

ใบรับรองวิทยานิพนธ์

บัณฑิตวิทยาลัย สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ

เรื่อง วงจรกรองผ่านแถบแบบสองความถี่ที่ใช้โครงสร้างไมโครสตริปสองชั้น และเรโซเนเตอร์อิมพีแคนซ์แบบขั้น

โดย นายสุธาทร พรมประถม

ได้รับอนุมัติให้นับเป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตร วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณบดีบัณฑิตวิทยาลัย (อาจารย์ คร.มงคล หวังสถิตย์วงษ์) 18 พฤษภาคม 2550 คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์ ประธานกรรมการ (รองศาสตราจารย์ คร.ประยุทธ อัครเอกฒาลิน) กรรมการ (ผู้ช่วยศาสตราจารย์ คร.สมศักดิ์ อรรคทิมากูล) กรรมการ

(ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.มิตรชัย จงเชี่ยวชำนาญ)

-

วงจรกรองผ่านแถบแบบสองความถี่ที่ใช้โครงสร้างไมโครสตริปสองชั้น และเรโซเนเตอร์อิมพีแคนซ์แบบขั้น

นายสุธาทร พรมประถม

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตร วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ ปีการศึกษา 2549 ลิขสิทธิ์ของสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ

ชื่อ	:	นายสุธาทร พรมประถม
ชื่อวิทยานิพนธ์	:	วงจรกรองผ่านแถบแบบสองความถี่ที่ใช้โครงสร้างไมโครสตริปสองชั้น
		และเร โซเนเตอร์อิมพีแคนซ์แบบขั้น
สาขาวิชา	:	วิศวกรรมไฟฟ้า
		สถาบันเทค โน โลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ
ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	:	รองศาสตราจารย์ คร.ประยุทธ อักรเอกฒาถิน
ปีการศึกษา	:	2549

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอวงจรกรองผ่านแถบแบบสองความถี่ที่ใช้โครงสร้างไมโครสตริป สองชั้นและเรโซเนเตอร์อิมพีแคนซ์แบบขั้น โดยนำวงจรกรองผ่านแถบแบบสองความถี่ที่ใช้ โครงสร้างแบบไมโครสตริปที่วางซ้อนกันสองชั้นที่มีการเชื่อมต่อผ่านช่องระนาบกราวค์ร่วม ระหว่างแผ่นไมโครสตริปชั้นบนและแผ่นไมโครสตริปชั้นล่าง การหาขนาดของเรโซเนเตอร์ อิมพีแคนซ์แบบขั้นและสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อระหว่างเรโซเนเตอร์ ออกแบบและจำลองการ ทำงานด้วยโปรแกรม IE3D

ผลจากการทดสอบวงจรกรองผ่านแถบแบบสองความถี่ที่ใช้โครงสร้างไมโครสตริปสองชั้น และเรโซเนเตอร์อิมพีแคนซ์แบบขั้น มีค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก 2.29 dB และค่าความ สูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับสูงกว่า 21.6 dB มีแบนด์วิธประมาณ 166 MHz สำหรับ กลื่นความถี่ย่าน 2.4 GHz และมีค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก 2.97 dB และค่าความสูญเสีย เนื่องจากการย้อนกลับสูงกว่า 11 dB มีแบนด์วิธประมาณ 200 MHz ในมาตรฐาน IEEE 802.11a สำหรับคลื่นความถี่ย่าน 5 GHz ทั้งนี้มีขนาดเล็กลงประมาณ 50 เปอร์เซ็นต์เมื่อเปรียบเทียบกับ เรโซเนเตอร์ที่วางบนแผ่นไมโครสตริประนาบเดียว ส่วนวงจรกรองผ่านแถบแบบสองความถี่ที่ใช้ โครงสร้างไมโครสตริปสองชั้นและเรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบขั้นโดยการใช้เทคนิคโครงสร้าง เจาะกราวค์ทำให้เกิดการกำจัดค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกของความถี่ฮาร์โมนิคอื่นต่ำกว่า -10 dB ไปถึงความถี่ประมาณ 13 GHz

(วิทยานิพนธ์มีจำนวนทั้งสิ้น 62 หน้า)

้ คำสำคัญ : วงจรกรองผ่านแถบ, ความถี่กู่, โครงสร้างไมโครสตริปสองชั้น, อิมพิแคนซ์แบบขั้น

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์

Name	:	Mr.Sutatorn Promprathom
Thesis title	:	Dual-Band Bandpass Filters Using Two-layer Microstrip Structure
		with Stepped Impedance 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 dual-band bandpass filters using two-layer microstrip structure with stepped impedance resonators. The filter structure consists of resonators placed on two stacked microstrip layers, where the coupling between the resonators on the upper layer and the lower layer is obtained by introducing two slots in a common ground plane. The full-wave simulator IE3D has been employed to design the stepped impedance resonators and to calculate the coupling coefficients of the filter structure.

The experimental results of the first proposed dual-band bandpass filter using two-layer microstrip structure with stepped impedance resonators show a low passband insertion loss (2.29 dB) and a high return loss (more than 21.6 dB) with bandwidth (166 MHz) for a 2.4 GHz band and a low passband insertion loss (2.97 dB) and a high return loss (more than 11 dB) with bandwidth (200 MHz) in IEEE 802.11a standard for a 5 GHz band. The proposed filter has a 50% more compact size compared with the single-layer microstrip structure. The second compact microstrip two-layer bandpass filter has also been designed with a defected ground structure, resulting in the improved stopband performances, that the harmonic suppression of better than -10 dB up to about 13 GHz has been obtained.

(Total 62 pages)

Keywords : Bandpass Filter, Dual-band, Two-layer Microstrip Structure, Stepped-impedance

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ได้ดำเนินการจนเสร็จตามวัตถุประสงค์ที่ผู้วิจัยตั้งใจไว้ทุกประการโดย ได้รับคำแนะนำเกี่ยวกับแนวทางในการศึกษาออกแบบ การสร้าง และทดสอบงานวิจัย จากอาจารย์ ที่ปรึกษา คือ รองศาสตราจารย์ ดร.ประยุทธ อัครเอกฒาลิน ที่ให้ข้อมูลและคำแนะนำที่ดีในการทำ วิจัยและช่วยเหลือสนับสนุนในทุกด้านรวมถึงการสนับสนุนในด้านการส่งบทความทางวิชาการ ตลอดจนดุณศราวุธ ชัยมูล, คุณสมพร ศรีวัฒนพล, คุณจารึก จันทร์ตรี, คุณกมล บุญล้อม, คุณใกรวุฒิ ขำคง และ คุณศุภชัย โชติจิตร์ ที่ให้คำแนะนำที่ดีและเทคนิกต่างๆ รวมทั้งทฤษฎีการ ออกแบบที่นำมาใช้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้รวมไปถึงข้อมูลการใช้โปรแกรมในการจำลองงานและ พี่ๆ เพื่อนๆ ที่ไม่สามารถกล่าวนามได้หมด ทำให้งานวิจัยชิ้นนี้บรรลุตามวัตถุประสงก์ตามที่ตั้งใจ ไว้ ซึ่งผู้วิจัยขอขอบพระคุณท่านอาจารย์และผู้ที่เกี่ยวข้องทุกท่านไว้ ณ โอกาสนี้

ท้ายสุดขอกราบขอบพระคุณ บิดา มารดา ซึ่งสนับสนุนในด้านการเงินและให้กำลังใจ แก่ผู้วิจัยเสมอมาจนสำเร็จการศึกษา

การวิจัยนี้ได้รับทุนอุดหนุนบางส่วนจากทุนอุดหนุนการวิจัยเพื่อทำวิทยานิพนธ์สำหรับ นักศึกษาระดับบัณฑิตศึกษา บัณฑิตวิทยาลัย สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ

สุธาทร พรมประถม

สารบัญ

บทคัดย่อภาษาไทย ๆ บทคัดย่อภาษาอังกฤษ ค กิตติกรรมประกาศ จ สารบัญตาราง ๆ นาที่ 1 บทนำ มี
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ ค กิตติกรรมประกาศ จ สารบัญตาราง ข สารบัญภาพ ซ บทที่ 1 บทนำ ไ
 กิตติกรรมประกาศ สารบัญตาราง สารบัญภาพ บทที่ 1 บทนำ 1 1 รัฐอาปพายนร์
สารบัญตาราง ข สารบัญภาพ ซ บทที่ 1 บทนำ 1
สารบัญภาพ ซ บทที่ 1 บทนำ 1
บทที่ 1 บทนำ 1
1.1 วัตถุบระสงค
1.2 ขอบเขตการวิจัย 2
1.3 วิธีการวิจัย
1.4 เครื่องมือที่ใช้
1.5 ประโยชน์ของการวิจัย
บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง 4
2.1 ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองความถื่
2.2 องค์ประกอบต้นแบบของวงจรกรองกวามถี่ต่ำผ่าน
2.3 การแปลงองค์ประกอบพื้นฐานของวงจรกรองความถื่ 11
2.4 คุณลักษณะของวงจรกรองความถี่วิทยุและไมโครเวฟ 17
2.5 สายนำสัญญาณที่ใช้โครงสร้างไมโครสตริป
2.6 เรโซเนเตอร์แบบอิมพีแดนซ์ขั้น 22
 2.7 สัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อ 26
2.8 เทคนิคโครงสร้างเจาะกราวด์ 33
บทที่ 3 การออกแบบวงจรกรองผ่านแถบแบบสองความถี่ที่ใช้โครงสร้างไมโครสตริปสองชั้น
และเรโซเนเตอร์อิมพีแคนซ์แบบขั้น 36
3.1 ขั้นตอนการออกแบบวงจรกรองผ่านแถบแบบสองความถี่ที่ใช้โครงสร้างไมโคร
สตริปสองชั้นและเรโซเนเตอร์อิมพีแคนซ์แบบขั้น 37
3.2 ขั้นตอนการออกแบบวงจรกรองผ่านแถบแบบสองความถี่ที่ใช้โครงสร้างไมโคร
สตริปสองชั้นและเร โซเนเตอร์อิมพีแคนซ์แบบขั้น โคยการ ใช้เทคนิค โครงสร้าง
เจาะกราวค์ 46

สารบัญ (ต่อ)

		หน้า
บทที่ 4	การทดลองและผลการทดลอง	49
	4.1 การวัดทดสอบวงจรกรองผ่านแถบแบบสองความถี่ที่ใช้โครงสร้างไมโครสตริป	
	สองชั้นและเรโซเนเตอร์อิมพีแคนซ์แบบขั้น	50
	4.2 การวัดทดสอบวงจรกรองผ่านแถบแบบสองความถี่ที่ใช้โครงสร้างไมโครสตริป	
	สองชั้นและเรโซเนเตอร์อิมพีแคนซ์แบบขั้นโคยการใช้เทคนิคโครงสร้างเจาะ	
	กราวด์	52
บทที่ 5	สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ	54
	5.1 สรุปผลการวิจัย	54
	5.2 ปัญหาและข้อเสนอแนะ	55
เอกสาร	อ้างอิง	58
ภาคผนว	១ក ក	60
	รายละเอียดของวัสดุและอุปกรณ์ที่ใช้ในงานวิจัย	61
ประวัติผู้วิจัย		62

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
3-1 ค่าองค์ประกอบวงจรกรองต่ำผ่านต้นแบบที่ได้จากการคำนวณ	38
3-2 ค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อของแต่ละเรโซเนเตอร์จากการคำนวณ	39
3-3 ค่าระยะห่างระหว่างเรโซเนเตอร์ของวงจร	43
5-1 เปรียบเทียบผลการทคสอบชิ้นงานจริงกับการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม IE3D	54

สารบัญภาพ

ภาพที่		หน้า
2-1	ผลตอบสนองผ่านต่ำบัตเตอร์เวิร์ท	7
2-2	การกระจายของโพลสำหรับผลตอบสนองแบบบัตเตอร์เวิร์ท	7
2-3	ผลตอบสนองผ่านต่ำเชบีเชฟ	8
2-4	วงจรกรองผ่านต่ำต้นแบบสำหรับวงจรกรองทุกโพล	9
2-5	การแปลงองค์ประกอบพื้นฐานจากวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านต้นแบบไปยังวงจรกรอง	
	ความถี่ผ่านต่ำ	13
2-6	การแปลงองค์ประกอบพื้นฐานจากวงจรกรองต้นแบบผ่านต่ำไปยังวงจรผ่านสูง	14
2-7	การแปลงค่าขององค์ประกอบพื้นฐานจากวงจรกรองต้นแบบชนิดผ่านต่ำไปเป็น	
	วงจรกรองความถี่ผ่านแถบ	15
2-8	การแปลงค่าขององค์ประกอบพื้นฐานจากวงจรกรองต้นแบบผ่านต่ำไปเป็น	
	วงจรกรองแถบหยุด	17
2-9	วงจรกรองต้นแบบผ่านต่ำสำหรับการสังเคราะห์วงจรกรอง	19
2-10	โครงสร้างการเชื่อมต่อทั่วๆไปของวงจรกรองผ่านแถบโคยใช้คู่ของการส่งผ่าน	
	ที่เป็นศูนย์	20
2-11	โครงสร้างของไมโครสตริป	21
2-12	รูปแบบการแพร่กระจายสนามของสายนำสัญญาณไมโครสตริป	21
2-13	สายนำสัญญาณแบบไมโครสตริปที่มีมุมหักงอ 90 องศา	21
2-14	วงจรสมมูลของสายนำสัญญาณไมโครสตริปที่มีมุมหักงอ	22
2-15	โครงสร้างของเรโซเนเตอร์แบบอิมพีแคนซ์ขั้น	23
2-16	โครงสร้างการเชื่อมต่อพื้นฐานของเรโซเนเตอร์วงรอบเปิดสี่เหลี่ยม	27
2-17	วงจรสมมูลของการเชื่อมต่อสนามไฟฟ้าของเรโซเนเตอร์วงรอบเปิด	28
2-18	วงจรสมมูลของการเชื่อมต่อสนามแม่เหล็กของเรโซเนเตอร์วงรอบเปิด	30
2-19	โครงข่ายที่แสดงการเชื่อมต่อผสมของเรโซเนเตอร์วงรอบเปิด	33
2-20	รูปแบบของการใช้เทคนิคโครงสร้างเจาะกราวค์ด้านล่าง	34
2-21	วงจรสมมูลของการใช้เทคนิคโครงสร้างเจาะกราวค์ด้านล่าง	35
2-22	จุดตัดของก่า โพลของกวามถี่และก่ากวามถี่ตัด	35
2-23	โครงสร้าง 3 มิติของการใช้เทคนิคการเจาะกราวค์ค้านถ่างแบบรูปตัวยู	35

สารบัญภาพ (ต่อ)

ภาพที่		หน้า
3-1	ขั้นตอนการออกแบบวงจรกรองความถึ่	36
3-2	วงจรสมมูลของวงจรกรองผ่านแถบโดยวิธีการเชื่อมต่อแบบใขว้ 4 โพล	38
3-3	ความสัมพันธ์ของวงจรกรองต่ำผ่านต้นแบบโดยใช้วงจรผกผันเจ	39
3-4	โครงสร้างการเชื่อมต่อ	39
3-5	โครงสร้างของเร โซเนเตอร์	40
3-6	เรโซเนเตอร์ที่ใช้ในการออกแบบ	40
3-7	ขนาดของเร โซเนเตอร์ที่ใช้ในการออกแบบ	41
3-8	การจัดวางรูปแบบการวางพอร์ตเพื่อกระตุ้นหาผลตอบสนองทางด้านความถึ่ของ	
	เรโซเนเตอร์	41
3-9	ผลตอบสนองจากการกระตุ้นเรโซเนเตอร์จากการจำลองด้วยโปรแกรม IE3D	41
3-10	การจัดวางตัวเรโซเนเตอร์แบบการเชื่อมต่อไขว้บนแผ่นไมโกรสตริปสองชั้น	42
3-11	การจัดวางเรโซเนเตอร์เพื่อกระตุ้นหาก่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อ	42
3-12	ผลตอบสนองทางค้านความถึ่งากการจำลองหาค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อ	43
3-13	ค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อสนามไฟฟ้าเทียบกับระยะห่างระหว่างเรโซเนเตอร์	44
3-14	ค่าระยะห่างของ dx ที่มีผลต่อค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อผสมแบบเปิดช่องระนาบ	
	กราวค์เทียบกับระยะห่างระหว่างเรโซเนเตอร์	44
3-15	ค่าแบนด์วิธเทียบกับระยะห่างระหว่างเรโซเนเตอร์	44
3-16	ชิ้นงานจริงของวงจรกรองผ่านแถบแบบสองความถึ่	45
3-17	เปรียบเทียบ โครงสร้างของการใช้เทคนิคการเจาะกราวค์	46
3-18	ผลตอบสนองทางความถึ่งากการปรับค่าความยาว (L _")	47
3-19	โครงสร้างของการเจาะกราวค์ค้านล่างแบบรูปตัวยู 	47
3-20	ชิ้นงานจริงของวงจรกรองผ่านแถบ โดยการใช้เทคนิคโครงสร้างเจาะกราวค์ด้านล่าง	
	แบบรูปตัวยู	48
4-1	การต่ออุปกรณ์เพื่อใช้ในการวัดทดสอบ	49
4-2	ผลการเปรียบเทียบความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S ₁₁) ที่ได้จากการวัดชิ้นงาน	
	จริงและการจำลอง	50

สารบัญภาพ (ต่อ)

