



รายงานวิจัยฉบับสมบูรณ์

โครงการ วงจรกรองผ่านแถบกว้างที่มีการตัดสัญญาณที่คมโดย
ใช้โครงสร้างเจาะกราวด์แบบพับ

โดย ดร.มงคล มีลุน

กรกฎาคม 2560

สัญญาเลขที่ TRG5880274

รายงานวิจัยฉบับสมบูรณ์

โครงการ วงจรกรองผ่านแถบกว้างที่มีการตัดสัญญาณที่คมโดย
ใช้โครงสร้างเจาะกราวด์แบบพับ

ดร.มงคล มีลุน

สำนักเทคโนโลยีและศูนย์ข้อมูลการตรวจสอบ

กรมสอบสวนคดีพิเศษ

สนับสนุนโดยสำนักงานกองทุนสนับสนุนการวิจัย

และกรมสอบสวนคดีพิเศษ

(ความเห็นในรายงานนี้เป็นของผู้วิจัย สกว. และ กรมสอบสวนคดีพิเศษ ไม่จำเป็นต้อง
เห็นด้วยเสมอไป)

กิตติกรรมประกาศ

รายงานวิจัยฉบับนี้ได้รับการสนับสนุนโดยสำนักงานกองทุนสนับสนุนการวิจัยและ
กรมสอบสวนคดีพิเศษ

ก
บทคัดย่อ

รหัสโครงการ TRG5880274

ชื่อโครงการ วงจรกรองผ่านแถบกว้างที่มีการตัดสัญญาณที่คมโดยใช้โครงสร้างเจาะกราวด์แบบพับ

ชื่อนักวิจัย นายมงคล มีลุน

E-mail Address : mongkol_m@dsi.go.th

ระยะเวลาโครงการ 15 กรกฎาคม 2558 ถึง 15 กรกฎาคม 2560

วงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างกำลังเป็นที่สนใจในระบบสื่อสารไร้สาย โดยคำนึงถึงค่าการสูญเสียต่ำ วงจรขนาดเล็ก และการกำจัดความถี่ข้างเคียงที่ไม่ต้องการได้สูง วงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างเริ่มมีการศึกษาเพื่อให้ได้ค่าแพ้คั่นนอลแบนด์วิดท์ที่กว้างมากกว่า 70% โดยใช้เรโซเนเตอร์แบบหลายโหมด ซึ่งประกอบด้วย เรโซเนเตอร์ส่วนกลางที่มีอิมพีแดนซ์ต่ำ ส่วนปลายทั้งสองด้านที่เป็นอิมพีแดนซ์สูง และการเปิดช่องกราวด์เพื่อเพิ่มค่าการคัปปลิง แต่ไม่สามารถกำจัดความถี่ข้างเคียงที่ไม่ต้องการได้ที่ความถี่สูง และมีการตัดของสัญญาณที่น้อย

งานวิจัยนี้นำเสนอวงจรกรองผ่านแถบกว้างที่มีการตัดสัญญาณที่คมด้วยโครงสร้างเจาะกราวด์แบบพับ โครงสร้างเจาะกราวด์แบบพับมีการอธิบายดังนี้ วงจรกรองความถี่ที่นำเสนอจะมีการตัดสัญญาณที่คมในช่วงแถบหยุด ซึ่งเป็นผลมาจากโครงสร้างเจาะกราวด์แบบพับ ความถี่กลางของแถบหยุดสามารถควบคุมได้โดยการปรับขนาดของโครงสร้างเจาะกราวด์แบบพับ แถบหยุดที่กว้างเกิดจากคุณลักษณะของร่องเรโซเนเตอร์ของโครงสร้างเจาะกราวด์แบบพับ ผลการจำลองแสดงให้เห็นว่าการตัดสัญญาณที่คม สมรรถนะด้านแถบหยุดที่สูงมากกว่า 20 dB สำหรับย่านความถี่ที่สูงถึง 18 GHz

คำหลัก : วงจรกรองผ่านแถบกว้าง การตัดสัญญาณที่คม โครงสร้างเจาะกราวด์แบบพับ

Abstract

Project Code : TRG5880274

Project Title : UWB Bandpass Filters with Sharp Rejection using Folded Defected Ground Structure

Investigator : Mr.Mongkol Meeloon
Bureau of Technology and Information Systems Center
Department of Special Investigation (DSI)

E-mail Address : mongkol_m@dsi.go.th

Project Period : 15 July 2015 – 15 July 2017

The UWB bandpass filter are renewing the interest in wireless communication systems with low loss, compact size, high suppression of spurious responses, and improved stopband performances. UWB bandpass filter has been initially studied to achieve a wide fractional bandwidth more than 70% using a multi-mode resonator (MMR) consisting of a low impedance line in the center, high impedance parallel lines at both ends, and an aperture ground plane on a back side to achieve tightened coupling degree of the coupled lines and low-sharp rejection.

This research presents ultra-wideband bandpass filters with sharp rejection based on folded defected ground structure. The folded defected ground structure will be comprehensively described. The proposed filters have sharp rejection in the stopband, resulting from the folded defected ground structure. The center frequencies of stopbands can be controlled by adjusting dimensions of the folded defected ground structure. The wider upper stopbands caused by slotted resonator characteristics of folded defected ground structure have been also obtained. The preliminary simulated results show sharp rejection band. High stopband performances with better than 20 dB for a frequency range up to 18 GHz have also been obtained.

Keywords : UWB filter, sharp rejection, folded defected ground structure

สารบัญ

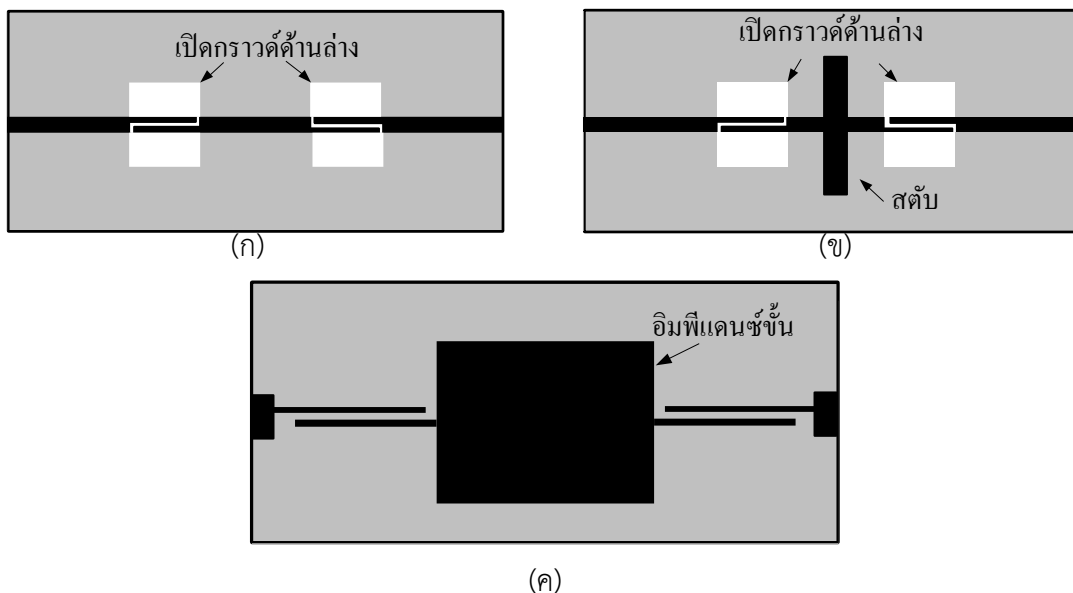
	หน้า
กิตติกรรมประกาศ	ก
บทคัดย่อภาษาไทย	ข
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	ค
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 วัตถุประสงค์	10
1.2 ขอบเขตของการวิจัย	11
1.3 วิธีการวิจัย	11
1.4 เครื่องมือที่ใช้	11
1.5 ประโยชน์ของผลการวิจัย	12
บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง	13
2.1 โครงสร้างสายนำสัญญาณไมโครสตริป	13
2.2 การแปลงความถี่	15
2.3 ตัวแปลงผันแอดมิตแตนซ์	20
2.4 วงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบเรโซเนเตอร์คัปเปิ้ลที่ปลาย	24
2.5 วงจรกรองผ่านแถบกว้างแบบสายเชื่อมอินเตอร์ดิจิตอล	26
2.6 เรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบขั้น	26
2.7 เรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบมีหลายชั้นและเรโซเนเตอร์แบบลาดเอียง	30
2.8 โหมดในการคัปปลิงสายนำสัญญาณบนโครงสร้างไมโครสตริป	32
2.9 เรโซเนเตอร์แบบหลายโหมดที่ใช้กับวงจรกรองผ่านแถบกว้าง	33
2.10 เรโซเนเตอร์แบบมีร่อง	35
บทที่ 3 การออกแบบและการสร้าง	39
3.1 การวิเคราะห์สายเชื่อมอินเตอร์ดิจิตอล	39
3.2 คุณลักษณะของสายเชื่อมอินเตอร์ดิจิตอล	42
3.3 คุณลักษณะเรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์ขั้นแบบมีร่อง	44
3.4 คุณลักษณะร่องพับแบบฝั่งที่กราวด์	49
3.5 การออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างที่มีหนึ่งแถบหยุดโดย ใช้เรโซเนเตอร์สองตัว	52
3.6 การออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างที่มีสองแถบหยุดโดย ใช้เรโซเนเตอร์สองตัว	54
3.7 การออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่มีการตัดสัญญาณที่คมโดย ใช้เรโซเนเตอร์หนึ่งตัว	55

สารบัญ (ต่อ)	หน้า
3.8 การออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่มีการตัดสัญญาณที่มีหนึ่งแถบหยุด โดยใช้เรโซเนเตอร์สองตัว	56
3.9 ชิ้นงานจริงของวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างที่มีหนึ่งแถบหยุดโดย ใช้เรโซเนเตอร์สองตัว	57
3.10 ชิ้นงานจริงของวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างที่มีสองแถบหยุดโดย ใช้เรโซเนเตอร์สองตัว	58
3.11 ชิ้นงานจริงของวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างที่มีการตัดสัญญาณที่คม โดยใช้เรโซเนเตอร์หนึ่งตัว	58
3.12 ชิ้นงานจริงของวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างที่มีการตัดสัญญาณที่คม ที่มีหนึ่งแถบหยุดโดยใช้เรโซเนเตอร์สองตัว	59
บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง	60
4.1 การจำลอง	60
4.2 วิธีการวัดทดสอบ	64
บทที่ 5 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ	68
5.1 สรุปผลการวิจัย	68
5.2 ปัญหาและข้อเสนอแนะ	69
เอกสารอ้างอิง	70
ภาคผนวก ก	74
บทความที่ได้รับการตีพิมพ์	

บทที่ 1

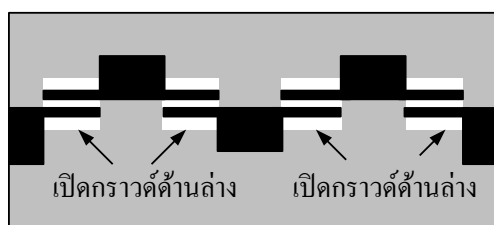
บทนำ

ระบบสื่อสารแถบกว้าง ได้ถูกนำมาใช้งานอย่างแพร่หลาย และกำลังเป็นที่สนใจด้วยคุณสมบัติเด่นหลายๆ อย่าง เช่น มีแบนด์วิดท์กว้าง ใช้พลังงานต่ำ อุปกรณ์ส่วนหนึ่งที่มีความสำคัญกับระบบสื่อสารคือวงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่ต้องการช่วงผ่านแถบที่กว้าง มีค่าการสูญเสียต่ำในช่วงผ่านแถบ วงจรมีขนาดเล็ก ค่าหน่วงกลุ่มที่ราบเรียบตลอดช่วงผ่านแถบ มีค่าการลดทอนที่มีความคมในช่วงแถบหยุด วงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างเริ่มมีการศึกษาโดยใช้ตัวคัปเปิ้ลแบบขนานร่วมกับเรโซเนเตอร์แบบหลายโหมดตัวคัปเปิ้ลแบบขนานถูกนำมาใช้โดยการลดขนาดทั้งความกว้างและร่องของตัวคัปเปิ้ลร่วมกับการเปิดช่องกราวด์ด้านล่างเพื่อเพิ่มค่าการคัปปลิงให้กับวงจรกรองผ่านแถบกว้างพร้อมกับใช้ร่วมกับเรโซเนเตอร์หนึ่งตัวทำให้ได้วงจรกรองผ่านแถบกว้างที่มีหลายโพลภายในช่วงผ่านแถบ ต่อมาผู้ใช้สลับปลายเปิดร่วมกับในเรโซเนเตอร์ตัวกลางเพื่อเลื่อนความถี่เรโซแนนซ์ที่สองให้ต่ำลง ส่งผลให้มีช่วงแถบหยุดที่มากขึ้นและทำให้ความยาวของเรโซเนเตอร์ลดลง [1, 2] ตามภาพที่ 1-1 (ก) และ (ข)



ภาพที่ 1-1 วงจรกรองผ่านแถบกว้างโดยใช้ตัวคัปเปิ้ลแบบขนานร่วมกับเรโซเนเตอร์แบบหลายโหมด แบบต่างๆ

มีผู้วิจัยนำเสนอการปรับปรุงเรโซเนเตอร์หลายโหมด ด้วยโครงสร้างอิมพีแดนซ์แบบขั้นซึ่งมีลักษณะอิมพีแดนซ์ไม่เท่ากันตลอดทั้งเรโซเนเตอร์กล่าวคือมีทั้งอิมพีแดนซ์ต่ำและอิมพีแดนซ์สูงในตัวเรโซเนเตอร์เดียวกันเพื่อใช้กับวงจรกรองความถี่กว้าง ทำให้ขนาดของวงจรเล็กลงกว่าแบบเรโซเนเตอร์ที่มีอิมพีแดนซ์เท่ากันและลดผลตอบแทนของควมถี่ที่ไม่ต้องการได้ดีขึ้น [3] ตามภาพที่ 1-1 (ค) งานวิจัยที่ผ่านๆ มา ส่วนมากจะใช้โครงสร้างเรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบขั้นสำหรับวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านและวงจรกรองผ่านแถบความถี่ เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพในการสร้างแถบหยุด [4, 5, 6, 7, 8, 9] ตั้งแต่ปี ค.ศ.2002 คณะกรรมการด้านการสื่อสารของสหรัฐอเมริกาได้อนุญาตให้ใช้ความถี่ย่านแถบกว้าง UWB ซึ่งมีความถี่อยู่ระหว่าง 3.1 GHz ถึง 10.6 GHz เพื่อนำมาใช้ในระบบสื่อสาร ที่ต้องการการรับส่งปริมาณข้อมูลข่าวสารจำนวนมาก สื่อสารในระยะสั้นๆ และมีการสื่อสารด้วยความเร็วสูง [10] มีงานวิจัยด้านวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างหลายๆ งานที่ใช้ความถี่นี้ เช่น โครงสร้างไมโครสตริปที่เป็นแบบเรโซเนเตอร์หลายโหมดและมีการเปิดกราวด์ด้านล่าง เพื่อการเพิ่มแบนด์วิดท์และค่าการคัปปลิง [11, 12, 13] ตามภาพที่ 1-2 มีผู้วิจัยนำเสนอโครงสร้างวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างแบบเรโซเนเตอร์หลายโหมด ที่ไม่ได้ใช้โครงสร้างไมโครสตริปแบบเปิดกราวด์ด้านล่างเพื่อลดความยุ่งยากในการออกแบบและสร้างชิ้นงานจริง โดยใช้เรโซเนเตอร์แบบหลายโหมด ที่ลดขนาดความกว้างของสายเชื่อมอินเตอร์ดิจิตอล ให้มีขนาดเล็กมากที่สุด ซึ่งสามารถสร้างขนาดของสายเชื่อมได้เล็กถึง 0.1 มม. ช่องว่างระหว่างสายเชื่อม มีขนาด 0.05 มม. จากนั้นเพิ่มความกว้างและลดความยาวของเรโซเนเตอร์ ทำให้ขนาดของวงจรเล็กลง และเพิ่มประสิทธิภาพผลตอบแทนของช่วงผ่านแถบได้ดีขึ้นคือมีค่าการสูญเสียที่ต่ำ [14] ตามภาพที่ 1-3 นอกจากนี้มีผู้วิจัยได้นำเสนอการใช้เทคนิคสมคือแผ่นวัสดุด้านบนเป็นแบบไมโครสตริปส่วนด้านล่างเป็นแบบระนาบร่วม เพื่อทำให้ได้ขนาดของวงจรที่เล็กลงมีความกระทัดรัดมากขึ้น และยังคงรักษาประสิทธิภาพผลตอบแทนของช่วงผ่านแถบได้ [15] ตามภาพที่ 1-4

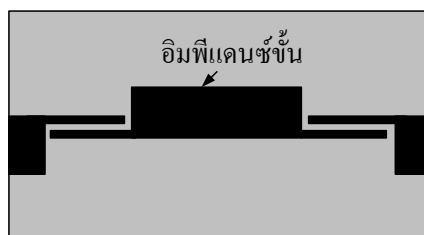


(ก)

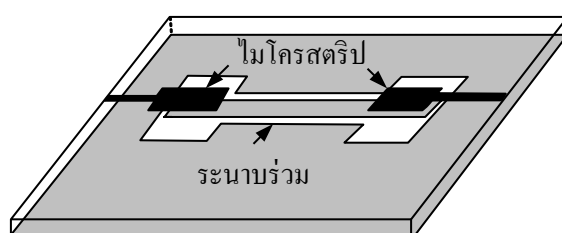


(ข)

ภาพที่ 1-2 วงจรกรองผ่านแถบกว้างโดยใช้ตัวคัปเปิลแบบขนานร่วมกับการเปิดกราวด์ด้านล่าง



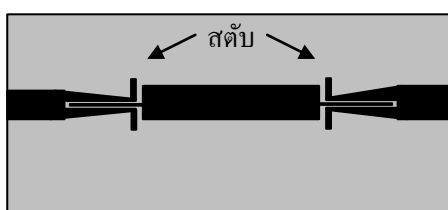
ภาพที่ 1-3 วงจรกรองผ่านแถบกว้างโดยใช้เรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์ขึ้นแบบหลายโหมด



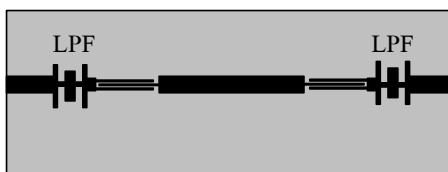
ภาพที่ 1-4 วงจรกรองผ่านแถบกว้างโดยใช้โครงสร้างไมโครสตริปพร้อมกับระนาบร่วม

เพื่อลดขั้นตอนการออกแบบและการสร้างให้ง่ายขึ้น โครงสร้างที่รวมกันระหว่างรูปแบบความถี่ต่ำผ่านและความถี่สูงผ่านที่นำมาต่อร่วมกันของวงจรกรองผ่านแถบกว้าง เพื่อช่วยลดสัญญาณความถี่ปลอมเทียมภายนอกแถบได้ถูกประยุกต์นำมาใช้งาน ซึ่งช่วยกำจัดความถี่ปลอมเทียมให้ออกห่างจากความถี่ผ่านแถบได้ดี แต่มีข้อเสียคือขนาดของวงจรโดยรวมจะเพิ่มมากขึ้นด้วย [16, 17] ด้วยพื้นฐานของโครงสร้างวงจรกรองผ่านแถบกว้างเหล่านี้ซึ่งมีวัตถุประสงค์เพื่อใช้สำหรับกำจัดฮาร์โมนิกช่วงแถบหยุดด้านบน ซึ่งสามารถกำจัดฮาร์โมนิกได้ดี แต่มีช่วงความถี่ที่ไม่ต้องการเกิดขึ้นในช่วงแคบๆ ของแถบหยุดด้านบน เช่น ที่ความถี่ 13.8 GHz นอกจากนี้มีผู้วิจัยนำโครงสร้างเรโซเนเตอร์หลายโหมด [18, 19] ที่แสดงถึงการกำจัดความถี่ที่ไม่ต้องการในช่วงเหนือกว่าช่วงผ่านแถบ โดยใช้ตัวคัปเปิ้ลแบบอินเตอร์ดิจิตอลจำนวนสามตัวคัปเปิ้ลเพื่อเพิ่มค่าการคัปปลิงของวงจรกรองผ่านแถบกว้างซึ่งที่มีมาก่อนหน้านี้ที่ใช้ตัวคัปเปิ้ลเพียงสองตัวคัปเปิ้ล ทำให้ประสิทธิภาพของวงจรดีขึ้นในช่วงผ่านแถบด้านบน นอกจากนี้ตัวคัปเปิ้ลแบบสามอินเตอร์ดิจิตอลจะช่วยให้เกิดการส่งผ่านเป็นศูนย์ ที่ความถี่ลำดับที่สี่ของเรโซเนเตอร์หลายโหมด ส่งผลให้เกิดการกีดสัญญาณปลอมเทียมที่หนึ่งได้ ส่วนปลายของอินเตอร์ดิจิตอลที่ถูกทำให้ลาดเอียงและเพิ่มความยาวขึ้นจะช่วยให้เกิดค่าเฟสที่ไม่เท่ากันใกล้กับจุดเหนือผ่านแถบ [18] ตามภาพที่ 1-5 ทำให้เกิดการกีดสัญญาณช่วงแถบหยุดได้ใกล้เคียงโดยมีค่าการสูญเสียส่งผ่าน S_{21} ต่ำกว่า 10 dB ตั้งแต่ความถี่ 13 GHz ถึง 16 GHz ต่อมามีการพัฒนาเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพในการให้เกิดแถบหยุดที่สูงขึ้นกับวงจรกรองผ่านแถบกว้างที่ใช้เรโซเนเตอร์หลายโหมด

และใช้สายเชื่อมอินเตอร์ดิจิตอลแบบสามตัวคัปเปิ้ลโดยเพิ่มวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่ปลายทั้งสองด้านของวงจร [19] ตามภาพที่ 1-6 ส่งผลให้กดสัญญาณช่วงแถบหยุดได้ไกล 20 GHz ขึ้นโดยมีค่าการสูญเสียส่งผ่าน S_{21} ต่ำกว่า 20 dB แต่มีข้อเสียคือทำให้ขนาดของวงจรมีขนาดใหญ่ขึ้น และสัญญาณช่วงผ่านแถบด้านบนเสียไปโดยมีค่า S_{21} สูงกว่า 10 dB ในช่วงความถี่ 10 GHz ถึง 12 GHz อย่างไรก็ตามถึงแม้จะใช้ตัวคัปเปิ้ลแบบอินเตอร์ดิจิตอลกับทั้งสองด้านของวงจร ซึ่งจะทำให้เกิดความถี่แถบหยุดที่แคบๆ ไม่ กว้างมากนัก ซึ่งไม่เกิน 20 GHz และมีความถี่ปลอมเทียมบ้างเล็กน้อยปรากฏใกล้ส่วนปลายของช่วงผ่านแถบ



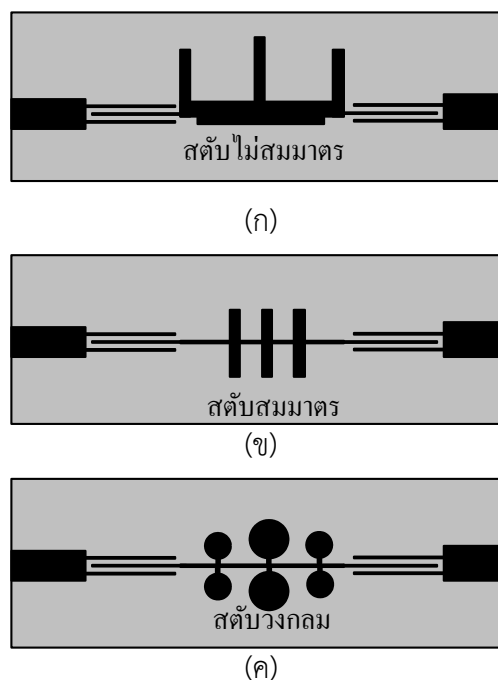
ภาพที่ 1-5 โครงสร้างอินเตอร์ดิจิตอลแบบลาดเอียงต่อกับสตัดแบบสมมาตร



ภาพที่ 1-6 โครงสร้างที่รวมกันระหว่างรูปแบบความถี่ต่ำผ่านกับอินเตอร์ดิจิตอล

มีผู้วิจัยได้ทำการเพิ่มประสิทธิภาพของวงจรกรองผ่านแถบกว้างให้ดีขึ้นในช่วงแถบหยุดและลดขนาดของวงจรให้เล็กลง [20, 21, 22] โดยใช้สตัดสี่เหลี่ยมแบบไม่สมมาตรจำนวนสามตัวต่อที่ตำแหน่งปลายด้านบนทั้งสองด้านและตรงกลางของเรโซเนเตอร์ กับโครงสร้างเรโซเนเตอร์หลายโหมดและสายเชื่อมอินเตอร์ดิจิตอล ทำให้ขนาดของเรโซเนเตอร์ลดลงมากกว่าแบบเรโซเนเตอร์ทั่วไป 40 % มีช่วงผ่านแถบที่ดีคือ S_{11} ต่ำกว่า 14.3 dB แต่มีช่วงแถบหยุดที่ไม่กว้างมากนักคือไม่เกิน 15 GHz [20] โครงสร้างเรโซเนเตอร์หลายโหมดและสายเชื่อมอินเตอร์ดิจิตอลร่วมกับสตัดสี่เหลี่ยมแบบสมมาตรได้ถูกนำไปใช้แทนสตัดสี่เหลี่ยมแบบไม่สมมาตร ทำให้มีประสิทธิภาพดีขึ้นทั้งด้านขนาดที่เล็กและช่วงแถบหยุดที่ไกลมากกว่าแบบสตัดสี่เหลี่ยมแบบสมมาตร คือทำให้ขนาดของเรโซเนเตอร์ลดลงมากกว่าแบบสตัดสี่เหลี่ยมแบบสมมาตร 12 % และมีแถบหยุดที่กว้างคือ S_{21} สูงกว่า 25 dB ในช่วงความถี่ตั้งแต่ 14 GHz ถึง 20 GHz [21] ต่อมาผู้วิจัยได้พัฒนางจรกรองผ่านแถบกว้างแบบเรโซเนเตอร์หลายโหมดและสายเชื่อมอินเตอร์ดิจิตอลโดยใช้สตัดแบบวงกลมสมมาตรทั้งด้านบนและด้านล่างของเรโซเนเตอร์แทนสตัดแบบสี่เหลี่ยมสมมาตร ทำให้ขนาดของ

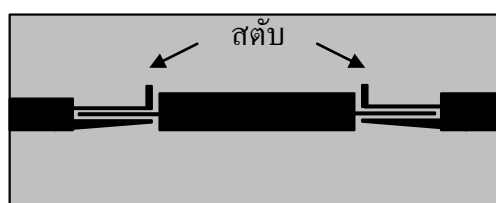
เรโซเนเตอร์มีความใกล้เคียงกันกับแบบสแตบสี่เหลี่ยมสมมาตร แต่มีแถบหยุดที่กว้างมากกว่า คือ S_{21} สูงกว่า 10 dB ในช่วงความถี่ตั้งแต่ 12.5 GHz ถึง 30 GHz แต่มีข้อเสียคือช่วงผ่านแถบด้านบนเสียไป คือ มีค่า S_{11} ต่ำกว่า 10 dB ในช่วงความถี่ตั้งแต่ 8.5 GHz ถึง 11 GHz [22] ตามภาพที่ 1-7



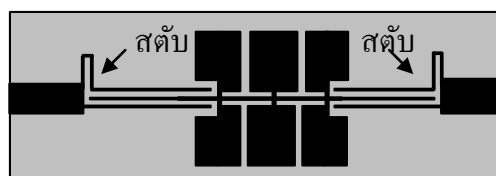
ภาพที่ 1-7 วงจรกรองผ่านแถบกว้างที่ใช้สายเชื่อมอินเตอร์ดิจิตอลกับเรโซเนเตอร์แบบสแตบ

