจริงของวงจรกรองผ่านแถบแบบลคขนาคโคยใช้ไมโครสตริปโหลค	
	เป็นช่วงด้วยเร โซเนเตอร์แฮร์พินแบบอิมพีแคนซ์ขั้น	43
3-9	ลักษณะการเลื่อนสายป้อนสัญญาณเพื่อควบคุมความถี่ข้างเคียงที่ต้องการ	45
3-10	ผลตอบสนองความถี่ในการเลื่อนสายป้อนสัญญาณ	45
3-11	วงจรสมมูลของวงจรกรองความถี่ผ่านต่ำ	46
3-12	ขนาดของวงจรกรองกวามถี่ผ่านต่ำ	46
3-13	ผลตอบสนองของวงจรกรองความถี่ผ่านต่ำ	47
3-14	ขนาดของวงจรกรองผ่านแถบแบบปรับปรุงไมโครสตริปโหลดเป็นช่วง	47
3-15	ชิ้นงานจริงของวงจรกรองผ่านแถบแบบปรับปรุงไมโครสตริปโหลดเป็นช่วง	
	ด้วยเร โซเนเตอร์แฮร์พินแบบอิมพีแคนซ์ขั้น	48
4-1	การต่ออุปกรณ์เพื่อใช้ในการวัดทดสอบวงจรกรองผ่านแถบแบบถดขนาดโดย	
	ใช้ไมโครสตริปโหลดเป็นช่วงด้วยเรโซเนเตอร์แฮร์พินแบบอิมพีแดนซ์ขั้น	49
4-2	การต่ออุปกรณ์เพื่อใช้ในการวัดทดสอบวงจรกรองผ่านแถบแบบปรับปรุง	
	ไมโครสตริปโหลดเป็นช่วงด้วยเรโซเนเตอร์แฮร์พินแบบอิมพีแดนซ์ขั้น	50
4-3	ผลการเปรียบเทียบความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S ₁₁) ที่ได้จากการวัด	
	ชิ้นงานจริงและการจำลองการทำงาน	51
4-4	ผลการเปรียบเทียบความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (S ₂₁) ที่ได้จากการวัด	
	ชิ้นงานจริงและการจำลองการทำงาน	51
4-5	ผลการวัดความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S ₁₁) และความสูญเสียเนื่อง ,	
	จากการใส่แทรก (S ₂₁) ที่ได้จากการวัดชิ้นงานจริง	52
4-6	ผลการเปรียบเทียบความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (S ₂₁) ที่ได้จากการวัด	
	ชิ้นงานจริงและการจำลองการทำงาน	52
4-7	ผลการเปรียบเทียบความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S ₁₁) ที่ได้จากการวัด	
	ชิ้นงานจริงและการจำลองการทำงาน	53

สารบัญภาพ (ต่อ)

:	ภาพที่	٢	เน้า
	4-8	ผลการเปรียบเทียบความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (S ₂₁) ที่ได้จากการวัด	
		ชิ้นงานจริงและการจำลองการทำงาน	54
	4-9	ผลการวัคความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S ₁₁) และความสูญเสียเนื่องจาก	
		การใส่แทรก (S ₂₁) ที่ได้จากการวัดชิ้นงานจริงสอดแทรก	54
	4-10	ผลการเปรียบเทียบความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (S ₂₁) ที่ได้จากการวัด	
		ชิ้นงานจริงและการจำลองการทำงาน	55
	5-1	โครงสร้างวงจรกรองผ่านแถบหยุดแบบสตับวงจรเปิดมาต่อร่วมกับวงจรกรองผ่าน	
		แถบแบบปรับปรุงไมโครสตริปโหลดเป็นช่วงด้วยเรโซเนเตอร์แฮร์พินแบบอิมพีแดนซ์	
		ขั้น	58
	5-2	ผลการวัคความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S ₁₁) และความสูญเสียเนื่องจากการ	
		ใส่แทรก (S ₂₁) ที่ได้จากการจำลองการทำงาน	59

บทที่ 1 บทนำ

ปัจจุบันเทคโนโลยีด้านการสื่อสารโทรคมนาคมจัดว่ามีความสำคัญและเข้ามามีบทบาทใน สังคมมนุษย์เป็นอย่างมาก โดยเฉพาะระบบสื่อสารแบบไร้สายและระบบสื่อสารผ่านดาวเทียมได้มี การพัฒนาเทคโนโลยีที่เกี่ยวข้องอย่างรวดเร็ว ซึ่งส่วนประกอบของอุปกรณ์ที่ใช้ในระบบสื่อสาร ความถี่ย่านไมโครเวฟก็ได้มีการพัฒนาอย่างต่อเนื่องเพื่อให้เกิดประสิทธิภาพสูงสุดในระบบ วงจร กรองความถี่ก็เป็นส่วนประกอบหนึ่งในระบบไมโครเวฟที่มีความสำคัญมาก โดยเฉพาะวงจรกรอง ผ่านแถบซึ่งทำหน้าที่กรองสัญญาณความถี่ที่ต้องการและกำจัดสัญญาณความถี่ที่ไม่ต้องการทิ้งไป

้จากการวิจัยและพัฒนาเรโซเนเตอร์ที่มีโครงสร้างแตกต่างกันเช่น โครงสร้างเรโซเนเตอร์ แบบโคแอกเชียล (Coaxial Resonator) แบบใคอิเล็กตริค (Dielectric Resonator) แบบตัวนำยิ่งยวด (Supperconducting Resonator) และอื่นๆอีกมากมายเพื่อใช้ในวงจรกรองผ่านแถบ ซึ่งคุณสมบัติ ้วงจรกรองผ่านแถบที่ต้องการคือมีค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกต่ำ (Low Insertion Loss) Loss) คู่โพลการลคทอนสูง ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับสูง (High Return (High Pair Attenuation Poles) แถบความถี่การใช้งานแคบและต้องการขนาดเล็กเพื่อลดต้นทุนใน การผลิต เริ่มแรกการออกแบบวงจรกรองผ่านแถบบน โครงสร้างสายนำสัญญาณไมโครสตริปที่มี การเชื่อมต่อระหว่างกันแบบขนาน (Parallel Coupled) โดยความยาวของเรโซเนเตอร์แต่ละส่วน ้เท่ากับครึ่งความยาวคลื่น ซึ่งโครงสร้างการเชื่อมต่อแบบขนานนี้ยังมีขนาดใหญ่รวมทั้ง ผลตอบสนองทางค้านความถี่ยังไม่ดีนัก [1] ต่อมาจึงมีการปรับปรุงโครงสร้างการวางเรโซเนเตอร์ ให้เป็นการเชื่อมต่อแบบไขว้ (Cross Coupled) ซึ่งสามารถกำหนดคุณสมบัติของวงจรกรองผ่านแถบ ใด้จากรูปแบบการกัปปลิ้งระหว่างตัวเรโซเนเตอร์ทำให้ผลตอบสนองทางค้านความถี่ดีขึ้น [2, 3, 4] ส่วนผู้วิจัย [5] และ [6] ได้ทำการลดขนาดของวงจรกรองผ่านแถบได้อีกโดยการพับ และซ้อนตัว แฮร์พินเรโซเนเตอร์ใช้การจัควางเรโซเนเตอร์ให้เป็นการเชื่อมต่อแบบใขว้ ซึ่งลักษณะการจัควาง เร โซเนเตอร์ที่มีการเชื่อมต่อแบบขนานและการเชื่อมต่อแบบไขว้นั้นยังมีความย่งยากในการกำหนด ้ระยะการคัปปลิ้งของเรโซเนเตอร์แต่ละตัว มีก่ากวามสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกสูง และก่าของกู่ โพลการลดทอนต่ำ

งานวิจัยนี้จึงได้นำเสนอวิธีการออกแบบ และสร้างวงจรกรองผ่านแถบบนสายไมโครสตริปที่ มีการแบ่งช่วงโหลดโดยกำหนดให้โหลดเป็นเรโซเนเตอร์แฮร์พินแบบอิมพีแดนซ์ขั้น [7] ทำให้ มีค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกต่ำ และคู่โพลการลดทอนสูงขึ้นเพื่อทำการลดขนาดของ เรโซเนเตอร์ลงก็ได้ทำการปรับค่าอิมพีแดนซ์ [8, 9, 10, 11] ที่ปลายเรโซเนเตอร์แฮร์พินแบบ อิมพีแดนซ์ขั้นให้ไม่เท่ากัน ซึ่งส่งผลให้แบนด์วิดท์แคบลงด้วยและปรับปรุงช่วงของพอร์ตการ ส่งผ่านทำให้สามารถกำจัดสัญญาณความถี่ของเรโซแนนซ์ที่สองได้ [12] ซึ่งจากคุณสมบัติของ วงจรกรองผ่านแถบแบบลดขนาดโดยใช้ไมโครสตริปแบ่งช่วงโหลดกับเรโซเนเตอร์แฮร์พินแบบ อิมพีแดนซ์ขั้นดังกล่าวสามารถประยุกต์ใช้กับระบบการสื่อสารไร้สาย และวงจรรวมไมโครเวฟได้

1.1 วัตถุประสงค์

 1.1.1 เพื่อศึกษาวงจรกรองผ่านแถบแบบลดขนาดโดยใช้สายไมโครสตริปแบ่งช่วงโหลดกับ เรโซเนเตอร์แฮร์พินแบบอิมพีแดนซ์ขั้น

1.1.2 เพื่อศึกษาการทำงานของวงจรกรองผ่านแถบแบบถดขนาดโดยใช้สายไมโครสตริปแบ่ง ช่วงโหลดกับเรโซเนเตอร์แฮร์พินแบบอิมพีแดนซ์ขั้น

 1.1.3 เพื่อศึกษาการออกแบบวงจรกรองผ่านแถบแบบลดงนาคโดยใช้สายไมโครสตริปแบ่ง ช่วงโหลดกับเรโซเนเตอร์แฮร์พินแบบอิมพีแดนซ์ขั้น

1.2 ขอบเขตการวิจัย

 1.2.1 ศึกษา ออกแบบวงจรกรองผ่านแถบโดยใช้สายไมโครสตริปแบ่งช่วงโหลดกับ เรโซเนเตอร์แฮร์พินแบบอิมพีแดนซ์ขั้น

1.2.2 ศึกษา ออกแบบวงจรกรองผ่านแถบแบบถดขนาดโดยใช้สายไมโครสตริปแบ่งช่วง
 โหลดกับเรโซเนเตอร์แฮร์พินแบบอิมพีแดนซ์ขั้นความถื่กลาง 2 GHz แบนด์วิคท์ 60 MHz

 1.2.3 สร้าง ทคสอบ วงจรกรองผ่านแถบแบบถดขนาดโดยใช้สายไมโครสตริปแบ่งช่วงโหลด กับเรโซเนเตอร์แฮร์พินแบบอิมพีแดนซ์ขั้น

1.3 วิธีการวิจัย

1.3.1 ศึกษาข้อมูลเกี่ยวกับสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริป

1.3.2 ศึกษาข้อมูลเกี่ยวกับสายนำสัญญาณไมโครสตริปแบ่งช่วงโหลด

1.3.3 ศึกษา ออกแบบ วงจรกรองผ่านแถบแบบลดขนาดโดยใช้สายไมโครสตริปแบ่งช่วง
 โหลดกับเรโซเนเตอร์แฮร์พินแบบอิมพีแดนซ์ขั้น

1.3.4 สร้าง ทดสอบ วงจรกรองผ่านแถบแบบลดขนาดโดยใช้สายไมโครสตริปแบ่งช่วงโหลด กับเรโซเนเตอร์แฮร์พินแบบอิมพีแดนซ์ขั้น

1.4 เครื่องมือที่ใช้

1.4.1 ใมโครคอมพิวเตอร์

1.4.2 โปรแกรม IE3D ZELAND

1.4.3 เครื่องเซาะลายวงจรพิมพ์ (LPKF PCB Milling)

1.4.4 แผ่นวงจรพิมพ์ใมโครเวฟ (Microwave PCB)

1.4.5 เครื่องวิเคราะห์ข่ายงานไฟฟ้า (Network Analyzer)

1.5 ประโยชน์ของผลการวิจัย

 1.5.1 วงจรกรองผ่านแถบแบบลดงนาคโดยใช้สายไมโครสตริปแบ่งช่วงโหลดกับ เรโซเนเตอร์แฮร์พินแบบอิมพีแคนซ์ขั้น

1.5.2 สามารถนำไปประยุกต์ใช้งานในระบบสื่อสาร เช่น ระบบสื่อสารไร้สาย

 1.5.3 เพื่อเป็นแนวทางในการพัฒนาวงจรกรองผ่านแถบแบบถดขนาคโดยใช้สายไมโคร สตริปแบ่งช่วงโหลดกับเรโซเนเตอร์แฮร์พินแบบอิมพีแดนซ์ขั้นที่มีประสิทธิภาพมากยิ่งขึ้นต่อไป ในอนากต

บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

สายนำสัญญาณแบบไมโครสตริปเป็นสายนำสัญญาณแบบระนาบที่นิยมใช้กันอย่างมาก เนื่องจากมีขนาดเล็ก น้ำหนักเบา และง่ายต่อการออกแบบเป็นวงจรรวมกับอุปกรณ์ไมโครเวฟอื่นๆ ดังนั้นควรจะศึกษารายระเอียดพารามิเตอร์ต่างๆ ของสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริปเพื่อจะได้ เป็นประโยชน์ในการออกแบบและสร้างอุปกรณ์ทางไมโครเวฟ

ในบทนี้จะกล่าวถึงทฤษฎีเบื้องด้น คำนิยามต่างๆ รวมทั้งลักษณะคุณสมบัติของสายนำ สัญญาณแบบไมโครสตริป และพารามิเตอร์ที่สำคัญ เพื่อเป็นพื้นฐานในการออกแบบวงจรต่อไปใน อนาคตได้

2.1 โครงสร้างสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริป

สายนำสัญญาณแบบไมโครสตริปเป็นสายนำสัญญาณที่สามารถสร้างบนแผ่นวงจรพิมพ์ ไมโครเวฟได้ และใช้ในการเชื่อมโยงชิ้นส่วนวงจรต่างๆ สามารถแสดงได้ดังภาพที่ 2-1 ประกอบด้วยสตริป (Strip) ซึ่งเป็นส่วนที่เป็นสายตัวนำแถบแคบ มีความกว้างเป็น w และมีความ หนาเป็น t ซึ่งมีลักษณะเป็นแผ่นโลหะที่มีรูปร่างแตกต่างกันไปขึ้นอยู่กับการออกแบบ โดยสตริปจะ อยู่บนชั้นของซับสเตรทที่มีค่าคงที่ไดอิเล็กตริค (Relative Dielectric Constant) **E**, และมีความหนา เป็น h สำหรับแผ่นโลหะที่อยู่ด้านล่างจะทำหน้า ที่เป็นระนาบกราวด์ (Ground Plane) ของวงจร



ภาพที่ 2-1 โครงสร้างของสายนำสัญญาณใมโครสตริป

เนื่องจากพลังงานของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจะส่งผ่านซับเสตรทบริเวณที่อยู่ระหว่างสตริปกับระนาบ กราวด์ ซึ่งเส้นทางสนามแม่เหล็กไฟฟ้าในไมโครสตริปไม่ได้อยู่เฉพาะภายในซับสเตรทดังแสดงใน ภาพที่ 2-2 ดังนั้นรูปแบบการแพร่กระจายของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าในไมโครสตริปจึงไม่ใช่รูปแบบ แม่เหล็กไฟฟ้าตัดตามขวางแท้ (TEM Mode) แต่จะเป็นรูปแบบการแพร่กระจายคล้ายรูปแบบ TEM (Quasi-TEM Mode)



ภาพที่ 2-2 รูปแบบการแพร่กระจายของสนามแม่เหล็กไฟฟ้า

2.1.1 ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะและค่าคงที่ใดอิเล็กตริคสัมพัทธ์ประสิทธิผล การวิเคราะห์เพื่อหาค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ (Characteristics Impedance, Z_c) และค่าคงที่ ใดอิเล็กตริคสัมพัทธ์ประสิทธิผล (Effective Dielectric Constant, E_{rc}) สามารถหาได้จาก [13]

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

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

โดยที่ก่า C_d เป็นก่ากาปาซิแตนซ์ต่อหน่วยกวามยาวของสตริป ซึ่งมีชั้นของไดอิเล็กตริกอยู่ระหว่าง แผ่นตัวนำทั้งสอง ส่วนก่า C_a เป็นก่ากาปาซิแตนซ์ต่อหน่วยกวามยาวของสตริป ซึ่งมีอากาศอยู่ ระหว่างแผ่นตัวนำของสตริป นั่นคือเป็นก่ากาปาซิแตนซ์ที่เกิดขึ้นระหว่างสตริปที่ด้านบนของชั้น ใดอิเล็กตริกนั่นเอง และก่า *c* เป็นก่ากวามเร็วของกลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าในอากาศ (มีก่าประมาณ 3.0x10⁸ เมตร/วินาที) สำหรับความหนาของแผ่นสตริปที่มีค่าน้อยมาก (t เข้าใกล้ 0) คังนั้นจะได้ก่าอิมพิแคนซ์ คุณลักษณะ และค่าคงที่ใดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลที่มีความผิดพลาคน้อยกว่า 1 % คังสมการ ที่ (2-3) ถึง (2-6)