ภาพที่		หน้า
4-3	ผลการเปรียบเทียบความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (S ₂₁) ที่ได้จากการวัดชิ้นงาน	
	จริงและการจำลอง	51
4-4	ผลการวัคความสูญเสียเนื่องจากการข้อนกลับ (S ₁₁) และความสูญเสียเนื่องจาก	
	การใส่แทรก (S ₂₁) ที่ได้จากการวัดทคสอบชิ้นงานจริงด้วยเครื่องวัดข่ายงานไฟฟ้า	51
4-5	ผลการเปรียบเทียบความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S ₁₁) ที่ได้จากการวัดชิ้นงาน	
	จริงและการจำลอง	52
4-6	ผลการเปรียบเทียบความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (S ₂₁) ที่ได้จากการวัดชิ้นงาน	
	จริงและการจำลอง	53
4-7	การเปรียบเทียบผลการวัคความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (S ₂₁) และผลการวัค	
	ความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S ₁₁) ระหว่างวงจรกรองผ่านแถบกับวงจรกรอง	
	ผ่านแถบ โดยการใช้เทคนิก โครงสร้างเจาะกราวด์	53
5-1	ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับที่ได้จำลองการทำงานด้วยโปรแกรม IE3D	56
5-2	ค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกที่ได้จำลองการทำงานด้วยโปรแกรม IE3D	57

บทที่ 1 บทนำ

ในยุคปัจจุบันนี้เทคโนโลยีการติดต่อสื่อสารแบบไร้สายได้เข้ามามีบทบาทกับชีวิตประจำวัน ของมนุษย์เป็นอย่างยิ่ง จึงทำให้ปัจจุบันได้มีการมุ่งเน้นพัฒนาให้มีความสามารถมากขึ้นและทำให้มี ขนาดเล็กลงด้วย ทั้งนี้ระบบการสื่อสารแบบไร้สายมีอยู่หลายมาตรฐานด้วยกัน โดยวิทยานิพนธ์ ฉบับนี้ใช้มาตรฐาน IEEE 802.11 และ 802.11a ซึ่งมีกลื่นความถี่ย่าน 2.4 GHz (2.4 – 2.4835 GHz) และ กลื่นความถี่ย่าน 5 GHz (5.150 – 5.350 GHz) ตามลำดับ

วงจรกรองผ่านแถบเป็นวงจรที่มีความสำคัญมากอีกวงจรหนึ่งในระบบการสื่อสารคังกล่าว โดยทำหน้าที่กรองสัญญาณย่านความถี่ที่ใช้งานสำหรับการสื่อสารแบบไร้สาย ซึ่งโครงสร้างของ วงจรกรองผ่านแถบนั้นมีมากมายหลายรูปแบบด้วยกัน ไม่ว่าจะเป็น วงจรลัมป์ (Lumped-element Circuit), แบบโคแอกเซียล (Coaxial Circuit), แบบโครงสร้างสายนำสัญญาณระนาบร่วม (Coplanar Waveguide Circuit) และ โครงสร้างสายนำสัญญาณไมโครสตริป (Microstrip Circuit) โดยมุ่งเน้น พัฒนาในด้านการสูญเสียต่ำ วงจรมีขนาดเล็กกะทัดรัด และมีคุณสมบัติในการตอบสนองทาง ความถี่ที่ดี ในการออกแบบวงจรกรองผ่านแถบนั้นสามารถออกแบบและสร้างด้วยเทคนิคและวัสดุ แบบต่างๆ ได้มากมาย เทคนิคหนึ่งที่มีผู้วิจัยหลายท่านได้ทำการศึกษาและออกแบบวงจรกรองผ่าน แถบบนโครงสร้างสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริป [1] เนื่องจากมีน้ำหนักเบา ขนาดเล็ก และมีค่า การสูญเสียต่ำ

รูปแบบของวงจรกรองผ่านแถบโดยใช้เรโซเนเตอร์บนโครงสร้างไมโครสตริป ได้มีการ พัฒนามากมายหลายรูปแบบและหลายระบบของการสื่อสาร แรกเริ่มวงจรกรองผ่านแถบโดยใช้ เรโซเนเตอร์บนโครงสร้างไมโครสตริปเป็นเพียงเรโซเนเตอร์แบบลักษณะวงจรเปิด [2] จึงทำให้ ขนาดของเรโซเนเตอร์นั้นใหญ่ ต่อมาได้การพัฒนาเป็นเรโซเนเตอร์แบบแฮร์พิน-ไลน์ [3] ซึ่งในการ พัฒนาต่อๆ มาได้พยายามทำให้มีขนาดของเรโซเนเตอร์นั้นเล็กลง จึงได้มีผู้วิจัยใช้เทคนิคของการ ทำแผ่นไมโครสตริปให้เป็นสองชั้นที่วางทับซ้อนกัน [4] จากนั้นได้มีผู้วิจัยนำเรโซเนเตอร์แบบ ลักษณะวงจรเปิดมาปรับปรุงโดยการพับให้มีขนาดเล็กลง

งานวิจัยนี้นำเสนอวงจรกรองผ่านแถบแบบสองความถี่ที่ใช้โครงสร้างไมโครสตริปสองชั้น และเรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบขั้น โดยนำวงจรกรองผ่านแถบแบบสองความถี่ที่ใช้ โครงสร้างแบบไมโครสตริปที่วางซ้อนกันสองชั้นที่มีการเชื่อมต่อผ่านช่องระนาบกราวค์ร่วม ระหว่างแผ่นไมโครสตริปชั้นบนและแผ่นไมโครสตริปชั้นล่าง ทั้งนี้จะมีขนาดเล็กลงประมาณ 50 เปอร์เซ็นต์ เมื่อเปรียบเทียบกับเรโซเนเตอร์ที่วางบนแผ่นไมโครสตริประนาบเดียว การหาขนาด ของเรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบขั้นและสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อระหว่างเรโซเนเตอร์จะออกแบบ และจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม IE3D

1.1 วัตถุประสงค์

1.1.1 เพื่อศึกษาวงจรกรองผ่านแถบแบบสองความถึ่

1.1.2 เพื่อศึกษาวงจรกรองผ่านแถบแบบสองความถี่ที่ใช้โครงสร้างไมโครสตริป

 1.1.3 เพื่อศึกษาการทำงานของวงจรกรองผ่านแถบแบบสองความถี่ที่ใช้โครงสร้างไมโคร สตริปสองชั้นและเรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบขั้น

 1.1.4 เพื่อออกแบบและสร้างวงจรกรองผ่านแถบแบบสองความถี่ที่ใช้โครงสร้างไมโครสตริป สองชั้นและเรโซเนเตอร์อิมพีแคนซ์แบบขั้น

1.2 ขอบเขตงานวิจัย

1.2.1 ออกแบบวงจรกรองผ่านแถบแบบสองความถี่ ใช้งานในระบบ Wireless LAN ที่ย่าน ความถี่ 2.4 GHz. และ 5 GHz ของมาตรฐาน IEEE 802.11 และ IEEE 802.11a

1.2.2 ออกแบบวงจรกรองผ่านแถบแบบสองความถี่ที่ใช้โครงสร้างไมโครสตริป

1.2.3 การทำงานของวงจรกรองผ่านแถบแบบสองความถี่ที่ใช้โครงสร้างไมโครสตริปสองชั้น และเรโซเนเตอร์อิมพีแคนซ์แบบขั้น

1.2.4 สร้างและทดสอบวงจรกรองผ่านแถบแบบสองความถี่ที่ใช้โครงสร้างไมโครสตริปสอง ชั้นและเรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบขั้น

1.3 วิธีการวิจัย

1.3.1 ศึกษาข้อมูลเกี่ยวกับวงจรกรองผ่านแถบแบบสองความถี่ที่ใช้โครงสร้างไมโครสตริป สองชั้น

 1.3.2 ออกแบบวงจรกรองผ่านแถบแบบสองความถี่ที่ใช้โครงสร้างไมโครสตริปสองชั้น และเรโซเนเตอร์อิมพีแคนซ์แบบขั้น

 1.3.3 สร้างแผ่นวงจรพิมพ์ของวงจรกรองผ่านแถบแบบสองความถี่ที่ใช้โครงสร้าง ใมโครสตริปสองชั้นและเรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบขั้นและต่อพอร์ตทางค้านอินพุตและเอาท์พุต 1.3.4 นำวงจรกรองผ่านแถบแบบสองความถี่ที่ใช้โครงสร้างไมโครสตริปสองชั้นและ เรโซเนเตอร์อิมพีแคนซ์แบบขั้นมาทคสอบกับเครื่องวิเคราะห์ข่ายงานไฟฟ้า (Network Analyzer) แล้ววัดผลค่าพารามิเตอร์การกระจาย (Scattering Parameters)

1.4 เครื่องมือที่ใช้

1.4.1 ไมโครคอมพิวเตอร์

1.4.2 โปรแกรม IE3D ของบริษัท Zeland

1.4.3 แผ่นวงจรพิมพ์สำหรับงานทางด้านไมโครเวฟ รุ่น GML1000 (Microwave PCB)

1.4.4 เครื่อง LPKF PCB Milling

1.4.5 เครื่องวิเคราะห์บ่ายงานไฟฟ้า รุ่น HP 8719ES (Network Analyzer)

1.5 ประโยชน์ของผลการวิจัย

1.5.1 ใด้วงจรกรองผ่านแถบแบบสองความถี่ที่ใช้โครงสร้างไมโครสตริปสองชั้นและ เรโซเนเตอร์อิมพีแคนซ์แบบขั้น

1.5.2 สามารถนำไปประยุกต์ใช้งานกับระบบสื่อสารแบบไร้สายได้

1.5.3 เพื่อเป็นแนวทางในการพัฒนาวงจรกรองผ่านแถบที่มีขนาดเล็กและมีประสิทธิภาพมาก
 ยิ่งขึ้นไปในอนาคต

บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าข่านความถี่ไมโครเวฟเป็นชื่อที่ใช้เรียกช่วงความถี่ระหว่าง 300 MHz ถึง 30 GHz มีช่วงความขาวคลื่น 1 เมตร ถึง 1 มิลลิเมตร ส่วนความถี่วิทยุ (Radio Frequency)เป็น ความถี่ที่ต่ำกว่าความถี่ไมโครเวฟ ในปัจจุบันเทคโนโลยีทางด้านไมโครเวฟและความถี่วิทยุได้เข้า มามีบทบาทมากขึ้น โดยเฉพาะในระบบการสื่อสารโทรคมนาคม การสื่อสารไร้สาย ระบบนำร่อง การบิน เป็นต้น

วงจรกรองความถี่จัดว่าเป็นวงจรพื้นฐานที่มีการใช้งานอย่างกว้างขวางทั้งในย่านความถี่ต่ำ และความถิ่ไมโครเวฟซึ่งวงจรกรองความถี่คือ วงจรสองพอร์ตที่ใช้ในการควบคุมผลตอบสนอง ทางด้านความถี่ที่สนใจ โดยวงจรกรองจะยอมให้สัญญาณเฉพาะบางย่านความถี่ผ่านไปได้เท่านั้น ซึ่งจะเรียกย่านความถี่ที่วงจรกรองยอมให้ผ่านว่า ย่านแถบผ่าน (Passband) และย่านความถี่ที่ วงจรกรองจะกั้นไว้ไม่ให้ผ่านเรียกว่า ย่านแถบหยุด (Stopband) ปกติแล้วอาจแบ่งประเภทของ วงจรกรองความถื่ออกเป็น วงจรกรองความถี่ผ่านต่ำ (Lowpass) วงจรกรองความถี่ผ่านสูง (Highpass) วงจรกรองความถี่ผ่านแถบ (Bandpass) และวงจรกรองกำจัดแถบ (Band-reject)

ในส่วนของบทนี้จะขอกล่าวถึงทฤษฎีเบื้องต้น คำนิยามต่างๆ รวมทั้งการนำทฤษฎีเบื้องต้น ไปใช้ในการออกแบบวงจรกรองความถี่ประเภทต่างๆ ที่กล่าวไว้ในข้างต้น ประกอบกับสามารถ นำไปออกแบบวงจรกรองความถี่ในขั้นประยุกต์ต่อไปได้ในอนาคต

2.1 ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองความถึ่

2.1.1 นิยาม

ฟังก์ชันถ่ายโอนของโครงข่ายวงจรกรองแบบสองทางเข้ำออก [2] เป็นการอธิบายทางสมการ คณิตศาสตร์ของคุณลักษณะการตอบสนองโครงข่าย ซึ่งก็คือ สมการคณิตศาสตร์ของ S₂₁ ขนาด ของฟังก์ชันถ่ายโอนยกกำลังสองของวงจรกรองความถี่แบบพาสซีฟที่ไม่มีการสูญเสีย ถูกกำหนด ได้เป็น

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

โดย ε คือ ค่าคงที่ของความพลิ้ว (Ripple Constant) และ $F_n(\Omega)$ คือ ฟังก์ชันคุณลักษณะ ของวงจรกรอง และ Ω คือ ตัวแปรความถี่ ในที่นี้จะกำหนดให้ Ω แทนตัวแปรความถี่ในหน่วย เรเดียนต่อวินาทีของวงจรกรองต้นแบบผ่านต่ำ (Lowpass Prototype Filter) มีความถี่ตัดที่ $\Omega = \Omega_c$ เมื่อ $\Omega_c = 1$ เรเดียนต่อวินาที

สำหรับโครงข่ายที่ไม่เปลี่ยนแปลงตามเวลาและเป็นเชิงเส้นแล้ว (Linear-time Invariantnetworks) ฟังก์ชันถ่ายโอนอาจจะกำหนดในรูปของอัตราส่วน ได้ดังนี้

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

โดย N(p) และ D(p) คือ โพลิโนเมียลของตัวแปรความถี่เชิงซ้อน $p = \sigma + j\Omega$ สำหรับ โครงข่ายพาสซีฟที่ไม่มีการสูญเสีย $\sigma = 0$ และ $p = j\Omega$ จากสมการที่ (2-1) สามารถหาค่าการสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกของวงจรกรองได้เป็น

$$L_A(\Omega) = 10\log\frac{1}{\left|S_{21}(j\Omega)\right|^2}dB$$
(2-3)

เมื่อ $|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2 = 1$ สำหรับโครงข่ายพาสซีฟที่ไม่มีการสูญเสีย การสูญเสียย้อนกลับของ วงจรกรองหาได้จาก

$$L_{R}\left(\Omega\right) = 10\log\left[1 - \left|S_{21}\left(j\Omega\right)\right|^{2}\right]dB$$
(2-4)

ผลตอบสนองทางเฟสของวงจรกรองหาได้จาก

$$\Phi_{21} = \angle S_{21} \left(j\Omega \right) \tag{2-5}$$

้ผลตอบสนองการหน่วงเวลากลุ่ม (Group Delay) ของโครงข่ายคำนวณได้จาก

$$\tau_d(\Omega) = \frac{d\Phi_{21}(\Omega)}{-d\Omega} \qquad \text{seconds} \qquad (2-6)$$

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

2.1.2 โพลและซีโร่บนระนาบเซิงซ้อน

ระนาบ (σ, Ω) คือ อัตราส่วนของการถ่ายโอนซึ่งเรียกว่า ระนาบเซิงซ้อน หรือ ระนาบ p(p - plane) แกนนอนของระนาบเรียกว่าแกนจริงหรือแกน σ และแกนตั้งเรียกว่าแกน จินตภาพหรือแกน $j\Omega$ ค่าของ p ที่ฟังก์ชันกลายเป็นศูนย์ คือ ซึโร่ของฟังก์ชัน ค่าของ p ที่ ฟังก์ชันกลายเป็นศูนย์ คือ ซึโร่ของฟังก์ชัน ค่าของ p ที่ ฟังก์ชันกลายเป็นอนันต์ คือ เอกฐาน(โพล)ของฟังก์ชัน คังนั้นซึโร่ของ $S_{21}(p)$ เป็นรากของ เศษ N(p) และโพลของ $S_{21}(p)$ เป็นรากของส่วน D(p)

โพลจะเป็นความถี่ธรรมชาติของวงจรกรอง ซึ่งผลตอบสนองอธิบายด้วย $S_{_{21}}(p)$ ในกรณีที่ วงจรกรองเสถียรความถี่ธรรมชาติด้องอยู่ครึ่งซ้ายของระนาบ p หรืออยู่บนแกนจินตภาพ ถ้าไม่ เป็นตามนี้ ก็จะทำให้เกิดการออสซิลเลต เงื่อนไขนั้นเป็นไปไม่ได้ในโครงข่ายแบบพาสซีฟ เนื่องจากเหตุนี้ D(p) เป็นโพลิโนเมียล Hurwitz ที่รากของคำตอบจะอยู่ด้านซ้ายของระนาบ pหรืออยู่บนแกน $j\Omega$ เท่านั้น

2.1.3 ผลตอบสนองแบบบัตเตอร์เวิร์ท

ขนาดของฟังก์ชันถ่ายโอนยกกำลังสองของวงจรกรองแบบบัตเตอร์เวิร์ท ที่มีค่าสูญเสีย เนื่องจากการใส่แทรก $L_{_{Ar}}=3.01~dB$ ที่ความถี่ตัด $\Omega_{_c}=1$ สามารถเขียนได้เป็น

$$\left|S_{21}(j\Omega)\right|^{2} = \frac{1}{1+\Omega^{2n}}$$
(2-7)

เมื่อ n คือ ดีกรีหรืออันดับของวงจรกรองความถี่ ซึ่งจะสอดคล้องกับจำนวนองค์ประกอบ จินตภาพที่ต้องการในวงจรกรองต้นแบบผ่านต่ำ การตอบสนองของวงจรกรองชนิดนี้เป็นชนิดที่มี การตอบสนองราบเรียบมากที่สุด เพราะว่าขนาดยกกำลังสองฟังก์ชันถ่ายโอนในสมการที่ (2-7) มี จำนวนของซีโร่สูงสุด คือ (2n-1) ที่ $\Omega = 0$ และจะแย่ลงเมื่อ Ω เข้าใกล้ความถี่ตัด Ω_c ดังแสดง ในภาพที่ 2-1

จากสมการที่ (2-7) สามารถเขียนฟังก์ชันถ่ายโอนได้เป็น

$$S_{21}(p) = \frac{1}{\prod_{i=1}^{n} (p - p_i)}$$
(2-8)

ເນື່ອ

$$p_i = j \exp\left[\frac{(2i-1)\pi}{2n}\right]$$
(2-9)



