



ใบรับรองวิทยานิพนธ์

บัณฑิตวิทยาลัย สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ

เรื่อง วังจกรรองผ่านแถบแบบไมโครสตริปที่ใช้เรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบชั้นไม่สมมาตร
และเทคนิคโครงสร้างเจาะกราวด์ด้านล่าง

โดย นางสาวอรุมา แสงฮวด

ได้รับอนุมัติให้นับเป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตร
วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณบดีบัณฑิตวิทยาลัย

(อาจารย์ ดร.มงคล หวังสถิตย์วงศ์)

26 มีนาคม 2550

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์

ประธานกรรมการ

(รองศาสตราจารย์ ดร.ประยุทธ์ อัครเอกฉालิน)

กรรมการ

(รองศาสตราจารย์เวช วิเวก)

กรรมการ

(ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.มิตรชัย จงเขียวชำนานู)

กรรมการ

(ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.เด่นชัย วรเศวต)

วงจรกรองผ่านแถบแบบไมโครสริปที่ใช้เรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบจันไม่สมมาตร
และเทคนิคโครงสร้างเจาะกราวด์ด้านล่าง

นางสาวอรอุมา แสงฮวด

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตร
วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
บัณฑิตวิทยาลัย สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ
ปีการศึกษา 2549
ลิขสิทธิ์ของสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ

ชื่อ : นางสาวอรอุมา แสงหาว
ชื่อวิทยานิพนธ์ : วงจรกรองผ่านแถบแบบไมโครสตริปที่ใช้เรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบ
ชั้นไม่สมมาตร และเทคนิคโครงสร้างเจาะกราวด์ด้านล่าง
สาขาวิชา : วิศวกรรมไฟฟ้า
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ
ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ : รองศาสตราจารย์ ดร.ประยุทธ์ อัครเอกผาลิน
รองศาสตราจารย์เวช วิเวก
ปีการศึกษา : 2549

บทคัดย่อ

งานวิจัยนี้นำเสนอวงจรกรองผ่านแถบแบบไมโครสตริปที่ใช้เรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบชั้นไม่สมมาตร และเทคนิคโครงสร้างเจาะกราวด์ด้านล่าง โดยมีการออกแบบและจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม IE3D การออกแบบวงจรกรองผ่านแถบที่ค่าความถี่กลาง 2 GHz และแบนด์วิดท์ 60 MHz โดยการเจาะกราวด์รูปแบบดัมเบลล์ที่โครงสร้างของสายนำสัญญาณไมโครสตริปอิมพีแดนซ์แบบชั้นโหลดเป็นช่วง เพื่อควบคุมการเกิดคลื่นฮาร์โมนิกที่สอง และการเจาะกราวด์รูปแบบดัมเบลล์ร่วมกับรูปแบบสี่เหลี่ยมเพื่อปรับปรุงค่าการสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก และค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสัญญาณในช่วงความถี่แถบผ่าน ผลจากการจำลองการทำงานและทดสอบวงจรกรองผ่านแถบแบบไมโครสตริปที่ใช้เรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบชั้นไม่สมมาตร และเทคนิคโครงสร้างเจาะกราวด์ด้านล่างมีค่าการสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกประมาณ -2.76 dB ค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับประมาณ -33 dB ค่าใช้งานแบนด์วิดท์ประมาณ 60 MHz และค่าความถี่กลางจะอยู่ที่ประมาณ 2.03 GHz โดยเกิดการก้ำกึ่งค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกที่ความถี่สูงกว่าความถี่แถบผ่าน หรือความถี่ฮาร์โมนิกที่สองสูงถึงค่าความถี่ประมาณ 13 GHz ในระดับการกีดสัญญาณที่ -20 dB ซึ่งได้ผลตอบสนองที่ดีกว่ามากเมื่อเปรียบเทียบกับวงจรกรองผ่านแถบแบบลดขนาดโดยใช้ไมโครสตริปโหลดเป็นช่วงด้วยเรโซเนเตอร์แฮฟฟินแบบอิมพีแดนซ์ชั้น

(วิทยานิพนธ์มีจำนวนทั้งสิ้น 76 หน้า)

คำสำคัญ : เรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบชั้นไม่สมมาตร, ฮาร์โมนิกที่สอง, โครงสร้างเจาะกราวด์, รูปแบบดัมเบลล์, รูปแบบสี่เหลี่ยม



...อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์

Name : Miss Onuma Sanghoud
Thesis Title : Microstrip Bandpass Filters Using Unbalanced Stepped Impedance
Resonators and Defected Ground Structure
Major Field : Electrical Engineering
King Mongkut's Institute of Technology North Bangkok
Thesis Advisors : Associate Professor Dr. Prayoot Akkarackthalin
Associate Professor Vech Vivek
Academic Year : 2006

Abstract

This thesis proposes microstrip bandpass filters using unbalanced stepped impedance resonators and defected ground structure. The full-wave IE3D program has been employed to design and simulate the proposed filters. The bandpass filters are designed to operate at the center frequency of 2 GHz with a narrow bandwidth of 60 MHz. A technique for second harmonic suppression is proposed using the dumb-bell shaped DGS, integrated into a stepped impedance microstrip line periodically loaded with unbalanced stepped impedance resonators. For an improved dumb-bell shaped structure, the rectangular shaped pattern has been added so that the high passband insertion loss and low return loss have been obtained. The simulated results of the microstrip bandpass filters using unbalanced stepped impedance resonators and defected ground structure show that the passband insertion loss is approximately -2.76 dB at center frequency of 2.03 GHz with a bandwidth of 60 MHz. The return loss is better than -33 dB within passband. With proper design, the stopband performances of the proposed filter have been drastically improved that the second harmonic suppression of better than -20 dB up to about 13 GHz has been obtained comparing with the conventional unbalanced stepped impedance hairpin resonators.

(Total 76 pages)

Keywords : Stepped Impedance Resonator (SIR), Second Harmonic, Defected Ground
Structure (DGS), Dumb-bell Shaped, Rectangular Shaped



____Advisor

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ดำเนินการได้เป็นผลสำเร็จตามวัตถุประสงค์ที่ผู้วิจัยได้ตั้งเป้าหมายไว้ เนื่องจากผู้วิจัยได้รับข้อเสนอแนะและคำปรึกษาทางวิชาการต่างๆ ที่มีความสำคัญอย่างยิ่งเพื่อนำไปเป็นแนวทางในการออกแบบวงจร การสร้าง และการทดสอบงานวิจัย จากคณาจารย์ผู้ทรงคุณวุฒิ คือ รองศาสตราจารย์ ดร.ประยุทธ อัครเอกฉานิน และ รองศาสตราจารย์ เวช วิเวก ตลอดจน คุณจารึก จันทร์ศรี ที่ให้ข้อมูลและคำแนะนำที่มีประโยชน์อย่างมากในการทำวิจัยนี้ อีกทั้งพี่ๆ และ เพื่อนๆ ทุกคนที่ให้คำแนะนำการใช้งานเครื่องมือวัด เครื่องมือในการสร้างชิ้นงาน การใช้โปรแกรม จำลองการออกแบบและทดสอบชิ้นงาน ซึ่งผู้วิจัยขอขอบพระคุณท่านอาจารย์และผู้ที่เกี่ยวข้องทุกท่านไว้ ณ ที่นี้

ท้ายที่สุดผู้วิจัยใคร่ขอกราบขอบพระคุณบิดา มารดา และคุณยาย ที่ให้การสนับสนุนและ เป็นกำลังใจอย่างมากแก่ผู้วิจัยเสมอมาจนสำเร็จการศึกษา

อรอุมา แสงฮวด

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	ข
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	ค
กิตติกรรมประกาศ	ง
สารบัญตาราง	ช
สารบัญภาพ	ซ
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 วัตถุประสงค์	2
1.2 ขอบเขตของงานวิจัย	2
1.3 วิธีการวิจัย	2
1.4 เครื่องมือและวัสดุที่ใช้	2
1.5 ประโยชน์ของผลการวิจัย	3
บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง	4
2.1 โครงสร้างสายนำสัญญาณบนไมโครสตริป	4
2.2 โครงสร้างสายนำสัญญาณแบบคัปเปิลไลน์	12
2.3 ทราเนอฟอร์มิ่งฟังก์ชันของวงจรกรองความถี่	17
2.4 องค์ประกอบวงจรกรองความถี่ผ่านค่าดับแบบ	22
2.5 การแปลงความถี่และการแปลงองค์ประกอบ	24
2.6 เรโซเนเตอร์แบบอิมพีแดนซ์แบบขึ้น	29
2.7 เทคนิคเจาะกราวด์ด้านล่างโครงสร้างรูปแบบคัมเบลล์	30
บทที่ 3 การออกแบบวงจรกรองผ่านแถบแบบไมโครสตริปที่ใช้เรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบขึ้นไม่สมมาตร และเทคนิคโครงสร้างเจาะกราวด์ด้านล่าง	33
3.1 ขั้นตอนการออกแบบวงจรกรองผ่านแถบโดยใช้เรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบขึ้นไม่สมมาตร	34
3.2 การออกแบบวงจรกรองผ่านแถบร่วมกับเทคนิคการเจาะกราวด์ด้านล่าง	44
บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง	61
4.1 การวัดและทดสอบวงจรกรองผ่านแถบแบบไมโครสตริปแบบที่หนึ่งที่ใช้เรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบขึ้นไม่สมมาตร และเทคนิคโครงสร้างเจาะกราวด์รูปแบบสี่เหลี่ยม	61

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
4.2 การวัดและทดสอบวงจรกรองผ่านแถบแบบไมโครสตริปแบบที่สอง ที่ใช้เรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบชั้นไม่สมมาตร และเทคนิคโครงสร้าง เจาะกราวด์รูปแบบดัมเบลล์ร่วมกับรูปแบบสี่เหลี่ยม	65
บทที่ 5 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ	68
5.1 สรุปผลการวิจัย	68
5.2 ปัญหาและข้อเสนอแนะ	70
เอกสารอ้างอิง	72
ภาคผนวก ก	74
รายละเอียดของวัสดุและอุปกรณ์ที่ใช้ในงานวิจัย	75
ประวัติผู้วิจัย	76

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
3-1 ขนาดของเรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบขั้นไม่สมมาตร	36
3-2 ขนาดของโครงสร้างวงจรกรองความถี่ผ่านต่ำ	40
3-3 ขนาดของวงจรกรองผ่านแถบแบบไมโครสตริปตันแบบที่ใช้เรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบขั้นไม่สมมาตร	42
3-4 ขนาดของโครงสร้างไมโครสตริปอิมพีแดนซ์แบบขั้น	45
3-5 ขนาดของวงจรกรองผ่านแถบแบบไมโครสตริปแบบที่หนึ่งที่ใช้เรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบขั้นไม่สมมาตร และเทคนิคเจาะช่องกราวด์รูปแบบสี่เหลี่ยม	47
3-6 ขนาดที่เหมาะสมของการเจาะกราวด์รูปแบบดัมเบลล์	50
3-7 ขนาดโครงสร้างสายนำสัญญาณไมโครสตริปอิมพีแดนซ์แบบขั้นโหลดเป็นช่วง	52
3-8 ขนาดโครงสร้างวงจรกรองผ่านแถบที่มีการเจาะช่องกราวด์รูปแบบดัมเบลล์	55
5-1 เปรียบเทียบผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองผ่านแถบ (ผลการจำลองการทำงาน)	69
5-2 เปรียบเทียบผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองผ่านแถบ (ผลการวัดชิ้นงานจริง)	69

สารบัญภาพ

ภาพที่	หน้า
2-1 ลักษณะโครงสร้างของไมโครสตริป	4
2-2 รูปแบบการแพร่กระจายสนามของสายนำสัญญาณไมโครสตริป	5
2-3 โครงสร้างสายนำสัญญาณแบบคัปเปิ้ลไลน์	12
2-4 โหมดในการคัปปลิงของสายนำสัญญาณบนโครงสร้างไมโครสตริป	13
2-5 ผลตอบสนองผ่านตัวบัตเตอร์เวิร์ท	20
2-6 การกระจายของโพลสำหรับผลตอบสนองแบบบัตเตอร์เวิร์ท	21
2-7 ผลตอบสนองผ่านตัวเซปีเซฟ	22
2-8 วงจรกรองผ่านต่ำแบบสำหรับวงจรกรองทุกโพล	22
2-9 การแปลงองค์ประกอบพื้นฐานจากวงจรกรองต้นแบบผ่านต่ำไปยังวงจรกรองผ่านต่ำ	26
2-10 การแปลงองค์ประกอบพื้นฐานจากวงจรกรองต้นแบบผ่านต่ำไปยังวงจรผ่านสูง	27
2-11 การแปลงค่าขององค์ประกอบพื้นฐานจากวงจรกรองต้นแบบชนิดผ่านต่ำไปเป็นวงจรกรองความถี่ผ่านแถบ	28
2-12 โครงสร้างของเรโซเนเตอร์แบบอิมพีแดนซ์แบบขั้น	29
2-13 โครงสร้างการเจาะกราวด์รูปแบบต่างๆ	31
2-14 โครงสร้างวงจรสมมูลของการเจาะกราวด์รูปแบบคัมเบลล์	31
2-15 จุดค่าโพลของความถี่ และค่าความถี่คัทออฟ	32
2-16 โครงสร้าง 3 มิติของการเจาะกราวด์รูปแบบคัมเบลล์	32
3-1 ขั้นตอนการออกแบบวงจรกรองความถี่ผ่านแถบ	33
3-2 โครงสร้างของเรโซเนเตอร์ในแบบต่างๆ	35
3-3 เรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบขั้นไม่สมมาตรที่ใช้ในการออกแบบ	35
3-4 การเลื่อนสายนำสัญญาณเพื่อควบคุมค่าแบนด์วิดท์	37
3-5 ผลตอบสนองความถี่เมื่อมีการเลื่อนสายนำสัญญาณ	37
3-6 การเลื่อนสายนำสัญญาณเพื่อควบคุมค่าความถี่สาร์โมนิกข้างเคียง	38
3-7 ผลตอบสนองความถี่ในการเลื่อนสายนำสัญญาณ	38
3-8 วงจรสมมูลของวงจรกรองความถี่ผ่านต่ำ	39
3-9 โครงสร้างของสายนำสัญญาณไมโครสตริปแบบวงจรกรองความถี่ผ่านต่ำ	40
3-10 ผลตอบสนองของวงจรกรองความถี่ผ่านต่ำ	41

สารบัญภาพ (ต่อ)

ภาพที่	หน้า
3-11 วงจรกรองผ่านแถบแบบไมโครสตริปต้นแบบที่ใช้เรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบขั้นไม่สมมาตร	42
3-12 ช่วงความถี่แถบผ่านของวงจรกรองความถี่ที่ใช้เรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบขั้นไม่สมมาตร	43
3-13 การกำจัดค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกที่ความถี่สูงกว่าความถี่แถบผ่าน	43
3-14 การออกแบบอิมพีแดนซ์แบบขั้นเพื่อควบคุมค่าความถี่ฮาร์โมนิกที่สอง	44
3-15 การออกแบบอิมพีแดนซ์แบบขั้นที่มีการเจาะช่องกราวด์ด้านล่าง	45
3-16 ผลตอบสนองความถี่เมื่อทำการปรับค่าขนาดความกว้างต่างๆ กัน	46
3-17 วงจรกรองผ่านแถบแบบไมโครสตริปแบบที่หนึ่งที่ใช้เรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบขั้นไม่สมมาตรและเทคนิคเจาะช่องกราวด์รูปแบบสี่เหลี่ยม	47
3-18 ผลตอบสนองของการควบคุมความถี่ปลอมเทียมเมื่อทำการปรับขนาดความกว้างต่างกัน	48
3-19 ชิ้นงานจริงของการเจาะช่องกราวด์ด้านล่าง โครงสร้างรูปแบบสี่เหลี่ยม	49
3-20 การจำลองโครงสร้างการเจาะกราวด์รูปแบบคัมเบลล์	50
3-21 ผลตอบสนองทางความถี่จากการปรับค่าความกว้าง (Wb) ที่ขนาดต่างๆ	51
3-22 วงจรสมมูลของการเจาะกราวด์รูปแบบคัมเบลล์	52
3-23 โครงสร้างการเจาะกราวด์รูปแบบคัมเบลล์ร่วมกับสายนำสัญญาณไมโครสตริป	53
3-24 ผลเปรียบเทียบการจำลองการทำงานของการเจาะกราวด์รูปแบบคัมเบลล์ที่พอร์ตสายนำสัญญาณไมโครสตริป กับวงจรกรองผ่านแถบแบบต้นแบบ	53
3-25 โครงสร้างวงจรกรองผ่านแถบที่มีการเจาะช่องกราวด์รูปแบบคัมเบลล์	54
3-26 ผลการจำลองการทำงานของการกำจัดค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกที่ความถี่สูงกว่าความถี่แถบผ่าน	55
3-27 ผลจากการจำลองการทำงานในช่วงความถี่แถบผ่าน	56
3-28 โครงสร้างการเจาะกราวด์รูปแบบสี่เหลี่ยมร่วมกับโครงสร้างรูปแบบคัมเบลล์	57
3-29 การเปลี่ยนแปลงค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S11) ในการปรับค่าที่เหมาะสม	58

สารบัญภาพ (ต่อ)

ภาพที่	หน้า
3-30 การเปลี่ยนแปลงค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (S21) ในการปรับค่าที่เหมาะสม	58
3-31 ผลการจำลองการทำงานของการทำงานการกำจัดค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก ที่ความถี่สูงกว่าความถี่แถบผ่าน	59
3-32 ชิ้นงานจริงของการเจาะช่องกราวด์ด้านล่างรูปแถบคัมเบลล์ร่วมกับรูปแบบสี่เหลี่ยม	60
4-1 การต่ออุปกรณ์เพื่อใช้ในการวัดทดสอบวงจรกรองผ่านแถบไมโครสตริป แบบที่หนึ่งที่ใช้รีโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบจันไม่สมมาตร ที่เจาะกราวด์ โครงสร้างแบบสี่เหลี่ยม	62
4-2 ผลเปรียบเทียบการวัดและการจำลองการทำงาน ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S11) และค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (S21) ที่ความถี่ 1-3 GHz	63
4-3 ผลการวัดค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S11) และค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (S21) ที่ความถี่ 1-3 GHz	63
4-4 การเปรียบเทียบผลการวัดและการจำลองการทำงาน ค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (S21) ที่ความถี่ 1-13 GHz	64
4-5 ผลการวัดค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (S21) ที่ความถี่ 1-13 GHz	64
4-6 การต่ออุปกรณ์เพื่อใช้ในการวัดทดสอบวงจรกรองผ่านแถบไมโครสตริป แบบที่สองที่ใช้รีโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบจันไม่สมมาตร ที่เจาะกราวด์ โครงสร้างรูปแบบคัมเบลล์ร่วมกับรูปแบบสี่เหลี่ยม	65
4-7 ผลเปรียบเทียบการวัดและการจำลองการทำงานค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S11) และค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (S21) ที่ความถี่ 1-3 GHz	66
4-8 ผลการวัดค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S11) และค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (S21) ที่ความถี่ 1-3 GHz	66
4-9 การเปรียบเทียบผลการวัดและการจำลองการทำงานค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (S21) ที่ความถี่ 1-13 GHz	67
4-10 ผลการวัดค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S11) และค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (S21) ที่ความถี่ 1-13 GHz	67

บทที่ 1

บทนำ

วงจรกรองผ่านแถบ ถือเป็นส่วนที่สำคัญอย่างหนึ่งของระบบสื่อสารไร้สาย ซึ่งในการออกแบบวงจรกรองผ่านแถบนั้นสามารถออกแบบและสร้างด้วยเทคนิคโดยใช้วัสดุต่างๆ ได้มากมาย ซึ่งเทคนิคหนึ่งที่ผู้วิจัยหลายท่านได้ทำการศึกษาและออกแบบคือ วงจรกรองผ่านแถบบนโครงสร้างไมโครสตริป โดยผู้วิจัยหลายท่านได้มีการพัฒนาให้มีคุณสมบัติของวงจรกรองผ่านแถบที่มีขนาดเล็ก คุณลักษณะการตอบสนองทางความถี่ที่ดี การสูญเสียต่ำ รวมทั้งราคาไม่สูงมากนัก แต่เนื่องจากโครงสร้างของวงจรกรองผ่านแถบที่ใช้เรโซเนเตอร์ ที่มีความยาวเท่ากับครึ่งความยาวคลื่นในการออกแบบ จึงทำให้เกิดฮาร์โมนิกที่สองที่ไม่ต้องการเกิดขึ้น ต่อมาได้มีการพัฒนาคุณสมบัติของวงจรกรองผ่านแถบ โดยที่สามารถควบคุมช่วงแถบผ่าน ฮาร์โมนิกที่สอง และช่วงแถบหยุดที่ความถี่สูงกว่าความถี่มูลฐาน [1, 2, 3] ซึ่งงานวิจัยที่ผ่านมามีการใช้เทคนิคเรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบชั้น ซึ่งมีคุณสมบัติในการควบคุมฮาร์โมนิกที่สองให้เลื่อนออกไปจากความถี่มูลฐาน [4, 5, 6, 7] แต่ด้วยข้อจำกัดของเรโซเนเตอร์ ทำให้ไม่สามารถกำจัดหรือเลื่อนความถี่ฮาร์โมนิกที่สองได้เป็นผลมากนัก ต่อมาจึงมีการนำเทคนิคโดยใช้วงจรแถบหยุด แต่ก็ทำให้ผลตอบสนองทางความถี่ลดลง และหลังจากนั้นได้มีผู้วิจัยพยายามพัฒนา โดยการใช้เทคนิคโครงสร้างเจาะกราวด์ด้านล่างเพื่อกำจัดฮาร์โมนิกของวงจรกรองผ่านแถบ [8, 9, 10]

งานวิจัยนี้นำเสนอวงจรกรองผ่านแถบแบบไมโครสตริปที่ใช้เรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบชั้น ไม่สมมาตร และเทคนิคโครงสร้างเจาะกราวด์ด้านล่างของสายนำสัญญาณไมโครสตริปอิมพีแดนซ์แบบชั้น ซึ่งเป็นเทคนิคการกำจัดฮาร์โมนิกที่ความถี่สูงกว่าความถี่มูลฐาน รวมทั้งขั้นตอนการออกแบบและการสร้าง ตลอดจนศึกษาผลตอบสนองทางด้านความถี่ที่เกิดจากการออกแบบ ซึ่งวงจรกรองผ่านแถบที่ออกแบบและสร้างนี้ ให้แบนด์วิดท์แคบ ขนาดเล็ก และเป็นโครงสร้างที่ง่ายต่อการออกแบบ โดยให้ค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านด้านอินพุตและเอาต์พุตที่ดี อีกทั้งสามารถกำจัดฮาร์โมนิกที่ความถี่สูงกว่าช่วงแถบผ่านได้ ซึ่งงานวิจัยนี้สามารถนำไปประยุกต์ใช้งานกับการสื่อสารไร้สาย การสื่อสารในระบบโทรศัพท์มือถือ และวงจรรวมไมโครเวฟได้

1.1 วัตถุประสงค์

1.1.1 เพื่อศึกษาการทำงานของวงจรกรองผ่านแถบแบบไมโครสตริปที่ใช้เรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบขั้นไม่สมมาตร และเทคนิคโครงสร้างเจาะกราวด์ด้านล่างของสายนำสัญญาณไมโครสตริปอิมพีแดนซ์แบบขั้น

1.1.2 เพื่อออกแบบและสร้างวงจรกรองผ่านแถบแบบไมโครสตริปที่ใช้เรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบขั้นไม่สมมาตร และเทคนิคโครงสร้างเจาะกราวด์ด้านล่างของสายนำสัญญาณ ไมโครสตริปอิมพีแดนซ์แบบขั้น

1.2 ขอบเขตของงานวิจัย

1.2.1 ศึกษาวงจรกรองผ่านแถบแบบไมโครสตริปที่ใช้เรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบขั้นไม่สมมาตร และเทคนิคโครงสร้างเจาะกราวด์ด้านล่างของสายนำสัญญาณไมโครสตริปอิมพีแดนซ์แบบขั้น

1.2.2 ออกแบบวงจรกรองผ่านแถบแบบไมโครสตริปที่ใช้เรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบขั้นไม่สมมาตร และเทคนิคโครงสร้างเจาะกราวด์ด้านล่างของสายนำสัญญาณไมโครสตริปอิมพีแดนซ์แบบขั้น

1.2.3 สร้างและทดสอบ วงจรกรองผ่านแถบแบบไมโครสตริปที่ใช้เรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบขั้นไม่สมมาตร และเทคนิคโครงสร้างเจาะกราวด์ด้านล่างของสายนำสัญญาณไมโครสตริปอิมพีแดนซ์แบบขั้น

1.3 วิธีการวิจัย

1.3.1 ศึกษาข้อมูลเกี่ยวกับสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริป

1.3.2 ศึกษาและออกแบบวงจรกรองผ่านแถบแบบไมโครสตริปที่ใช้เรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบขั้นไม่สมมาตร และเทคนิคโครงสร้างเจาะกราวด์ด้านล่างของสายนำสัญญาณ ไมโครสตริปอิมพีแดนซ์แบบขั้น

1.3.3 สร้างและทดสอบวงจรกรองผ่านแถบแบบไมโครสตริปที่ใช้เรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบขั้นไม่สมมาตร และเทคนิคโครงสร้างเจาะกราวด์ด้านล่างของสายนำสัญญาณ ไมโครสตริปอิมพีแดนซ์แบบขั้น

1.4 เครื่องมือและวัสดุที่ใช้

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 น้ำยาเคมีกัดวงจรพิมพ์

1.4.6 เครื่องวิเคราะห์ข่ายงานไฟฟ้า รุ่น HP8719ES (Network Analyzer)

1.5 ประโยชน์ของผลการวิจัย

1.5.1 ได้วงจรกรองผ่านแถบแบบไมโครสตริปที่ใช้เรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบชั้นไม่สมมาตร และเทคนิคโครงสร้างเจาะกรวดด้านล่างของสายนำสัญญาณไมโครสตริปอิมพีแดนซ์แบบชั้น

1.5.2 สามารถนำไปประยุกต์ใช้งานกับการสื่อสารไร้สาย การสื่อสารในระบบโทรศัพท์มือถือ และวงจรรวมไมโครเวฟได้

1.5.3 เพื่อเป็นแนวทางในการพัฒนางจรกรองผ่านแถบที่มีประสิทธิภาพมากยิ่งขึ้นในอนาคต

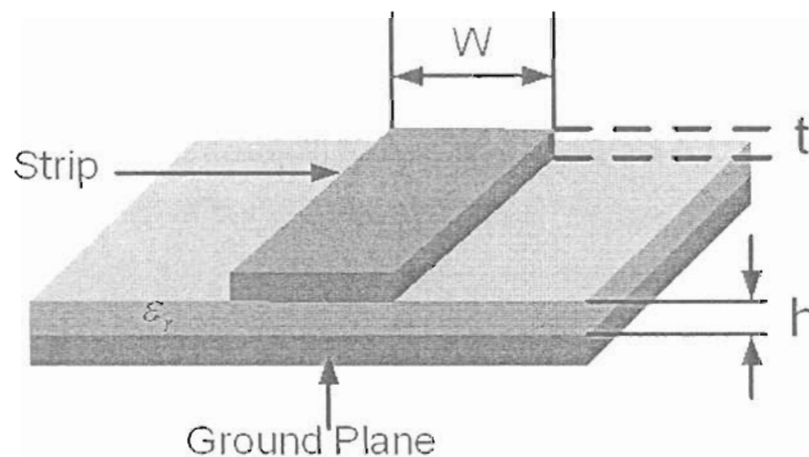
บทที่ 2

ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

ในบทนี้จะกล่าวถึงทฤษฎีที่เกี่ยวข้องกับวงจรกรองผ่านแถบแบบไมโครสตริปที่ใช้เรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบขั้นไม่สมมาตร และเทคนิคโครงสร้างเจาะกราวด์ด้านล่างของ สายนำสัญญาณไมโครสตริปอิมพีแดนซ์แบบขั้น อีกทั้งลักษณะคุณสมบัติของสายนำสัญญาณ บนโครงสร้างไมโครสตริป และพารามิเตอร์ที่สำคัญ เพื่อเป็นพื้นฐานในการออกแบบวงจร