นอกจากนี้การพัฒนาของระบบการสื่อสารที่ใช้งานแถบความถี่กว้างมีอย่างต่อเนื่อง การใช้งานของความถี่จะมีช่วงความถี่ที่กว้างมากคือตั้งแต่ 3.1 GHz ถึง 10.6 GHz ซึ่งอาจจะถูกรบกวนจากสัญญาณที่ไม่ต้องการจากภายในความถี่ผ่านแถบได้ เช่น ความถี่โครงข่ายท้องถิ่นไร้สาย (Wireless Local-Area Network: WLAN) ซึ่งส่วนมากจะใช้ในการสื่อสารทางด้านข้อมูลสารสนเทศที่ใช้ความถี่ตามมาตรฐาน IEEE802.11 a มีความถี่ในช่วง 5.15 GHz ถึง 5.825 GHz อาจเข้ามารบกวนระบบสื่อสารแถบกว้างได้ การที่จะกำจัดสัญญาณรบกวนดังกล่าว วงจรกรองผ่านแถบกว้างที่มีแถบหยุดในช่วงผ่านแถบจึงมีการนำเสนอขึ้น ซึ่งมีการใช้เทคนิคต่างๆ ที่สร้างแถบหยุดเพื่อกำจัดสัญญาณที่ไม่ต้องการออกไปจากระบบสื่อสาร โดยมีผู้นำเสนอวงจรกรองผ่านแถบกว้างที่มีแถบหยุดโดยใช้โครงสร้างเรโซเนเตอร์แบบหลายโหมดร่วมกับสายเชื่อมอินเตอร์ดิจิตอลที่มีสามตัวคัปเปิ้ลซึ่งพัฒนามาจากผู้วิจัยที่ผ่านมาจาก [18] แตกต่างกันที่การต่อสแตบที่ปลายของสายเชื่อมอินเตอร์ดิจิตอลเป็นแบบไม่สมมาตร คือต่อสแตบเข้าที่เฉพาะส่วนปลายด้านบนของสายเชื่อมอินเตอร์ดิจิตอลเพื่อทำให้เกิดแถบหยุดขึ้นที่มีแบนด์วิดท์ประมาณ 5 % ของความถี่แถบหยุด 6.6 GHz ความถี่แถบหยุดสามารถปรับได้

โดยการปรับความยาวของสตัป เมื่อเพิ่มความยาวสตัปจะทำให้ความถี่ลดลง ส่วนแบนด์วิดท์สามารถปรับได้โดยการเพิ่มความกว้างของสตัป คือถ้าเพิ่มความกว้างของสตัปจะทำให้แบนด์วิดท์เพิ่มขึ้น และส่วนอินเตอร์ดิจิตอลด้านล่างถูกทำให้ลาดเอียงเพื่อช่วยในการเพิ่มค่าการคัปปลิงของอินเตอร์ดิจิตอล ทำให้ได้ช่วงผ่านแถบที่ดี [23] ตามภาพที่ 1-8



(ก)

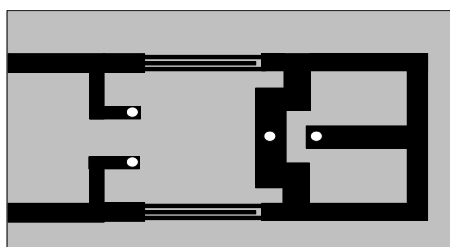


(ข)

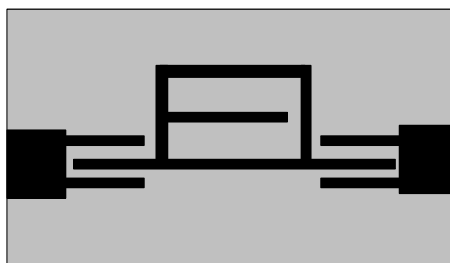
ภาพที่ 1-8 วงจรกรองผ่านแถบกว้างที่สร้างความถี่แถบหยุดโดยใช้สตัป

แต่แบนด์วิดท์ที่ได้ยังกว้างอยู่และค่าการส่งผ่านเป็นศูนย์ยังไม่ได้ทำให้ความคมของสัญญาณแถบหยุดไม่ดีเท่าที่ควร อีกทั้งไม่มีการนำเสนอถึงความกว้างของช่วงแถบหยุดภายนอกแถบ จึงมีผู้นำเสนอการใช้โครงสร้างแบบสตัปต่อที่เรโซเนเตอร์แบบสมมาตรทั้งด้านบนและด้านล่าง โดยการต่อสตัปที่ด้านซ้ายและด้านขวาของเรโซเนเตอร์เป็นแบบสตัปพับเพื่อลดขนาด ส่วนสตัปตรงกลางของเรโซเนเตอร์เป็นแบบสตัปขึ้น ทำให้ขนาดของเรโซเนเตอร์ลดลง ผลที่ได้พบว่าสามารถให้แถบหยุดภายนอกช่วงผ่านแถบได้กว้าง คือ ค่า S_{21} ต่ำกว่า 10 dB ในช่วงความถี่ตั้งแต่ 11.5 GHz ถึง 30 GHz การสร้างแถบหยุดภายในช่วงผ่านแถบทำได้โดยต่อสตัปรูปตัวยูระหว่างตัวป้อนกับตัวคัปเปิ้ลด้านบนของสายเชื่อมอินเตอร์ดิจิตอล ถึงแม้แถบหยุดที่ได้ในช่วงผ่านแถบจะมีแบนด์วิดท์ที่แคบ ประมาณ 4.6% ของความถี่แถบหยุดที่ 5.59 GHz แต่มีข้อเสียในส่วนของการสูญเสียที่สูง คือค่า S_{11} ไม่ต่ำกว่า 15 dB และค่า S_{21} ไม่ต่ำกว่า 5 dB [24] มีผู้วิจัยนำเสนอการสร้างแถบหยุดภายในผ่านแถบโดยใช้สตัปแบบเปิดฝังลงไปเส้นตัวนำไมโครสตริป แบนด์วิดท์ที่ได้จะแคบประมาณ 4.6 % ของความถี่แถบหยุด 5.83 GHz การเลื่อนความถี่แถบหยุดให้ต่ำลงทำได้โดยเพิ่มความยาวของสตัปแบบเปิด ส่วนการเพิ่มแบนด์วิดท์ทำได้โดยเพิ่มความกว้างของสตัป โครงสร้างวงจรกรองผ่านแถบกว้างแบบนี้ใช้กับการลัดวงจรของสตัปทำจุดซึ่งทำให้วงจรที่มีขนาดเล็ก แต่มีข้อเสียคือแถบหยุดภายนอกแถบที่ไม่กว้าง

ประมาณ 13 GHz [25] นอกจากนี้มีผู้นำเสนอวงจรรองผ่านแถบกว้างที่มีแถบหยุดโดยใช้โครงสร้างเรโซเนเตอร์หลายโหมดแบบอิมพีแดนซ์ชั้นที่มีสามส่วนโดยส่วนกลางได้ถูกลัดวงจรเรโซเนเตอร์ส่วนบนทั้งสองส่วนต่อออกไปด้านข้างทั้งสองด้าน ร่องรูปตัวแอลถูกเพิ่มเข้าไประหว่างอินเตอร์ดิจิตอลกับเรโซเนเตอร์เพื่อใช้สร้างแถบหยุดที่มีแบนด์วิดท์ประมาณ 13 % ของความถี่แถบหยุด 5.6 GHz มีค่า S_{21} ดีกว่า 19.66 dB แต่ไม่ได้นำเสนอถึงแถบหยุดช่วงนอกผ่านแถบ อีกทั้งมีโครงสร้างที่ซับซ้อน [26] งานวิจัยที่มีมาในลักษณะเดียวกันที่ใช้สายเชื่อมอินเตอร์ดิจิตอลร่วมกับเรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์ชั้นแบบทั่วไป แต่ภายในเรโซเนเตอร์ได้ใช้สแต็คเปิดแบบฝัง ซึ่งใช้สร้างแถบหยุดที่มีแบนด์วิดท์ประมาณ 5% ของความถี่ 5.8 GHz แต่เกิดผลเสียกับค่า S_{21} ที่ไม่ดีกว่า 5 dB และไม่ได้นำเสนอถึงช่วงแถบหยุดภายนอกแถบ [27] ตามภาพที่ 1-9



(ก)

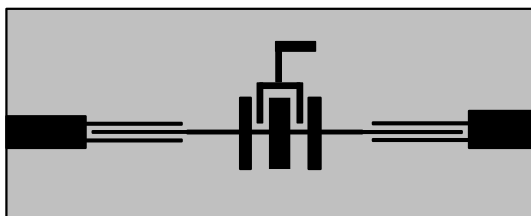


(ข)

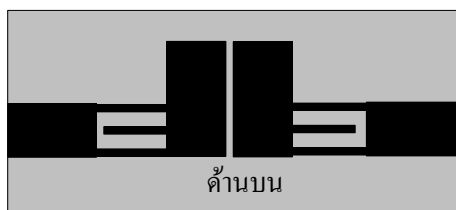
ภาพที่ 1-9 วงจรรองผ่านแถบกว้างที่สร้างความถี่แถบหยุดโดยใช้สแต็คเปิดแบบฝัง

วิธีการทำให้เรโซเนเตอร์มีขนาดเล็กพร้อมทั้งมีแถบหยุดทำได้โดยใช้เรโซเนเตอร์ที่มีขนาดหนึ่งในสี่ของความยาวของความถี่ใช้งานและใช้เรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์ชั้นที่มีการลัดวงจรในส่วนของสแต็คตรงกลางของเรโซเนเตอร์ ส่วนปลายทั้งสองด้านยังคงใช้สายเชื่อมอินเตอร์ดิจิตอลแต่ปลายด้านหนึ่งได้ใช้สแต็คเปิดร่องรูปตัวเอช เพื่อทำให้เกิดแถบหยุดที่มีแบนด์วิดท์ 35% ซึ่งเป็นขนาดที่ใหญ่ แต่แผ่นตัวนำด้านล่างใช้การเจาะร่องรูปตัวเอชกับรูปวงกลม ส่งผลให้ได้ช่วงแถบหยุดที่กว้างถึง 20 GHz ที่ค่า S_{21} ดีกว่า 35 dB [28] ตัวคัปเปิ้ลแบบเกาะติดที่มีลักษณะตัววายพั่ววางบนเรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์

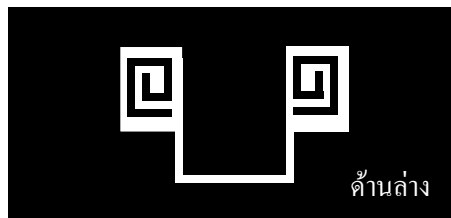
ชั้นหลายโหมดแบบสมมาตร เพื่อสร้างแถบหยุด เป็นวิธีการสร้างแถบหยุดที่ง่าย และมีแบนด์วิดท์ที่แคบประมาณ 0.3 GHz ที่ความถี่ 7 GHz แถบหยุดภายนอกแถบผ่านประมาณ 16 GHz [29] ตามภาพที่ 1-10 ถึงแม้วงจรกรองผ่านแถบกว้างที่มีแถบหยุดจะมีการส่งผ่านเป็นศูนย์ที่ดีแต่สัญญาณช่วงแถบผ่านไม่มีความคม จึงมีผู้วิจัยได้นำเสนอวงจรกรองผ่านแถบกว้างที่มีขนาดเล็ก มีช่วงแถบผ่านและแถบหยุดที่มีความคม โดยใช้เทคนิคแผ่นวงจรพิมพ์สองชั้น ประกอบด้วย การใช้โครงสร้างเจาะกราวด์ด้านล่างที่มีเส้นตัวนำกันหอยแบบเปิดวงจรฝั่งลงไป ทำให้แถบหยุดมีแบนด์วิดท์ประมาณ 3.6 % ของความถี่ 5.5 GHz ค่า S_{21} ดีกว่า 10 dB ความคมของช่วงผ่านแถบที่ถี่ทั้งช่วงผ่านแถบบ้านต่ำที่ 40 dB ความถี่ 1.5 GHz และช่วงแถบผ่านด้านสูงที่ 40 dB ความถี่ 11.5 GHz [30] ตามภาพที่ 1-11



ภาพที่ 1-10 วงจรกรองผ่านแถบกว้างที่สร้างความถี่แถบหยุดโดยใช้สตัปรูปตัววาย



(ก)

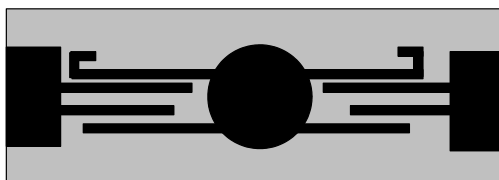


(ข)

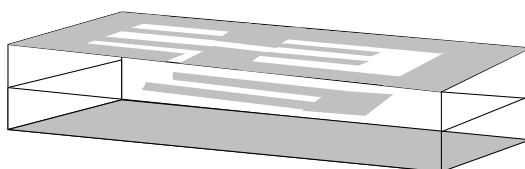
ภาพที่ 1-11 โครงสร้างเจาะกราวด์ด้านล่างที่มีเส้นตัวนำกันหอยแบบเปิดฝั่ง

มีผู้วิจัยนำเสนอโครงสร้างแบบผสม สำหรับการสร้างแถบหยุดของวงจรกรองผ่านแถบกว้าง เพื่อให้ได้แถบหยุดที่มีแบนด์วิดท์แคบ และมีการส่งผ่านเป็นศูนย์ในช่วงแถบผ่านด้านล่างและด้านบน เพื่อทำให้ค่า S_{21} มีความคม โดยด้านบนแผ่นตัวนำใช้โครงสร้างไมโครสตริบแบบสายเชื่อมปลายเปิด ด้านล่างของแผ่นตัวนำใช้โครงสร้างระนาบร่วมแบบร่องกันหอย ผลที่ได้พบว่าวงจรกรองผ่านแถบกว้างมีขนาดเล็ก แถบหยุดมีแบนด์วิดท์ 2.06 % ที่ความถี่ 5.8 GHz ด้วยค่า S_{21} ดีกว่า 24.7 dB มีค่าการส่งผ่านเป็นศูนย์ที่ดีในช่วงแถบผ่านด้านล่าง 0.86 GHz และแถบผ่านด้านบน 11.8 GHz นอกจากนี้มีแถบหยุดภายนอกแถบผ่านที่กว้างตั้งแต่ 11.4 GHz ถึง 16.4 GHz ด้วยค่า S_{21} ที่ดีกว่า 10 dB [31] ต่อมาผู้วิจัยนำเสนอวงจรกรองผ่านแถบกว้างที่มีหลายแถบหยุดโดยใช้วิธีการต่างๆ

เช่น ใช้ตัวคัปปลิงไม่สมมาตรแบบสายเชื่อมอินเตอร์ดิจิตอลร่วมกับเรโซเนเตอร์แบบวงกลม ซึ่งทำให้ได้วงจรมีขนาดเล็กลง แบนด์วิธของแถบหยุด คือ 4.2 % ที่ความถี่ 4.3 GHz และ 3.8% ที่ความถี่ 8 GHz แต่มีข้อเสียคือแถบหยุดภายนอกแถบที่ไม่กว้างคือไม่ถึง 14 GHz [32] ตามภาพที่ 1-12งานวิจัยที่มีขนาดเล็ก หลายแถบหยุด มีค่าการส่งผ่านเป็นศูนย์ที่ดี และมีแถบหยุดภายนอกแถบที่กว้างนำเสนอโดยใช้โครงสร้างตัวนำด้านล่างแบบระนาบร่วมโดยใช้ซับสเตรทถึงสองชั้นโดยชั้นบนเป็นการคัปปลิงแบบขอบ ส่วนชั้นกลางใช้เรโซเนเตอร์แบบสแตบเพื่อสร้างแถบหยุดซึ่งมีความถี่ระหว่าง 5.07 GHz ถึง 5.27 GHz ในแถบหยุดที่หนึ่ง และความถี่ระหว่าง 5.68 GHz ถึง 6 GHz ในแถบหยุดที่สอง คิดเป็นแบนด์วิธประมาณ 200 MHz ซึ่งเป็นแบนด์วิธที่แคบ มีค่าการส่งผ่านที่ดีคือที่ความถี่ 2 GHz และ 11 GHz ด้วยค่า S_{21} ต่ำกว่า 30 dB นอกจากนี้ยังมีแถบหยุดภายนอกแถบที่กว้างถึง 15 GHz [33] ตามภาพที่ 1-13



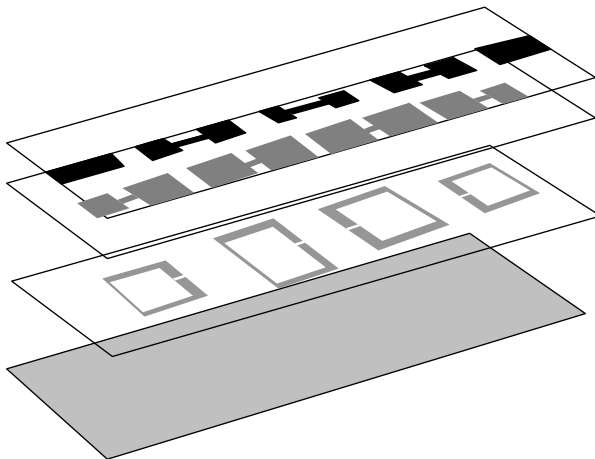
ภาพที่ 1-12 วงจรกรองผ่านแถบกว้างที่สร้างความถี่แถบหยุดโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบวงกลม



ภาพที่ 1-13 วงจรกรองผ่านแถบกว้างที่สร้างความถี่แถบหยุดโดยใช้แผ่นวงจรพิมพ์สองชั้น

นอกจากนี้ยังมีผู้นำเสนอการใช้เทคนิคแผ่นวงจรพิมพ์หลายชั้นที่มีวิธีการสร้างที่ซับซ้อนในการสร้างหลายแถบหยุดเพื่อให้ได้ขนาดที่เล็กมาก ได้ถูกนำเสนอโดยใช้เทคโนโลยีฟลักโพลิเมอร์เหลวหลายชั้น (Liquid Crystal Polymer:LCP) [34, 35, 36] ซึ่งเป็นวิธีการสร้างวงจรบนวัสดุอินทรีย์หลายชั้นให้ค่าไดอิเล็กทริกที่คงที่ มีการดูดซับน้ำและความร้อนที่ต่ำ มีการนำมาใช้งานด้านไมโครเวฟเมื่อไม่นานมานี้เพื่อเป็นการเพิ่มประสิทธิภาพให้กับวงจรกรองผ่านแถบกว้าง จึงสามารถสร้างวงจรบนชั้นต่างๆ ได้หลากหลายทั้งแบบไมโครสตริป แบบระนาบร่วม หรือแบบคัปปลิงของตัวนำด้านล่าง เป็นต้น นอกจากวิธีการดังกล่าวแล้วยังมีการใช้วิธีการแบบเซรามิกร่วมความร้อนอุณหภูมิต่ำ (Low-Temperature Co-fire Ceramic:LTCC) [37] เพื่อให้ได้วงจรที่มีขนาดเล็กมาก ๆ ซึ่งซับสเตรทนี้ได้ถูกนำมาใช้อย่างกว้างขวางในระบบสื่อสารไร้สาย เช่นในระบบโทรศัพท์มือถือ บลูทูธ และ WLAN ที่

ต้องการอุปกรณ์ที่มีขนาดเล็กมากๆ อย่างไรก็ตามถึงแม้เทคนิคที่ใช้สร้างแถบหยุดดังกล่าวจะสามารถใช้งานได้ดีแต่มีความยากในการสร้างและการออกแบบที่มีความซับซ้อนอยู่มาก ตามภาพที่ 1-14



ภาพที่ 1-14 วงจรกรองผ่านแถบกว้างที่สร้างความถี่แถบหยุดโดยใช้แผ่นวงจรพิมพ์หลายชั้น

งานวิจัยนี้นำเสนอวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างแบบใหม่ เพื่อให้ได้วงจรกรองผ่านแถบกว้างที่มีประสิทธิภาพมากกว่าเดิม ทั้งในด้านการออกแบบที่ง่ายไม่ซับซ้อน มีขนาดเล็กกว่างานวิจัยในลักษณะเดียวกัน มีประสิทธิภาพของสัญญาณช่วงแถบผ่านที่ดี มีแถบหยุดภายนอกแถบที่กว้าง นอกจากนี้ยังสามารถสร้างแถบหยุดภายในช่วงแถบผ่านได้ เพื่อลดสัญญาณของ WLAN ไม่ให้รบกวนระบบสื่อสารแถบกว้าง โดยเรโซเนเตอร์แบบอิมพีแดนซ์ขั้นเจาะร่อง (Slotted Step Impedance Resonator: SSIR) ที่ใช้ตัวคัปเปิลแบบอินเตอร์ดิจิตอลที่ปลายทั้งสองข้างของเรโซเนเตอร์ เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพของการกีดสัญญาณแถบหยุดภายนอกแถบ และใส่สแต็คผังร่องแบบพับที่กราวด์ตัวเพื่อสร้างการตัดสัญญาณที่คม ในบทที่ 2 เป็นทฤษฎีที่เกี่ยวข้องกับการออกแบบวงจรกรองผ่านแถบกว้าง การออกแบบวงจรกรองผ่านแถบกว้าง การปรับแต่ง และการเปรียบเทียบกับงานที่ผ่านมาอธิบายได้ ในบทที่ 3 ส่วนของคุณสมบัติของแถบหยุดและการตัดสัญญาณที่คม ผลการออกแบบและการวัดของวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโดยใช้วงจรกรองผ่านแถบกว้างที่นำเสนอ จะอธิบายในบทที่ 4 สุดท้ายเป็นการสรุปงานวิจัยใน บทที่ 5

1.1 วัตถุประสงค์

1.1.1 เพื่อศึกษาวงจรกรองผ่านแถบกว้างที่มีการตัดสัญญาณที่คมโดยใช้โครงสร้างเจาะกราวด์สำหรับระบบแถบกว้าง

1.1.2 ออกแบบวงจรกรองผ่านแถบกว้างที่มีการตัดสัญญาณที่คมโดยใช้โครงสร้างเจาะกราวด์สำหรับระบบแถบกว้าง

1.1.3 สร้างวงจรกรองผ่านแถบกว้างแบบใหม่ที่มีการตัดสัญญาณที่คมโดยใช้โครงสร้างเจาะกราวด์สำหรับระบบแถบกว้าง

1.2 ขอบเขตของการวิจัย

1.2.1 ศึกษาออกแบบสร้างสายเชื่อมอินเตอร์ดิจิตอลบนโครงสร้างไมโครสตริปที่ความถี่กลางประมาณ 6.85 GHz

1.2.2 ศึกษาคุณสมบัติของช่วงแถบหยุดของเรโซเนเตอร์แบบลาดเอียงเจาะร่อง และเรโซเนเตอร์แบบอิมพีแดนซ์ชั้นเจาะร่อง

1.2.3 ศึกษาออกแบบสร้างวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบลาดเอียงเจาะร่อง และเรโซเนเตอร์แบบอิมพีแดนซ์ชั้นเจาะร่องโดยใช้ตัวคัปเปิ้ลแบบอินเตอร์ดิจิตอลที่ความถี่กลางประมาณ 6.85 GHz

1.3 วิธีการวิจัย

1.3.1 ศึกษาบทความวิจัยที่มีมาก่อนของวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างเพื่อหาสาเหตุของปัญหาในการลดสัญญาณรบกวนภายนอกแถบ และหาวิธีการแก้ไขปัญหา

1.3.2 ศึกษาและจำลองการคัปปลิงของโครงสร้างเจาะกราวด์ระหว่างเรโซเนเตอร์ของวงจรกรอง

1.3.3 ออกแบบและจำลองวงจรกรองผ่านแถบกว้างที่มีการตัดสัญญาณที่คมโดยใช้เทคนิคการเจาะกราวด์

1.3.4 สร้างและทดสอบวงจรกรองผ่านแถบกว้างที่มีการตัดสัญญาณที่คมโดยใช้เทคนิคการเจาะกราวด์

1.3.5 เขียนบทความเพื่อเผยแพร่ผลงานวิจัย

1.4 เครื่องมือที่ใช้

1.4.1 ไมโครคอมพิวเตอร์

1.4.2 โปรแกรมสำเร็จรูป (IE3D)

1.4.3 เครื่อง LPKF PCB Milling

1.4.4 แผ่นวงจรพิมพ์ไมโครเวฟ (Microwave PCB)

1.4.5 เครื่องวิเคราะห์ข่ายงานไฟฟ้า (Network Analyzer)

1.5 ประโยชน์ของผลการวิจัย

1.5.1 สามารถนำวงจรกรองผ่านแถบกว้างโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบอิมพีแดนซ์ชั้นเจาะร่องที่กราวด์ใช้ตัวคัปเปิ้ลแบบอินเตอร์ดิจิตอลไปใช้งานในระบบสื่อสารได้

1.5.2 สามารถนำวงจรกรองผ่านแถบกว้างของเรโซเนเตอร์แบบอิมพีแดนซ์ชั้นเจาะร่องที่กราวด์ใช้ตัวคัปเปิ้ลแบบอินเตอร์ดิจิตอลไปพัฒนาเป็นวงจรรวมไมโครเวฟได้

บทที่ 2

ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

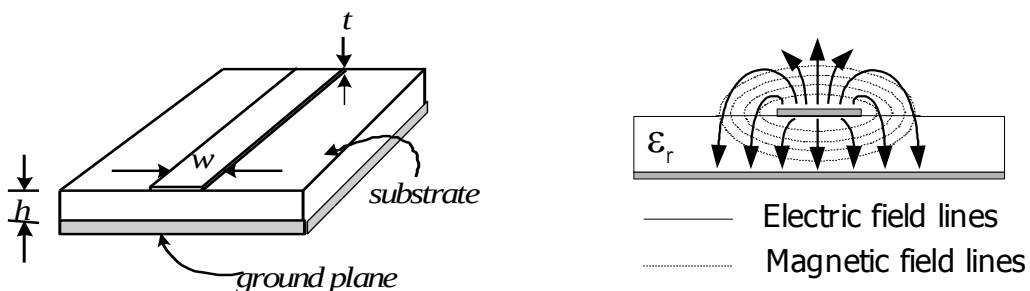
2.1 โครงสร้างสายนำสัญญาณไมโครสตริป

ไมโครสตริปเป็นสายนำสัญญาณแบบระนาบที่นิยมใช้กันอย่างมาก เนื่องจากมีขนาดเล็กและมีน้ำหนักเบา อีกทั้งยังง่ายในการวางอุปกรณ์ทั้งแอคทีฟและพาสซีฟไว้บนส่วนต่าง ๆ ของ โครงสร้างไมโครสตริป นอกจากนี้ยังสามารถปรับแต่งอุปกรณ์ได้ภายหลังการสร้างวงจร โครงสร้างของไมโครสตริป แสดงได้ในภาพที่ 2-1 ประกอบด้วยวัสดุฐานรองไดอิเล็กตริกซึ่งด้านล่างจะวางบนระนาบกราวด์ (Ground Plane) และด้านบนจะอยู่ติดกับตัวนำแถบแคบ ๆ (Strip Conductor) เส้นสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กของไมโครสตริปไม่ได้อยู่ที่ส่วนของวัสดุฐานรองทั้งหมด ดังนั้นการแพร่กระจายคลื่นในสายนำสัญญาณไมโครสตริปจะไม่ใช่แบบแถบคลื่น TEM อย่างสมบูรณ์ แต่จะเป็นแบบแถบคลื่นคล้าย TEM (Quasi-TEM Mode) ซึ่งจะมีความเร็วเฟสของการแพร่กระจายคลื่นดังนี้

$$V_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \quad (2-1)$$

โดยที่ c คือความเร็วแสงในสุญญากาศ มีค่าเท่ากับ 3×10^8 m/s

ϵ_{re} คือค่าคงที่ไดอิเล็กตริกประสิทธิผล (Effective Dielectric Constant) ของวัสดุฐานรอง