สำหรับอัตราส่วน w/h ที่น้อยกว่าหรือเท่ากับ 1($w/h \le 1$) จะได้ว่า

$$Z_{c} = \frac{60}{\sqrt{\mathcal{E}_{re}}} \ln\left[\frac{8h}{w} + 0.25\frac{w}{h}\right]$$
(2-3)

$$\varepsilon_{re} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left\{ \left[1 + 12\frac{h}{w} \right]^{-0.5} + 0.04 \left[1 - \frac{w}{h} \right]^2 \right\}$$
(2-4)

สำหรับค่าอัตราส่วน w/h ที่มากกว่าหรือเท่ากับ 1 ($w/h \ge 1$) จะได้ว่า

$$Z_{c} = \frac{120\pi}{\sqrt{\varepsilon_{re}}} \left\{ \frac{w}{h} + 1.393 + 0.667 \ln\left[\frac{w}{h} + 1.444\right] \right\}^{-1}$$
(2-5)

$$\varepsilon_{re} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{w} \right]^{-0.5}$$
 (2-6)

อย่างไรก็ตาม Hammerstad และ Jensen [13] ได้นำเสนอวิธีการที่มีความเที่ยงตรงมากกว่าใน การคำนวณ ดังสมการที่ (2-7) และ (2-8)

$$\varepsilon_{re} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left[1 + \frac{10}{u} \right]^{-ab}$$
(2-7)

เมื่อ *u* คือ ค่าอัตราส่วนของ w/h และค่า *a* กับ *b* มีค่าเป็น

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

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

ในส่วนของค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะสามารถหาได้จาก

$$Z_{c} = \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_{re}}} \ln\left[\frac{F}{u} + \sqrt{1 + \left(\frac{2}{u}\right)^{2}}\right]$$
(2-8)

โดยค่า F มีค่าเป็น

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

จากสมการที่ (2-7) และ (2-8) นี้ หากว่าก่า €_r น้อยกว่าหรือเท่ากับ 128 และก่า *น* มีก่า ระหว่าง 0.01 ถึง 100 (*ε_r* ≤ 128 และ 0.01 ≤ *u* ≤ 100) จะทำให้ผลของการกำนวณของก่ากงที่ ใดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลมีกวามผิดพลาดน้อยกว่า 0.2 %

สำหรับค่า Z_c √ɛ_{re} จะมีความผิดพลาดน้อยกว่า 0.01 % หากว่าค่า *u* น้อยกว่าหรือเท่ากับ 1 (*u* ≤ 1) และจะมีความผิดพลาดน้อยกว่า 0.03 % หากว่าค่า *u* มีน้อยกว่าหรือเท่ากับ 1000 (*u* ≤ 1000)

2.1.2 ค่าความยาวของคลื่น ค่าคงที่การแพร่กระจาย และค่าความเร็วของคลื่น

เมื่อทราบค่าไดอิเล็กตริคสัมพัทธ์ประสิทธิผลจะทำให้สามารถคำนวณหาค่าความยาวคลื่น บนสตริป (λ_{g}) และค่าคงที่การแพร่กระจาย อันได้แก่ ค่าคงที่ของการแพร่ (Propagation Constant, β) และค่าความเร็วเฟส (Phase Velocity, v_{p}) คือ

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\varepsilon_{re}}}$$
(2-9)

เมื่อ λ₀ เป็นค่าความยาวคลื่นในอากาศที่ความถี่ใช้งาน (f) เพื่อความสะควกในการคำนวณ กำหนดให้ความถี่มีหน่วยเป็นกิกกะเฮิรตซ์ (GHz) ทำให้ได้ค่าของความยาวคลื่นบนสตริปในหน่วย ของมิลลิเมตรมีสมการดังนี้

$$\lambda_g = \frac{300}{f(GHz)\sqrt{\varepsilon_{re}}}$$
(2-10)

สำหรับค่าคงที่ของการแพร่กระจาย และค่าความเร็วเฟส สามารถหาได้จาก

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda_{a}} \tag{2-11}$$

$$v_{p} = \frac{\omega}{\beta} = \frac{c}{\sqrt{\mathcal{E}_{re}}}$$
(2-12)

เมื่อ c คือ ค่าความเร็วของคลื่นในอากาศ ($3 \ge 10^8$ เมตร/วินาที)

2.1.3 การวิเคราะห์ค่าความกว้างต่อค่าความหนาของแผ่นไมโครสตริป

ในการคำนวณหาความกว้างต่อความหนา w/h ของสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริปเมื่อ ทราบก่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ Z_c และก่าไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผล ɛ_{re} สามารถแสดงได้ ดังนี้

สำหรับที่ w/h น้อยกว่าหรือเท่ากับ 2 พิจารณาได้เป็น

$$\frac{W}{h} = \frac{8e^A}{e^{2A} - 2}$$
(2-13)

และสำหรับที่ w/h มากกว่าหรือเท่ากับ 2 พิจารณาได้เป็น

$$\frac{W}{h} = \frac{2}{\pi} \left\{ (B-1) - \ln(2B-1) + \frac{\varepsilon_r - 1}{2\varepsilon_r} \left[\ln(B-1) + 0.39 - \frac{0.61}{\varepsilon_r} \right] \right\}$$
(2-14)

เมื่อ

$$A = \frac{Z_c}{60} \left\{ \frac{\varepsilon_r + 1}{2} \right\}^{0.5} = \frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r + 1} \left\{ 0.23 + \frac{0.11}{\varepsilon_r} \right\}$$
(2-15)

ແລະ

$$B = \frac{60\pi^2}{Z_c \sqrt{\varepsilon_r}}$$
(2-16)

2.1.4 ผลกระทบจากความหนาของไมโครสตริป

ความหนาของสตริป (t) โดยปกติจะมีค่าน้อยมากๆ จนอาจพิจารณาได้ว่าเป็นศูนย์ แต่ในทาง ปฏิบัติค่าความหนาดังกล่าวมิใช่ศูนย์ตามที่ได้ตั้งสมมติฐานไว้ ซึ่งค่าความหนาดังกล่าวจะมีผลต่อ ทั้งค่าอิมพีแคนซ์คุณลักษณะ และค่าคงที่ไดอิเล็กตริคสัมพัทธ์ประสิทธิผล โดยจะเริ่มพิจารณาจาก สมการที่ (2-3) ถึง (2-6) ได้ว่า

สำหรับที่ w/h น้อยกว่าหรือเท่ากับ 1 พิจารณาได้เป็น

$$Z_{c}(t) = \frac{\eta}{2\pi\sqrt{\varepsilon_{re}}} \ln\left\{\frac{8}{W_{e}(t)/h} + 0.25\frac{W_{e}(t)}{h}\right\}$$
(2-17)

และสำหรับที่ w/h มากกว่าหรือเท่ากับ 1 พิจารณาได้เป็น

$$Z_{c}(t) = \frac{\eta}{\sqrt{\varepsilon_{re}}} \left\{ \frac{W_{e}(t)}{h} + 1.393 + 0.667 \ln\left(\frac{W_{e}(t)}{h} + 1.444\right) \right\}^{-1}$$
(2-18)

โดยที่จะพิจารณาค่าอัตราส่วน w/h ที่มีผลกระทบจากความหนาของสตริป (t) ได้ว่า

$$\frac{w_{c}(t)}{h} = \begin{cases} \frac{w}{h} + \frac{1.25t}{\pi h} \left[1 + \ln \frac{4\pi w}{t} \right] \dots; (w/h \le 0.5\pi) \\ \frac{w}{h} + \frac{1.25t}{\pi h} \left[1 + \ln \frac{2h}{t} \right] \dots; (w/h \ge 0.5\pi) \end{cases}$$
(2-19)

และสำหรับค่าใดอิเล็กตริคสัมพัทธ์ประสิทธิผลที่ได้รับผลกระทบจากความหนาของสตริป จะพิจารณาได้ว่า

$$\varepsilon_{re}(t) = \varepsilon_{re} - \frac{\varepsilon_r - 1}{4.6} \frac{t/h}{\sqrt{w/h}}$$
(2-20)

โดยที่ก่า E_n เป็นก่าไดอิเล็กตริคสัมพัทธ์ประสิทธิผลที่พิจารณาให้กวามหนาของสตริปเป็น ศูนย์ และจากการพิจารณาสมการที่ผ่านมาพบว่าผลกระทบของกวามหนาของสตริปต่อก่า อิมพีแดนซ์กุณลักษณะ และก่ากงที่ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลจะมีผลน้อยมาก หากว่า อัตราส่วนของกวามหนาของสตริปต่อกวามหนาของชั้นไดอิเล็กตริกน้อย (โดยปกติ t << b) อย่างไร ก็ตามกวามหนาของแผ่นสตริปจะมีผลอย่างยิ่งต่อการสูญเสียของกลื่นกวามถี่บนแผ่นตัวนำ (Conductor Loss) ของสายนำสัญญาณบนไมโกรสตริป

2.1.5 การสูญเสียเนื่องจากการแพร่กระจายของคลื่น

การสูญเสียเนื่องจากการแพร่กระจายออกของคลื่นจะมีค่าที่ไม่คงที่ ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับความถี่ของ คลื่นที่เดินทางบนสตริป ซึ่งจะกำหนดให้ค่าคงที่ไดอิเล็กตริคสัมพัทธ์ประสิทธิผลที่แปรผันตาม ความถี่เป็น $\varepsilon_{_{m}}(f)$ ดังนั้นจึงได้ผลของการพิจารณาเป็น [13]

$$\varepsilon_{re}(f) = \varepsilon_r - \frac{\varepsilon_r - \varepsilon_{re}}{1 + (f / f_{50})^m}$$
(2-21)

โดยที่ค่า f₅₀ สามารถหาได้จาก

$$f_{50} = \frac{f_{TM0}}{0.75 + (0.75 - 0.332\varepsilon_r^{-1.73})(w/h)}$$
(2-22)

และค่า *f_{าм 0}* หาได้โดย

$$f_{TM0} = \frac{c}{2\pi h \sqrt{\varepsilon_r - \varepsilon_{re}}} \tan^{-1} \left[\varepsilon_{re} \sqrt{\frac{\varepsilon_{re} - 1}{\varepsilon_r - \varepsilon_{re}}} \right]$$
(2-23)

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

$$m_0 = 1 + \frac{1}{1 + \sqrt{w/h}} + 0.32 \left[\frac{1}{1 + \sqrt{w/h}}\right]^3$$
(2-24)

$$m_{c} = \begin{cases} 1 + \frac{1.4}{1 + w/h} \left\{ 0.15 - 0.235 \exp\left(\frac{-0.45f}{f_{50}}\right) \right\} & \dots w/h \le 0.7 \\ 1 & \dots w/h \ge 0.7 \end{cases}$$
(2-25)

ในขณะที่ c คือ ความเร็วของคลื่นที่เดินทางในอากาศ และหากว่าผลคูณของ m_0 และ m_c มีค่ามากกว่า 2.32 แล้วจะประมาณให้มีค่าเป็น 2.32 จึงอาจกล่าวได้ว่าค่า m นี้จะมีค่าอยู่ระหว่าง 0 ถึง 2.32 เท่านั้น ซึ่งจากสมการที่ (2-21) ถึง (2-25) จะเห็นได้ว่าหากค่าความถี่ยิ่งสูงมากขึ้นเท่าใด ค่าคงที่ ไดอิเล็กตริคสัมพัทธ์ประสิทธิผลที่มีผลต่อความถี่หรือ $\varepsilon_{r_e}(f)$ จะเข้าใกล้ค่าคงที่ ไดอิเล็กตริคของชั้นไดอิเล็กตริคบนโครงสร้างไมโครสตริปนั่นเอง อย่างไรก็ดีค่าที่ได้จากสมการที่ กล่าวมาจะมีความผิดพลาดเพียง 0.6 % หากว่าค่าอัตราส่วน w/h มีค่าอยู่ระหว่าง 0.1 ถึง 10 และ ค่าคงที่ไดอิเล็กตริค (ε_{r_e}) มีค่าอยู่ระหว่าง 1 ถึง 128

สำหรับผลกระทบที่มีต่อค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะสามารถประมาณได้จาก

$$Z_{c}(f) = Z_{c} \frac{\varepsilon_{re}(f) - 1}{\varepsilon_{re} - 1} \sqrt{\frac{\varepsilon_{re}}{\varepsilon_{re}(f)}}$$
(2-26)

โดย Z ู เป็นก่าอิมพีแดนซ์กุณลักษณะปกติ

2.1.6 การสูญเสียบนโครงสร้างไมโครสตริป

สามารถพิจารณาตามส่วนประกอบของโครงสร้างได้ 3 ส่วน คือ การสูญเสียของแผ่นตัวนำ (Conductor Loss), การสูญเสียของชั้นไดอิเล็กตริค (Dielectric Loss) และการสูญเสียจากการแพร่ (Radiation Loss) จากที่ได้ทราบค่าคงที่ของการแพร่ (β) มาแล้วในตอนต้น ค่าดังกล่าวเป็นเพียง ส่วนหนึ่งที่เป็นค่าจินตภาพ หากจะพิจารณาค่าจริงที่เป็นค่าการลดทอน (α) ด้วย จะได้ว่า

$$\gamma = \alpha + j\beta \tag{2-27}$$

โดยสามารถหาค่าการถดทอนของกลื่นบนแผ่นตัวนำ (ในหน่วยของเนเปอร์ต่อความยาว สตริปหนึ่งหน่วย) ได้จาก

$$\alpha_c = \frac{8.686R_s}{Z_c W} \text{ (dB/Unit Length)}$$
(2-28)

เมื่อ Z กือ ค่าอิมพีแคนซ์คุณลักษณะของไมโครสตริปที่มีความกว้างของสตริปเป็น w และ มีค่าความต้านทานของผิวตัวนำ (R ู) ซึ่งมีหน่วยเป็นโอห์มต่อพื้นที่ของสตริปและกราวค์

$$R_{s} = \sqrt{\frac{\omega\mu_{0}}{2\sigma}}$$
(2-29)

โดยที่ σ คือ ก่ากวามนำของแผ่นตัวนำ, μ₀ เป็นก่าเพอร์มิลอะบิลิตี้ในอากาศ และ ω เป็น ก่ากวามถี่ตอบสนอง และสำหรับก่าการลดทอนของกลื่นในชั้นไดอิเล็กตริก สามารถหาได้จาก

$$\alpha_{d} = 8.686\pi \left[\frac{\varepsilon_{re} - 1}{\varepsilon_{r} - 1} \right] \frac{\varepsilon_{r}}{\varepsilon_{re}} \frac{\tan \delta}{\lambda_{g}}$$
(2-30)

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

2.2 โครงสร้างสายนำสัญญาณแบบคัปเปิลไลน์



ภาพที่ 2-3 โครงสร้างสายนำสัญญาณแบบคัปเปิ้ลไลน์

โครงสร้างสายนำสัญญาณแบบคัปเปิลไลน์จะกำหนดคุณสมบัติได้จากค่าอิมพีแคนซ์ คุณลักษณะของโมดคู่และโมดคี่ของคัปเปิลไลน์ สมการการออกแบบคัปเปิลไลน์จะต้องหา ความสัมพันธ์ของอิมพีแดนซ์โมดและค่าคงที่ไดอิเล็กตริคสัมพัทธ์ประสิทธิผลของคัปเปิลไลน์จาก โครงสร้างที่ทราบขนาดและพารามิเตอร์ของแผ่นพิมพ์ไมโครเวฟแล้วคือ ความกว้างของสตริป ความหนาของซับเสตรทและค่าคงที่ไดอิเล็กตริคสัมพัทธ์ประสิทธิผลแสดงคังภาพที่ 2-3 ซึ่งสมการ อิมพีแดนซ์คุณลักษณะของคัปเปิลไลน์สามารถหาได้จากค่าความจุไฟฟ้าสถิตย์

2.2.1 ก่าความจุไฟฟ้าในโมคกู่ (Even Mode Capacitance)



ภาพที่ 2-4 ค่าความจุไฟฟ้าในโมคคู่ของกัปเปิ้ลไลน์

จากภาพที่ 2-4 ค่าความจุไฟฟ้าในโมคคู่สามารถหาได้จากตัวเก็บประจุไฟฟ้าที่เกิดขึ้นใน โมคคู่ของสายนำสัญญาณแบบคัปเปิลไลน์ คือ

ตัวเก็บประจุไฟฟ้าแผ่นเพลทขนาน (Parallel Plate Capacitance) C_p เป็นค่าความจุไฟฟ้าที่ เกิดขึ้นระหว่างแผ่นตัวนำสตริปกับระนาบกราวด์

ตัวเก็บประจุไฟฟ้าบริเวณขอบ (Fring Capacitance) C_f เป็นค่าความจุไฟฟ้าที่เกิดขึ้น ระหว่างขอบนอกของแผ่นตัวนำสตริปกับระนาบกราวด์