ภาพที่ 2-1 ผลตอบสนองผ่านต่ำบัตเตอร์เวิร์ท

โดยไม่มีตำแหน่งของซีโร่ที่เกิดจากกวามถี่ก่าใดก่าหนึ่งแต่จะเกิดซีโร่ทั้งหมดที่อนันต์ และ จำนวนโพล p จะอยู่บนวงกลมหนึ่งหน่วยที่ระนาบด้านซ้ายที่มุมต่างๆ ที่ซึ่ง $|p_i|=1$ และมุม ของ $p_i = (2i-1)\pi/2n$ แสดงดังภาพที่ 2-2



ภาพที่ 2-2 การกระจายของโพลสำหรับผลตอบสนองแบบบัตเตอร์เวิร์ท

2.1.4 ผลตอบสนองแบบเชฟบีเชฟ

การตอบสนองแบบเชฟบีเชฟ [2] จะแสดงถึงการกระเพื่อมในแถบผ่านที่เท่ากันและมีความ ราบเรียบมากที่สุดในช่วงแถบหยุดซึ่งแสดงในภาพที่ 2-3 โดยขนาดของฟังก์ชันถ่ายโอน ยกกำลังสองมีรูปแบบผลการตอบสนองจาก

8

$$\left|S_{21}(j\Omega)\right|^{2} = \frac{1}{1 + \varepsilon^{2} T_{n}^{2}(\Omega)}$$
(2-10)

เมื่อค่าคงที่ความพลิ้ว ${\cal E}$ มีความสัมพันธ์กับค่าการกระเพื่อมในแถบผ่าน $L_{_{Ar}}~{
m dB}$ โดย

$$\varepsilon = \sqrt{10^{\frac{L_{Ar}}{10}} - 1}$$
 (2-11)

 $T_{_n}(\Omega)$ คือ ฟังก์ชันเชฟบีเชฟแบบแรกของอันดับ n ซึ่งกำหนดได้จาก

$$T_{n}(\Omega) = \begin{cases} \cos(n\cos^{-1}\Omega) & |\Omega| \le 1\\ \cosh(n\cosh^{-1}\Omega) & |\Omega| \ge 1 \end{cases}$$
(2-12)

ดังนั้น วงจรกรองที่ได้จากสมการที่ (2-10) โดยทั่วไปเรียกว่า วงจรกรองเชฟบีเชฟ



ภาพที่ 2-3 ผลตอบสนองผ่านต่ำเชฟบีเชฟ

2.2 องค์ประกอบต้นแบบของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

การสังเคราะห์วงจรกรองความถี่เพื่อที่จะหาการถ่ายโอนที่แท้จริง ส่วนใหญ่แล้วจะเริ่มต้น จากการใช้วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านต้นแบบ (Lowpass Prototype Filters) เพื่อช่วยในการออกแบบ โดยที่วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านต้นแบบนั้นจะใช้องก์ประกอบ (Element) ซึ่งถูกนอร์มอลไลซ์จาก ความด้านทานหรือตัวนำแหล่งจ่าย ให้มีค่าเท่ากับ 1 โดยในที่นี้จะใช้สัญลักษณ์ด้วย g₀ =1และ ความถี่ตัดจะเท่ากับ 1 คือ Ω_c =1



ภาพที่ 2-4 วงจรกรองผ่านต่ำต้นแบบสำหรับวงจรกรองทุกโพล (ก) โครงสร้างวงจรข่ายบันได (ข) โครงสร้างวงจรข่ายคู่เสมือน

2.2.1 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านต้นแบบของวงจรกรองความถี่แบบบัตเตอร์เวิร์ท
 สำหรับวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านต้นแบบของวงจรกรองความถี่แบบบัตเตอร์เวิร์ทที่มีความ
 ราบเรียบของสัญญาณมากที่สุด จะมีฟังก์ชันถ่ายโอนในสมการที่ (2-7) โดยที่การสูญเสียแทรกสอด
 L_{Ar}=3.01 dB ที่ความถี่ตัด Ω_c = 1 โดยอ้างอิงตามภาพที่ 2-4 ค่าต่าง ๆ คำนวณได้จาก

$$g_0 = 1$$

 $g_i = 2\sin\left(\frac{(2i-1)\pi}{2n}\right)$ สำหรับ i=1 ถึง n (2-13)
 $g_{n+1} = 1$

อันดับของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านต้นแบบของวงจรกรองความถี่แบบบัตเตอร์เวิร์ท สามารถคำนวณจากก่าลดทอนที่ต่ำที่สุดของช่วงแถบหยุด, L_{As} dB ที่ Ω = Ω_s เมื่อ Ω_s ≥1 ดังนั้น

$$n \ge \frac{\log\left(10^{0.1L_{AS}} - 1\right)}{2\log\Omega_{S}} \tag{2-14}$$

2.2.2 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านต้นแบบของวงจรกรองความถี่แบบเชฟบีเชฟ จากภาพที่ 2-4 สามารถคำนวณค่าต่าง ๆ ได้ดังนี้

$$g_{0} = 1$$

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

$$g_{i} = \frac{1}{g_{i-1}} \frac{4\sin\left(\frac{(2i-1)\pi}{2n}\right)\sin\left(\frac{(2i-3)\pi}{2n}\right)}{\gamma^{2} + \sin^{2}\left(\frac{(i-1)\pi}{n}\right)} \qquad i = 2, 3, .., n. \quad (2-15)$$

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

เมื่อ

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

การกำนวณหาก่าอันดับของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านต้นแบบของเชฟบิเชฟสามารถกำนวณ ได้จากสมการที่ (2-16) เมื่อ L_{ar} คือ ระดับของความพลิ้วในแถบความถี่ผ่าน (Passband Ripple) ใน หน่วย dB, L_{as} คือ ก่าลดทอนที่ต่ำที่สุดของช่วงแถบหยุดที่ Ω = Ω_s

$$n \ge \frac{\cosh^{-1} \sqrt{\frac{10^{0.1L_{AS}} - 1}{10^{0.1L_{Ar}} - 1}}}{\cosh^{-1} \Omega_{S}}$$
(2-16)

ในบางครั้งสามารถแทนค่า L_{Ar} ด้วยค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับที่ต่ำที่สุด (Minimum Return Loss, L_R) หรือค่า VSWR สูงสุดได้ ถ้าค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับถูก กำหนดตามสมการที่ (2-4) คือค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับที่ต่ำที่สุด L_R dB (L_R < 0) ดังนั้น L_{Ar} สามารถหาได้จาก

$$L_{Ar} = -10\log(1-10^{0.1L_R})$$
 dB (2-17)

และ VSWR หาได้จาก

$$VSWR = \frac{1 + |S_{11}|}{1 - |S_{11}|}$$
(2-18)

จากสมการที่ (2-18) แทนค่าในสมการที่ (2-17) จะได้

$$L_{Ar} = -10 \log \left[1 - \left(\frac{VSWR - 1}{VSWR + 1} \right)^2 \right] dB$$
 (2-19)

2.3 การแปลงองค์ประกอบพื้นฐานของวงจรกรองความถึ่

จากที่ผ่านมาจะพบว่าเราพิจารณาเพียงวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านต้นแบบโดยปกติค่าความ ด้านทานหรือค่าความนำของแหล่งจ่ายจะมีค่าเท่ากับ 1 (g₀ = 1) ที่ความถี่ตัดเท่ากับ 1 เรเดียนต่อ วินาที (Ω_c = 1) ซึ่งในทางปฏิบัติค่าคุณลักษณะทางความถี่และค่าขององค์ประกอบต่าง ๆ จะ ขึ้นกับวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านต้นแบบโดยการทำการแปลงความถี่และองค์ประกอบ

ในการแปลงความถี่ บางครั้งอาจเรียกว่า การแมปปิ้งความถี่ (Frequency Mapping) ซึ่งก็คือ การแมปจากผลตอบสนองของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านต้นแบบที่อยู่ในโคเมนของ Ω ไปยังโคเมน ทางด้านความถี่ ω ซึ่งในทางปฏิบัติผลตอบสนองทางด้านความถี่อาจเป็นวงจรกรองผ่านต่ำ วงจร กรองผ่านสูง วงจรกรองผ่านแถบ หรือวงจรกรองแถบหยุด ผลของการแปลงความถี่จะมีผลกระทบ ต่อค่าองก์ประกอบรีแอคทีฟ (Reactive Element) ทั้งหมด แต่ไม่กระทบต่อองก์ประกอบของความ ด้านทาน (Resistive Element)

ในทำนองเดียวกันการแมปปิ้งทางความถี่ค่าอิมพีแดนซ์จะถูกสเกลด้วยค่าองค์ประกอบการ แปลง (Element Transformation) ในการสเกลนั้นจำเป็นต้องนำค่า g₀ = 1 ออกจากวงจรกรองที่จะ ทำการสเกลและปรับค่าวงจรกรองความถี่โดยจะขึ้นอยู่กับค่าอิมพีแดนซ์แหล่งจ่าย (Source Impedance) ซึ่งก็คือ Z_o โดยสามารถเขียนในรูปของ γ_o ได้เป็น

$$\gamma_{O} = \begin{cases} Z_{O} / g_{O} & ext{alg}_{0} & ext{illuninary} \\ g_{O} / Y_{O} & ext{alg}_{0} & ext{illuninary} & ext{illuninary} \end{cases}$$

เมื่อ $Y_o = 1/Z_o$ ซึ่งก็คือ แอคมิคแตนซ์แหล่งง่าย (Source Admittance) โดยสรุปแล้วสามารถสเกล ก่าอิมพีแคนซ์ของโครงข่ายวงจรกรองกวามถี่ได้เป็น

$$L \rightarrow \gamma_{o}L$$

$$C \rightarrow C/\gamma_{o}$$

$$R \rightarrow \gamma_{o}R$$

$$G \rightarrow G/\gamma_{o}$$
(2-21)

ถ้า ₈₀ คือ เทอมทั่ว ๆ ไปสำหรับวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านต้นแบบ เนื่องจาก ₈ จะไม่ขึ้นกับค่า ในการแปลง นั่นคือ ค่าองก์ประกอบความต้านทานก็ยังคงอยู่สำหรับวงจรกรองความถี่ชนิดต่าง ๆ

2.3.1 การแปลงวงจรกรองความถี่ผ่านต่ำ (Lowpass Transformation)

ในการแปลงความถี่จากวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านต้นแบบไปยังวงจรกรองความถี่ผ่านต่ำที่มี ความถี่ตัดที่ ω (rad) บนแกน ω สามารถแปลงได้

$$\Omega = \left(\frac{\Omega_{\rm C}}{\omega_{\rm C}}\right)\omega \tag{2-23}$$

จากสมการที่ (2-23) สามารถสเกลอิมพีแคนซ์ต่าง ๆ ได้เป็น

$$\begin{split} \mathbf{L} = & \left(\frac{\Omega_{\rm C}}{\omega_{\rm C}}\right) \gamma_{\rm O} \mathbf{g} & \qquad \text{ถ'เหรับ g ค่าความเหนี่ยวน'i} \\ \mathbf{C} = & \left(\frac{\Omega_{\rm C}}{\omega_{\rm C}}\right) \mathbf{g} / \gamma_{\rm O} & \qquad \text{ถ'เหรับ g ค่าความจุ} \end{split} \tag{2-24}$$

โครงสร้างองค์ประกอบการแปลงแสคงคังภาพ



ภาพที่ 2-5 การแปลงองค์ประกอบพื้นฐานจากวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านต้นแบบไปยังวงจรกรอง ความถี่ผ่านต่ำ

2.3.2 การแปลงวงจรกรองความถี่ผ่านสูง (Highpass Transformation) สำหรับวงจรกรองความถี่ผ่านสูงที่ความถี่ตัด ω_c (rad/s) บนแกน ω ดังนี้

$$\Omega = -\frac{\omega_{\rm C}\Omega_{\rm C}}{\omega} \tag{2-25}$$

การแปลงความถี่จากองค์ประกอบรีแอคแตนซ์ในวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านต้นแบบสามารถ แปลงได้เป็น

$$j\Omega_{g} \rightarrow \frac{\omega_{c}\Omega_{c}g}{j\omega}$$
 (2-26)

จะเห็นได้ว่าค่าองค์ประกอบค่าความเหนี่ยวนำ/ค่าความจุ (Inductive/Capacitive) ในวงจร กรองความถี่ต่ำผ่านต้นแบบจะตรงข้ามกับการแปลงไปยังค่าความจุ/ค่าความเหนี่ยวนำของวงจร กรองความถี่ผ่านต่ำซึ่งการสเกลอิมพีแดนซ์ โดยการแปลงค่า

$$\begin{split} \mathbf{C} = & \left(\frac{1}{\omega_{c}\Omega_{c}}\right) \frac{1}{\gamma_{o}g} & \qquad \mathbf{\hat{a}} \\ \mathbf{L} = & \left(\frac{1}{\omega_{c}\Omega_{c}}\right) \frac{\gamma_{o}}{g} & \qquad \mathbf{\hat{a}} \\ \mathbf{R} & \qquad \mathbf{\hat{s}} \\ \mathbf{L} = & \left(\frac{1}{\omega_{c}\Omega_{c}}\right) \frac{\gamma_{o}}{g} & \qquad \mathbf{\hat{a}} \\ \mathbf{R} & \qquad \mathbf{\hat{s}} \\ \mathbf{\hat{s}} \\ \mathbf{R} & \qquad \mathbf{\hat{s}} \\ \mathbf{\hat{s$$

โดยการแปลงแสดงดังภาพที่ 2-6



ภาพที่ 2-6 การแปลงองค์ประกอบพื้นฐานจากวงจรกรองต้นแบบผ่านต่ำไปยังวงจรผ่านสูง

2.3.3 การแปลงวงจรกรองความถี่ผ่านแถบ (Bandpasss Transformation)

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

$$\Omega = \frac{\Omega_c}{FBW} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)$$
(2-28fi)

โดยที่

$$FBW = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0}$$
$$\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \omega_2}$$
(2-280)

ซึ่ง 💩 คือความถี่กลางเชิงมุมในหน่วยของเรเดียนต่อวินาที และ FBW คือ อัตราส่วนของ แบนด์วิคท์ (Fractional Bandwidth)ในการแปลงความถี่ขององค์ประกอบจินตภาพ g ที่ได้จาก วงจรกรองต้นแบบผ่านต่ำสามารถเขียนได้เป็น

$$j\Omega_g \to j\omega \frac{\Omega_c g}{FBW\omega_0} + \frac{1}{j\omega} \frac{\Omega_c \omega_0 g}{FBW}$$
(2-28f)



ภาพที่ 2-7 การแปลงค่าขององก์ประกอบพื้นฐานจากวงจรกรองต้นแบบชนิดผ่านต่ำไปเป็น วงจรกรองความถี่ผ่านแถบ

ดังนั้นค่าองค์ประกอบค่าความเหนี่ยวนำ/ก่าความจุ ในวงจรกรองต้นแบบชนิดผ่านต่ำ สามารถแปลงเป็นวงจรเรโซแนนซ์ *LC* อนุกรม/ขนานในรูปแบบของวงจรกรองความถี่ผ่านแถบ ซึ่งค่าองค์ประกอบของเรโซเนเตอร์ *LC* อนุกรมของวงจรกรองความถี่ผ่านแถบสามารถหาได้จาก

$$\begin{split} L_{s} = & \left(\frac{\Omega_{c}}{FBW\omega_{0}}\right) \gamma_{0}g \\ C_{s} = & \left(\frac{FBW\omega_{0}}{\Omega_{c}}\right) \frac{1}{\gamma_{0}g} \qquad \text{ ถ้าหรับ g ค่าความเหนี่ยวนำ} \end{split} \tag{2-29n}$$

ในทำนองเดียวกัน สามารถแปลงค่าองค์ประกอบค่าความเหนี่ยวนำ/ค่าความจุในวงจรกรอง ต้นแบบชนิดผ่านต่ำให้อยู่ในรูปของเรโซเนเตอร์ LC ขนานของวงจรกรองความถี่ผ่านแถบได้เป็น

2.3.4 การแปลงวงจรกรองแถบหยุด

การแปลงความถี่จากวงจรกรองต้นแบบผ่านต่ำไปเป็นวงจรกรองแถบหยุคสามารถทำได้จาก สมการที่ (2-30 ก)

$$\Omega = \frac{\Omega_c FBW}{(\omega_0 / \omega - \omega / \omega_0)}$$
(2-30f)
$$\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \omega_2}$$
$$FBW = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0}$$
(2-30f)

เมื่อ $\omega_2 - \omega_1$ คือ แบนด์วิดท์ รูปแบบของการแปลงจะตรงข้ามกับการแปลงผ่านแถบ กล่าวคือองค์ประกอบค่าความเหนี่ยวนำ/ก่าความจุ 8 ในวงจรกรองต้นแบบผ่านต่ำจะแปลงเป็น วงจรเรโซแนนซ์ LC ขนาน/อนุกรม องค์ประกอบสำหรับเรโซเนเตอร์แปลงไปเป็นแถบหยุด คือ

$$\begin{split} C_{p} = & \left(\frac{1}{FBW\omega_{0}\Omega_{c}}\right) \frac{1}{\gamma_{0}g} \\ L_{p} = & \left(\frac{\Omega_{c}FBW}{\omega_{0}}\right) \gamma_{0}g \quad \text{ ถ้าหรับ g ค่าความเหนี่ยวนำ} \end{split} \tag{2-31n} \\ L_{s} = & \left(\frac{1}{FBW\omega_{0}\Omega_{c}}\right) \frac{\gamma_{0}}{g} \\ C_{s} = & \left(\frac{FBW\Omega_{c}}{\omega_{0}}\right) \frac{g}{\gamma_{0}} \quad \text{ ถ้าหรับ g ค่าความจุ} \tag{2-31v} \end{split}$$