ภาพที่ 2-1 โครงสร้างของไมโครสตริป

2.1.1 การวิเคราะห์ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกประสิทธิผล

ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกประสิทธิผล (ϵ_{re}) ของสายนำสัญญาณไมโครสตริปจะอยู่ในเทอมของฟังก์ชันค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ (ϵ_r) ความหนาของวัสดุฐานรองไดอิเล็กตริก (h) ความกว้างของสายนำสัญญาณไมโครสตริป (w) และความหนาของสายนำสัญญาณไมโครสตริป (t) สมการของค่าคงที่ไดอิเล็กตริกประสิทธิผล เมื่อ $t/h \leq 0.005$ แสดงได้ดังนี้ [1]

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

หรือ

$$\epsilon_{re} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{12}{w/h} \right)^{-1/2}; \frac{w}{h} \geq 1 \quad (2-3)$$

ความยาวคลื่นในสายนำสัญญาณไมโครสตริปเมื่อ $t/h \leq 0.005$ แสดงสมการได้ดังนี้ [1]

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \left[\frac{\epsilon_r}{1 + 0.63(\epsilon_r - 1)(w/h)^{0.1255}} \right]^{1/2}; \frac{w}{h} \geq 0.6 \quad (2-4)$$

หรือ

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \left[\frac{\epsilon_r}{1 + 0.60(\epsilon_r - 1)(w/h)^{0.0297}} \right]^{1/2}; \frac{w}{h} < 0.6 \quad (2-5)$$

โดยที่ λ_0 คือความยาวคลื่นในสุญญากาศ

ϵ_r คือค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ของวัสดุฐานรองไดอิเล็กตริก

2.1.2 การวิเคราะห์อิมพีแดนซ์คุณลักษณะ

อิมพีแดนซ์คุณลักษณะของไมโครสตริป เมื่อ $t/h \leq 0.005$ แสดงได้ดังนี้

$$\eta = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \quad (2-6)$$

$$Z_0 = \frac{\eta}{2\pi\sqrt{\epsilon_{re}}} \ln \left(8 \frac{h}{w} + \frac{w}{4h} \right); \frac{w}{h} \leq 1 \quad (2-7)$$

$$Z_0 = \frac{\eta}{\sqrt{\epsilon_{re}} \left(1.393 + \frac{w}{h} + \frac{2}{3} \ln \left(\frac{w}{h} + 1.444 \right) \right)} ; \frac{w}{h} \geq 1 \quad (2-8)$$

โดยที่ η คืออิมพีแดนซ์ของคลื่น (Intrinsic Impedance)

μ_0 คือค่าความซึมซาบได้ในสุญญากาศ (Permeability) มีค่าเท่ากับ $4\pi \times 10^{-7}$ H/m

ϵ_0 คือค่าสภาพยอมในสุญญากาศ (Permittivity) มีค่าเท่ากับ 8.854×10^{-12} F/m

Z_0 คือค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายนำสัญญาณ (Characteristic impedance)

สมการดังกล่าวจะใช้ก็ต่อเมื่อความหนา (t) มีค่าเป็นศูนย์ หรือ $t/h \leq 0.005$ อย่างไรก็ตาม

ถ้าหาก $t/h \geq 0.005$ จะแทน w ในทุก ๆ สมการด้วยความกว้างประสิทธิผล (Effective Width) ที่ดัดแปลงขึ้นมาใหม่ เมื่อ $t < h$ และ $t < w/2$ แล้ว w_{eff} จะกลายมาเป็นดังนี้ [1]

$$w_{eff} = w + \frac{t}{\pi} \left[1 + \ln \left(\frac{2}{t/h} \right) \right] ; \frac{w}{h} \geq \frac{1}{2\pi} \quad (2-9)$$

หรือ

$$w_{eff} = w + \frac{t}{\pi} \left[1 + \ln \left(\frac{4\pi}{t/w} \right) \right] ; \frac{w}{h} \leq \frac{1}{2\pi} \quad (2-10)$$

2.2 การแปลงความถี่

การแปลงความถี่ หมายถึง การสอดคล้องกันของความถี่ ซึ่งคือผลตอบสนองของวงจรของความถี่ต่ำผ่านต้นแบบ ในโดเมนของ Ω ไปเป็น โดเมนทางความถี่ ω ในเชิงปฏิบัติ นอกจากนี้ ค่าอิมพีแดนซ์สเกลลิง ก็นำมาใช้แทนค่านอร์มอลไลซ์ $g_0 = 1$ แล้วทำการปรับค่าต่าง ๆ ของความต้านทานแหล่งจ่าย ค่าอิมพีแดนซ์สเกลลิงแฟคเตอร์ หาได้ดังนี้

$$\gamma_0 = \begin{cases} Z_0 / g_0 & \text{สำหรับ } g_0 \text{ ที่ เป็นอิมพีแดนซ์} \\ g_0 / Y_0 & \text{สำหรับ } g_0 \text{ ที่ เป็นแอดมิตแตนซ์} \end{cases} \quad (2-11)$$

เมื่อ $Y_0 = 1/Z_0$ คือ ค่าแอดมิตแตนซ์แหล่งจ่าย การประยุกต์ค่าอิมพีแดนซ์สเกลลิงมาใช้ในวงจรกรองความถี่ ได้ดังนี้

$$\begin{aligned}
L &\rightarrow \gamma_0 L \\
C &\rightarrow C / \gamma_0 \\
R &\rightarrow \gamma_0 R \\
G &\rightarrow G / \gamma_0
\end{aligned} \tag{2-12}$$

ให้ค่า g เป็นเทอมทั่วไปของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านต้นแบบของการแปลง ซึ่งเป็นอิสระต่อการแปลงความถี่

$$R = \gamma_0 g \quad \text{สำหรับ } g \text{ ที่ใช้แทนอิมพีแดนซ์} \tag{2-13}$$

$$G = \frac{g}{\gamma_0} \quad \text{สำหรับ } g \text{ ที่ใช้แทนแอดมิตแตนซ์} \tag{2-14}$$

2.2.1 การแปลงวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

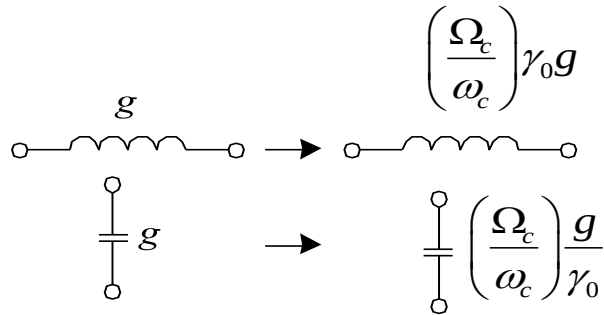
การแปลงวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านจากวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านต้นแบบในเชิงปฏิบัติ จะให้ความถี่คัทออฟ ω_c อยู่ในแนวแกน ω ดังนี้

$$\Omega = \left(\frac{\Omega_c}{\omega_c} \right) \omega \tag{2-15}$$

จากนั้นเพิ่มค่าอิมพีแดนซ์สเกลลิงเข้าไปจะแสดงได้ตามภาพที่ 2-2 และได้สมการใหม่ ดังนี้

$$L = \left(\frac{\Omega_c}{\omega_c} \right) \gamma_0 g \quad \text{สำหรับ } g \text{ ที่ใช้แทนความเหนี่ยวนำ} \tag{2-16}$$

$$C = \left(\frac{\Omega_c}{\omega_c} \right) \frac{g}{\gamma_0} \quad \text{สำหรับ } g \text{ ที่ใช้แทนค่าความจุ} \tag{2-17}$$



ภาพที่ 2-2 การแปลงวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านต้นแบบไปเป็นวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

2.2.2 การแปลงวงจรความถี่สูงผ่าน

วงจรกรองความถี่สูงผ่านด้วยความถี่คัทออฟ ω_c อยู่ในแนว ω การแปลงความถี่ จะเป็นดังนี้

$$\Omega = -\frac{\omega_c \Omega_c}{\omega} \quad (2-18)$$

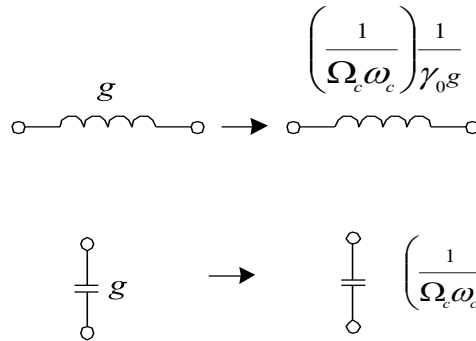
เปลี่ยนการแปลงความถี่ไปเป็น องค์ประกอบรีแอ็กทีฟ g เป็นดังนี้

$$j\Omega_g \rightarrow \frac{\omega_c \Omega_c g}{j\omega} \quad (2-19)$$

องค์ประกอบความเหนี่ยวนำและความจุในวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านต้นแบบจะถูกแปลงกลับไปเป็นองค์ประกอบความจุ และความเหนี่ยวนำในวงจรกรองความถี่สูงด้วยอิมพีแดนซ์สเกลลิง จะแสดงได้ตามสมการที่ (2-19) (2-20) และภาพที่ 2-3

$$C = \left(\frac{1}{\omega_c \Omega_c} \right) \frac{1}{\gamma_0 g} \quad \text{สำหรับ } g \text{ ที่ใช้แทนความเหนี่ยวนำ} \quad (2-20)$$

$$L = \left(\frac{1}{\omega_c \Omega_c} \right) \frac{\gamma_0}{g} \quad \text{สำหรับ } g \text{ ที่ใช้แทนค่าความจุ} \quad (2-21)$$



ภาพที่ 2-3 การแปลงวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านต้นแบบไปเป็นวงจรกรองความถี่สูงผ่าน

2.2.3 การแปลงวงจรกรองผ่านแถบความถี่

ผลตอบสนองวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านต้นแบบแปลงไปเป็นผลตอบสนองผ่านแถบความถี่ จะมีช่วงผ่านแถบ คือ ω_2 ω_1 การแปลงความถี่จะเป็นดังนี้

$$\Omega = \frac{\Omega_c}{FBW} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \quad (2-22)$$

$$FBW = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0} \quad (2-23)$$

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \omega_2} \quad (2-24)$$

เมื่อ ω_0 คือ ค่าความถี่กลาง

FBW คือ ค่าแฟรคชันนอลแบนด์วิดท์

การแปลงความถี่ไปเป็นองค์ประกอบรีแอคแตนซ์ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านต้นแบบจะได้ดังนี้

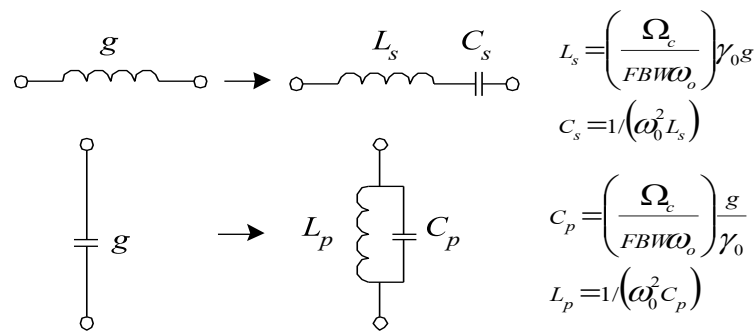
$$j\Omega_g \rightarrow j\omega \frac{\Omega_c g}{FBW \omega_0} + \frac{1}{j\omega} \frac{\Omega_c \omega_0 g}{FBW} \quad (2-25)$$

ด้วยการใช้องค์ประกอบความเหนี่ยวนำและความจุ g ในวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านต้นแบบการแปลงไปเป็นวงจรเรโซแนนซ์อนุกรม หรือ ขนานของ LC ซึ่งแสดงได้ตามภาพที่ 2-5 ในวงจรกรองผ่านแถบความถี่ โดยองค์ประกอบเรโซเนเตอร์แบบอนุกรม LC ในวงจรกรองผ่านแถบความถี่ จะเป็นดังนี้

$$\left. \begin{aligned} L_s &= \left(\frac{\Omega_c}{FBW \omega_0} \right) \gamma_0 g \\ C_s &= \left(\frac{FBW}{\omega_0 \Omega_c} \right) \frac{1}{\gamma_0 g} \end{aligned} \right\} \quad \text{สำหรับ } g \text{ ที่ใช้แทนความเหนี่ยวนำ} \quad (2-26)$$

เมื่อใส่ค่าอิมพีแดนซ์สเกลลิงเข้าไป องค์ประกอบของวงจรจะเป็นวงจรเรโซเนเตอร์แบบขนาน LC ในวงจรกรองผ่านแถบความถี่จะเป็น ดังนี้

$$\left. \begin{aligned} C_p &= \left(\frac{\Omega_c}{FBW \omega_0} \right) \frac{g}{\gamma_0} \\ L_p &= \left(\frac{FBW}{\omega_0 \Omega_c} \right) \frac{\gamma_0}{g} \end{aligned} \right\} \quad \text{สำหรับ } g \text{ ที่ใช้แทนค่าความจุ} \quad (2-27)$$



ภาพที่ 2-4 การแปลงวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านต้นแบบไปเป็นวงจรกรองผ่านแถบความถี่

2.2.4 การแปลงวงจรกรองแถบหยุด

การแปลงความถี่จากวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านต้นแบบไปเป็นวงจรกรองแถบหยุดโดยใช้การสอดคล้องกันทางความถี่ ดังนี้

$$\Omega = \frac{\Omega_c FBW}{(\omega_0 / \omega - \omega / \omega_0)} \quad (2-28)$$

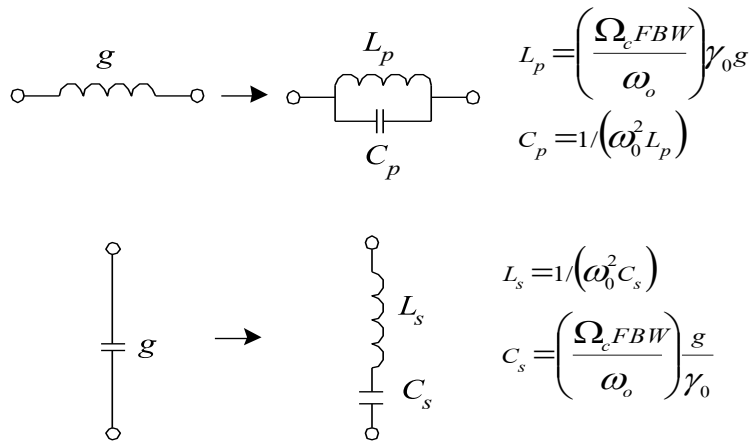
$$\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \omega_2} \quad (2-29)$$

$$FBW = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0} \quad (2-30)$$

เมื่อ $\omega_2 - \omega_1$ คือ แบนด์วิดท์ซึ่งรูปแบบของการแปลงจะตรงข้ามกับการแปลงวงจรกรองความถี่ผ่านแถบ โดยองค์ประกอบค่าความเหนี่ยวนำและค่าความจุ g ในวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านต้นแบบจะแปลงไปเป็น วงจรเรโซแนนซ์ ขนาน หรือ อนุกรม LC ของวงจรกรองแถบหยุดแสดงได้ตามภาพที่ 2-5 และจะมีสมการได้ดังนี้

$$\left. \begin{aligned} C_p &= \left(\frac{1}{FBW \omega_0 \Omega_c} \right) \frac{1}{\gamma_0 g} \\ L_p &= \left(\frac{\Omega_c FBW}{\omega_0} \right) \gamma_0 g \end{aligned} \right\} \quad \text{สำหรับ } g \text{ ที่ใช้แทนความเหนี่ยวนำ} \quad (2-31)$$

$$\left. \begin{aligned} L_s &= \left(\frac{1}{FBW \omega_0 \Omega_c} \right) \frac{\gamma_0}{g} \\ C_s &= \left(\frac{\Omega_c FBW}{\omega_0} \right) \frac{g}{\gamma_0} \end{aligned} \right\} \quad \text{สำหรับ } g \text{ ที่ใช้แทนค่าความจุ} \quad (2-32)$$



ภาพที่ 2-5 การแปลงวงจรความถี่ต่ำผ่านต้นแบบไปเป็นวงจรกรองแถบหยุด

2.3 ตัวแปลงผันแอตมิตแตนซ์

ตัวแปลงผันแอตมิตแตนซ์ คือ โครงข่ายแบบสองพอร์ตซึ่งแสดงคุณสมบัติที่ทุกความถี่ ถ้า แอตมิตแตนซ์ Y_2 ต่อเข้าที่พอร์ตหนึ่ง และแอตมิตแตนซ์ Y_1 มองเข้ามาที่พอร์ตอื่น ๆ แสดงได้ตามสมการดังนี้

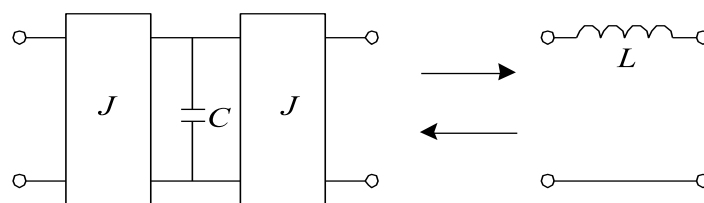
$$Y_1 = \frac{J^2}{Y_2} \quad (2-33)$$

เมื่อ J คือ ค่าจำนวนจริง หรือ เรียกว่าคุณลักษณะแอตมิตแตนซ์ของตัวแปลงผันและมีการเลื่อนเฟส เป็น ± 90 องศา ตัวแปลงผันแอตมิตแตนซ์สามารถเขียนในรูป ABCD เมตริกซ์ ได้ดังนี้

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \pm \frac{1}{jJ} \\ \mp jJ & 0 \end{bmatrix} \quad (2-34)$$

2.3.1 การใช้แอดมิตแตนซ์ร่วมกับวงจรรองความถี่

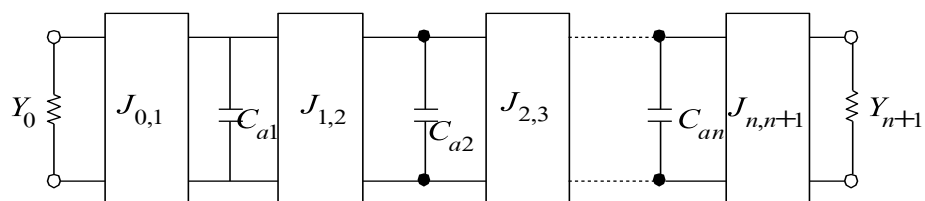
การวิเคราะห์โครงข่ายสามารถที่จะทำได้โดยใช้ค่าความจุแบบขนานต่อระหว่างค่าตัวแปลงผันแอดมิตแตนซ์และสามารถมองจากภายนอกได้ว่าเป็นค่าความเหนี่ยวนำที่ต่อแบบอนุกรมตามภาพที่ 2-7 วิธีการนี้สามารถทำการแปลงวงจรรองความถี่ไปเป็นวงจรเสมือนเพื่อนำไปสร้างเป็นโครงสร้างวงจรไมโครเวฟได้



ภาพที่ 2-6 ตัวแปลงผันแอดมิตแตนซ์แปลงตัวเหนี่ยวนำอนุกรมไปเป็นตัวเก็บประจุแบบขนาน

2.3.2 วงจรรองความถี่ต่ำผ่านที่ใช้ วงจรรองความถี่ต่ำผ่านต้นแบบ

วงจรรองความถี่ต่ำผ่านต้นแบบที่อยู่ในรูปตัวแปลงผันแอดมิตแตนซ์แสดงได้ตามภาพที่ 2-7 ซึ่งองค์ประกอบของตัวแปลงผันแอดมิตแตนซ์จะไม่ขึ้นอยู่กับความถี่



$$J_{0,1} = \sqrt{\frac{Y_0 C_{a1}}{g_0 g_1}}, \quad J_{j,j+1} = \sqrt{\frac{C_{aj} C_{a(j+1)}}{g_j g_{j+1}}} \quad i=1 \text{ ถึง } n-1, \quad J_{n,n+1} = \sqrt{\frac{C_{an} Y_{n+1}}{g_n g_{n+1}}}$$

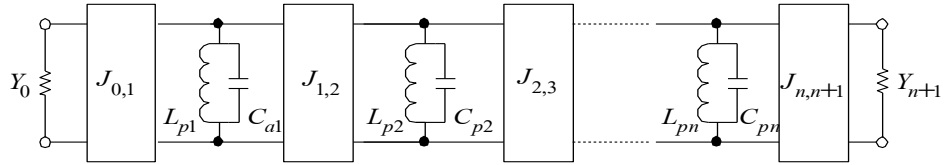
ภาพที่ 2-7 วงจรรองความถี่ต่ำผ่านต้นแบบที่อยู่ในรูปตัวแปลงผันแอดมิตแตนซ์

เมื่อ g_i คือ องค์ประกอบพื้นฐานของต้นแบบ Y_0 , Y_{n+1} และ C_{ai} สามารถเลือกได้ตามต้องการ ตามผลตอบแทนของวงจรรองความถี่ ซึ่งจะเป็นไปตามค่า g_i

2.3.3 วงจรกรองผ่านแถบความถี่โดยใช้ตัวแปลงผันแอดมิตแตนซ์

วงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่ใช้ตัวแปลงผันแอดมิตแตนซ์แสดงได้ตามภาพที่ 2-8 จะสังเกต

ได้ว่าค่าของวงจรความถี่ต่ำผ่านต้นแบบ โดยจากสมการ $C_{pi} = (FBW\omega_c/\Omega_c)C_{pi}$ ในวงจรกรองผ่านแถบความถี่นี้ จะเปลี่ยนไปเป็นวงจรขนานแบบขนาน คือ L_{pi} และ C_{pi}



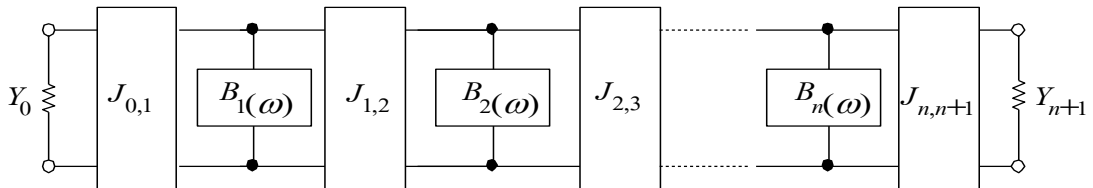
$$J_{0,1} = \sqrt{\frac{Y_0 FBW \omega_c C_{p1}}{\Omega_c g_0 g_1}}, \quad J_{j,j+1} = \frac{FBW \omega_c}{\Omega_c} \sqrt{\frac{C_{pj} C_{p(i+1)}}{g_i g_{i+1}}} \quad | \quad i=1 \text{ ถึง } n-1, \quad J_{n,n+1} = \sqrt{\frac{FBW \omega_c C_{pn} Y_{n+1}}{\Omega_c g_n g_{n+1}}}$$

$$L_{pi} = \frac{1}{\omega_0^2 C_{pi}} \quad | \quad i=1 \text{ ถึง } n$$

ภาพที่ 2-8 วงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่ใช้ตัวแปลงผันแอตติเตนชัน

2.3.4 วงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่ประกอบด้วยอุปกรณ์กระจาย

วงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่ใช้ตัวแปลงผันแอตติเตนชันร่วมกับอุปกรณ์กระจาย(Distributed Elements) แสดงได้ตามภาพที่ 2-9



$$J_{0,1} = \sqrt{\frac{Y_0 FBW b_1}{\Omega_c g_0 g_1}}, \quad J_{j,j+1} = \frac{FBW}{\Omega_c} \sqrt{\frac{b_j b_{j+1}}{g_j g_{j+1}}} \quad | \quad i=1 \text{ ถึง } n-1, \quad J_{n,n+1} = \sqrt{\frac{FBW \omega_0 b_n Y_{n+1}}{\Omega_c g_n g_{n+1}}}$$

$$b_i = \frac{\omega_0}{2} \frac{dB_i(\omega)}{d\omega} \quad | \quad \omega = \omega_0$$

ภาพที่ 2-9 วงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่ใช้ตัวแปลงผันแอตติเตนชันร่วมกับอุปกรณ์กระจาย

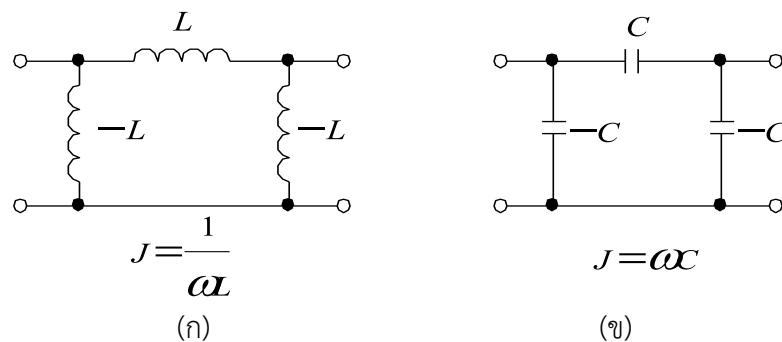
ในวงจรที่จะแทนค่าเรโซเนเตอร์ LC ด้วยวงจรที่เป็นแบบการกระจาย เช่น เรโซเนเตอร์ไมโครสตริป ซึ่งในวงจรเรโซเนเตอร์แบบกระจายนี้ จะแสดงออกมาในรูปของค่าชัสเซพแตนซ์ซึ่งมีคุณสมบัติเช่นเดียวกับขานาน LC และค่าความชันของชัสเซพแตนซ์ของเรโซเนเตอร์ จะมีค่าเป็นศูนย์ที่ความถี่กลาง ω_0 คือ

$$b = \frac{\omega_0}{2} \frac{dB(\omega)}{d\omega} \bigg|_{\omega = \omega_0} \quad (2-35)$$

เมื่อ $B(\omega)$ คือ ค่าชัสเซพแตนซ์ ของเรโซเนเตอร์ที่เป็นแบบ กระจาย $\omega_0 C$ คือ ค่าความชันของชัสเซพแตนซ์ ที่เป็นเรโซเนเตอร์ที่เป็นแบบลัมพ์ขานาน LC และทำการแทนค่า $\omega_0 C_{pi}$ ด้วยเทอมทั่วไปของ b_l

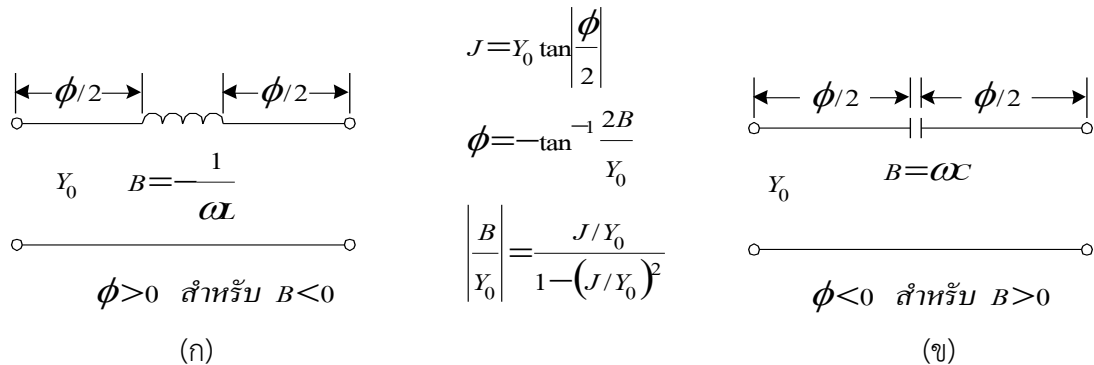
2.3.5 การนำตัวแปลงผันแอดมิตแตนซ์ไปใช้งาน

ตัวแปลงผันแอดมิตแตนซ์ที่ใช้กับสายนำสัญญาณ จะแสดงในรูป ABCD เมตริกซ์ เมื่อ Z_c คือ ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ ตัวแปลงผันแอดมิตแตนซ์แทนด้วย $J=Y_c$ เมื่อ $Y_c=1/Z_c$ ซึ่งเรียกว่าค่าแอดมิตแตนซ์คุณลักษณะ ในกรณีที่ต้องการแบนด์วิดท์ที่กว้าง ค่าเลื่อนเฟส จะต่างกัน ± 90 องศา