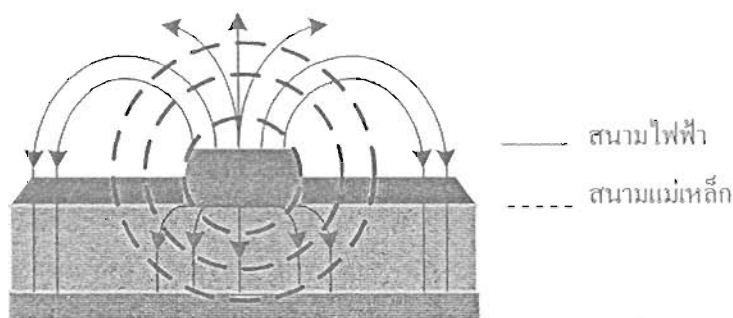
2.1 โครงสร้างสายนำสัญญาณบนไมโครสตริป

สายนำสัญญาณบนโครงสร้างไมโครสตริป สามารถแสดงได้ดังภาพที่ 2-1 ประกอบด้วย สตริป (Strip) ซึ่งเป็นส่วนที่เป็นสายนำสัญญาณ มีความกว้างเป็น W และมีความหนาเป็น t ซึ่งมีลักษณะเป็นแผ่นโลหะที่มีรูปร่างลักษณะแตกต่างกันไปขึ้นอยู่กับ การออกแบบ โดยสตริปจะอยู่บนชั้นของฉนวนที่มีค่าคงที่ไดอิเล็กตริก (Relative Dielectric Constant) ϵ_r และมีความหนาเป็น h สำหรับแผ่นโลหะที่อยู่ด้านล่างจะทำหน้าที่เป็นระนาบกราวด์ (Ground Plane) ของวงจร



ภาพที่ 2-1 ลักษณะโครงสร้างของไมโครสตริป

ซึ่งพลังงานของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจะส่งผ่านชั้นสเตรทบริเวณที่อยู่ระหว่างสตริปกับระนาบกราวด์ โดยลักษณะการกระจายของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กบนสายนำสัญญาณไมโครสตริป ดังแสดงในภาพที่ 2-2 จะเป็นการแพร่กระจายของคลื่นที่ใกล้เคียงโหมด TEM เพราะมีสนามในแนวแกนอยู่ด้วยจึงเรียกการกระจายสนามแบบนี้ว่าเป็นแบบ Quasi TEM



ภาพที่ 2-2 รูปแบบการแพร่กระจายสนามของสายนำสัญญาณไมโครสตริป

2.1.1 ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะและไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ ของสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริป การวิเคราะห์เพื่อหาค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ (Characteristics Impedance, Z_c) และ ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ (Effective Dielectric Constant, ϵ_{re}) สามารถหาได้จาก [11]

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

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

โดยที่ค่า C_d เป็นค่าคาปาซิแตนซ์ต่อความยาวของสตริปหนึ่งหน่วย ซึ่งมีชั้นของไดอิเล็กตริกอยู่ระหว่างแผ่นตัวนำทั้งสอง ส่วนค่า C_a เป็นค่าคาปาซิแตนซ์ต่อความยาวของสตริปหนึ่งหน่วย ซึ่งมีอากาศอยู่ระหว่างแผ่นตัวนำสตริป นั่นคือ เป็นค่าคาปาซิแตนซ์ที่เกิดขึ้นระหว่างสตริปที่ด้านบนของชั้นไดอิเล็กตริกนั่นเอง และค่า c เป็นค่าความเร็วของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าในอากาศ (มีค่าประมาณ 3×10^8 เมตร/วินาที)

ถ้าหาความหนาของสตรียมีค่าใกล้เคียงศูนย์ (ϵ เข้าใกล้ 0) ดังนั้นจะได้ค่าอิมพีแดนซ์
คุณลักษณะ และค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ที่มีความผิดพลาดน้อยกว่า 1% ดังสมการที่ (2-3)
สำหรับอัตราส่วน $w/h \leq 1$ ว่า

$$Z_c = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \ln \left[\frac{8h}{w} + 0.25 \frac{w}{h} \right] \quad (2-3)$$

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

สำหรับค่าอัตราส่วน $w/h \geq 1$ จะได้ว่า

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

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

อย่างไรก็ตาม วิธีการที่มีความเที่ยงตรงในการหาค่าที่สูงกว่า ดังสมการที่ (2-7)

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

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

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

และ

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

ในส่วนของคุณค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะสามารถหาได้จาก

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

โดยค่า F มีค่าเป็น

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

จากสมการที่ (2-7) นี้ถ้าหากค่า $\epsilon_r \leq 128$ และค่า u มีค่าระหว่าง 0.01 ถึง 100 ($\epsilon_r \leq 128$ และ $0.01 \leq u \leq 100$) จะทำให้ผลของการคำนวณของค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์มีความผิดพลาดน้อยกว่า 0.2 %

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

2.1.2 ค่าความยาวคลื่นบนสตริป ค่าคงที่การแพร่กระจาย และค่าความเร็วเฟส

เมื่อทราบค่าไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์จะทำให้สามารถคำนวณหาค่าความยาวคลื่นบนสตริป (λ_g) และค่าคงที่การแพร่กระจาย อันได้แก่ ค่าคงที่ของการแพร่ (Propagation Constant, β) และค่าความเร็วเฟส (Phase Velocity, v_p) ดังนี้

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

เมื่อ λ_0 เป็นค่าความยาวคลื่นในอากาศ และหากต้องการทราบค่าความยาวคลื่นบนสตริปในหน่วยของมิลลิเมตร สามารถคำนวณได้ตามสมการดังนี้

$$\lambda_g = \frac{300}{f(\text{GHz}) \sqrt{\epsilon_{re}}} \text{ (mm.)} \quad (2-10)$$

สำหรับค่าคงที่ของการแพร่ และค่าความเร็วเฟส สามารถหาได้จาก

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda_g} \quad (2-11)$$

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \quad (2-12)$$

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

2.1.3 การสังเคราะห์หาความกว้างต่อความหนา w/h

ในการคำนวณหาความกว้างต่อความหนา w/h ของสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริป เมื่อทราบค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ Z_c และค่าไดอิเล็กทริกประสิทธิภาพ ϵ_r สามารถแสดงได้ดังนี้ สำหรับที่ $w/h \leq 2$ พิจารณาได้คือ

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

และสำหรับที่ $w/h \geq 2$ พิจารณาได้คือ

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

เมื่อ

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

และ

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

2.1.4 ผลกระทบจากความหนาของสตริป

ความหนาของสตริป (t) โดยปกติจะมีค่าน้อยมากๆ จนอาจพิจารณาได้ว่าเป็นศูนย์แต่ในทางปฏิบัติค่าความหนาดังกล่าวมิใช่ศูนย์ตามที่ได้ตั้งสมมติฐานไว้ ซึ่งค่าความหนาดังกล่าวจะมีผลต่อทั้งค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ และค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ โดยจะเริ่มพิจารณาจากสมการที่ (2-17) และ (2-18) ได้ว่า

สำหรับที่ $w/h \leq 1$ พิจารณาได้เป็น

$$Z_c(t) = \frac{\eta}{2\pi\sqrt{\epsilon_{re}}} \ln \left\{ \frac{8}{w(t)/h} + 0.25 \frac{w(t)}{h} \right\} \quad (2-17)$$

และสำหรับที่ $w/h \geq 1$ พิจารณาได้เป็น

$$Z_c(t) = \frac{\eta}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \left\{ \frac{w(t)}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{w(t)}{h} + 1.444 \right) \right\}^{-1} \quad (2-18)$$

โดยที่จะพิจารณาค่าอัตราส่วน w/h ที่มีผลกระทบจากความหนาของสตริป (t) ได้ว่า

$$\frac{w(t)}{h} = \begin{cases} \frac{w}{h} + \frac{1.25t}{\pi h} \left[1 + \ln \frac{4\pi w}{t} \right] & ; (w/h \leq 0.5\pi) \\ \frac{w}{h} + \frac{1.25t}{\pi h} \left[1 + \ln \frac{2ht}{t} \right] & ; (w/h \geq 0.5\pi) \end{cases} \quad (2-19)$$

และสำหรับค่าไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ที่ได้รับผลกระทบจากความหนาของสตริป จะพิจารณาได้ว่า

$$\epsilon_{re}(t) = \epsilon_{re} - \frac{\epsilon_r - 1}{4.6} \frac{t/h}{\sqrt{w/h}} \quad (2-20)$$

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

2.1.5 การสูญเสียเนื่องจากการแพร่กระจายออกของคลื่น

การสูญเสียเนื่องจากการแพร่กระจายออกของคลื่น จะมีค่าที่ไม่คงที่ ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับความถี่ของคลื่นที่เดินทางบนสตริป ซึ่งจะกำหนดให้ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ที่แปรผันตามความถี่เป็น $\epsilon_{re}(f)$ ดังนั้นจึงได้ผลของการพิจารณาเป็น [11]

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

โดยที่ค่า f_{50} สามารถหาได้จาก

$$f_{50} = \frac{f_{TM0}}{0.75 + (0.75 - 0.332\epsilon_r^{-1/73})(w/h)} \quad (2-22)$$

และค่า f_{TM0} หาได้โดย

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

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

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

$$m_c = \begin{cases} 1 + \frac{1.4}{1 + w/h} \left\{ 0.15 - 0.235 \exp\left(\frac{-0.45f}{f_{50}}\right) \right\} & w/h \leq 0.7 \\ 1 & w/h \geq 0.7 \end{cases} \quad (2-25)$$

ในขณะที่ c คือ ความเร็วของคลื่นที่เดินทางในอากาศ และหากว่าผลคูณของ m_0 และ m_c มีค่ามากกว่า 2.32 จะประมาณให้ว่ามีค่าเป็น 2.32 จึงอาจกล่าวได้ว่าค่า m นี้จะมีค่าอยู่ระหว่าง 0 ถึง 2.32 เท่านั้น ซึ่งจากสมการที่ (2-21) จะเห็นได้ว่าหากค่าความถี่ยิ่งสูงมากขึ้นเท่าใด ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ที่มีผลต่อความถี่ หรือ $\epsilon_{re}(f)$ จะเข้าใกล้ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกของชั้น ไดอิเล็กตริก

บนโครงสร้างไมโครสตริปนั่นเอง อย่างไรก็ตามที่ได้จากสมการที่กล่าวมา จะมีความผิดพลาดเพียง 0.6% หากว่าค่าอัตราส่วน w/h มีค่าอยู่ระหว่าง 0.1 ถึง 10 และค่าคงที่ ไดอิเล็กตริก (ϵ_r) มีค่าอยู่ระหว่าง 1 ถึง 128

สำหรับผลกระทบที่มีต่อค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ สามารถประมาณได้จาก

$$Z_c(f) = Z_c \frac{\epsilon_r(f) - 1}{\epsilon_r - 1} \sqrt{\frac{\epsilon_r}{\epsilon_r(f)}} \quad (2-26)$$

โดย Z_c เป็นค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ

2.1.5.1 การลดทอน หรือการสูญเสียบนโครงสร้างไมโครสตริป

สามารถพิจารณาตามส่วนประกอบของโครงสร้างได้ 3 ส่วน คือ การสูญเสียของแผ่น ตัวนำ (Conductor Loss) การสูญเสียของชั้นไดอิเล็กตริก (Dielectric Loss) และการสูญเสียจากการแผ่ (Radiation Loss) จากที่ได้ทราบค่าคงที่ของการแผ่ (β) มาแล้วในตอนต้น ค่าดังกล่าวเป็นเพียงส่วนหนึ่งที่เป็นค่าจินตภาพ หากจะพิจารณาค่าจริงที่เป็นค่าการลดทอน [11] ด้วย จะได้ว่า

$$\gamma = \alpha + j\beta \quad (2-27)$$

โดยสามารถหาค่าการลดทอนของคลื่นบนแผ่นตัวนำ ได้จาก

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

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

$$R_s = \sqrt{\frac{\omega\mu_0}{2\sigma}} \quad (2-29)$$

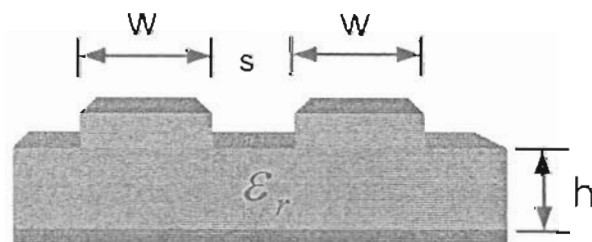
โดยที่ σ คือ ค่าความนำของแผ่นตัวนำ, μ_0 เป็นค่าเพอร์มิททิวิตีในอากาศ และ ω เป็นค่าความถี่ที่ตอบสนอง และสำหรับค่าการลดทอนของคลื่นในชั้นไดอิเล็กตริก สามารถหาได้จาก

$$\alpha_d = 8.686\pi \left[\frac{\epsilon_{re}-1}{\epsilon_r-1} \right] \frac{\epsilon_r \tan \delta}{\epsilon_{re} \lambda_g} \quad (2-30)$$

สำหรับค่า $\tan \delta$ คือ ค่า Loss Tangent ของชั้นไดอิเล็กตริกชั้นเซดทรท และในส่วนของค่าการลดทอนอันเนื่องมาจากการแผ่รั้น เกิดจากโครงสร้างของไมโครสตริปที่มีลักษณะเป็นแบบกิ่งเปิด ทำให้คลื่นสามารถแผ่กระจายออกไปในอากาศได้ ซึ่งเป็นข้อเสียของโครงสร้างเช่นนี้ แต่สามารถแก้ไขได้โดยการเพิ่มระนาบปิดล้อมรอบสตริปในลักษณะที่เรียกว่า “Enclosure” และในบางครั้งจะเรียกว่า “Housing loss”

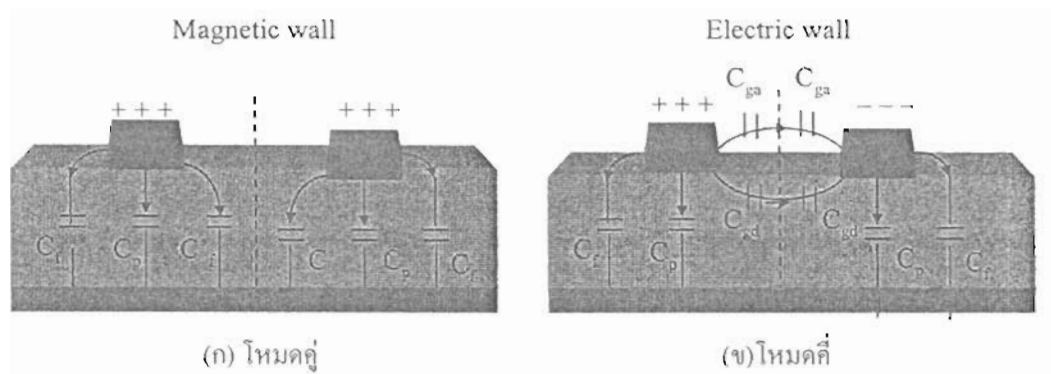
2.2 โครงสร้างสายนำสัญญาณแบบคัปเปิลไลน์

โครงสร้างสายนำสัญญาณแบบคัปเปิลไลน์จะกำหนดคุณสมบัติได้จาก ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของโมดคู่และโมดคี่ของคัปเปิลไลน์ สมการการออกแบบคัปเปิลไลน์จะต้องหาความสัมพันธ์ของอิมพีแดนซ์โมด และค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลของคัปเปิลไลน์จากโครงสร้างที่ทราบขนาดและพารามิเตอร์ของแผ่นพิมพ์ไมโครเวฟแล้วคือ ความกว้างของสตริป ความหนาของชั้นเซดทรทและค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลแสดงดังภาพที่ 2-3



ภาพที่ 2-3 โครงสร้างสายนำสัญญาณแบบคัปเปิลไลน์

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



ภาพที่ 2-4 โหมดในการคัปปลิงของสายนำสัญญาณบนโครงสร้างไมโครสตริป

สำหรับโหมดคู่ ขั้วของแรงดันไฟฟ้าของสตริปทั้งสองด้านจะเป็นขั้วเดียวกัน คือ ขั้วบวก ซึ่งเส้นแบ่งขอบเขตระหว่างสตริปทั้งสองในโหมดนี้เรียกว่า “กำแพงสนามแม่เหล็ก” (Magnetic Wall) และสำหรับโหมดคี่ ขั้วของแรงดันไฟฟ้าของสตริปจะมีขั้วที่ตรงกันข้ามกันและเส้นแบ่งขอบเขตระหว่างสตริปทั้งสองในการคัปปลิงของคลื่นที่เรียกว่า “กำแพงสนามไฟฟ้า” (Electric Wall) ซึ่งเส้นแบ่งขอบเขตทั้งสองโหมดจะพิจารณาเป็นลักษณะสมมาตรกันทั้งสองด้านของเส้นขอบเขต

2.2.1 ค่าคาปาซิแตนซ์ของโหมดคู่ และคี่

หากพิจารณาค่าคาปาซิแตนซ์ที่เกิดขึ้นทั้งในโหมดคู่ และคี่ในภาพที่ 2-4 จะได้สามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$C_e = C_p + C_f + C_f' \quad (2-31)$$

$$C_o = C_p + C_f + C_{ga} + C_{gd} \quad (2-32)$$

โดยที่ค่า C_p เป็นค่าคาปาซิแตนซ์ที่เกิดขึ้นจากแผ่นตัวนำระหว่างสตริปและกราวด์เพลน ดังนั้น

$$C_p = \epsilon_0 \epsilon_r w / h \quad (2-33)$$

และค่า C_f และ C_f' เป็นค่าคาปาซิแตนซ์ที่เกิดจากเส้นแรงของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่พยายามวิ่งเข้าหาขั้วตรงข้ามในบริเวณที่ไม่เกิดการคัปปลิงอย่างสมบูรณ์จึงมีค่าเป็น

$$2C_f = \frac{\sqrt{\epsilon_{re}}}{cZ_c - C_p} \quad (2-34)$$

$$C_f' = \frac{C_f}{1 + A(h/s) \tanh(8s/h)} \quad (2-35)$$

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

ในส่วนของโหมดคลื่น จะมีค่าคาปาซิแตนซ์ที่เพิ่มขึ้นมานอกเหนือจากที่ได้กล่าวมานี้ คือ คาปาซิแตนซ์ระหว่างสตริปที่เกิดขึ้นสภาวะที่ชั้นไดอิเล็กตริกชั้นบนเป็นไดอิเล็กตริก (C_{gd}) และในสภาวะที่มีอากาศเป็นไดอิเล็กตริก (C_{ga}) ซึ่งสามารถหาได้จาก

$$C_{gd} = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r}{\pi} \ln \left[\coth \left(\frac{\pi s}{4h} \right) \right] + 0.65 C_f \left[\frac{0.02 \sqrt{\epsilon_r}}{s/h} + 1 - \frac{1}{\epsilon_r^2} \right] \quad (2-36)$$

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

$$C_{ga} = \epsilon_0 \frac{K(k')}{K(k)} \quad (2-37)$$

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

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

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

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

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

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

โดยที่ค่า C_e^a และ C_o^a เป็นค่าคาปาซิแตนซ์ที่เกิดขึ้นระหว่างการกลับปลิงของสตริปในโหมดคู่และโหมดคี่ ตามลำดับ

ในส่วน of ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ในโหมดคู่ (ϵ_{re}^e) และโหมดคี่ (ϵ_{re}^o) สามารถพิจารณาได้จากค่าคาปาซิแตนซ์ที่เกิดขึ้นในโหมดนั้นๆ ดังสมการ

$$\epsilon_{re}^e = C_e / C_e^a \quad (2-41)$$

$$\epsilon_{re}^o = C_o / C_o^a \quad (2-42)$$

ซึ่งค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ทั้งในโหมดคู่ และโหมดคี่จะการพิจารณาด้วยการประมาณในกรณีที่ไม่มีการแพร่กระจายออกของคลื่นโดยรายละเอียด ดังสมการ

$$\epsilon_{re}^e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + \frac{10}{v} \right]^{-a_e b_e} \quad (2-43)$$

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

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

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

$$u = w/h \text{ และ } g = s/h$$

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

$$\varepsilon_{re}^o = \varepsilon_r + [0.5(\varepsilon_r + 1) - \varepsilon_{re} + a_o] \exp[-c_o g^{d_o}] \quad (2-44)$$

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

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

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

$$\text{และ} \quad d_o = 0.593 + 0.694 \exp(-0.526u)$$

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

สำหรับค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะในโหมดคู่ (Z_{ce}) และโหมดคี่ (Z_{co}) สามารถพิจารณาได้จากสมการที่ (2-45) ซึ่งจะมีค่าผิดพลาดในการคำนวณไม่เกิน 0.6% สำหรับค่า u ที่อยู่ระหว่าง 0.1 ถึง 10 ($0.1 \leq u \leq 10$), และค่า g อยู่ระหว่าง 0.1 ถึง 10 ($0.1 \leq g \leq 10$) และค่าคงที่ของชั้นไดอิเล็กตริกมีค่าอยู่ระหว่าง 1 ถึง 18 ($1 \leq \varepsilon_r \leq 18$)

$$Z_{ce} = \frac{Z_c \sqrt{\varepsilon_{re} / \varepsilon_{re}^c}}{1 - (Z_c Q_1 \sqrt{\varepsilon_{re}}) / 377} \quad (2-45)$$

โดยค่า ε_r เป็นค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายนำสัญญาณเดี่ยวบนโครงสร้างไมโครสตริปที่มีความกว้างของสตริปเป็น w และ

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

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

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

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

$$Z_{cv} = \frac{Z_c \sqrt{\epsilon_{re} / \epsilon_{re}^0}}{1 - (Z_c Q_{10} \sqrt{\epsilon_{re}}) / 377} \quad (2-46)$$

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

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

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

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

$$Q_9 = \ln(Q_7) \cdot (Q_8 + 1/16.5) \quad \text{และ} \quad Q_{10} = Q_4 - \frac{Q_5}{Q_2} \exp \left[\frac{Q_6 \ln(u)}{u^{Q_9}} \right]$$

2.3 ทราบเฟิร์มฟังก์ชันของวงจรกรองความถี่

2.3.1 นิยามโดยทั่วไป

ฟังก์ชันถ่ายโอนของโครงข่ายวงจรกรองแบบสองทางเข้าออก เป็นการอธิบายทางสมการคณิตศาสตร์ของคุณลักษณะการตอบสนองโครงข่าย ซึ่งก็คือสมการคณิตศาสตร์ของ S_{21} ขนาดของฟังก์ชันถ่ายโอนยกกำลังสองของวงจรกรองความถี่แบบพาสซีฟที่ไม่มีการสูญเสียถูกกำหนดเป็น

$$|S_{21}(j\Omega)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 F_n^2(\Omega)} \quad (2-47)$$

เมื่อ ε คือ ค่าคงที่ของการกระเพื่อม (Ripple Constant) และ $F_n(\Omega)$ คือ ฟังก์ชันคุณลักษณะของวงจรกรองและ Ω คือ ตัวแปรความถี่ ในที่นี้จะกำหนดให้ Ω แทนตัวแปรความถี่ในหน่วยเรเดียนต่อวินาทีของวงจรกรองต้นแบบผ่านต่ำ (Lowpass Prototype Filter) ซึ่งมีความถี่คutoff ที่ $\Omega = \Omega_c$ เมื่อ $\Omega_c = 1$ เรเดียนต่อวินาที

สำหรับโครงข่ายที่ไม่เปลี่ยนแปลงตามเวลาและเป็นเชิงเส้นแล้ว (Linear-Time Invariant-Networks) ฟังก์ชันถ่ายโอนอาจจะกำหนดในรูปของอัตราส่วนของทรานเฟอร์ฟังก์ชัน ได้เป็น

$$S_{21}(p) = \frac{N(p)}{D(p)} \quad (2-48)$$

เมื่อ $N(p)$ และ $D(p)$ คือ โพลีโนเมียลของตัวแปรความถี่เชิงซ้อน $p = \sigma + j\Omega$ สำหรับโครงข่ายพาสซีฟที่ไม่มีการสูญเสีย $\sigma = 0$ และ $p = j\Omega$

จากสมการที่ (2-47) สามารถหาค่าการสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกของวงจรกรองได้เป็น

$$L_A(\Omega) = 10 \log \frac{1}{|S_{21}(j\Omega)|^2} \text{ dB} \quad (2-49)$$

เมื่อ $|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2 = 1$ สำหรับโครงข่ายพาสซีฟที่ไม่มีการสูญเสียและสามารถหาค่าสูญเสียย้อนกลับของวงจรกรองสามารถหาได้จาก

$$I_R(\Omega) = 10 \log \left[1 - |S_{21}(j\Omega)|^2 \right] \text{ dB} \quad (2-50)$$

ผลตอบสนองทางเฟสของวงจรกรอง สามารถหาได้จาก

$$\Phi_{21} = \angle S_{21}(j\Omega) \quad (2-51)$$

และผลตอบสนองการหน่วงเวลากลุ่ม (Group Delay) ของโครงข่ายสามารถคำนวณได้จาก

$$\tau_d(\Omega) = \frac{d\Phi_{21}(\Omega)}{-d\Omega} \quad (2-52)$$

2.3.2 โพลและซีโรว์บนระนาบเชิงซ้อน

ระนาบ (σ, Ω) คือระนาบเชิงซ้อน หรือ ระนาบ p (p -plane) แกนนอนของระนาบ เรียกว่า แกนจริงหรือแกน σ และแกนตั้งเรียกว่า แกนจินตภาพหรือแกน $j\Omega$ ค่าของ p ที่ฟังก์ชัน กลายเป็นศูนย์คือ ซีโรว์ของฟังก์ชัน ค่าของ p ที่ฟังก์ชันกลายเป็นอนันต์ คือ เอกฐาน(โพล) ของ ฟังก์ชัน ดังนั้นซีโรว์ของ $S_{21}(p)$ เป็นรากของเศษ $N(p)$ และโพลของ $S_{21}(p)$ เป็นรากของส่วน $D(p)$

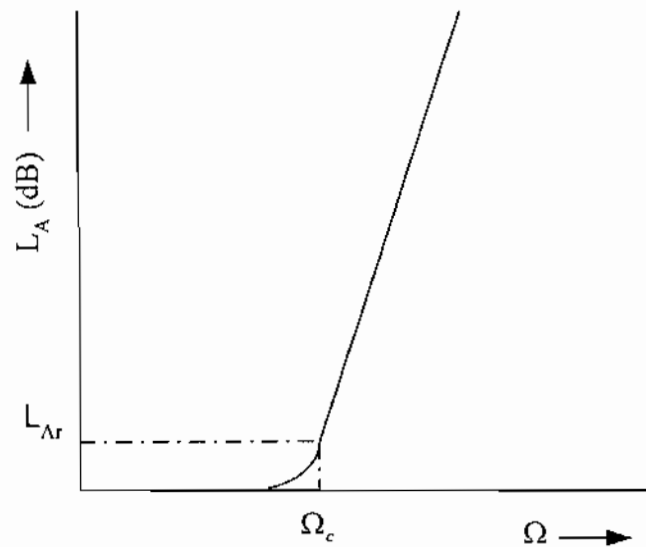
โพลจะเป็นความถี่ธรรมชาติของวงจรกรอง ซึ่งผลตอบสนองอธิบายด้วย $S_{21}(p)$ ในกรณีที่ วงจรกรองเสถียรโพลต้องอยู่ครึ่งซ้ายของระนาบ p หรืออยู่บนแกนจินตภาพ ถ้าไม่เป็นตามนี้ ก็จะ ทำให้เกิดการออสซิลเลต เงื่อนไขนั้นเป็นไปไม่ได้ในโครงข่ายแบบพาสซีฟ เนื่องจากเหตุนี้ $D(p)$ เป็นโพลิโนเมียล Hurwitz ที่รากของคำตอบจะอยู่ด้านซ้ายของระนาบ p หรืออยู่บนแกน $j\Omega$ เท่านั้น