ตัวเก็บประจุไฟฟ้าบริเวณขอบระหว่างแผ่นเพลท (Fring Between Plate Capacitance) C'_f เป็นค่าความจุไฟฟ้าที่เกิดขึ้นระหว่างขอบแผ่นเพลทตัวนำสตริปทั้งสองกับระนาบกราวค์ค่าความจุ ไฟฟ้าในโมคคู่สามารถหาได้จากความสัมพันธ์

$$C_e = C_p + C_f + C_f \tag{2-31}$$

14

$$C_{p} = \varepsilon_{0} \varepsilon_{r} w / h \tag{2-32}$$

$$2C_f = \frac{\sqrt{\varepsilon_{re}}}{cZc} - \varepsilon_o \varepsilon_r \frac{w}{h}$$
(2-33)

$$C_{f} = \frac{C_{f}}{1 + A(h/s) \tanh(8s/h)}$$
 (2-34)

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

สมการมีความถูกต้องก็ต่อเมื่อ

$$0.1 \le \frac{w}{h} \le 10 \quad ; 0.1 \le \frac{s}{h} \le 5 \quad ; 1 \le \varepsilon_r \le 18$$

2.2.2 ค่าความจุไฟฟ้าในโมดคี่ (Odd Mode Capacitance)



ภาพที่ 2-5 ค่าความจุไฟฟ้าในโมคคี่ของคัปเปิ้ลไลน์

จากภาพที่ 2-5 ค่าความจุไฟฟ้าในโมคคี่สามารถหาได้จากตัวเก็บประจุไฟฟ้าที่เกิดขึ้นในโมค คี่ของสายนำสัญญาณคัปเปิลไลน์ คือ

ตัวเก็บประจุไฟฟ้าแผ่นเพลทขนาน (Parallel Plate Capacitance)_{Cp} เป็นค่าความจุไฟฟ้าที่ เกิดขึ้นระหว่างแผ่นตัวนำสตริปกับระนาบกราวด์

ตัวเก็บประจุไฟฟ้าบริเวณขอบ (Fring Capacitance) C_f เป็นค่าความจุไฟฟ้าที่เกิดขึ้น ระหว่างขอบนอกของแผ่นตัวนำสตริปกับระนาบกราวด์

โดยที่

ตัวเก็บประจุไฟฟ้าช่องว่างไดอิเล็กตริค (Dielectric Gap Capacitance) C_{gd} เป็นค่าความจุ ไฟฟ้าที่เกิดขึ้นระหว่างแผ่นตัวนำสตริปในวัสดุไดอิเล็กตริค

ตัวเก็บประจุไฟฟ้าช่องว่างอากาศ (Air Gap Capacitance) C_{ga} เป็นค่าความจุไฟฟ้าที่เกิดขึ้น ระหว่างแผ่นดัวนำสตริปในอากาศ

้ ค่าความจุไฟฟ้าในโมคคี่สามารถหาได้จากความสัมพันธ์

$$C_{o} = C_{p} + C_{f} + C_{ga} + C_{gd}$$
(2-35)

โดยที่ก่า C_p และ C_f หาได้เช่นเดียวกับโมคกู่

$$C_{gd} = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_r}{\pi} \ln \left[\coth\left(\frac{\pi s}{4h}\right) \right] + 0.65 C_f \left[\frac{0.02\sqrt{\varepsilon_r}}{s/h} + 1 - \frac{1}{\varepsilon_r^2} \right]$$
(2-36)

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

$$C_{ga} = \varepsilon_0 \frac{K(k')}{K(k)} \tag{2-37}$$

โดยที่ค่าอัตราส่วนของ $rac{K(k')}{K(k)}$ มีค่าเท่ากับ

$$\frac{K(k')}{K(k)} = \begin{cases} \frac{1}{\pi} \ln \left[2\frac{1+\sqrt{k'}}{1-\sqrt{k'}} \right] \dots 0 \le k^2 \le 0.5 \\ \pi / \ln \left[2\frac{1+\sqrt{k'}}{1-\sqrt{k'}} \right] \dots 0.5 \le k^2 \le 1 \end{cases}$$
(2-38)

เมื่อ $k = \frac{s/h}{s/h+2w/h}$ และ $k' = \sqrt{1-k^2}$ โดยค่าความจุไฟฟ้าที่หาได้จะมีความผิดพลาดไม่ เกิน 3% หาว่าอัตราส่วนของ w/h มีค่าอยู่ระหว่าง 0.2 ถึง 2 ($0.2 \le w/h \le 2$), ค่าอัตราส่วนของ s/h มี ค่าอยู่ระหว่าง 0.05 ถึง 2 ($0.05 \le s/h \le 2$) และค่าคงที่ไดอิเล็กตริคต้องมากกว่า 1 ($\varepsilon_r \ge 1$)

2.2.3 ค่าอิมพีแคนซ์คุณลักษณะ และค่าคงที่ใดอิเล็กตริคสัมพัทธ์ประสิทธิผลของคับเปิลไลน์ ค่าอิมพีแคนซ์คุณลักษณะของคัปเปิลไลน์โมคคู่หาได้จากค่าความจุไฟฟ้าตามสมการ

$$Z_{ce} = \left(c\sqrt{C_e^a C_e}\right)^{-1} \tag{2-39}$$

และค่าอิมพีแคนซ์คุณลักษณะของคัปเปิลไลน์โมคคี่หาได้จากค่าความจุไฟฟ้าตามสมการ

$$Z_{co} = \left(c\sqrt{C_o^a C_o}\right)^{-1} \tag{2-40}$$

โดยที่ก่า C_e^a และ C_e^a เป็นก่ากวามจุไฟฟ้าของโมคกู่และโมคกี่เมื่อแทนไดอิเล็กตริกด้วยอากาศ ส่วนก่าไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลของโมคกู่หาได้จากสมการ

$$\varepsilon_{re}^{e} = C_{e} / C_{e}^{a} \tag{2-41}$$

และค่าไดอิเล็กตริคสัมพัทธ์ประสิทธิผลของโมดกี่หาได้จากสมการ

$$\varepsilon_{re}^{o} = C_{o} / C_{o}^{a}$$
(2-42)

ซึ่งค่าคงที่ไดอิเล็กตริคสัมพัทธ์ประสิทธิผลทั้งในโมคคู่ และโมคคื่จะการพิจารณาด้วยการประมาณ ในกรณีที่ไม่มีการแพร่กระจายออกของคลื่นโดยรายละเอียด ดังสมการว่า [13]

$$\varepsilon_{re}^{e} = \frac{\varepsilon_{r} + 1}{2} + \frac{\varepsilon_{r} - 1}{2} \left[1 + \frac{10}{v} \right]^{-a_{e}^{b} e}$$
(2-43)

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

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

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

$$u=w/h$$
 ແລະ $g=s/h$

ค่าที่ได้นี้จะมีความผิดพลาดไม่เกิน 0.7% หากว่าก่า u มีก่าอยู่ระหว่าง 0.1 ถึง 10 $(0.1 \le u \le 10)$, ก่า g มีก่าอยู่ระหว่าง 0.1 ถึง 10 $(0.1 \le g \le 10)$ และก่ากงที่ไดอิเล็กตริกมีก่าอยู่ ระหว่าง 1 ถึง 18 ($1 \le \varepsilon_r \le 18$)

$$\varepsilon_{re}^{o} = \varepsilon_{r} + \left[0.5(\varepsilon_{r}+1) - \varepsilon_{re} + a_{o}\right] \exp\left[-c_{o}g^{d_{o}}\right]$$
(2-44)

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

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

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

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

ซึ่งค่าคงที่ใดอิเล็กตริคสัมพัทธ์ประสิทธิผล (\mathcal{E}_{re}) เป็นที่พิจารณาจากสายนำสัญญาณเดี่ยวบน ใมโครสตริปที่มีความกว้างเป็น w โดยค่าความผิดพลาดจากการคำนวณสำหรับค่าคงที่ใดอิเล็กตริค สัมพัทธ์ประสิทธผลในโมคคี่นี้ จะมีค่าไม่เกิน 0.5%

สำหรับค่าอิมพีแคนซ์คุณลักษณะในโมคคู่ (Z_{ce}) และโมคคี่ (Z_{co}) สามารถพิจารณาได้จาก สมการที่ (2.45) และ (2.46) ซึ่งจะมีค่าผิดพลาดในการคำนวณไม่เกิน 0.6% สำหรับค่า u ที่อยู่ ระหว่าง 0.1 ถึง 10 ($0.1 \le u \le 10$), และค่า g อยู่ระหว่าง 0.1 ถึง 10 ($0.1 \le g \le 10$) และค่าคงที่ ของชั้นไดอิเล็กตริคมีค่าอยู่ระหว่าง 1 ถึง 18 ($1 \le \varepsilon_r \le 18$)

$$Z_{ce} = \frac{Z_c \sqrt{\varepsilon_{re} / \varepsilon_{re}^e}}{1 - \left(Z_c Q_4 \sqrt{\varepsilon_{re}}\right) / 377}$$
(2-45)

$$Q_{1}=0.8685u^{0.194}$$

$$Q_{2}=1+0.7519g+0.189g^{2.31}$$

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

$$Q_{4}=\frac{2Q_{1}}{Q_{2}}\cdot\frac{1}{u^{Q_{3}}\exp(-g)+[2-\exp(-g)]u^{-Q_{3}}}$$

$$Z_{co}=\frac{Z_{c}\sqrt{\varepsilon_{rc}}/\varepsilon_{rc}^{o}}{1-(Z_{c}Q_{10}\sqrt{\varepsilon_{rc}})/377}$$

$$Q_{5}=1.794+1.14\ln\left[1+\frac{0.638}{g+0.517g^{2.43}}\right]$$

$$Q_{6}=0.2305+\frac{1}{281.3}\ln\left[\frac{g^{10}}{1+(g/5.8)^{10}}\right]+\frac{1}{5.1}\ln\left[1+0.598g^{1.154}\right]$$

$$Q_{7}=\frac{10+190g^{2}}{1+82.3g^{3}}$$

$$Q_{8}=\exp\left[-6.5-0.95\ln(g)-(g/0.15)^{5}\right]$$

$$Q_{9}=\ln(Q_{7}).(Q_{8}+1/16.5)$$

$$Q_{10}=Q_{4}-\frac{Q_{5}}{Q_{2}}\exp\left[\frac{Q_{6}\ln(u)}{u^{Q_{9}}}\right]$$

ແລະ

ແລະ

ເນື່ອ

2.3 ทรานเฟอร์ฟังก์ชันของวงจรกรองความถึ่

2.3.1 นิยามโดยทั่วไป

โดยทั่วไปแล้ววงจรกรองความถี่สามารถแยกประเภทได้ตามลักษณะของผลตอบสนอง ทางด้านความถี่ของวงจร ทั้งนี้ผลตอบสนองทางความถี่จะขึ้นอยู่กับทรานเฟอร์ฟังก์ชันของวงจร กรองความถี่ โดยทรานเฟอร์ฟังก์ชันของวงจรกรองความถี่จะถูกนิยามด้วยสมการทางคณิตศาสตร์ ของขนาดกำลังสองของ S₂₁ สำหรับวงจรกรองความถี่แบบพาสซีฟที่ไม่มีการสูญเสียสามารถเขียน สมการได้เป็น

$$|S_{21}(j\Omega)|^2 = \frac{1}{1 + \epsilon^2 F_n^2(\Omega)}$$
 (2-46)

เมื่อ ɛ คือ ค่าคงที่การกระเพื่อม F_n(Ω) คือ ฟังก์ชันคุณลักษณะของวงจรกรองความถี่ และ Ω คือ ตัวแปรที่ขึ้นกับความถี่ ในที่นี้จะกำหนดให้เป็นความถี่ในหน่วยของเรเดียน (Radian) เพื่อความ สะดวกจะนิยามตัวแปร Ω ในของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านต้นแบบ (Lowpass Prototype Filter) ใน รูปของความถี่คัทออฟที่ $\Omega=\Omega_c$ สำหรับ $\Omega_c=1$ เรเดียนต่อวินาที

สำหรับวงจรข่ายที่ไม่เปลี่ยนตามเวลาและเป็นเชิงเส้น (Linear-Time Invariant Network) สามารถหาทรานเฟอร์ฟังก์ชันได้เป็น

$$S_{21}(p) = \frac{N(p)}{D(p)}$$
 (2-47)

เมื่อ N(p) และ D(p) คือ โพลิโนเมียลของตัวแปรความถี่เชิงซ้อน $p = \sigma + j\Omega$ กรณีที่วงจร ข่ายไม่มีการสูญเสีย $\sigma = 0$ และ $p = j\Omega$ ในการหาค่าอัตราส่วนค่าจำนวนจริง สามารถหาได้จาก ผลตอบสนองคุณลักษณะ โดยประมาณซึ่งจะเรียกว่าปัญหา โดยประมาณ (Approximately Problem) จากสมการที่ (2-46) สามารถหาค่าการสูญเสียแทรกสอดของวงจรกรองความถี่ได้เป็น

$$L_{A}(\Omega) = 10 \log \frac{1}{|S_{21}(j\Omega)|^{2}}$$
 dB (2-48)

กรณีวงจรข่ายไม่มีการสูญเสีย $|\mathbf{S}_{11}|^2 + |\mathbf{S}_{21}|^2 = 1$ สามารถหาค่าการสูญเสียย้อนกลับได้เป็น

20

$$L_{R}(\Omega) = 10 \log \left[1 - \left| S_{21}(j\Omega) \right|^{2} \right] \quad dB$$
 (2-49)

ผลตอบสนองทางเฟสของวงจรกรองความถี่สามารถหาได้จาก

$$\Phi_{21} = \angle S_{21}(j\Omega) \tag{2-50}$$

และการหน่วงเวลากลุ่ม (Group Delay) ของวงจรข่ายหาได้จาก

$$\tau_{\rm d}(\Omega) = -\frac{\mathrm{d}\Phi_{21}(\Omega)}{\mathrm{d}\Omega} \tag{2-51}$$

2.3.2 โพลและซีโร่ของระนาบเชิงซ้อน

ระนาบของ (σ, Ω) คือ อัตราส่วนของทรานเฟอร์ฟังก์ชันซึ่งเรียกว่า ระนาบเชิงซ้อน (Complex Plane) โดยกำหนดให้แกนนอนเป็น σ หรือ แกนจริง ส่วนแกนตั้งเป็น j Ω หรือ แกน จินตภาพ ดังนั้นถ้าก่า p เป็นสูนย์แสดงว่าจะต้องเกิดจากก่าซีโร่ (Zero) ซึ่งก็คือ ฟังก์ชันซีโร่ และถ้า ก่า p มีก่าเป็นก่าอนันต์ แสดงว่าต้องเกิดจากก่าที่เป็นโพล (Pole) หรือเรียกว่า ฟังก์ชันเอกฐาน (Singularities Function) โดยก่าซีโร่ของ S₂₁(p) จะมีรากสมการจาก N(p) และโพลของ S₂₁(p) จะ มีรากสมการจาก D(p) ในกรณีที่วงจรกรองกวามถื่อยู่ในสภาวะเสถียรภาพโพลจะอยู่ด้านซ้ายของ ระนาบ p หรืออยู่บนแกนจินตภาพ แต่กรณีที่ไม่อยู่ในสภาวะเสถียรภาพโพลจะอยู่ด้านซ้ายของ เป็นแบบพาสซีฟ จึงเป็นไปไม่ได้ที่จะเกิดเงื่อนไขดังกล่าวเกิดขึ้น ดังนั้น D(p) จะสอดกล้องกับ Hurwiz โพลิโนเมียลที่รากของกำตอบจะอยู่ด้านซ้ายของระนาบ p หรืออยู่บนแกน j Ω เท่านั้น

2.3.3 ผลตอบสนองของวงจรกรองความถี่แบบบัตเทอร์เวิร์ท

ทรานเฟอร์ฟังก์ชันของวงจรกรองความถี่บัตเทอร์เวิร์ทที่กำหนดให้การสูญเสียแทรกสอด L_{Ar} = 3.01dBและความถี่คัทออฟ Ω_C = 1 สามารถเขียนได้เป็น

$$\left|S_{21}(j\Omega)\right|^{2} = \frac{1}{1 + \Omega^{2n}}$$
(2-52)

n คือ ดีกรีหรืออันดับของวงจรกรองความถี่ ซึ่งจะส่งผลต่อจำนวนของรีแอคทีฟที่เป็น องค์ประกอบของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านต้นแบบ ซึ่งผลตอบสนองของทรานเฟอร์ฟังก์ชันชนิดนี้ เรียกว่า แบบราบมากที่สุด (Maximum Flat) เพราะทรานเฟอร์ฟังก์ชันในสมการที่ (2-52) จะมี จำนวนซีโร่มากที่สุด คือ (2n-1) ตำแหน่งที่ Ω = 0 จากภาพที่ 2-6 แสดงผลตอบสนองของวงจร กรองความถี่แบบบัตเทอร์เวิร์ทหรือแบบราบมากที่สุด