ภาพที่ 2-10 องค์ประกอบแบบลัมพ์ของตัวแปลงผันแอดมิตแตนซ์ (ก) เลื่อนเฟส -90 องศา
(ข) เลื่อนเฟส $+90$ องศา

จากภาพที่ 2-10 ค่าตัวแปลงผันแอดมิตแตนซ์หรือเขียนให้สั้นคือ J -inverter สามารถมองได้ว่าการเลื่อนเฟส เป็น -90 องศา ในภาพ (ก) และเลื่อนเฟส $+90$ องศา ในภาพ (ข)

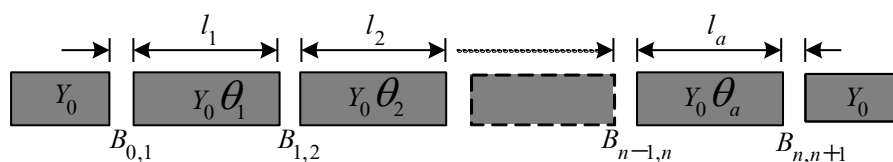


ภาพที่ 2-11 ตัวแปลงผันแอดมิตแตนซ์ที่เปลี่ยนรูปเป็นอุปกรณ์แบบลัมพ์ร่วมกับสายนำสัญญาณ
(ก) ค่าความยาวทางไฟฟ้าเป็นบวก (ข) ค่าความยาวทางไฟฟ้าเป็นลบ

ในภาพที่ 2-11 แสดงวงจรตัวแปลงผันแอดมิตแตนซ์ ที่ประกอบไปด้วยอุปกรณ์แบบลัมพ์และสายนำสัญญาณ เมื่อ Y_0 คือ แอดมิตแตนซ์คุณลักษณะของสายสัญญาณ Φ คือ ความยาวทางไฟฟ้าทั้งหมดของสายนำส่งสัญญาณ ซึ่งในภาพ (ก) แสดงค่าความยาวทางไฟฟ้าเป็นบวก ส่วนภาพ (ข) แสดงค่าความยาวทางไฟฟ้าเป็นลบ ส่วนค่าตัวแปลงผันแอดมิตแตนซ์ ค่าความยาวทางไฟฟ้า และค่าตัวแปลงผันซัสเซพแตนซ์ หาได้จากสูตรข้างต้น

2.4 วงจรกรองผ่านแถบความถี่เรโซเนเตอร์แบบคัปเปิ้ลที่ปลาย

รูปวงจรทั่วไปของวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบครึ่งความยาวคลื่นไมโครสตริป เช่น แบบเรโซเนเตอร์คัปเปิ้ลที่ปลาย แสดงได้ตามภาพที่ 2-12 โดยเรโซเนเตอร์แต่ละตัวยาวประมาณครึ่งหนึ่งของความยาวคลื่นของความถี่กลาง การคัปปลิงจะเกิดขึ้นระหว่างเรโซเนเตอร์ผ่านทางช่องว่าง ซึ่งแสดงคุณสมบัติของค่าตัวเก็บประจุขึ้นและค่าตัวเก็บประจุนี้แสดงได้ในรูปตัวแปลงผันแอดมิตแตนซ์



ภาพที่ 2-12 วงจรกรองความถี่ผ่านแถบเรโซเนเตอร์แบบคัปเปิ้ลที่ปลาย

ซึ่งสามารถแสดงสมการตัวแปลงผันแอดมิตแตนซ์ได้ ดังนี้

$$\frac{J_{01}}{Y_0} = \sqrt{\frac{\pi}{2} \frac{FBW}{g_0 g_1}} \quad (2-35)$$

$$\frac{J_{j,j+1}}{Y_0} = \frac{\pi FBW}{2} \sqrt{\frac{1}{g_j g_{j+1}}} \quad i=1 \text{ ถึง } n \quad (2-36)$$

$$\frac{J_{n,n+1}}{Y_0} = \sqrt{\frac{\pi}{2} \frac{FBW}{g_n g_{n+1}}} \quad (2-37)$$

เมื่อ $g_0, g_1 \dots g_n$	คือ	ค่าวงจรของความถี่ต่ำผ่านต้นแบบ
FBW	คือ	ค่าแบนด์วิดท์
$J_{j,j+1}$	คือ	ค่าแอดมิตแตนซ์คุณลักษณะของตัวแปลงผันแอดมิตแตนซ์
Y_0	คือ	ค่าแอดมิตแตนซ์คุณลักษณะของสายนำสัญญาณไมโครสตริป

$$\frac{B_{j,j+1}}{Y_0} = \frac{J_{j,j+1}/Y_0}{1 - (J_{j,j+1}/Y_0)^2} \quad (2-38)$$

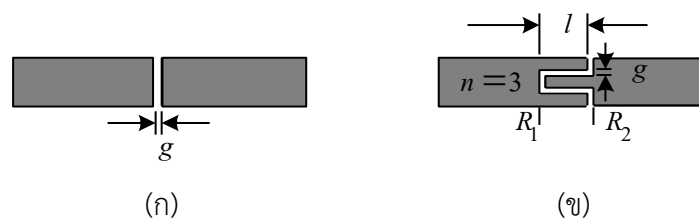
$$C_g^{j,j+1} = \frac{B_{j,j+1}}{\omega_0} \quad (2-39)$$

$$\theta_j = \pi - \frac{1}{2} \left[\tan^{-1} \left(\frac{2B_{j-1,j}}{Y_0} \right) + \tan^{-1} \left(\frac{2B_{j,j+1}}{Y_0} \right) \right] \text{ radians} \quad (2-40)$$

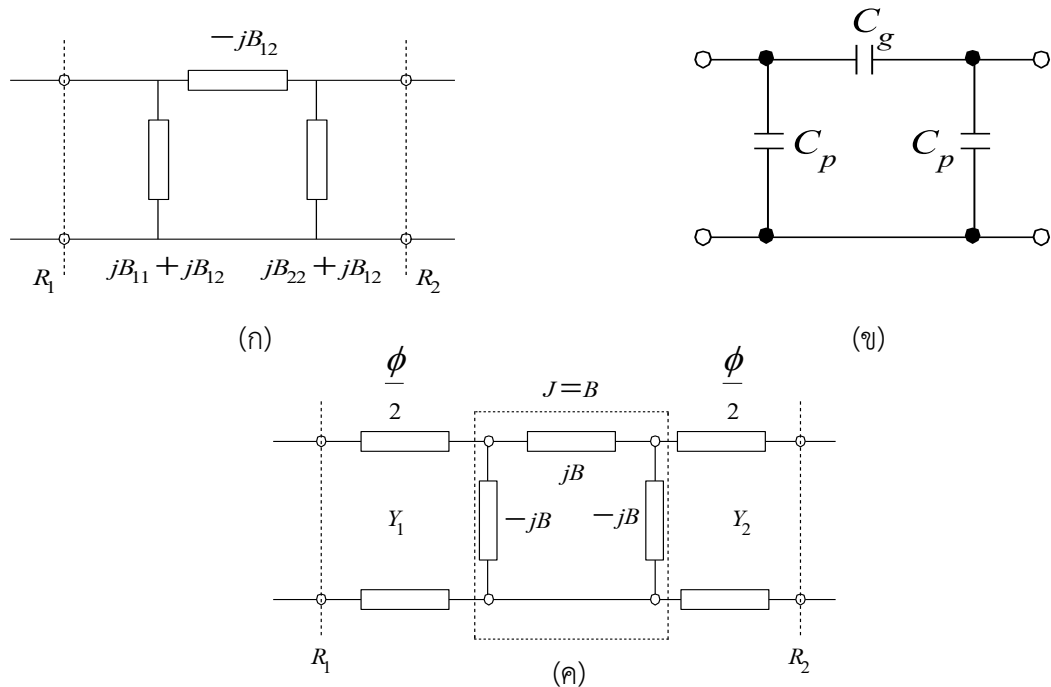
เมื่อ $B_{j,j+1}$	คือ	ค่าซัสเซพแตนซ์ของตัวเก็บประจุที่เกิดขึ้นจากช่องว่าง
θ_j	คือ	ค่าความยาวทางไฟฟ้าของเรโซเนเตอร์
$C_g^{j,j+1}$	คือ	ค่าตัวเก็บประจุที่เกิดขึ้นจากช่องว่าง

2.5 วงจรกรองผ่านแถบกว้างแบบสายเชื่อมอินเทอร์ดิจิตอล

วงจรกรองผ่านแถบกว้างแบบสายเชื่อมอินเทอร์ดิจิตอลได้พัฒนามาจากวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบเรโซเนเตอร์คัปเปิลที่ปลาย ตามภาพที่ 2-13 (ก) เนื่องจากขีดจำกัดของช่องว่างระหว่างเรโซเนเตอร์ในการเพิ่มค่าความจุที่เกิดขึ้นซึ่งต้องให้ช่องว่างที่มีขนาดเล็ก เพื่อนำมาพัฒนาเป็นวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างให้ได้ดีขึ้น จึงทำการแทนช่องว่างนั้นด้วยสายเชื่อมอินเทอร์ดิจิตอลตามภาพที่ 2-13 (ข) เป็นผลให้ได้ค่าความจุเพิ่มขึ้น [19]



ภาพที่ 2-13 วงจรกรองผ่านแถบความถี่เรโซเนเตอร์ (ก) แบบคัปเปิลที่ปลาย
(ข) แบบสายเชื่อมอินเทอร์ดิจิตอล



ภาพที่ 2-14 รูปแบบของสายเชื่อมอินเทอร์ดิจิตอล (ก) โครงข่ายพาย (ข) ตัวเก็บประจุในรูปแบบ
โครงข่ายพาย (ค) ตัวแปลงผันแอดมิตแตนซ์

ภาพที่ 2-14 แสดงวงจรสายเชื่อมอินเตอร์ดิจิตอล ที่แทนด้วยค่าโครงข่ายพาย และจะแปลงไปเป็นค่า ตัวแปลงผันแอดมิตแตนซ์ ทำให้ได้ค่าความยาวทางไฟฟ้าเกิดขึ้นสองข้างของวงจรที่แทนด้วยค่า

$$[Y] = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} \quad (2-41)$$

$$C_p = \frac{\text{Im}(Y_{11} + Y_{21})}{\omega_0} \quad (2-42)$$

ตัวแปลงผันแอดมิตแตนซ์ ด้านละครึ่งหนึ่งของความยาวทางไฟฟ้าที่เกิดขึ้น โดยระยะ l จะทำให้เกิดค่าความจุเกิดขึ้นซึ่งสามารถหาได้โดยใช้โปรแกรมจำลองการทำงานแบบสองพอร์ต ซึ่งจะให้ค่าพารามิเตอร์วายเกิดขึ้น ดังนี้

$$C_g = -\frac{\text{Im}(Y_{21})}{\omega_0} \quad (2-43)$$

โดยค่าความจุที่เกิดขึ้นจะเป็นลักษณะโครงข่ายพายและกรณีการจำลองมีการสูญเสียต่ำจะสมมติค่าจำนวนจริงของพารามิเตอร์วายเป็นศูนย์ ก็จะสามารถหาความจุได้ตามสมการข้างต้นได้

วงจรไมโครสตริปแบบสายเชื่อมอินเตอร์ดิจิตอลจะช่วยเพิ่มการคับปลิง ซึ่งมองในรูปตัวแปลงผันแอดมิตแตนซ์โดยใช้เทคนิคการวิเคราะห์เต็มรูปคลื่นของโปรแกรมจำลอง ในการออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างนั้นจะต้องทำการลดขนาดของสตริปและความกว้างของร่อง เพื่อเป็นการเพิ่มการคับปลิงและจำนวนโพลของเรโซเนเตอร์ให้สูงขึ้น โดยการคำนวณมีดังนี้

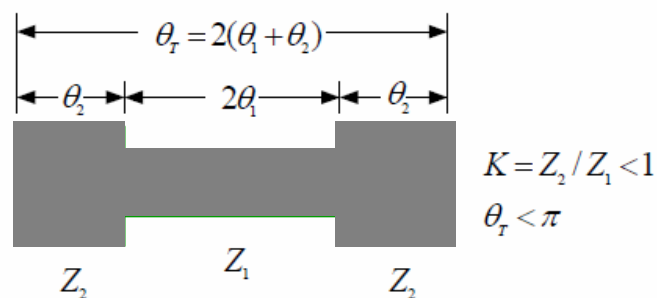
$$S_{11} = \frac{j(1 - \bar{J}^4) \cdot \tan \Phi}{2\bar{J}^2 + j(1 + \bar{J}^4) \cdot \tan \Phi} \quad (2-44)$$

เมื่อ	J	คือ	ค่าตัวแปลงผันแอดมิตแตนซ์
	Y_o	คือ	ค่าแอดมิตแตนซ์คุณลักษณะ
	Φ	คือ	ค่าความยาวทางไฟฟ้าทั้งหมด
	S_{11}	คือ	ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ
	$\bar{J}$	คือ	อัตราส่วนของ J/Y_o

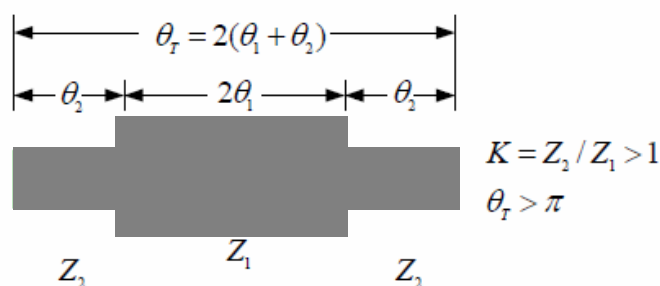
ค่า $\bar{J}$ เป็นค่านอร์มอลไลซ์ ของตัวแปลงผันแอดมิตแตนซ์ พบว่าโพลที่เกิดขึ้นที่ $\Phi = 180$ องศา และ $\Phi = 360$ องศา จะให้ค่า $\bar{J} = 1$ ซึ่งเป็นค่าเรโซแนนซ์ฮาร์โมนิกที่หนึ่งของวงจร จะทำให้ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับต่ำสุด $|S_{11}| = 0$

2.6 เรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบขั้น

เรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบขั้น คือ เรโซเนเตอร์ที่มีค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ ไม่เท่ากันทั้งเรโซเนเตอร์ โดยค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะจะมีค่าต่ำเมื่อความกว้างของสายนำสัญญาณมีขนาดใหญ่ และมีค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะที่สูงเมื่อความกว้างของสายนำสัญญาณมีขนาดเล็กลงตามคุณสมบัติของสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริป ดังภาพที่ 2-15 พิจารณาลักษณะโครงสร้างที่แสดงในภาพที่ 2-15 เรโซเนเตอร์แบบอิมพีแดนซ์ขั้นจะมีลักษณะโครงสร้างที่สมมาตรและมีค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะที่มีค่าแตกต่างกันสองค่า คือ Z_1 และ Z_2 ค่าแอดมิตแตนซ์คุณลักษณะ (Admittance characteristic) คือ Y_1 และ Y_2 ส่วนค่าความยาวทางไฟฟ้า คือ θ_1 และ θ_2 โดยผลรวมของความยาวทางไฟฟ้า คือ $\theta_T = 2(\theta_1 + \theta_2)$ และอัตราส่วนอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ คือ $K = Z_2 / Z_1$



ภาพที่ 2-15 โครงสร้างเรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบขั้นเมื่อ $K < 1$



ภาพที่ 2-16 โครงสร้างเรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบขั้นเมื่อ $K > 1$

การเกิดเรโซแนนซ์หลักมูล (Fundamental Resonance Condition) กำหนดได้ดังนี้

$$K = \tan \theta_1 \tan \theta_2 \quad (2-45)$$

ความสัมพันธ์ระหว่าง θ_T และ θ_1 สามารถพิสูจน์ได้จากสมการที่ (2-70) คือ

$$\tan \frac{\theta_T}{2} = \frac{1}{1-K} \left(\frac{K}{\tan \theta_1} + \tan \theta_1 \right) \quad (\text{เมื่อ } K \neq 1) \quad (2-46)$$

$$\theta_T = \pi \quad (\text{เมื่อ } K = 1) \quad (2-47)$$

เมื่อ $K = 1$ เรโซเนเตอร์มีค่าอิมพีแดนซ์เท่ากันตลอด ขนาดความยาวของเรโซเนเตอร์ θ_T จะมีค่าต่ำสุด เมื่อ $0 < K < 1$ และมีค่าสูงสุดเมื่อ $K > 1$ ซึ่งได้จากการหาอนุพันธ์ของสมการที่ (2-46) โดยจะได้ค่า θ_1 ดังนี้

$$\frac{1}{1-K} (\tan^2 \theta_1 - K) \sin^2 \theta_1 = 0 \quad (2-48)$$

$$\theta_1 = \tan^{-1}(\sqrt{K}) = \theta_2 \quad (2-49)$$

สมการข้างต้นเป็นเงื่อนไขที่ทำให้ค่า θ_T มีค่าสูงสุดหรือต่ำสุดขึ้นอยู่กับค่า K โดยกำหนดให้ θ_0 เป็นค่าความยาวที่เกิดจาก เงื่อนไขการเรโซแนนซ์หลักมูลที่ใช้เป็นค่าเปรียบเทียบกับค่าความยาวที่เกิดจากเงื่อนไขการ เรโซแนนซ์อันดับสอง(ฮาร์โมนิกที่สอง)

$$\begin{aligned} \tan^2 \theta_0 &= K \\ \theta_0 &= \tan^{-1} \sqrt{K} \end{aligned} \quad (2-50)$$

2.6.1 ความถี่เรโซแนนซ์ปลอมเทียม (Spurious Resonance Frequency)

ความถี่เรโซแนนซ์ปลอมเทียมเป็นความถี่ที่ไม่ต้องการในระบบสื่อสารมีลักษณะคล้ายกับความถี่เรโซแนนซ์หลักมูล คือ $f_n = (n = 1, 2, 3, \dots)$ โดย f_0 คือ ค่าความถี่ที่เกิดขึ้นค่าแรกและเกิดขึ้นอีกครั้งที่ความถี่ที่สูงขึ้นและสอดคล้องกับ $\theta_n (n = 1, 2, 3, \dots)$

เมื่อ

$$\begin{aligned} \tan \theta_1 &= \infty \\ \tan^2 \theta_2 - K &= 0 \\ \tan \theta_3 &= 0 \end{aligned} \quad (2-51)$$

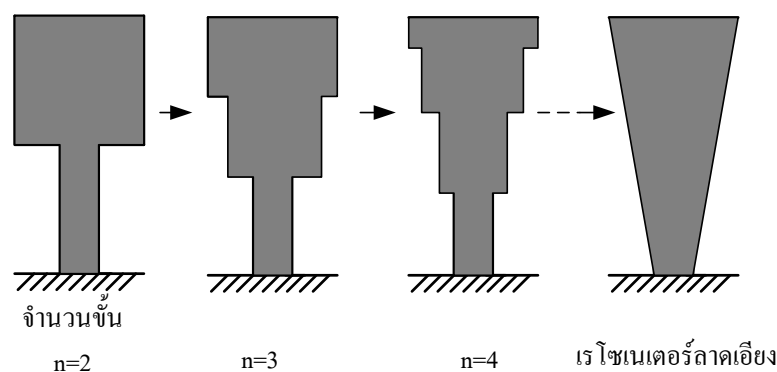
ดังนั้น

$$\begin{aligned}\frac{f_1}{f_0} &= \frac{\theta_1}{\theta_0} = \frac{\pi}{2 \tan^{-1} \sqrt{K}} \\ \frac{f_2}{f_0} &= \frac{\theta_2}{\theta_0} = 2 \left(\frac{f_1}{f_0} \right) - 1 \\ \frac{f_3}{f_0} &= \frac{\theta_3}{\theta_0} = 2 \left(\frac{f_1}{f_0} \right)\end{aligned}\quad (2-52)$$

จากสมการที่ (2-52) ฟังก์ชันอัตราส่วนอิมพีแดนซ์ K จะสอดคล้อง การตอบสนองของความถี่ปลอมเทียมที่ควบคุมได้จาก อัตราส่วนอิมพีแดนซ์ K โดยเมื่อต้องการเลื่อนความถี่ปลอมเทียมให้ไกลออกไป จะต้องใช้อัตราส่วนอิมพีแดนซ์ $K < 1$

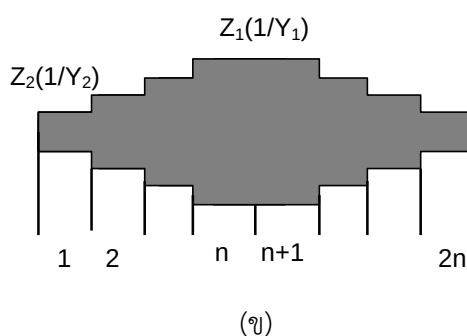
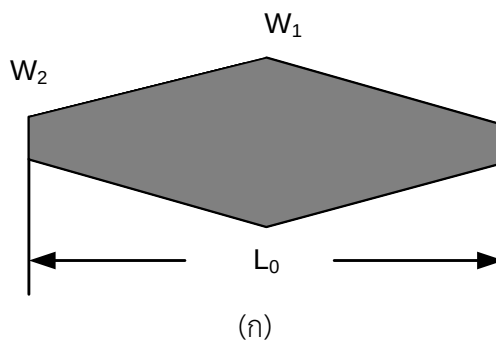
2.7 เรโซเนเตอร์แบบอิมพีแดนซ์ที่มีหลายชั้นและเรโซเนเตอร์แบบลาดเอียง

เนื่องจากเรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์ชั้นมีค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะแตกต่างกันตลอดทั้งเรโซเนเตอร์ การเพิ่มจำนวนชั้นของเรโซเนเตอร์จำนวนมาก ทำให้อนุมานได้ว่าเรโซเนเตอร์แบบชั้นนั้นเป็นเรโซเนเตอร์แบบลาดเอียง ดังภาพที่ 2-17



ภาพที่ 2-17 เรโซเนเตอร์แบบอิมพีแดนซ์ที่มีหลายชั้นไปเป็นเรโซเนเตอร์แบบลาดเอียง

เมื่อพิจารณาถึงความยากในการวิเคราะห์เรโซเนเตอร์แบบลาดเอียงจึงใช้วิธีการวิเคราะห์ว่าเรโซเนเตอร์ลาดเอียงคือเรโซเนเตอร์แบบชั้นที่มีจำนวนชั้นเล็กๆ เป็นจำนวนมากนั่นเอง



ภาพที่ 2-18 โครงสร้างของเรโซเนเตอร์แบบลาดเอียงที่เปรียบเสมือนกับแบบอิมพีแดนซ์ที่มีหลายชั้น

ภาพที่ 2-18 แสดงเรโซเนเตอร์ลาดเอียงที่มีความยาวเป็นครึ่งหนึ่งของความยาวคลื่น ที่ถูกออกแบบมาเพื่อให้ได้ความกว้างของสายเชื่อมที่ใกล้กับตำแหน่งตรงกลางของเรโซเนเตอร์ส่งผลให้ให้กระแสไหลได้มากที่สุด ในขณะที่เรโซเนเตอร์แบบปลายเปิดจะไม่มีกระแสไหลเพราะส่วนปลายที่แคบ การคัปปลิงด้านข้างของเรโซเนเตอร์ก็สามารถทำได้ง่าย จากคุณสมบัติที่ดีในด้านการคัปปลิงนี้จึงเหมาะสำหรับนำมาใช้เป็นวงจรกรองผ่านแถบกว้างที่มีหลายตัวต่อกัน

$$R_Z = Z_2 / Z_1 = Y_1 / Y_2 \quad (2-53)$$

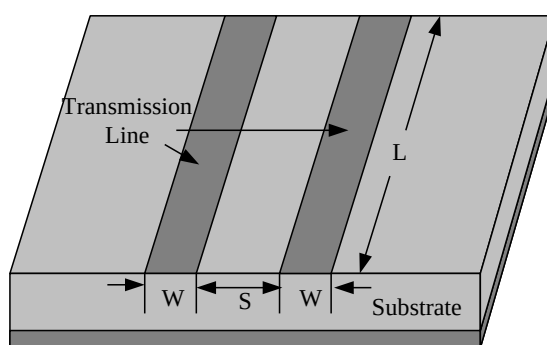
$$N = 2n$$

จากสมการที่ (2-53) แสดงสมการเทียบเท่าของเรโซเนเตอร์ลาดเอียง จากภาพที่ 2-18 (ก) ที่ขึ้นอยู่กับจำนวน N ของโครงสร้างเรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบหลายชั้น ซึ่งจะให้ผลที่ดีเมื่อเพิ่มจำนวน N ขึ้น คุณลักษณะอิมพีแดนซ์และความกว้างของสายเชื่อมที่ตำแหน่งปลายเปิด แทนด้วย Z_2 Z_1 และ W_2 W_1 ตามลำดับ กำหนดให้อัตราส่วนอิมพีแดนซ์ $R_Z = Z_2 / Z_1$ ซึ่งใช้ในกรณีโครงสร้างที่เป็น

ไมโครสตริป นอกจากต้องคำนึงถึงผลของมุมที่ปลายเปิด ต่อไปจนถึงขั้นรอยต่อ และการเปลี่ยนค่าคงที่ไดอิเล็กตริกซึ่งจะขึ้นอยู่กับ การเปลี่ยนความกว้างด้วย

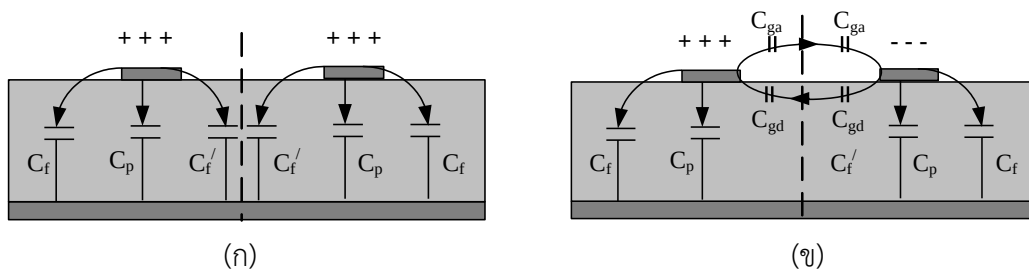
2.8 โหมดในการคัปปลิงสายนำสัญญาณบนโครงสร้างไมโครสตริป

การคัปปลิงระหว่างเรโซเนเตอร์ของวงจรกรองผ่านแถบที่มีโครงสร้างแบบไมโครสตริปไดถูกนำมาใช้ในการประยุกต์ใช้งานอย่างกว้างขวาง โดยลักษณะของการคัปปลิงเป็นแบบสายเชื่อมขนาน ซึ่งเป็นวิธีที่นิยมเพราะมีขั้นตอนไม่ซับซ้อน โหมดที่เกิดขึ้นมีด้วยกันสองโหมด คือ โหมดคู่ (Even Mode) และ โหมดคี่ (Odd Mode) โครงสร้างไมโครสตริปที่มีความกว้างของสตริปเป็น w และมีระยะห่างระหว่างสายนำสัญญาณเป็น s แสดงดังภาพที่ 2-19