โดยค่าต่างๆ สามารถหาได้จาก

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

$$C_{p} = \left(\frac{1}{\omega_{0}^{2}L_{p}}\right)$$

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

$$L_{s} = \left(\frac{1}{FBW \omega_{0}\Omega_{c}}\right) \frac{\gamma_{0}}{g}$$
(2-32)



ภาพที่ 2-8 การแปลงค่าขององค์ประกอบพื้นฐานจากวงจรกรองต้นแบบผ่านต่ำไปเป็น วงจรกรองแถบหยุด

2.4 คุณลักษณะของวงจรกรองความถี่วิทยุและไมโครเวฟ

ในปัจจุบันงานทางค้านความถิ่วิทยุและ ไมโครเวฟ มีความต้องการวงจรกรองที่มีคุณสมบัติที่ ดีกว่าและแตกต่าง ไปจากวงจรกรองความถิ่แบบเชฟบีเชฟเพิ่มมากขึ้น เพื่อเหมาะสมกับความ ด้องการที่เพิ่มมากขึ้นของระบบความถิ่วิทยุและ ไมโครเวฟ โดยเฉพาะจากระบบสื่อสาร ไร้สาย ดังนั้นการออกแบบวงจรกรองจึงต้องมีวิธีการออกแบบที่สอดคล้องกับเงื่อน ไขที่กำหนด ไว้ใน เบื้องต้น โดยใช้เทคนิคต่างๆ เข้ามาช่วยในการออกแบบเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพของวงจรกรองรวมถึง เป็นการออกแบบ โดยใช้คู่ของการส่งผ่านที่เป็นศูนย์ (Single Pair of Transmission Zeros) การต่อ เรียงกันสี่ตัว (Cascaded Quadruplet ; CQ) การต่อเรียงกันสามตัว (Trisection and Cascaded Trisection) และอื่นๆ อีกโดยในงานวิจัยนี้เลือกใช้การออกแบบ โดยใช้คู่ของการส่งผ่านที่เป็นศูนย์ และ CQ ในการออกแบบและเลือกใช้ฟังก์ชันของเชฟบีเชฟ

2.4.1 การออกแบบวงจรกรองโดยใช้หนึ่งกู่ของการส่งผ่านที่เป็นศูนย์

2.4.1.1 คุณลักษณะวงจรกรองความถี่ วงจรกรองแบบนี้มีคู่ของการส่งผ่านที่เป็นศูนย์ หรือโพลการลดทอน (Attenuation Poles) ที่ความถี่ที่จำกัดอยู่ค่าหนึ่งเพื่อปรับปรุงความชันของ วงจรกรองความถี่ให้ดีขึ้น ซึ่งสามารถใช้ฟังก์ชัน ของเชฟบีเซฟหรือเอลลิปติกก็ได้ ดังนี้

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

$$\varepsilon = \frac{1}{\sqrt{10^{\frac{L_{R}}{10}} - 1}}$$

$$F_{n}(\Omega) = \cosh\left\{(n-2)\cosh^{-1}(\Omega) + \cosh^{-1}\left(\frac{\Omega_{a}\Omega - 1}{\Omega_{a} - \Omega}\right) + \cosh^{-1}\left(\frac{\Omega_{a}\Omega + 1}{\Omega_{a} + \Omega}\right)\right\}$$
(2-33)

เมื่อ Ω คือ ตัวแปรความถี่ ที่ถูกนอร์แมลไลซ์เป็นแถบผ่านความถี่ตัดของวงจรกรอง ต้นแบบผ่านต่ำ ε คือ ค่าคงที่ความพลิ้วโดยมีความสัมพันธ์กับ $L_{R} = 20\log|S_{11}|$ ในหน่วย dB และ n คืออันดับของวงจรกรองความถี่ จะพบว่าในฟังก์ชัน F_{n} จะมี $\Omega = \pm \Omega_{a} (\Omega_{a} > 1)$ คือ ตำแหน่งของความถี่ที่เกิดจากคู่โพลการลดทอนซึ่งถ้า $\Omega_{a} \rightarrow \infty$ ฟังก์ชัน $F_{n} (\Omega)$ ก็จะเป็น ฟังก์ชันเชฟบีเชฟ โดยการแปลงความถี่ให้เป็นวงจรกรองผ่านแถบคือ

$$\Omega = \frac{1}{FBW} \cdot \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)$$
(2-34)

เมื่อ *ω* คือ ตัวแปรความถี่ของวงจรกรองความถี่ผ่านแถบ *ω*₀ คือ ความถี่กลางและ FBW คือ อัตราส่วนของแบนด์วิคท์ซึ่งตำแหน่งของความถี่ที่เกิดจากคู่โพลการลดทอนหา สามารถ หาได้จากสมการที่ (2-35)

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

$$\omega_{a2} = \omega_0 \frac{\Omega_a FBW + \sqrt{\left(\Omega_a FBW\right)^2 + 4}}{2}$$
(2-35)

2.4.1.2 การสังเคราะห์วงจรกรองความถี่ การส่งผ่านที่เป็นศูนย์ของวงจรกรองชนิดนี้เกิด จากการเชื่อมต่อแบบไขว้ของคู่เรโซเนเตอร์ที่ไม่ได้อยู่ประชิดกัน ของวงจรกรองเชฟบีเชฟแบบ มาตรฐาน ได้พัฒนาวิธีการสังเคราะห์โดยการประมาณจากวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านด้นแบบ แสดง ดังภาพที่ 2-9 ที่กล่องสี่เหลี่ยมแทนแอดมิตแตนซ์อุดมคติด้วยแอดมิตแตนซ์คุณลักษณะ (Characteristic Admittance) J การสังเคราะห์การประมาณจะเริ่มต้นจากการหาค่าองค์ประกอบ ของฟังก์ชันเชฟบีเชฟ

$$g_{1} = \frac{2\sin\frac{\pi}{2n}}{\gamma}$$

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

$$\gamma = \sinh\left(\frac{1}{n}\sinh^{-1}\frac{1}{\varepsilon}\right) \tag{2-36}$$

$$S = \left(\sqrt{1 + \varepsilon^2} + \varepsilon\right)^2$$
 (VSWR ผ่านแถบ) $J_m = 1/\sqrt{S}$ $J_{m-1} = 0$

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

$$J_{m-1} = \frac{-J_{m}^{'}}{\left(\Omega_{a}g_{m}\right)^{2} - J_{m}^{'2}}$$
(2-37)

ค่าของ J_{m-1} ในตอนแรกนั้นจะไม่แมตซ์กับวงจรกรองความถี่และต้องยังคงค่าการสูญเสีย ย้อนกลับในช่วงกลางแบนค์ไว้โคยทำการค่อยๆเปลี่ยนค่าของ J_m ซึ่งสามารถเปลี่ยนได้จาก

$$J_{m}^{'} = \frac{J_{m}}{1 + J_{m}J_{m-1}}$$
(2-38)

เมื่อ J_m คือค่าที่ปรับปรุงจากค่า J_m สมการที่ (2-38) และ (2-37) ใช้ในการทำซ้ำโดยใช้ค่า เริ่มต้น J_m และ J_{m-1} จากสมการที่ (2-36)



ภาพที่ 2-9 วงจรกรองต้นแบบผ่านต่ำสำหรับการสังเคราะห์วงจรกรอง

19



ภาพที่ 2-10 โครงสร้างการเชื่อมต่อทั่วๆ ไปของวงจรกรองผ่านแถบ โดยใช้คู่ของการส่งผ่าน ที่เป็นศูนย์

สำหรับพารามิเตอร์ในการออกแบบวงจรกรองความถี่ผ่านแถบ ไม่ว่าจะเป็นสัมประสิทธิ์การ เชื่อมต่อและตัวประกอบคุณภาพภายนอก ที่แสดงดังภาพที่ 2-10 สามารถกำนวณได้จาก

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

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

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

$$M_{m-1,m+2} = \frac{FBW.J_{m-1}}{g_{m-1}}$$
(2-39)

2.5 สายนำสัญญาณที่ใช้โครงสร้างไมโครสตริป

ลักษณะโครงสร้างของสายนำสัญญาณบนโครงสร้างไมโครสตริป สามารถแสดงได้ดังภาพ ที่ 2-11 ประกอบด้วยสตริป (Strip) ซึ่งเป็นส่วนที่เป็นสายนำสัญญาณ มีความกว้างเป็น w และมี ความหนาเป็น t ซึ่งมีลักษณะเป็นแผ่นโลหะที่มีรูปร่างลักษณะแตกต่างกันไปขึ้นอยู่กับการออกแบบ โดยสตริปจะอยู่บนชั้นของแผ่นไมโครสตริปที่มีค่าคงที่ไดอิเล็กตริก (Relative Dielectric Constant) $\varepsilon_{,}$ และมีความหนาเป็น h สำหรับแผ่นโลหะที่อยู่ด้านล่างจะทำหน้าที่เป็นระนาบกราวค์ (Ground Plane) ของวงจร

พลังงานของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจะส่งผ่านแผ่นไมโครสตริปบริเวณที่อยู่ระหว่างสตริปกับ ระนาบกราวด์ โดยลักษณะการกระจายของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กบนสายนำสัญญาณ ใมโครสตริปดังแสดงในภาพที่ 2-12 จะเป็นการแพร่กระจายของคลื่นที่ใกล้เคียงโหมด TEM เพราะ มีสนามในแนวแกนอยู่ด้วยจึงเรียกการกระจายสนามแบบนี้ว่าเป็นแบบ Quasi TEM



ภาพที่ 2-11 โครงสร้างของใมโครสตริป



ภาพที่ 2-12 รูปแบบการแพร่กระจายสนามของสายนำสัญญาณไมโครสตริป

2.5.1 สายนำสัญญาณแบบใมโครสตริปที่มีมุมหักงอ

ความไม่ต่อเนื่องของสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริปที่มีมุมฟหักงอ [5] จากภาพที่ 2-13 (ก) แสดงถึงสายนำสัญญาณไมโครสตริปที่มีมุมหักงอ 90° และในภาพ 2-13 (ข) แสดงถึงสายนำ สัญญาณไมโครสตริปที่มีมุมหักงอ 90° และมีการตัดมุม และส่วนในภาพของ 2-14 จะแสดงวงจร สมมูลของสายนำสัญญาณไมโครสตริปที่มีมุมหักงอ



ภาพที่ 2-13 (ก) สายนำสัญญาณไมโครสตริปที่มีมุมหักงอ 90° (ข) สายนำสัญญาณไมโครสตริปที่มีมุมหักงอ 90° และมีการตัดมุม



ภาพที่ 2-14 วงจรสมมูลของสายนำสัญญาณไมโครสตริปที่มีมุมหักงอ

โดยที่ตัวเก็บประจุ C และตัวเหนี่ยวนำ L หาได้จากสมการสายนำสัญญาณไมโครสตริปที่มี มุมหักงอ 90°

$$C = 0.001h \left[\left(10.35\varepsilon_r + 2.5\right) \left(\frac{w}{h}\right)^2 + \left(2.6\varepsilon_r + 5.64\right) \left(\frac{w}{h}\right) \right]$$
(pF) (2-40)

$$L = 0.22h \left\{ 1 - 1.35 \exp\left[-0.18 \left(\frac{w}{h} \right)^{1.39} \right] \right\}$$
 (*nH*) (2-41)

สายนำสัญญาณไมโครสตริปที่มีมุมหักงอ 90° และมีการตัดมุม

$$C = 0.001h \left[\left(3.93\varepsilon_r + 0.62 \right) \left(\frac{w}{h} \right)^2 + \left(7.6\varepsilon_r + 3.8 \right) \left(\frac{w}{h} \right) \right] \qquad (pF) \quad (2-42)$$

$$L = 0.44h \left\{ 1 - 1.062 \exp\left[-0.177 \left(\frac{w}{h}\right)^{0.947} \right] \right\}$$
 (*nH*) (2-43)

2.6 เรโซเนเตอร์แบบอิมพีแดนซ์ขั้น

เรโซเนเตอร์แบบอิมพีแคนซ์ขั้น คือ เรโซเนเตอร์ที่มีค่าอิมพีแคนซ์คุณลักษณะไม่เท่ากันทั้ง เรโซเนเตอร์ โดยก่าอิมพีแคนซ์คุณลักษณะจะมีค่าต่ำเมื่อความกว้างของสายนำสัญญาณมีขนาดใหญ่ และมีค่าอิมพีแคนซ์คุณลักษณะที่สูงเมื่อความกว้างของสายนำสัญญาณมีขนาดเล็กลงตาม คุณสมบัติของสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริป ดังภาพที่ 2-15 พิจารณาลักษณะโครงสร้างที่แสดง ในภาพที่ 2-15 เรโซเนเตอร์แบบอิมพีแดนซ์ขั้นจะมีลักษณะโครงสร้างที่สมมาตรและมี ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะที่มีค่าแตกต่างกันสองค่า คือ Z_1 และ Z_2 หรือค่าแอดมิตแตนซ์ คุณลักษณะ (Admittance Characteristic) Y_1 และ Y_2 มีค่าความยาวทางไฟฟ้า θ_1 , θ_2 และ $\theta_T = 2(\theta_1 + \theta_2)$



ภาพที่ 2-15 โครงสร้างของเรโซเนเตอร์แบบอิมพีแคนซ์ขั้น

2.6.1 เงื่อนใขการเรโซแนนซ์หลักมูล

จากภาพที่ 2-15 สามารถแบ่งค่าของ *ABCD* เมตริกซ์ของสายนำสัญญาณออกเป็น 4 ส่วนจาก ด้านซ้ายไปด้านขวาตามลำดับดังนี้

$$\begin{bmatrix} A_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_2 & jZ_2 \sin \theta_2 \\ j \frac{\sin \theta_2}{Z_2} & \cos \theta_2 \end{bmatrix}; \begin{bmatrix} A_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_1 & jZ_2 \sin \theta_1 \\ j \frac{\sin \theta_1}{Z_1} & \cos \theta_1 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} A_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_1 & jZ_2 \sin \theta_1 \\ j \frac{\sin \theta_1}{Z_1} & \cos \theta_1 \end{bmatrix}; \begin{bmatrix} A_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_2 & jZ_2 \sin \theta_2 \\ j \frac{\sin \theta_2}{Z_2} & \cos \theta_2 \end{bmatrix}$$
(2-44)

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

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

$$\begin{aligned} A_{12} &= ja_0 Z_1 \Big[\Big(1 - K \tan \theta_1 \tan \theta_2 \Big) \Big(\tan \theta_1 + K \tan \theta_2 \Big) + \Big(\tan \theta_1 + K \tan \theta_2 \Big) \Big(1 - K \tan \theta_1 \tan \theta_2 \Big) \Big] \\ A_{21} &= j \frac{a_0}{Z_1} \Big[\Big(\tan \theta_1 + \frac{\tan \theta_2}{K} \Big) \Big(1 - \frac{\tan \theta_1 \tan \theta_2}{K} \Big) + \Big(1 - \frac{\tan \theta_1 \tan \theta_2}{K} \Big) \Big(\tan \theta_1 + \frac{\tan \theta_2}{K} \Big) \Big] \\ A_{22} &= -a_0 \Big[\Big(\tan \theta_1 + \frac{\tan \theta_2}{K} \Big) \Big(\tan \theta_1 + K \tan \theta_2 \Big) + \Big(1 - \frac{\tan \theta_1 \tan \theta_2}{K} \Big) \Big(1 - K \tan \theta_1 \tan \theta_2 \Big) \Big] \\ \lim_{k \to 0} a_0 &= 1/\cos^2 \theta_1 \cos^2 \theta_2 \end{aligned}$$

และค่าอินพุตแอคมิตแตนซ์ (Input Admittance) ของสายนำสัญญาณหาได้จาก

$$Y_{i} = \frac{1}{Z_{11}} = \frac{A_{21}}{A_{11}} = jY_{2} \frac{2(K \tan \theta_{1} + \tan \theta_{2})(K - \tan \theta_{1} \tan \theta_{2})}{K(1 - \tan^{2} \theta_{1})(1 - \tan^{2} \theta_{2}) - 2(1 + K^{2}) \tan \theta_{1} \tan \theta_{2}}$$
(2-45)

เงื่อนไขการเร โซแนนซ์สามารถกำหนดได้จาก

$$Y_i = 0 \tag{2-46}$$

จากสมการที่ (2-45) และ (2-46) ดังนั้นเงื่อนไขการเรโซแนนซ์หลักมูลกำหนดได้จาก

$$K = \tan \theta_1 \tan \theta_2 \tag{2-47}$$

ความสัมพันธ์ระหว่าง $heta_r$ และ $heta_1$ สามารถพิสูจน์ใด้จากสมการที่ (2-47) คือ

$$\tan\frac{\theta_T}{2} = \frac{1}{1-K} \left(\frac{K}{\tan\theta_1} + \tan\theta_1\right) \qquad (i \vec{\mathfrak{U}} \circ K \neq 1)$$
(2-48)

$$\theta_T = \pi$$
 (เมื่อ $K = 1$) (2-49)

เมื่อ K = 1 จะสอดกล้องกับเงื่อนไขของเรโซเนเตอร์ที่มีก่าอิมพีแดนซ์สม่ำเสมอตามสาย ขนาด กวามยาวของเรโซเนเตอร์ $heta_{T}$ จะมีก่าต่ำสุดเมื่อ 0 < K < 1 และมีก่าสูงสุดเมื่อ K > 1 เงื่อนไขนี้ สามารถกำหนดได้จากการหาอนุพันธ์ของสมการที่ (2-48) โดย $heta_{1}$ ได้

25

$$\frac{1}{1-K} (\tan^2 \theta_1 - K) \sin^2 \theta_1 = 0$$
 (2-50)