ภาพที่ 2-6 ผลตอบสนองของวงจรกรองความถี่แบบบัตเทอร์เวิร์ท

จากสมการที่ (2-52) สามารถเขียนทรานเฟอร์ฟังก์ชันได้เป็น

 $S_{21}(p) = \frac{1}{\prod_{i=1}^{n} (p-p_i)}$ (2-53)

ภาพที่ 2-7 การกระจายของโพลสำหรับผลตอบสนองวงจรกรองความถี่แบบบัตเทอร์เวิร์ท

เมื่อ $p_i = je^{\left(rac{(2i-1)}{2n}\pi
ight)}$ โดยที่ไม่มีตำแหน่งของซีโร่ที่เกิดจากความถี่ค่าใดค่าหนึ่งแต่จะเกิดซีโร่ ทั้งหมดที่อนันต์ และจำนวนโพล p_i จะอยู่บนวงกลมหนึ่งหน่วยที่ระนาบด้านซ้ายที่มุมต่าง ๆ ที่ซึ่ง $\left|p_i\right| = 1$ และ มุมของ $p_i = (2i-1)\pi/2n$ แสดงดังภาพที่ 2-7

2.3.4 ผลตอบสนองของวงจรกรองความถี่แบบเซบีเชฟ

ผลตอบสนองของวงจรกรองความถี่แบบเชบีเชฟที่อยู่ในรูปของฟังก์ชันแสดงดังภาพที่ 2-8 ซึ่งจากภาพจะพบว่ามีการกระเพื่อมแบบเท่าเทียม (Equal Ripple) ในย่านความถี่ผ่าน และมีการ ลดลงแบบโมโนโทนิก (Monotonic) ในย่านแถบหยุด โดยสามารถเขียนสมการผลตอบสนองได้ เป็น

$$\left|S_{21}(j\Omega)\right|^{2} = \frac{1}{1 + \varepsilon^{2}T_{n}^{2}(\Omega)}$$
(2-54)

เมื่อค่าคงที่ของการกระเพื่อม ɛ หาได้จากสมการที่ (2-55)

$$\varepsilon = \sqrt{10^{\frac{L_{Ar}}{10}} - 1}$$
 (2-55)

$$T_{n}(\Omega) = \begin{cases} \cos(n\cos^{-1}\Omega) & |\Omega| \le 1\\ \cosh(n\cosh^{-1}\Omega) & |\Omega| \ge 1 \end{cases}$$
(2-56)

เมื่อ $T_n\left(\Omega\right)$ คือ ฟังก์ชันเชบีเชฟชนิคที่ 1 หรืออันดับที่ n นิยามโดยสมการที่ (2-56)

ซึ่ง Rhodes [13] ได้นำเสนอฟังก์ชั่นของสัมประสิทธิ์การส่งผ่านในรูปของฟังก์ชั่นตัวแปร ความถี่เชิงซ้อน (*p*) ได้เป็น

$$S_{21}(p) = \frac{\prod_{i=1}^{n} \left[\eta^{2} + \sin^{2} \left(\frac{i\pi}{n} \right) \right]^{1/2}}{\prod_{i=1}^{n} (p + p_{i})}$$
(2-57)

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



ภาพที่ 2-8 ผลตอบสนองของวงจรกรองความถี่แบบเชบีเชฟ

ในลักษณะคล้าย ๆ กันกับกรณีของบัตเทอร์เวิร์ท โดยตำแหน่งซีโร่การส่งผ่านของ S₂₁ (p) จะ อยู่ที่ตำแหน่งอนันต์ นั่นก็หมายความว่าวงจรกรองความถี่แบบบัตเทอร์เวิร์ท และเชบีเซฟถูกควบคุม ด้วยจำนวนโพลทั้งหมด บางครั้งจึงเรียกว่า วงจรกรองความถี่แบบควบคุมด้วยโพลทั้งหมด (All-Pole Filters) อย่างไรก็ตามตำแหน่งโพลของวงจรกรองกวามถี่แบบเชบีเชฟจะต่างออกไปโดยจะอยู่ บนเส้นรอบของครึ่งวงรีในระนาบด้านซ้าย เมื่อแกนหลักของวงรีคือแกน jΩ และมีขนาด เท่ากับ √1+n² ส่วนแกนโทจะเป็นแกน σ และมีขนาด ๆ



ภาพที่ 2-9 การกระจายโพลสำหรับผลตอบสนองของวงจรกรองความถี่แบบเชบีเชฟ

2.4 องค์ประกอบของวงจรกรองความถี่ผ่านต่ำต้นแบบ

การสังเคราะห์วงจรกรองความถี่เพื่อที่จะหาทรานเฟอร์ฟังก์ชันที่แท้จริง ส่วนใหญ่แล้วจะ เริ่มต้นจากการใช้วงจรกรองความถี่ผ่านต่ำต้นแบบ (Lowpass Prototype Filters) เพื่อช่วยใน การออกแบบโดยที่วงจรกรองความถี่ผ่านต่ำต้นแบบนั้นจะใช้องก์ประกอบ (Element) ซึ่งถูก นอร์มอลไลซ์จากความต้านทานหรือตัวนำแหล่งจ่าย เพื่อที่จะทำให้มีค่าเท่ากับ 1 โดยในที่นี้จะ ใช้สัญลักษณ์ด้วย g₀ = 1 และความถี่คัทออฟจะเท่ากับ 1 คือ $\Omega_c = 1$



ภาพที่ 2-10 วงจรกรองความถี่ผ่านต่ำต้นแบบ ก) โครงสร้างวงจรข่ายบันได ข) โครงสร้างวงจร ข่ายคู่เสมือน

2.4.1 วงจรกรองความถี่ผ่านต่ำต้นแบบของวงจรกรองความถี่แบบบัตเทอร์เวิร์ท
 สำหรับวงจรกรองความถี่ผ่านต่ำต้นแบบของวงจรกรองความถี่แบบบัตเทอร์เวิร์ทหรืออาจ
 เรียกว่า แบบราบมากที่สุด จะมีทรานเฟอร์ฟังก์ชันในสมการที่ (2-52) โดยที่การสูญเสียแทรกสอด
 L_{Ar}=3.01 dB ที่ความถี่คัทออฟ Ω_c = 1 โดยอ้างอิงตามภาพที่ 2-10 โดยค่าต่าง ๆ คำนวณได้จาก

$$g_0 = 1$$

 $g_i = 2\sin\left(\frac{(2i-1)\pi}{2n}\right)$ สำหรับ $i = 1$ ถึง n (2-58)
 $g_{n+1} = 1$

การคำนวณอันดับของวงจรกรองความถี่ผ่านต่ำด้นแบบของวงจรกรองความถี่แบบ บัตเทอร์เวิร์ท สามารถคำนวณจากก่าลดทอนที่ต่ำที่สุดของช่วงแถบหยุด, L_{As} dB ที่ $\Omega = \Omega_s$ เมื่อ $\Omega_s \ge 1$ ดังนั้น

$$n \ge \frac{\log\left(10^{0.1L_{AS}} - 1\right)}{2\log\Omega_{S}} \tag{2-59}$$

 2.4.2 วงจรกรองความถี่ผ่านต่ำต้นแบบของวงจรกรองความถี่แบบเชบีเชฟ สำหรับวงจรกรองต้นแบบผ่านต่ำเชบีเชฟ มีฟังก์ชันถ่ายโอนตามสมการที่ (2-54) ค่า
 องก์ประกอบสำหรับโครงข่ายสองทางเข้าออกที่แสดงในภาพที่ 2-10 กำนวณโดยใช้สูตรดังนี้

$$g_{0} = 1$$

$$g_{1} = \frac{2}{\gamma} \sin\left(\frac{\pi}{2n}\right)$$

$$g_{i} = \frac{1}{g_{i-1}} \frac{4\sin\left(\frac{(2i-1)\pi}{2n}\right)\sin\left(\frac{(2i-3)\pi}{2n}\right)}{\gamma^{2} + \sin^{2}\left(\frac{(i-1)\pi}{n}\right)} \qquad i = 2, 3, .., n. \dots (2-60)$$

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

เมื่อ

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

การกำนวณหาค่าอันดับของวงจรกรองความถี่ผ่านต่ำต้นแบบของเชฟบิเชฟสามารถกำนวณ ได้จากสมการที่ (2-61) เมื่อ L_{Ar} คือ ระดับการกระเพื่อมในแถบความถี่ผ่าน (Passband Ripple) ใน หน่วย dB, L_{As} คือ ค่าถดทอนที่ต่ำที่สุดของช่วงแถบหยุดที่ $\Omega = \Omega_s$

$$n \ge \frac{\cosh^{-1} \sqrt{\frac{10^{0.1L_{AS}} - 1}{10^{0.1L_{AR}} - 1}}}{\cosh^{-1} \Omega_{S}}$$
(2-61)

ในบางครั้งเราสามารถแทนค่า L_{Ar} ด้วยค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับที่ต่ำที่สุด (Minimum Return Loss, L_R) หรือค่า VSWR สูงสุดได้ ถ้าค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับถูก กำหนดตามสมการที่ (2-49) คือค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับที่ต่ำที่สุด L_R dB (L_R < 0) ดังนั้น L_{Ar} สามารถหาได้จาก

$$L_{Ar} = -10\log(1 - 10^{0.1L_{R}}) \qquad dB \qquad (2-62)$$

และ VSWR หาได้จาก

$$VSWR = \frac{1 + |S_{11}|}{1 - |S_{11}|}$$
(2-63)

จากสมการที่ (2-63) แทนค่าในสมการที่ (2-62) จะได้

$$L_{Ar} = -10 \log \left[1 - \left(\frac{VSWR - 1}{VSWR + 1} \right)^2 \right] dB$$
 (2-64)

2.5 การแปลงองค์ประกอบและความถึ่

จากหัวข้อที่ผ่านมาเราได้พิจารณาวงจรกรองความถี่ผ่านต่ำต้นแบบที่ก่าความต้านทาน หรือ ก่าความนำของแหล่งจ่ายที่นอร์แมลไลซ์ _{g0} = 1 และที่ความถี่คัทออฟ Ω_c = 1 ในทางปฏิบัติก่า องค์ประกอบและก่าคุณลักษณะทางความถี่ได้จากวงจรกรองความถี่ผ่านต้นแบบ โดยทำการแปลง องค์ประกอบและความถี่ซึ่งจะได้อธิบายในส่วนนี้

ในการแปลงความถี่บางครั้งอาจเรียกว่า การแมปปิ้งความถี่ (Frequency Mapping) คือ การ แมปผลตอบสนองเช่นผลตอบสนองแบบเชบีเชฟในวงจรกรองความถี่ต้นแบบผ่านต่ำ ที่อยู่ในรูป โดเมนของ Ω ใปยังโดเมนทางด้านความถี่ ω ซึ่งในทางปฏิบัติผลตอบสนองวงจรกรองไม่ว่าจะ เป็นวงจรกรองผ่านต่ำ วงจรกรองผ่านสูง วงจรกรองผ่านแถบ และวงจรกรองแถบหยุดถูกแสดงการ แปลงความถี่จะมีผลต่อองก์ประกอบจินตภาพทั้งหมดแต่ไม่มีผลต่อองก์ประกอบความต้านทาน
นอกจากนี้การแมปปิ้งทางด้านความถี่จะทำการสเกลอิมพีแดนซ์ (Impedance Scaling) เพื่อ ทำให้การแปลงองค์ประกอบ (Element Transformation) สำเร็จในการสเกลนั้นจำเป็นต้องนำค่า $g_0 = 1$ ออกจากวงจรกรองที่จะทำการสเกลและปรับวงจรกรองเพื่อให้ทำงานสำหรับค่าอื่นของ อิมพีแดนซ์แหล่งจ่าย (Source Impedance) แทนด้วย Z_0 จะสะควกถ้าเรากำหนดการสเกล อิมพีแดนซ์ตัวประกอบ γ_0 เป็น

$$\gamma_0 = \begin{cases} Z_0 / g_0 \, \, \mathrm{a}^{1}$$
หรับ $g_0 \, \mathrm{i}$ ป็นค่าความต้ำนทาน $g_0 / Y_0 \, \, \mathrm{a}^{1}$ หรับ $g_0 \, \mathrm{i}$ ป็นค่าความนำ (2-65)

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

$$L \to \gamma_0 L$$

$$C' \to C / \gamma_0 \qquad (2-66)$$

$$R' \to \gamma_0 R$$

$$G' \to G / \gamma_0$$

ถ้า ₈ เป็นเทอมทั่วๆ ไป สำหรับองค์ประกอบวงจรกรองความถี่ผ่านต่ำต้นแบบ เนื่องจาก₈ จะไม่ ขึ้นกับค่าในการแปลงความถี่ นั่นคือ ค่าองค์ประกอบความต้านทานก็ยังคงอยู่สำหรับวงจรกรอง ความถี่ชนิดต่างๆ

 $R = \gamma_0 g$ สำหรับ g แสดงในรูปความต้านทาน $G = g/\gamma_0$ สำหรับ g แสดงในรูปความนำ(2-67)

2.5.1 การแปลงวงจรกรองผ่านต่ำ

การแปลงความถี่จากวงจรผ่านต่ำต้นแบบไปยังวงจรกรองผ่านต่ำที่มีความถี่คัทออฟที่ ω_c บน แกน ω สามารถแปลงได้

$$\Omega = \left(\frac{\Omega_c}{\omega_c}\right)\omega \tag{2-68}$$

จากสมการที่ (2-68) จะสามารถสเกลอิมพีแคนซ์ต่างๆ ได้เป็น

$$L = \left(\frac{\Omega_c}{\omega_c}\right) \gamma_0 g \qquad \qquad \text{ สำหรับ } g \quad \text{ แสดงในรูปตัวเหนี่ยวนำ}$$
$$C = \left(\frac{\Omega_c}{\omega_c}\right) g / \gamma_0 \qquad \qquad \text{ สำหรับ } g \quad \text{ แสดงในรูปตัวเก็บประจุ} \qquad \qquad (2-69)$$

ซึ่งภาพที่ 2-11 เป็นโครงสร้างองค์ประกอบการแปลงจากวงจรกรองความถี่ผ่านต่ำต้นแบบไปยัง วงจรกรองผ่านต่ำ



ภาพที่ 2-11 การแปลงค่าขององค์ประกอบพื้นฐานจากวงจรกรองความถี่ผ่านต่ำต้นแบบไปเป็น วงจรกรองผ่านต่ำ

2.5.2 การแปลงวงจรกรองผ่านสูง

สำหรับวงจรกรองผ่านสูงที่ความถี่คัทออฟ ω_c บนแกน ω การแปลงความถี่เป็น

$$\Omega = -\frac{\omega_c \Omega_c}{\omega} \tag{2-70}$$

้ประยุกต์การแปลงความถี่นี้ไปเป็นองค์ประกอบจินตภาพ $_{\mathcal{S}}$ ในวงจรกรองผ่านต่ำต้นแบบ ได้เป็น

$$j\Omega_g \to \frac{\omega_c \Omega_c g}{j\omega}$$
 (2-71)

จะเห็นได้ว่าค่าองค์ประกอบความเหนี่ยวนำ/ความเก็บประจุ (Inductive/Capactive) ในวงจรกรอง ผ่านต่ำต้นแบบจะตรงข้ามกับการแปลงไปยังองค์ประกอบความเก็บประจุ/ความเหนี่ยวนำ ในวงจร กรองผ่านสูง การแปลงองค์ประกอบด้วยการสเกลอิมพีแดนซ์ ถูกกำหนดเป็น

$$C = \left(\frac{1}{\omega_c \Omega_c}\right) \frac{1}{\gamma_0 g} \quad \text{ถ'nหรับ } g \quad \text{แสดงในรูปตัวเหนี่ยวน'n}$$
$$L = \left(\frac{1}{\omega_c \Omega_c}\right) \frac{\gamma_0}{g} \quad \text{ถ'nหรับ } g \quad \text{แสดงในรูปตัวเก็บประจุ} \quad (2-72)$$

การแปลงองค์ประกอบของการแปลงวงจรกรองผ่านสูงแสดงคังภาพที่ (2-12)



ภาพที่ 2-12 การแปลงค่าขององค์ประกอบพื้นฐานจากวงจรกรองความถี่ผ่านต่ำต้นแบบไปเป็น วงจรกรองผ่านสูง

2.5.3 การแปลงวงจรกรองผ่านแถบ

สมมุติให้วงจรกรองผ่านต่ำต้นแบบมีผลตอบสนองความถี่จากการแปลงเป็น วงจร กรองผ่านแถบในช่วง $\omega_2 - \omega_1$ เมื่อ ω_1 และ ω_2 คือช่วงของความถี่แถบผ่านโดยสามารถเขียนเป็น สมการที่ใช้ในการแปลงได้

$$\Omega = \frac{\Omega}{FBW} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)$$
(2-73 fi)

โดยที่

$$FBW = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0}$$
$$\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \omega_2}$$
(2-73 t)

ซึ่ง ω_0 คือความถี่กลางเชิงมุมในหน่วยของเรเดียน และ *FBW* คืออัตราส่วนของ แบนด์วิคท์ (Fractional Bandwidth)ในการแปลงความถี่ขององค์ประกอบจินตภาพ g ที่ได้จาก วงจรกรองผ่านต่ำต้นแบบสามารถเขียนได้เป็น

$$j\Omega_{g} \rightarrow j\omega \frac{\Omega_{c}g}{FBW\omega_{0}} + \frac{1}{j\omega} \frac{\Omega_{c}\omega_{0}g}{FBW}$$
(2-73 ft)