ภาพที่ 2-19 โครงสร้างสายนำสัญญาณบนโครงสร้างไมโครสตริปแบบการคัปปลิงขนาน

ภาพที่ 2-20 แสดงโหมดการคัปปลิงแบบขนานของโครงสร้างไมโครสตริปโดยโหมดคู่ชั่วของแรงดันไฟฟ้าของสตริปทั้งสองด้านจะเป็นชั่วเดียวกันคือชั่วบวกซึ่งเป็นเส้นแบ่งขอบเขตระหว่างสตริปทั้งสองในโหมดนี้จะเรียกว่า “กำแพงสนามแม่เหล็ก” (Magnetic wall) และสำหรับโหมดคี่ ชั่วของแรงดันไฟฟ้าของสตริปจะมีชั่วที่ตรงกันข้ามกัน และเส้นแบ่งขอบเขตระหว่างสตริปทั้งสองในการคัปปลิงของคลื่นที่เรียกว่า “กำแพงสนามไฟฟ้า” (Electric wall) ซึ่งเส้นแบ่งขอบเขตทั้งสองโหมดจะพิจารณาเป็นลักษณะสมมาตรกันทั้งสองด้านของเส้นขอบเขต โดยทั่วไปโหมดทั้งสองจะเกิดขึ้นพร้อมกันในเวลาเดียวกันแต่แตกต่างกันทางด้านของความเร็วเฟส โดยพิจารณาเส้นแรงสนามไฟฟ้าในโหมดคู่ในบริเวณที่เป็นอากาศบนสายนำสัญญาณจะมีค่าน้อยกว่าโหมดคี่ เพราะค่าคงที่ไดอิเล็กตริกประสิทธิผลของโหมดคู่จะมีค่ามากกว่าโหมดคี่



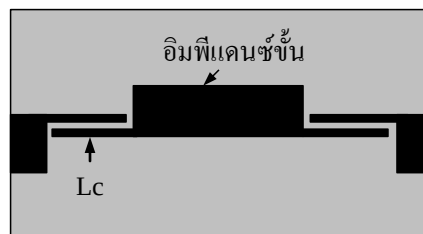
ภาพที่ 2-20 โหมดในการคัปปลิงของสายนำสัญญาณบนโครงสร้างไมโครสตริปแบบขนาน
(ก) โหมดคู่ (ข) โหมดคี่

ภาพที่ 2-20 อธิบายค่าคาปาซิแตนซ์ที่เกิดขึ้นทั้งสองโหมดของไมโครสตริป ในโหมดคู่ ค่า C_p คือ ค่าคาปาซิแตนซ์ที่เกิดขึ้นจากแผ่นตัวนำระหว่างสตริปและระนาบกราวด์ C_f และ C'_f เป็นค่าคาปาซิแตนซ์ที่เกิดขึ้นจากเส้นแรงของสนามแม่เหล็กไฟฟ้า ที่วิ่งเข้าหาหัวตรงข้ามในบริเวณที่ไม่มี การคัปปลิง ในกรณีโหมดคี่จะมีค่าคาปาซิแตนซ์ระหว่างสตริปของไดอิเล็กทริกและซับสเตรท C_{gd} และคาปาซิแตนซ์ในสภาวะที่ไดอิเล็กทริกเป็นอากาศ C_{ga} จากการที่มีความแตกต่างทางด้านความเร็ว เฟสทั้งสองโหมดจึงทำให้เกิดความถี่ปลอมเทียมขึ้นมากในการออกแบบวงจรกรองผ่านแถบขึ้น

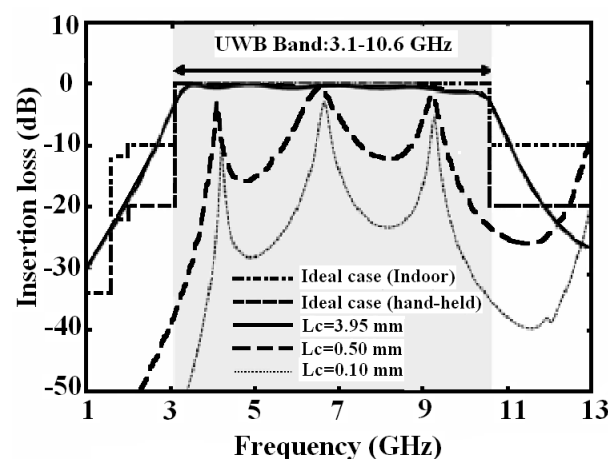
2.9 เรโซเนเตอร์แบบหลายโหมดที่ใช้กับวงจรกรองผ่านแถบกว้าง

เนื่องจากข้อกำหนดของ FCC กำหนดให้วงจรกรองผ่านแถบกว้างมีความถี่กลาง 6.85 GHz และมีแบนด์วิดท์ ตั้งแต่ 3.1 GHz ถึง 10.6 GHz หรือมีค่า FBW ประมาณ 110% [10] ทำให้วงจรกรองผ่านแถบกว้างมีแบนด์วิดท์ที่กว้างมาก ในการออกแบบนั้นไม่สามารถทำได้จากการประมาณค่าแบบลัมพ์ได้เพราะอุปกรณ์แบบลัมพ์ใช้งานที่ความถี่แคบ เรโซเนเตอร์แบบหลายโหมดจะให้ความถี่เรโซแนนซ์หลายความถี่ภายในช่วงผ่านแถบ จึงเรียกระโซเนเตอร์แบบนี้ว่า เรโซเนเตอร์แบบหลายโหมด ซึ่งมีผู้วิจัยได้นำเสนอไว้ดังนี้ [14] คือ ทฤษฎีในการออกแบบวงจรกรองผ่านแถบส่วนมากจะเป็นวงจรกรองผ่านแถบที่มีแบนด์วิดท์ที่แคบ แต่เป็นการยากที่จะนำทฤษฎีเหล่านั้นมาออกแบบโดยตรงกับวงจรกรองผ่านแถบกว้าง ซึ่งมีค่า FBW ประมาณ 110% หรือมีแบนด์วิดท์ที่กว้างมาก ภาพที่ 2-21 คือวงจรกรองผ่านแถบกว้างที่ได้นำเสนอการออกแบบไว้คือ ที่ความถี่กลางของความถี่กว้าง 6.85 GHz เรโซเนเตอร์แบบหลายโหมดจะประกอบไปด้วยนำไมโครสตริปที่มีความยาวเป็นครึ่งหนึ่ง ($\lambda/2$) ของความยาวคลื่น ซึ่งเป็นเรโซเนเตอร์ที่มีอิมพีแดนซ์ต่ำ และส่วนปลายของวงจรจะเป็นไมโครสตริปที่มีความยาวเป็นหนึ่งในสี่ ($\lambda/4$) ของความยาวคลื่น ซึ่งเป็นเรโซเนเตอร์ที่มีอิมพีแดนซ์สูง เรโซเนเตอร์ที่มีอิมพีแดนซ์ต่ำเป็นลักษณะเรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์ขึ้น โดยจะให้ช่วงความห่างของโหมดระหว่าง

ความถี่เรโซแนนซ์ที่หนึ่งและความถี่เรโซแนนซ์ที่สองหรือสูงกว่าที่กว้าง ซึ่งโดยทั่วไปในการออกแบบ วงจรกรองผ่านแถบที่มีแบนด์วิดท์แคบจะใช้เพียงความถี่เรโซแนนซ์ที่หนึ่งส่วนความถี่เรโซแนนซ์อื่นๆ จะเป็นความถี่ปลอมเทียมซึ่งเป็นที่ไม่ต้องการ แต่ในส่วนของวงจรกรองผ่านแถบกว้างจะใช้ความถี่เรโซแนนซ์ที่สองหรือสูงกว่าเพื่อกำหนดขอบเขตช่วงผ่านแถบในช่วงแถบหยุดด้านบน ในงานวิจัยดังกล่าวจะใช้โหมดของความถี่เรโซแนนซ์ถึงสามโหมดเพื่อจะทำให้ได้แบนด์วิดท์ที่กว้าง ในกรณีนี้ ความถี่เรโซแนนซ์ที่หนึ่งและที่สามจะกำหนดจุดตัดความถี่ด้านต่ำและด้านสูงของความถี่กว้าง จากนั้นเพิ่มโพลการส่งผ่านเข้าสองโพลโดยใช้สายเชื่อมแบบขนาน ทำให้ได้วงจรกรองผ่านแถบกว้างที่มีค่าการสูญเสียส่งผ่าน (S_{21}) และค่าการสูญเสียย้อน (S_{11}) กลับที่ดี ตามภาพที่ 2-22



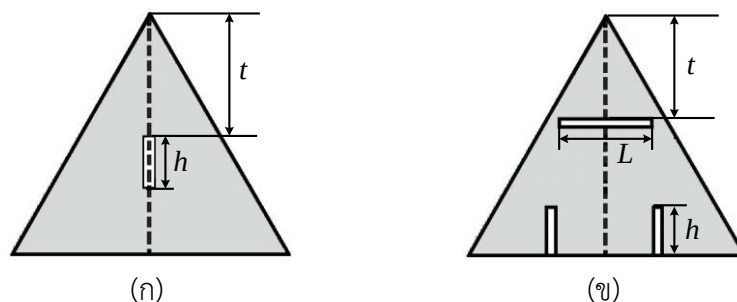
ภาพที่ 2-21 โครงสร้างวงจรกรองผ่านแถบกว้างที่ใช้เรโซเนเตอร์แบบหลายโหมดร่วมกับสายเชื่อมแบบขนาน



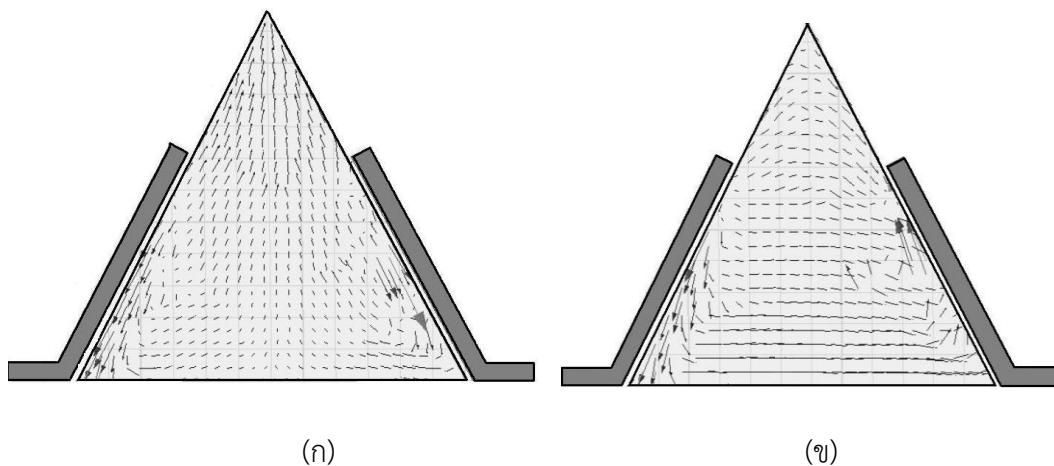
ภาพที่ 2-22 ค่า S_{21} ของวงจรกรองผ่านแถบกว้างเมื่อปรับความยาวของสายเชื่อมแบบขนาน (L_c)

2.10 เรโซเนเตอร์แบบมีร่อง

เรโซเนเตอร์แบบมีร่องมีผู้ได้นำเสนอไว้โดยใช้โครงสร้างเรโซเนเตอร์แบบแผ่นสามเหลี่ยมที่มีร่อง [38] เพื่อสร้างสองแถบหยุดของวงจรกรองผ่านแถบที่มีแบนด์วิดท์แคบทำให้เกิดโหมดขึ้นสองโหมด โครงสร้างของวงจรแสดงได้ตามภาพที่ 2-23



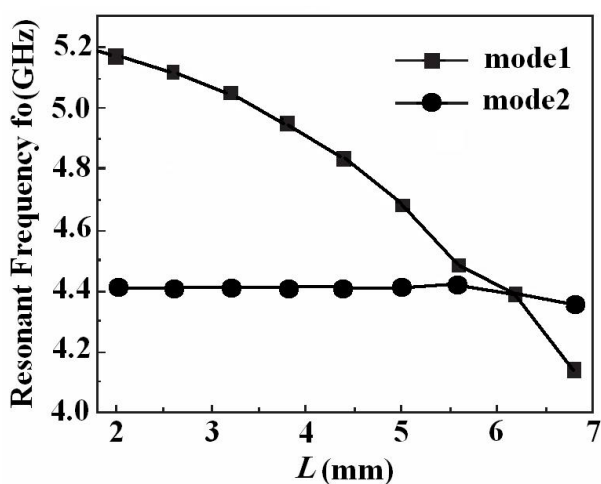
ภาพที่ 2-23 โครงสร้างเรโซเนเตอร์สามเหลี่ยมแบบมีร่อง (ก) ร่องตามแนวตั้ง
(ข) ร่องตามแนวตั้งและแนวนอน



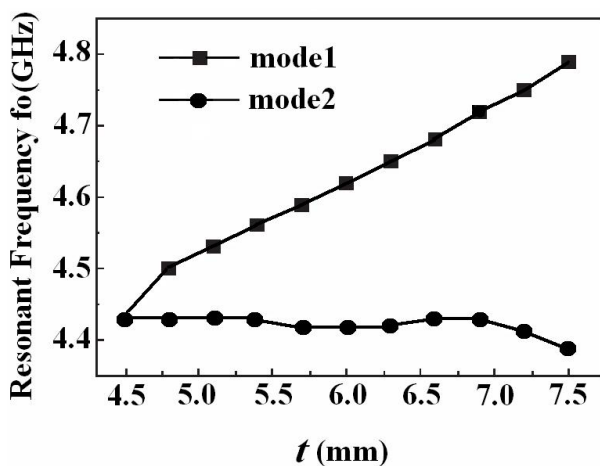
ภาพที่ 2-24 การกระจายกระแสของเรโซเนเตอร์สามเหลี่ยม (ก) โหมดหนึ่ง (ข) โหมดสอง

การใส่ร่องไว้ในเรโซเนเตอร์สามเหลี่ยมทั้งแบบตั้งและแนวนอน จะช่วยในการสร้างค่าการส่งผ่านเป็นศูนย์ที่แถบหยุดด้านล่างและด้านบน การวิเคราะห์ร่องภายในเรโซเนเตอร์แบบสามเหลี่ยมทั้งแบบตั้งและแนวนอน สามารถอธิบายได้ตามภาพที่ 2-24 ซึ่งภาพที่ 2-24 (ก) แสดงทิศทางของกระแสที่ไปในทางแนวตั้ง โดยให้เป็นโหมดหนึ่ง ส่วนภาพที่ 2-24 (ข) แสดงทิศทางของกระแสที่ไปในทางแนวให้เป็นโหมดสอง ในโหมดหนึ่งถ้าใส่ร่องตามแนวตั้งเข้าไปจะไม่มีผลกับกระแสที่ไหลผ่าน เพราะร่องไม่กีดขวางการเดินทางของกระแส แต่เมื่อใส่ร่องตามแนวนอนเข้าไปร่องที่ใส่เข้าไปนั้นจะกีด

ขบวนการเดินทางของกระแสทำให้ระยะการเดินทางของกระแสมีมากขึ้นจึงทำให้เกิดแถบหยุดขึ้นในทางกลับกับโหมดสองที่กระแสไหลไปทางแนวนอนเมื่อใส่ร่องตามแนวนอนจะไม่มีผลกับกระแสแต่ถ้าใส่ร่องตามแนวตั้งจึงทำให้เกิดการขวางทิศทางของกระแสส่งผลให้กระแสดำเนินทางไกลขึ้นเช่นเดียวกับโหมดหนึ่ง การปรับค่าความยาวของร่องทางแนวตั้ง (t) และทางแนวนอน (L) ดูได้จากภาพที่ 2-25



(ก)

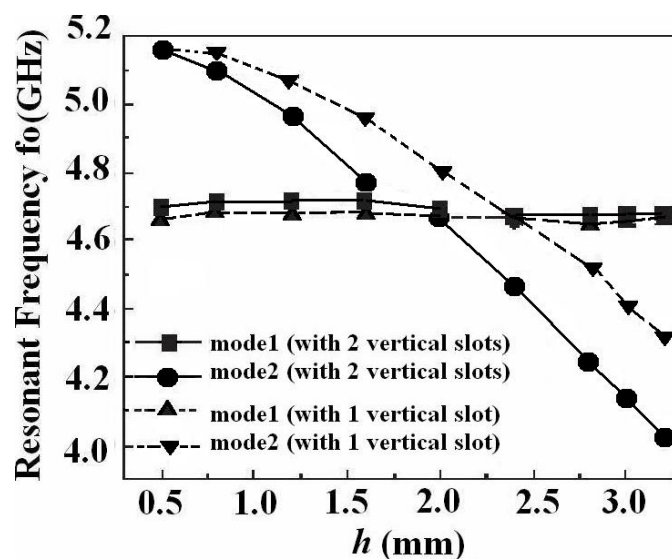


(ข)

ภาพที่ 2-25 ความถี่เรโซแนนซ์ของโหมดหนึ่งและโหมดสอง (ก) เมื่อปรับค่า L
(ข) เมื่อปรับค่า t

ตามภาพที่ 2-25 (ก) ความถี่เรโซแนนซ์ของโหมดหนึ่งจะขึ้นอยู่กับการปรับความยาว L โดยจะแปรผกผันกับความถี่คือเมื่อความยาวมากขึ้นความถี่จะลดลง ส่วนโหมดสองจะไม่มีผลกับการปรับค่า

L สำหรับภาพที่ 2-25 (ข) แสดงความถี่เรโซแนนซ์ของโหมดหนึ่งจะขึ้นอยู่กับการปรับระยะ t ของร่องตามแนวนอนโดยจะแปรผันตรงกับความถี่คือเมื่อความยาวมากขึ้นความถี่จะมากขึ้น ส่วนโหมดสองจะไม่มีผลกับการปรับค่า t สำหรับการปรับค่า h ของร่องตามแนวตั้งแสดงได้ตามภาพที่ 2-26 คือ การเปลี่ยนความถี่เรโซแนนซ์ของโหมดทั้งสองของร่องแนวตั้งทั้งหนึ่งตัวและสองตัว โดยความถี่ของโหมดสองจะลดลงอย่างรวดเร็วเมื่อความยาวของร่อง h เพิ่มขึ้น และความถี่ของโหมดหนึ่งไม่เปลี่ยนแปลงซึ่งทำให้สรุปได้ว่าความถี่ของโหมดหนึ่งและโหมดสองสามารถควบคุมได้โดยเป็นอิสระต่อกันในการปรับความยาวและตำแหน่งของร่องทั้งแบบแนวตั้งและแนวนอน



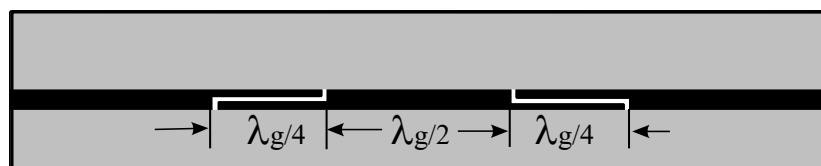
ภาพที่ 2-26 ความถี่เรโซแนนซ์ของโหมดหนึ่งและโหมดสอง เมื่อปรับค่า h ของร่องตามแนวตั้ง

บทที่ 3

การออกแบบและการสร้าง

วงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างที่ทำการออกแบบและสร้าง ประกอบด้วยคุณสมบัติของสายเชื่อมอินเตอร์ดิจิตอลเพื่อให้ค่าการคัปปลิงที่สูงร่วมกับเรโซเนเตอร์ที่มีร่องเพื่อสร้างแถบหยุดให้เกิดขึ้นภายนอกแถบผ่าน ที่ต้องการแถบหยุดที่มีความกว้างเพื่อกดสัญญาณรบกวนภายนอกแถบให้ได้มากที่สุด จากนั้นจะนำเทคนิคของร่องที่กราวด์มาใช้เพื่อสร้างแถบหยุดให้เกิดขึ้นภายในแถบผ่านและการตัดสัญญาณที่คม เพื่อกำจัดสัญญาณ WLAN ซึ่งอาจเข้ามารบกวนระบบ UWB ได้ โครงสร้างของวงจรจะเป็นสายเชื่อมอินเตอร์ดิจิตอลร่วมกับเรโซเนเตอร์ที่มีร่องแบบอิมพีแดนซ์ขึ้น (SSIR) เมื่อต้องการแถบหยุดภายในแถบผ่านหรือการตัดสัญญาณที่คมได้ใส่ร่องไปที่กราวด์ สุดท้ายเป็นการนำเสนอการออกแบบและสร้างวงจรกรองผ่านแถบกว้างที่มีแถบหยุดและการตัดสัญญาณที่คมโดยใช้วิธีการพับร่องฝั่งที่กราวด์เพื่อลดขนาดของร่องลง สิ่งที่พิจารณาอันดับแรกในการออกแบบต้องเลือกแผ่นวงจรพิมพ์ไมโครเวฟ เพื่อกำหนดพารามิเตอร์ต่างๆ ในการออกแบบสายเชื่อมอินเตอร์ดิจิตอล ซึ่งในงานวิจัยนี้ได้เลือกแผ่นวงจรพิมพ์ ไมโครเวฟของบริษัทโรเจอร์คอร์ปอเรชั่น รุ่น R03003 มีค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ 3.0 ความหนาของซับสเตรท 1.524 มม. และมีค่าแท่งเจนต์การสูญเสีย 0.0013 ส่วนทางด้านคุณสมบัติของสายเชื่อมอินเตอร์ดิจิตอล กำหนดให้มีค่าการสูญเสียย้อนกลับ S_{11} (Return loss) สูงกว่า 10 dB และค่าการสูญเสียส่งผ่าน S_{21} (Insertion loss) ต่ำกว่า 3 dB ที่ความถี่กลางประมาณ 6.85 GHz มีแบนด์วิดท์ประมาณ 7 GHz

ในการออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้าง ตามที่มีผู้วิจัยได้นำเสนอ [1] ได้กำหนดความยาวของไมโครสตริปเป็นหนึ่งความยาวคลื่น (λ_g) โดยแบ่งความยาวของสายเชื่อมอินเตอร์ดิจิตอลเป็นหนึ่งในสี่ของความยาวคลื่นในตัวนำ ($\lambda_g/4$) ซึ่งมีทั้งสองด้านของวงจร และความยาวของเรโซเนเตอร์ที่อยู่ตรงกลางเป็นครึ่งหนึ่งของความยาวคลื่นในตัวนำ ($\lambda_g/2$) ตามภาพที่ 3-1



ภาพที่ 3-1 โครงสร้างวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้าง

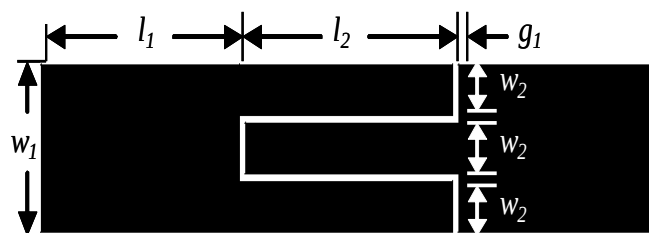
ความยาวคลื่นและความกว้างในสายนำสัญญาณไมโครสตริป สามารถหาได้ เมื่อ $t/h \leq 0.005$ ตามสมการที่ (3-1) และ (3-2)

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \left[\frac{\epsilon_r}{1 + 0.63(\epsilon_r - 1)(w/h)^{0.1255}} \right]^{1/2}; \frac{w}{h} \geq 0.6 \quad (3-1)$$

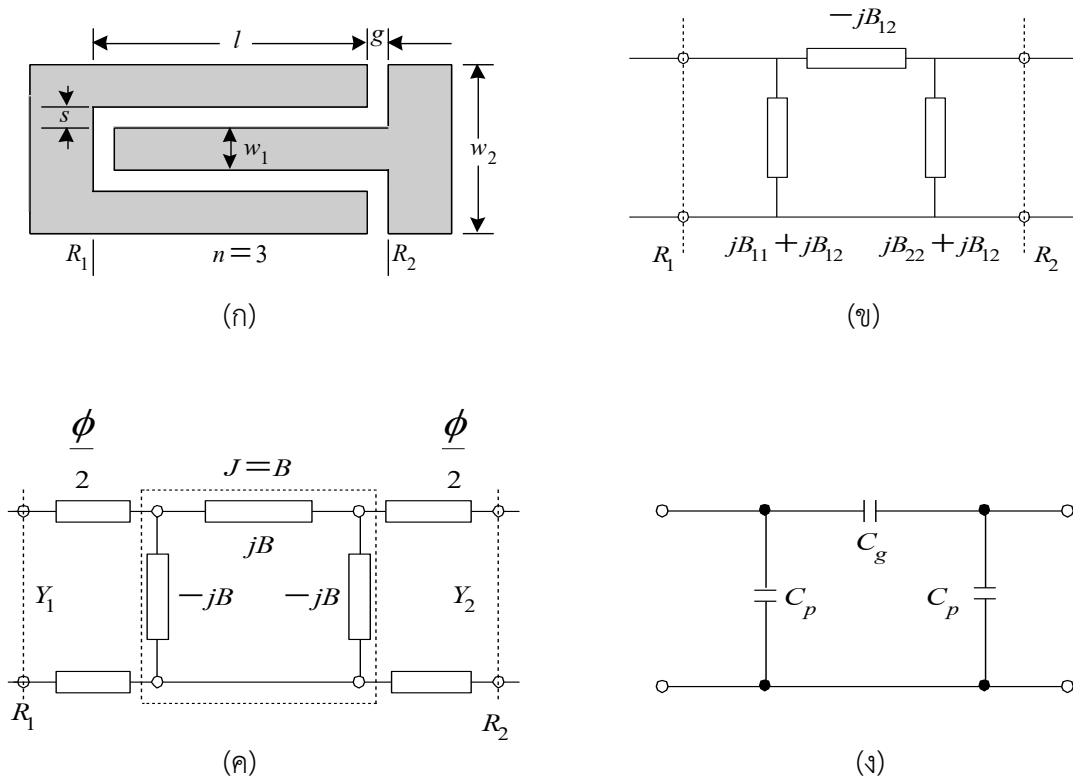
$$\epsilon_{re} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{12}{w/h} \right)^{-1/2}; \frac{w}{h} \geq 1 \quad (3-2)$$

3.1 การวิเคราะห์สายเชื่อมอินเตอร์ดิจิตอล

โครงสร้างสายเชื่อมอินเตอร์ดิจิตอล แสดงได้ตามภาพที่ 3-2 ซึ่งประกอบด้วยตัวป้อนหัวท้าย มีค่าอิมพีแดนซ์ 50 โอห์ม มีตัวคัปเปิ้ล จำนวน 3 อัน ที่วางขนานกัน วิธีการวิเคราะห์สายเชื่อมอินเตอร์ดิจิตอลสามารถที่จะกระทำได้จากภาพที่ 3-3 (ก) รูปแบบสายเชื่อมอินเตอร์ดิจิตอลทั่วไป โดย n คือ จำนวนตัวคัปเปิ้ลที่ซ้อนกัน w_1 คือ ความกว้างของตัวคัปเปิ้ล w_2 คือ ความกว้างของสายนำสัญญาณไมโครสตริป g คือ ร่องระหว่างปลายของตัวคัปเปิ้ลกับสายนำสัญญาณ s คือ ร่องระหว่างชั้นของตัวคัปเปิ้ล l คือ ความยาวของตัวคัปเปิ้ล R_1 และ R_2 คือ ช่วงที่ใช้วิเคราะห์คุณสมบัติต่าง ๆ ของสายเชื่อมอินเตอร์ดิจิตอล ภาพ (ข) เป็นพายเน็ตเวิร์ค (ค) เป็นผลจากการแปลงพายโครงข่ายไปเป็นตัวแปลงผันแอ็คติวิตแดนซ์ (ง) เป็นค่าตัวเก็บประจุที่เกิดขึ้นจากตัวแปลงผันแอ็คติวิตแดนซ์