ดังนั้น

$$\theta_1 = \tan^{-1}\left(\sqrt{K}\right) = \theta_2 \tag{2-51}$$

จากสมการข้างบนเป็นเงื่อนไขที่ทำให้ค่า θ_T มีค่าสูงสุดหรือต่ำสุดขึ้นอยู่กับค่า K สำหรับ การนำไปใช้งานจะกำหนดให้ค่า $\theta_1 = \theta_2$ เพื่อให้สมการที่ใช้ในการออกแบบสามารถทำให้ง่ายต่อ การนำไปคำนวณดังนั้นจึงอธิบายได้ว่าเรโซเนเตอร์แบบอิมพีแดนซ์ขั้นจะกำหนดให้ ค่า $\theta_1 = \theta_2 = \theta$ และจากสมการที่ (2-45) สามารถนำมาเขียนใหม่ได้

$$Y_{i} = jY_{2} \frac{2(1+K)(K-\tan^{2}\theta)\tan\theta}{K-2(1+K+K^{2})\tan^{2}\theta+K\tan^{4}\theta}$$
(2-52)

เงื่อนไขการเรโซแนนซ์หลักมูลจะสอดกล้องกับกวามยาว*O_f* ซึ่งเป็นก่ากวามยาวที่เกิดจาก เงื่อนไขการเรโซแนนซ์หลักมูลใช้เป็นก่าเปรียบเทียบกับก่ากวามยาวที่เกิดจากเงื่อนไขการ เรโซแนนซ์กวามถื่อันดับสอง (ฮาร์โมนิก) กือ

$$\tan^2 \theta_f = K$$
$$\theta_f = \tan^{-1} \sqrt{K} \tag{2-53}$$

2.6.2 ความถี่เร โซแนนซ์อันคับสอง (ฮาร์ โมนิค)

ค่าความถี่เรโซแนนซ์อันดับสอง(ฮาร์โมนิค) $f_m(n = 1, 2, 3, \cdots)$ เป็นค่าความถี่ที่มีลักษณะ คล้ายกับค่าความถี่เรโซแนนซ์หลักมูล f_f ซึ่งเป็นค่าความถี่ที่เกิดขึ้นค่าแรกเพียงแต่เกิดขึ้นที่ ค่าความถี่ที่สูงกว่าและสอดคล้องกับ θ ประกอบด้วย $\theta_m(n = 1, 2, 3, \cdots)$ สามารถหาได้จาก สมการที่ (2-52) และ (2-46) ได้

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

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

$$\tan \theta_{s3} = 0$$
(2-54)

หรือ
ดังนั้น

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

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

$$\frac{f_{s3}}{f_0} = \frac{\theta_{s3}}{\theta_0} = 2\left(\frac{f_{s1}}{f_0}\right)$$
(2-55)

จากสมการที่ (2-55) ฟังก์ชันของอัตราส่วนอิมพีแคนซ์ K จะสอคคล้อง กับผลการ ตอบสนองความถี่เร โซแนนซ์อันดับสองสามารถควบกุมได้ด้วยค่าอัตราส่วนอิมพีแดนซ์ K และ เป็นลักษณะเฉพาะของเร โซเนเตอร์แบบอิมพีแคนซ์ขั้น

2.7 สัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อ

กล ใกทางกายภาพเป็นรากฐานของการแยกแบบแผนคลื่นเรโซแนนซ์ คือ ผลการเชื่อมต่อ สามารถเพิ่มและลดพลังงานสะสม จึงทำให้เกิดจุดสูงสุดของผลตอบสนองทางด้านความถี่จาก การเรโซแนนซ์ที่สอดคล้องกับการแยกแบบแผนคลื่น เกิดขึ้นเมื่อสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อตรงกัน และมากกว่าค่าวิกฤต คือ 1/Q เมื่อ Q คือ ค่าตัวประกอบคุณภาพ สามารถพิสูจน์ในการจำลอง แบบสนามแม่เหล็กไฟฟ้าแบบเต็มรูปคลื่น ความถี่เรโซแนนซ์ที่แยกเป็นสองความถี่จะสัมพันธ์กับ สัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อ ดังนั้นสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อสามารถหาได้ง่าย ถ้าหาความสัมพันธ์ ระหว่างสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อและการแยกแบบแผนคลื่นเรโซแนนซ์ได้ ความสัมพันธ์สำหรับ โครงสร้างการเชื่อมต่อที่แสดงในภาพที่ 2-16 สามารถหาได้ดังนี้

2.7.1 การเชื่อมต่อสนามไฟฟ้า

รูปแบบวงจรสมมูลองค์ประกอบแบบลัมด์ (Lumed-Element) สำหรับโครงสร้างการเชื่อมต่อ ที่แสดงดังภาพที่ 2-16(ก) ถูกแสดงดังภาพที่ 2-17(ก) เมื่อ L และ C คือ ความเหนี่ยวนำตัวเองและ ความจุตัวเอง ดังนั้น $(LC)^{-1/2}$ เท่ากับความถี่เรโซแนนซ์เชิงมุมของเรโซเนเตอร์ที่ไม่มีการเชื่อมต่อ และ C_m แทนความจุร่วมถ้าโครงสร้างการเชื่อมต่อองค์ประกอบถูกกระจายในรูป วงจรสมมูล องค์ประกอบแบบลัมด์ที่ใช้กับวงจรกรองผ่านแถบแบนด์แคบพื้นฐาน ใกล้ความถิ่ เรโซแนนซ์ หาก มองเข้าไปยังระนาบอ้างอิง $T_1 - T_1^{'}$ และ $T_2 - T_2^{'}$ สามารถเห็นโครงข่ายสองทางเข้าออกซึ่งอธิบาย โดยชุดของสมการข้างล่าง คือ

$$I_1 = j\omega C V_1 - j\omega C_m V_2 \tag{2-55n}$$

$$I_2 = j\omega C V_2 - j\omega C_m V_1 \tag{2-550}$$









ภาพที่ 2-16 โครงสร้างการเชื่อมต่อพื้นฐานของเรโซเนเตอร์วงรอบเปิดสี่เหลี่ยม (ก) โครงสร้าง การเชื่อมต่อสนามไฟฟ้า (ข) โครงสร้างการเชื่อมต่อสนามแม่เหล็ก (ก) โครงสร้าง การเชื่อมต่อผสมแบบเปิดช่องระนาบกราวด์

ในสมการที่ (2-55ก) และ (2-55ง) แทนความจุตัวเอง C เป็นตัวเก็บประจุ มองในวงรอบ เรโซแนนซ์หนึ่งของภาพที่ 2-17 (ก) เมื่อตัวเก็บประจุในวงรอบที่ติดกันถูกลัดวงจร ดังนั้นในเทอมที่ สองของด้านขวามือของสมการที่ (2-55ก) และ (2-55ง) ถูกกระแสเหนี่ยวนำผลจากแรงดันเพิ่มขึ้น ในวงรอบที่ 2 และ 1 ตามลำดับจากสมการที่ (2-55ก) และ (2-55ง) พารามิเตอร์ Y คือ

$$Y_{11} = Y_{22} = j\omega C$$
 (2-56fi)

$$Y_{12} = Y_{21} = -j\omega C_m \tag{2-569}$$



ภาพที่ 2-17 (ก) วงจรสมมูลของการเชื่อมต่อสนามไฟฟ้าของเรโซเนเตอร์วงรอบเปิด (ข) รูปแบบ อีกแบบหนึ่งของวงจรสมมูลซึ่งวงจรผกผันแอดมิตแตนซ์ $J = \omega C_m$ แทนการเชื่อมต่อ

ตามทฤษฎีโครงข่ายรูปแบบอีกอย่างหนึ่งของวงจรสมมูลที่แสดงดังภาพที่ 2-17(ก) ที่แสดง ดังภาพที่ 2-17(ข) รูปแบบนี้ผลจะเหมือนกับพารามิเตอร์สองทางเข้า-ออกของวงจรที่แสดงดังภาพที่ 2-17(ก) แต่จะสะดวกมากกว่าสำหรับการพิจารณาต่อไปนี้ โดยการเชื่อมต่อสนามไฟฟ้าระหว่าง สองวงรอบเรโซแนนซ์ ถูกแทนด้วยวงจรผกผันแอดมิตแตนซ์ (Admittance Inverter) $J = \omega C_m$ ถ้า ระนาบสมมาตร $T_1 - T_1$ ในภาพที่ 2-17 (ข) ถูกแทนด้วยกำแพงสนามไฟฟ้า ผลของวงจรมีความถึ่ เรโซแนนซ์ กือ

$$f_e = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C+C_m)}} \tag{2-57}$$

ความถี่เรโซแนนซ์นี้จะมีค่าต่ำกว่าความถี่เรโซแนนซ์ของหนึ่งเรโซเนเตอร์ที่ไม่มีการเชื่อมต่อ ซึ่งได้ถูกยืนยันโดยการจำลองแบบเต็มคลื่น การอธิบายทางกายภาพผลการเชื่อมต่อนั้นทำให้ ความสามารถของการเก็บประจุของหนึ่งเรโซเนเตอร์สูงขึ้น เมื่อกำแพงไฟฟ้าถูกใส่เข้าไปในระนาบ สมมาตรของโครงสร้างการเชื่อมต่อ ในทำนองเดียวกันเปลี่ยนระนาบสมมาตรในภาพที่ 2-17(ข) ด้วยกำแพงแม่เหล็ก ผลในวงจรหนึ่งเรโซแนนซ์มีความถี่เรโซแนนซ์ คือ

$$f_m = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C - C_m)}} \tag{2-58}$$

ในกรณีนี้ผลการเชื่อมต่อลดความสามารถของการเก็บประจุ ดังนั้นความถี่เรโซแนนซ์จึง เพิ่มขึ้นสมการที่ (2-57) และ (2-58) สามารถใช้หาสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อ k_e

$$k_E = \frac{f_m^2 - f_e^2}{f_m^2 + f_e^2} = \frac{C_m}{C}$$
(2-59)

ซึ่งเหมือนกับนิยามของอัตราส่วนของพลังงานการเชื่อมต่อ กับพลังที่สะสมของเรโซเนเตอร์ หนึ่งเรโซเนเตอร์ที่ไม่มีการเชื่อมต่อ

2.7.2 การเชื่อมต่อสนามแม่เหล็ก

ภาพที่ 2-18(ก) แสดงรูปแบบวงจรองค์ประกอบแบบก้อนสมมูล สำหรับโครงสร้างการ เชื่อมต่อในภาพที่ 2-18(ง) ใกล้ความถี่เรโซแนนซ์ เมื่อ L และ C คือ ความเหนี่ยวนำตัวเองและ ความจุ ตัวเอง และ L_m แทน ความเหนี่ยวนำร่วม ในกรณีนี้สมการการเชื่อมต่ออธิบายในรูปของ โครงข่ายสองทางเข้าออกที่ระนาบอ้างอิง T₁ – T₁ และ T₂ – T₂ คือ

$$V_1 = j\omega L I_1 + j\omega L_m I_2 \tag{2-60n}$$

$$V_2 = j\omega L I_2 + j\omega L_m I_1 \tag{2-600}$$

สมการ (2-60ก) และ (2-60ข) แทนความเหนี่ยวนำตัวเอง L เป็นตัวเหนี่ยวนำ มองใน วงรอบเรโซแนนซ์หนึ่งของภาพที่ 2-16(ก) เมื่อวงรอบที่ติดกันวงจรเปิด ดังนั้นเทอมที่สองของด้าน ขวามือของสมการที่ (2-60ก) และ (2-60ข) ถูกแรงดันเหนี่ยวนำผลจากกระแสเพิ่มขึ้นในวงรอบที่ 2 และ 1 ตามลำดับ จากสมการที่ (2-60ก) และ (2-60ข) สามารถหาพารามิเตอร์ Z คือ

$$Z_{11} = Z_{22} = j\omega L$$
 (2-61fi)

$$Z_{12} = Z_{21} = j\omega L_m \tag{2-610}$$



ภาพที่ 2-18 (ก) วงจรสมมูลของการเชื่อมต่อสนามแม่เหล็กของเรโซเนเตอร์วงรอบเปิด (ข) รูปแบบอีกแบบหนึ่งของวงจรสมมูลซึ่งวงจรผกผันอิมพีแคนซ์ *K* = ωL_m แทนการเชื่อมต่อ

ภาพที่ 2-18(ข) แสดงรูปแบบอีกรูปแบบหนึ่งของวงจรสมมูลมีพารามิเตอร์สองทางเข้าทาง เหมือนกับวงจรที่แสดงดังภาพที่ 2-18(ก) ในทำนองเดียวกัน การเชื่อมต่อสนามแม่เหล็กระหว่าง สองวงรอบเรโซแนนซ์ถูกแทนด้วยวงจรผกผันอิมพีแดนซ์ (Impedance Inverter) $K = \omega L_m$ ถ้า ระนาบสมมาตร $T_1 - T_1'$ ในภาพที่ 2-18(ข) เป็นลักษณะเหมือนกับกำแพงของสนามไฟฟ้า ผลของ วงจรมีความถี่เรโซแนนซ์ คือ

$$f_e = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L-L_m)C}}$$
(2-62)

จะเห็นว่าความถี่เรโซแนนซ์เพิ่มขึ้นสามารถพิสูจน์ได้ด้วยจากการจำลองแบบเต็มคลื่น เพราะ ผลการเชื่อมต่อลดฟลักซ์สะสมในวงจรหนึ่งเรโซเนเตอร์ เมื่อกำแพงสนามไฟฟ้าถูกใส่เข้า ไปในระนาบสมมาตร ถ้าระนาบสมมาตรในภาพที่ 2-18(ข) ถูกแทนด้วยกำแพงสนามแม่เหล็ก (หรือวงจรเปิด) ผลวงจรเรโซแนนซ์เดี่ยวมีความถี่เรโซแนนซ์ คือ

$$f_m = \frac{1}{2\pi\sqrt{\left(L + L_m\right)C}} \tag{2-63}$$

ในกรณีนี้กลายเป็นผลการเชื่อมต่อไปเพิ่มฟลักซ์สะสมคังนั้นความถี่เรโซแนนซ์จึงลคลงใน ทำนองเคียวกัน สมการที่ (2-62) และ (2-63) สามารถใช้หาสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อ $k_{\scriptscriptstyle M}$

$$k_{M} = \frac{f_{e}^{2} - f_{m}^{2}}{f_{e}^{2} + f_{m}^{2}} = \frac{L_{m}}{L}$$
(2-64)

สัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อทางแม่เหล็กที่นิยามโดยสมการที่ (2-64) สอดคล้องกับนิยามของ อัตราส่วนของพลังงานแม่เหล็กการเชื่อมต่อ ต่อพลังงานสะสมของหนึ่งเรโซเนเตอร์ที่ไม่มีการ เชื่อมต่อ จะสังเกตว่าการเชื่อมต่อสนามแม่เหล็กที่นิยามโดยสมการที่ (2-64) และการเชื่อมต่อ สนามไฟฟ้าที่นิยามโดยสมการที่ (2-59) มีเฟสตรงกันข้าม ชนิดของการเชื่อมต่อนี้เป็นสิ่งที่ต้องการ จริงๆสำหรับทำให้เป็นจริงของวงจรเชื่อมต่อไขว้

2.7.3 การเชื่อมต่อผสมแบบเปิดช่องระนาบกราวด์

สำหรับโครงสร้างการเชื่อมต่อที่แสดงดังภาพที่ 2-16(ค) สนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าที่ กระจายบนแขนการเชื่อมต่อของสองเรโซเนเตอร์ที่อยู่เทียบเคียงกัน ดังนั้นไม่ว่าการเชื่อมต่อ สนามไฟฟ้าหรือการเชื่อมต่อสนามแม่เหล็กก็ไม่สามารถละทิ้งได้ ดังนั้นการเชื่อมต่อลักษณะนี้จึง เรียกว่าการเชื่อมต่อผสมแบบเปิดช่องระนาบกราวด์ สำหรับแบบแผนคลื่นหลักมูลของโครงสร้าง การเชื่อมต่อใกล้ความถี่เรโซแนนซ์ การแทนโครงข่ายถูกแสดงดังภาพ ที่2-19(ก) โดยพารามิเตอร์ Y เป็นพารามิเตอร์ของโครงข่ายสองทางเข้าออกมองเข้าไปในด้านซ้ายของระนาบอ้างอิง $T_1 - T_1$ และ ด้านขวาของระนาบอ้างอิง $T_2 - T_2$ ขณะที่พารามิเตอร์ Z เป็น พารามิเตอร์ของโครงข่ายสอง ทางเข้าออกมองเข้าไปในด้านขวาของระนาบอ้างอิง $T_1 - T_1$ และ ด้านซ้ายของระนาบอ้างอิง $T_2 - T_2$ พารามิเตอร์ Y และ Z ถูกกำหนดโดย

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

 $Y_{12} = Y_{21} = j\omega C'$ (2-65)

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

$$Z_{12} = Z_{21} = j\omega L_m$$
(2-66)

เมื่อ *C*, *L*, *L*_m และ *C*_m คือ ความจุตัวเอง ความเหนี่ยวนำตัวเอง ความเหนี่ยวนำร่วม และ ความจุร่วม ของวงจรองค์ประกอบแบบก้อนสมมูลที่เกี่ยวพันกันแสดงดังภาพที่ 2-19(ข) วิธีหนึ่งที่ สามารถพิสูจน์วงจรผกผันอิมพีแดนซ์ *K* = ωL_m และวงจรผกผันแอดมิตแตนซ์ *J* = ωC_m ซึ่งแทน การเชื่อมต่อสนามแม่เหล็กและการเชื่อมต่อสนามไฟฟ้าตามลำดับ โดยใส่กำแพงสนามไฟฟ้าและ กำแพงสนามแม่เหล็กเข้าไปในระนาบสมมาตรของวงจรสมมูลในภาพที่ 2-19(ข) ตามลำดับ จะได้

$$f_{e} = \frac{1}{2\pi \sqrt{\left(L - L_{m}^{'}\right)\left(C - C_{m}^{'}\right)}}$$
(2-67)

$$f_{m} = \frac{1}{2\pi \sqrt{\left(L + \dot{L}_{m}\right)\left(C + \dot{C}_{m}\right)}}$$
(2-68)