ภาพที่ 2-13 การแปลงค่าขององค์ประกอบพื้นฐานจากวงจรกรองความถี่ผ่านต่ำต้นแบบไปเป็น วงจรกรองผ่านแถบ

ดังนั้นค่าองค์ประกอบความเหนี่ยวนำ/ความจุ ในวงจรกรองความถี่ผ่านต่ำต้นแบบสามารถ แปลงเป็นวงจรเรโซแนนซ์ *LC* อนุกรม/ขนานในรูปแบบของวงจรกรองผ่านแถบ ซึ่งค่า องค์ประกอบของเรโซเนเตอร์ *LC* อนุกรมของวงจรกรองผ่านแถบสามารถหาได้จาก

$$\begin{split} L_{s} = & \left(\frac{\Omega_{c}}{FBW\omega_{0}}\right) \gamma_{0}g \\ C_{s} = & \left(\frac{FBW\omega_{0}}{\Omega_{c}}\right) \frac{1}{\gamma_{0}g} \quad \text{ ถ้าหรับ } g \, \text{แสดงในรูปตัวเหนี่ยวนำ} \quad (2\text{-}74 \, \text{n}) \end{split}$$

ในทำนองเดียวกัน สามารถแปลงค่าองก์ประกอบความเหนี่ยวนำความจุในวงจรกรอง ผ่านต่ำต้นแบบให้อยู่ในรูปของเรโซเนเตอร์ LC ขนานของวงจรกรองผ่านแถบได้เป็น

จากสมการ (2-73) จะสังเกตเห็นว่า $\omega_0 L_s = 1/(\omega_0 C_s)$ และ $\omega_0 L_p = 1/(\omega_0 C_p)$ การแปลง องค์ประกอบในกรณีนี้แสดงดังภาพที่ 2-13

2.5.4 การแปลงวงจรกรองแถบหยุด

การแปลงความถี่จากวงจรกรองความถี่ผ่านต่ำต้นแบบไปเป็นวงจรกรองแถบหยุคสามารถทำ ได้จากสมการที่ (2-75 ก)

$$\Omega = \frac{\Omega_c FBW}{(\omega_0 / \omega - \omega / \omega_0)}$$
(2-75 ft)
$$\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \omega_2}$$
$$FBW = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0}$$
(2-75 ft)

เมื่อ $\omega_2 - \omega_1$ คือ แบนด์วิคท์ รูปแบบของการแปลงจะตรงข้ามกับการแปลงผ่านแถบ กล่าวคือองค์ประกอบความเหนี่ยวนำ/ความเก็บประจุ *g* ในวงจรกรองความถี่ผ่านต่ำต้นแบบจะ แปลงเป็นวงจรเรโซแนนซ์ *LC* ขนาน/อนุกรม องค์ประกอบสำหรับเรโซเนเตอร์แปลงไปเป็นแถบ หยุค คือ

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

$$L_p = \left(\frac{\Omega_c FBW}{\omega_0}\right) \gamma_0 g$$
 สำหรับ g แสดงในรูปตัวเหนี่ยวนำ (2-76 ก)

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

$$C_s = \left(\frac{FBW\Omega_c}{\omega_0}\right) \frac{g}{\gamma_0}$$
 สำหรับ g แสดงในรูปตัวเก็บประจุ (2-76 ข)



ภาพที่ 2-14 การแปลงค่าขององค์ประกอบพื้นฐานจากวงจรกรองความถี่ผ่านต่ำค้นแบบไปเป็น วงจรกรองแถบหยุด

2.6 เรโซเนเตอร์แบบอิมพีแดนซ์ขั้น

เรโซเนเตอร์แบบอิมพีแดนซ์แบบขั้น คือ เรโซเนเตอร์ที่มีค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ ไม่เท่ากัน ทั้งเรโซเนเตอร์ โดยค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะจะมีค่าต่ำเมื่อความกว้างของสายนำสัญญาณมีขนาด ใหญ่และมีค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ ที่สูงเมื่อความกว้างของสายนำสัญญาณมีขนาดเล็กลงตาม คุณสมบัติของสายนำสัญญาณแบบ ไมโครสตริป พิจารณาลักษณะ โครงสร้างพื้นฐานของ สายนำสัญญาณแบบอิมพีแดนซ์ขั้นแสดงในภาพที่ 2-15 เรโซเนเตอร์แบบอิมพีแดนซ์ขั้นจะมี ลักษณะ โครงสร้างที่สมมาตรและมีค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะที่มีค่าแตกต่างกันสองค่า คือ Z_1 และ Z_2 หรือค่าแอคมิตแตนซ์คุณลักษณะ (Admittance Characteristic) Y_1 และ Y_2 มีค่าความยาว ทางไฟฟ้า θ_1 , θ_2 และ ความยาวรวม $\theta_T = \theta_1 + \theta_2$



ภาพที่ 2-15 โครงสร้างของสายนำสัญญาณแบบอิมพีแคนซ์ขั้น

วงจรกรองความถี่โดยใช้เรโซเนเตอร์แบบอิมพีแดนซ์ขั้นบนโครงสร้างสายนำสัญญาณแบบ ใมโครสตริปจะเห็นว่าเป็นโครงสร้างที่ง่ายและสะดวกในการสร้าง การใช้งานในระบบไมโครเวฟ จึงได้มีการพัฒนาใช้เรโซเนเตอร์แบบอิมพีแดนซ์ขั้นให้ตรงตามความต้องการของการใช้งาน และมี ขนาดเล็กลงจากของเรโซเนเตอร์ที่มีค่าอิมพีแดนซ์สม่ำเสมอตลอดสาย โดยปรับค่าอิมพีแดนซ์ของ Z₁ และ Z₂ ให้ได้อัตราส่วนของอิมพีแดนซ์ โดยการหาค่าอินพุตแอดมิตแตนซ์ (Input Admittance) ของสายนำสัญญานได้จากสมการ

$$Y_{i} = jY_{1}\frac{Y_{1}\tan\theta_{1} + Y_{2}\tan\theta_{2}}{Y_{1} - Y_{2}\tan\theta_{1}\tan\theta_{2}}$$
(2-77)

และอัตราส่วนของอิมพีแดนซ์ (\mathbf{R}_{z}) คือ $R_{z} = \frac{Y_{1}}{Y_{2}} = \frac{Z_{2}}{Z_{1}}$

ความสัมพันธ์ระหว่าง $heta_{_T}$ และ $heta_{_1}$ สามารถพิสูจน์ได้จากสมการที่ (2-78) คือ

$$\theta_T = \theta_1 + \tan^{-1} \left(-R_Z \tan \theta_1 \right) \tag{2-78}$$

เมื่อ R_z = 1 จะสอดคล้องกับเงื่อนไขของเรโซเนเตอร์ที่มีค่าอิมพีแดนซ์สม่ำเสมอตามสาย ขนาด กวามยาวของเรโซเนเตอร์ $heta_T$ จะมีค่าต่ำสุดเมื่อ 0 < R_z < 1 และมีค่าสูงสุดเมื่อ R_z > 1 จากเงื่อนไข ดังกล่าวกวามยาวของเรโซเนเตอร์นั้นจะมีค่ามากหรือน้อยขึ้นอยู่กับอัตราของอิมพีแดนซ์ R_z สำหรับการวิเคราะห์สาขนำสัญญาณที่มีค่าอิมพีแดนซ์ต่างกันบนสาขนำสัญญาณคัปเปิ้ลไลน์ หรือสาขนำสัญญาณที่มีลักษณะวางขนานกัน เมื่อทำการวิเคราะห์แบบไม่มีการสูญเสียและ โดยการ ประมาณการส่งสัญญาณสู่สาขนำสัญญาณเร โซเนเตอร์เป็นแบบสมบูรณ์ ความถี่เร โซแนนท์ของวงจร กรองจะเกิดขึ้นที่โมคคี่ซึ่งสามารถวิเคราะห์ได้จากแบบจำลองข่ายงานของเร โซเนเตอร์แฮร์พินเงื่อนไข การเกิดเร โซแนนท์ของวงจรกรองความถี่ สามารถวิเคราะห์ได้จากภาพที่ 2-16 ซึ่งแสดงโครงสร้าง ของเร โซเนเตอร์แฮร์พินแบบอิมพีแคนซ์ขั้น และสามารถวิเคราะห์ออกมาเป็นแบบจำลองข่ายงานดัง ภาพที่ 2-17 โดยมีอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสตับปลายเปิดตัวที่ 1 เป็นครึ่ง ของอิมพีแดนซ์โมดคี่ ของกัปเปิ้ลไลน์และอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสตับปลายเปิดตัวที่ 2 เป็นครึ่งของอิมพีแดนซ์โมดคู่ ของกัปเปิ้ลไลน์

 θ_c, Z_c



 θ_s, Z_s

Transmission line

Coupled line

ภาพที่ 2-16 โครงสร้างของเรโซเนเตอร์แบบอิมพีแคนซ์ขั้น

 θ_s, Z_s



ภาพที่ 2-17 โครงสร้างแบบจำลองข่ายงานของเรโซเนเตอร์แบบอิมพีแคนซ์ขั้น





ภาพที่ 2-18 โครงสร้างแบบจำลองข่ายงานของคัปเปิ้ลไลน์ (ก) โมคคี่ (ข) โมคคู่

การวิเคราะห์การทำงานที่โมคลี่สนามที่แพร่กระจายออกจะไม่เป็นสัดส่วนกัน โดยเปิด วงจรที่จุด A ซึ่งขนาดของแรงคันทางด้านเข้าและออกจะเท่ากันแต่จะมีขั้วตรงข้ามกันและมีค่าเท่า ศูนย์ (Vol =Vo2 = 0) และค่ากระแสทางด้านเข้าและออกจะเท่ากัน (Io1 =Io2) แสดงดังภาพที่ 2-18 (ก) พิจารณาวงจรโดยการใช้ เมทริกซ์ ABCD ในแต่ละส่วนของการส่งผ่านสัญญาณได้ดังสมการ

$$\begin{bmatrix} V_{01} \\ I_{01} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_0 & B_0 \\ C_0 & D_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{02} \\ I_{02} \end{bmatrix}$$
(2-79)
$$\begin{bmatrix} A_o & B_o \\ C_o & D_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\frac{\theta_s}{2} & jZ_s \sin\frac{\theta_s}{2} \\ jY_s \sin\frac{\theta_s}{2} & \cos\frac{\theta_s}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y_{oc1} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos\frac{\theta_s}{2} & jZ_s \sin\frac{\theta_s}{2} \\ jY_s \sin\frac{\theta_s}{2} & \cos\frac{\theta_s}{2} \end{bmatrix}$$
(2-80)
$$\overset{\text{Ad}}{\text{Did}} Y_{oc1} = \frac{1}{Z_{oc1}} = \frac{2j}{Z_{co} \cot \theta_o}$$

ซึ่งจะได้สมการสำหรับโมดคี่คือ

$$\tan\frac{\theta_s}{2} = \frac{Z_{co}}{Z_s} \cot\theta_o$$
(2-81)

ส่วนการวิเคราะห์การทำงานของโมคคู่นั้นสนามที่แพร่กระจายออกจะเป็นสัคส่วนกัน โดย เปิดวงจรที่จุด A ซึ่งขนาดของแรงคันทางด้านเข้าและออกจะเท่ากัน (V_{e1} =V_{e2}) และค่ากระแส ทางด้านเข้าและออกจะเท่ากันมีค่าเท่ากับศูนย์ (I_{e1} =I_{e2}= 0) แสดงดังภาพที่ 2-18 (ข) พิจารณาวงจร โดยการใช้ เมทริกซ์ ABCD ในแต่ละส่วนของการส่งผ่านสัญญาณได้ดังสมการ

$$\begin{bmatrix} V_{e1} \\ I_{e1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_e & B_e \\ C_e & D_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{e2} \\ I_{e2} \end{bmatrix}$$
(2-82)

$$\begin{bmatrix} A_e & B_e \\ C_e & D_e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\frac{\theta_s}{2} & jZ_s \sin\frac{\theta_s}{2} \\ jZ_s \sin\frac{\theta_s}{2} & \cos\frac{\theta_s}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y_{oc2} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos\frac{\theta_s}{2} & jZ_s \sin\frac{\theta_s}{2} \\ jY_s \sin\frac{\theta_s}{2} & \cos\frac{\theta_s}{2} \end{bmatrix}$$
(2-83)

เมื่อ
$$Y_{oc2} = \frac{1}{Z_{oc2}} = \frac{2j}{Z_{ce} \cot \theta_e}$$

ซึ่งจะได้สมการสำหรับโมดคู่คือ

$$\cot\frac{\theta_s}{2} = \frac{Z_{ce}}{Z_s} \cot\theta_e \tag{2-84}$$

ความหมายของค่าพารามิเตอร์ตามโครงสร้างในภาพที่ 2-18 คือ

- Z, คือ อิมพีแคนซ์คุณลักษณะของสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริป
- *θ*, คือ ขนาดความยาวทางไฟฟ้าของสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริป
- Z_{co}, Z_{ce} คือ ก่าอิมพีแคนซ์คุณลักษณะ โมคกี่ และ โมคกู่ของสายนำสัญญาณคัปเปิ้ลไลน์
- $heta_{co}, heta_{ce}$ คือ ขนาดกวามยาวทางไฟฟ้าโมดกี่ และโมดกู่ของสายนำสัญญาณกัปเปิ้ลไลน์

$$Z_{ocl}$$
 คือ ค่าอิมพีแคนซ์คุณลักษณะของสตับปลายเปิดตัวที่ 1

Z_{oc2} คือ ค่าอิมพีแคนซ์คุณลักษณะของสตับปลายเปิคตัวที่ 2

บทที่ 3

การออกแบบวงจรกรองผ่านแถบแบบลดขนาดโดยใช้ไมโครสตริป โหลดเป็นช่วงด้วยเรโซเนเตอร์แฮร์พินแบบอิมพีแดนซ์ขั้น

สำหรับการออกแบบวงจรกรองผ่านแถบในงานวิจัยนี้จะแบ่งการออกแบบเป็นสองส่วน คือ ส่วนแรกจะเป็นการออกแบบวงจรกรองผ่านแถบแบบลดงนาดโดยใช้ไมโครสติปโหลดเป็นช่วง ด้วยเรโซเนเตอร์แฮร์พินแบบอิมพีแดนซ์งั้น และในส่วนของการออกแบบส่วนที่สองเป็นการ ออกแบบวงจรกรองผ่านแถบแบบปรับปรุงไมโครสติปโหลดเป็นช่วงด้วยเรโซเนเตอร์แฮร์พินแบบ อิมพีแดนซ์งั้น ซึ่งในบทนี้จะได้กล่าวถึงขั้นตอนในการออกแบบโดยละเอียดดังนี้

3.1 ขั้นตอนการออกแบบวงจรกรองผ่านแถบแบบลดขนาดโดยใช้ไมโครสติปโหลดเป็นช่วงด้วย เรโซเนเตอร์แฮร์พินแบบอิมพีแดนซ์ขั้น

3.1.1 เริ่มต้นการออกแบบต้องทำการเลือกแผ่นวงจรพิมพ์ไมโครเวฟเพื่อกำหนดพารามิเตอร์ ในการออกแบบเรโซเนเตอร์ เนื่องจากค่าของไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์มีผลต่อขนาดของวงจร หากทำ การเลือกใช้ค่าของไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ที่มีค่าสูงก็จะทำให้ขนาดของวงจรกรองผ่านแถบของเรานั้น มีขนาดที่เล็กลง ในงานวิจัยนี้ได้เลือกใช้แผ่นวงจรพิมพ์ไมโครเวฟของบริษัท กิลเทคโนโลยี รุ่น GML1000 มีค่าไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ คือ 3.2 และค่าความหนาของแผ่นรองมีค่าเท่ากับ 30 มิล (1 มิล = 1/1000 นิ้ว) และค่าของแทนเจนต์การสูญเสียเท่ากับ 0.004 จากนั้นกำหนดคุณสมบัติของ วงจรกรองโดยให้มีค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S₁₁) น้อยกว่า -10 dB และค่าความ สูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S₁₂) มากกว่า -3 dB ที่ความถิ่กลาง 2 GHz และแบนด์วิดท์ 60 MHz

3.1.2 ขั้นตอนการออกแบบเรโซเนเตอร์

การออกแบบเร โซเนเตอร์แบบปลายเปิดสำหรับวงจรกรองผ่านแถบ โดยทั่วไปแล้วความ ยาวเร โซเนเตอร์จะมีก่าเท่ากับครึ่งความยาวคลื่นหรือ $\lambda_g/2$ โดยมีการพัฒนาให้มีขนาคที่เล็กลง กว่าเดิม ซึ่งขนาคที่เล็กลงนี้เป็นความด้องการที่สำคัญของการวิจัย และพัฒนาวงจรในปัจจุบัน จาก ภาพที่ 3-1 (ก) เป็นเร โซเนเตอร์แบบเส้นตรง (ข) เป็นเร โซเนเตอร์แฮร์พิน (ค) เป็นเร โซเนเตอร์แฮร์ พินแบบอิมพีแดนซ์ขั้น และในงานวิจัยนี้ได้นำเสนอเร โซเนเตอร์แฮร์พินแบบอิมพีแดนซ์ขั้นแบบ ใหม่เพื่อทำการลดขนาดจากแบบเดิมแสดงดังภาพที่ 3-1 (ง)