2.3.3 ผลตอบสนองแบบบัตเตอร์เวิร์ท

ฟังก์ชันถ่ายโอนยกกำลังสองของวงจรกรองแบบบัตเตอร์เวิร์ท ที่มีค่าสูญเสียเนื่องจากการ ไล่แทรก $L_{Ar} = 3.01 \text{ dB}$ ที่ความถี่คัทออฟ $\Omega_c = 1$ สามารถเขียนได้เป็น

$$|S_{21}(j\Omega)|^2 = \frac{1}{1 + \Omega^{2n}} \quad (2-53)$$

เมื่อ n คือดีกรีหรืออันดับของวงจรกรองความถี่ซึ่งจะสอดคล้องกับจำนวนองค์ประกอบ จินตภาพที่ต้องการในวงจรกรองต้นแบบผ่านต่ำ (Lowpass Prototype Filter) การตอบสนองของ วงจรกรองชนิดนี้เป็นชนิดที่มีการตอบสนองราบเรียบมากที่สุด เพราะว่าขนาดยกกำลังสองฟังก์ชัน ถ่ายโอนในสมการที่ (2-53) มีจำนวนของซีโรว์สูงสุด คือ $(2n-1)$ ที่ $\Omega = 0$ และจะแย่งเมื่อ Ω เข้าใกล้ความถี่คัทออฟ Ω_c ดังแสดงในภาพที่ 2-5



ภาพที่ 2-5 ผลตอบสนองผ่านตัวบัตเตอร์เวิร์ท

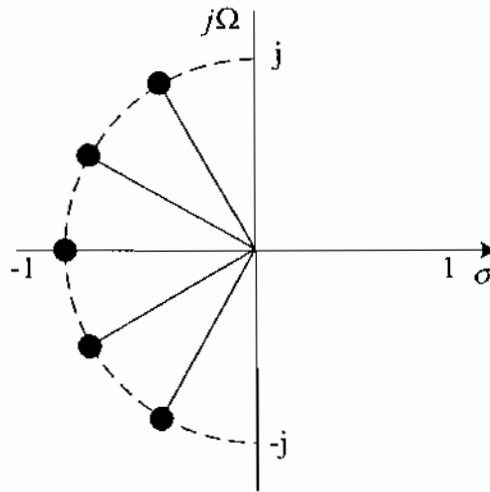
จากสมการที่ (2-53) สามารถเขียนฟังก์ชันถ่ายโอนได้เป็น

$$S_{21}(p) = \frac{1}{\prod_{i=1}^n (p - p_i)} \quad (2-54)$$

เมื่อ

$$p_i = j \exp \left[\frac{(2i-1)\pi}{2n} \right] \quad (2-55)$$

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



ภาพที่ 2-6 การกระจายของโพลสำหรับผลตอบสนองแบบบัตเตอร์เวิร์ท

2.3.4 ผลตอบสนองแบบเชบีเชฟ

การตอบสนองแบบเชบีเชฟจะแสดงถึงการกระเพื่อมในแถบผ่านที่กำหนด และมีความราบเรียบมากที่สุดในช่วงแถบหยุดซึ่งแสดงในภาพที่ 2-7 โดยขนาดของฟังก์ชันการถ่ายโอน ยกกำลังสอง มีรูปแบบผลการตอบสนองจาก

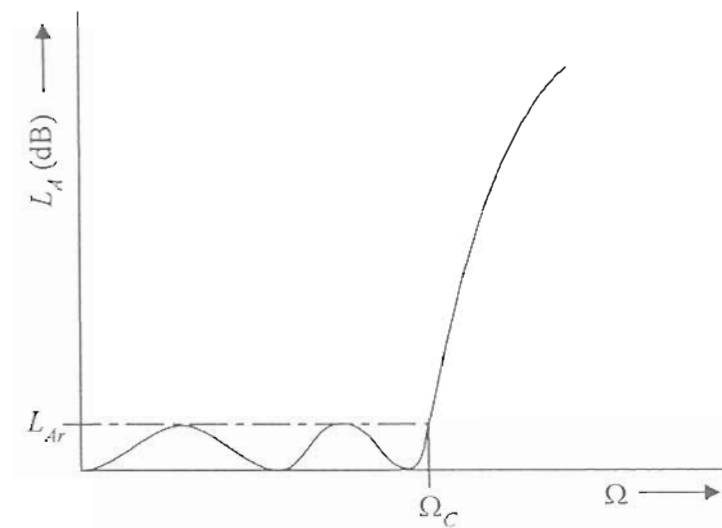
$$|S_{21}(j\Omega)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 T_n^2(\Omega)} \quad (2-56)$$

เมื่อค่าคงที่ความพลีว ε มีความสัมพันธ์กับค่าการกระเพื่อมในแถบผ่าน L_{ar} dB โดย

$$\varepsilon = \sqrt{10^{\frac{L_{ar}}{10}} - 1} \quad (2-57)$$

$T_n(\Omega)$ คือ ฟังก์ชันเชบีเชฟแบบแรกของอันดับ n ซึ่งกำหนดได้จาก

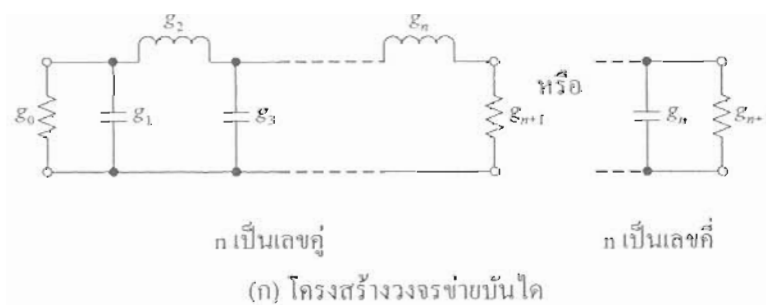
$$T_n(\Omega) = \begin{cases} \cos(n \cos^{-1} \Omega) & |\Omega| \leq 1 \\ \cosh(n \cosh^{-1} \Omega) & |\Omega| \geq 1 \end{cases} \quad (2-58)$$



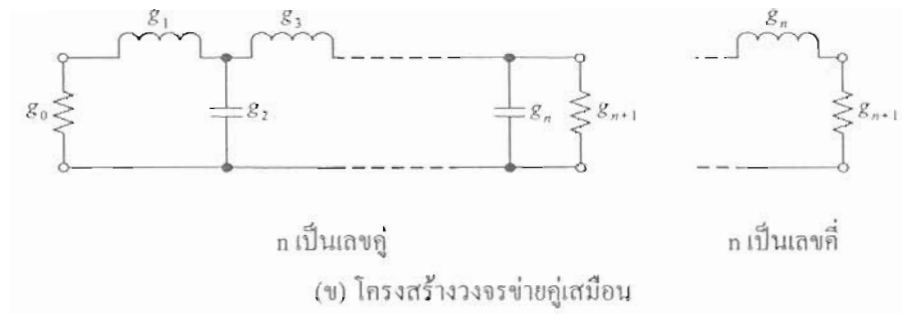
ภาพที่ 2-7 ผลตอบสนองผ่านต่ำเชบีเชฟ

2.4 องค์ประกอบวงจรกรองความถี่ผ่านต่ำต้นแบบ

การสังเคราะห์วงจรกรองความถี่เพื่อที่จะหาทรานส์ฟอร์มฟังก์ชันที่แท้จริง ส่วนใหญ่แล้วจะเริ่มต้นจากการใช้วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านต้นแบบ (Lowpass Prototype Filters) เพื่อช่วยในการออกแบบโดยที่วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านต้นแบบนั้นจะใช้องค์ประกอบ ซึ่งถูกนอร์มอลไลซ์จากความต้านทานหรือตัวนำแหล่งจ่าย เพื่อที่จะทำให้มีค่าเท่ากับ 1 โดยในที่นี้จะใช้สัญลักษณ์ด้วย $g_0 = 1$ และความถี่ทอพอจะเท่ากับ 1 คือ $\Omega_c = 1$



ภาพที่ 2-8 วงจรกรองผ่านต่ำต้นแบบสำหรับวงจรกรองทุกโพล



ภาพที่ 2-8 (ต่อ)

2.4.1 วงจรกรองต้นแบบผ่านตัวบัตเตอร์เวิร์ท

สำหรับบัตเตอร์เวิร์ทหรือวงจรกรองต้นแบบผ่านค่าที่แบนราบมากที่สุด มีฟังก์ชันถ่ายโอน ดังสมการ (2-53) โดยที่ความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก $L_{Ar} = 3.01 \text{ dB}$ ที่ความถี่คัตออฟ $\Omega_c = 1$ ค่าองค์ประกอบอ้างอิงตามภาพที่ 2-8 คำนวณได้โดย

$$\begin{aligned} g_0 &= 1.0 \\ g_i &= 2 \sin\left(\frac{(2i-1)\pi}{2n}\right) \quad \text{for } i = 1 \text{ to } n \\ g_{n+1} &= 1.0 \end{aligned} \quad (2-59)$$

การคำนวณอันดับของวงจรกรองต้นแบบผ่านตัวบัตเตอร์เวิร์ท ปกติกำหนดให้ค่าลดทอนของ ช่วงแถบหยุดต่ำที่สุด $L_{As} \text{ dB}$ ที่ $\Omega = \Omega_s$ สำหรับ $\Omega_s > 1$

$$n \geq \frac{\log(10^{0.1L_{As}} - 1)}{2 \log \Omega_s} \quad (2-60)$$

2.4.2 วงจรกรองต้นแบบผ่านค่าเชบีเชฟ

สำหรับวงจรกรองต้นแบบผ่านค่าเชบีเชฟ มีฟังก์ชันถ่ายโอนตามสมการที่ (2-56) ค่าองค์ประกอบ สำหรับโครงข่ายสองทางเข้าออกที่แสดงในภาพที่ 2-8 คำนวณ โดยใช้สูตร ดังนี้

$$\begin{aligned}
g_0 &= 1.0 \\
g_1 &= \frac{2}{\gamma} \sin\left(\frac{\pi}{2n}\right) \\
g_i &= \frac{1}{g_{i-1}} \frac{4 \sin\left[\frac{(2i-1)\pi}{2n}\right] \sin\left[\frac{(2i-3)\pi}{2n}\right]}{\gamma^2 + \sin^2\left[\frac{(i-1)\pi}{n}\right]} \quad \text{for } i = 2, 3, \dots, n \\
g_{n+1} &= \begin{cases} 1.0 & \text{for } n \text{ odd} \\ \coth^2\left(\frac{\beta}{4}\right) & \text{for } n \text{ even} \end{cases} \quad (2-61)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\text{เมื่อ } \beta &= \ln\left[\coth\left(\frac{L_{Ar}}{17.37}\right)\right] \\
\gamma &= \sinh\left(\frac{\beta}{2n}\right)
\end{aligned}$$

การคำนวณหาค่าอันดับของวงจรกรองต้นแบบผ่านค่าของเซฟบีเซฟ สามารถคำนวณได้จากสมการที่ (2-62) เมื่อ L_{Ar} คือ ค่าการกระเพื่อมในแถบความถี่ผ่านในหน่วย dB โดย L_{As} คือ ค่าลดทอนที่ต่ำที่สุดของช่วงแถบหยุดที่ $\Omega = \Omega_s$

$$n \geq \frac{\cosh^{-1} \sqrt{\frac{10^{0.1L_{As}-1}}{10^{0.1L_{Ar}-1}}}}{\cosh^{-1} \Omega_s} \quad (2-62)$$

2.5 การแปลงความถี่และการแปลงองค์ประกอบ

จากที่ผ่านมาจะพบว่าเราพิจารณาเพียงวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านต้นแบบ โดยปกติค่าความต้านทานหรือค่าเหนี่ยวนำขอร์สจะมีค่าเท่ากับ 1 ($g_0 = 1$) ที่ความถี่คัทออฟเท่ากับ 1 เรเดียน ($\Omega_c = 1$) ซึ่งในทางปฏิบัติค่าคุณลักษณะทางความถี่และค่าขององค์ประกอบต่างๆ จะขึ้นกับวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านต้นแบบโดยการทำการแปลงความถี่และองค์ประกอบ

ในการแปลงความถี่ บางครั้งอาจเรียกว่า การแมปไปถี่ความถี่ (Frequency Mapping) ซึ่งก็คือการแมปจากผลตอบสนองของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านต้นแบบที่อยู่ในโดเมนของ Ω ไปยังโดเมนทางด้านความถี่ ω ซึ่งในทางปฏิบัติผลตอบสนองทางด้านความถี่ไม่ว่าจะเป็นวงจรกรองผ่านต่ำ วงจรกรองผ่านสูง วงจรกรองผ่านแถบ และวงจรกรองแถบหยุด ในการแปลงความถี่จะมีผลกระทบ

ต่อค่าองค์ประกอบรีแอคทีฟ (Reactive Element) ทั้งหมด แต่จะไม่กระทบต่อองค์ประกอบของความต้านทาน (Resistive Element)

ในการแมปปีงทางความถี่ค่าอิมพีแดนซ์จะถูกสเกลด้วยค่าองค์ประกอบแปลง (Element Transformation) ในการสเกลนั้นจำเป็นต้องนำค่า $g_0 = 1$ ออกจากวงจร กรองที่จะทำการสเกลและปรับค่าวงจรของความถี่โดยจะขึ้นอยู่กับค่าอิมพีแดนซ์แหล่งจ่าย (Source Impedance) ซึ่งก็คือ Z_0 โดยสามารถเขียนในรูปของ γ_0 ได้เป็น

$$\gamma_0 = \begin{cases} Z_0 / g_0 & \text{สำหรับ } g_0 \text{ เป็นค่าความต้านทาน} \\ g_0 / Y_0 & \text{สำหรับ } g_0 \text{ เป็นค่าความนำ} \end{cases} \quad (2-63)$$

เมื่อ $Y_0 = 1/Z_0$ ซึ่งก็คือ แอดมิตแตนซ์แหล่งจ่าย (Source Admittance) โดยสรุปแล้วเราสามารถสเกลค่าอิมพีแดนซ์ของโครงข่ายวงจรของความถี่ได้เป็น

$$\begin{aligned} L &\rightarrow \gamma_0 L \\ C &\rightarrow C / \gamma_0 \\ R &\rightarrow \gamma_0 R \\ G &\rightarrow G / \gamma_0 \end{aligned} \quad (2-64)$$

ถ้า g_0 คือ เทอมทั่วไป สำหรับวงจรของความถี่ต่ำผ่านต้นแบบ เนื่องจาก g จะไม่ขึ้นกับค่าในการแปลง นั่นคือค่าองค์ประกอบความต้านทานก็ยังคงอยู่สำหรับวงจรของความถี่ชนิดต่าง ๆ

$$\begin{aligned} R &= \gamma_0 g & \text{สำหรับ } g \text{ ที่แสดงค่าเป็นความต้านทาน} \\ G &= g / \gamma_0 & \text{สำหรับ } g \text{ ที่แสดงค่าเป็นความนำ} \end{aligned} \quad (2-65)$$

2.5.1 การแปลงวงจรกรองผ่านต่ำ

การแปลงความถี่จากวงจรต้นแบบผ่านต่ำไปยังวงจรกรองผ่านต่ำที่มีความถี่คัตออฟที่ ω_c บนแกน ω สามารถแปลงได้

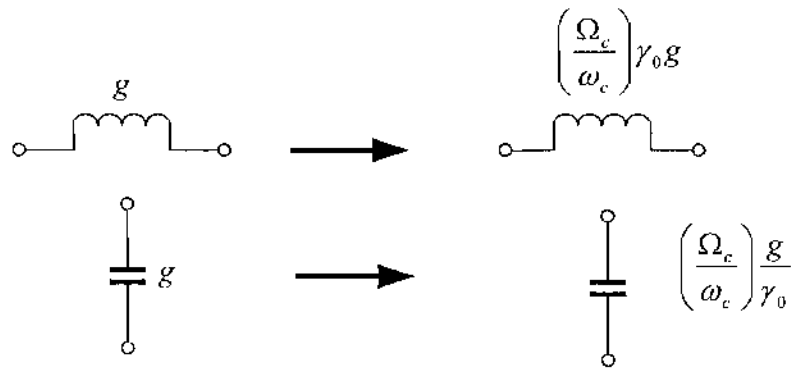
$$\Omega = \left(\frac{\Omega_c}{\omega_c} \right) \omega \quad (2-66)$$

จากสมการที่ (2-71) จะสามารถสเกลอิมพีแดนซ์ต่างๆ ได้เป็น

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

$$C = \left(\frac{\Omega_c}{\omega_c} \right) g / \gamma_0 \quad \text{สำหรับ } g \text{ แสดงในรูปตัวเก็บประจุ} \quad (2-67)$$

ซึ่งภาพที่ 2-9 เป็น โครงสร้างองค์ประกอบการแปลง



ภาพที่ 2-9 การแปลงองค์ประกอบพื้นฐานจากวงจรกรองคัตแบบผ่านต่ำไปยังวงจรกรองผ่านต่ำ

2.5.2 การแปลงวงจรกรองผ่านสูง

สำหรับวงจรกรองผ่านสูงที่ความถี่คัตออฟ ω_c บนแกน ω การแปลงความถี่เป็น

$$\Omega = -\frac{\omega_c \Omega_c}{\omega} \quad (2-68)$$

ประยุกต์การแปลงความถี่นี้ไปเป็นองค์ประกอบจินตภาพ g ในวงจรกรองคัตแบบผ่านต่ำได้เป็น

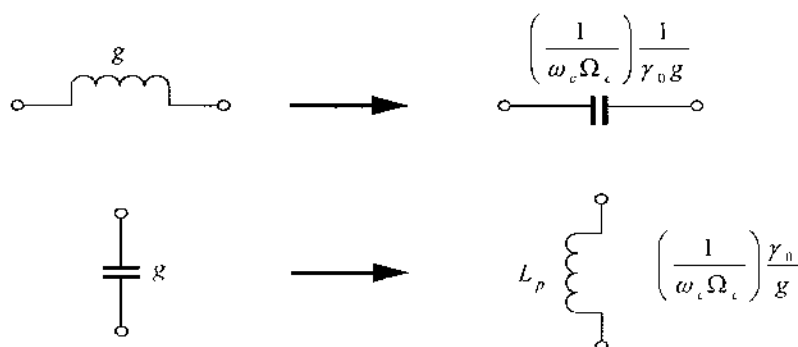
$$j\Omega_g \rightarrow \frac{\omega_c \Omega_c g}{j\omega} \quad (2-69)$$

จะเห็นได้ว่าค่าองค์ประกอบความเหนี่ยวนำ/ความเก็บประจุ (Inductive/Capactive) ในวงจรกรองคลื่นแบบผ่านต่ำ จะตรงข้ามกับการแปลงไปยังองค์ประกอบความเก็บประจุ/ความเหนี่ยวนำ ในวงจรกรองผ่านสูง การแปลงองค์ประกอบด้วยการสเกลอิมพีแดนซ์ถูกกำหนดเป็น

$$C = \left(\frac{1}{\omega_c \Omega_c} \right) \frac{1}{\gamma_0 g} \quad \text{สำหรับ } g \text{ แสดงในรูปตัวเหนี่ยวนำ}$$

$$L = \left(\frac{1}{\omega_c \Omega_c} \right) \frac{\gamma_0}{g} \quad \text{สำหรับ } g \text{ แสดงในรูปตัวเก็บประจุ} \quad (2-70)$$

การแปลงองค์ประกอบของการแปลงวงจรกรองผ่านสูงแสดงดังภาพที่ 2-10



ภาพที่ 2-10 การแปลงองค์ประกอบพื้นฐานจากวงจรกรองคลื่นแบบผ่านต่ำไปยังวงจรผ่านสูง

2.5.3 การแปลงวงจรกรองผ่านแถบ

สมมุติให้วงจรกรองคลื่นแบบผ่านต่ำ มีผลตอบสนองความถี่จากการแปลงเป็นวงจรกรองผ่านแถบในช่วง $\omega_2 - \omega_1$ เมื่อ ω_1 และ ω_2 คือช่วงของความถี่แถบผ่านโดยสามารถเขียนเงื่อนไขสมการที่ใช้ในการแปลงได้

$$\Omega = \frac{\Omega}{FBW} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \quad (2-71)$$

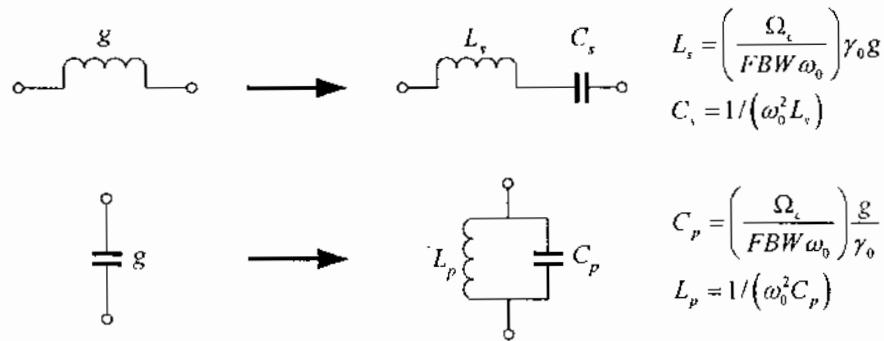
โดยที่

$$FBW = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0}$$

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \omega_2} \quad (2-72)$$

ซึ่ง ω_0 คือความถี่กลางเชิงมุมในหน่วยของเรเดียน และ FBW คืออัตราส่วนของ แบนด์วิดท์ (Fractional Bandwidth) ในการแปลงความถี่ขององค์ประกอบจินตภาพ g ที่ได้จากวงจรกรอง ดัชนีแบบผ่านต่ำสามารถเขียนได้เป็น

$$j\Omega_g \rightarrow j\omega \frac{\Omega_c g}{FBW \omega_0} + \frac{1}{j\omega} \frac{\Omega_c \omega_0 g}{FBW} \quad (2-73)$$



ภาพที่ 2-11 การแปลงค่าขององค์ประกอบพื้นฐานจากวงจรกรองดัชนีแบบชนิดผ่านต่ำ ไปเป็นวงจรกรองความถี่ผ่านแถบ

ดังนั้นค่าองค์ประกอบความเหนี่ยวนำ/ความจุ ในวงจรกรองดัชนีแบบชนิดผ่านต่ำสามารถ แปลงเป็นวงจรเรโซแนนซ์ LC อนุกรม/ขนานในรูปแบบของวงจรกรองความถี่ผ่านแถบ ซึ่ง ค่าองค์ประกอบของเรโซเนเตอร์ LC อนุกรมของวงจรกรองความถี่ผ่านแถบสามารถหาได้จาก

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

$$C_s = \left(\frac{FBW \omega_0}{\Omega_c} \right) \frac{1}{\gamma_0 g} \quad \text{สำหรับ } g \text{ แสดงในรูปตัวเหนี่ยวนำ} \quad (2-74)$$

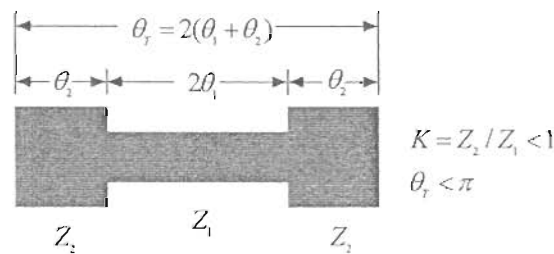
ในทำนองเดียวกัน สามารถแปลงค่าองค์ประกอบความเหนี่ยวนำ/ความจุในวงจรกรอง ดัชนีแบบ ชนิดผ่านต่ำให้อยู่ในรูปของเรโซเนเตอร์ LC ขนานของวงจรกรองความถี่ผ่านแถบได้เป็น

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

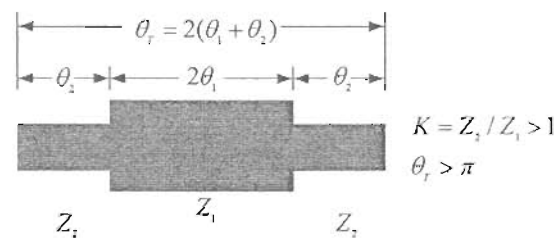
$$L_p = \left(\frac{FBW}{\Omega_c \omega_0} \right) \frac{\gamma_0}{g} \quad \text{สำหรับ } g \text{ แสดงในรูปตัวเก็บประจุ} \quad (2-75)$$

2.6 เรโซเนเตอร์แบบอิมพีแดนซ์แบบขั้น

เรโซเนเตอร์แบบอิมพีแดนซ์แบบขั้น คือ เรโซเนเตอร์ที่มีค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะไม่เท่ากันตลอดโครงสร้างเรโซเนเตอร์ โดยค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะจะมีค่าต่ำเมื่อความกว้างของสายนำสัญญาณมีขนาดใหญ่ และมีค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะที่สูงเมื่อความกว้างของสายนำสัญญาณมีขนาดความกว้างลดลงตามคุณสมบัติของสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริป แสดงดังภาพที่ 2-12 เมื่อพิจารณาลักษณะโครงสร้างเรโซเนเตอร์แบบอิมพีแดนซ์แบบขั้น จะมีลักษณะโครงสร้างที่สมมาตร และมีค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะที่มีค่าแตกต่างกันสองค่าคือ Z_1 และ Z_2 หรือมีค่าความยาวทางไฟฟ้า θ_1 , θ_2 และ $\theta_T = 2(\theta_1 + \theta_2)$

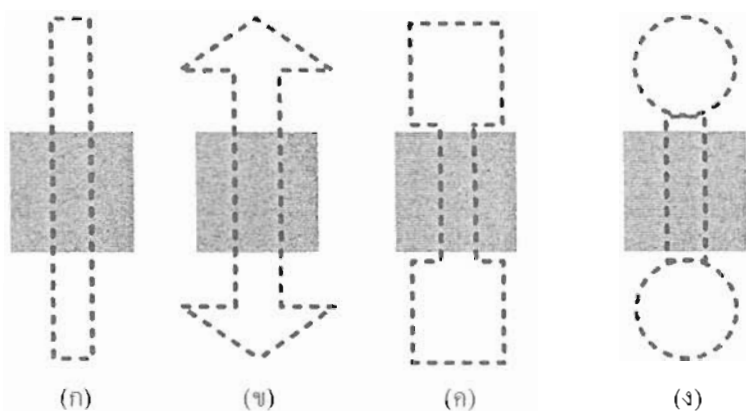


(ก) อัตราส่วนอิมพีแดนซ์ ($K < 1$)



(ข) อัตราส่วนอิมพีแดนซ์ ($K > 1$)

ภาพที่ 2-12 โครงสร้างของเรโซเนเตอร์แบบอิมพีแดนซ์แบบขั้น



(ก) การเจาะกราวด์แบบสี่เหลี่ยม

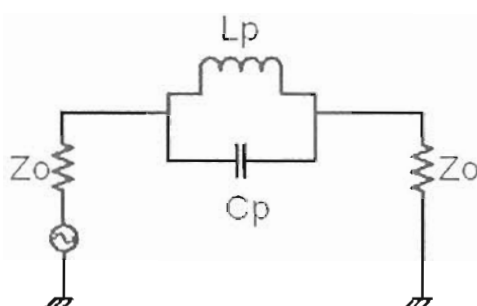
(ข) การเจาะกราวด์แบบลูกศร

(ค) การเจาะกราวด์แบบคัมเบลล์

(ง) การเจาะกราวด์แบบวงกลม

ภาพที่ 2-13 โครงสร้างการเจาะกราวด์รูปแบบต่างๆ

การเจาะกราวด์รูปแบบคัมเบลล์สามารถเขียนเป็นวงจรสมมูลได้ตามภาพที่ 2-14 และสามารถคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ภายในวงจรสมมูลได้ตามสมการดังนี้