การเชื่อมต่อสนามไฟฟ้าและแม่เหล็กมีผลต่อการเลื่อนความถี่เรโซแนนซ์ หรืออาจกล่าวอีก นัยหนึ่งว่า หากลดหรือส่งเสริมความจุ/ฟลักซ์สะสมของวงจรหนึ่งเรโซแนนซ์ที่เวลาเดียวกันเมื่อ กำแพงสนามไฟฟ้าหรือกำแพงสนามแม่เหล็กถูกใส่เข้าไป

จากสมการที่ (2-67) และ (2-68) สัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อผสม $k_{\scriptscriptstyle B}$ สามารถหาได้จาก

$$k_{B} = \frac{f_{e}^{2} - f_{m}^{2}}{f_{e}^{2} + f_{m}^{2}} = \frac{C\dot{L_{m}} + L\dot{C_{m}}}{LC + \dot{L_{m}}C_{m}}$$
(2-69)

กำหนดให้ $L_m C_m \langle \langle LC
ightarrow$ ดังนั้นสมการที่ (2-69) จะได้เป็น

$$k_{B} = \frac{L_{m}}{L} + \frac{C_{m}}{C} = k_{M} + k_{E}$$
(2-70)

จะเห็นว่าการเชื่อมต่อผสมเป็นผลมาจากการทับซ้อนของการเชื่อมต่อทางสนามไฟฟ้าและ ทางสนามแม่เหล็กซึ่งมีเฟสตรงกัน





ภาพที่ 2-19 (ก) โครงข่ายที่แสดงการเชื่อมต่อผสมของเรโซเนเตอร์วงรอบเปิด (ข) วงจรสมมูล ร่วมของวงจรผกผันอิมพีแดนซ์ $K = \omega L_m'$ และวงจรผกผันแอคมิตแตนซ์ $J = \omega C_m'$ ที่แทนการเชื่อมต่อสนามแม่เหล็กและการเชื่อมต่อสนามไฟฟ้าตามลำคับ

2.8 เทคนิคโครงสร้างเจาะกราวด่

การออกแบบวงจรกรองผ่านแถบแบบสองความถี่ที่ใช้โครงสร้างไมโครสตริปสองชั้นและ เรโซเนเตอร์อิมพีแคนซ์แบบขั้นโดยการใช้เทคนิคโครงสร้างเจาะกราวค์ เนื่องจากวงจรกรองผ่าน แถบส่วนใหญ่จะมีค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกของความถี่ฮาร์โมนิคอื่น ซึ่งปัจจุบันมี เทคนิคต่างๆ มากมายที่จะกำจัดค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกของความถี่ฮาร์โมนิคอื่น โดย การใช้เทคนิคโครงสร้างเจาะกราวค์ การใช้เทคนิคโครงสร้างเจาะกราวค์ด้านล่างทำให้เกิดผลตอบสนองของวงจรแถบหยุด โดย เทคนิคนี้มีด้วยกันหลายรูปแบบ อาทิเช่น แบบสี่เหลี่ยม [6], แบบดัมเบลล์ [7,8,9], แบบวงแหวน [10], แบบตัวเอช [11], แบบตัวแอล [12], และแบบตัวยู [13] เป็นต้น แสดงดังภาพที่ 2-20



ภาพที่ 2-20 รูปแบบของการใช้เทคนิคโครงสร้างเจาะกราวค์ค้านล่าง (ก) แบบสี่เหลี่ยม, (ข) แบบคัมเบลล์, (ค) แบบวงแหวน, (ง) แบบตัวเอช,(จ) แบบตัวแอล และ (ฉ) แบบตัวยู

การใช้เทคนิคโครงสร้างเจาะกราวค์ด้านถ่างแบบรูปตัวยูสามารถเขียนเป็นวงจรสมมูลได้ดัง ภาพที่ 2-21 และผลที่ได้แสดงดังภาพที่ 2-22 ตามลำดับ สามารถกำนวณหาค่าพารามิเตอร์ภายใน วงจรสมมูลดังกล่าวได้จากสมการต่อไปนี้

$$C_{p} = \frac{5f_{c}}{\pi (f_{p}^{2} - f_{c}^{2})}$$
(2-71fi)

$$L_{p} = \frac{250}{C_{p} (\pi f_{p})^{2}}$$
(2-710)

เมื่อ C_p คือ ค่าคาปาซิแตนซ์ภายในวงจร, L_p คือ ค่าอินดักแตนซ์ภายในวงจร, f_p คือ ค่าโพลของ ความถี่ และ f_c คือ ค่าความถี่ตัด โดยค่าความถี่ตัดหาได้จากการจำลองการทำงานของการใช้เทคนิค โครงสร้างเจาะกราวด์ด้านล่างแบบรูปตัวยู จะทำให้เกิดเส้นค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (S₂₁) ตัดกับเส้นค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S₁₁) ที่ค่าการสูญเสียของช่วงความถี่แถบผ่าน ไม่เกิน -3 dB จากนั้นนำค่าที่ได้ไปคำนวณในสมการข้างต้น



ภาพที่ 2-21 วงจรสมมูลของการใช้เทกนิกโกรงสร้างเจาะกราวค์ค้านล่าง



ภาพที่ 2-22 จุดตัดของก่าโพลของกวามถี่และก่ากวามถี่ตัด



ภาพที่ 2-23 โครงสร้าง 3 มิติของการใช้เทคนิกการเจาะกราวค์ด้านล่างแบบรูปตัวยู

บทที่ 3 การออกแบบวงจรกรองผ่านแถบแบบสองความถี่ที่ใช้โครงสร้างไมโครสตริป สองชั้นและเรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบขั้น

การออกแบบวงจรกรองผ่านแถบในงานวิจัยนี้ เป็นการออกแบบวงจรกรองผ่านแถบแบบ สองความถี่ที่ใช้โครงสร้างไมโครสตริปสองชั้นและเรโซเนเตอร์อิมพีแคนซ์แบบขั้น ใช้งานใน ระบบการสื่อสารไร้สาย ตามมาตรฐานของ IEEE 802.11 และ 802.11a โดยมีช่วงความถี่ที่สามารถ ใช้งานคือ 2.4 – 2.4835 GHz. และ 5.150 – 5.350 GHz. ตามลำคับโดยมีขั้นตอนการออกแบบคังนี้



ภาพที่ 3-1 ขั้นตอนการออกแบบวงจรกรองความถึ่

3.1 ขั้นตอนการออกแบบวงจรกรองผ่านแถบแบบสองความถี่ที่ใช้โครงสร้างไมโครสตริปสองชั้น และเรโซเนเตอร์อิมพีแคนซ์แบบขั้น

3.1.1 กำหนดค่าพารามิเตอร์ที่ต้องการออกแบบ เพื่อกำหนดคุณลักษณะของวงจรกรองผ่าน แถบที่ต้องการ โดยในการออกแบบนี้มีรายละเอียดต่างๆ ดังนี้

ความถี่กลาง	2442 MHz. แถะ 5250 MHz.
แบนด์วิดธ์ที่ 3-dB	84 MHz. และ 200 MHz.
ค่าการสูญเสียของช่วงความถี่ผ่าน	ไม่เกิน -3 dB
ค่าอิมพีแคนซ์คุณลักษณะ	50 โอห์ม
ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน (S ₁₁)	-25 dB (อย่างน้อย)
ขนาดของการกระเพื่อม	ไม่เกิน 0.014 dB
ชนิดของวงจรผ่านแถบ	เชบีเชฟ
อับดับของวงจรผ่าบแถบ	4

3.1.2 จากพารามิเตอร์ข้อ 3.1.1 นำมาหาค่าองค์ประกอบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านด้นแบบ โดย พารามิเตอร์ที่สำคัญสำหรับวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านต้นแบบ ที่ใช้ในการออกแบบวงจรกรอง ความถี่ผ่านแถบ คือ

3.1.2.1 ตัวประกอบคุณภาพภายนอก เป็นพารามิเตอร์ในการบอกตำแหน่งระยะห่าง ของส่วนป้อนอินพุทและเอาต์พุตของเรโซเนเตอร์ สามารถกำนวณได้ตามสมการที่ (2-36) จาก ก่าพารามิเตอร์ในหัวข้อ 3.1.1 จะได้ก่าตัวประกอบกุณภาพภายนอกทั้งอินพุทและเอาต์พุตดังนี้

$$\varepsilon = 1/\sqrt{10^{-0.1L_R} - 1}$$
$$\gamma = \sinh\left[\frac{1}{n}\sinh^{-1}\frac{1}{\varepsilon}\right]$$

$$FBW = BW / f_0$$

$$g_1 = 1$$
 use $g_1 = \frac{2}{\gamma} \sin\left(\pi/2n\right)$

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

หาก่าแอตมิตแตนซ์ (J_m)

$$S = \left[\sqrt{1 + \varepsilon^2} + \varepsilon\right]^2$$
$$J_2 = 1/\sqrt{S}$$

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

จากค่าพารามิเตอร์ในหัวข้อ 3.1.1 จะได้ค่าองค์ประกอบวงจรกรองต่ำผ่านต้นแบบที่ได้ จากการคำนวณดังตารางที่ 3-1

ตารางที่ 3-1 ค่าองก์ประกอบวงจรกรองต่ำผ่านต้นแบบที่ได้จากการกำนวณ

	FBW	$g_{_{ heta}}$	g_1	g_2	J_{I}	J_2
ค่าที่ได้จากการคำนวณ	3.44 %	1	0.7553	1.2219	-0.3241	0.9452

3.1.2.2 สัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อเป็นพารามิเตอร์ที่กำหนดระยะห่างระหว่างเรโซเนเตอร์ แต่ละตัว สามารถคำนวณได้ตามสมการที่ (2-39) จากค่าพารามิเตอร์ในหัวข้อ 3.1.1 จะได้ค่า สัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อของแต่ละเรโซเนเตอร์ 4 ค่า เพราะมีเรโซเนเตอร์อยู่ 4 ตัวแต่เนื่องจากการ เชื่อมต่อระหว่างเรโซเนเตอร์ 1 กับ 2 และ เรโซเนเตอร์ 3 กับ 4 มีการกำหนดรูปแบบการเชื่อมต่อ เหมือนกันจึงมีค่าเท่ากันดังตารางที่ 3-2

วงจรสมมูลความสัมพันธ์ของวงจรกรองต่ำผ่านต้นแบบ โดยใช้วงจรผกผันเจและ โครงสร้าง การเชื่อมต่อ แสดงดังภาพที่ 3-2 ภาพที่ 3-3 และภาพที่ 3-4 ตามลำดับ



ภาพที่ 3-2 วงจรสมมูลของวงจรกรองผ่านแถบโดยวิธีการเชื่อมต่อแบบใขว้ 4 โพล



ภาพที่ 3-3 ความสัมพันธ์ของวงจรกรองต่ำผ่านต้นแบบโดยใช้วงจรผกผันเจ



ภาพที่ 3-4 โครงสร้างการเชื่อมต่อ

ตารางที่ 3-2 ค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อของแต่ละเรโซเนเตอร์จากการคำนวณ

	$\mathbf{Q}_{\mathrm{ei}} = \mathbf{Q}_{\mathrm{eo}}$	$K_{12} = K_{34}$	K ₂₃	K ₁₄
ค่าที่ได้จากการคำนวณ	21.96	0.0355	0.0266	-0.015

3.1.3 การออกแบบเรโซเนเตอร์ โดยนำค่าต่าง ๆ ที่ได้จากการคำนวณไว้ข้างต้นนำไปจำลอง และสร้างวงจร ทั้งนี้เรโซเนเตอร์ที่ออกแบบเป็นแบบความยาวครึ่งคลื่น (Halfwave Length) กล่าวคือ ความยาวของเรโซเนเตอร์เดี่ยวจะมีความยาวเป็นครึ่งเท่าของความยาวคลื่นของความถึ่ ตอบสนอง หรือ A_g/2 โดยมีการพัฒนาให้มีขนาดเล็กลง จากภาพที่ 3-5 (ก) แสดงเรโซเนเตอร์แบบ เส้นตรง (ข) แสดงเรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบขั้นที่พับแบบตัดมุม เพื่อทำการลดขนาดและ ปรับปรุงผลตอบสนองความถึ่

3.1.3.1 เลือกแผ่นวงจรไมโครสตริปให้เหมาะสม เนื่องจากค่าของไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์มี ผลต่อขนาดของวงจร หากทำการเลือกใช้ค่าของไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ที่มีค่าสูงก็จะทำให้ขนาดของ วงจรกรองผ่านแถบมีขนาดที่เล็กลง ในส่วนงานวิจัยนี้ได้เลือกใช้แผ่นไมโครสตริป รุ่น GML 1000 ที่มีค่าคงที่ของไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ คือ 3.2 และความหนาของแผ่นรองมีความหนาเท่ากับ 0.762 มิลลิเมตร และค่าของแทนเจนต์ของการสูญเสียเท่ากับ 0.004



ภาพที่ 3-5 โครงสร้างของเรโซเนเตอร์ (ก) เรโซเนเตอร์แบบเส้นตรง และ (ข) เรโซเนเตอร์อิมพีแคนซ์แบบขั้นที่พับแบบตัคมุม

3.1.3.2 คำนวณหาค่าอิมพีแคนซ์ Z₁ และ Z₂ เนื่องจากความต่างของอิมแคนซ์ทั้งสองจะมี ผลทำให้กวามถี่เร โซแนนซ์อันคับสอง (Harmonic Resonance Frequency, 2f_o) เลื่อนตำแหน่ง

$$R = \frac{Z_2}{Z_1}$$
(3-1 fi)

$$f_2 = \frac{\pi}{2\tan^{-1}\sqrt{R}} \cdot f_0 \tag{3-1.1}$$

จากสมการที่ (3-1 ก) เป็นการหาค่าอิมพีแดนซ์ Z₁ และ Z₂ ที่ทำให้สมการที่ (3-1 ข) เกิด ความถี่ที่สองขึ้น โดยค่าอิมพีแดนซ์ Z₁เท่ากับ 85.2โอห์ม และค่าอิมพีแดนซ์ Z₂เท่ากับ 68.4โอห์ม



ภาพที่ 3-6 เรโซเนเตอร์ที่ใช้ในการออกแบบ

การหาความยาวที่ตอบสนองตรงกับความถี่ที่ออกแบบไว้ในตอนต้นนั้นเพื่อความถูกต้อง มากที่สุดงานวิจัยนี้ได้ใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์ IE3D [14] ช่วยในการจำลองหาผลตอบสนอง ทางด้านความถี่ จะได้ขนาดของเรโซเนเตอร์ที่ใช้ในการออกแบบและสร้างแสดงดังภาพที่ 3-7

โดย $W_1 = 0.7$ มิลลิเมตร, $W_2 = 2.22$ มิลลิเมตร, $L_1 = 4.4225$ มิลลิเมตร, $L_2 = 9.25$ มิลลิเมตร $L_3 = 1.295$ มิลลิเมตร และ $L_4 = 4.88$ มิลลิเมตร ตามลำดับ



ภาพที่ 3-7 ขนาดของเรโซเนเตอร์ที่ใช้ในการออกแบบ

ภาพที่ 3-8 แสดงการจัดรูปแบบการวางพอร์ตเพื่อใช้ในการกระตุ้นหาผลตอบสนองทางด้าน ความถี่ของเรโซเนเตอร์ และภาพที่ 3-9 แสดงผลตอบสนองจากผลการจำลองด้วยโปรแกรม IE3D



ภาพที่ 3-8 การจัควางรูปแบบการวางพอร์ตเพื่อกระตุ้นหาผลตอบสนองทางค้านความถี่ของ เรโซเนเตอร์



ภาพที่ 3-9 ผลตอบสนองจากการกระตุ้นเรโซเนเตอร์จากการจำลองด้วยโปรแกรม IE3D

กำหนดตำแหน่งการวางพอร์ตอินพุตและเอาท์พุตไว้ดังภาพที่ 3-10 เมื่อได้เรโซเนเตอร์ที่ ตอบสนองตามความถี่ที่ออกแบบไว้ ขั้นตอนต่อมาคือการนำเรโซเนเตอร์ที่ได้มาทำการจัครูปแบบ การวางของเรโซเนเตอร์เพื่อที่จะหาระขะห่างระหว่างตัวของเรโซเนเตอร์ในแต่ละตัว ในงานวิจัยชิ้น นี้ได้เลือกหลักการของการวางแบบไขว้บนวงจรกรองผ่านแถบแบบระนาบเดียวมาทำการประยุกต์ ให้อยู่ในสองระนาบแสดง ดังภาพที่ 3-10 ซึ่งสิ่งที่ต้องการหาคือระขะห่างระหว่างเรโซเนเตอร์และ ความกว้างของช่องระนาบกราวด์ ทั้งนี้ระขะห่างและความกว้างของช่องระนาบกราวด์ในที่นี้ก็คือ d₁₄ กับ d₂₃ และ dx กับ dy ตามลำดับ โดยค่าของ dx คือก่าความกว้างของช่องระนาบกราวด์ด้าน แกน x และ dy คือก่าความกว้างของช่องระนาบกราวด์ด้าน แกน x และ dy คือก่าความกว้างของช่องระนาบกราวด์ด้านแกน y ซึ่งระขะห่างที่ต้องการจะมี ความสัมพันธ์กับค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อระหว่างเรโซเนเตอร์แต่ละคู่กล่าวคือ K₁₄ จะมี ความสัมพันธ์กับ d₁₄กับ K₂₃ มีความสัมพันธ์กับ d₂₃ และ K₁₂ กับ K₃₄ จะมีความสัมพันธ์กับช่อง ระนาบกราวด์ dx กับ dy จากภาพที่ 3-11 แสดงการจัดวางตำแหน่งของพอร์ตและระขะห่าง ระหว่างเรโซเนแตอร์เพื่อทำการกระดุ้นหาก่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อโดยใช้โปรแกรม IE3D โดย ผลตอบสนองทางความถิ่จากการกระคุ้นแสดงดังภาพที่ 3-11