ภาพที่ 3-2 โครงสร้างสายเชื่อมอินเตอร์ดิจิตอล



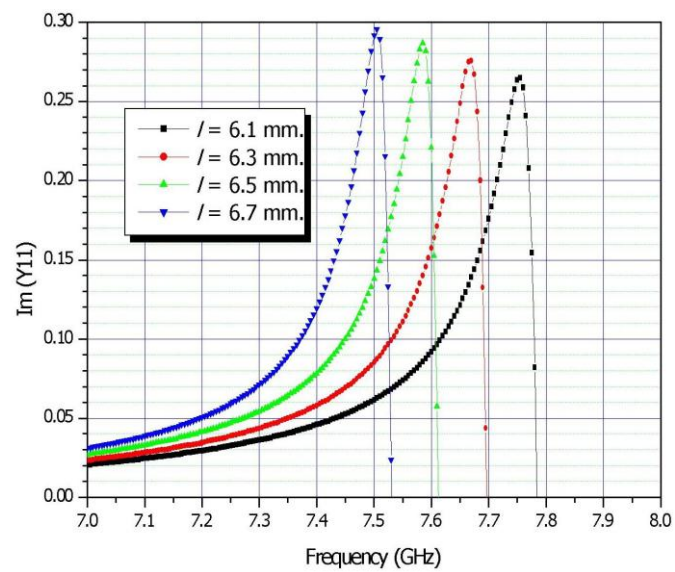
ภาพที่ 3-3 รูปแบบสายเชื่อมอินเทอร์ดิจิตอล (ก) สายเชื่อมอินเทอร์ดิจิตอลทั่วไป

(ข) พายเน็ตเวิร์ค (ค) J-inverter (ง) π -model

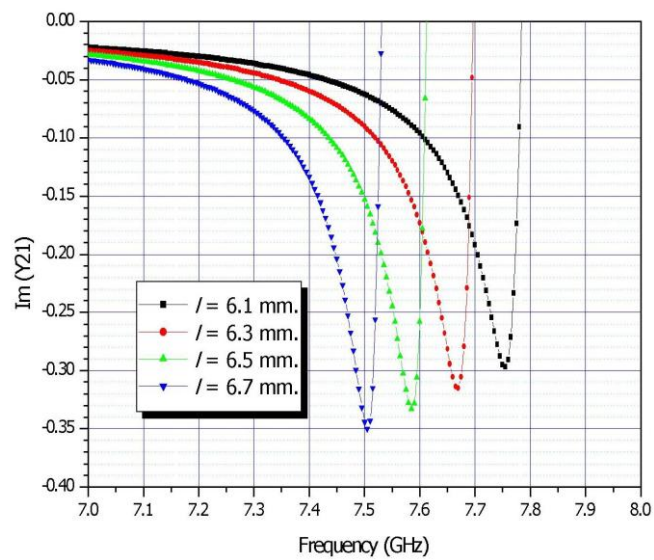
วิธีการคำนวณหาค่าตัวเก็บประจุ C_g และ C_p สามารถหาได้โดยใช้โปรแกรมจำลองช่วยวิเคราะห์ในลักษณะของโครงข่ายสองพอร์ต โดยพิจารณาในรูปแบบพารามิเตอร์ของวาย จะได้สมการที่สัมพันธ์กันระหว่าง C_g และ C_p ตามสมการที่ (3-3) และ (3-4) จากนั้นใช้โปรแกรม IE3D [42] จำลองปรับค่าความยาว l เพิ่มขึ้นจะได้ค่า Y ที่ความถี่ 6.85 GHz ตามภาพที่ 3-4 และ ภาพที่ 3-5 ซึ่งจากตารางที่ 3-1 พบว่าเมื่อเพิ่มความยาว l เพิ่มขึ้นทำให้ได้ค่าความจุเพิ่มขึ้น ทั้ง C_g และ C_p โดย C_g มีค่ามากกว่า C_p ประมาณ 10 เท่า

$$C_g = -\frac{\text{Im}(Y_{21})}{\omega_0} \quad (3-3)$$

$$C_p = \frac{\text{Im}(Y_{11} + Y_{21})}{\omega_0} \quad (3-4)$$



ภาพที่ 3-4 แสดงค่า Y_{11} เมื่อปรับความยาว l ต่างๆ กัน



ภาพที่ 3-5 แสดงค่า Y_{21} เมื่อปรับความยาว l ต่างๆ กัน

จากนั้นนำค่าที่ได้มาคำนวณหาค่า C_s และ C_p แล้วนำไปเขียนลงในตาราง ดังนี้

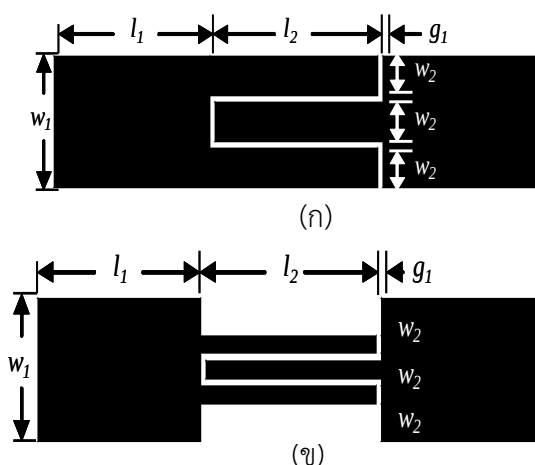
ตารางที่ 3-1 คุณลักษณะของสายเชื่อมอินเตอร์ดิจิตอล ที่ความถี่กลาง 6.85 GHz

l (mm)	Y_{11}	Y_{21}	C_g (fF)	C_p (fF)
6.1	$j0.065$	$-j0.060$	1,273	106.10
6.3	$j0.092$	$-j0.085$	1,804	148.54
6.5	$j0.140$	$-j0.150$	3,183	212.21
6.7	$j0.300$	$-j0.345$	7,321	954.93

3.2 คุณลักษณะของสายเชื่อมอินเตอร์ดิจิตอล

สายเชื่อมอินเตอร์ดิจิตอลถูกนำมาใช้แทนการคัปปลิงแบบคัปเปิ้ลที่ปลาย ซึ่งจะให้ค่าการคัปปลิงที่สูงกว่า ส่งผลให้ประสิทธิภาพของวงจรดีขึ้น ภาพที่ 3-6 (ก) แสดงสายเชื่อมอินเตอร์ดิจิตอลแบบธรรมดาจากงานวิจัยตีพิมพ์ที่ [3] ซึ่งถูกนำมาใช้งานอย่างกว้างขวาง เป็นอุปกรณ์คัปปลิงตัวเก็บประจุในวงจรกรองหลายๆ ส่วน การปรับแต่งสายเชื่อมอินเตอร์ดิจิตอลจะต้องทำการออกแบบองค์ประกอบการคัปปลิง ระหว่างสองเส้นเรโซเนเตอร์ที่ชิดกัน ขึ้นตอนโดยปกติจะทำการลดความหนาทั้งตัวเส้นตัวนำและร่องเพื่อเพิ่มค่าการคัปปลิงและให้ค่าสูญเสียส่งผ่านได้ดีขึ้น อย่างไรก็ตามเป็นการยากที่จะทำการออกแบบและสร้างชิ้นงานจริงที่ได้จากผลตอบสนองเพราะการคัปปลิงที่ไวต่อความกว้างและความหนาของเส้นตัวนำกับร่อง

ในงานวิจัยนี้ได้ทำการออกแบบใหม่และปรับปรุงสายเชื่อมอินเตอร์ดิจิตอลดังแสดงตามภาพที่ 3-6 (ข) โดยใช้แผ่นวงจรพิมพ์ RT/Duroid 3003 มีค่าคงที่ไดอิเล็กทริก 3.0 ความหนา 1.524 มม. และมีค่าแทนเจนต์การสูญเสีย 0.0013 นำมาใช้ในการออกแบบสายเชื่อมอินเตอร์ดิจิตอลใหม่ที่มีความถี่กลาง 6.85 GHz และค่าแฟรคชันนอลแบนด์วิดท์ 100% ตัวสายเชื่อมแบบทั่วไปและแบบใหม่คำนวณโดยใช้โปรแกรมจำลองคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า IE3D กำหนดความยาวของสายเชื่อมอินเตอร์ดิจิตอลเป็นหนึ่งส่วนสี่ของความคลื่นใช้งาน ($\lambda_g/4$) ซึ่งเป็นวิธีการพื้นฐานที่ใช้ทดสอบความถูกต้องก่อนสร้างชิ้นงานจริง ผลตอบสนองของตัวคัปเปิ้ลแสดงในภาพที่ 3-6 สายเชื่อมอินเตอร์ดิจิตอลทั้งสองแบบมีความถี่กลางเหมือนกันที่ 6.85 GHz ตัวคัปเปิ้ลแบบใหม่จะมีประสิทธิภาพที่ดีกว่าด้วยค่า S_{11} และ S_{21} ในช่วงผ่านแถบ ซึ่งหมายความว่าสายเชื่อมอินเตอร์ดิจิตอลแบบใหม่จะเหมาะสมสำหรับใช้กับวงจรกรองผ่านแถบมากกว่าแบบทั่วไป ขนาดของสายเชื่อมอินเตอร์ดิจิตอลแบบทั่วไปมีดังนี้ $w_1 = 4.0$ มม. $l_1 = 6.0$ มม. $l_2 = 6.45$ มม. $g_1 = 0.2$ มม. และ $w_2 = 1.2$ มม. หลังจากปรับปรุงแล้วมีขนาดดังนี้ $w_1 = 4.0$ มม. $l_1 = 6.0$ มม. $l_2 = 6.45$ มม. $g_1 = 0.2$ มม. และ $w_2 = 0.5$ มม.



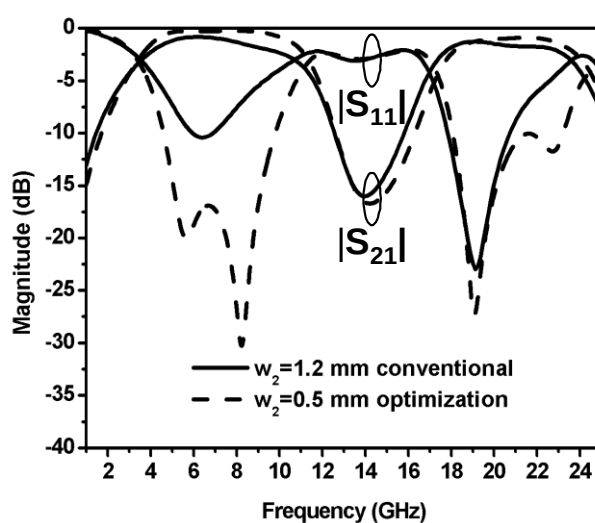
ภาพที่ 3-6 โครงสร้างวงจรกรองผ่านแถบความถี่สายเชื่อมอินเตอร์ดิจิตอล

(ก) สายเชื่อมอินเตอร์ดิจิตอลแบบทั่วไป

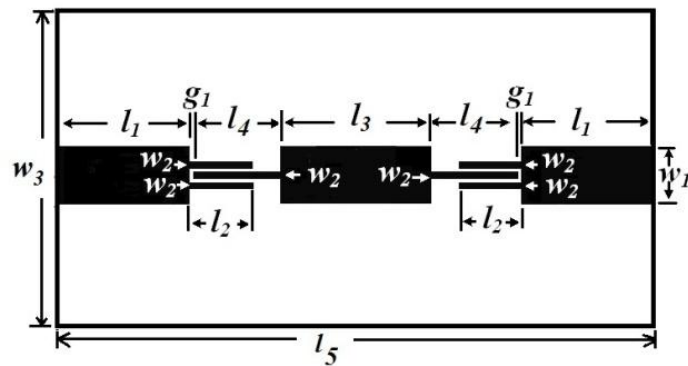
(ข) สายเชื่อมอินเตอร์ดิจิตอลที่ปรับปรุงแล้ว

3.2.1 การจำลองสายเชื่อมอินเตอร์ดิจิตอล

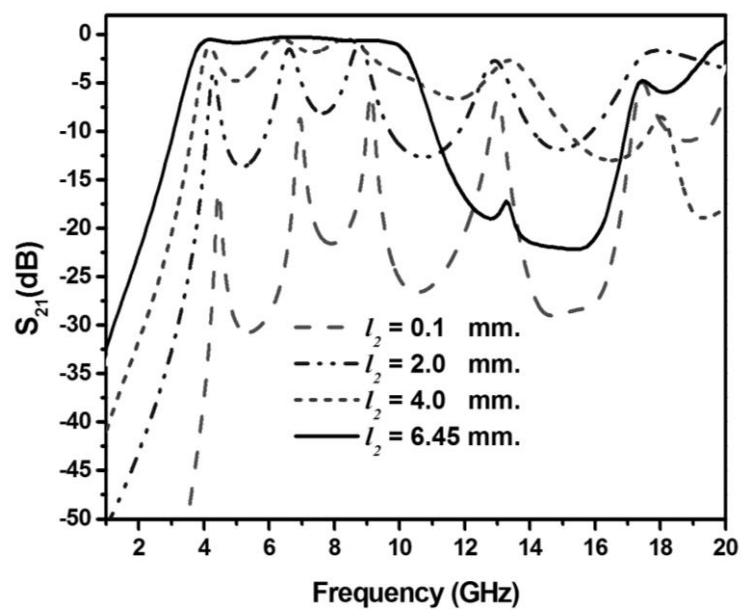
จากภาพที่ 3-6 ทำการจำลองการทำงานของสายเชื่อมอินเตอร์ดิจิตอล ด้วยโปรแกรม IE3D จะให้ผลการจำลองการทำงาน ดังภาพที่ 3-7 ซึ่งจะเห็นว่าในช่วงผ่านแถบ ค่า S_{21} ของวงจรที่มีการปรับแต่งแล้วจะดีกว่าวงจรทั่วไปคือมีค่าใกล้ศูนย์ dB และ S_{11} ที่ดีกว่า 10 dB และในภาพที่ 3-8 แสดงการปรับความยาวของสายเชื่อมอินเตอร์ดิจิตอล ด้วยความยาว $l_2 = 0.1$ มม. ถึง 6.45 มม. พบว่าที่ความ $l_2 = 6.45$ มม. จะให้ผลตอบสนองที่ดีที่สุด



ภาพที่ 3-7 ผลตอบสนองของสายเชื่อมอินเตอร์ดิจิตอล ด้วยขนาด $w_2 = 1.2$ มม. สำหรับแบบทั่วไป และ $w_2 = 0.5$ มม. สำหรับแบบที่ปรับปรุงแล้ว



(ก)

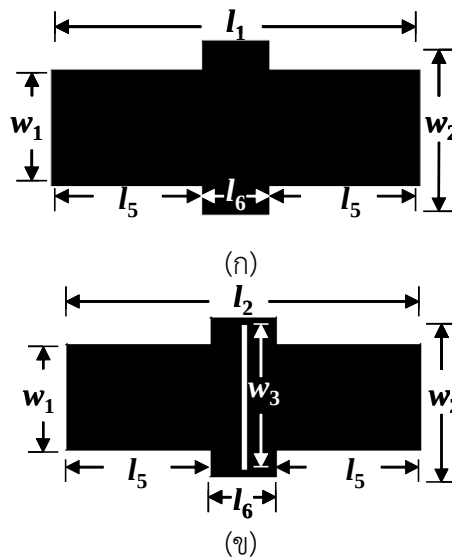


(ข)

ภาพที่ 3-8 ผลตอบสนองของการปรับความยาวของสายเชื่อมอินเตอร์ดิจิตอล
ด้วยขนาด $l_2 = 0.1$ มม. ถึง 6.45 มม.

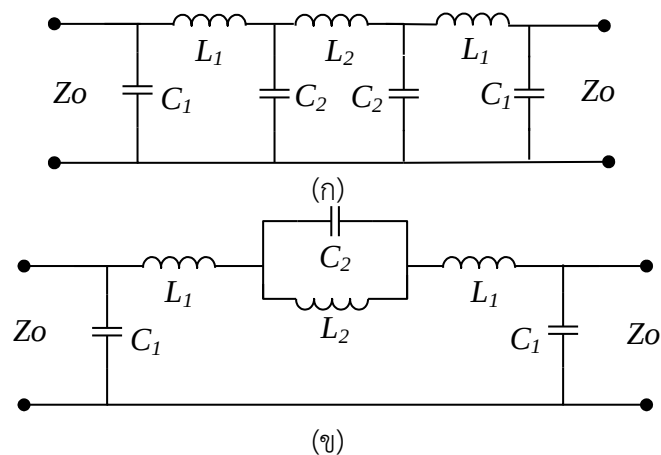
3.3 คุณสมบัติของเรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์ชั้นแบบมีร่อง

วิธีการหาคูณลักษณะของเรโซเนเตอร์สามารถหาได้โดยใช้โปรแกรม IE3D ทำการจำลองขนาดความยาวและความกว้างของร่องเรโซเนเตอร์ ซึ่งทำให้ทราบได้ว่าเรโซเนเตอร์แบบมีร่องมีคุณสมบัติเป็นแถบหยุด ดังภาพที่ 3-9

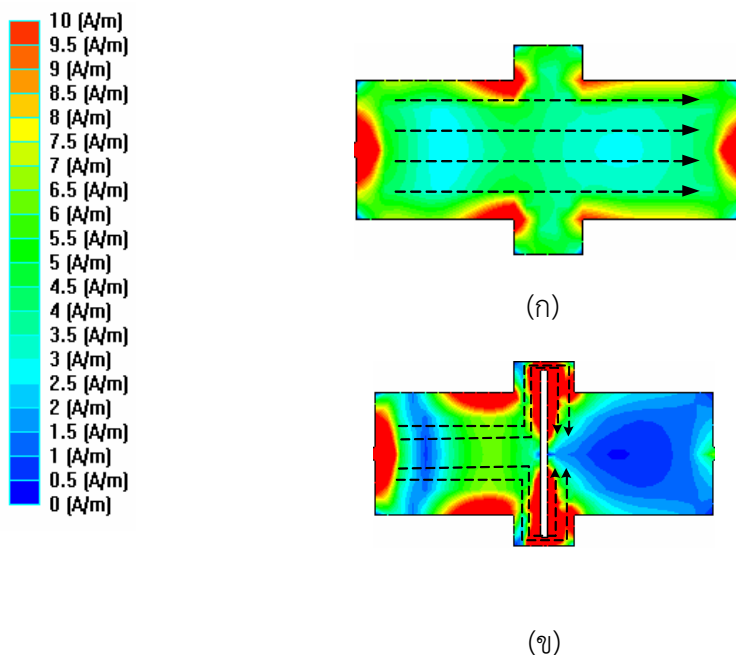


ภาพที่ 3-9 โครงสร้างเรโซเนเตอร์ (ก) แบบ SIR ทัวไป (ข) แบบ SSIR

ภาพที่ 3-9 แสดงโครงสร้างของเรโซเนเตอร์แบบต่างๆ (ก) เรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์ชั้นแบบทั่วไป (SIR) ความยาว $\lambda_g/2$ ซึ่งจะเกิดความถี่พื้นฐานขึ้นที่ $3f_0$ และเป็นสิ่งที่ไม่ต้องการ และ (ข) เรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์ชั้นแบบมีร่อง (SSIR) ความยาวน้อยกว่า $\lambda_g/2$ ประมาณ 20 % ซึ่งจะกำจัดความถี่พื้นฐานที่ $3f_0$ ให้ลดลง โดยมีรายละเอียดโครงสร้างดังนี้ $l_1=14$ มม. $l_2=11.0$ มม. $l_3=5.4$ มม. $l_5=4.5$ มม. $l_6=2$ มม. $w_1=4$ มม. $w_2=6$ มม. $w_3=5.5$ มม. และวงจรสมมูลของโครงสร้างเรโซเนเตอร์แบบต่างๆ แสดงได้ตามภาพที่ 3-10



ภาพที่ 3-10 วงจรสมมูลของโครงสร้างเรโซเนเตอร์ (ก) แบบ SIR ทัวไป
(ข) แบบ SSIR



ภาพที่ 3-11 การกระจายกระแสของเรโซเนเตอร์ที่ความถี่ $3f_0$ (ก) แบบ SIR ทัวไป (ข) แบบ SSIR

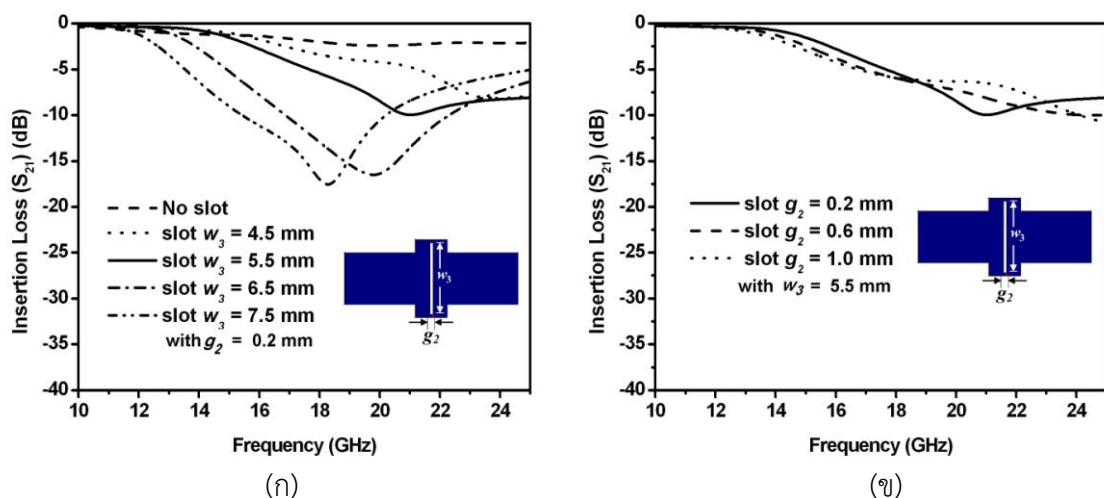
ภาพที่ 3-10 แสดงวงจรสมมูลของเรโซเนเตอร์แบบต่างๆ ภาพที่ 3-10 (ก) เป็นวงจรสมมูลของเรโซเนเตอร์แบบ SIR ทัวไป ด้านซ้ายและขวาของเรโซเนเตอร์แทนด้วยตัวเก็บประจุ C_1 ซึ่งมาจากโครงสร้างของเรโซเนเตอร์ปลายเปิดต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ L_1 ที่ได้จากสายไมโครสตริป ซึ่งเมื่อแบ่งเรโซเนเตอร์ตามแนวตั้งแล้วจะได้เรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์ชั้นสามชุดต่ออนุกรมกัน และ (ข) เป็นวงจรสมมูลของเรโซเนเตอร์ที่มีร่องแบบ SSIR ในส่วนของเรโซเนเตอร์ปลายเปิดวงจรสมมูลจะเป็นเช่นเดียวกับเรโซเนเตอร์แบบ SIR ทัวไป แต่จะต่างกันตรงที่ร่องที่เพิ่มเข้าไปในเรโซเนเตอร์จะได้ตัวเก็บประจุ C_2 และตัวเหนี่ยวนำ L_2 ต่อขนานกันเพิ่มขึ้นมาต่อระหว่างตัวเหนี่ยวนำทั้งสองข้าง สามารถหาได้จากสมการที่ (3-5) และ (3-6) โดย ω_c คือ ความถี่คัตออฟเชิงมุมที่ -3 dB ω_0 คือ ความถี่เรโซแนนซ์เชิงมุม f_0 คือความถี่เรโซแนนซ์ของแถบหยุด และ Z_0 คือค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของไมโครสตริป [40]

$$C = \frac{\omega_c}{2Z_0(\omega_0^2 - \omega_c^2)} \quad (3-5)$$

$$L = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 C} \quad (3-6)$$

ภาพที่ 3-11 แสดงการกระจายกระแสของเรโซเนเตอร์ที่ความถี่ $3f_0$ (21 GHz) ซึ่งโดยปกติกระแสจะมีทิศทางการไหลไปทางแนวนอน เคยมีผู้วิจัยได้ทำการวิเคราะห์วงจรกรองผ่านแถบที่มีการเจาะร่องทั้งแนวตั้งและแนวนอนกับเรโซเนเตอร์แบบแผ่นสามเหลี่ยมเพื่อหาผลตอบสนองของแถบหยุด [38] ที่เกิดขึ้น ซึ่งได้ข้อสรุปว่าร่องที่เกิดขวางการเดินทางของกระแสจะมีผลให้ระยะทางในการ

เดินทางของกระแสที่เดินไปตามขอบของร่องมีค่ามากขึ้น ดังนั้นจึงสามารถควบคุมแถบหยุดได้โดยการปรับความยาวของร่องนั้นๆ จากงานวิจัยนี้ได้นำแนวคิดดังกล่าวมาวิเคราะห์เรโซเนเตอร์ที่มีความถี่แถบหยุด $3f_0$ หรือประมาณ 21 GHz พบว่า กระแสจะมีทิศทางการไหลไปตามแนวนอน ดังนั้นเมื่อเราใส่ร่องเข้าไปขวางในทางแนวตั้ง จะเป็นการกีดขวางการเดินทางของกระแส แทนที่กระแสจะเดินทางไปตามแนวนอนโดยปกติ แต่จะต้องชนกับร่องและถูกบังคับให้เดินทางไปตามขอบของร่อง ส่งผลให้ระยะทางในการเดินทางมากขึ้น ภาพที่ 3-11 (ก) การกระจายกระแสจะเดินทางไปตามแนวนอนและมีส่วนมากเดินทางไปตามขอบของเรโซเนเตอร์ กระแสจะเดินทางผ่านเรโซเนเตอร์ไปได้ตามปกติ โดยที่ความยาวของเรโซเนเตอร์แบบที่ไม่มีร่องมีค่าเป็น $\lambda_g/2$ ซึ่งเป็นค่าที่มีพลังงานมากที่สุด ทำให้กระแสส่วนมากเดินทางผ่านไปได้ตลอด ดังนั้นจึงทำให้ความถี่ $3f_0$ ผ่านไปได้เช่นกัน จึงไม่เกิดเป็นแถบหยุดขึ้น สำหรับเรโซเนเตอร์ที่ทำการวิจัย ในภาพที่ 3-11 (ข) การกระจายกระแสจะไม่สามารถผ่านเรโซเนเตอร์ไปได้เพราะมีร่องในแนวแกนตั้งขวางทิศทางการไหลของกระแสที่ไปทิศทางตามแนวนอน ดังนั้นกระแสจึงไม่สามารถผ่านไปได้แต่จะวิ่งไปตามขอบของร่องทั้งด้านบนและด้านล่าง ทำให้ระยะทางของกระแสมีค่ามากขึ้น ซึ่งเมื่อพิจารณาถ้าแบ่งเรโซเนเตอร์ออกเป็นสองส่วนตามแนวนอน และระยะทางของกระแสที่วิ่งมาถึงร่องแล้วแยกออกไปตามร่องทั้งด้านบนและด้านล่างของร่อง ระยะทางรวมจะมีค่าเป็น $\lambda_g/2$ เช่นที่ตรงกลางร่องทางด้านขวา ภาพที่ 3-12 (ก) แสดงคุณลักษณะแถบหยุด ที่ $3f_0$ ของค่า S_{21} แบบ SSIR โดยปรับค่า w_3 จาก 4.5 มม. ถึง 7.5 มม. พบว่าความถี่กลางของแถบหยุด จะเลื่อนจาก ความถี่ 24 GHz ลงไปที่ความถี่ 15.5 GHz เมื่อปรับค่า g_2 ของ SSIR เพิ่มขึ้น แบนด์วิดท์จะเพิ่มขึ้นด้วยโดยแบนด์วิดท์ที่ได้จะขยายจากความถี่ 16 GHz มาที่ความถี่ 14 GHz ในช่วงแถบหยุดด้านล่างตามภาพที่ 3-12 (ข) ค่า S_{21} ที่ความถี่ 18 GHz จะมีค่า -17 dB ที่



ภาพที่ 3-12 คุณลักษณะแถบหยุด ที่ $3f_0$ ของ SSIR (ก) ที่ปรับค่า w_3 (ข) ที่ปรับค่า g_2

แถบหยุดประมาณ 24 GHz เพื่อให้ได้คุณลักษณะของแถบหยุดที่ดี และเป็นสิ่งที่ต้องการของวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้าง ที่ต้องการกำจัดความถี่ปลอมเทียมที่ ความถี่ 21GHz จึงเลือกความยาวของร่องเรโซเนเตอร์ $w_3 = 5.5$ มม. เพราะมีความยาวของร่องเป็น $\lambda_g/2$ ของความถี่ 21 GHz หรือ $3f_0$ ที่ให้แถบหยุด $w_4 = 4.5$ มม. และเลือกความกว้างของร่องเรโซเนเตอร์ $g_2 = 0.2$ มม. เนื่องจากถ้า g_2 มีขนาดมากกว่านี้จะทำให้แบนด์วิดท์ขยายออกไปทั้งสองข้างของความถี่แถบหยุดโดยเฉพาะช่วงแถบหยุดด้านต่ำที่ขยายออกไปอาจไปรบกวนแถบผ่านด้านบนของช่วงผ่านแถบกว้างได้ ซึ่งทำให้อธิบายได้ว่าเรโซเนเตอร์แบบ SIR ทัวไป ไม่สามารถเกิดคุณลักษณะแถบหยุดได้ ในขณะที่เรโซเนเตอร์ที่ทำการวิจัย สามารถให้คุณลักษณะของแถบแถบได้ การหาความยาวของร่องทำได้ตามสมการ (3-7) โดย L คือความยาวของร่อง C คือ ความเร็วแสง และ ϵ_{eff} คือค่าคงที่ไดอิเล็กทริกสัมพัทธ์ [39]

$$f_{notch} = \frac{c}{2L\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (3-7)$$

สำหรับค่าตัวประกอบคุณภาพ (Quality Factor: Q) ของแถบหยุดสามารถหาได้ตามสมการ (3-8) [41] เมื่อ f_0 คือ ความถี่กลางของแถบหยุด f_2 คือ ความถี่คัตออฟด้านสูงที่ -3 dB และ f_1 คือ ความถี่คัตออฟด้านต่ำที่ -3 dB

$$Q = \frac{f_0}{f_2 - f_1} \quad (3-8)$$

ดังนั้นจึงสามารถหาค่า Q ค่าตัวเก็บประจุ C และตัวเหนี่ยวนำ L เมื่อทำการปรับความยาว W_3 และความกว้าง g ของร่องของเรโซเนเตอร์แบบ SLTR และ แบบ SSIR ได้ตามตารางที่ 3-2 และ 3-3

ตารางที่ 3-2 ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของ SSIR เมื่อปรับค่า W_3 โดยให้ $g_2 = 0.2$ มม.