ภาพที่ 3-1 โครงสร้างของเรโซเนเตอร์ ก) แบบเส้นตรง ข) เรโซเนเตอร์แฮร์พิน ค) เรโซเนเตอร์ แฮร์พินแบบอิมพีแคนซ์ขั้น ง) เรโซเนเตอร์แฮร์พินแบบอิมพีแคนซ์ขั้นแบบใหม่

ในการออกแบบตัวเร โซเนเตอร์ในงานวิจัยนี้เลือกใช้เร โซเนเตอร์แฮร์พินแบบอิมพีแคนซ์ขั้น แบบใหม่บน โครงสร้างระนาบไม โครสตริป ซึ่งพัฒนาจากเร โซเนเตอร์แฮร์พินแบบอิมพีแคนซ์ขั้น ที่เป็นปลายเปิดและปลายทั้งสองข้างมีก่าอิมพีแคนซ์ที่เท่ากัน เร โซเนเตอร์แฮร์พินแบบอิมพีแคนซ์ ขั้นแบบใหม่นี้จะมีลักษณะปลายทั้งสองข้างมีก่าอิมพีแดนซ์ที่ไม่เท่ากันทำให้เร โซเนเตอร์แบบใหม่ นี้มีความยาวน้อยกว่าครึ่งความยาวกลิ่นหรือทำให้มีขนาดเล็กลงกว่าเดิม เนื่องจากผลของก่าตัวเก็บ ประจุหรือคัปเปิ้ล ไลน์ที่เกิดจากการเชื่อมต่อระหว่างปลายสายของเร โซเนเตอร์



ภาพที่ 3-2 ขนาดของเรโซเนเตอร์ที่ใช้ในการออกแบบ

จากผลการจำลองด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์จะได้ขนาดของเรโซเนเตอร์ที่ใช้ในการ ออกแบบและสร้างดังภาพที่ 3-2 ซึ่งมีขนาด G = 20 มิล W1 = 120 มิล W2 = 35 มิล Lc = 374 มิล L1 = 122.5 มิล L2 = 225 มิล L3 = 479 มิล L4 = 67.5 มิลจากโครงสร้างและขนาดของเรโซเนเตอร์ แฮร์พินแบบอิมพีแคนซ์ขั้นที่ออกแบบจะประกอบไปด้วยสองส่วนคือ ส่วนของสายนำสัญญาณ แบบไมโครสตริปมีความยาวรวม Ls = L1+L2+L3+L4 = 894 มิล และส่วนของสายนำสัญญาณ แบบคัปเปิ้ล ใลน์มีความยาว Lc = 374 มิล เมื่อทำการคำนวณหาพารามิเตอร์จากขนาดของ เรโซเนเตอร์ตามสมการจากบทที่ 2 จะได้ค่าดังต่อไปนี้

ູ່

<u>ท</u>~

91

ส่วนของสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริป	
ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ (Zs)	74.01 โอห์ม
ค่าคงที่เฟส $(eta s)$	0.095 เรเคียน/มิล
ค่าความยาวทางไฟฟ้า $(heta s)$	1.482 เรเคียน
ค่าคงที่ใดอิเล็กตริคสัมพัทธ์ประสิทธิผล $(arepsilon_{\scriptscriptstyle re})$	2.43
ส่วนของสายนำสัญญาณแบบคัปเปิ้ลไลน์	
ค่าอิมพีแคนซ์กุณลักษณะ โมคคี่ (Zco)	41.25 โอห์ม
ค่าคงที่เฟส $(eta co)$	0.00169 เรเดียน/มิล
ค่าความยาวทางไฟฟ้า $(heta co)$	0.631 เรเคียน
ค่าคงที่ไดอิเล็กตริคสัมพัทธ์ประสิทธิผล $(arepsilon_{\scriptscriptstyle reo})$	2.286
และ ค่าอิมพีแคนซ์คุณลักษณะ โมคคู่ (Zce)	60.84 โอห์ม
ค่าคงที่เฟส $(eta ce)$	0.00169 เรเคียน/มิล
ค่าความยาวทางไฟฟ้า ($ heta\!ce)$	0.631 เรเคียน
ค่าคงที่ไคอิเล็กตริคสัมพัทธ์ประสิทธิผล $\left(arepsilon_{\scriptscriptstyle ree} ight)$	2.74

ในส่วนของการหาความยาวที่ตอบสนองตรงกับความถี่ที่ออกแบบไว้นั้นเพื่อความถูกต้อง มากที่สุดงานวิจัยนี้ได้ใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์ IE3D [14] ช่วยในการจำลองหาผลตอบสนอง ทางด้านความถี่ โดยเริ่มต้นจากการนำเร โซเนเตอร์หนึ่งตัวที่ได้ทำการออกแบบมากระตุ้นหา ผลตอบสนองทางค้านความถี่ที่ต้องการ คือความถี่กลาง (ประมาณ 2 GHz) โดยมีรูปแบบการจัควาง พอร์ตแบบแบ่งช่วงโหลด [7] ซึ่งจะมีลักษณะพอร์ตอินพุทและพอร์ตเอาต์พุทเชื่อมถึงกันและมี ์ โหลดที่เป็นตัวเรโซเนเตอร์อยู่ตรงกลางเพื่อให้สัญญาณเข้าไปผ่านโหลดไปออกยังพอร์ตเอาต์พุท แสดงดังภาพที่ 3-3 สำหรับผลการจำลองผลตอบสนองทางด้านความถิ่ของเรโซเนเตอร์หนึ่งตัว สามารถแสดงได้ดังภาพที่ 3-4 โดยพิจารณาค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (S₂₁) เป็นสำคัญ



ภาพที่ 3-3 รูปแบบของการจัดวางเรโซเนเตอร์ที่ใช้ในการหาผลตอบสนองความถึ่



ภาพที่ 3-4 ผลตอบสนองความถึ่งองเรโซเนเตอร์หนึ่งตัวที่ใช้ในการออกแบบ

3.1.3 คุณสมบัติของเรโซเนเตอร์แฮร์พินแบบอิมพีแคนซ์ขั้นเพื่อควบคุมค่าแบนค์วิคท์ สำหรับเรโซเนเตอร์แฮร์พินแบบอิมพีแคนซ์ขั้นแบบใหม่นี้มีคุณสมบัติพิเศษที่ดี คือสามารถ ปรับค่าของแบนค์วิคท์ให้มีขนาดตามความต้องการได้ ซึ่งลักษณะของการวางตัวเรโซเนเตอร์แฮร์ พินแบบอิมพีแคนซ์ขั้นที่ใช้ในการเชื่อมต่อกับสายป้อนสัญญาณแบบนี้จะมีอิมพีแคนซ์ที่ปลายสาย ของเรโซเนเตอร์มีค่ามากหรือมีขนาดที่ปลายสายเล็กกว่า สำหรับการควบคุมค่าแบนด์วิคท์ทำได้ โดยการเลื่อนตำแหน่งของสายป้อนสัญญาณ (Feed Line) ที่เชื่อมต่อกับตัวเรโซเนเตอร์ ซึ่งถ้า ต้องการขนาดของแบนด์วิดท์ที่กว้างทำได้โดยการเลื่อนตำแหน่งของสายป้อนสัญญาณให้มี ระยะห่างจากจุด t มากขึ้น และในทางตรงข้ามถ้าต้องการขนาดของแบนด์วิดท์ที่แคบทำได้โดยการ เลื่อนตำแหน่งของสายป้อนสัญญาณให้มีระยะห่างจากจุด t น้อยลง แสดงดังภาพที่ 3-5 และ ผลตอบสนองความถี่แสดงดังภาพที่ 3-6 โดยที่ลักษณะการปรับตำแหน่งของสายป้อนสัญญาณกับ ตัวเรโซเนเตอร์เพื่อควบคุมขนาดของแบนด์วิดท์แบบนี้จะไม่มีผลกระทบต่อความถี่กลางที่ได้ทำ การออกแบบไว้



ภาพที่ 3-5 ลักษณะการเลื่อนสายป้อนสัญญาณเพื่อให้ได้ขนาดของแบนด์วิดท์ที่ต้องการ



ภาพที่ 3-6 ผลตอบสนองความถี่ในการเลื่อนสายป้อนสัญญาณ

3.1.4 จำลองการสร้างและการทำงานของวงจรกรองผ่านแถบโดยโปรแกรม IE3D ในงานวิจัยนี้ได้ใช้โปรแกรม IE3D ทำการจำลองการสร้างและการทำงานของวงจร กรองผ่านแถบ หากต้องการวงจรกรองผ่านแถบที่มีความคมในการลดทอนสัญญาณนอกแถบความถี่ ผ่านสูงขึ้นทำได้โดยการเพิ่มเรโซเนเตอร์แฮร์พินแบบอิมพีแดนซ์ขั้นเป็นสี่ตัวและจะทำให้คุณสมบัติ ของวงจรกรองผ่านแถบนี้ดีขึ้นด้วย เมื่อทำการนำเรโซเนเตอร์แฮร์พินแบบอิมพีแดนซ์ขั้นทั้งสี่ตัวที่ แสดงขนาดไว้แล้วจากหัวข้อ 3.1.2 มาวางลงบนโครงสร้างที่เป็นสายนำสัญญาณไมโครสตริปโหลด เป็นช่วง และทำการปรับค่าตำแหน่งของโครงสร้างให้ได้คุณลักษณะของวงจรกรองผ่านแถบที่กำหนด ไว้ให้ดีที่สุด จะได้ขนาดโครงสร้างของสายนำสัญญาณไมโครสตริปโหลดเป็นช่วงดังภาพที่ 3-7



ภาพที่ 3-7 ขนาดของโครงสร้างสายนำสัญญาณไมโครสตริปโหลดเป็นช่วงด้วยเรโซเนเตอร์ แฮร์พินแบบอิมพีแดนซ์ขั้น

3.1.5 การสร้างชิ้นงานจริง

เมื่อได้ขนาดโครงสร้างทั้งหมดแล้วทำการสร้างชิ้นงานจริง โดยใช้เครื่องเซาะลายวงจรพิมพ์ (LPKF PCB Milling) ที่มีความละเอียดสูงในการเซาะร่องแผ่นวงจรพิมพ์โดยใช้ดอกสว่านที่มีเส้นผ่าน ศูนย์กลางเพียง 0.2 มิลลิเมตร ดังนั้นในการออกแบบวงจรควรพิจารณาจากระยะช่องว่าง (Gap) ที่เล็ก ที่สุดของวงจรให้มีขนาดใหญ่กว่าดอกสว่านที่ใช้ และในที่นี้ระยะช่องว่างที่เล็กที่สุดของวงจรเป็น 0.5 มิลลิเมตร ซึ่งเมื่อทำการเซาะร่องแผ่นวงจรพิมพ์เสร็จแล้วจะทำให้ได้ชิ้นงานจริงแสดงดัง ภาพที่ 3-8



ภาพที่ 3-8 ชิ้นงานจริงของวงจรกรองผ่านแถบแบบลดขนาดโดยใช้ไมโครสตริปโหลดเป็นช่วง ด้วยเรโซเนเตอร์แฮร์พินแบบอิมพีแดนซ์ขั้น

3.2 ขั้นตอนการออกแบบวงจรกรองผ่านแถบแบบปรับปรุงไมโครสตริปโหลดเป็นช่วงด้วยเรโซเน เตอร์แฮร์พินแบบอิมพีแดนซ์ขั้น

ในส่วนที่สองเป็นการออกแบบวงจรกรองผ่านแถบแบบปรับปรุงไมโครสตริปโหลดเป็น ช่วงด้วยเรโซเนเตอร์แฮร์พินแบบอิมพีแดนซ์ขั้น เนื่องจากวงจรกรองผ่านแถบในแบบแรกนั้นมี ผลตอบสนองความถี่เรโซแนนซ์ที่สอง หรือความถี่ปลอม (Spurious Frequency Response) ที่ไม่ ด้องการใกล้กับความถี่ที่ใช้งาน ดังนั้นจึงมีการพัฒนาที่จะกำจัดสัญญาณรบกวนดังกล่าวจึงได้มีการ ปรับปรุงช่วงที่มีการส่งผ่านสัญญาณโดยใช้วงจรกรองความถี่ผ่านต่ำมาใช้ทำให้สามารถกำจัด ความถี่ปลอมให้ต่ำลงและไกลกว่าเดิมได้ดี การออกแบบวงจรกรองผ่านแถบแบบปรับปรุง ใมโครสตริปโหลดเป็นช่วงด้วยเรโซเนเตอร์แฮร์พินแบบอิมพีแดนซ์ขั้นนี้ในส่วนของการออกแบบ พารามิเตอร์ต่างๆ ยังคงเหมือนกันกับการออกแบบวงจรกรองผ่านแถบแบบอดขนาดโดยใช้ ใมโครสตริปโหลดเป็นช่วงด้วยเรโซเนเตอร์แฮร์พินแบบอิมพีแดนซ์ขั้น คุณลักษณะของวงจรกรอง ผ่านแถบที่ต้องการโดยในการออกแบบนี้จะมีรายละเอียดดังนี้

3.2.1 เริ่มต้นการออกแบบต้องทำการเลือกแผ่นวงจรพิมพ์ไมโครเวฟเพื่อกำหนดพารามิเตอร์ ในการออกแบบเรโซเนเตอร์ ในงานวิจัยนี้ได้เลือกใช้แผ่นวงจรพิมพ์ไมโครเวฟของบริษัท กิล เทคโนโลยี รุ่น GML1000 มีก่าไดอิเล็กตริคสัมพัทธ์ คือ 3.2 และก่ากวามหนาของแผ่นรองมีก่า เท่ากับ 30 มิล (1 มิล = 1/1000 นิ้ว) และก่าของแทนเจนต์การสูญเสียเท่ากับ 0.004 จากนั้นกำหนด คุณสมบัติของวงจรกรองโดยให้มีค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S₁₁) น้อยกว่า -10 dB และ ค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (S₂₁) มากกว่า -3 dB ที่ความถี่กลาง 2 GHz และมีช่วงของ แบนด์วิดท์ 60 MHz

3.2.2 ขั้นตอนการออกแบบเรโซเนเตอร์

การออกแบบเร โซเนเตอร์สำหรับวงจรกรองผ่านแถบแบบปรับปรุงไมโครสตริปโหลดเป็น ช่วงด้วยเร โซเนเตอร์แฮร์พินแบบอิมพีแดนซ์ขั้น จากผลการจำลองด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์จะได้ ขนาดของเร โซเนเตอร์ที่ใช้ในการออกแบบและสร้างเหมือนกับวงจรกรองผ่านแถบแบบแรก แสดงดังภาพที่ 3-2 ซึ่งมีขนาด G = 20 มิล W1 = 120 มิล W2 = 35 มิล Lc = 374 มิล L1 = 122.5 มิล L2 = 225 มิล L3 = 479 มิล L4 = 67.5 มิล จากโครงสร้างและขนาดของเร โซเนเตอร์แฮร์พินแบบ อิมพีแดนซ์ขั้นที่ออกแบบจะประกอบไปด้วยสองส่วน คือ ส่วนของสายนำสัญญาณแบบ ใมโครสตริปมีความยาวรวม Ls = L1+L2+L3+L4 = 894 มิล และส่วนของสายนำสัญญาณ แบบคัปเปิ้ลไลน์มีความยาว Lc = 374 มิล ในส่วนของพารามิเตอร์ของโมดกู่ และโมดกี่ของสายนำ สัญญาณแบบคัปเปิ้ลไลน์มีค่าที่เหมือนกันหมือนกัน

3.2.3 คุณสมบัติของเร โซเนเตอร์แฮร์พินแบบอิมพีแคนซ์ขั้นเพื่อควบคุมความถี่ข้างเกียง