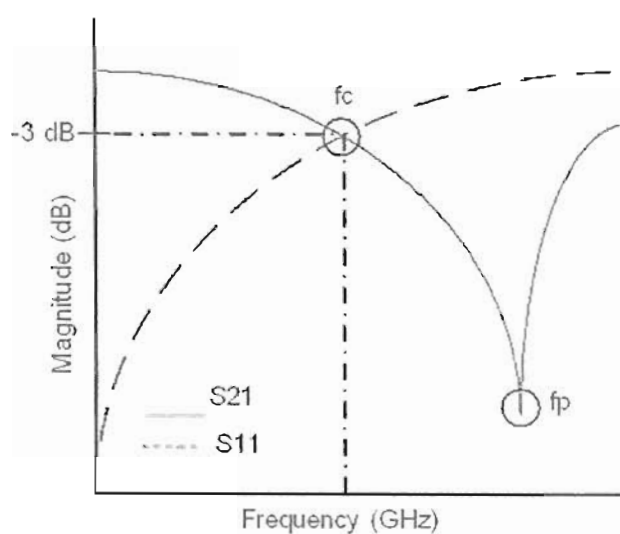


ภาพที่ 2-14 โครงสร้างวงจรสมมูลของการเจาะกราวด์รูปแบบคัมเบลล์

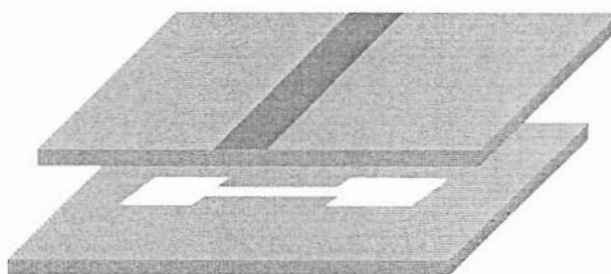
$$C_p = \frac{5f_c}{\pi(f_p^2 - f_c^2)}$$

$$L_p = \frac{250}{C_p(\pi f_p)^2} \quad (2-78)$$

โดยค่า C_p คือ ค่าคาปาซิแตนซ์ภายในวงจรและค่า L_p คือ ค่าอินดักแตนซ์ภายในวงจร ส่วนค่าของ f_p , f_c คือ ค่าโพลของความถี่ และค่าความถี่คัทออฟตามลำดับ ซึ่งค่าความถี่คัทออฟจะหาได้จากการจำลองการทำงานของโครงสร้างเจาะกรวดรูปแบบคัมเบลล์ โดยเกิดจากแนวเส้นค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (S_{21}) ตัดกับแนวเส้นค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S_{11}) ที่ค่าการสูญเสียของช่วงความถี่แถบผ่านไม่เกิน -3 dB และสามารถนำค่าที่ได้ไปหาค่าขนาดทางฟิสิกส์



ภาพที่ 2-15 จุดค่าโพลของความถี่ และค่าความถี่คัทออฟ



ภาพที่ 2-16 โครงสร้าง 3 มิติ ของการเจาะกรวดรูปแบบคัมเบลล์

บทที่ 3

การออกแบบวงจรกรองผ่านแถบแบบไมโครสตริปที่ใช้เรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบขั้นไม่สมมาตร และเทคนิคโครงสร้างเจาะกรวดด้านล่าง

การออกแบบวงจรกรองผ่านแถบแบบไมโครสตริปที่ใช้เรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบขั้นไม่สมมาตร และเทคนิคโครงสร้างเจาะกรวดด้านล่าง โดยในงานวิจัยนี้ได้แบ่งออกเป็นสองส่วน คือ ส่วนแรกจะเป็นการออกแบบตัวเรโซเนเตอร์ที่เป็นอิมพีแดนซ์แบบขั้นไม่สมมาตร และสายนำสัญญาณไมโครสตริปอิมพีแดนซ์แบบขั้นโดยไม่มีการเจาะกรวดด้านล่าง เพื่อทำการควบคุมความถี่ฮาร์โมนิกที่ความถี่สูงกว่าความถี่มูลฐาน หรือค่าความถี่ปลอมเทียม (Spurious Frequency Response) โดยเกิดจากคุณลักษณะของตัวเรโซเนเตอร์ในส่วนของโหมคคู่ และโหมคคี่ และคุณสมบัติของสายนำสัญญาณไมโครสตริปอิมพีแดนซ์แบบขั้น และส่วนที่สองจะเป็นการนำวงจรกรองผ่านแถบแบบไมโครสตริปที่ใช้เรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบขั้นไม่สมมาตร ที่ได้จากการออกแบบในส่วนแรก มาทำการเจาะกรวดด้านล่างเพื่อทำการควบคุมในส่วนของความถี่ฮาร์โมนิกอันดับที่สอง โดยสามารถควบคุมได้ทั้งขนาดและตำแหน่งของการเกิดความถี่ฮาร์โมนิกข้างเคียงได้ดีมากกว่าแบบแรก จากนั้นนำวงจรที่ได้จากการออกแบบไปสร้างชิ้นงานจริง โดยหลักการออกแบบและวิจัยแสดงได้ดังภาพที่ 3-1



ภาพที่ 3-1 ขั้นตอนการออกแบบวงจรกรองความถี่ผ่านแถบ

3.1 ขั้นตอนการออกแบบวงจรกรองผ่านแถบโดยใช้เรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบขั้นไม่สมมาตร

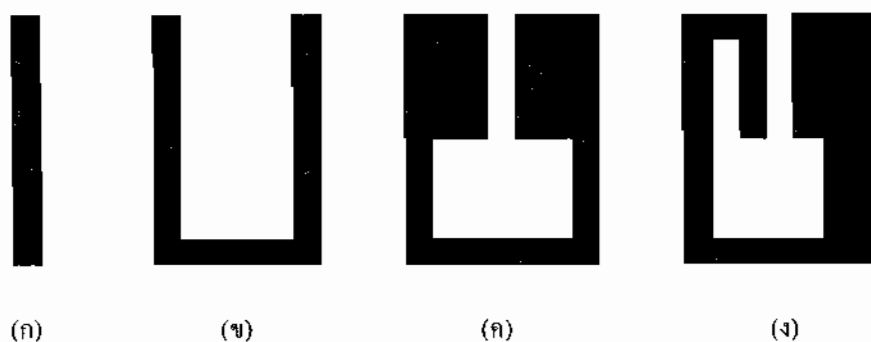
3.1.1 ทำการเลือกแผ่นวงจรพิมพ์ไมโครเวฟ และกำหนดคุณลักษณะของวงจรกรองผ่านแถบ

ในการออกแบบของวงจรกรองผ่านแถบอันดับแรกคือ การเลือกแผ่นวงจรพิมพ์ไมโครเวฟ (Microwave PCB) เนื่องจากแผ่นวงจรพิมพ์ไมโครเวฟในแต่ละแบบนั้นจะมีค่าไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ต่างกัน โดยค่าของไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ยิ่งมีค่าสูงจะทำให้การออกแบบโดยใช้แผ่นวงจรพิมพ์ไมโครเวฟนั้นมีขนาดที่เล็กลง โดยในงานวิจัยนี้ได้เลือกใช้แผ่นวงจรพิมพ์ไมโครเวฟรุ่น GML 1000 ซึ่งมีค่าไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์เท่ากับ 3.2 มีค่าความหนาของแผ่นรองเป็น 30 มิล ค่าของแทนดเจนต์การสูญเสียเท่ากับ 0.004 ซึ่งการออกแบบวงจรกรองผ่านแถบจะกำหนดค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ที่ใช้ในการออกแบบคือ

ความถี่กลาง	2 GHz
แบนด์วิดท์ที่ 3-dB	60 MHz
ค่าการสูญเสียของช่วงความถี่ผ่าน (S_{21})	ไม่เกิน -3 dB
ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ (Z_0)	50 โอห์ม
ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน (S_{11})	- 20 dB (อย่างน้อย)
ขนาดของการกระเพื่อม (L_{AR})	ไม่เกิน 0.014 dB
ชนิดของวงจรผ่านแถบ	เชบีเชฟ
อันดับของวงจรผ่านแถบ	4

3.1.2 ขั้นตอนการออกแบบเรโซเนเตอร์

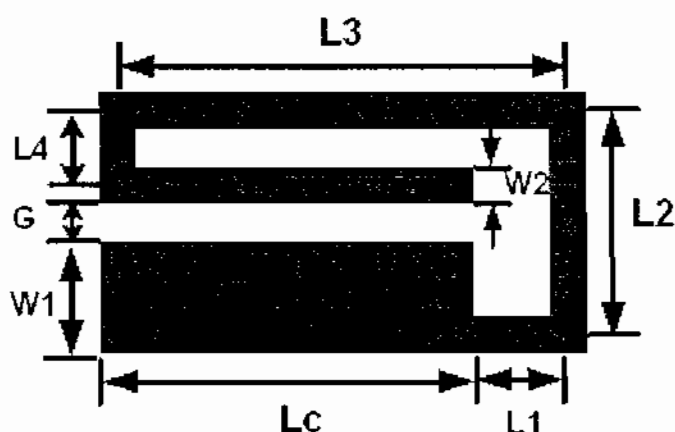
เนื่องจากการออกแบบเรโซเนเตอร์แบบปลายเปิด ตามปรกติจะออกแบบที่ครึ่งความยาวของความยาวคลื่น หรือ $\lambda_g/2$ ซึ่งการออกแบบในปัจจุบันจะมีการพัฒนาขนาดของตัวเรโซเนเตอร์ให้มีขนาดเล็กลง โดยจะมีการพัฒนาเป็นรูปแบบและขนาดต่างๆ ดังแสดงให้เห็นจากภาพที่ 3-2 โดยจะเริ่มจากภาพ (ก) แสดงให้เห็นถึงเรโซเนเตอร์แบบปลายเปิดที่ยังไม่ได้มีการพันให้เป็นแบบแสร้งพัน ภาพ (ข) แสดงเรโซเนเตอร์ที่เป็นแบบแสร้งพันซึ่งมีขนาดเล็กกว่าเรโซเนเตอร์แบบยังไม่มีการพัน ในภาพ (ค) แสดงเรโซเนเตอร์แสร้งพันแบบอิมพีแดนซ์ขั้น ภาพ (ง) แสดงเรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบขั้นไม่สมมาตร โดยจะมีขนาดเล็กกว่าเรโซเนเตอร์แสร้งพันแบบอิมพีแดนซ์ขั้น ซึ่งในงานวิจัยนี้ได้ใช้เรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบขั้นไม่สมมาตรมาทำการจำลองการทำงาน ทำให้โครงสร้างเรโซเนเตอร์มีขนาดเล็กลง และมีคุณสมบัติในการควบคุมฮาร์โมนิกที่ดีกว่าทั้งสามแบบแรก



- (ก) แบบเส้นตรง
 (ข) แบบแฮร์핀
 (ค) แบบแฮร์핀อิมพีแดนซ์ขึ้น
 (ง) แบบอิมพีแดนซ์ขึ้นไม่สมมาตร

ภาพที่ 3-2 โครงสร้างของเรโซเนเตอร์ในแบบต่างๆ

ในงานวิจัยนี้ได้นำเรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบขึ้นไม่สมมาตรมาทำการออกแบบวงจรกรองผ่านแถบ เนื่องจากการไม่สมมาตรนี้ทำให้ความยาวของเรโซเนเตอร์มีขนาดน้อยกว่าความยาวครึ่งความยาวคลื่นที่ความถี่กลางเท่ากัน เมื่อเทียบกับเรโซเนเตอร์แฮร์핀แบบอิมพีแดนซ์ขึ้น ดังนั้นจึงทำให้เรโซเนเตอร์ที่ใช้ในงานวิจัยนี้มีขนาดที่เล็กลงกว่าเดิม เนื่องจากผลของค่าตัวเก็บประจุหรือคัปเปิลไลน์ที่เกิดจากการเชื่อมต่อที่ปลายสายของเรโซเนเตอร์ โดยค่าตัวแปรที่แสดงขนาดของเรโซเนเตอร์แสดงได้ดังภาพที่ 3-3



ภาพที่ 3-3 เรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบขึ้นไม่สมมาตรที่ใช้ในการออกแบบ

โดยขนาดของเรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบขั้นไม่สมมาตรที่ได้จากการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม IE3D [12] จะได้ค่าขนาดต่างๆ ของเรโซเนเตอร์ดังแสดงตามตารางที่ 3-1

ตารางที่ 3-1 ขนาดของเรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบขั้นไม่สมมาตร

ตัวแปร	W1	W2	G	L1	L2	L3	L4	Lc
ขนาด (mil)	120	35	20	102.5	225	479	67.5	394

จากโครงสร้างเรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบขั้นไม่สมมาตรประกอบด้วยสองส่วน คือส่วนแรกเป็นความยาวแบบคัปเปิลไลน์มีความยาว $L_c = 394$ มิล ส่วนที่สองคือส่วนความยาวของไมโครสตริปที่มีความยาวรวม $LS = L1+L2+L3+L4 = 874$ มิล จากบทที่ 2 สามารถนำสมการมาใช้ในการหาค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของเรโซเนเตอร์ โดยมีรายละเอียดดังนี้

ส่วนของสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริป

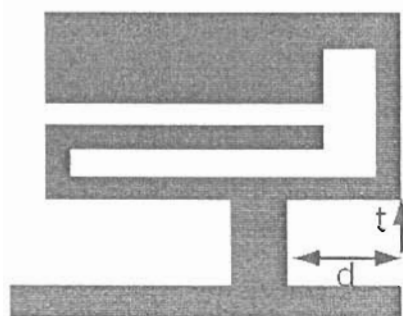
ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ (Z_s)	75.52 โอห์ม
ค่าคงที่เฟส (β_s)	0.095 เรเดียน/มิล
ค่าความยาวทางไฟฟ้า (θ_s)	1.451 เรเดียน
ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิภาพ (ϵ_{re})	2.435

ส่วนของสายนำสัญญาณแบบคัปเปิลไลน์

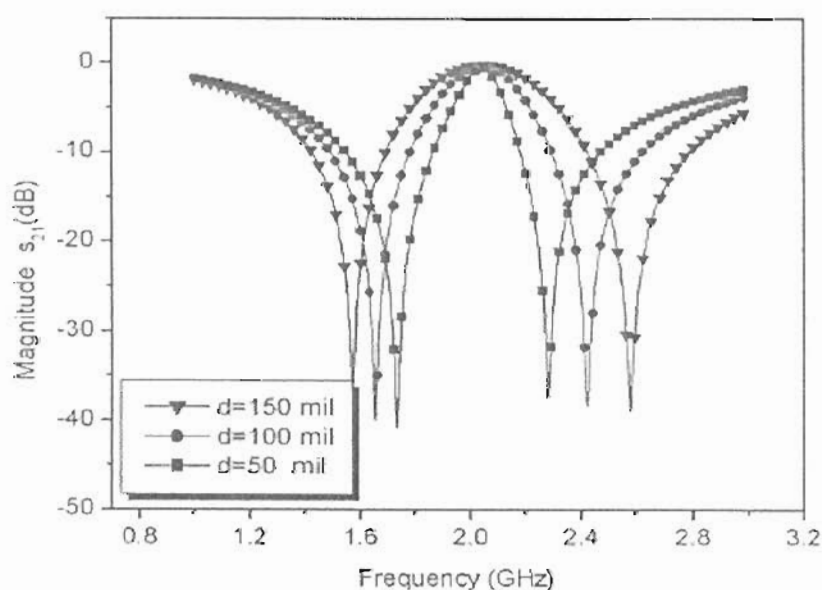
ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะโมดคู่ (Z_{co})	41.47 โอห์ม
ค่าคงที่เฟส (β_{co})	0.00169 เรเดียน/มิล
ค่าความยาวทางไฟฟ้า (θ_{co})	0.665 เรเดียน
ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิภาพ (ϵ_{re})	2.286
ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะโมดคู่ (Z_{ce})	60.886 โอห์ม
ค่าคงที่เฟส (β_{ce})	0.00169 เรเดียน/มิล
ค่าความยาวทางไฟฟ้า (θ_{ce})	0.665 เรเดียน
ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิภาพ (ϵ_{re})	2.74

3.1.3 คุณสมบัติเรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบขั้นไม่สมมาตรเพื่อควบคุมค่าแบนด์วิดท์

เรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบขั้นไม่สมมาตร มีคุณสมบัติที่สามารถควบคุมค่าแบนด์วิดท์ได้ตามต้องการ ซึ่งการจัดวางเรโซเนเตอร์กับสายนำสัญญาณเพื่อควบคุมค่าแบนด์วิดท์นั้น สามารถทำได้โดยการเลื่อนตำแหน่งของสายนำสัญญาณที่เชื่อมต่อกับตัวเรโซเนเตอร์ ถ้าหากต้องการขนาดของแบนด์วิดท์ที่กว้างทำได้โดยการเลื่อนตำแหน่งของสายนำสัญญาณให้มีระยะห่างจากจุดอ้างอิง ϵ ให้มากขึ้นตามระยะของค่า d และถ้าต้องการให้แบนด์วิดท์แคบทำได้โดยการเลื่อนตำแหน่งสายนำสัญญาณให้มีระยะห่างจากจุดอ้างอิง ϵ ให้ลดลง ดังแสดงให้เห็นในภาพที่ 3-4 และแสดงผลตอบสนองความถี่ดังภาพที่ 3-5



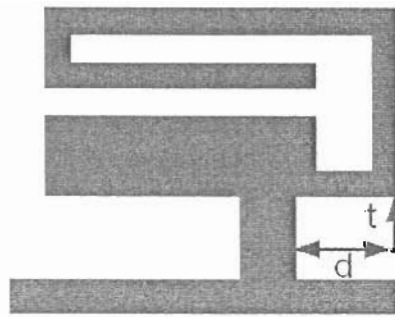
ภาพที่ 3-4 การเลื่อนสายนำสัญญาณเพื่อควบคุมค่าแบนด์วิดท์



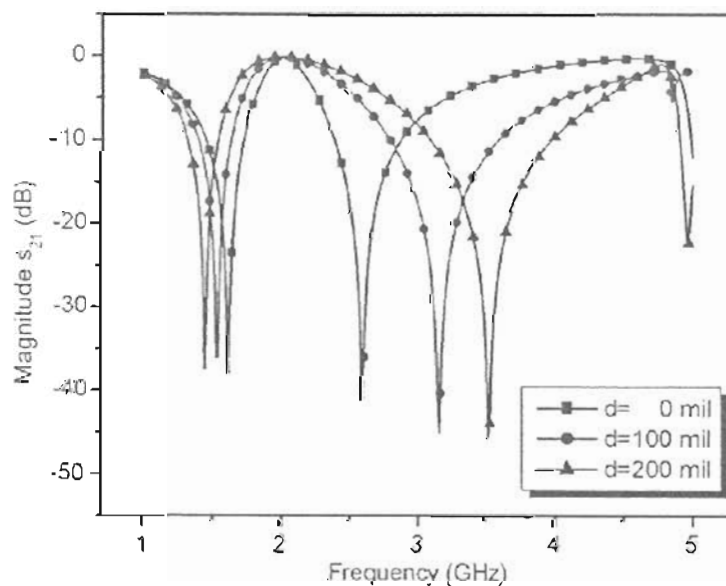
ภาพที่ 3-5 ผลตอบสนองความถี่เมื่อมีการเลื่อนสายนำสัญญาณ

3.1.4 คุณสมบัติเรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบขั้นไม่สมมาตรเพื่อควบคุมความถี่ฮาร์โมนิกข้างเคียง

เรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบขั้นไม่สมมาตรมีคุณสมบัติที่เด่นชัด คือสามารถเลื่อนความถี่ฮาร์โมนิกข้างเคียงให้ออกไปได้ไกลจากความถี่กลาง สามารถทำได้โดยเลื่อนตำแหน่งของสายนำสัญญาณที่เชื่อมต่อกับตัวเรโซเนเตอร์ให้มีระยะไกลจากจุดอ้างอิง : ให้เพิ่มมากขึ้นตามระยะของค่า d และถ้าหากต้องการเลื่อนค่าความถี่ฮาร์โมนิกข้างเคียงให้เข้าใกล้ค่าความถี่กลาง สามารถทำได้โดยการเลื่อนตำแหน่งสายนำสัญญาณที่เชื่อมต่อกับตัวเรโซเนเตอร์ให้มีระยะห่างจากจุดอ้างอิง ลดลง โดยตำแหน่งการเชื่อมต่อและเลื่อนสายนำสัญญาณสามารถแสดงได้ดังภาพที่ 3-6 และผลตอบสนองทางความถี่ในการควบคุมความถี่ฮาร์โมนิกข้างเคียงแสดงได้ดังภาพที่ 3-7



ภาพที่ 3-6 การเลื่อนสายนำสัญญาณเพื่อควบคุมค่าความถี่ฮาร์โมนิกข้างเคียง



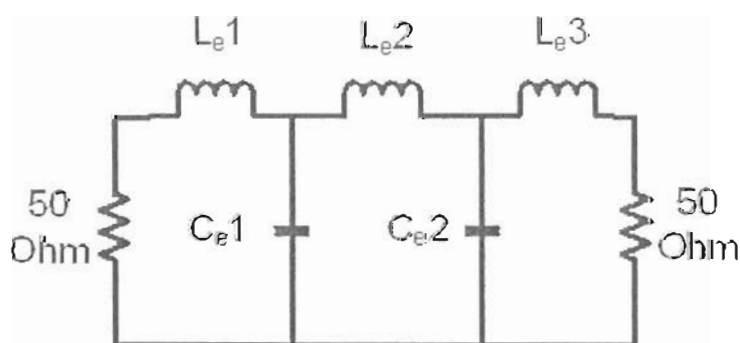
ภาพที่ 3-7 ผลตอบสนองความถี่ในการเลื่อนสายนำสัญญาณ

3.15 การออกแบบวงจรกรองความถี่ผ่านต่ำ

วงจรกรองความถี่ผ่านต่ำ (Lowpass Filter) คือ วงจรที่ออกแบบเพื่อให้ความถี่ต่ำผ่านได้ โดยความถี่ที่สูงกว่าความถี่ที่ทำการออกแบบไม่สามารถผ่านวงจรไปได้ จากคุณสมบัติของวงจรกรองความถี่ผ่านต่ำนี้ จึงนำวงจรกรองความถี่ผ่านต่ำมาประยุกต์ใช้ในงานวิจัยนี้ เพื่อทำเป็นสายนำสัญญาณไมโครสตริปไลน์พีแดนซ์แบบชั้น โดยวงจรกรองความถี่ผ่านต่ำและเทคนิคอิมพีแดนซ์แบบชั้น มีคุณสมบัติในการควบคุมฮาร์โมนิกที่สองให้เลื่อนออกไปจากความถี่มูลฐาน (Center Frequency) และกำจัดสัญญาณความถี่ปลอมเทียมข้างเคียงที่ไม่ต้องการให้มีขนาดลดต่ำลง หรือไม่สามารถผ่านไปได้ ซึ่งในการออกแบบวงจรกรองความถี่ผ่านต่ำสามารถกำหนดค่าพารามิเตอร์ในการคำนวณต่างๆ โดยมีรายละเอียดในการออกแบบดังนี้

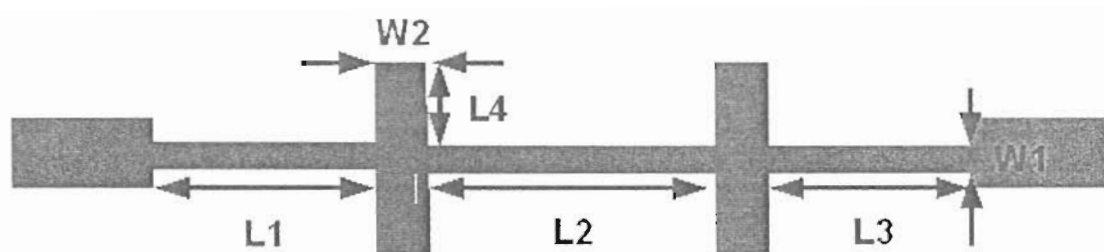
ช่วงความถี่ต่ำผ่านประมาณ	4 GHz
ค่าการสูญเสียของช่วงความถี่ต่ำผ่าน	ไม่เกิน -3 dB
ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน(S_{11})	-20 dB (อย่างน้อย)
ขนาดของการกระเพื่อม (L_{AR})	ไม่เกิน 0.043 dB
ชนิดของวงจรผ่านต่ำ	เซบีเซฟ
อันดับของวงจรผ่านต่ำ	5

จากองค์ประกอบความถี่ผ่านต่ำต้นแบบสามารถคำนวณค่า g ได้ตามสมการในบทที่ 2 โดยใช้สมการที่ 2-61 จะได้ค่าดังนี้คือ $g_1 = g_5 = 0.971$, $g_2 = g_4 = 1.37$, $g_3 = 1.8$ และทำการแปลงค่าองค์ประกอบพื้นฐานต่างๆ โดยสามารถคำนวณค่าพารามิเตอร์วงจรสมมูลของวงจรกรองความถี่ผ่านต่ำ โดยมีค่าดังนี้ $L_{e1} = L_{e3} = 1.931$ nH, $C_{e1} = C_{e2} = 1.09$ pF ส่วนค่า $L_{e2} = 3.58$ nH ซึ่งสามารถแสดงเป็นวงจรสมมูลตามภาพที่ 3-8



ภาพที่ 3-8 วงจรสมมูลของวงจรกรองความถี่ผ่านต่ำ

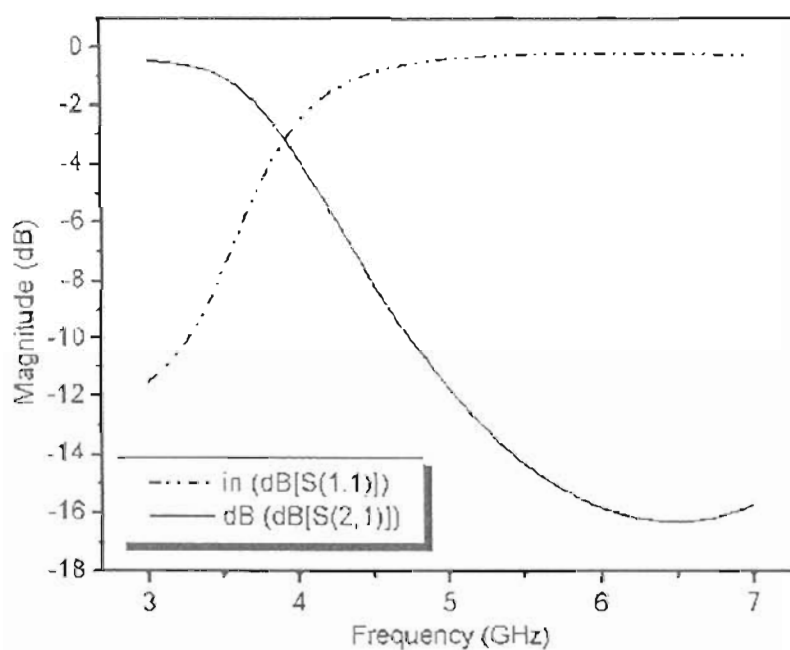
หลังจากที่ได้ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ เพื่อนำไปคำนวณหาขนาดของวงจรกรองความถี่ผ่านต่ำ ร่วมกับการใช้โปรแกรม IE3D เพื่อปรับขนาดให้ได้ตรงตามคุณสมบัติของวงจรกรองความถี่ผ่านต่ำ ที่ต้องการ ซึ่งโครงสร้างสายนำสัญญาณไมโครสตริปิมพีแดนซ์แบบชั้นที่ใช้รูปแบบของวงจรกรองความถี่ผ่านต่ำ และตัวแปรแสดงขนาดของโครงสร้างแสดงได้ดังภาพที่ 3-9 โดยตารางที่ 3-2 แสดงค่าขนาดของโครงสร้างวงจรกรองความถี่ผ่านต่ำ ส่วนผลการตอบสนองของวงจรกรองความถี่ผ่านต่ำแสดงได้ดังภาพที่ 3-10



ภาพที่ 3-9 โครงสร้างของสายนำสัญญาณไมโครสตริปแบบวงจรกรองความถี่ผ่านต่ำ

ตารางที่ 3-2 ขนาดของโครงสร้างวงจรกรองความถี่ผ่านต่ำ

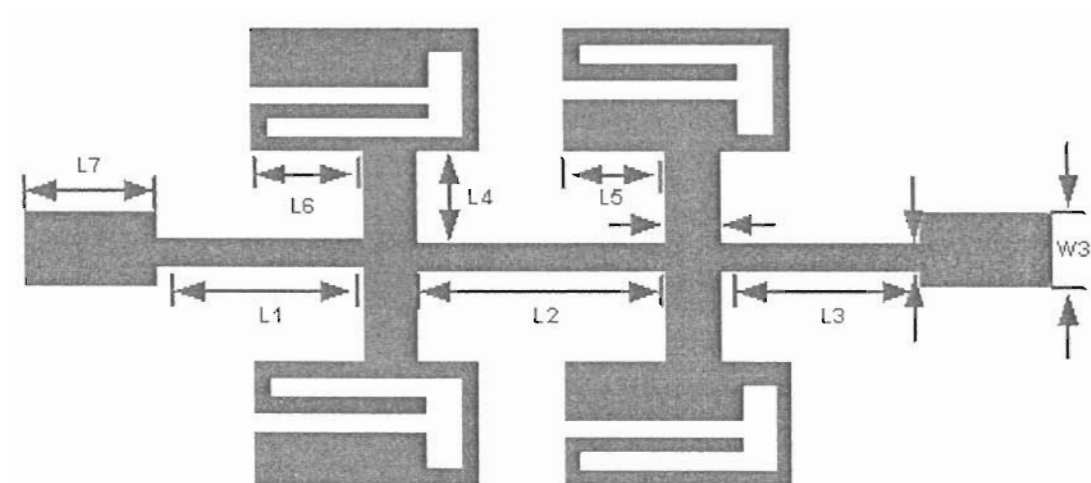
ตัวแปร	W1	W2	L1	L2	L3	L4
ขนาด (mil)	20	71.93	360	473	185	125.96