W_3 (mm.)	f_0 (GHz)	f_c (GHz)	BW 3dB(GHz)	Q	C (pF)	L (nH)
4.5	23.8	17.4	12.8	1.86	0.105	0.426
5.5	21	16.3	9.4	2.23	0.148	0.388
6.5	19.8	14.2	11.2	1.77	0.119	0.545
7.5	18.3	13	10.6	1.73	0.125	0.607

ตารางที่ 3-3 ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของ SSIR เมื่อปรับค่า g_2 โดยให้ $W_3 = 5.5$ มม.

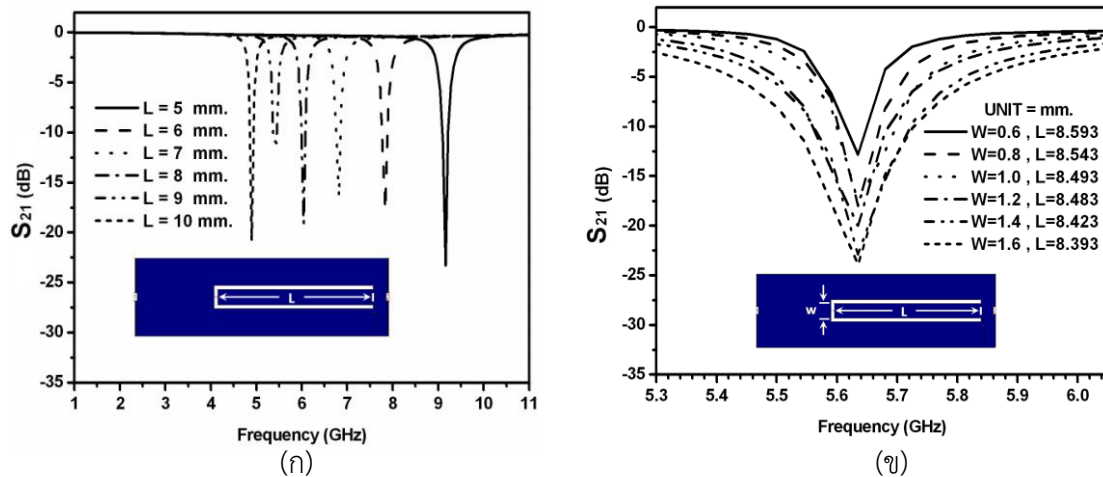
g_2 (mm.)	f_0 (GHz)	f_c (GHz)	BW 3dB(GHz)	Q	C (pF)	L (nH)
0.2	21	16	10	2.1	0.138	0.417
0.6	24	15	18	1.33	0.068	0.647
1.0	25	15.5	19	1.32	0.061	0.632

จากตารางที่ 3-2 และ 3-3 แสดงค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของเรโซเนเตอร์แบบ SSIR เมื่อปรับความยาวของร่อง W_3 เพิ่มขึ้นจาก 4.5 มม. ถึง 7.5 มม. และให้ความกว้างของร่อง g_2 คงที่เท่ากับ 0.2 มม. ให้ความถี่แถบหยุด f_0 ต่ำลงจากความถี่ 23.8 GHz ถึง 15.8 GHz ค่า Q ที่ได้จะสัมพันธ์กับสมการ(3-8) โดยมีค่าลดลงตามความยาวของร่อง W_3 ที่เพิ่มขึ้นจากค่า Q 4.25 ไปเป็น 1.18 สำหรับค่าตัวเก็บประจุ C จะมีค่าลดลงเล็กน้อยจาก 0.267 pF ไปเป็น 0.161 pF ค่าตัวเหนี่ยวนำ L จะมีค่าสูงขึ้นเล็กน้อยเช่นกันจาก 0.168 nH ไป 0.632 nH จากพารามิเตอร์ต่างๆ ของเรโซเนเตอร์ที่ได้ทำการศึกษาจึงสรุปได้ว่าการออกแบบวงจรกรองแถบหยุดที่ความถี่ที่ต้องการจึงเลือกความยาวของร่องเท่ากับ 5.5 มม. เพราะเป็นความถี่ที่ $3f_0$ หรือ 21 GHz และที่เลือกความกว้างของร่องที่ 0.2 มม. เพราะให้ค่า Q สูงที่สุด ซึ่งความกว้างของร่องจะมีผลต่อค่าตัวเก็บประจุมากที่สุดคือเมื่อให้ความกว้างของร่องแคบจะให้ค่าตัวเก็บประจุที่สูง และตัวเหนี่ยวนำต่ำที่สุด ซึ่งในการสร้างชิ้นงานจริงสามารถสร้างร่องได้แคบที่สุดที่ 0.2 มม.

3.4 คุณสมบัติร่องพับแบบฝังที่กราวด์

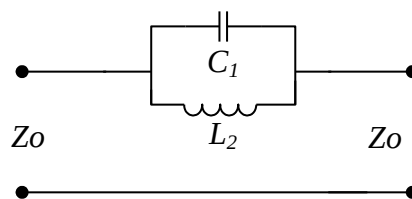
ที่ผ่านมาได้ศึกษาคุณสมบัติร่องของเรโซเนเตอร์แบบ SSIR ซึ่งให้เกิดแถบหยุดที่กว้างภายนอกแถบผ่าน หลังจากนั้นต่อไปจะทำการศึกษาร่องที่ใช้กับกราวด์ เพื่อหาคุณสมบัติของแถบหยุดที่อยู่ในแถบผ่านและการตัดความถี่ที่คม ที่มีความถี่ตั้งแต่ 3.1 GHz ถึง 10.6 GHz เนื่องจากแถบผ่านดังกล่าวมีความกว้างมาก อาจจะมีบางความถี่ที่สามารถรบกวนระบบได้ เช่น ความถี่ไร้สายท้องถิ่น WLAN ที่มีความถี่ ตั้งแต่ 5.1 GHz ถึง 5.8 GHz การวิเคราะห์คุณสมบัติของตัวป้อนแบบมีร่องทำได้ดังนี้ ภาพที่ 3-13 (ก) แสดงผลตอบสนองความถี่ ของ S_{21} เมื่อเปลี่ยนค่าความยาว L ของร่องแบบฝังจาก 5 มม.ถึง 10 มม. พบว่าความถี่กลางของแถบหยุดสามารถเลื่อนจาก 9 GHz ลงไปถึง 5 GHz เมื่อเปลี่ยนค่าความกว้าง W ของร่องแบบฝัง จะทำให้แบนด์วิดท์เพิ่มขึ้น ดังภาพที่ 3-13 (ข) แถบหยุดสามารถปรับได้ง่ายโดยการปรับความยาวและความกว้างของร่องแบบฝังนั่นเอง ซึ่งเหมาะสำหรับนำมาใช้กับวงจรกรองผ่านแถบเมื่อต้องการให้มีแถบหยุด ภาพที่ 3-14 แสดงวงจรสมมูลของตัวป้อนแบบร่องฝัง ที่ประกอบไปด้วยตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำที่ขนานกัน ภาพที่ 3-15 แสดงกระจาย

ของกระแสของโครงสร้างแบบร่องผึ้ง ที่ความถี่แถบหยุด 5.6 GHz เราจะสังเกตได้ว่าใน ภาพที่ 3-16 (ก) การกระจายของกระแสจะผ่านตัวป้อนแบบทั่วไปทั้งหมด แต่สำหรับแบบร่องผึ้ง และร่องผึ้งแบบพับ ในภาพที่ 3-16 (ข) และ (ค) การกระจายของกระแสจะไม่สามารถผ่านออกไปได้

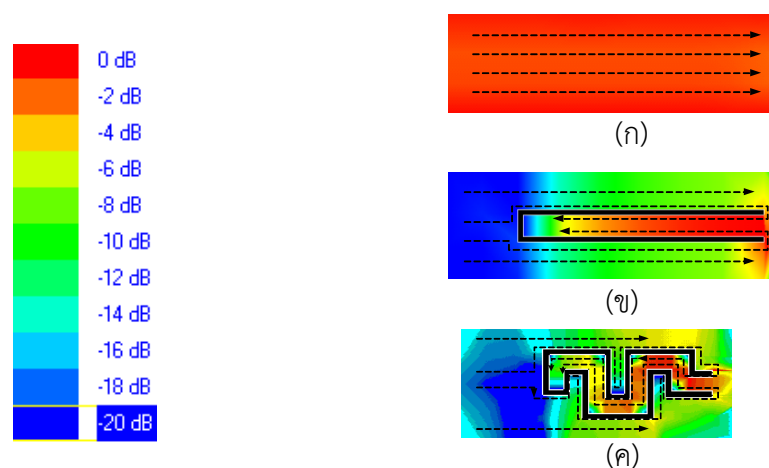


ภาพที่ 3-13 ผลตอบสนอง S_{21} ของโครงสร้างร่องผึ้งที่กราวด์ ที่มีร่อง 2 มม.

(ก) เมื่อเปลี่ยนค่า L และ (ข) เมื่อเปลี่ยนค่า W



ภาพที่ 3-14 วงจรสมมูลของโครงสร้างร่องผึ้งที่กราวด์



ภาพที่ 3-15 การกระจายกระแสของร่องผึ้งที่กราวด์ (ก) กราวด์แบบทั่วไป

(ข) กราวด์ร่องผึ้ง และ (ค) กราวด์ร่องผึ้งแบบพับ

ซึ่งเมื่อพิจารณาตามที่มีผู้วิจัยไว้ [38] โดยมีหลักการว่าร่องที่มีทิศทางกีดขวางกระแสหรือมีทิศในแนวตั้งฉากกับการเคลื่อนที่ของกระแสนั้น จะทำให้เกิดแถบหยุดขึ้น จากภาพที่ 3-15 ร่องแบบฝังมีทิศทางตามแนวของกระแสเพราะเหตุใดจึงสามารถสร้างแถบหยุดได้ เนื่องจากร่องที่ใช้ไม่ใช่ร่องเดี่ยว แต่เป็นร่องรูปตัวยู หรือสลับแบบฝังซึ่งมีความหนาและล้อมรอบด้วยร่อง จึงทำให้มีร่องตัวยูประกอบไปด้วยร่องทั้งแบบตั้งและแบบนอน ดังนั้นเมื่อกระแสไหลผ่านร่องแนวตั้งจึงไม่สามารถผ่านไปได้จึงวิ่งไปตามขอบของร่องแนวตั้งจนกระทั่งมาถึงช่วงต่อของร่องแนวนอนจึงผ่านไปได้ เมื่อมาถึงขอบของร่องแนวนอนจึงย้อนกลับเข้าไปในสลับ ความกว้างระหว่างร่องจะกำหนดแบนด์วิดท์ ตามภาพที่ 3-15 และความยาวของร่องจะเป็นตัวกำหนดความถี่ที่ต้องการให้เกิดแถบหยุด ซึ่งมีค่าประมาณ $\lambda_g/2$ ที่ความถี่กลาง 5.6 GHz โดย L คือความยาวของร่อง หาได้ตามสมการที่ (3-7) และค่า Q หาได้ตามสมการที่ (3-8) แทนค่าลงในตารางเพื่อหาค่าตัวเก็บประจุ C ตามสมการที่ (3-5) และตัวเหนี่ยวนำ L ตามสมการที่(3-6) เมื่อทำการปรับความยาว L และความกว้างระหว่างร่อง W ของตัวป้อนแบบร่องฝัง ค่าที่ได้ตามตารางที่ 3-4 และ 3-5

ตารางที่ 3-4 ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของตัวป้อนแบบร่องฝัง เมื่อปรับค่า L โดยให้ $W = 0.6$ มม.

L (mm.)	f_0 (GHz)	f_c (GHz)	BW 3dB(GHz)	Q	C (pF)	L (nH)
5	9.2	8.9	0.6	1.67	2.61	0.115
6	7.8	7.5	0.6	1.67	2.60	0.160
7	6.8	6.5	0.6	1.67	2.59	0.211
8	6.0	5.9	0.2	5.00	7.89	0.089
9	5.4	5.1	0.6	1.67	2.58	0.337
10	4.9	4.7	0.4	2.50	3.89	0.271

ตารางที่ 3-5 ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของตัวป้อนแบบร่องฝัง เมื่อปรับค่า W และ L

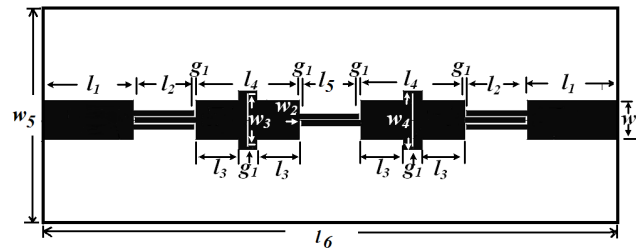
W, L (mm.)	F_0 (GHz)	f_c (GHz)	BW 3dB(GHz)	Q	C (pF)	L (nH)
0.6, 8.593	5.63	5.55	0.16	35.19	9.881	0.081
0.8, 8.543	5.63	5.53	0.20	28.15	7.890	0.101
1.0, 8.493	5.63	5.51	0.24	23.46	6.563	0.122
1.2, 8.483	5.63	5.44	0.38	14.82	4.118	0.194
1.4, 8.423	5.63	5.40	0.46	12.24	3.389	0.236
1.6, 8.393	5.63	5.33	0.60	9.38	2.581	0.310

ตารางที่ 3-4 แสดงค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของตัวป้อนแบบร่องฝัง เมื่อปรับความยาวของร่อง L เพิ่มขึ้นจาก 5 มม. ถึง 10 มม. และให้ความกว้างของร่องคงที่เท่ากับ 0.2 มม. และระยะห่างระหว่างร่อง W เป็น 0.6 มม. ผลที่ได้คือความถี่แถบหยุด f_0 จะมีค่าต่ำลงจากความถี่ 8.9 GHz ไปเป็น 4.7 GHz ค่าแบนด์วิดท์จะมีค่าใกล้เคียงกันคือ 0.6 GHz ค่า Q ที่ได้จะมีค่าตั้งแต่ 1.67 ถึง 5.0 ตามการปรับค่าความยาว L สำหรับค่าตัวเก็บประจุ C จะมีค่าลดลงเล็กน้อยจาก 2.59 pF ไปเป็น 7.89 pF ค่าตัวเหนี่ยวนำ L จะมีค่าตั้งแต่ 0.089 nH ไปเป็น 0.337 nH จากการปรับค่า L เท่ากับ 8 มม. ค่า Q จะมีค่าสูงที่สุดเท่ากับ 5.0 ซึ่งในการใช้งานจริงผู้วิจัยไม่สามารถเลือกค่า Q ที่สูงได้เนื่องจากความยาว L ขึ้นอยู่กับความถี่ที่ต้องการให้เกิดแถบหยุดของ WLAN ซึ่งมีค่าระหว่าง 5.1 GHz ถึง 5.8 GHz จากนั้นเมื่อพิจารณาตารางที่ 3-5 ซึ่งแสดงพารามิเตอร์ของตัวป้อนแบบร่องฝัง เมื่อให้ความยาวของร่อง L เปลี่ยนแปลงเล็กน้อยประมาณ 8.393 มม. ถึง 8.593 มม. เพื่อให้เกิดความถี่แถบหยุดที่ใกล้เคียงกันที่ประมาณ 5.63 GHz ให้ความกว้างของร่องตัวป้อน เท่ากับ 0.2 มม. และปรับความกว้างระหว่างร่อง W จาก 0.6 มม. ถึง 1.6 มม. ผลที่ได้คือความถี่แถบหยุดมีค่าใกล้เคียงกันประมาณ 5.63 GHz ค่า Q ที่ได้จะมีค่าลดลงตามลำดับโดยค่า Q ที่สูงที่สุดเท่ากับ 35.19 เมื่อ W มีค่าเท่ากับ 0.6 มม. ค่าตัวเก็บประจุ C จะมีค่าลดลงจาก 9.881 ไปเป็น 2.581 และค่าตัวเหนี่ยวนำ L จะมีค่าเพิ่มขึ้นจาก 0.081 nH ไปเป็น 0.310 nH เมื่อพิจารณาค่าตัวเก็บประจุสูงสุดและค่าตัวเหนี่ยวนำต่ำสุด W ที่ได้จะมีค่าเท่ากับ 0.6 มม. ดังนั้นจึงเลือกความกว้างระหว่างร่อง W เท่ากับ 0.6 มม. เพราะให้ค่า Q สูงที่สุด ซึ่งความกว้างระหว่างร่องนี้จะส่งผลต่อค่าตัวเก็บประจุมากที่สุดคือเมื่อให้ความกว้างของร่องแคบจะให้ค่าตัวเก็บประจุที่สูง และให้ค่าตัวเหนี่ยวนำต่ำที่สุด

3.5 การออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างที่มีหนึ่งแถบหยุดโดยใช้เรโซเนเตอร์สองตัว

วงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างที่มีหนึ่งแถบหยุดโดยใช้เรโซเนเตอร์สองตัว จะใช้ความยาวของเรโซเนเตอร์เป็น $\lambda_g/2$ และความยาวของสายเชื่อมอินเตอร์ดิจิตอลเป็น $\lambda_g/4$ ที่ความถี่กลาง 6.85 GHz แสดงได้ตามภาพที่ 3-12 ได้เลือกแผ่นวงจรพิมพ์ ไมโครเวฟของบริษัทโรเจอร์คอร์ปอเรชั่น รุ่น R03003 มีค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ 3.0 ความหนาของซับสเตรท 1.524 มม. และมีค่าแทนเจนต์การสูญเสีย 0.0013 กำหนดให้มีค่าการสูญเสียย้อนกลับ S_{11} (Return Loss) ต่ำกว่า 10 dB และค่าการสูญเสียส่งผ่าน S_{21} (Insertion Loss) สูงกว่า 3 dB ที่ความถี่กลางประมาณ 6.85 GHz มีแบนด์วิดท์ประมาณ 7 GHz เมื่อพิจารณาจากผลการจำลองการทำงานโดยหาผลตอบแทนที่เหมาะสมที่สุดของวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างแล้ว จากนั้นนำไปสร้างชิ้นงานจริงโดยใช้เครื่องเซาะลายวงจร ขนาดของเรโซเนเตอร์ สายเชื่อมอินเตอร์ดิจิตอลและร่องพัดที่กราวด์ แสดงได้ตามภาพที่ 3-16 ซึ่งมีค่าดังนี้ $l_1=10$ มม. $l_2=6.45$ มม. $l_3=4.50$ มม. $l_4=11$ มม. $l_5=6.5$ มม. $l_6=68$ มม. $l_7=5.94$ มม. $l_8=2.12$ มม. $l_9=1.47$ มม. $w_1=4.0$ มม. $w_2=0.2$ มม. $w_3=5.5$ มม. $w_4=6.0$ มม.

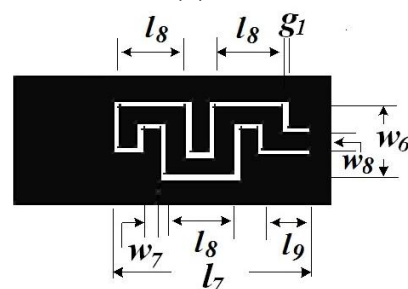
$W_5=20$ มม. $W_6=3.30$ มม. $W_7=0.52$ มม. $W_8=0.50$ มม. และ $g_1=0.2$ มม. และวงจรสมมูล แสดงได้ตามภาพที่ 3-17



(ก)

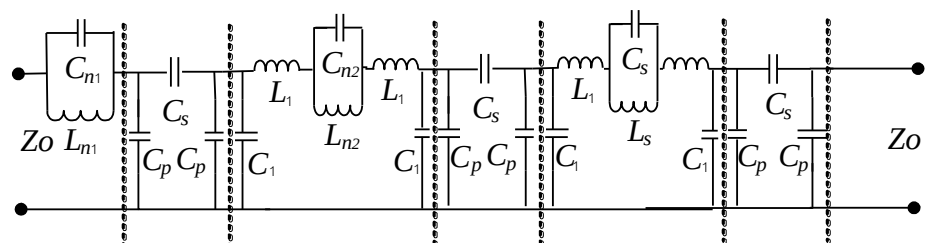


(ข)



(ค)

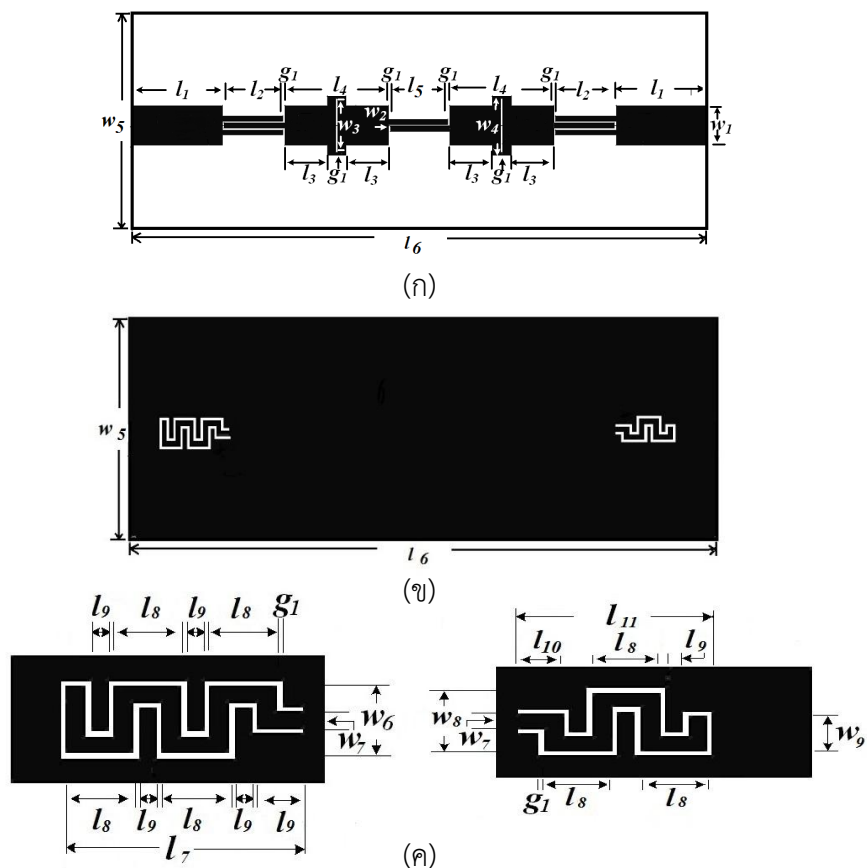
ภาพที่ 3-16 วงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างที่มีหนึ่งแถบหยุดโดยใช้เรโซเนเตอร์สองตัว
(ก) ด้านบน (ข) ด้านล่าง (ค) ร่องพับที่กราวด์



ภาพที่ 3-17 วงจรสมมูลของวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างที่มีหนึ่งแถบหยุดโดยใช้เรโซเนเตอร์สองตัว

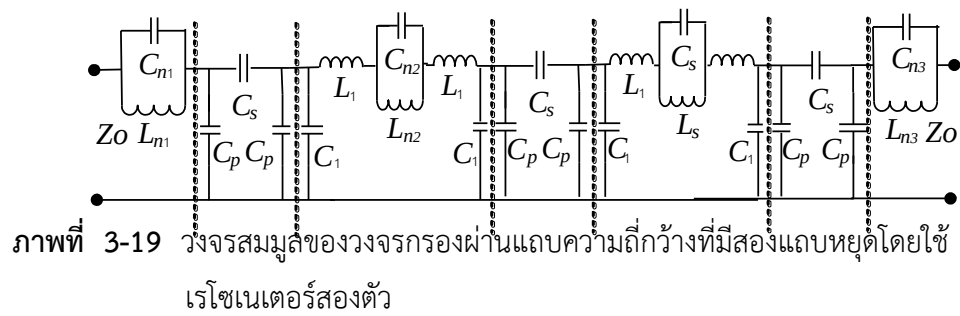
3.6 การออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างที่มีสองแถบหยุดโดยใช้เรโซเนเตอร์สองตัว

เมื่อต้องการให้เกิดสองแถบหยุดในช่วงผ่านแถบ สามารถทำได้โดยเพิ่มร่องพับที่กราวด์อีกตัวหนึ่งโดยทำงานเป็นแถบหยุดตัวที่สอง พารามิเตอร์และวัสดุที่ใช้ยังคงเป็นค่าเดิมจากวงจรที่แล้ว โดยความยาวของเรโซเนเตอร์เป็น $\lambda_g/2$ และความยาวของสายเชื่อมอินเตอร์ดิจิตอลเป็น $\lambda_g/4$ ที่ความถี่กลาง 6.85 GHz แผ่นวงจรพิมพ์ ไมโครเวฟของบริษัทโรเจอร์คอร์ปอเรชัน รุ่น R03003 กำหนดให้มีค่าการสูญเสียย้อนกลับ S_{11} (Return Loss) ต่ำกว่า 10 dB และค่าการสูญเสียส่งผ่าน S_{21} (Insertion Loss) สูงกว่า 3 dB ที่ความถี่กลางประมาณ 6.85 GHz มีแบนด์วิดท์ประมาณ 7 GHz เมื่อพิจารณาจากผลการจำลองการทำงานโดยหาผลตอบแทนที่เหมาะสมที่สุดของวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างแล้ว จากนั้นนำไปสร้างชิ้นงานจริงโดยใช้เครื่องเซาะลายวงจร ขนาดของวงจรกรองแสดงได้ตามภาพที่ 3-18 ซึ่งมีค่า $l_1=10$ มม. $l_2=6.45$ มม. $l_3=4.50$ มม. $l_4=11$ มม. $l_5=6.5$ มม. $l_6=68$ มม. $l_7=5.84$ มม. $l_8=2.02$ มม. $l_9=0.56$ มม. $l_{10}=1.47$ มม. $l_{11}=4.83$ มม. $w_1=4.0$ มม. $w_2=0.2$ มม. $w_3=5.5$ มม. $w_4=6.0$ มม. $w_5=20$ มม. $w_6=3.30$ มม. $w_7=0.52$ มม. $w_8=2.10$ มม. และ $g_1=0.2$ มม. และวงจรสมมูลแสดงได้ตามภาพที่ 3-19