ภาพที่ 3-10 การจัดวางตัวเรโซเนเตอร์แบบการเชื่อมต่อไขว้บนแผ่นไมโครสตริปสองชั้น



ภาพที่ 3-11 การจัดวางเรโซเนเตอร์เพื่อกระตุ้นหาค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อ (ก) การเชื่อมทางไฟฟ้า (Electric Coupling), (ข) การเชื่อมต่อสนามแม่เหล็ก (Magnetic Coupling) และ (ก) การเชื่อมต่อแบบผสม (Mix Coupling) จากภาพที่ 3-11 เมื่อเปลี่ยนระยะห่าง d ไปก็จะได้ค่า f_{p1} และ f_{p2} เปลี่ยนไปซึ่งจากค่า f_{p1} และ f_{p2} สามารถนำมาคำนวณหาค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อระหว่างเรโซเนเตอร์แต่ละตัว สามารถหาได้จากสมการที่ (3-2)

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

เมื่อ f_{p1} และ f_{p2} คือ ความถี่ที่เกิดเรโซแนนซ์ต่ำและสูงของการเกิดจากการเชื่อมต่อ ระหว่างเรโซเนเตอร์ตามลำดับ ค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อระหว่างเรโซเนเตอร์จะมีทั้งหมดอยู่ 3 ค่า คือ ระยะห่างระหว่างเรโซเนเตอร์ 1 กับ 4, ระยะห่างระหว่างเรโซเนเตอร์ 2 กับ 3 และสุดท้ายคือ ระยะห่างระหว่างเรโซเนเตอร์ 1 กับ 2 ซึ่งจะเท่ากับระยะห่างระหว่างเรโซเนเตอร์ 3 กับ 4 โดยจะ ขึ้นอยู่กับค่าขนาดของช่อง (dx,dy) ทั้งนี้ค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อระหว่างเรโซเนเตอร์ 3 กับ 4 โดยจะ จำกโปรแกรม IE3D โดยผลตอบสนองทางความถึ่ของระยะห่างระหว่างเรโซเนเตอร์แสดงดังภาพที่ 3-12 โดยค่าที่อ่านได้นำจากโปรแกรม IE3D มาแทนสมการที่ (3-2) ค่าที่อ่านได้แต่ละครั้งและแต่ละ คู่ของเรโซเนเตอร์ได้นำมาพลีอตกราฟดังแสดงในภาพที่ 3-13 ถึง 3-15 จากกราฟจะพบว่าเมื่อ ระยะห่างระหว่างเรโซเนเตอร์เพิ่มขึ้นค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อจะมีก่าลดลงตามลำดับ



ภาพที่ 3-12 ผลตอบสนองทางด้านความถึ่งากการจำลองหาค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อ

จากการหาค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อระหว่างเรโซเนเตอร์โดยใช้โปรแกรม IE3D จาก ระยะห่างระหว่างเรโซเนเตอร์แต่ละกู่นำมาพล็อตกราฟจะได้ระยะที่เหมาะสมดังตารางที่ 3-3

 d₁₄
 d₂₃
 dx
 dy

 ระยะห่างที่เหมาะสม (mm.)
 0.5
 0.85
 4.52
 3.2695

ตารางที่ 3-3 ค่าระยะห่างระหว่างเรโซเนเตอร์ของวงจร



ภาพที่ 3-13 ค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อสนามไฟฟ้าเทียบกับระยะห่างระหว่างเรโซเนเตอร์



ภาพที่ 3-14 ค่าระยะห่างของ dx ที่มีผลต่อค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อผสม แบบเปิดช่องระนาบกราวค์เทียบกับระยะห่างระหว่างเรโซเนเตอร์



ภาพที่ 3-15 ค่าแบนด์วิชเทียบกับระยะห่างระหว่างเรโซเนเตอร์

จากภาพที่ 3-13 และ ภาพที่ 3-14 เมื่อเปลี่ยนระยะห่างระหว่างเรโซเนเตอร์ไปถึงตำแหน่งๆ หนึ่งจะทำให้เกิดจุดตัดจุดหนึ่ง ซึ่งจุดตัดนั้นแสดงก่าระยะห่างระหว่างเรโซเนเตอร์ของวงจร ส่วน ภาพที่ 3-15 เป็นการควบคุมแบนด์วิดท์ของย่านกวามถี่ 5 GHz ดังนั้นจึงเลือกระยะห่างระหว่าง เรโซเนเตอร์ที่ตัดกับแบนด์วิดท์ดังกล่าว

3.1.4 จำลองการสร้างและการทำงานของวงจรกรองผ่านแถบ

เมื่อได้ตำแหน่งการวางพอร์ตอินพุตและเอาต์พุตรวมทั้งระยะห่างระหว่างเรโซเนเตอร์แต่ละ ตัวแล้ว จากนั้นก็ทำการจำลองการสร้างและการทำงานของวงจรกรองผ่านแถบตามค่าที่ได้ ออกแบบไว้ โดยระยะห่างระหว่างเรโซเนเตอร์หลังจากทำการปรับค่าตำแหน่งการวางแล้วทำการ นำค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อที่ได้มาเปรียบเทียบกับการคำนวนหากมีค่าที่ใกล้เคียงกันก็จะได้ ระยะห่างของการวางเรโซเนเตอร์โดยในการจำลองนี้ได้ค่าระยะห่างระหว่างเรโซเนเตอร์ของวงจร ดังตารางที่ 3-3

3.1.5 การสร้างชิ้นงานจริง

เมื่อได้ขนาดโครงสร้างทั้งหมดแล้ว จากนั้นสร้างชิ้นงานจริง แล้วนำมาทำการประกอบ แผ่นวงจรทั้งสองแผ่นเข้าด้วยกันให้เป็นลักษณะของแผ่นวงจรที่ทำการวางซ้อนกันอยู่และทำการ ประกอบเข้ากับตัวพอร์ตเพื่อที่จะสามารถต่อเข้ากับเครื่องวิเคราะห์ข่ายงานไฟฟ้าและทำการวัดการ ทดลองโดยชิ้นงานจริงที่ทำการสร้างเสร็จแสดงคังภาพที่ 3-16





(ก)

(ป)

ภาพที่ 3-16 ชิ้นงานจริงของวงจรกรองผ่านแถบแบบสองความถี่ (ก) เรโซเนเตอร์ชั้นบน และ (ข) เรโซเนเตอร์ชั้นล่าง 3.2 ขั้นตอนการออกแบบวงจรกรองผ่านแถบแบบสองความถี่ที่ใช้โครงสร้างไมโครสตริปสองชั้น และเรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบขั้นโดยการใช้เทคนิคโครงสร้างเจาะกราวด์

ในส่วนที่สองเป็นการออกแบบวงจรกรองผ่านแถบแบบสองความถี่ที่ใช้โครงสร้าง ใมโครสตริปสองชั้นและเรโซเนเตอร์อิมพีแคนซ์แบบขั้นโดยการใช้เทคนิคโครงสร้างเจาะกราวค์ เนื่องจากวงจร กรองผ่านแถบแบบแรกมีค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกของความถี่ ฮาร์โมนิคอื่น ซึ่งปัจจุบันมีเทคนิคต่างๆ มากมายที่จะกำจัดค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก ของความถี่ฮาร์โมนิคอื่นโดยการใช้เทคนิคโครงสร้างเจาะกราวค์

เทคนิคโครงสร้างเจาะกราวค์ค้านล่างทำให้เกิดผลตอบสนองของวงจรแถบหยุด ซึ่งจะไม่ ส่งผลทำให้วงจรกรองผ่านแถบที่ออกแบบไว้เปลี่ยนแปลง แสคงคังภาพที่ 3-17



ภาพที่ 3-17 เปรียบเทียบผลการจำลองโครงสร้างแบบต่างๆ ของเทคนิคการเจาะกราวด์

จากภาพที่ 3-17 เมื่อขนาดของช่องกราวด์และลักษณะโครงสร้างต่างๆ ดังที่ได้กล่าวมาข้างต้น พบว่าลักษณะโครงสร้างที่ทำให้วงจรกรองผ่านแถบสามารถลดความถี่ฮาร์โมนิกที่ไม่ต้องการลงได้ ทุกโครงสร้าง แต่ลักษณะโครงสร้างที่ดีที่สุดที่ไม่ส่งผลกระทบต่อวงจรต้นแบบและสามารถลด ความถี่ฮาร์โมนิกได้ต่ำสุด คือโครงสร้างแบบรูปตัวยู (U-Shaped) ดังนั้นในงานวิจัยนี้จึงศึกษา เฉพาะโครงสร้างแบบรูปตัวยูเท่านั้น



ภาพที่ 3-18 ผลตอบสนองทางความถึ่งากการปรับค่าความยาว (L₁)

จากการทำงานของวงจรกรองผ่านแถบข้างต้นพบว่าจะเกิดความถี่ฮาร์ โมนิกที่ไม่ต้องการขึ้น ดังนั้นในขั้นตอนนี้ขอนำเสนอแนวทางที่สามารถลดความถี่ฮาร์ โมนิกอื่นที่ไม่ต้องการ โดยไม่มี ผลกระทบต่อขนาดของโครงสร้าง และคุณสมบัติของช่วงความถี่ผ่านแถบข้างต้น โดยใช้เทคนิก การเจาะกราวด์ซึ่งทำให้ผลลัพธ์ที่มีคุณสมบัติเสมือนการทำงานของวงจรแถบหยุด โดยการควบคุม ช่วงแถบผ่านที่กวามถี่สูงกว่าความถิ่มูลฐานได้ โครงสร้างการเจาะกราวด์แสดงดังภาพที่ 3-19



ภาพที่ 3-19 โครงสร้างของการเจาะกราวค์ค้านล่างแบบรูปตัวยู

จากภาพที่ 3-19 แสดงโครงสร้างของการเจาะกราวค์ โดยการปรับขนาดพารามิเตอร์ที่ เกี่ยวข้องโดยการใช้โปรแกรม IE3D ช่วยในการปรับหาค่าที่เหมาะสม เพื่อทำให้เกิดผลตอบสนอง ทางความถี่ของวงจรกรองผ่านแถบที่ใกล้เคียงกับค่าที่ออกแบบไว้ โดยทำการปรับค่าความกว้าง L_a , L_b และ W_b ให้เหมาะสม ดังภาพที่ 3-19 จะได้ค่า $W_a = 0.7$ mm., $L_a = 3.76$ mm. , $L_b = 3.0$ mm และ $W_b = 0.3 \text{ mm}$. ตามลำดับ ซึ่งเป็นระยะที่เหมาะสมของการเจาะกราวด์

3.2.2 จำลองการสร้างและการทำงานของวงจรกรองผ่านแถบโดยการใช้เทคนิคโครงสร้างเจาะ กราวค์ด้านล่างแบบรูปตัวยู

้เมื่อได้ตำแหน่งการวางพอร์ตอินพุตและเอาต์พุตรวมทั้งระยะห่างของการเจาะกราวด์แล้ว ้งากนั้นก็ทำการจำลองการสร้างและการทำงานของวงจรกรองผ่านแถบตามค่าที่ได้ออกแบบไว้

3.2.3 การสร้างชิ้นงานจริง

เมื่อได้ขนาดโครงสร้างทั้งหมดแล้ว จากนั้นสร้างชิ้นงานจริง แล้วนำมาทำการประกอบ แผ่นวงจรทั้งสองแผ่นเข้าด้วยกันให้เป็นลักษณะของแผ่นวงจรที่ทำการวางซ้อนกันอยู่และทำการ ประกอบเข้ากับตัวพอร์ตเพื่อที่จะสามารถต่อเข้ากับเครื่องวิเคราะห์ข่ายงานไฟฟ้าและทำการวัดการ ทดลองโดยชิ้นงานจริงที่ทำการสร้างเสร็จแสดงดังภาพที่ 3-20



(ก)



(ป)

ภาพที่ 3-20 ชิ้นงานจริงของวงจรกรองผ่านแถบโดยการใช้เทคนิคโครงสร้างเจาะกราวค์ค้านล่าง แบบรูปตัวยู (ก) เรโซเนเตอร์ชั้นบน และ (ง) เรโซเนเตอร์ชั้นล่าง

บทที่ 4

การทดลองและผลการทดลอง

จากบทที่ผ่านมาเป็นส่วนของทฤษฎีและหลักการออกแบบของวงจรกรองผ่านแถบ ส่วนใน บทนี้จะขอนำผลจากการออกแบบทำการจำลองด้วยโปรแกรม IE3D เปรียบเทียบกับผลที่ได้จาก การวัดทดสอบชิ้นงานจริงที่สร้างขึ้นมา

การวัดทคสอบแบ่งออกเป็น 2 ส่วน คือ ส่วนแรกเป็นผลการทคสอบวงจรกรองผ่านแถบแบบ สองความถี่ที่ใช้โครงสร้างไมโครสตริปสองชั้นและเรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบขั้นและส่วนที่สอง เป็นผลการทคสอบวงจรกรองผ่านแถบแบบสองความถี่ที่ใช้โครงสร้างไมโครสตริปสองชั้นและ เรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบขั้นโคยการใช้เทคนิคโครงสร้างเจาะกราวค์ โดยอุปกรณ์ที่ใช้ในการวัด ทคสอบคือเครื่องวิเคราะห์ข่ายงานไฟฟ้ารุ่น HP8719ES (Network Analyzer)

วิธีการวัดทดสอบวงจรกรองผ่านแถบทั้งสองมีวิธีและลักษณะการวัดที่เหมือนกัน โดย พารามิเตอร์ที่ทำการวัดนั้นมีอยู่ 2 พารามิเตอร์ คือ ค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก S₂₁ และ ค่า ความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ S₁₁ โดยวิธีการวัดทดสอบดังแสดงในภาพที่ 4-1 ซึ่งจะให้ค่า ความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับอยู่ในแชลเนลหนึ่งและค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกอยู่ ในแชลเนลสอง ตามลำดับ



ภาพที่ 4-1 การต่ออุปกรณ์เพื่อใช้ในการวัดทดสอบ

4.1 การวัดทดสอบวงจรกรองผ่านแถบแบบสองความถี่ที่ใช้โครงสร้างไมโครสตริปสองชั้นและ เรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบขั้น

ค่าพารามิเตอร์การกระจัดกระจายที่ได้จากการวัดชิ้นงานจริง เปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการ จำลองแบบการทำงานด้วยโปรแกรม IE3D ได้ผลการทดลองดังต่อไปนี้

4.1.1 การเปรียบเทียบความสูญเสียเนื่องจากการข้อนกลับ (S₁₁) ที่ได้จากการวัดชิ้นงานจริง และการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม IE3D ที่ความถี่ 1.5 GHz ถึง 6 GHz แสดงดังภาพที่ 4-2

4.1.2 การเปรียบเทียบความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (S₂₁) ที่ได้จากการวัดชิ้นงานจริง และการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรมIE3D ที่ความถี่ 1.5 GHz ถึง 6 GHz แสดงดังภาพที่ 4-3

4.1.3 การวัดความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (S₂₁) และผลการวัดความสูญเสียเนื่องจาก การข้อนกลับ (S₁₁) ที่ได้จากการวัดทดสอบชิ้นงานจริงด้วยเครื่องวัดข่ายงานไฟฟ้ารุ่น HP8719ES (Network Analyzer) ที่ความถี่ 1.5 GHz ถึง 6 GHz ดังแสดงในภาพที่ 4-4 ส่วนในช่วงความถี่ที่สูง กว่า 6 GHz ขึ้นไปมีความถี่ฮาร์โมนิคอื่นด้วย ดังนั้นจึงได้มีการพัฒนาวงจรกรองผ่านแถบตาม ขั้นตอนที่ 3.2



ภาพที่ 4-2 ผลการเปรียบเทียบความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S₁₁) ที่ได้จากการวัดชิ้นงานจริงและการจำลอง



ภาพที่ 4-4 ผลการวัดความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S₁₁) และความสูญเสียเนื่องจาก การใส่แทรก (S₂₁) ที่ได้จากการวัดทดสอบชิ้นงานจริงด้วยเครื่องวัดข่ายงานไฟฟ้า



4.2.1 การเปรียบเทียบความสูญเสียเนื่องจากการข้อนกลับ (S₁₁) ที่ได้จากการวัดชิ้นงานจริง และการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม IE3D ที่ความถี่ 1 GHz ถึง 13 GHz แสดงดังภาพที่ 4-5
4.2.2 การเปรียบเทียบความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (S₂₁) ที่ได้จากการวัดชิ้นงานจริง และการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม IE3D ที่ความถี่ 1 GHz ถึง 13 GHz แสดงดังภาพที่ 4-6
4.2.3 การเปรียบเทียบผลการวัดความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (S₂₁) ท่ได้จากการวัดชิ้นงานจริง สูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (S₂₁) และผลการวัดความ สูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (S₂₁) และผลการวัดความ สูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (S₂₁) และผลการวัดความ สูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (S₂₁) และผลการวัดความ สูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S₁₁) ระหว่างวงจรกรองผ่านแถบกับวงจรกรองผ่านแถบโดยการใช้ เทคนิคโครงสร้างเจาะกราวด์ที่ความถี่ 1 GHz ถึง 13 GHz ดังแสดงในภาพที่ 4-7



ภาพที่ 4-5 ผลการเปรียบเทียบความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S₁₁) ที่ได้จากการวัดชิ้นงานจริงและการจำลอง



ภาพที่ 4-7 การเปรียบเทียบผลการวัดความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (S₂₁) และผลการวัด ความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S₁₁) ระหว่างวงจรกรองผ่านแถบกับวงจรกรอง ผ่านแถบ โดยการใช้เทคนิค โครงสร้างเจาะกราวด์