ภาพที่ 3-10 ผลตอบสนองของวงจรกรองความถี่ผ่านต่ำ

3.1.6 จำลองการสร้างและการทำงานของวงจรกรองผ่านแถบโดยใช้โปรแกรม IE3D

โปรแกรม IE3D ถูกนำมาใช้ในงานวิจัยนี้เพื่อการจำลองการสร้างและการทำงานของวงจรกรองผ่านแถบ โดยเมื่อนำเรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบขั้นไม่สมมาตรทั้งสี่ตัวที่แสดงขนาดเอาไว้แล้วจากหัวข้อ 3.1.2 มาวางลงบนโครงสร้างที่เป็นสายนำสัญญาณไมโครสตริปอิมพีแดนซ์แบบขั้นโหลดเป็นช่วง และทำการปรับขนาดเพื่อหาค่าตำแหน่งของโครงสร้างเพื่อทำให้เกิดคุณลักษณะของวงจรกรองผ่านแถบที่ได้ทำการกำหนดไว้ให้ดีที่สุด จะทำให้ได้โครงสร้างของวงจรกรองผ่านแถบแบบไมโครสตริปคั่นแบบที่ใช้เรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบขั้นไม่สมมาตรแสดงให้เห็นได้ดังภาพที่ 3-11 โดยขนาดต่างๆ ของวงจรกรองผ่านแถบคั่นแบบแสดงได้ดังตารางที่ 3-3 และเนื่องจากต้องการวงจรกรองผ่านแถบที่มีความคมในการลดทอนสัญญาณนอกแถบความถี่ผ่านสูงขึ้น ทำได้โดยการเพิ่มจำนวนเรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบขั้นไม่สมมาตร แต่จะทำให้เกิดปัญหาคือทำให้เกิดอัตราค่าการสูญเสียในตัววงจรเรโซเนเตอร์สูง และได้วงจรกรองผ่านแถบที่มีขนาดใหญ่ขึ้น แต่ถ้าหากไม่มีการเพิ่มจำนวนเรโซเนเตอร์ ก็จะทำให้ไม่เกิดความคมในการลดทอนสัญญาณนอกแถบความถี่ที่ดี ดังนั้นในการวิจัยนี้จึงได้นำเสนอวงจรกรองผ่านแถบแบบไมโครสตริปที่ใช้เรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบขั้นไม่สมมาตรที่มีเรโซเนเตอร์ 4 ตัว เพื่อความเหมาะสมในการปรับค่าการลดทอนของสัญญาณและค่าการสูญเสียที่เกิดจากการเพิ่มจำนวนของเรโซเนเตอร์

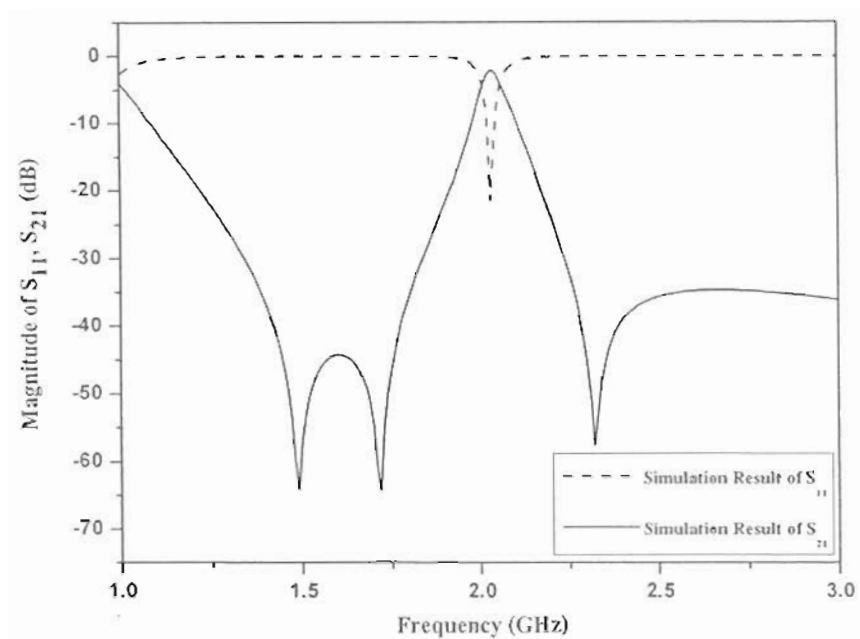


ภาพที่ 3-11 วงจรกรองผ่านแถบแบบไมโครสตริปตันแบบที่ใช้เรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบขั้นไม่สมมาตร

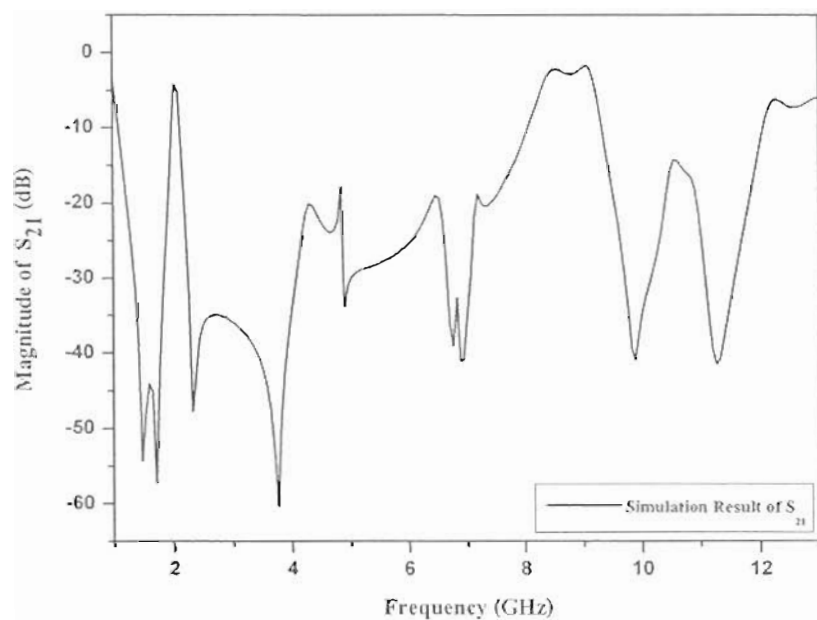
ตารางที่ 3-3 ขนาดของวงจรกรองผ่านแถบแบบไมโครสตริปตันแบบที่ใช้เรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบขั้นไม่สมมาตร

ตัวแปร	W1	W2	W3	L1	L2	L3	L4	L5	L6	L7
ขนาด (mil)	20	71.93	71.93	360	473	185	125.96	286.07	374.57	240

จากโครงสร้างในภาพที่ 3-11 จะทำให้ได้ผลการจำลองการทำงานของวงจรกรองผ่านแถบแบบไมโครสตริปตันแบบ [5] ที่ใช้เรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบขั้นไม่สมมาตร โดยแสดงให้เห็นได้ดังภาพที่ 3-12 ซึ่งแสดงค่าของผลตอบสนองความถี่ผ่านแถบในช่วง 1-3 GHz และภาพที่ 3-13 แสดงการกำจัดค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกที่ความถี่สูงกว่าความถี่แถบผ่าน หรือความถี่ปลอมเทียม โดยช่วงความถี่ที่สามารถกำจัดค่าความถี่ปลอมเทียมมีค่าประมาณ -17 dB เกิดที่ความถี่ประมาณ 7.5 GHz



ภาพที่ 3-12 ช่วงความถี่แถบผ่านของวงจรความถี่ที่ใช้เรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบขั้นไม่สมมาตร



ภาพที่ 3-13 การกำจัดค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกที่ความถี่สูงกว่าความถี่แถบผ่าน

3.2 การออกแบบวงจรกรองผ่านแถบร่วมกับเทคนิคการเจาะกรวดด้านล่าง

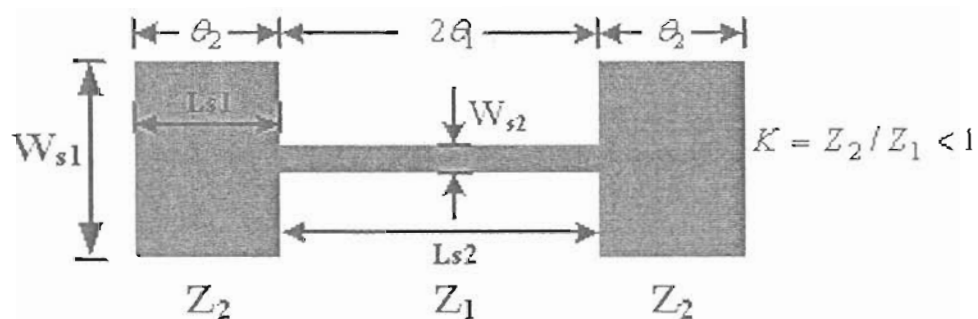
เนื่องจากผลตอบสนองทางความถี่ที่ได้จากโครงสร้างวงจรกรองผ่านแถบบังคับหัวข้อที่ 3.1.6 เกิดความถี่ฮาร์โมนิกที่สองที่ค่าความถี่ประมาณ 7.5 GHz เพื่อเป็นการปรับปรุงประสิทธิภาพของการกำจัดฮาร์โมนิก ในงานวิจัยนี้จึงได้นำเสนอวิธีการออกแบบวงจรกรองผ่านแถบบังคับหัวข้อที่ 3.1.6 ซึ่งแบ่งวิธีการออกแบบเป็นสองแบบคือ แบบแรกจะนำเสนอเกี่ยวกับการเจาะกรวดด้านล่างรูปแบบสี่เหลี่ยม โดยใช้ร่วมกับหลักการของอิมพีแดนซ์แบบขั้นในการออกแบบ และในส่วนที่สองจะเป็นการนำเสนอเกี่ยวกับการเจาะกรวดด้านล่างในรูปแบบคัมเบลล์ ที่พัฒนาจากการเจาะกรวดด้านล่างแบบสี่เหลี่ยมในแบบแรกโดยมีรายละเอียดดังนี้

3.2.1 ขั้นตอนการออกแบบเทคนิคการเจาะกรวดด้านล่างรูปแบบสี่เหลี่ยม โดยใช้หลักการของอิมพีแดนซ์แบบขั้น

ในการเจาะกรวดด้านล่างรูปแบบสี่เหลี่ยม จะใช้หลักการของอิมพีแดนซ์แบบขั้นในส่วน of โครงสร้างสายนำสัญญาณไมโครสตริปช่วยในการออกแบบ เพื่อให้สามารถเลื่อนความถี่เรโซแนนซ์อันดับสอง (f_{s1}) ออกไปตามค่าความถี่ที่ต้องการ

3.2.1.1 หลักการออกแบบเทคนิคการเจาะกรวดด้านล่างรูปแบบสี่เหลี่ยม

โดยในงานวิจัยนี้จะใช้หลักการของการเจาะกรวดรูปแบบสี่เหลี่ยม เพื่อผลของการกำจัดค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกที่ความถี่สูงกว่าความถี่แถบผ่าน หรือความถี่เรโซแนนซ์อันดับสอง (f_{s1}) หรือความถี่ปลอมเทียม (Spurious Frequency Response) ทำให้สามารถควบคุมขนาดความถี่ปลอมเทียมได้ ดัง โครงสร้างตามภาพที่ 3-14 และ ภาพที่ 3-15



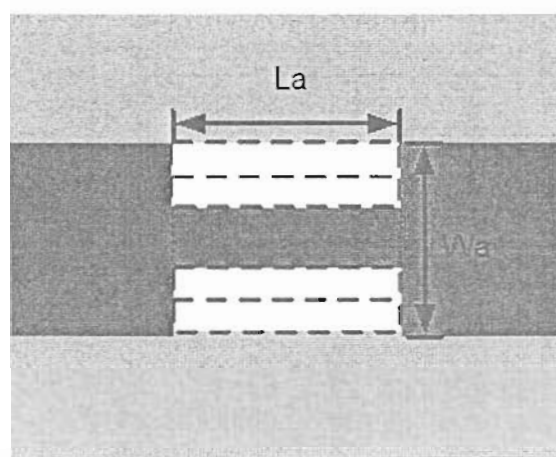
ภาพที่ 3-14 การออกแบบอิมพีแดนซ์แบบขั้นเพื่อควบคุมค่าความถี่ฮาร์โมนิกที่สอง

ซึ่งค่าพารามิเตอร์ของไมโครสตริปอิมพีแดนซ์แบบขั้นคือ $Z_1 = 97.52$ โอห์ม $Z_2 = 18$ โอห์ม และค่าขนาดของโครงสร้างไมโครสตริปอิมพีแดนซ์แบบขั้นที่ได้จากการปรับขนาดเพื่อให้เกิดค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมโดยใช้โปรแกรม IE3D แสดงได้ตามตารางที่ 3-4 และ $f_{s1} = 7.74$ GHz ได้จากการคำนวณค่าพารามิเตอร์จากบทที่ 2 หัวข้อ 2.6 หลังจากที่ได้ขนาด

ของสายนำสัญญาณโดยใช้หลักการของอิมพีแดนซ์แบบขั้น จึงทำการเจาะช่องกราวด์ด้านล่างเป็นรูปสี่เหลี่ยมเพื่อทำการกำหนดขนาดความถี่ปลอมเทียม โดยให้ช่องกราวด์มีขนาดความยาว (L_a) เท่ากับค่า L_{s2} และความกว้าง (W_a) ปรับขนาดตามค่าความกว้างของค่าอิมพีแดนซ์ Z_2 (W_{s1}) ซึ่งแสดงได้ดังภาพที่ 3-15

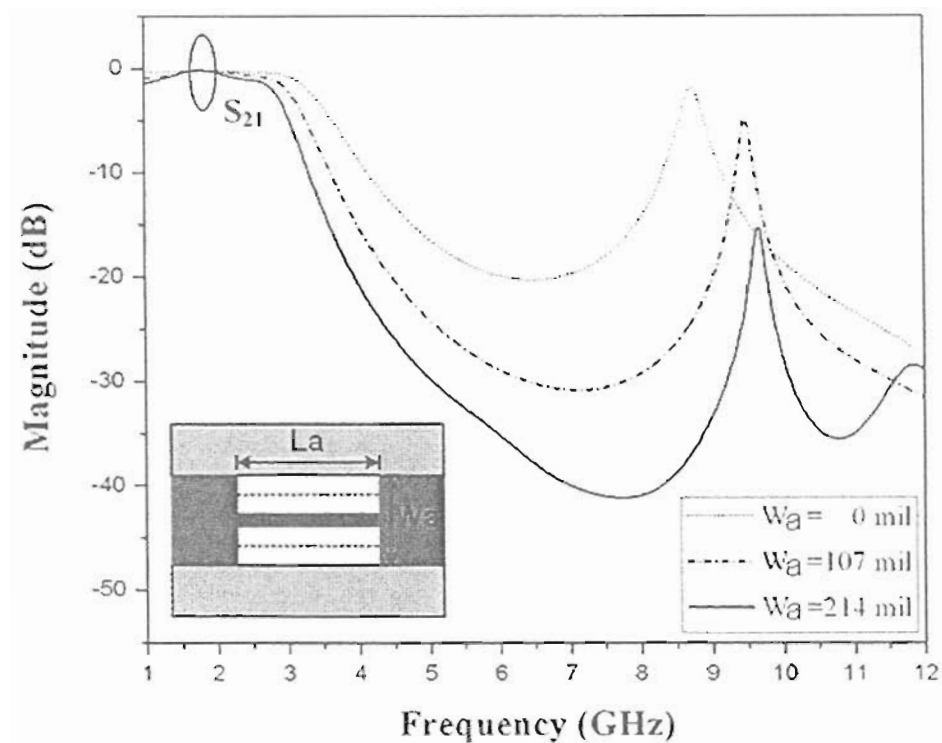
ตารางที่ 3-4 ขนาดของโครงสร้างไมโครสตริปอิมพีแดนซ์แบบขั้น

ตัวแปร	W_{s1}	W_{s2}	L_{s1}	L_{s2}
ขนาด (mil)	272	20	112	432.93



ภาพที่ 3-15 การออกแบบอิมพีแดนซ์แบบขั้นที่มีการเจาะช่องกราวด์ด้านล่าง

โดยการใช้โปรแกรม IE3D ช่วยในการปรับเพื่อหาขนาดที่เหมาะสม จะได้ค่าของขนาดความกว้างและความยาวของการเจาะช่องกราวด์ด้านล่างรูปแบบสี่เหลี่ยมคือ $W_a = 214$ มิล และ $L_a = L_{s2} = 432.93$ มิล ตามลำดับ ซึ่งขนาดความกว้างสามารถที่จะทำการปรับค่าที่เหมาะสมเพื่อทำให้เกิดการกำหนดขนาดของความถี่ปลอมเทียมให้ได้ผลดีขึ้น โดยที่ค่าผลตอบสนองจากการปรับค่าขนาดความกว้างแสดงเปรียบเทียบให้เห็นได้ดังภาพที่ 3-16

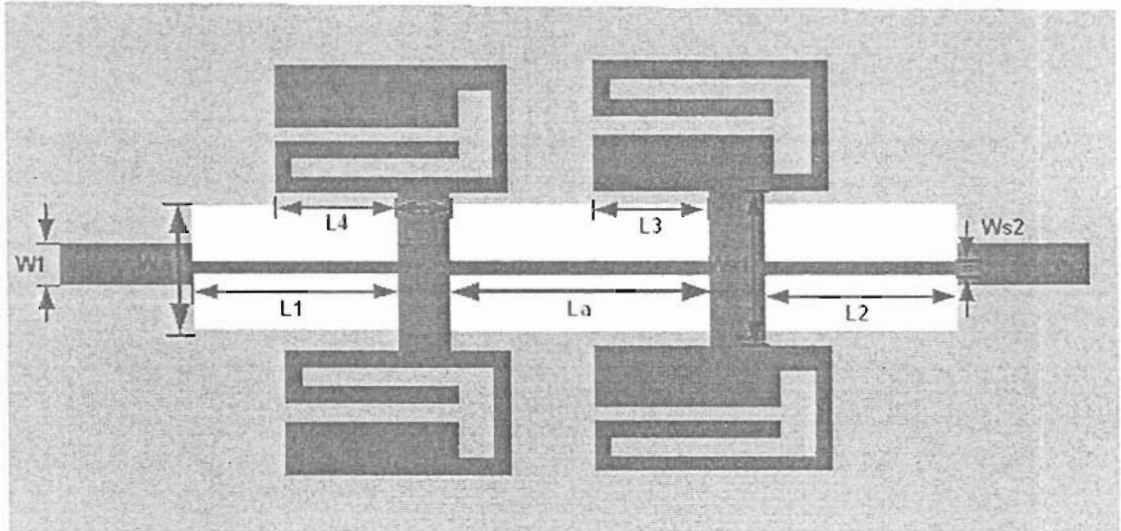


ภาพที่ 3-16 ผลตอบสนองความถี่เมื่อทำการปรับค่าขนาดความกว้างต่างๆ กัน

3.2.1.2 จำลองการสร้างและการทำงานของวงจรกรองผ่านแถบโดยใช้โปรแกรม IE3D

โปรแกรม IE3D ถูกนำมาใช้ในงานวิจัยนี้เพื่อจำลองการสร้าง และจำลองการทำงานของวงจรกรองผ่านแถบแบบที่หนึ่ง โดยเมื่อนำเรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบขั้นไม่สมมาตรทั้งสี่ตัวที่แสดงขนาดไว้แล้วจากหัวข้อ 3.1.2 มาวางลงบนโครงสร้างที่เป็นสายนำสัญญาณไมโครสตริปอิมพีแดนซ์แบบขั้นโหนดเป็นช่วง ที่มีการเจาะกรวดรูปแบบสี่เหลี่ยมด้านล่างโครงสร้างสายนำสัญญาณ โดยขนาดช่องกรวดและพารามิเตอร์ต่างๆ ได้แสดงไว้แล้วดังหัวข้อ 3.2.1 และทำการปรับค่าพารามิเตอร์ที่เกี่ยวข้องเพื่อหาค่าขนาดและตำแหน่งของโครงสร้างที่เหมาะสม ซึ่งจะทำให้เกิดคุณลักษณะของวงจรกรองผ่านแถบที่ได้ทำการกำหนดคุณสมบัติไว้ให้ดีที่สุด โดยจะได้โครงสร้างของวงจรกรองผ่านแถบแบบไมโครสตริปแบบที่หนึ่งที่ใช้เรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบขั้นไม่สมมาตร และเทคนิคโครงสร้างเจาะกรวดด้านล่างของสายนำสัญญาณไมโครสตริปอิมพีแดนซ์แบบขั้น แสดงให้เห็นได้ดังภาพที่ 3-17 โดยมีค่าขนาดตัวแปรที่เกี่ยวข้องแสดงตามตารางที่ 3-5 และจากโครงสร้างในภาพที่ 3-17 จะแสดงให้เห็นถึงผลจำลองการทำงานของกรวดรูปแบบสี่เหลี่ยมร่วมกับวงจรกรองผ่านแถบ โดยแสดงได้ดังภาพที่ 3-18 ซึ่งแสดงถึงการเปรียบเทียบการปรับขนาดของช่องกรวดที่มีผลตอบสนองความถี่ต่อวงจรกรองผ่านแถบ เมื่อทำการปรับช่องกรวดในขนาดต่างๆ กัน โดยแสดงถึงการกำจัดค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกที่ความถี่สูงกว่า

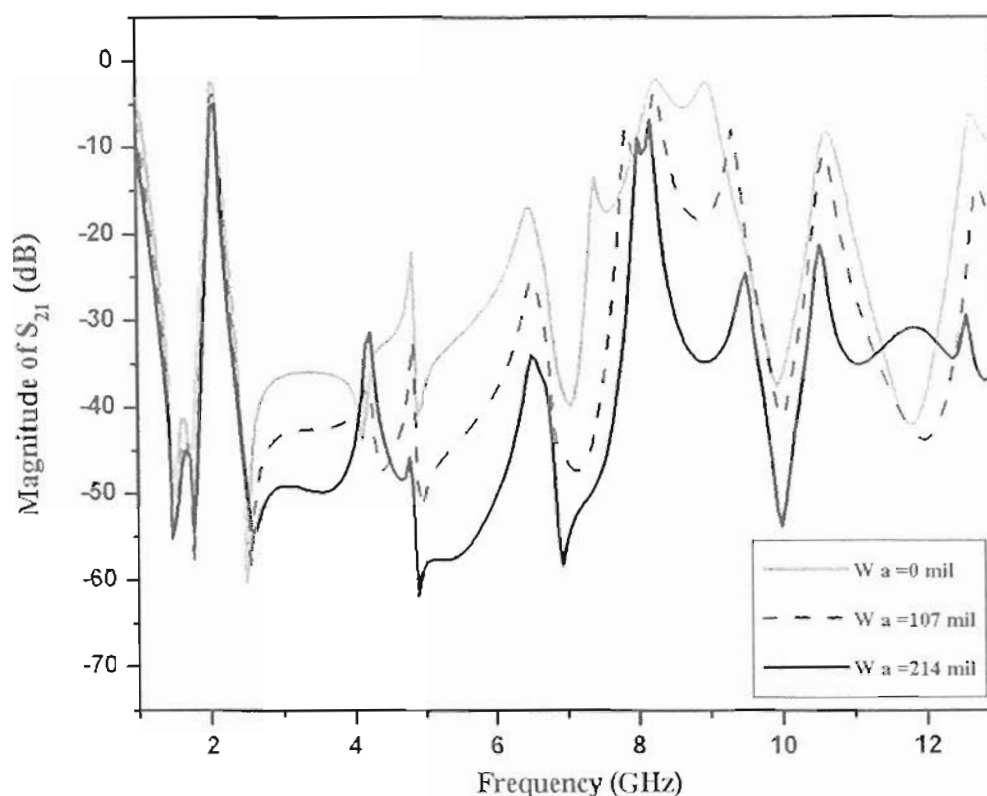
ความถี่แถบผ่าน หรือความถี่ปลอมเทียม มีค่าประมาณ -30 dB ที่ความถี่ 7.8 GHz ซึ่งมีค่าใกล้เคียงกับค่าความถี่ที่ทำการออกแบบไว้คือ 7.74 GHz โดยความกว้างของช่องกราวด์ที่เหมาะสมที่สุดมีค่าประมาณ 214 มิล



ภาพที่ 3-17 วงจรกรองผ่านแถบแบบไมโครสตริปแบบที่หนึ่งที่ใช้เรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบชั้นไม่สมมาตรและเทคนิคเจาะช่องกราวด์รูปแบบสี่เหลี่ยม

ตารางที่ 3-5 ขนาดของวงจรกรองผ่านแถบแบบไมโครสตริปแบบที่หนึ่งที่ใช้เรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบชั้นไม่สมมาตร และเทคนิคเจาะช่องกราวด์รูปแบบสี่เหลี่ยม

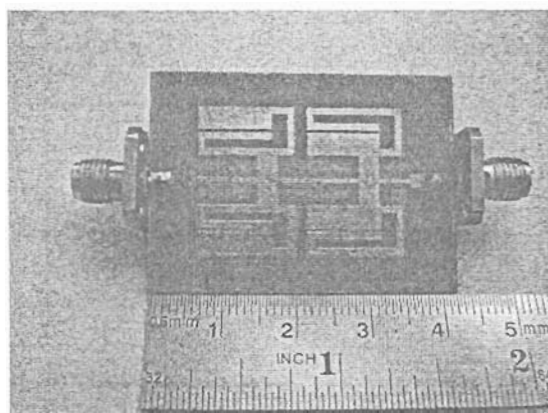
ตัวแปร	W1	L1	L2	L3	L4
ขนาด (mil)	71.93	339.93	165	276	314.5



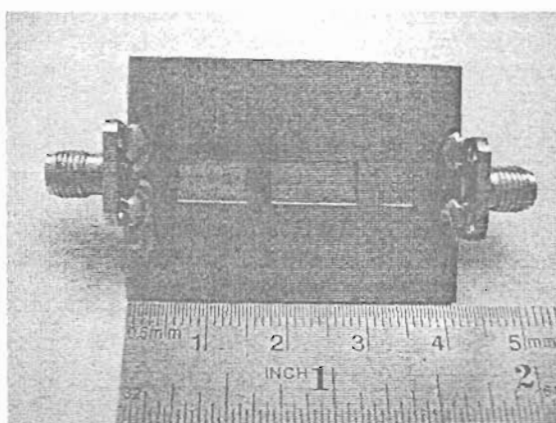
ภาพที่ 3-18 ผลตอบสนองของการควบคุมความถี่ปลอมเทียม
เมื่อทำการปรับขนาดความกว้างต่างกัน

3.2.1.3 การสร้างชิ้นงานจริงของโครงสร้างเจาะกรวดด้านล่างรูปแบบสี่เหลี่ยม

หลังจากที่ได้ทำการออกแบบวงจรกรองผ่านแถบ โดยใช้โครงสร้างการเจาะกรวดด้านล่างแบบสี่เหลี่ยมร่วมกับการออกแบบเรโซเนเตอร์คั้งหัวข้อ 3.2.1.1 แล้วนั้น ทำให้ได้ขนาดของโครงสร้างที่เกิดผลการตอบสนองความถี่ที่ต้องการด้วยการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม IE3D จากนั้นจึงนำมาสร้างเป็นชิ้นงานจริงโดยใช้เครื่องเจาะลายวงจรพิมพ์ (LPKF PCB Milling) ที่มีค่าความละเอียดสูงในการเจาะร่องของแผ่นวงจรพิมพ์ โดยแผ่นลายวงจรที่ทำการออกแบบและสร้างเสร็จสมบูรณ์แสดงได้ดังภาพที่ 3-19



(ก) ภาพด้านบนของวงจรกรองผ่านแถบ โดยใช้เรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบชั้นไม่สมมาตร