สำหรับเร โซเนเตอร์แฮร์พินแบบอิมพีแดนซ์ขั้นแบบใหม่นี้มีคุณสมบัติที่ดีอีกอย่าง คือ สามารถเลื่อนสัญญาณความถี่ข้างเคียงออกไปได้ไกลจากความถี่ที่ใช้งาน ซึ่งลักษณะของการ วางตัวเร โซเนเตอร์แฮร์พินแบบอิมพีแคนซ์ขั้นที่ใช้ในการเชื่อมต่อกับสายป้อนสัญญาณแบบนี้จะมี อิมพีแดนซ์ที่ปลายสายของเร โซเนเตอร์มีค่าน้อยหรือมีขนาดที่ปลายสายใหญ่กว่า สำหรับการ ควบคุมความถี่ข้างเคียงทำได้โดยการเลื่อนคำแหน่งของสายป้อนสัญญาณ (Feed Line) ที่เชื่อมต่อ กับตัวเร โซเนเตอร์ ซึ่งถ้าต้องการเลื่อนคำแหน่งของสายป้อนสัญญาณ (Feed Line) ที่เชื่อมต่อ กับตัวเร โซเนเตอร์ ซึ่งถ้าต้องการเลื่อนความถี่ข้างเคียงออกไปให้ไกลทำได้โดยการเลื่อนคำแหน่ง ของสายป้อนสัญญาณให้มีระยะห่างจากจุด t มากขึ้น และในทางตรงข้ามถ้าต้องการเลื่อนความถี่ ข้างเลียงเข้ามาใกล้ทำได้โดยการเลื่อนดำแหน่งของสายป้อนสัญญาณให้มีระยะห่างจากจุด t น้อยลง แสดงดังภาพที่ 3-9 และผลตอบสนองทางด้านความถิ่ของสายป้อนสัญญาณที่มีระยะห่างระหว่าง จุด t ที่มีค่าต่างกันแสดงดังภาพที่ 3-10 โดยที่ลักษณะการปรับดำแหน่งของสายป้อนสัญญาณกับ ตัวเร โซเนเตอร์เพื่อควบคุมความถิ่ข้างเคียงแบบนี้จะไม่มีผลกระทบต่อความถิ่กลางที่ได้ทำการ ออกแบบไว้



ภาพที่ 3-9 ลักษณะการเลื่อนสายป้อนสัญญาณเพื่อควบคุมความถี่ข้างเคียงที่ต้องการ



ภาพที่ 3-10 ผลตอบสนองความถี่ในการเลื่อนสายป้อนสัญญาณ

3.2.4 การออกแบบวงจรกรองความถี่ผ่านต่ำ

วงจรกรองความถี่ผ่านต่ำ (Lowpass Filter) คือวงจรที่ต้องการให้ความถี่ต่ำผ่านไปได้โดยต้อง กำหนดความถี่ต่ำที่ต้องการ และถ้าหากมีความถี่สูงกว่าค่าความถี่ที่ต้องการความถี่นั้นจะไม่สามารถ ผ่านวงจรออกไปได้ ดังนั้นจึงนำวงจรกรองความถี่ผ่านต่ำมาใช้เพื่อกำจัดสัญญาณที่ไม่ต้องการให้ ต่ำลงหรือไม่ให้ผ่านไปได้โดยออกแบบตรงช่วงที่มีการส่งผ่านสัญญาณ สำหรับการออกแบบวงจร กรองความถี่ผ่านต่ำนั้นกำหนดพารามิเตอร์ดังต่อไปนี้

ช่วงความถิ่ผ่านต่ำประมาณ	4 GHz
ค่าความสูญเสียของช่วงความถี่ผ่านต่ำที่	-3 dB
ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน (LR)	-20 dB
ขนาดของการกระเพื่อม (LAR)	0.043 dB
ชนิดของวงจรกรองผ่านต่ำ	เชบีเชฟ
อันดับของวงจรผ่านต่ำ	5

โดยค่าองก์ประกอบความถี่ผ่านต่ำต้นแบบของวงจรกรองความถี่แบบเชบีเชฟ คำนวณได้ตาม สมการที่ (2-60) จะได้ค่าดังนี้ คือ $g_1 = g_5 = 0.971$, $g_2 = g_4 = 1.37$, $g_3 = 1.8$ จากนั้นทำการแปลงค่า องค์ประกอบพื้นฐานจากวงจรกรองความถี่ผ่านต่ำต้นแบบไปยังวงจรกรองผ่านต่ำทำให้สามารถ คำนวณได้ค่าของ L-C คือ L1 = L5 = 1.931 nH, C2 = 1.09 pF และ L3 = 3.58 nH ซึ่งสามารถแสดง ออกมาเป็นวงจรสมมูลดังภาพที่ 3-11



ภาพที่ 3-11 วงจรสมมูลของวงจรกรองความถี่ผ่านต่ำ

จากนั้นนำค่าที่ได้ไปคำนวณหาขนาดของวงจรกรองความถี่ผ่านต่ำ และใช้โปรแกรม IE3D ช่วย ในการปรับขนาดให้ตรงตามความถี่ผ่านต่ำที่ต้องการ ซึ่งขนาดของวงจรกรองผ่านต่ำที่ได้แสดงดัง ภาพที่ 3-12 และภาพที่ 3-13 คือ ผลตอบสนองความถี่ของวงจรกรองความถี่ผ่านต่ำ





ภาพที่ 3-13 ผลตอบสนองของวงจรกรองความถี่ผ่านต่ำ

3.2.5 จำลองการสร้างและการทำงานของวงจรกรองผ่านแถบโดยโปรแกรม IE3D

ในงานวิจัยนี้ได้ใช้โปรแกรม IE3D ทำการจำลองการสร้างและการทำงานของวงจรกรองผ่าน แถบ หากต้องการวงจรกรองผ่านแถบที่มีความคมในการลดทอนสัญญาณนอกแถบความถี่ผ่าน สูงขึ้นทำได้โดยการเพิ่มเรโซเนเตอร์แฮร์พินแบบอิมพีแคนซ์ขั้นเป็นสี่ตัวและจะทำให้คุณสมบัติของ วงจรกรองผ่านแถบนี้ดีขึ้นด้วย เมื่อทำการนำเรโซเนเตอร์แฮร์พินแบบอิมพีแคนซ์ขั้นทั้งสี่ตัวที่ แสดงขนาดไว้แล้วจากหัวข้อ 3.1.2 มาวางลงบนโครงสร้างที่เป็นสายนำสัญญาณไมโครสตริป โหลดเป็นช่วง และทำการปรับค่าตำแหน่งของโครงสร้างให้ได้คุณลักษณะของวงจรกรองผ่านแถบ ที่กำหนดไว้ให้ดีที่สุด จะได้ขนาดโครงสร้างของสายนำสัญญาณไมโครสตริปโหลดเป็นช่วงดังภาพ ที่ 3-14



ภาพที่ 3-14 ขนาดของวงจรกรองผ่านแถบแบบปรับปรุงใมโครสตริปโหลดเป็นช่วง

3.2.6 การสร้างชิ้นงานจริง

เมื่อได้ขนาดโครงสร้างทั้งหมดแล้วทำการสร้างชิ้นงานจริง โดยใช้เครื่องเซาะลายวงจรพิมพ์ (LPKF PCB Milling) ที่มีความละเอียดสูงในการเซาะร่องแผ่นวงจรพิมพ์ ซึ่งเมื่อทำการเซาะร่อง แผ่นวงจรพิมพ์เสร็จแล้วจะได้ชิ้นงานจริงแสดงดังภาพที่ 3-15



ภาพที่ 3-15 ชิ้นงานจริงของวงจรกรองผ่านแถบแบบปรับปรุงไมโครสตริปโหลดเป็นช่วงด้วย เรโซเนเตอร์แฮร์พินแบบอิมพีแคนซ์ขั้น

บทที่ 4

การทดลองและผลการทดลอง

จากบทที่ผ่านมาเป็นส่วนของทฤษฎีและการออกแบบวงจรกรองผ่านแถบ ในบทนี้จะนำผลที่ ได้จากการออกแบบทำการจำลองด้วยโปรแกรม IE3D เปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการวัดทดสอบ ชิ้นงานจริงที่สร้างขึ้น การวัดทดสอบแบ่งออกเป็น 2 ส่วน คือ ส่วนแรกเป็นผลการทดสอบวงจร กรองผ่านแถบแบบลดขนาดโดยใช้ไมโครสตริปโหลดเป็นช่วงด้วยเรโซเนเตอร์แฮร์พินแบบ อิมพีแดนซ์ขั้น และส่วนที่สองเป็นผลการทดสอบวงจรกรองผ่านแถบแบบปรับปรุงไมโครสตริป โหลดเป็นช่วงด้วยเรโซเนเตอร์แฮร์พินแบบอิมพีแดนซ์ขั้น ซึ่งอุปกรณ์ที่ใช้ในการวัดทดสอบ ชิ้นงานจริงโดยใช้เครื่องวิเคราะห์ข่ายงานไฟฟ้า (Network Analyzer) ของบริษัท Hewlett Packard รุ่น 8719ES

วิธีการวัดทดสอบวงจรกรองผ่านแถบทั้งสองแบบนั้นมีวิธีการวัดที่เหมือนกัน โดยก่อนวัด ทดสอบต้องทำการปรับเทียบ (Calibrate) กับระดับอ้างอิงก่อนเพื่อให้ได้ผลของการวัดที่ถูกต้องและ เที่ยงตรง ซึ่งพารามิเตอร์ที่วัดทดสอบประกอบด้วยสองก่า คือ ก่ากวามสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก S₂₁ และ ก่ากวามสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ S₁₁ โดยวิธีการวัดทดสอบดังแสดงในภาพที่ 4-1 และ 4-2



ภาพที่ 4-1 การต่ออุปกรณ์เพื่อใช้ในการวัดทดสอบวงจรกรองผ่านแถบแบบลดขนาดโดย ใช้ไมโครสตริปโหลดเป็นช่วงด้วยเรโซเนเตอร์แฮร์พินแบบอิมพีแดนซ์ขั้น



ภาพที่ 4-2 การต่ออุปกรณ์เพื่อใช้ในการวัดทดสอบวงจรกรองผ่านแถบแบบปรับปรุง ไมโครสตริปโหลดเป็นช่วงด้วยเรโซเนเตอร์แฮร์พินแบบอิมพีแดนซ์ขั้น

4.1 การวัดทดสอบของวงจรกรองผ่านแถบแบบลดขนาดโดยใช้ไมโครสตริปโหลดเป็นช่วงด้วย เรโซเนเตอร์แฮร์พินแบบอิมพีแดนซ์ขั้น

ค่าพารามิเตอร์การกระจัดกระจายที่ได้จากการวัดชิ้นงานจริงเปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการ จำลองการทำงานด้วยโปรแกรม IE3D ได้ผลการทดสอบดังต่อไปนี้

4.1.1 แสดงผลการเปรียบเทียบค่าความสูญเสียเนื่องจากการข้อนกลับ (S₁₁) ที่ได้จากการวัด
 ชิ้นงานจริง และการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม IE3D ที่ความถี่ 1.3 GHz ถึง 2.7 GHz ดังแสดง
 ในภาพที่ 4-3

4.1.2 แสดงผลการเปรียบเทียบก่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (S₂₁) ที่ได้จากการวัด
 ชิ้นงานจริง และการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม IE3D ที่ความถี่ 1.3 GHz ถึง 2.7 GHz ดังแสดง
 ในภาพที่ 4-4

4.1.3 แสดงผลการวัดค่าความสูญเสียเนื่องจากการข้อนกลับ (S₁₁) และค่าความสูญเสียเนื่องจาก การใส่แทรก (S₂₁) ที่ได้จากการวัดชิ้นงานจริง ที่ความถี่ 1 GHz ถึง 3 GHz ดังแสดงในภาพที่ 4-5

4.1.4 แสดงผลการเปรียบเทียบค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (S₂₁) ที่ได้จากการวัด ชิ้นงานจริงและการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม IE3D ที่ความถี่ 1 GHz ถึง 5 GHz ดังแสดงใน ภาพที่ 4-6



ภาพที่ 4-3 ผลการเปรียบเทียบความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S₁₁) ที่ได้จากการวัดชิ้นงานจริง และการจำลองการทำงาน



ภาพที่ 4-4 ผลการเปรียบเทียบความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (S₂₁) ที่ได้จากการวัดชิ้นงานจริง และการจำลองการทำงาน



ภาพที่ 4-5 ผลการวัดความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S₁₁) และความสูญเสียเนื่องจาก การใส่แทรก (S₂₁) ที่ได้จากการวัดชิ้นงานจริง



ภาพที่ 4-6 ผลการเปรียบเทียบความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (S₂₁) ที่ได้จากการวัดชิ้นงานจริง และการจำลองการทำงาน

4.2 การวัดทดสอบวงจรกรองผ่านแถบแบบปรับปรุงไมโครสตริปโหลดเป็นช่วงด้วยเรโซเนเตอร์ แฮร์พินแบบอิมพีแดนซ์ขั้น

ค่าพารามิเตอร์การกระจัดกระจายที่ได้จากการวัดชิ้นงานจริงเปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการ จำลองการทำงานด้วยโปรแกรม IE3D ได้ผลการทดสอบดังต่อไปนี้

4.2.1 แสดงผลการเปรียบเทียบค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S₁₁) ที่ได้จากการวัด ชิ้นงานจริง และการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม IE3D ที่ความถี่ 1.3 GHz ถึง 2.7 GHz ดังแสดง ในภาพที่ 4-7

4.2.2 แสดงผลการเปรียบเทียบค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (S₂₁) ที่ได้จากการวัด
 ชิ้นงานจริง และการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม IE3D ที่ความถี่ 1.3 GHz ถึง 2.7 GHz ดังแสดง
 ในภาพที่ 4-8

4.2.3 แสดงผลการวัดค่าความสูญเสียเนื่องจากการข้อนกลับ (S₁₁) และค่าความสูญเสียเนื่องจาก การใส่แทรก (S₂₁) ที่ได้จากการวัดชิ้นงานจริง ที่ความถี่ 1 GHz ถึง 9 GHz ดังแสดงในภาพที่ 4-9

4.2.4 แสดงผลการเปรียบเทียบค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (S₂₁) ที่ได้จากการวัด ชิ้นงานจริงและการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม IE3D ที่ความถี่ 1 GHz ถึง 9 GHz ดังแสดงใน ภาพที่ 4-10



ภาพที่ 4-7 ผลการเปรียบเทียบความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S₁₁) ที่ได้จากการวัดชิ้นงานจริง และการจำลองการทำงาน



ภาพที่ 4-8 ผลการเปรียบเทียบความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (S₂₁) ที่ได้จากการวัดชิ้นงานจริง และการจำลองการทำงาน



ภาพที่ 4-9 ผลการวัดความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S₁₁) และความสูญเสียเนื่องจาก การใส่แทรก (S₂₁) ที่ได้จากการวัดชิ้นงานจริง



ภาพที่ 4-10 ผลการเปรียบเทียบความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (S₂₁) ที่ได้จากการวัดชิ้นงานจริง และการจำลองการทำงาน

บทที่ 5 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

วิทยานิพนธ์นี้ได้ทำการศึกษา ออกแบบและสร้างวงจรกรองผ่านแถบแบบลดขนาดโดยใช้ ไมโกรสตริปโหลดเป็นช่วงด้วยเรโซเนเตอร์แฮร์พินแบบอิมพีแคนซ์ขั้น และวงจรกรองผ่านแถบ แบบปรับปรุงไมโกรสตริปโหลดเป็นช่วงด้วยเรโซเนเตอร์แฮร์พินแบบอิมพีแคนซ์ขั้น บน โกรงสร้างสายนำสัญญานไมโกรสตริป เนื่องจากวงจรกรองผ่านแถบในแบบแรกนั้นมี ผลตอบสนองกวามถี่เรโซแนนซ์ที่สอง หรือกวามถี่ปลอม (Spurious Frequency Response) ใกล้กับ กวามถี่ที่ใช้งาน ดังนั้นจึงมีการพัฒนาที่จะกำจัดสัญญานรบกวนดังกล่าวจึงได้มีการปรับปรุงช่วงที่มี การส่งผ่านสัญญานโดยใช้วงจรกรองกวามถี่ผ่านต่ำมาใช้ทำให้สามารถกำจัดความถี่ปลอมให้ด่ำลง และไกลกว่าเดิมได้ดี ในการสร้างวงจรจะใช้โปรแกรม IE3D ของบริษัท Zeland ทำการจำลองการ ทำงานของวงจรกรองผ่านแถบก่อน ซึ่งก่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองจะใช้ก่าพารามิเตอร์ที่ได้ ออกแบบไว้แล้วจากบทที่ 3 และก่าพารามิเตอร์ของแผ่นไมโกรสตริปของบริษัท GIL Technologies เมื่อได้วงจรกรองผ่านแถบที่ต้องการแล้วจึงนำไปสร้างเป็นชิ้นงานจริง หลังจากนั้นนำมาวัด ทดสอบการทำงานเปรียบเทียบกับผลจากการจำลองด้วยโปรแกรม IE3D ของบริษัท Zeland