บทที่ 5 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

วิทยานิพนธ์นี้ได้ทำการศึกษา ออกแบบ และสร้างวงจรกรองผ่านแถบแบบสองความถี่ที่ใช้ โครงสร้างไมโครสตริปสองชั้นและเรโซเนเตอร์อิมพีแคนซ์แบบขั้นและวงจรกรองผ่านแถบแบบ สองความถี่ที่ใช้โครงสร้างไมโครสตริปสองชั้นและเรโซเนเตอร์อิมพีแคนซ์แบบขั้นโดยการใช้ เทคนิคโครงสร้างเจาะกราวด์ โดยชิ้นงานทั้งสองใช้หลักการออกแบบด้วยวิธีการเดียวกัน สามารถ กำหนดพารามิเตอร์ในการออกแบบได้ตามต้องการในการออกแบบรูปแบบของวงจรกรองผ่านแถบ เป็นแบบเชฟบีเชฟ และในการออกแบบวิเคราะห์จะใช้โปรแกรม IE3D ของบริษัท Zeland ทำการ จำลองการทำงานของวงจรกรองผ่านแถบ

5.1 สรุปผลการวิจัย

ผลการทคสอบชิ้นงานจริงกับการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม IE3D ของวงจรกรองผ่าน แถบแบบสองความถี่ที่ใช้โครงสร้างไมโครสตริปสองชั้นและเรโซเนเตอร์อิมพีแคนซ์แบบขั้น แสดงดังตารางที่ 5-1

	2.4 GHz		5 GHz		
	Measurement	Simulator	Measurement	Simulator	
S ₁₁ (dB)	21.6	24.54	11	23.84	
S ₂₁ (dB)	2.29	1.37	2.97	1.85	
Bandwidth (MHz)	166	155.24	200	200	

ตารางที่ 5-1 เปรียบเทียบผลการทคสอบชิ้นงานจริงกับการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม IE3D

จากตารางที่ 5-1 แสดงผลที่ได้จากการจำลองการทำงานและผลทดสอบชิ้นงานจริงได้ผลที่ สอดกล้องกัน กล่าวคือ ผลจากการทดสอบวงจรกรองผ่านแถบแบบสองความถี่ที่ใช้โครงสร้าง ใมโครสตริปสองชั้นและเรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบขั้น มีก่ากวามสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก 2.29 dB และก่ากวามสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับสูงกว่า 21.6 dB มีแบนด์วิธประมาณ 166 MHz สำหรับคลื่นความถี่ย่าน 2.4 GHz และมีค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก 2.97 dB และค่าความ สูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับสูงกว่า 11 dB มีแบนด์วิธประมาณ 200 MHz สำหรับคลื่นความถี่ย่าน 5 GHz ส่วนผลที่ได้จากการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม IE3D มีค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่ แทรก 1.37 dB และค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับสูงกว่า 24.54 dB มีแบนด์วิธประมาณ 155.24 MHz สำหรับคลื่นความถี่ย่าน 2.4 GHz และมีค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก 1.85 dB และค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับสูงกว่า 23.84 dB มีแบนด์วิธประมาณ 200 MHz สำหรับ คลื่นความถี่ย่าน 5 GHz ส่วนผลจากการทดสอบวงจรกรองผ่านแถบแบบสองความถี่ที่ใช้โครงสร้าง ใมโครสตริปสองชั้นและเรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบขั้นโดยการใช้เทคนิคโครงสร้างเจาะกราวด์ สามารถลดความถี่ยาร์โมนิคอื่นที่ไม่ด้องการและไม่มีผลกระทบต่อขนาดของโครงสร้าง และ คุณสมบัติของช่วงความถี่ผ่านแถบข้างด้น โดยกำจัดค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกของ ความถี่ฮาร์โมนิคอื่นต่ำกว่า -10 dB ไปถึงความถี่ประมาณ 13 GHz.

5.2 ปัญหาและข้อเสนอแนะ

จากผลสรุปของงานวิจัยทั้งสองชิ้นพบว่ามีความสอดคล้องกับผลการจำลองด้วยโปรแกรม IE3D โดยขั้นตอนการจำลองการทำงานของวงจรกรองผ่านแถบแบบไมโครสตริปสองชั้นจะมีการ กำหนดค่าพารามิเตอร์ที่แตกต่างไปจากวงจรกรองผ่านแถบแบบชั้นเดียว โดยปัญหาที่พบในการ จำลองการทำงานของโปรแกรม คือ ในส่วนของโครงสร้างของวงจรกรองผ่านแถบแบบไมโคร สตริปสองชั้นจำเป็นต้องกำหนดชั้นของไดอิเล็กตริก ที่ซ้อนกันขึ้นมาซึ่งจะทำให้การจำลองการ ทำงานมีความซับซ้อนเพิ่มมากยิ่งขึ้น กล่าวคือ อาจทำให้ผลการจำลองการทำงานของวงจรกรอง ผ่านแถบแบบชั้นเดียวมีความแตกต่างกับวงจรกรองผ่านแถบแบบสองชั้น

ปัญหาอีกประการหนึ่งคือต้องมีความระมัดระวังในการออกแบบในส่วนของการนำ เรโซเนเตอร์ไปวิเคราะห์ด้วยโปรแกรมจำลอง IE3D ซึ่งจำเป็นต้องศึกษาข้อมูลเป็นอย่างดี โดยเฉพาะวิธีกำหนดสายป้อนให้ถูกต้อง ในส่วนของขั้นตอนนี้เป็นขั้นตอนสุดท้ายก่อนที่จะนำไป สร้างชิ้นงานจริง ซึ่งอาจจะได้กำตอบที่เป็นประโยชน์ในการจำลองที่ดีขึ้น

ปัญหาในส่วนของขั้นตอนการสร้างชิ้นงานจริง เนื่องจากงานวิจัยชิ้นนี้ใช้วิธีการสร้างชิ้นงาน โดยการกัดกับเครื่อง LPKF PCB Milling ในส่วนของค่าความถูกต้องนั้นมีความถูกต้องแม่นยำ แต่ เนื่องจาก โครงสร้างของวงจรกรองผ่านแถบแบบ ไม โครสตริปสองชั้นนั้นมีการเจาะช่องระนาบ กราวค์ซึ่งวิธีการสร้างชิ้นงานแบบการใช้เครื่องกัด LPKF นั้นกระทำด้วยการยากลำบากและทำให้ ตำแหน่งเปลี่ยนไปได้ อีกทั้งในส่วนขั้นตอนของการประกบชิ้นแผ่นวงจรพิมพ์ให้เป็นวงจรกรอง ผ่านแถบแบบสองชั้นนั้นปัญหาที่มักเกิดขึ้นกับการสร้างนี้กือหากประกบแผ่นวงจรพิมพ์ที่ไม่แนบ กันสนิทแล้วสิ่งที่สอดแทรกเข้ามาเพิ่มเติมคือชั้นของอากาศที่อยู่ระหว่างชั้นที่หนึ่งและชั้นที่สองทำ ให้วงจรกรองความถี่ผ่านแถบที่ออกแบบนั้นจะเกิดเรโซแนนซ์ความถี่ที่ผิดพลาดไปจากเดิม กล่าวคือ ความถี่ที่วงจรกรองผ่านแถบที่ใช้งานนั้นเลื่อนไปจากตำแหน่งที่ออกแบบไว้รวมทั้งการ ควบคุมแบนด์วิธให้ได้ตรงตามมาตรฐานก็เป็นสิ่งที่ยากและเกิดปัญหาเช่นเดียวกัน

ส่วนปัญหาที่เกิดจากเครื่องวิเคราะห์ข่ายงานไฟฟ้า รุ่น HP 8719ES (Network Analyzer) นั้น เนื่องจากเครื่องวิเคราะห์ข่ายงานไฟฟ้ารุ่นนี้มีจำนวนจุดของการสุ่มวัดน้อยเพียง 201จุด เท่านั้นจึงทำ ให้ผลการวัดทดสอบของวงจรกรองผ่านแถบแบบสองความถี่ที่ใช้โครงสร้างไมโครสตริปสองชั้น และเรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบขั้นโดยการใช้เทคนิคโครงสร้างเจาะกราวด์ไม่เกิดค่าของโพลและ ซึโร่ในวงจร ดังนั้นจึงได้จำลองการทำงานด้วยโปรแกรม IE3D ที่มีจุดวัดสุ่มสัญญาณ 1000จุด ที่ ย่านความถี่ 1 ถึง 13 GHz โดยค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S₁₁) แสดงดังภาพที่ 5-1 และ ค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (S₂₁) แสดงดังภาพที่ 5-2 ตามลำดับ



ภาพที่ 5-1 ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับที่ได้จำลองการทำงานด้วยโปรแกรม IE3D



ภาพที่ 5-2 ค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกที่ได้จำลองการทำงานด้วยโปรแกรม IE3D

ส่วนของข้อเสนอแนะหากต้องการที่จะลดปัญหาในการวางประกบของแผ่นวงจรพิมพ์ให้ เป็นสองชั้นจากปัญหาที่กล่าวมาข้างต้น การแก้ปัญหาของการเกิดชั้นอากาศต้องใช้แผ่นวงจรพิมพ์ แบบหลายชั้น ซึ่งแผ่นวงจรพิมพ์ชนิดนี้จะไม่มีชั้นอากาศระหว่างชั้นทำให้มีความแม่นยำที่ใกล้เคียง การจำลองการทำงานที่มากกว่าวิธีการนำแผ่นวงจรพิมพ์มาประกบกัน แต่ในประเทศไทยปัจจุบัน แผ่นวงจรพิมพ์ชนิดนี้หายากรวมทั้งเครื่องมือและอุปกรณ์ที่ใช้ในการสร้างลายวงจรบน แผ่นวงจรพิมพ์ชนิดนี้ก็ยังมีไม่มากในประเทศไทย

อนึ่ง ในการออกแบบวงจรกรองผ่านแถบแบบสองแถบความถี่โดยใช้เรโซเนเตอร์ที่มีค่า ของอิมพิแคนซ์แบบขั้นจะต้องทำให้ชิ้นงานมีขนาคเล็ก ทำให้ต้องมีการพับเพื่อให้มีขนาคเล็กแต่ เมื่อทำการพับมากๆ จะทำให้การกัดชิ้นงานทำได้ยากและจะทำให้ความถี่เลื่อนไปจากผลการจำลอง การทำงาน อีกอย่างถ้าต้องการให้วงจรกรองมีขนาดเล็กในการออกแบบต้องให้ก่า *ɛ*, ก่าสูงๆ ซึ่งจะ ทำให้ชิ้นงานมีขนาดเล็กลงแต่ถ้าก่า *ɛ*, ก่าสูง ๆ จะทำให้แผ่นมีรากาก่อนข้างสูง ดังนั้นในการ ออกแบบวงจรกรองความถี่กวรเลือกก่าของ *ɛ*, ให้เหมาะสมกับชิ้นงานที่สร้างขึ้นมา

ข้อเสนอแนะในการพัฒนาต่อ คือ ในการทำวงจรกรองผ่านแถบแบบสองความถี่โดยใช้ ค่าเรโซเนเตอร์ที่มีอิมพิแคนซ์แบบขั้นสามารถทำการลดขนาดของวงจรลงได้อีกโดยการใช้การ ออกแบบเรโซเนเตอร์ที่มีค่าความยาวคลื่นประมาณ ג/4 ซึ่งต้องใช้โหลดคาพาซิทีฟเข้าช่วยเพื่อทำ ให้เรโซเนเตอร์มีขนาดเล็กลงได้

เอกสารอ้างอิง

- 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.
- Joseph S. Wong. "Microstrip Tapped-Line Filter Desing." <u>IEEE Transactions on Microwave</u> <u>Theory and Techniques</u>. January 1979.
- Jia-sheng Hong and Michael J. Lancaster. "Couplings of Microstrip Square Open-Loop Resonators for Cross-Coupled Planar Microwave Filters." <u>IEEE Trans. on MTT</u>. 1996 : 2099-2109.
- 5. David M. PoZar. Microwave Engineering. 2nded. New York : John Wiley & Sons, 1990.
- Myeong-Sub Jung, Jun-Seok Park, Jae-Bong Lim and Hong-Goo Cho. "A Novel Defected Ground Structure and Its Application to a Microwave Oscillator." <u>33rd European</u> <u>Microwave Conference – Munich</u>. 2003 : 781-784.
- Jong-Sik Lim, Chul-Soo Kim, Dal Ahn, Yong-Chae Jeong and Sangwook Nam. "Design of low-pass filters using defected ground structure." <u>IEEE Trans. Microwave Theory</u> <u>Tech.</u> August 2005 : 2539-2545.
- J.S. Lim, C.S. Kim, Y.T. Lee, D. Ahn and S. Nam. "A new type of low pass filter with defected ground structure." <u>Proc. 32nd Eur. Microwave Con.</u> September 2002 : 32-36.
- D. Ahn, J.S. Park, C.S. Kim, J. Kim, Y. Qian and T. Itoh. "A design of the low-pass filter using the novel microstrip defected ground structure." <u>IEEE Trans. Microwave Theory</u> <u>Tech.</u> January 2001 : 86-93.
- Debatosh Guha, Sujoy Biswas, Manotosh Biswas, Jawad Y. Siddiqui and Yahia M. M. Antar, "Concentric Ring-Shaped Defected Ground Structures for Microstrip Applications." <u>IEEE Antennas and Wireless Propagation letters</u>. 2006.
- Mrinal Kanti Mandal and Subrata Sanyal. "A Novel Defected Ground Structure for Planar Circuits." <u>IEEE Microwave Con</u>. February 2006 : 93-95.

- Jia-Sheng Hong and Bindu M Karyamapudi. "A General Circuit Model for Defected Ground Structures in Planar Transmission Lines." <u>IEEE Microwave Con</u>. October 2005 : 706-708.
- Sio-Weng Ting, Kam-Weng Tam and R.P. Martins. "Miniaturized Microstrip Lowpass Filter With Wide Stopband Using Double Equilateral U-Shaped Defected Ground Structure." <u>IEEE Trans. Microwave Theory Tech.</u> May 2006 : 240-242.
- 14. IE3D Users' Manual. Release 8. Zeland Software Inc. Fremont CA. 2001.

ภาคผนวก ก

รายละเอียคของวัสดุและอุปกรณ์ที่ใช้ในงานวิจัย

รายละเอียดของแผ่นวงจรพิมพ์รุ่น GML 1000





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

Features and Benefits

- Dk stable -55°C to 125°C
- Stable Dk in humid and dry environments
- No special through-hole treatments
- Fabrication and assembly in standard PWB operations
- 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
- Dres Outling Autor
- Base Station Antennas

GML 1000

Typical Properties of 0.030 \pm 0.002 lnch (0.762 mm \pm 0.051 mm) Thickness

Electrical Property	Test Method	U.S. / Metric
Dielectric Constant	IPC2.5.5.5*	320±0.05
Dissipation Factor	IPC2.5.5.5*	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)	IPC 2.5.17.1	5X10 ⁷ ΜΩ
Volume Resistivity (C 96/35/90)	IPC2.5.17.1	8X10° MΩ-cm
Moisture Insulation Resistance	20 cyles - 2º0/90%RH to 65c0/95% RH	1 X10 ⁷
Solvent Extract Conductivity		0.53 µg/ст ²

Physical Property	Test Method	U.S. / Metri	c
Copper Peel Strength	IPC 2.4.8*	5.0 (lb/inch)	0.88 N/mm
Flexural Strength - Length	AST M D790	43,500 psi	300 N/mm ²
Flexural Strength - Cross	ASTM D 790	38,000 psi	262 N/mm ²
Flexural Modulus - Length	ASTM D 790	2.3 mpsi	15860 N/mm ²
Flexural Modulus - Cross	ASTM D 790	2.1 mpsi	14480 N/mm²
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)	IPC 2.4.13.1	20+ seconds
Z-Axis Expansion RT \rightarrow T	IPC2.4.41	70 ppm/°C
Z-Axis Expansion T_→250°C	IPC 2.4.41	400 ppm/°C
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 35µm (1 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.
ประวัติผู้วิจัย

ชื่อ	: นายสุธาทร พรมประถม
ชื่อวิทยานิพนธ์	: วงจรกรองผ่านแถบแบบสองความถี่ที่ใช้โครงสร้างไมโครสตริปสองชั้น
	และเรโซเนเตอร์อิมพีแคนซ์แบบขั้น
สาขาวิชา	: วิศวกรรมไฟฟ้า

ประวัติ

ประวัติส่วนตัว เกิดเมื่อวันที่ 15 เดือน ตุลาคม พ.ศ. 2525 ที่จังหวัดสงขลา เป็นบุตรคนที่ 1 มี จำนวนพี่น้องทั้งหมด 1 คน ภูมิลำเนาเดิมอยู่บ้านเลขที่ 70 หมู่ที่ 3 ตำบลพิจิตร อำเภอนาหม่อม จังหวัดสงขลา 90310

ประวัติการศึกษา พ.ศ.2544 สำเร็จการศึกษาระดับประกาศนียบัตรวิชาชีพ สาขา ช่างอิเล็กทรอนิกส์จากโรงเรียนสงขลาเทคโนโลยี จังหวัดสงขลา พ.ศ.2546 สำเร็จการศึกษา ระดับประกาศนียบัตรวิชาชีพชั้นสูง สาขาโทรคมนาคม จากวิทยาลัยเทคนิคหาดใหญ่ จังหวัดสงขลา และ พ.ศ.2548 สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรี สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม ภาควิชาครุศาสตร์วิศวกรรม คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ประวัติการนำเสนอผลงานวิจัย ได้รับรางวัล Best Paper Award ในงานการประชุมวิชาการ นานาชาติ ECTI-CON 2007 (Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunication and Information Technology Conference) ณ มหาวิทยาลัยแม่ฟ้าหลวง จังหวัดเชียงราย ระหว่าง วันที่ 9-12 เดือน พฤษภาคม พ.ศ. 2550

กติพจน์ : โชกชะตาฟ้าอาจลิขิต แต่เส้นทางชีวิตเรากำหนดเอง