(ข) ภาพด้านล่างแสดงการเจาะกราวด์ด้านล่างโครงสร้างแบบสี่เหลี่ยม

ภาพที่ 3-19 ชิ้นงานจริงของการเจาะช่องกราวด์ด้านล่างโครงสร้างรูปแบบสี่เหลี่ยม

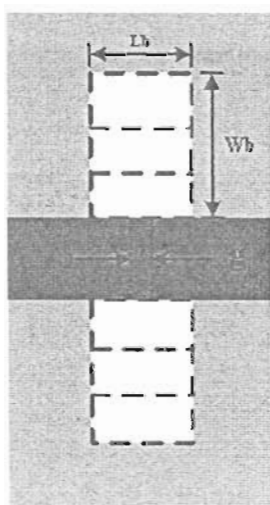
3.2.2 ขั้นตอนการออกแบบเทคนิคการเจาะกราวด์ด้านล่างรูปแบบคัมเบลล์

จากการทำงานของวงจรกรองผ่านแถบที่ใช้เทคนิคเจาะกราวด์ด้านล่างรูปแบบสี่เหลี่ยม เพื่อควบคุมฮาร์โมนิกที่สองให้เลื่อนออกไปจากความถี่มูลฐาน แต่ด้วยข้อจำกัดของโครงสร้าง จึงทำให้ไม่สามารถกำจัดหรือเลื่อนความถี่ฮาร์โมนิกที่สองได้เป็นผลมากนัก ดังนั้นในงานวิจัยนี้จึงนำเสนอแนวทางที่สามารถควบคุมความถี่ฮาร์โมนิกที่สองโดยไม่มีผลกระทบต่อขนาดของโครงสร้าง และคุณสมบัติของช่วงความถี่แถบผ่าน โดยใช้เทคนิคการเจาะกราวด์ด้านล่างรูปแบบคัมเบลล์จะให้ผลลัพธ์ที่มีคุณสมบัติเสมือนเป็นการทำงานของวงจรแถบหยุด ซึ่งจะสามารถควบคุมช่วงแถบผ่านที่ความถี่สูงกว่าความถี่มูลฐานได้

3.2.2.1 หลักการออกแบบเทคนิคการเจาะกราวด์ด้านล่างรูปแบบคัมเบลล์

จากเทคนิคเจาะกราวด์ด้านล่างรูปแบบสี่เหลี่ยมมีข้อเสียคือ อัตราค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกในช่วงความถี่แถบผ่านมีค่าการสูญเสียที่สูง คือประมาณ -3 dB และการเกิดความถี่

ฮาร์โมนิกที่สอง หรือค่าความถี่ปลอมเทียมเกิดที่ความถี่ประมาณ 7.8 GHz ดังนั้นจึงได้มีการพัฒนาเทคนิคโครงสร้างการเจาะกราวด์ด้านล่างเป็นรูปแบบคัมเบลล์ เพื่อให้สามารถควบคุมการเกิดความถี่ฮาร์โมนิกที่สองสูงมากกว่า 7.8 GHz และอัตราค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกในช่วงความถี่แถบผ่านมีค่าการสูญเสียที่ต่ำกว่าแบบแรก ซึ่งโครงสร้างการเจาะกราวด์รูปแบบคัมเบลล์แสดงได้ดังภาพที่ 3-20

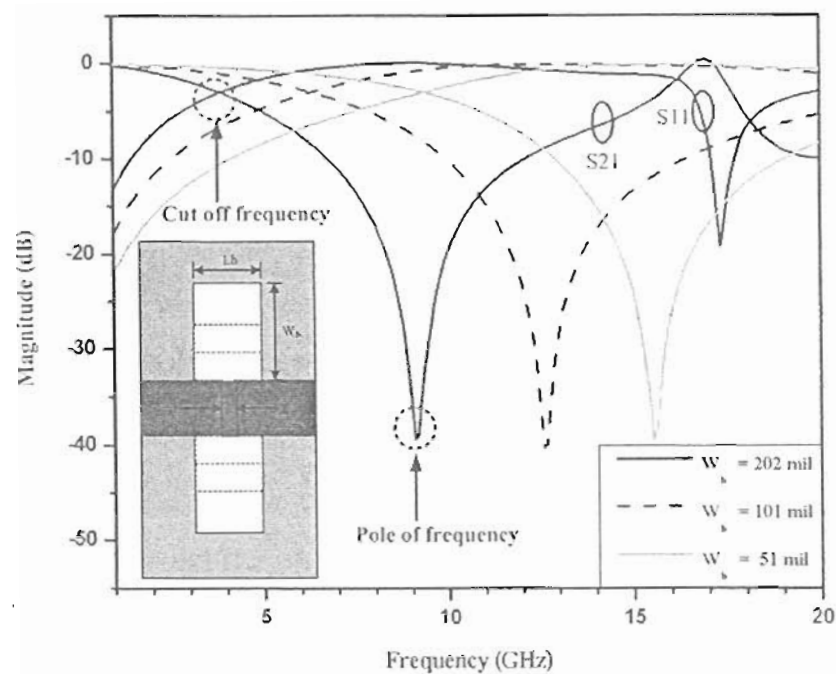


ภาพที่ 3-20 การจำลองโครงสร้างการเจาะกราวด์รูปแบบคัมเบลล์

จากภาพที่ 3-20 แสดงการจำลองการเจาะกราวด์รูปแบบคัมเบลล์ด้านล่างพอร์ตของสายนิวสัญญาณ โดยการปรับขนาดพารามิเตอร์ที่เกี่ยวข้องจะใช้โปรแกรม IE3D ช่วยในการปรับค่าที่เหมาะสม เพื่อทำให้เกิดผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองผ่านแถบที่ใกล้เคียงกับค่าที่ออกแบบไว้ โดยทำการปรับค่าความกว้าง W_b ให้เหมาะสม ดังแสดงตามภาพที่ 3-21 โดยขนาดที่เหมาะสมของการเจาะกราวด์รูปแบบคัมเบลล์นี้แสดงได้ตามตารางที่ 3-6

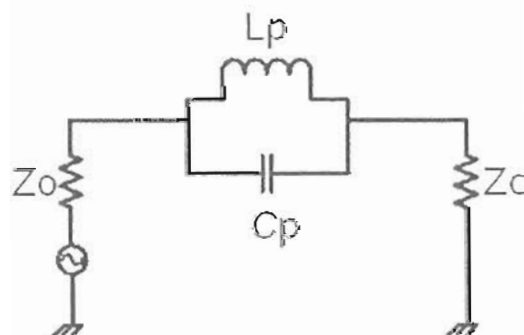
ตารางที่ 3-6 ขนาดที่เหมาะสมของการเจาะกราวด์รูปแบบคัมเบลล์

ตัวแปร	W_b	L_b	g
ขนาด (mil)	202	130	20



ภาพที่ 3-21 ผลตอบสนองทางความถี่จากการปรับค่าความกว้าง (W_b) ที่ขนาดต่างๆ

จากภาพที่ 3-21 แสดงให้เห็นว่าเมื่อค่าของ W_b มีค่าเพิ่มมากขึ้น จะทำให้เกิดค่าความถี่เรโซแนนซ์ที่จุดโพลของความถี่ (Pole of Frequency) มีค่าลดลง ซึ่งทำให้ได้ค่าความถี่ใกล้เคียงกับค่าความถี่ที่ออกแบบไว้ โดยมีค่าความถี่ประมาณ 7.8GHz และจากสมการที่ 2-78 ในบทที่ 2 จะเป็นสมการที่ใช้หาค่าพารามิเตอร์ L_p และ C_p ในวงจรสมมูลของการเจาะกราวด์รูปแบบคัมเบลล์ ดังแสดงให้เห็นตามภาพที่ 3-22 โดยค่า $Z_0 = 50\Omega$, $L_p = 3.05nH$, $C_p = 0.1pF$



ภาพที่ 3-22 วงจรสมมูลของการเจาะกราวด์รูปแบบคัมเบลล์

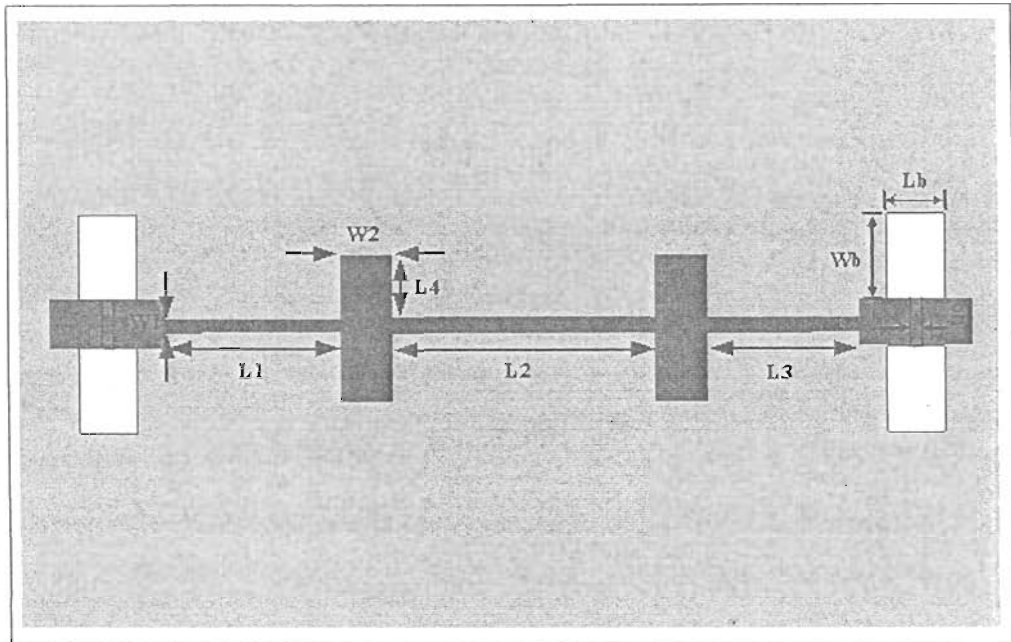
3.2.2.2 จำลองการสร้างและการทำงานของวงจรกรองผ่านแถบโดยใช้โปรแกรม IE3D

ในขั้นตอนแรกของส่วนนี้ได้ใช้โปรแกรม IE3D เพื่อการจำลองการสร้างและการทำงานของโครงสร้างที่ทำหน้าที่เสมือนเป็นการทำงานของวงจรแถบหยุด (Stop Band) โดยเมื่อนำโครงสร้างการเจาะกราวด์รูปแบบคัมเบลล์ที่แสดงขนาดเอาไว้แล้วจากหัวข้อ 3.2.2.1 มาประกอบเข้ากับพอร์ตของโครงสร้างที่เป็นสายนำสัญญาณไมโครสตริปิมพีแดนซ์แบบชั้นโหลดเป็นช่วง และทำการปรับเพื่อหาขนาดโครงสร้างที่ทำให้เกิดคุณลักษณะของวงจรแถบหยุดที่ได้กำหนดไว้ให้ดีที่สุด จะได้โครงสร้างของวงจรแสดงได้ดังภาพที่ 3-23 โดยขนาดของโครงสร้างที่เป็นสายนำสัญญาณไมโครสตริปิมพีแดนซ์แบบชั้นโหลดเป็นช่วงแสดงได้ตามตารางที่ 3-7

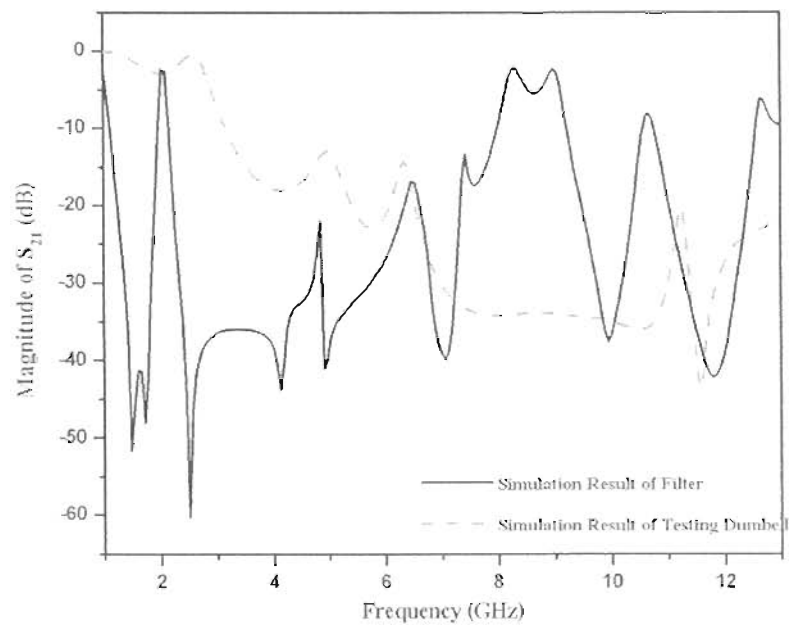
โดยผลจำลองการทำงานของกราวด์รูปแบบคัมเบลล์ด้านล่าง ที่พอร์ตของสายนำสัญญาณไมโครสตริปิมพีแดนซ์แบบชั้น ซึ่งไม่มีการเชื่อมต่อเรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบชั้นไม่สมมาตรเข้ากับสายนำสัญญาณ ทำให้เห็นถึงการเปลี่ยนแปลงของการกำจัดค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกที่ความถี่สูงกว่าความถี่แถบผ่าน หรือความถี่ฮาร์โมนิกที่มีค่ามากกว่า 7.8 GHz แสดงได้ดังภาพที่ 3-24 ซึ่งเป็นผลการเปรียบเทียบการจำลองการทำงานของกราวด์รูปแบบคัมเบลล์ที่พอร์ตของสายนำสัญญาณไมโครสตริป กับวงจรกรองผ่านแถบต้นแบบ แสดงให้เห็นว่าหากไม่มีการเจาะกราวด์รูปแบบคัมเบลล์ แต่ใช้เพียงคุณสมบัติของวงจรกรองผ่านแถบต้นแบบเพื่อควบคุมความถี่ฮาร์โมนิกที่สอง จะทำให้การกำจัดสัญญาณไม่เกินค่าความถี่ 7.8 GHz แต่หากใช้การเจาะกราวด์รูปแบบคัมเบลล์จะเป็นการเพิ่มประสิทธิภาพการควบคุมความถี่ฮาร์โมนิกที่สอง โดยสามารถกำจัดสัญญาณได้ที่ความถี่มากกว่า 7.8 GHz จึงแสดงให้เห็นข้อดีของการเจาะกราวด์รูปแบบคัมเบลล์ได้ชัดเจนยิ่งขึ้น

ตารางที่ 3-7 ขนาดโครงสร้างสายนำสัญญาณไมโครสตริปอิมพีแดนซ์แบบชั้น โหลดเป็นช่วง

ตัวแปร	W1	W2	L1	L2	L3	L4
ขนาด (mil)	20	132	329.39	412.93	155	126

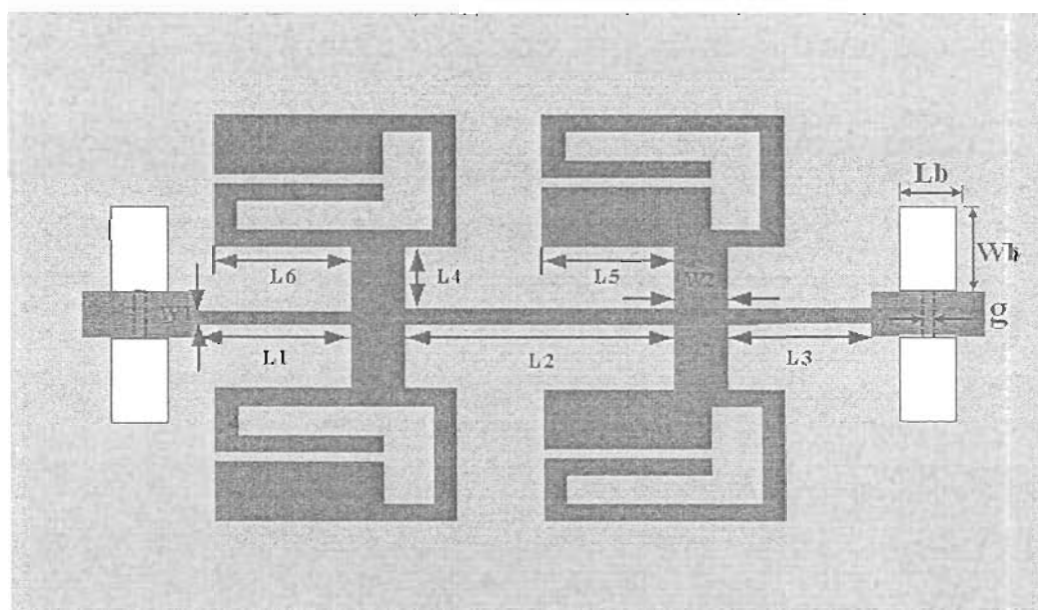


ภาพที่ 3-23 โครงสร้างการเจาะกราวด์รูปแบบคัมเบลล์ร่วมกับสายนำสัญญาณไมโครสตริป



ภาพที่ 3-24 ผลการเปรียบเทียบการจำลองการทำงานของกราวด์รูปแบบคัมเบลล์ที่พอร์ตสายนำสัญญาณไมโครสตริป กับวงจรกรองผ่านแถบแบบคัมเบลล์

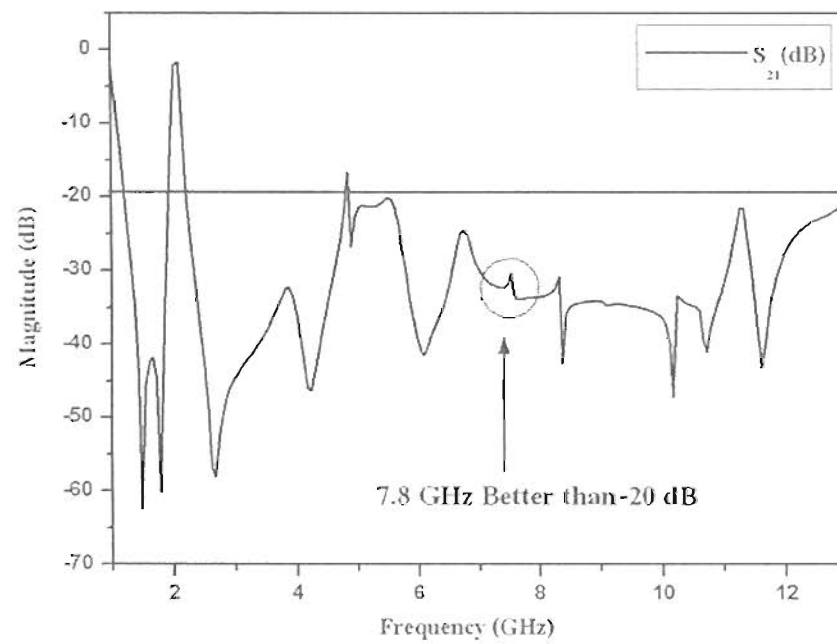
ในขั้นตอนต่อไปนี้เป็นารจำลองการสร้าง และการทำงานของวงจรกรองผ่านแถบแบบไมโครสตริปที่ใช้เรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบขั้นไม่สมมาตร ที่มีการเจาะกราวด์รูปแบบคัมเบลล์ด้านล่างที่พอร์คของสายนำสัญญาณ โดยนำเรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบขั้นไม่สมมาตร และโครงสร้างการเจาะกราวด์รูปแบบคัมเบลล์ที่แสดงขนาดเอาไว้แล้วจากหัวข้อ 3.1.2 และ 3.2.2.1 ตามลำดับ มาประกอบเข้ากับโครงสร้างที่เป็นสายนำสัญญาณไมโครสตริปอิมพีแดนซ์แบบขั้นโหลดเป็นช่วง และทำการปรับค่าพารามิเตอร์ที่เกี่ยวข้องเพื่อหาค่าขนาดและตำแหน่งของโครงสร้างที่เหมาะสม ซึ่งจะทำให้เกิดคุณลักษณะของวงจรกรองผ่านแถบที่ได้ทำการกำหนดคุณสมบัติไว้ให้ดีที่สุด โดยจะได้โครงสร้างของวงจรกรองผ่านแถบแบบไมโครสตริปที่ใช้เรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบขั้นไม่สมมาตร และเทคนิคโครงสร้างการเจาะกราวด์ด้านล่างรูปแบบคัมเบลล์ แสดงให้เห็นได้ดังภาพที่ 3-25 โดยมีค่าขนาดตัวแปรที่สำคัญแสดงได้ตามตารางที่ 3-8 และจากโครงสร้างดังภาพที่ 3-25 จะแสดงให้เห็นถึงการจำลองผลตอบแทนทางความถี่ของการเจาะช่องกราวด์รูปแบบคัมเบลล์ร่วมกับวงจรกรองผ่านแถบ โดยแสดงได้ดังภาพที่ 3-26 และภาพที่ 3-27 ตามลำดับ



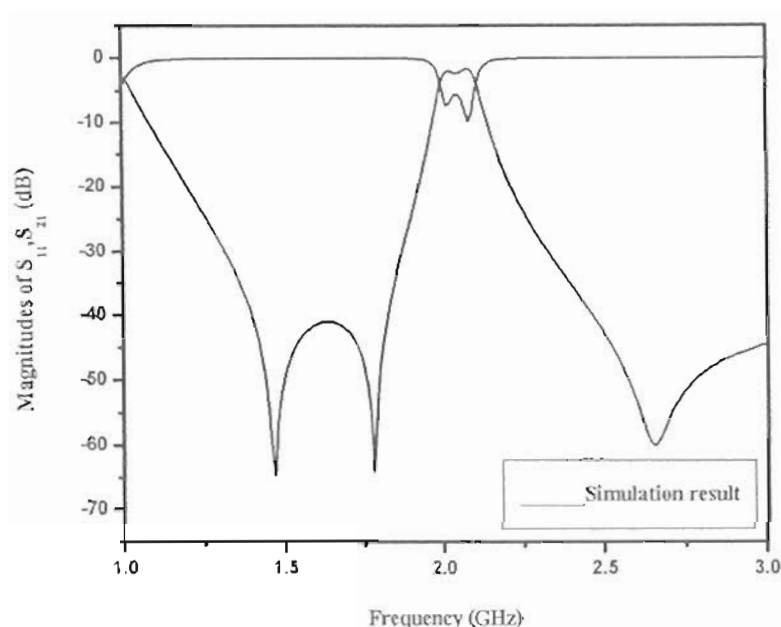
ภาพที่ 3-25 โครงสร้างวงจรกรองผ่านแถบที่มีการเจาะช่องกราวด์รูปแบบคัมเบลล์

ตารางที่ 3-8 ขนาดโครงสร้างวงจรผ่านแถบที่มีการเจาะช่องกราวด์รูปแบบคัมเบลล์

ตัวแปร	W1	W2	L1	L2	L3	L4	L5	L6
ขนาด (mil)	20	132	329.39	412.93	155	126	276	274.5



ภาพที่ 3-26 ผลจากการจำลองการทำงานของกรำจัดค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกที่ความถี่สูงกว่าความถี่แถบผ่าน

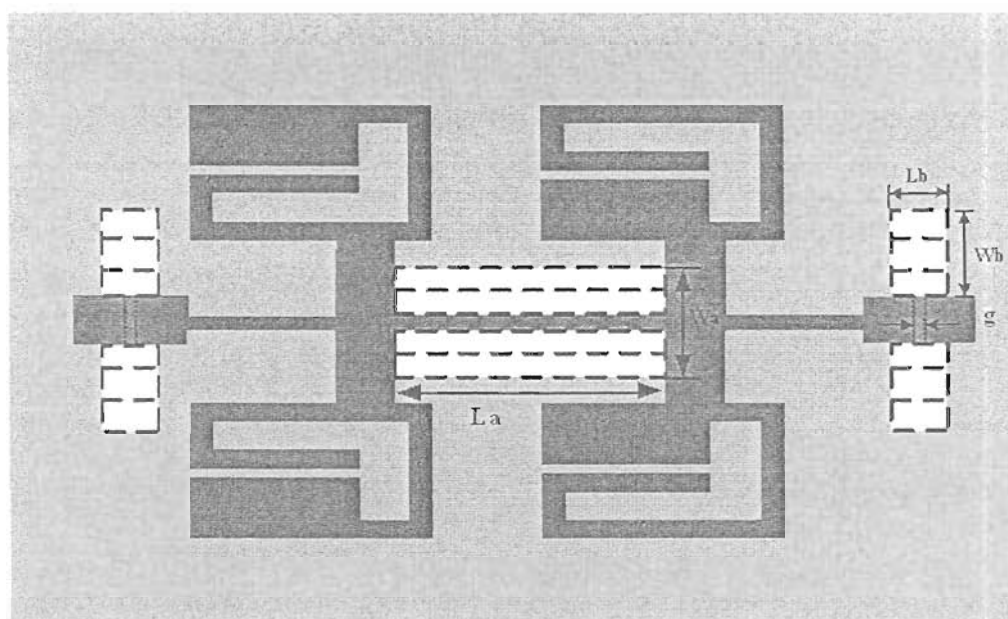


ภาพที่ 3-27 ผลจากการจำลองการทำงานในช่วงความถี่แถบผ่าน

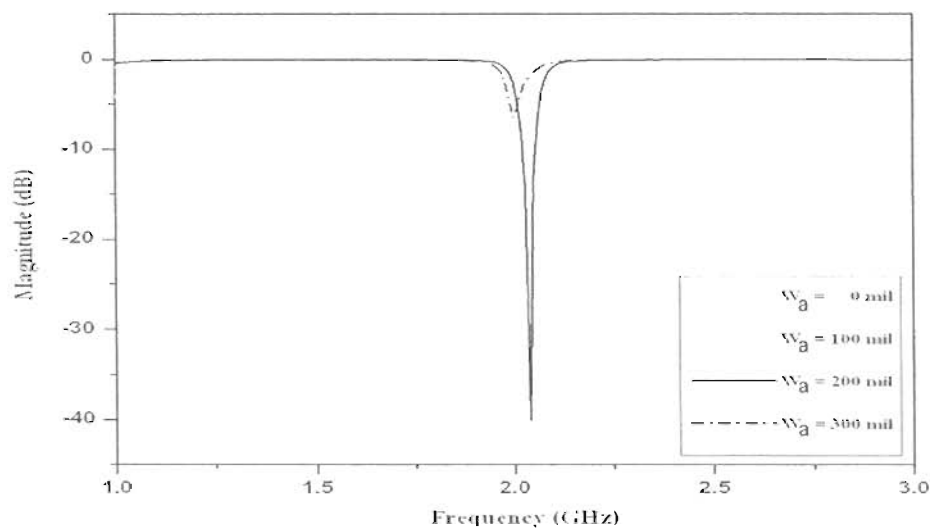
การเจาะกราวด์รูปแบบคัมเบลล์สามารถกำจัดค่าความสูญเสีย เนื่องจากการใส่แทรกที่ความถี่สูงกว่าความถี่แถบผ่าน หรือความถี่ปลอมเทียมได้มากกว่า 7.8 GHz ดังแสดงตามภาพที่ 3-26 ซึ่งตามภาพนั้นหากเปรียบเทียบผลตอบสนองความถี่กับการเจาะกราวด์โครงสร้างรูปแบบสี่เหลี่ยม จะทำให้ทราบว่า การเจาะกราวด์โครงสร้างแบบสี่เหลี่ยมนั้นสามารถที่จะกำจัดค่าความถี่ปลอมเทียมได้เพียง 7.8 GHz หากแต่การเจาะกราวด์รูปแบบคัมเบลล์จะทำให้เกิดการกำจัดค่าความถี่ปลอมเทียมได้มากกว่า 7.8 GHz แต่ผลตอบสนองทางความถี่ในช่วงความถี่ผ่านแถบของโครงสร้างการเจาะกราวด์รูปแบบคัมเบลล์ จะก่อให้เกิดอัตราค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (S_{21}) และค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S_{11}) ของสัญญาณที่แย่งลง ดังแสดงได้ตามภาพที่ 3-27 เนื่องจากการเจาะกราวด์รูปแบบคัมเบลล์นี้ เป็นการเจาะช่องกราวด์ด้านล่างพอร์ตของสายนำสัญญาณ จึงทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงของค่าอิมพีแดนซ์ที่พอร์ตของสายนำสัญญาณ ซึ่งมีผลทำให้ผลตอบสนองความถี่ในช่วงความถี่ผ่านแถบนั้น มีค่าที่ผิดเพี้ยนไปจากโครงสร้างต้นแบบที่ไม่มีการเจาะกราวด์ ดังนั้นในขั้นตอนต่อไปจึงได้นำเสนอแนวทางและวิธีการเพื่อปรับปรุงผลตอบสนองของสัญญาณในช่วงความถี่แถบผ่านให้ดีขึ้น โดยการใช้วิธีการเจาะกราวด์รูปแบบสี่เหลี่ยมร่วมกับการเจาะกราวด์รูปแบบคัมเบลล์ ดังจะอธิบายในขั้นตอนต่อไป