5.1 สรุปผลการวิจัย

ในงานวิจัยพื้นแรกซึ่งเป็นวงจรกรองผ่านแถบแบบลดขนาดโดยใช้ไมโครสตริปโหลดเป็น ช่วงด้วยเรโซเนเตอร์แฮร์พินแบบอิมพีแดนซ์ขั้น เมื่อนำผลที่ได้จากการวัดทดสอบชิ้นงานจริงกับ การจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม IE3D มาเปรียบเทียบกัน ซึ่งจะเห็นได้ว่าผลที่ได้จากการจำลอง การทำงานมีความใกล้เคียงกันกับผลที่ได้จากการวัดทดสอบชิ้นงานจริง กล่าวคือจากชิ้นงานจริงค่า ความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (S₂₁) จะมีค่าประมาณ -3.7 dB ค่าความสูญเสียเนื่องจากการ ย้อนกลับ (S₁₁) จะมีค่าประมาณ -13 dB และแบนด์วิดท์ประมาณ 60 MHz โดยค่าความถี่กลางจะอยู่ ที่ประมาณ 2.05 GHz โดยผลที่ได้จากการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม IE3D ค่าความสูญสีย เนื่องจากการใส่แทรก (S₂₁) จะมีค่าประมาณ -2.14 dB ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S₁₁) ประมาณ -37 dB และแบนด์วิดท์ประมาณ 60 MHz ที่ความถี่กลาง 2.03 GHz สำหรับคู่โพลการ ลดทอนมีค่าที่ใกล้เคียงกันประมาณ 560 MHz และผลตอบสนองสัญญาณความถี่ปลอมมี ค่าประมาณ -0.51 dB ที่ความถี่ 3.33 GHz ในงานวิจัยชิ้นที่สองเป็นวงจรกรองผ่านแถบแบบปรับปรุงไมโครสตริปโหลดเป็นช่วงด้วย เรโซเนเตอร์แฮร์พินแบบอิมพีแดนซ์ขั้น ซึ่งผลที่ได้จากการทดสอบชิ้นงานจริงกับการจำลองการ ทำงานด้วยโปรแกรม IE3D ปรากฏว่าได้ผลที่สอดคล้องกัน กล่าวคือ ผลจากการวัดชิ้นงานจริงค่า กวามสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (S₂₁) จะมีค่าประมาณ -3.4 dB ค่าความสูญเสียเนื่องจากการ ย้อนกลับ (S₁₁) จะมีค่าประมาณ -20 dB และแบนด์วิดท์ประมาณ 62 MHz โดยค่าความถี่กลางจะอยู่ ที่ประมาณ 2.04 GHz โดยผลที่ได้จากการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรมIE3D ค่าความสูญเสีย เนื่องจากการใส่แทรก (S₂₁) จะมีค่าประมาณ -2.03 dB ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S₁₁) จะมีค่าประมาณ -28 dB และแบนด์วิดท์ประมาณ 61 MHz ค่าความถี่กลางอยู่ที่ประมาณ 2.03 GHz สำหรับคู่โพลการลดทอนมีค่าที่ใกล้เคียงกันประมาณ 589 MHz และสามารถกำจัดสัญญาณความถี่ ปลอมให้ด่ำลงจากชิ้นงานแรกมีค่าประมาณ -17 dB ที่ความถี่ 7.6 GHz

ในส่วนของการเปรียบเทียบระหว่างวงจรกรองผ่านแถบโดยใช้ไมโครสตริปโหลดเป็นช่วง ด้วยเรโซเนเตอร์แฮร์พินแบบอิมพีแคนซ์ขั้นแบบใหม่และวงจรกรองผ่านแถบโดยใช้ไมโครสตริป โหลดเป็นช่วงด้วยเรโซเนเตอร์แฮร์พินแบบอิมพีแดนซ์ขั้นแบบเดิมนั้น เรโซเนเตอร์แฮร์พินแบบ อิมพีแดนซ์ขั้นแบบใหม่นี้ มีขนาดเล็กกว่าเรโซเนเตอร์แฮร์พินแบบอิมพีแดนซ์ขั้นแบบเดิมมี ก่าประมาณ 15% มีแบนด์วิดท์และกู่โพลการลดทอนที่แกบกว่า

5.2 ปัญหาและข้อเสนอแนะ

ในการออกแบบวงจรกรองผ่านแถบแบนด์วิดท์แคบ (Narrow Band) จะต้องทำให้ชิ้นงานมี ขนาดเล็ก ทำให้ต้องมีการพับเพื่อให้มีขนาดเล็ก แต่เมื่อทำการพับมากๆ จะทำให้การกัดชิ้นงานทำ ได้ยากและจะทำให้ความถี่เลื่อนไปจากผลการจำลองการทำงาน อีกอย่างถ้าต้องการให้วงจรกรองมี ขนาดเล็กในการออกแบบต้องให้ก่า ε_r ค่าสูงๆ ซึ่งจะทำให้ชิ้นงานมีขนาดเล็กลงแต่ถ้าค่า ε_r ค่า สูงๆ จะทำให้แผ่นมีรากาก่อนข้างสูง ทำให้ต้นทุนสูงตามไปด้วย

ในขั้นตอนการสร้างชิ้นงานจะใช้เครื่องเซาะลายวงจรพิมพ์ (LPKF PCB Milling) ใช้คอก สว่านเซาะลายทองแคงชนิค Universal Cutter ที่มีเส้นผ่านศูนย์กลาง 0.25 มิลลิเมตร ทำการกัคเซาะ ทองแคงบนแผ่นวงจรพิมพ์ให้มีลายวงจรตามที่ออกแบบ โดยการควบคุมความลึกของการกัค ทองแคงต้องปรับด้วยมือทำให้ความลึกการกัคเซาะไม่สมบูรณ์ ควรที่จะดูการเซาะของสว่านให้มี กวามลึกพอคีเพื่อชิ้นงานจะได้ไม่เสียหายทำให้ผลการวัคทคสอบสอคกล้องกับผลที่ได้ออกแบบ

สำหรับการเชื่อมต่อระหว่างสายนำสัญญาณกับขั้วต่อแบบ SMA ก็ต้องพิจารณาถึงการบัดกรี ด้วยความร้อนที่ถูกควบคุมไม่ให้ร้อนเกินไป เพราะถ้าหากร้อนเกินไปอาจทำให้แผ่นถายทองแดงที่ เป็นสายนำสัญญาณเกิดการร่อนออกจากชั้นสารซับเสตรทได้ อีกอย่างหนึ่งที่ต้องพิจารณาเนื่องจาก เครื่องวิเคราะ โครงข่ายจะมีสายเชื่อมวัคสัญญาณที่มีลักษณะที่แข็งแรงและหยึดหยุ่น ทำให้ต้องยึด SMA กับชิ้นงานให้แน่นหนา เพื่อให้เมื่อต่อกับสายเชื่อมวัคสัญญาณแล้วจะไม่ทำให้จุดเชื่อมต่อ ระหว่าง SMA และชิ้นงานขาดจากกันได้

ข้อเสนอแนะในการพัฒนาต่อ คือ ในงานวิจัยนี้จะเห็นว่าการกำจัดความถี่ปลอมยังกำจัดได้ ไม่ดีพอ ถ้าต้องการจะกำจัดความถี่ปลอมให้ได้มากกว่านี้ก็สามารถทำได้โดยการนำวงจรกรองผ่าน แถบหยุดซึ่งจะทำให้การกำจัดความถี่ปลอมได้มากขึ้น จากการที่ได้ทำการศึกษามาพบว่าผลจากการ ใช้วงจรกรองผ่านต่ำมาต่อร่วมจะทำให้วงจรกำจัดสัญญาณยังไม่ดีพอ จึงขอแนะนำให้ใช้วงจร กรองผ่านแถบหยุดแบบสตับวงจรเปิด (Open-circuit Stubs) มาต่อร่วม การออกแบบทำได้ง่ายเพียง แก่นำสตับวงจรเปิดมาต่อเข้ากับสายป้อนสัญญาณทั้งอินพุตและเอาต์พุต การออกแบบทำได้ง่ายเพียง แก่นำสตับวงจรเปิดมาต่อเข้ากับสายป้อนสัญญาณทั้งอินพุตและเอาต์พุต การออกแบบทำได้ง่ายเพียง มมมผลต่อขนาดของวงจรกรองผ่านแถบด้วย ภาพที่ 5-1 แสดงการนำวงจรกรองผ่านแถบหยุด แบบสตับวงจรเปิดมาต่อร่วมกับวงจรกรองผ่านแถบแบบปรับปรุงไมโครสตริปโหลดเป็นช่วง ด้วยเรโซเนเตอร์แฮร์พินแบบอิมพีแดนซ์ขั้น และภาพที่ 5-2 แสดงผลการวัดความสูญเสียเนื่องจาก การข้อนกลับ (S₁₁) และความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (S₂₁)ที่ได้จากการจำลองการทำงาน จะ เห็นได้ว่าเมื่อนำวงจรกรองผ่านแถบหยุดแบบสตับวงจรเปิดมาต่อร่วมกับวงจรกรองผ่านแอบแบบ ปรับปรุงไมโครสตริปโหลดเป็นช่วงด้วยเรโซเนเตอร์แฮร์พินแบบอิมพีแดนซ์ขั้นทำให้สามารถ กำจัดความถิ่ปลอมได้ดีขึ้นกว่าเดิม ซึ่งมีก่าประมาณ -30 dB ที่กวามถี่ 7.6 GHz



ภาพที่ 5-1 โครงสร้างวงจรกรองผ่านแถบหยุดแบบสตับวงจรเปิดมาต่อร่วมกับวงจรกรองผ่านแถบ แบบปรับปรุงไมโครสตริปโหลดเป็นช่วงด้วยเรโซเนเตอร์แฮร์พินแบบอิมพีแดนซ์ขั้น



ภาพที่ 5-2 ผลการวัคความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S₁₁) และความสูญเสียเนื่องจาก การใส่แทรก (S₂₁) ที่ได้จากการจำลองการทำงาน

เอกสารอ้างอิง

- E. G. Cristal and S. Frankel. "Hairpin-line and hybrid hairpin-line/half-wave parallel-coupledline filters." <u>IEEE Microwave Theory and Tech.</u> vol. MTT-20, pp. 728-791, Nov. 1972.
- J. S. Hong and M. J. Lancaster. "Couplings of Microstrip Square Open-Loop Resonators for Cross-Coupled Planar Microwave Filters." <u>IEEE Trans Microwave Theory and Tech.</u> vol. 44, pp. 2099-2108, Dec. 1996.
- J. S. Hong and M. J. Lancaster. "Theory and Experiment of Novel Microstrip Slow-Wave Open-Loop Resonator Filters." <u>IEEE Trans Microwave Theory and Tech</u>. vol. 45, pp. 2358-2365, Dec. 1996.
- J. S. Hong and M. J. Lancaster. "Cross-Coupled Microstrip Hairpin-Resonator Filters." <u>IEEE</u> <u>Trans Microwave Theory and Tech.</u> vol. 46, pp. 118-122, Jan. 1998.
- J. T. Kuo, M. J. Maa, and P. H. Lu. "A Microstrip Elliptic Function Filter with Compact Miniaturized Hairpin Resonators." <u>IEEE Microwave and Guided Wave Letters.</u> vol. 10, pp. 94-95, Mar. 2000.
- S. Y. Lee and C. M. Tsai. "New Cross-Coupled filter Design Using Improved Hairpin Resonators." <u>IEEE Trans. Microwave Theory and Tech</u>. vol. 48, pp. 2482-2490, Dec. 2000.
- L. H. Hsieh and K. Chang. "Slow-Wave Bandpass Filters Using Ring or Stepped-Impedance Hairpin Resonators." <u>IEEE Trans.Microwave Theory and Tech.</u> vol. 50, pp. 1795-1800, July. 2002.
- M. Makimoto and S. Yamashita. "Bandpass Filters Using Parallel Coupled Stripline Stepped Impedance Resonators." <u>IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.</u> vol. MTT-28, pp. 1413-1417, Dec. 1980.
- M. Sagawa, M. Makimoto, and S. Yamashita. "Geometrical Structures and Fundamental Characteristics of Microwave Stepped-Impedance Resonators." <u>IEEE Trans Microwave</u> <u>Theory and Tech.</u> vol. 45, pp. 1078-1085, July. 1997.

- K. F. Chang and K. W. Tam. "Miniaturized Cross-Coupled Filter With Second and Third Spurious Responses Suppression." <u>IEEE Microwave and Wireless Components Letters.</u> vol. 15, pp. 122-124, Feb. 2005.
- D. Packiaraj, M. Ramesh, and A. T. Kalghatgi. "Design of a Tri-Section Folded SIR Filter." <u>IEEE Microwave and Wireless Components Letters.</u> vol. 16, pp. 317-319, May. 2006.
- A. Manchec, C. Quendo, E. Rius, C. Person, and J.-F. Favennec. "Synthesis of Dual Behavior Resonator (DBR) Filters with Integrated Low-Pass Structures for Spurious Responses Suppression." <u>IEEE Microwave and Wireless Components Letters.</u> vol.16, pp. 4-6, Jan. 2006.
- 13. J. S. Hong and M. J. Lancaster. <u>Microstrip filter for RF/microwave applications</u>. New York
 : John Wiley& Son Inc, 2001.
- 14. IE3D Users' Manual. Release 8. Zeland Sofware. Inc Fremont CA. 2001.

ภาคผนวก ก

รายละเอียคของวัสคุและอุปกรณ์ที่ใช้ในงานวิจัย




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

Features and Benefits

- Dk stable -55°C to 125°C
- . Stable Dk in humid and dry environments
- No special through-hole treatments
- Fabrication and assembly in standard PWB 22 operations
- MeetsUL 94 V-ORame Requirements
- Standard FR4 feeds & speeds for drilling and routing
- Excellent mechanical and electrical properties
- . BEST cost performance available

Applications

- LNB's
- LNA's
- Antennas

- PA Filters
- Base Station Antennas

GML 1000

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

Electrical Property	Test Method	U.S. / Metric
Dielectric Constant	IPC 2.5.5.5*	320±0.05
Dissipation Factor	IPC 2.5.5.5*	0.004
db/inch Loss (S ₂₁ parameter from 50 ohm 10 inch long transmissio	n a on line@10CHz	0.277
Surface Resistivity (C-96/35/90)	IPC2.5.17.1	5X10 ⁷ ΜΩ
Volume Resistivity (C 96/35/90)	IPC2.5.17.1	8X10° MΩ-cm
Moisture Insulation Resistance .	1 X10 ⁷	
Solvent Extract Conductivity		0.53 µg/cm²

Physical Property	Test Method	U.S. / Metric	
Copper Peel Strength	IPC 2.4.8*	5.0 (lb/inch)	0.88 N/mm
Rexural Strength - Length	AST M D790	43, 500 psi	300 №mm²
Flexural Strength - Cross	ASTM D 790	38,000 psi	262 №mm²
Flexural Modulus - Length	ASTM D 790	2.3 mpsi	15860 N/mm²
Flexural Modulus - Cross	ASTM D 790	2.1 mpsi	14480 N/mm ²
Water Absorption	IPC2.6.2.1	0.06 %	

Thermal Property T	est Method	U.S. / Metric		
Glass Transition (Tg) by DMA	IPC 2.4.24.2*	135°C		
Thermal Conductivity (@120°C)	ASTM E 1530	0.228 ₩/mºK		
Thermal Stress @288°C (550°F)	IPC2.4.13.1	20+ seconds		
Z-Axis Expansion $RT \rightarrow T_{a}$	IPC2.4.41	70 ррт/°С		
Z-Axis Expansion T_→260°C	IPC2.4.41	400 ppm/℃		
X Y Axes Expansion	IPC2.4.41	32, 32 ppm/°C		
Dimensional Stability (E-4/105+E	-2/150)			
- Length	IPC 2.4.39*	-0.00066 inch/inch or mm/mm		
- Cross	IPC 2.4.39*	-0.00075 inch/inch or mm/mm		
Flammability	UL94	V-0		

* Method modified slightly to be applicable to material tested.

Notes:

Typical properties of 0.762 mm (0.030 inch) laminate clad with $35 \mu m \left(1\right.$ ounce) copper. Properties of other thicknesses and copper weights may vary.

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

63

TSR-154 F

ประวัติผู้วิจัย

ชื่อ	:	นายธรรมรัตน์ มาแจ้ง
ชื่อวิทยานิพนธ์	:	วงจรกรองผ่านแถบแบบลคขนาคโคยใช้ไมโครสตริปโหลดเป็นช่วงด้วย
		เรโซเนเตอร์แฮร์พินแบบอิมพีแคนซ์ขั้น
สาขาวิชา	:	วิศวกรรมไฟฟ้า

ประวัติ

ประวัติส่วนตัวเ กิดเมื่อวันที่ 27 มกราคม พ.ศ. 2525 ณ โรงพยาบาลรามาธิบดี เป็นบุตรคนที่ 2 มีจำนวนพี่น้องทั้งหมด 2 คน ปัจจุบันอาศัยอยู่บ้านเลขที่ 12/83 หมู่ 2 ถ.พหลโยธิน ต.คลองหนึ่ง อ.คลองหลวง จ.ปทุมธานี 12120

ประวัติการศึกษา พ.ศ. 2540 สำเร็จการศึกษาระดับมัธยมศึกษาตอนดั้น จากโรงเรียน ธรรมศาสตร์คลองหลวงวิทยาคม พ.ศ. 2543 สำเร็จการศึกษาระดับประกาศนียบัตรวิชาชีพ สาขาวิชาช่างอิเล็กทรอนิกส์ จากวิทยาลัยเทคนิคปทุมธานี พ.ศ.2547 สำเร็จการศึกษาระดับ ปริญญาตรีวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า (โทรคมนาคม) จากคณะ วิศวกรรมศาสตร์ ศูนย์กลางสถาบันเทคโนโลยีราชมงคล