ในขั้นตอนต่อไปนี้เป็นการจำลองการสร้าง และการทำงานของกรอกแบบวงจรรองผ่าน แถบแบบไมโครสตริปแบบที่สองที่ใช้เรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบขั้นไม่สมมาตร ที่มีการเจาะกราวด์

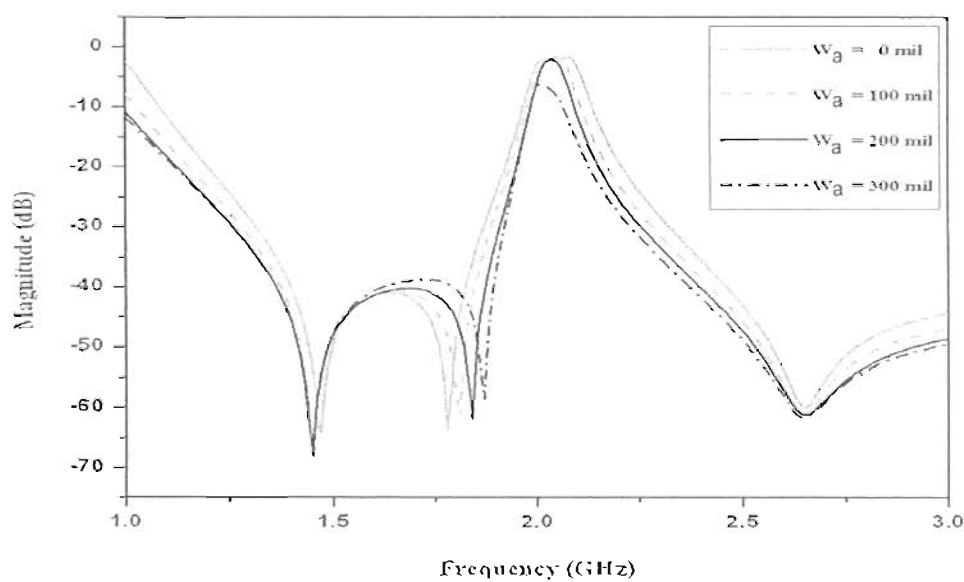
รูปแบบคัมเบลล์ด้านล่างที่พอร์ด ร่วมกับวิธีการเจาะกราวด์รูปแบบสี่เหลี่ยมของสายนำสัญญาณ ไมโครสตริปอิมพีแดนซ์แบบชั้น โดยนำเรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบชั้นไม่สมมาตร และ โครงสร้างการเจาะกราวด์รูปแบบคัมเบลล์ที่แสดงขนาดเอาไว้แล้วจากหัวข้อ 3.1.2 และ 3.2.2.1 ตามลำดับ มาประกอบเข้ากับโครงสร้างที่เป็นสายนำสัญญาณไมโครสตริปอิมพีแดนซ์แบบชั้น โทลด์เป็นช่วง และทำการเจาะช่องกราวด์รูปแบบสี่เหลี่ยมตรงช่องกลางของส่วน โครงสร้าง สายนำสัญญาณไมโครสตริปเพื่อปรับปรุงให้ค่าการสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก และค่าการสูญเสีย เนื่องจากการย้อนกลับของสัญญาณในช่วงความถี่ผ่านแถบคี่ขึ้น โดยที่ขนาดของการเจาะช่องกราวด์ รูปแบบสี่เหลี่ยมจะทำการปรับค่าพารามิเตอร์ที่เกี่ยวข้องคือ W_a และ L_a เพื่อหาค่าขนาดและ ตำแหน่งของโครงสร้างที่เหมาะสม ซึ่งจะทำให้เกิดคุณลักษณะของวงจรกรองผ่านแถบที่ใกล้เคียง คุณสมบัติที่ได้กำหนดไว้ โดยลักษณะโครงสร้างของวงจรกรองผ่านแถบแบบไมโครสตริปแบบ ที่สองที่ใช้เรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบชั้นไม่สมมาตร และเทคนิคโครงสร้างการเจาะกราวด์ด้านล่าง รูปแบบคัมเบลล์ ร่วมกับโครงสร้างรูปแบบสี่เหลี่ยมของสายนำสัญญาณไมโครสตริปอิมพีแดนซ์ แบบชั้น แสดงให้เห็นได้ดังภาพที่ 3-28 โดยค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญคือ $W_a = 200$ มิล และ $L_a = 412.93$ มิล



ภาพที่ 3-28 โครงสร้างการเจาะกราวด์รูปแบบสี่เหลี่ยมร่วมกับโครงสร้างรูปแบบคัมเบลล์



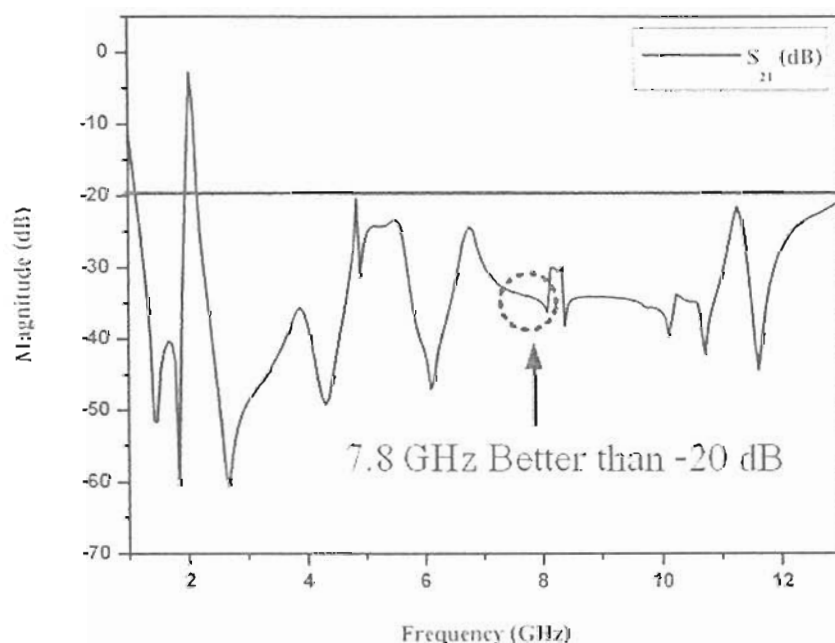
ภาพที่ 3-29 การเปลี่ยนแปลงค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S_{11}) ในการปรับค่าที่เหมาะสม



ภาพที่ 3-30 การเปลี่ยนแปลงค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (S_{21}) ในการปรับค่าที่เหมาะสม

จากภาพที่ 3-29 และภาพที่ 3-30 แสดงให้เห็นผลการจำลองการทำงาน และการเปลี่ยนแปลงของผลตอบแทนทางความถี่ของค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S_{11}) และค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (S_{21}) เมื่อทำการปรับขนาดของการเจาะกราวด์รูปแบบสี่เหลี่ยมโดยจากผลการจำลองการทำงานแสดงได้ว่าเมื่อค่า W_a มีค่าเท่ากับ 200 มิล จะทำให้เกิดการสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกมีค่าที่ไม่เกิน -3 dB และการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับมีค่ามากกว่า -40 dB ในช่วงของความถี่ผ่านแถบ (1-3 GHz) ซึ่งเป็นค่าที่เหมาะสมที่สุดในการที่จะนำมาสร้างชิ้นงานจริง

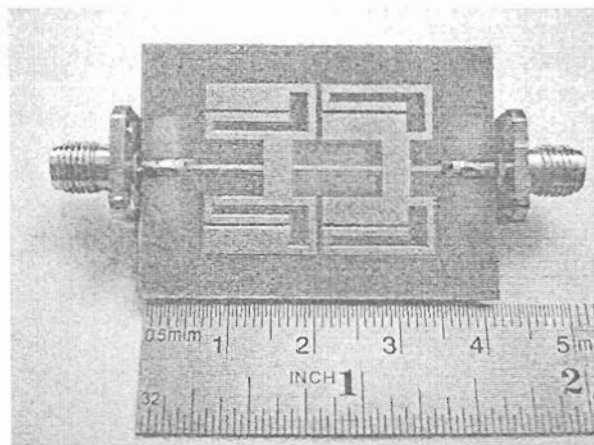
จากภาพที่ 3-31 แสดงให้เห็นได้ว่าการหาขนาดที่เหมาะสมของการเจาะกราวด์รูปแบบคัมเบลล์จะทำให้เกิดการควบคุมค่าความสูญเสีย เนื่องจากการใส่แทรกที่ความถี่สูงกว่าความถี่ผ่าน หรือความถี่ปลอมเทียมได้มากกว่า 7.8 GHz และการปรับขนาดของการเจาะกราวด์รูปแบบสี่เหลี่ยมที่เหมาะสม จะทำให้เกิดผลตอบแทนในช่วงความถี่ผ่าน (S_{21}) มีค่าที่มากกว่า -3 dB และหลังจากการออกแบบวงจรกรองผ่านแถบเพื่อให้ได้ขนาด และผลตอบแทนสัญญาณที่เหมาะสม จึงนำโครงสร้างที่ได้ไปสร้างชิ้นงานจริงต่อไป



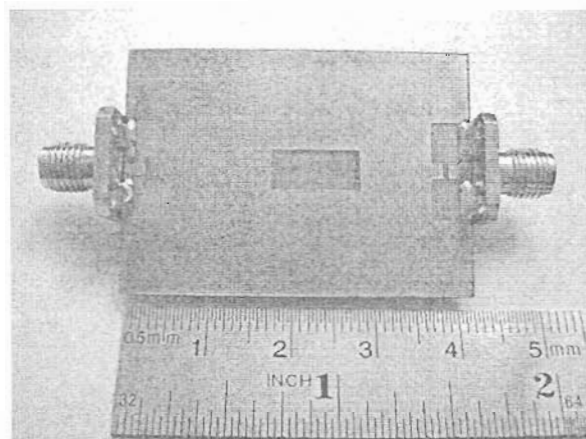
ภาพที่ 3-31 ผลการจำลองการทำงานของการกำจัดค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก ที่ความถี่สูงกว่าความถี่ผ่าน

3.2.2.3 การสร้างชิ้นงานจริงของโครงสร้างเจาะกราวด์ด้านล่างรูปแบบคัมเบลล์ร่วมกับรูปแบบสี่เหลี่ยม

หลังจากที่ได้ทำการออกแบบวิธีการเจาะกราวด์ด้านล่างรูปแบบคัมเบลล์ร่วมกับการออกแบบการเจาะกราวด์รูปแบบสี่เหลี่ยม แล้วได้ขนาดที่ทำให้ได้ผลการตอบสนองความถี่ที่ต้องการจากการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม IE3D จากนั้นจึงนำมาสร้างเป็นชิ้นงานจริงโดยใช้เครื่องเจาะสายวงจรพิมพ์ (LPKF PCB Milling) ที่มีค่าความละเอียดในการเจาะร่องของแผ่นวงจรพิมพ์ โดยแผ่นลายวงจรที่ทำการออกแบบและสร้างเสร็จสมบูรณ์แสดงได้ดังภาพที่ 3-32



(ก) ภาพด้านบนของวงจรรองผ่านแถบโดยใช้เรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบขั้นไม่สมมาตร



(ข) ภาพด้านล่างแสดงการเจาะกราวด์รูปแบบคัมเบลล์ร่วมกับรูปแบบสี่เหลี่ยม

ภาพที่ 3-32 ชิ้นงานจริงของการเจาะช่องกราวด์ด้านล่างรูปแบบคัมเบลล์ร่วมกับรูปแบบสี่เหลี่ยม

บทที่ 4

การทดลองและผลการทดลอง

ในงานวิจัยบทนี้จะกล่าวถึงการทดลอง และผลการทดลองวงจรกรองผ่านแถบแบบไมโครสตริปที่ใช้เรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบขั้นไม่สมมาตร และเทคนิคโครงสร้างเจาะกราวด์ด้านล่าง โดยแบ่งการทดลองออกเป็น 2 ส่วนคือ

4.1 การวัดและทดสอบวงจรกรองผ่านแถบแบบไมโครสตริปแบบที่หนึ่งที่ใช้เรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบขั้นไม่สมมาตร และเทคนิคโครงสร้างเจาะกราวด์รูปแบบสี่เหลี่ยม

4.2 การวัดและทดสอบวงจรกรองผ่านแถบแบบไมโครสตริปแบบที่สองที่ใช้เรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบขั้นไม่สมมาตร และเทคนิคโครงสร้างเจาะกราวด์รูปแบบคัมเบลล์ร่วมกับรูปแบบสี่เหลี่ยม

ในการทดลองวัดผลทั้งสองส่วนนี้ใช้หลักการเกณฑ์ในการวัดเหมือนกัน โดยก่อนการวัดและทดสอบต้องทำการปรับระดับอ้างอิงของสัญญาณก่อน เพื่อที่จะทำให้ได้ผลของการวัดที่ถูกต้องและเที่ยงตรง ซึ่งค่าพารามิเตอร์ที่วัดและทดสอบประกอบด้วยสองค่าคือ ค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (S_{21}) และค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S_{11}) ซึ่งอุปกรณ์ที่ใช้ในการวัดทดสอบชิ้นงานจริงคือ เครื่องวิเคราะห์ข่ายงานไฟฟ้า (Network Analyzer) ของบริษัท Hewlett Packard รุ่น 8719 ES

4.1 การวัดและทดสอบวงจรกรองผ่านแถบไมโครสตริปแบบที่หนึ่งที่ใช้เรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบขั้นไม่สมมาตร และเทคนิคโครงสร้างเจาะกราวด์รูปแบบสี่เหลี่ยม

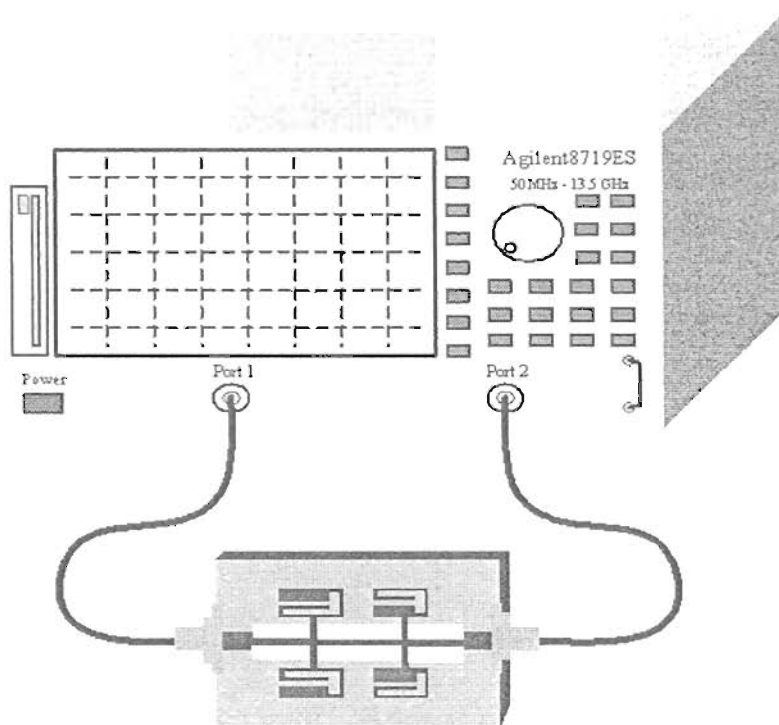
ค่าพารามิเตอร์ที่ได้จากการวัดชิ้นงานจริงเปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม IE3D โดยทำการทดสอบจากชิ้นงานจริงตามภาพที่ 4-1 ได้ผลการทดสอบดังต่อไปนี้

4.1.1 แสดงผลการเปรียบเทียบค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S_{11}) และค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (S_{21}) ที่ได้จากการจำลองผลการทำงาน และจากการวัดชิ้นงานจริงในช่วงความถี่ 1-3 GHz แสดงได้ดังภาพที่ 4-2

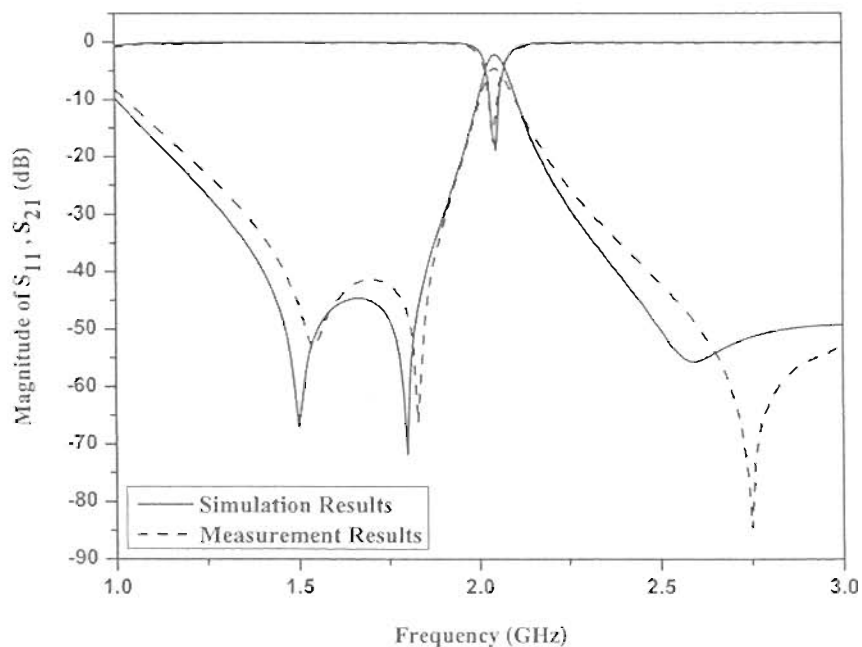
4.1.2 แสดงผลการวัดค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S_{11}) และค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (S_{21}) ที่ได้จากการวัดชิ้นงานจริงในช่วงความถี่ 1-3 GHz แสดงได้ดังภาพที่ 4-3

4.1.3 แสดงผลการเปรียบเทียบค่าความสูญเสียค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (S_{21}) ที่ได้จากการจำลองผลการทำงาน และจากการวัดชิ้นงานจริงในช่วงความถี่ 1-13 GHz แสดงได้ดังภาพที่ 4-4

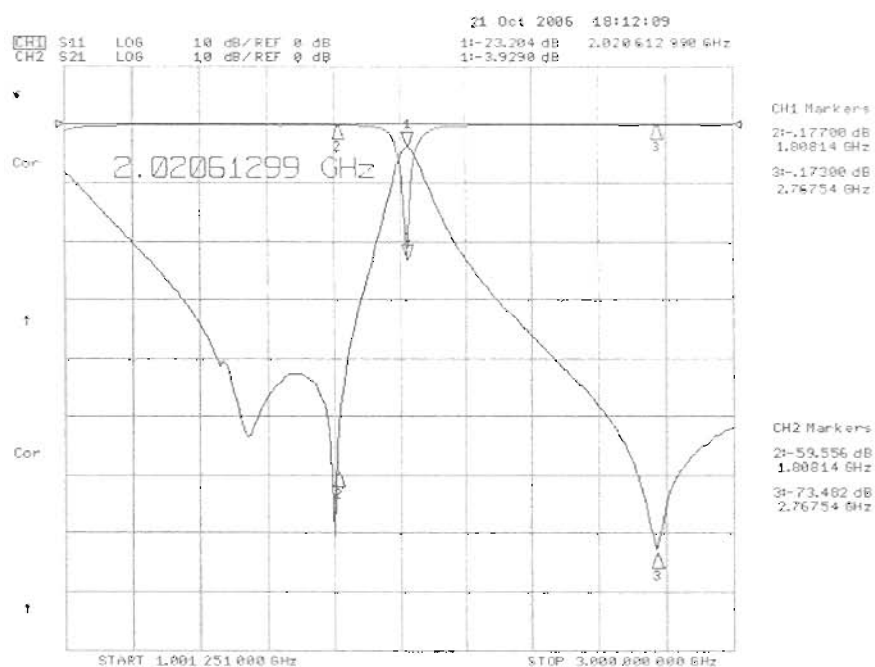
4.1.4 แสดงผลการวัดค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (S_{21}) ที่ได้จากการวัดชิ้นงานจริงในช่วงความถี่ 1-13 GHz แสดงได้ดังภาพที่ 4-5



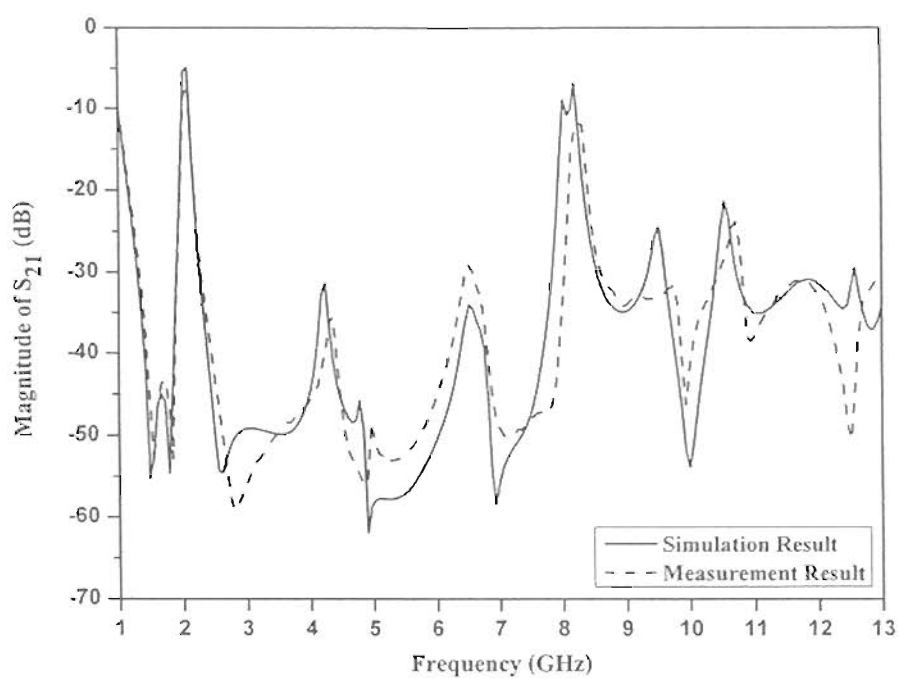
ภาพที่ 4-1 การต่ออุปกรณ์เพื่อใช้ในการวัดทดสอบวงจรกรองผ่านแถบแบบไมโครสตริปแบบที่หนึ่งที่ใช้เรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบขั้วไม่สมมาตร ที่เจาะกราวด์ โครงสร้างแบบสี่เหลี่ยม



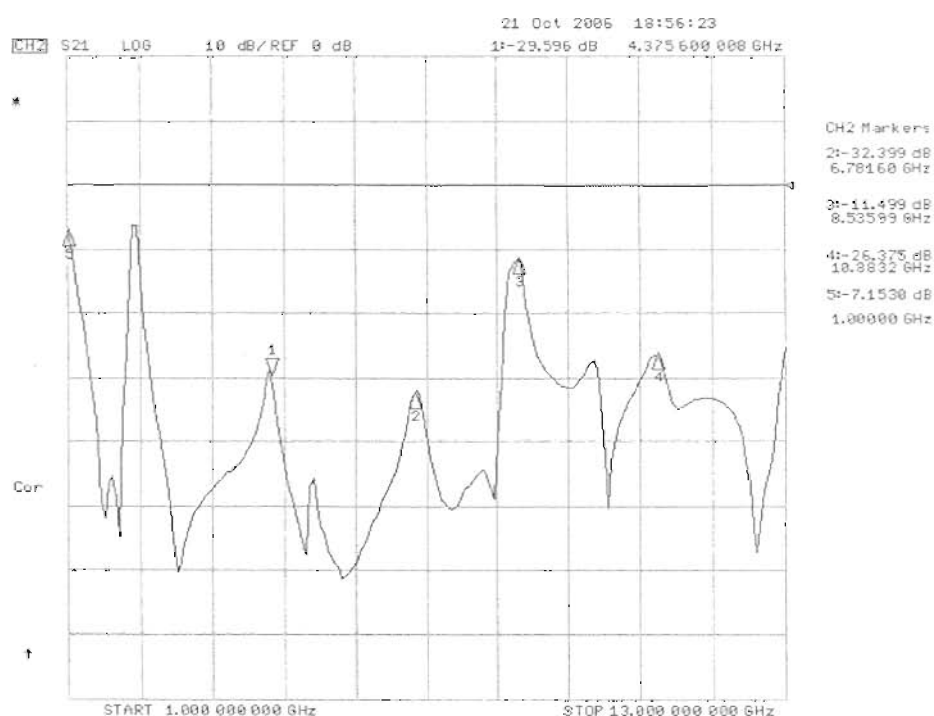
ภาพที่ 4-2 ผลเปรียบเทียบการวัดและการจำลองการทำงาน ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S_{11}) และค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (S_{21}) ที่ความถี่ 1-3 GHz



ภาพที่ 4-3 ผลการวัดค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S_{11}) และค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (S_{21}) ที่ความถี่ 1-3 GHz



ภาพที่ 4-4 การเปรียบเทียบผลการวัดและการจำลองการทำงาน ค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (S_{21}) ที่ความถี่ 1-13 GHz



ภาพที่ 4-5 ผลการวัดค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (S_{21}) ที่ความถี่ 1-13 GHz

4.2 การวัดและทดสอบวงจรกรองผ่านแถบแบบไมโครสตริปแบบที่สองที่ใช้เรโซเนเตอร์

อิมพีแดนซ์แบบชั้นไม่สมมาตร และเทคนิคโครงสร้างเจาะกราวด์รูปแบบคัมเบลล์ร่วมกับรูปแบบสี่เหลี่ยม

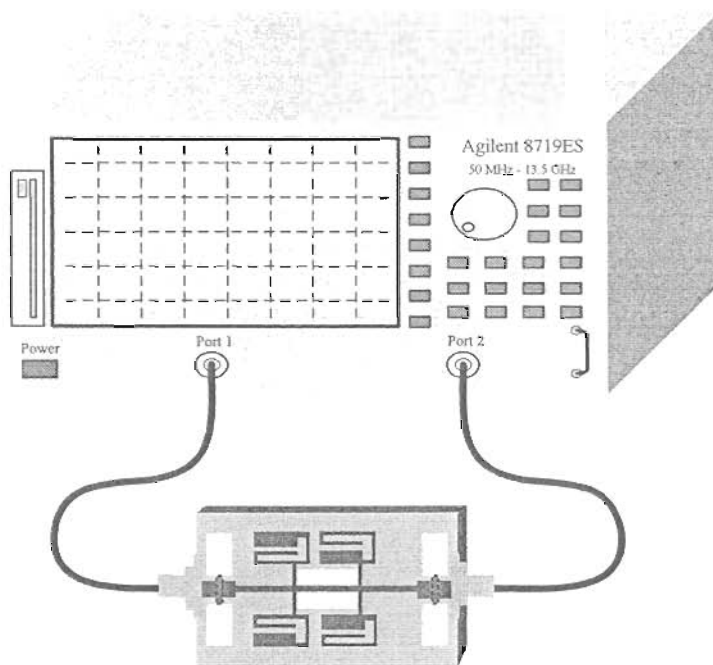
ค่าพารามิเตอร์ที่ได้จากการวัดชิ้นงานจริงเปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการจำลองการทำงาน ด้วยโปรแกรม IE3D โดยทำการทดสอบจากชิ้นงานจริงตามภาพที่ 4-6 ได้ผลการทดสอบดังต่อไปนี้

4.2.1 แสดงผลการเปรียบเทียบค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S_{11}) และค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (S_{21}) ที่ได้จากการจำลองผลการทำงาน และจากการวัดชิ้นงานจริงในช่วงความถี่ 1-3 GHz แสดงได้ดังภาพที่ 4-7

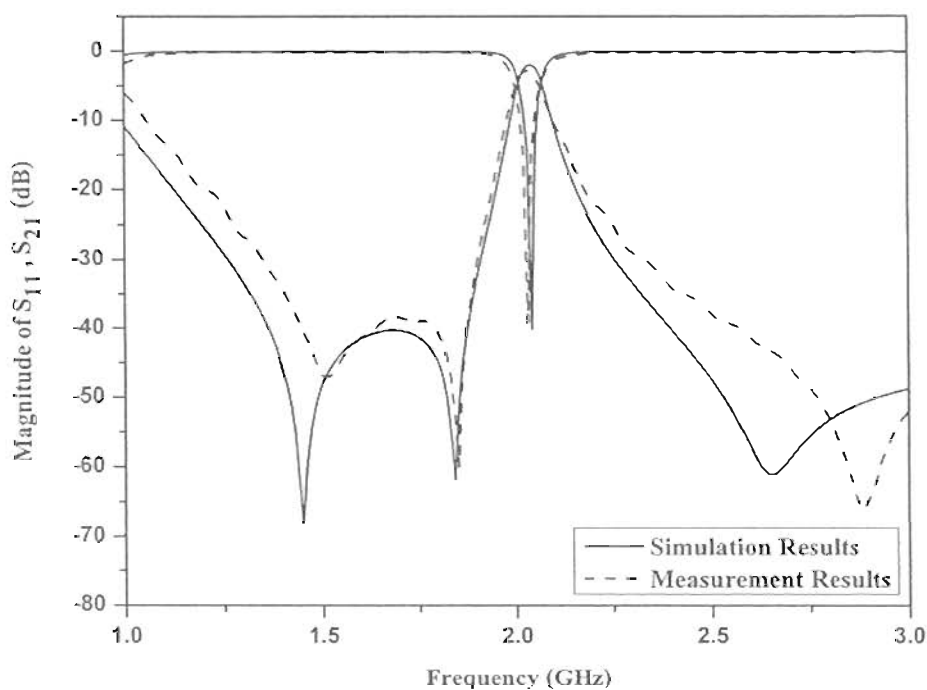
4.2.2 แสดงผลการวัดค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S_{11}) และค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (S_{21}) ที่ได้จากการวัดชิ้นงานจริงในช่วงความถี่ 1-3 GHz แสดงได้ดังภาพที่ 4-8

4.2.3 แสดงผลการเปรียบเทียบค่าความสูญเสียค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (S_{21}) ที่ได้จากการจำลองผลการทำงาน และจากการวัดชิ้นงานจริงในช่วงความถี่ 1-13 GHz แสดงได้ดังภาพที่ 4-9

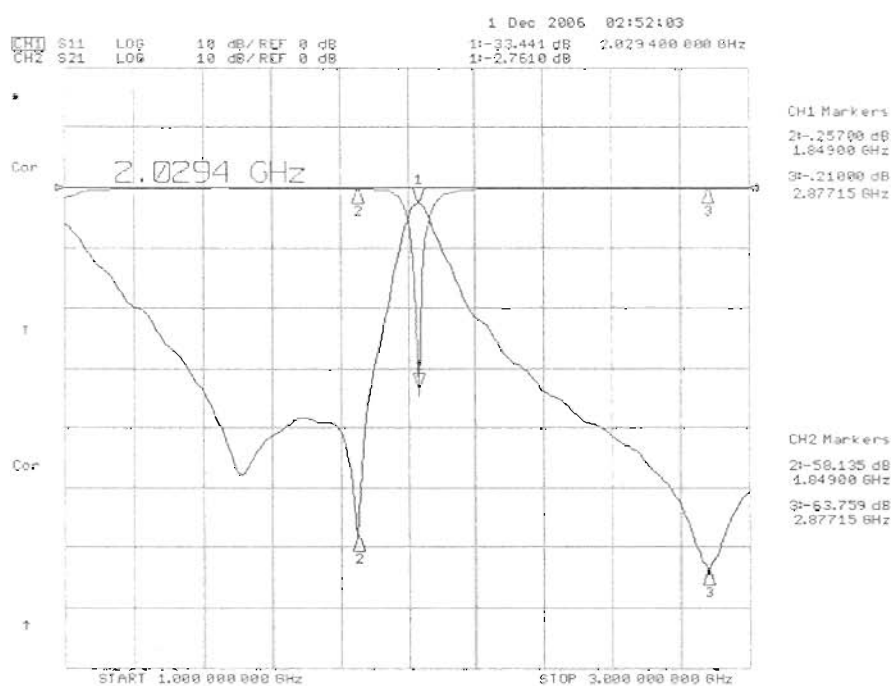
4.2.4 แสดงผลการวัดค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S_{11}) และค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (S_{21}) ที่ได้จากการวัดชิ้นงานจริงในช่วงความถี่ 1-13 GHz แสดงได้ดังภาพที่ 4-10



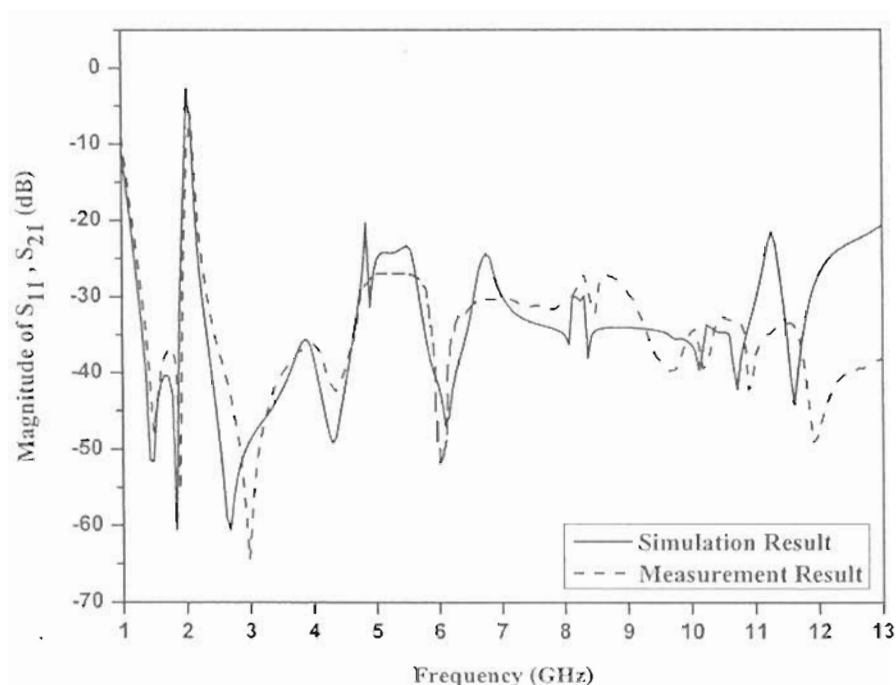
ภาพที่ 4-6 การต่ออุปกรณ์เพื่อใช้ในการวัดทดสอบวงจรกรองผ่านแถบแบบไมโครสตริปแบบที่สองที่ใช้เรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบชั้นไม่สมมาตร ที่เจาะกราวด์โครงสร้างรูปแบบคัมเบลล์ร่วมกับรูปแบบสี่เหลี่ยม



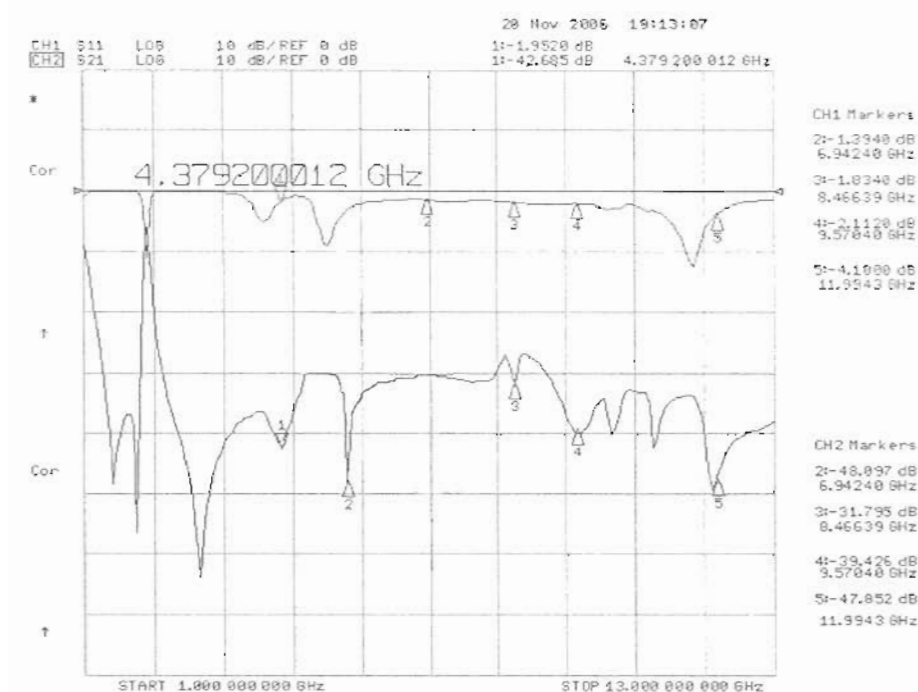
ภาพที่ 4-7 ผลเปรียบเทียบการวัดและการจำลองการทำงานค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S_{11}) และค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (S_{21}) ที่ความถี่ 1-3 GHz



ภาพที่ 4-8 ผลการวัดค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S_{11}) และค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (S_{21}) ที่ความถี่ 1-3 GHz



ภาพที่ 4-9 การเปรียบเทียบผลการวัดและการจำลองการทำงานค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แพทช์ (S_{21}) ที่ความถี่ 1-13 GHz



ภาพที่ 4-10 ผลการวัดค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S_{11}) และค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แพทช์ (S_{21}) ที่ความถี่ 1-13 GHz

บทที่ 5

สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

5.1 สรุปผลการวิจัย

การสรุปผลวิจัยของวงจรกรองผ่านแถบแบบไมโครสตริปที่ใช้เรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบชั้นไม่สมมาตร และเทคนิคโครงสร้างเจาะกรวดด้านล่าง สามารถแบ่งการออกแบบเป็น 3 ส่วนคือ ส่วนแรกจะเป็นการกล่าวถึงงานวิจัยที่จัดทำขึ้นก่อนหน้านี้คือ วงจรกรองผ่านแถบแบบลดขนาดโดยใช้ไมโครสตริปโหลตเป็นช่วงด้วยเรโซเนเตอร์แฮร์ฟิเนแบบอิมพีแดนซ์ชั้น ซึ่งเป็นงานวิจัยต้นแบบเพื่อใช้อ้างอิงงานวิจัยที่ผู้จัดทำพัฒนาต่อเนื่องทำให้เกิดงานวิจัยชิ้นนี้ขึ้นมา ส่วนต่อไปจะกล่าวถึงงานวิจัยแบบที่หนึ่ง ซึ่งเป็นวงจรกรองผ่านแถบแบบไมโครสตริปที่ใช้เรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบชั้นไม่สมมาตร โดยมีการเจาะกรวดด้านล่างรูปแบบสี่เหลี่ยม และสุดท้ายเป็นงานวิจัยแบบที่สองซึ่งเป็นวงจรกรองผ่านแถบแบบไมโครสตริปที่ใช้เรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบชั้นไม่สมมาตร โดยมีการเจาะกรวดด้านล่างรูปแบบคัมเบลล์ร่วมกับรูปแบบสี่เหลี่ยม โดยในการทำงานวิจัยนี้ได้ทำการออกแบบค่าพารามิเตอร์ต่างๆ โดยใช้โปรแกรม IE3D ช่วยในการจำลองผลการทำงานของวงจรทั้งสองแบบ และเมื่อได้ค่าสัญญาณตามต้องการแล้วจึงนำมาทำการสร้างชิ้นงานจริง ซึ่งสามารถสรุปผลการวิจัยได้ดังต่อไปนี้

ส่วนแรกเป็นการกล่าวถึงผลตอบสนองทางความถี่ในแบบจำลองการทำงาน และการวัดค่าจากชิ้นงานจริงของงานวิจัยต้นแบบเพื่อใช้อ้างอิงกับงานวิจัยทั้งสองแบบ

ส่วนต่อไปจะกล่าวถึงงานวิจัยแบบที่หนึ่ง ซึ่งเป็นการวัดทดสอบวงจรกรองผ่านแถบแบบไมโครสตริปที่ใช้เรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบชั้นไม่สมมาตร โดยมีการเจาะกรวดด้านล่างรูปแบบสี่เหลี่ยม เมื่อนำผลการจำลองการทำงานโดยใช้โปรแกรม IE3D และผลที่ได้จากการวัดชิ้นงานจริงนำมาเปรียบเทียบกันดังตารางที่ 5-1 และตารางที่ 5-2 จะเห็นได้ว่าผลการการวัดจากชิ้นงานจริงค่าการสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (S21) และค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S11) จะมีค่าความใกล้เคียงกับผลการจำลองการทำงาน และเมื่อพิจารณาในช่วงความถี่ 1-13 GHz จะพบว่าการกำจัดความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกที่ความถี่สูงกว่าความถี่แถบผ่าน หรือความถี่ฮาร์โมนิกที่สองเกิดขึ้นที่ค่าความถี่ประมาณ 7.8 GHz ในระดับการกดสัญญาณที่ -30 dB

สุดท้ายเป็นงานวิจัยแบบที่สอง โดยเป็นการวัดทดสอบวงจรกรองผ่านแถบแบบไมโครสตริปที่ใช้เรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบชั้นไม่สมมาตร โดยมีการเจาะกรวดด้านล่างโครงสร้างรูปแบบคัมเบลล์ร่วมกับรูปแบบสี่เหลี่ยม จากตารางเปรียบเทียบที่ 5-2 จะพิจารณาได้ว่าการกำจัดค่าความสูญเสีย

เนื่องจากการใส่แทรกที่ความถี่สูงกว่าความถี่แถบผ่าน หรือความถี่ฮาร์โมนิกที่สองเกิดขึ้นที่
ค่าความถี่ประมาณ 13 GHz ในระดับการกดสัญญาณที่ -20 dB

ตารางที่ 5-1 เปรียบเทียบผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองผ่านแถบ
(ผลการจำลองการทำงาน)

ผลการจำลอง การทำงาน	ความถี่กลาง (GHz)	แบนด์วิดท์ (MHz)	S21 (dB)	S11 (dB)	อัตราการควบคุม ฮาร์โมนิกที่สอง
งานวิจัย ต้นแบบ	2.03	60z	-2.14	-37	-17 dB ที่ความถี่ 7.6 GHz
งานวิจัยแบบ ที่หนึ่ง	2.04	60	-2.20	-25	-30 dB ที่ความถี่ 7.8 GHz
งานวิจัยแบบ ที่สอง	2.04	60	-1.96	-40	-20 dB ที่ความถี่ 13 GHz

ตารางที่ 5-2 เปรียบเทียบผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองผ่านแถบ
(ผลการวัดชิ้นงานจริง)

ผลการวัด ชิ้นงานจริง	ความถี่กลาง (GHz)	แบนด์วิดท์ (MHz)	S21 (dB)	S11 (dB)	อัตราการควบคุม ฮาร์โมนิกที่สอง
งานวิจัย ต้นแบบ	2.04	62z	-3.40	-20	-17 dB ที่ความถี่ 7.6 GHz
งานวิจัยแบบ ที่หนึ่ง	2.02	60	-3.90	-23	-30 dB ที่ความถี่ 7.8 GHz
งานวิจัยแบบ ที่สอง	2.03	60	-2.76	-33	-20 dB ที่ความถี่ 13 GHz

ถ้าหากทำการเปรียบเทียบงานวิจัยทั้งสองแบบนี้กับงานวิจัยต้นแบบ ซึ่งก็คือวงจรกรองผ่านแถบแบบลดขนาด โดยใช้ไมโครสตริปโหลดเป็นช่วงด้วยเรโซเนเตอร์แฮร์นแบบอิมพีแดนซ์ขั้นนั้น จะทำให้ทราบถึงข้อแตกต่างของผลตอบสนองทางความถี่ ทั้งผลจากการวัดจากชิ้นงานจริงและจากการจำลองผลการทำงานที่ดีกว่าคือ งานวิจัยในแบบแรกซึ่งเป็นวงจรกรองผ่านแถบแบบไมโครสตริปที่ใช้เรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบขั้นไม่สมมาตร ที่มีการเจาะกราวด์ด้านล่างรูปแบบสี่เหลี่ยม จะเห็นได้ว่าการกำจัดค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แพทช์ที่ความถี่สูงกว่าความถี่แถบผ่าน หรือความถี่ฮาร์โมนิกที่สองได้ดีกว่างานวิจัยต้นแบบคือ มีค่าอัตราการกดยของสัญญาณอยู่ที่ระดับ -30 dB ที่ค่าความถี่ประมาณ 7.8 GHz ส่วนงานวิจัยในแบบที่สองที่มีการเจาะกราวด์ด้านล่างโครงสร้างรูปแบบคัมเบลล์ร่วมกับรูปแบบสี่เหลี่ยม จะได้ผลของการกำจัดค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แพทช์ที่ความถี่สูงกว่าความถี่แถบผ่าน หรือความถี่ฮาร์โมนิกที่สองดีกว่างานวิจัยต้นแบบและงานวิจัยแบบแรกคือ สามารถกำจัดได้สูงถึงความถี่ 13 GHz ที่ระดับการกดยสัญญาณต่ำกว่า -20 dB และอีกทั้งอัตราค่าความสูญเสียของสัญญาณในช่วงแถบผ่าน คือค่าการสูญเสียเนื่องจากการใส่แพทช์ (S₂₁) และค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S₁₁) ยังดีกว่าเมื่อเปรียบเทียบกับงานวิจัยต้นแบบอีกด้วย

5.2 ปัญหาและข้อเสนอแนะ

5.2.1 ปัญหาที่พบในงานวิจัย

ในการออกแบบวงจรกรองผ่านแถบที่มีการเจาะกราวด์ทั้งในแบบสี่เหลี่ยม และแบบผสมระหว่างรูปแบบสี่เหลี่ยมกับรูปแบบคัมเบลล์ นอกจากความต้องการออกแบบให้วงจรมีขนาดเล็กแล้วยังต้องคำนึงถึงวัสดุอุปกรณ์ที่จะนำมาสร้างเป็นชิ้นงานจริง เนื่องจากการเจาะกราวด์ด้านล่างจะทำให้มีลายวงจรในแผ่นวงจรพิมพ์มีสองด้าน ซึ่งจะเกิดปัญหาแรกคือ การเจาะรูด้วยเครื่องเจาะลายวงจรพิมพ์จะไม่สามารถเจาะได้พร้อมกันทั้งด้านบนและด้านล่าง ดังนั้นจึงต้องทำการแก้ปัญหาด้วยการพลิกลายวงจรอีกด้านหนึ่งเพื่อให้เครื่องสามารถเจาะลายวงจรได้ แต่ผลที่ได้จากการใช้วิธีนี้จะทำให้ลายวงจรทั้งสองด้านไม่ตรงกัน ทำให้เกิดผลการคลาดเคลื่อนของสัญญาณเมื่อนำมาทำการวัดชิ้นงานจริง ปัญหาที่สองคือการใช้ดอกสว่านในการเจาะรูของลายวงจร ถ้าหากช่องว่างระหว่างลายวงจรมีขนาดเล็กกว่า 0.1 มิลลิเมตร จะไม่มีอุปกรณ์ในการเจาะรูของลายวงจร และเมื่อทำการเจาะรูของลายวงจรในส่วนของการกดยระดับความถี่ของดอกสว่านจะไม่สามารถควบคุมระดับความถี่ของเครื่องมือในการเจาะรูได้ จึงต้องอาศัยความสามารถเฉพาะบุคคลของผู้ใช้งานในการปรับ เพื่อทำให้เกิดความพอดีของดอกสว่านในการเจาะรูของลายวงจร ไม่ถี่มากกว่าผิวของชั้นทองแดง สำหรับการเชื่อมต่อระหว่างสายนำสัญญาณกับหัวต่อแบบ SMA

ก็ต้องพิจารณาถึงการบัดกรีด้วยความร้อนที่ต้องถูกควบคุมไม่ให้ร้อนเกินไป เพราะถ้าหากอุปกรณ์ร้อนเกินไปอาจทำให้ลายทองแดงที่เป็นสายนำสัญญาณเกิดการร่อนออกจากชั้นสารฉนวนได้

5.2.2 ข้อเสนอแนะ

ข้อเสนอแนะสำหรับการพัฒนางจรรองผ่านแถบแบบไมโครสตริปที่ใช้เรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบชั้นไม่สมมาตร และเทคนิคโครงสร้างเจาะกรวดด้านล่าง เนื่องจากในการใช้การเจาะกรวดรูปแบบที่เหลื่อมร่วมกับรูปแบบคัมเบลล์ จะทำให้สามารถการกำจัดค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกที่ความถี่สูงกว่าความถี่แถบผ่าน หรือความถี่ฮาร์โมนิกที่สองได้สูงถึงความถี่ 13 GHz ดังนั้นในการพัฒนาต่อไปจะสามารถใช้หลักการอิมพีแดนซ์แบบชั้นในการออกแบบเพื่อทำให้สามารถนำค่าความถี่ฮาร์โมนิกที่สองที่เกิดขึ้น มาทำให้เกิดเป็นค่าความถี่กลางที่สองและยังสามารถกำจัดค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกที่ความถี่สูงกว่าความถี่แถบผ่านทั้งสองความถี่ได้ และยังสามารถควบคุมค่าความถี่ปลอมเทียมที่ไม่ต้องการให้ไม่เกิดในย่านความถี่ที่ต้องการได้

เอกสารอ้างอิง

1. J.-T. Kuo, M. Jiang and H.-J. Chang. "Design of parallel-coupled microstrip filters with suppression of spurious resonances using substrate suspension." **IEEE Trans. Microwave Theory Tech.** 52(1), (Jan 2004) : 83-89.
2. M. Makimoto and S. Yamasashita. "Bandpass filters using parallel coupled stripline stepped impedance resonators." **IEEE Trans. Microwave Theory Tech.** 28 (Dec 1980) : 1413-1417.
3. Wen-Hua Tu and Kai Chang Chang. "Compact microstrip bandpass filter using open stub and spurline." **IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.** 15(4), (Apr 2005) : 268-270.
4. Hang Wang and Lei Zhu. "Aperture-backed microstrip-line stepped-impedance resonators and transformers for performance-enhanced bandpass filters." **IEICE Trans Electron.** 3 (Mar 2006) : 403-409.
5. Thammarat Majaeng, Jaruek Jantree and Prayoot Akkarackthalin. "A reduced-size bandpass filter using microstrip line periodically loaded with unbalanced stepped-impedance hairpin resonator." **ITC-CSCC RF Circuit 2.** 2(36), (Jul 2006) : 397-400.
6. ธรรมรัตน์ มานะแจ้ง. วงจรกรองผ่านแถบแบบลดขนาดโดยใช้ไมโครสตริปโหลดเป็นช่วงด้วยเรโซเนเตอร์แฮร์พินแบบอิมพีแดนซ์ขั้น. วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ, 2549.
7. K. F Chang and K. T. Tam. "Miniaturized cross-coupled filter with second and third spurious responses suppression." **IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.** 15(2), (Feb 2005) : 122-124.
8. Jong-Sik Lim, et al. "Design of low-pass filters using defected ground structure." **IEEE Trans. Microwave Theory Tech.** 53(8), (Aug 2005) : 2539-2545.
9. J.S. Lim, et al. "A new type of low pass filter with defected ground structure." **Proc. 32nd Eur. Microwave Conf.** (Sep 2002) : 32-36.
10. D. Ahn, et al. "A design of the low-pass filter using the novel microstrip defected ground structure." **IEEE Trans. Microwave Theory Tech.** 49(1) : (Jan 2001) : 86-93.

11. J. S. Hong and M. J. Lancaster. **Microstrip filter for RF/microwave applications**.
New York: A Wiley-Interscience Publication John Wiley & Son Inc., 2001.
12. **IE3D Users' Manual Release 8**. Fremont, CA: Zeland Software Inc., 2001.

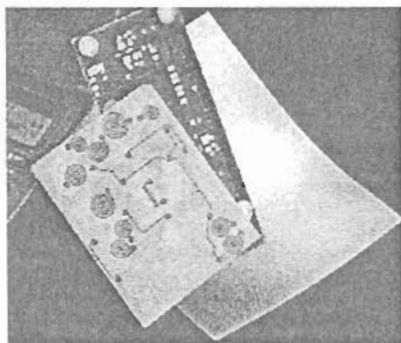
ภาคผนวก ก

รายละเอียดของวัสดุและอุปกรณ์ที่ใช้ในงานวิจัย



GML 1000

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



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

Features and Benefits

- Dk stable -55°C to 125°C
- Stable Dk in humid and dry environments
- No special through-hole treatments
- Fabrication and assembly in standard PWB operations
- Meets UL 94 V-0 Flame Requirements
- Standard FR4 feeds & speeds for drilling and routing
- Excellent mechanical and electrical properties
- BEST cost performance available

Applications

- LNBs
- LNAs
- Antennas
- PA Filters
- Base Station Antennas

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

Electrical Property	Test Method	U.S. / Metric
Dielectric Constant	IPC 2.5.5.5*	3.20 ± 0.05
Dissipation Factor	IPC 2.5.5.5*	0.004
dB/Inch Loss (S ₂₁ parameter from a 50 ohm 10 inch long transmission line @ 10GHz)		0.277
Surface Resistivity (C95/35/90)	IPC 2.5.17.1	5X10 ⁷ MΩ
Volume Resistivity (C95/35/90)	IPC 2.5.17.1	8X10 ⁸ MΩ-cm
Moisture Insulation Resistance 20 cycles -2°C/90%RH to 55°C/95%RH		1X10 ⁷
Solvent Extract Conductivity		0.53 µg/cm ²

Physical Property	Test Method	U.S. / Metric
Copper Peel Strength	IPC 2.4.8*	5.0 (lb/inch) 0.68 N/mm
Flexural Strength - Length	ASTM D 790	43,500 psi 300 N/mm ²
Flexural Strength - Cross	ASTM D 790	38,000 psi 262 N/mm ²
Flexural Modulus - Length	ASTM D 790	2.3 mpsi 15860 N/mm ²
Flexural Modulus - Cross	ASTM D 790	2.1 mpsi 14480 N/mm ²
Water Absorption	IPC 2.6.2.1	0.06 %

Thermal Property	Test Method	U.S. / Metric
Glass Transition (T _g) by DMA	IPC 2.4.24.2*	135°C
Thermal Conductivity (@125°C)	ASTM E 1530	0.228 W/mK
Thermal Stress @260°C (550°F)	IPC 2.4.13.1	20+ seconds
Z-Axis Expansion RT → T _g	IPC 2.4.4.1	70 ppm/°C
Z-Axis Expansion T _g → 260°C	IPC 2.4.4.1	400 ppm/°C
X/Y Axis Expansion	IPC 2.4.4.1	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	UL 94	V-0

* Method modified slightly to be applicable to material tested.

Notes:

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

ประวัติผู้วิจัย

ชื่อ : นางสาวอรอุมา แสงฮวด
 ชื่อวิทยานิพนธ์ : วงจรกรองผ่านแถบแบบไมโครสตริปที่ใช้เรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบจัน
 ไม่สมมาตร และเทคนิคโครงสร้างเจาะกราวด์ด้านล่าง
 สาขาวิชา : วิศวกรรมไฟฟ้า

ประวัติ

ประวัติส่วนตัว เกิดวันที่ 31 สิงหาคม พ.ศ. 2522 ที่จังหวัดราชบุรี เป็นบุตรคนที่ 7 มีพี่น้องทั้งหมดจำนวน 7 คน ปัจจุบันอาศัยอยู่บ้านเลขที่ 108/3 หมู่ 7 ตำบลยางม่วง อำเภอท่ามะกา จังหวัดกาญจนบุรี

ประวัติการศึกษา สำเร็จการศึกษาชั้นมัธยมศึกษาตอนต้น ที่โรงเรียนธีรศาสตร์ จังหวัดกาญจนบุรี ปี พ.ศ. 2537 สำเร็จการศึกษาระดับประกาศนียบัตรวิชาชีพ สาขาช่างอิเล็กทรอนิกส์ วิทยาลัยเทคนิคราชบุรี ปี พ.ศ. 2540 และสำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรี สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ ปี พ.ศ. 2544