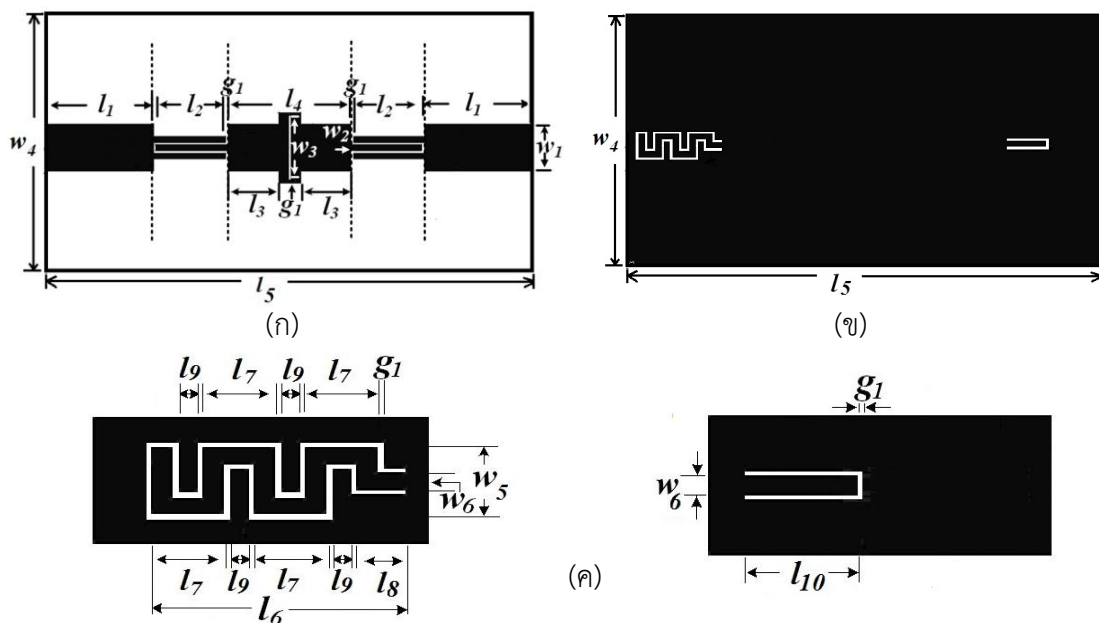
ภาพที่ 3-18 วงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างที่มีสองแถบหยุดโดยใช้เรโซเนเตอร์สองตัว

(ก) ด้านบน (ข) ด้านล่าง (ค) แถบหยุด



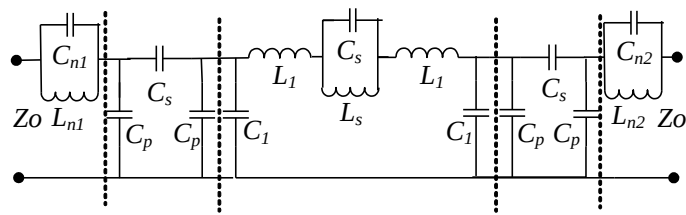
3.7 การออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างที่มีการตัดสัญญาณที่คมโดยใช้เรโซเนเตอร์หนึ่งตัว

ถ้าต้องการวงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่มีการตัดสัญญาณที่คมโดยใช้เรโซเนเตอร์เพียงตัวเดียวสามารถทำได้โดยการเลื่อนแถบหยุดภายในแถบความถี่ให้เกิดขึ้นในช่วงตัดความถี่ด้านต่ำและด้านสูงของช่วงผ่านแถบ ในทางปฏิบัติทำได้โดยการปรับเปลี่ยนความยาวของร่องพับที่กราวด์ให้ตรงกับความถี่ที่ต้องการตัดสัญญาณที่คมนั่นเอง โดยโครงสร้างส่วนอื่นๆ ของวงจรกรองผ่านแถบกว้างยังคงใช้เช่นเดียวกับวงจรกรองผ่านแถบกว้างที่ผ่านมา ซึ่งจะทำให้ได้คุณสมบัติวงจรกรองที่ดีขึ้นในลักษณะของความคมของสัญญาณในช่วงแถบหยุดด้านต่ำและด้านสูงของช่วงผ่านแถบ ทำให้วงจรกรองผ่านแถบกว้างสามารถเลือกรับสัญญาณได้ดี และไม่รับกวนความถี่ภายนอกของแถบกว้าง แสดงได้ดังภาพที่ 3-20 โดยมีขนาดของวงจรมีดังนี้ $l_1=10$ มม. $l_2=6.45$ มม. $l_3=4.5$ มม. $l_4=11$ มม. $l_5=44.3$ มม. $l_6=7.26$ มม. $l_7=1.92$ มม. $l_8=1.37$ มม. $l_9=0.61$ มม. $l_{10}=4.45$ มม. $w_1=4$ มม. $w_2=0.2$ มม. $w_3=6$ มม. $w_4=5.5$ มม. $w_5=3.2$ มม. $w_6=0.5$ มม. และ $g_1=0.2$ มม. วงจรสมมูลตามภาพที่ 3-21



ภาพที่ 3-20 วงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างที่มีการตัดสัญญาณที่คมโดยใช้เรโซเนเตอร์หนึ่งตัว

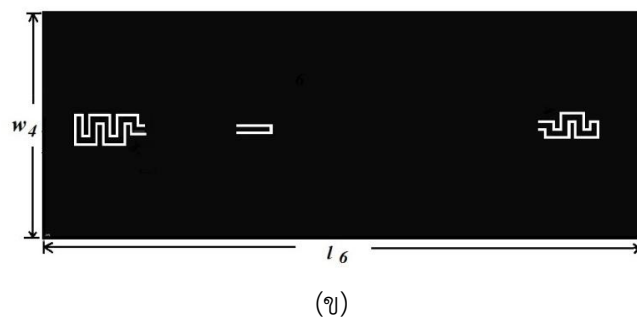
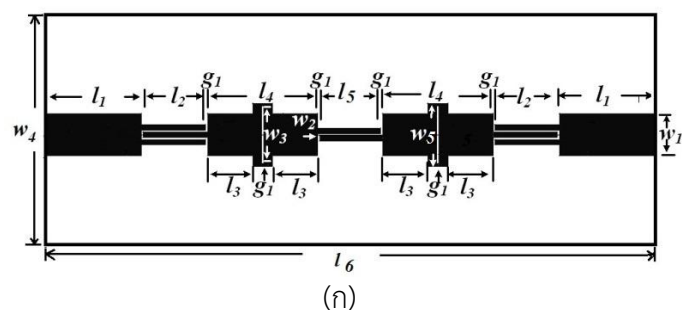
(ก) ด้านบน (ข) ด้านล่าง (ค) แถบหยุดภายนอกแถบ



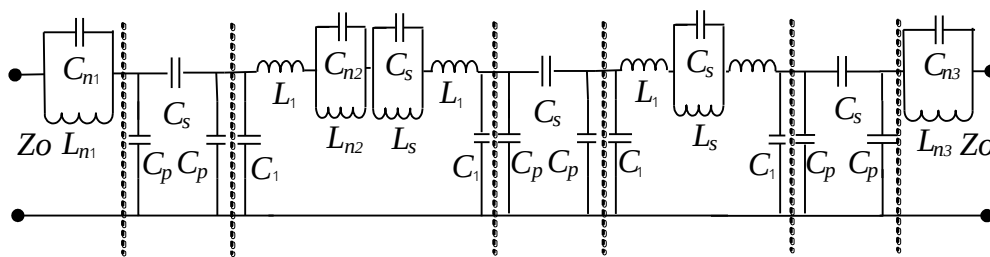
ภาพที่ 3-21 วงจรสมมูลของวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างที่มีการตัดสัญญาณที่คมโดยใช้
เรโซเนเตอร์หนึ่งตัว

3.8 การออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างที่มีการตัดสัญญาณที่คมที่มีหนึ่งแถบหยุด โดยใช้เรโซเนเตอร์สองตัว

ภาพที่ 3-22 แสดงวงจรกรองผ่านแถบกว้างที่มีการตัดสัญญาณที่คมที่มีหนึ่งแถบหยุดโดย
ใช้เรโซเนเตอร์สองตัว โดยให้ความยาวของเรโซเนเตอร์เป็น $\lambda_g / 2$ และความยาวของสายเชื่อม
อินเตอร์ดิจิตอลเป็น $\lambda_g / 4$ เช่นเดียวกับวงจรที่ผ่านๆ มา ความถี่กลาง 6.85 GHz และความถี่แถบ
หยุดภายในแถบที่ 5.6 GHz ขนาดของวงจรตามภาพที่ 3-22 มีค่าดังนี้ $l_1=10$ มม. $l_2=6.45$ มม.
 $l_3=4.5$ มม. $l_4=11$ มม. $l_5=6.5$ มม. $l_6=68$ มม. $w_1=4.0$ มม. $w_2=0.2$ มม. $w_3=5.5$ มม. $w_4=20$ มม.
 $w_5=6$ มม. และ $g_1=0.2$ มม. วงจรสมมูลแสดงได้ตามภาพที่ 3-23

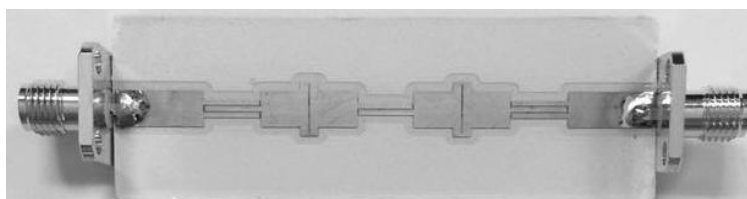


ภาพที่ 3-22 วงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างที่มีการตัดสัญญาณที่คมที่มีหนึ่งแถบหยุดโดยใช้
เรโซเนเตอร์สองตัว (ก) ด้านบน (ข) ด้านล่าง



ภาพที่ 3-23 วงจรสมมูลของวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างที่มีการตัดสัญญาณที่คมที่มีหนึ่งแถบหยุดโดยใช้เรโซเนเตอร์สองตัว

3.9 ชิ้นงานจริงของวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างที่มีหนึ่งแถบหยุดโดยใช้เรโซเนเตอร์สองตัว
สำหรับชิ้นงานจริงของวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างที่มีหนึ่งแถบหยุดโดยใช้เรโซเนเตอร์สองตัวแสดงได้ดังภาพที่ 3-24



(ก)

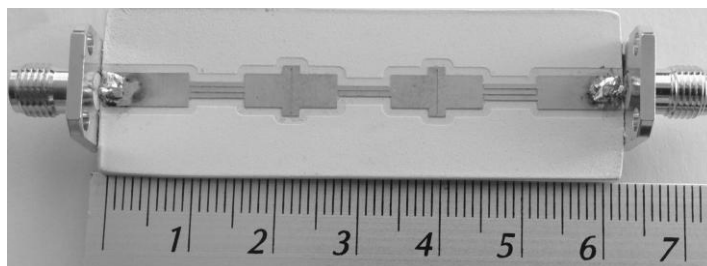


(ข)

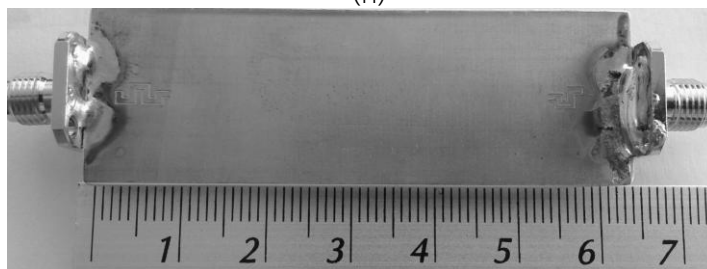
ภาพที่ 3-24 ชิ้นงานจริงของวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างที่มีหนึ่งแถบหยุดโดยใช้เรโซเนเตอร์สองตัว (ก) ด้านบน (ข) ด้านล่าง

3.10 ชิ้นงานจริงของวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างที่มีสองแถบหยุดโดยใช้เรโซเนเตอร์สองตัว

ภาพที่ 3-25 แสดงชิ้นงานจริงของวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างที่มีสองแถบหยุดโดยใช้เรโซเนเตอร์สองตัว



(ก)

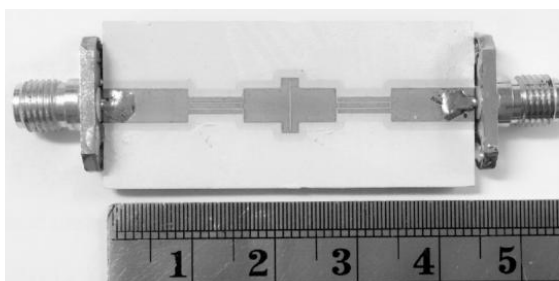


(ข)

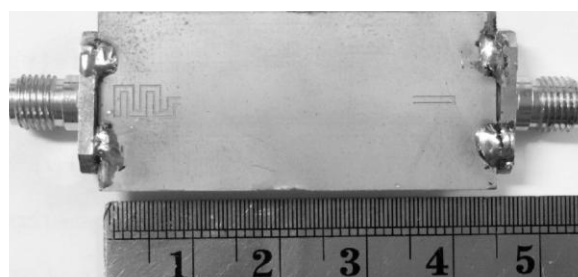
ภาพที่ 3-25 ชิ้นงานจริงของวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างที่มีสองแถบหยุด
โดยใช้เรโซเนเตอร์สองตัว (ก) ด้านบน (ข) ด้านล่าง

3.11 ชิ้นงานจริงของวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างที่มีการตัดสัญญาณที่คมโดยใช้เรโซเนเตอร์หนึ่งตัว

ชิ้นงานจริงของวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างที่มีการตัดสัญญาณที่คมโดยใช้เรโซเนเตอร์หนึ่งตัว แสดงได้ดังภาพที่ 3-26



(ก)

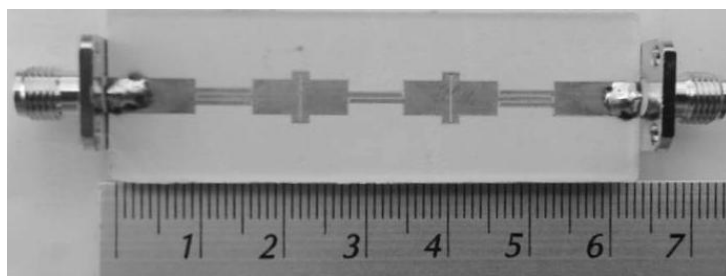


(ข)

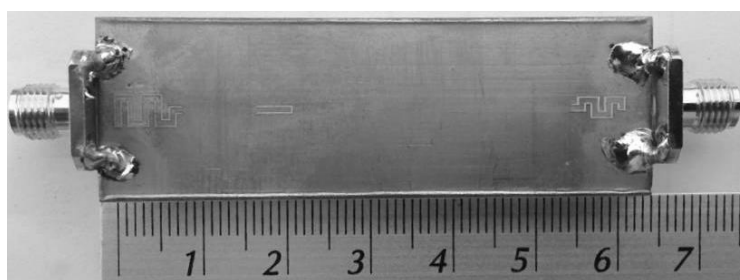
ภาพที่ 3-26 ชิ้นงานจริงของวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างที่มีการตัดสัญญาณที่คมโดยใช้เรโซเนเตอร์หนึ่งตัว (ก) ด้านบน (ข) ด้านล่าง

3.12 ชิ้นงานจริงของวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างที่มีการตัดสัญญาณที่คมที่มีหนึ่งแถบหยุดโดยใช้เรโซเนเตอร์สองตัว

ภาพที่ 3-27 แสดงชิ้นงานจริงของวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างที่มีการตัดสัญญาณที่คมที่มีหนึ่งแถบหยุดโดยใช้เรโซเนเตอร์สองตัว



(ก)



(ข)

ภาพที่ 3-27 ชิ้นงานจริงของวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างที่มีการตัดสัญญาณที่คมที่มีหนึ่งแถบหยุดโดยใช้เรโซเนเตอร์สองตัว (ก) ด้านบน (ข) ด้านล่าง

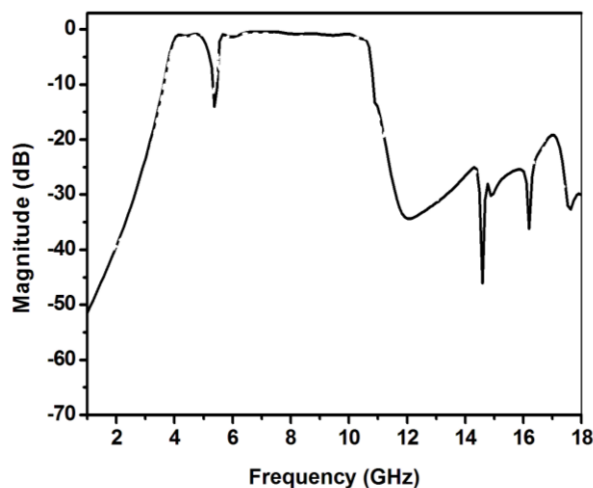
บทที่ 4

การทดลองและผลการทดลอง

จากบทที่ 3 เป็นการออกแบบวงจรกรองผ่านแถบกว้างที่มีการตัดสัญญาณที่คม จำนวน 4 วงจร โดยอาศัยโครงสร้างเรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์ชั้นที่มีร่องร่วมกับการเจาะร่องพับที่กราวด์ ที่มีการต่อแบบหนึ่งตัวและสองตัวต่อกัน รวมทั้งมีหนึ่งแถบหยุดและสองแถบหยุด การทดลองในบทนี้จะทำการจำลองการทำงานของวงจรโดยใช้โปรแกรม IE3D ทั้งในส่วนของการกรองผ่านแถบความถี่กว้าง โดยใช้สายเชื่อมอินเตอร์ดิจิตอล เรโซเนเตอร์แบบร่อง และการเจาะร่องที่กราวด์ การหาค่าผลตอบแทนของวงจรให้ดีที่สุดทำได้โดยการปรับความกว้างและความยาวของสายเชื่อมอินเตอร์ดิจิตอล การปรับขนาดร่องของเรโซเนเตอร์เพื่อดูความเปลี่ยนแปลงที่เกิดขึ้น จากนั้นทำการจำลองการทำงานของวงจรทั้ง 4 วงจร เมื่อจำลองได้ผลดีที่สุดจึงจะทำการสร้างชิ้นงานจริงโดยใช้เครื่องเซาะลายวงจร (Milling Machine) และสุดท้ายจะเป็นการวัดทดสอบวงจร

4.1 การจำลอง

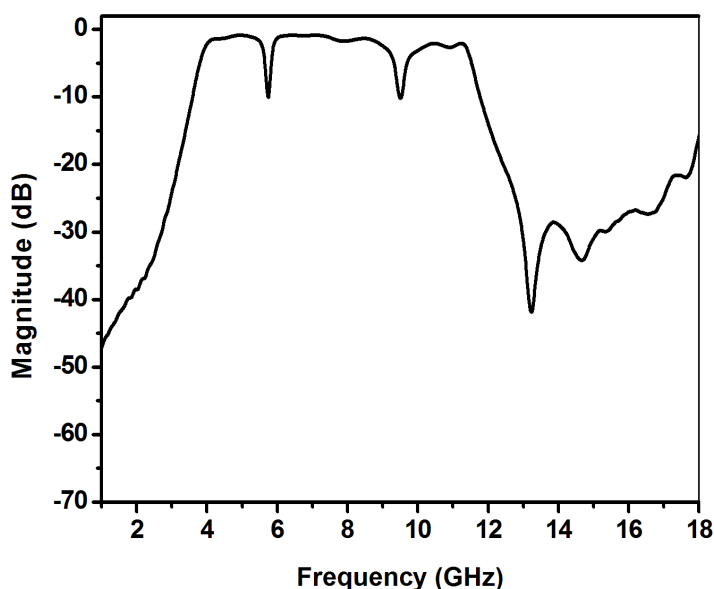
4.1.1 การจำลองการทำงานของวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างที่มีหนึ่งแถบหยุดโดยใช้เรโซเนเตอร์สองตัว โดยใช้ภาพที่ 3-11 จากบทที่ 3



ภาพที่ 4-1 ผลการจำลองการทำงานของวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างที่มีหนึ่งแถบหยุดโดยใช้เรโซเนเตอร์สองตัว

จากภาพที่ 4-1 แสดงผลการจำลองการทำงานของวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างที่มีหนึ่งแถบหยุดโดยใช้เรโซเนเตอร์สองตัว แสดงให้เห็นถึงช่วงผ่านแถบของวงจร ด้วยค่าการสูญเสียส่งผ่าน (S_{21}) มีค่าประมาณ 0.2 dB สามารถกดขนาดของสัญญาณที่ไม่ต้องการได้ดีที่ความถี่ 11.6 GHz ด้วยค่าการสูญเสียส่งผ่าน (S_{21}) ค่าประมาณ 35 dB นอกจากนี้มีค่ากดสัญญาณที่กว้างถึง 18 GHz ด้วยค่าการสูญเสียส่งผ่าน (S_{21}) ต่ำกว่า 20 dB วงจรกรองผ่านแถบที่วิจัยนี้สามารถสร้างแถบหยุดภายในแถบได้ที่ความถี่ประมาณ 5.3 GHz และมีค่าการสูญเสียส่งผ่าน (S_{21}) ต่ำกว่า 15 dB

4.1.2 การจำลองการทำงานของวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างที่มีสองแถบหยุดโดยใช้เรโซเนเตอร์สองตัว โดยใช้ภาพที่ 3-12

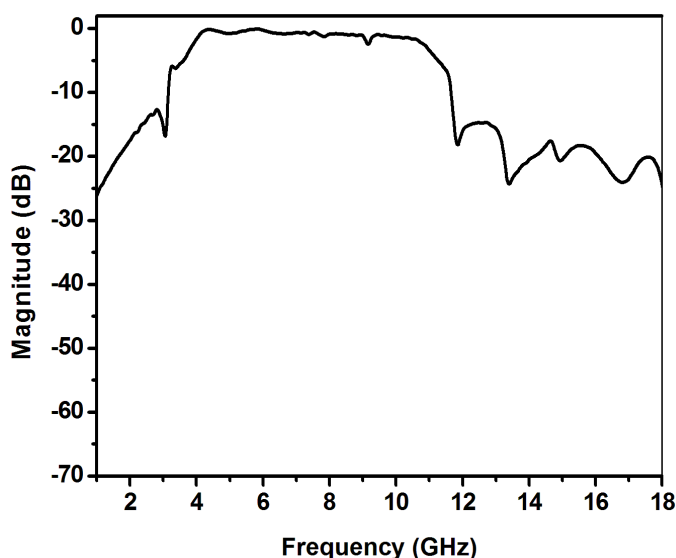


ภาพที่ 4-2 ผลการจำลองการทำงานของวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างที่มีสองแถบหยุดโดยใช้เรโซเนเตอร์สองตัว

ภาพที่ 4-2 แสดงผลการจำลองการทำงานของวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างที่มีสองแถบหยุดโดยใช้เรโซเนเตอร์สองตัว พบว่าค่า S_{21} ของวงจรนี้มีค่ามากกว่า 45 dB ที่ความถี่ 13 GHz และมีการกดสัญญาณที่กว้างถึง 18 GHz ด้วยค่า S_{21} ที่มีค่ามากกว่า 15 dB แบบ อีกทั้งวงจรกรองผ่านแถบนี้สามารถสร้างแถบหยุดได้สองแถบหยุดคือที่ความถี่ประมาณ 5.6 GHz และ 10 GHz ด้วยค่า S_{21} ที่มากกว่า 10 dB

4.1.3 การจำลองการทำงานของวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างที่มีการตัดสัญญาณที่คมโดยใช้เรโซเนเตอร์หนึ่งตัว

จากผลการจำลอง ถ้าต้องการการตัดสัญญาณที่คมโดยใช้เพียงเรโซเนเตอร์ตัวเดียวสามารถทำได้โดยการเลื่อนตำแหน่งของแถบหยุดทั้งสองให้เลื่อนไปในตำแหน่งที่ต้องการตัดสัญญาณ แสดงได้ตามภาพที่ 4-3



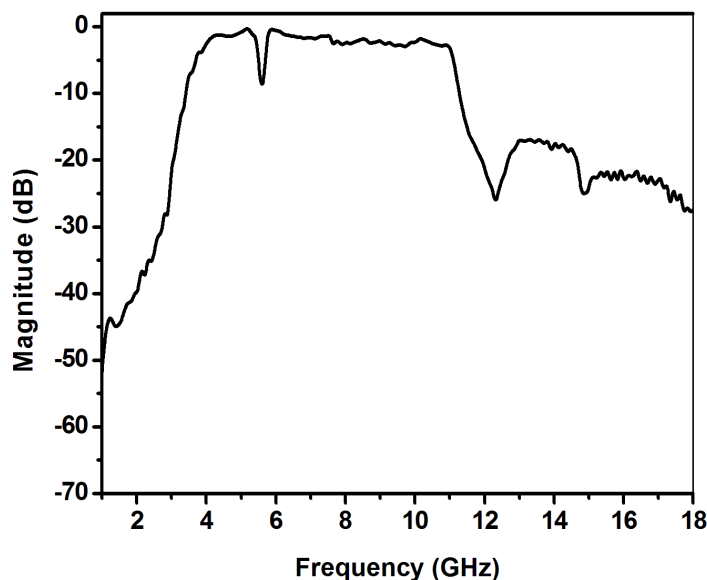
ภาพที่ 4-3 ผลการจำลองการทำงานของวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างที่มีการตัดสัญญาณที่คมโดยใช้เรโซเนเตอร์หนึ่งตัว

จากภาพที่ 4-3 แสดงผลการจำลองการทำงานของวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างที่มีการตัดสัญญาณที่คมโดยใช้เรโซเนเตอร์หนึ่งตัว ซึ่งมีค่า S_{21} ที่ดีมากกว่า 17 dB ตั้งแต่ความถี่ 11 GHz ถึง 18 GHz ส่วนที่ต่างจากวงจรที่ผ่านมาคือการตัดสัญญาณที่สูงขึ้นถึงแม้จะใช้เพียงเรโซเนเตอร์ตัวเดียว มีการตัดสัญญาณทั้งสองด้านของช่วงผ่านแถบ ที่ความถี่ตัดสัญญาณจุดแรกคือ 3.5 GHz มีค่า S_{21} ประมาณ 17 dB และความถี่ตัดสัญญาณจุดที่สองที่ความถี่ 11 GHz มีค่า S_{21} ประมาณ 17 dB เช่นกัน ส่งผลทำให้ความคมของสัญญาณสูงขึ้น

4.1.4 การจำลองการทำงานของวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างที่มีการตัดสัญญาณที่คมที่มีหนึ่งแถบหยุดโดยใช้เรโซเนเตอร์สองตัว

วงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างที่มีการตัดสัญญาณที่คมที่มีหนึ่งแถบหยุดโดยใช้เรโซเนเตอร์สองตัว เป็นการประยุกต์จากหนึ่งเรโซเนเตอร์ทำการเจาะร่องกราวด์เพิ่มขึ้นจำนวน 3 ร่อง เพื่อสร้างการตัดสัญญาณที่คมและสร้างแถบหยุดภายในแถบ อีกทั้งได้เพิ่มเรโซเนเตอร์อีกหนึ่งตัวให้เป็น

สองเรโซเนเตอร์เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพของการตัดสัญญาณที่คมขึ้นอีก แสดงผลการจำลองได้ตามภาพที่ 4-4



ภาพที่ 4-4 ผลการจำลองการทำงานของวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างที่มีการตัดสัญญาณที่คมที่มีหนึ่งแถบหยุดโดยใช้เรโซเนเตอร์สองตัว

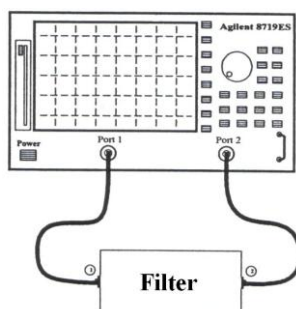
ภาพที่ 4-4 แสดงผลการจำลองการทำงานของวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างที่มีการตัดสัญญาณที่คมที่มีหนึ่งแถบหยุดโดยใช้เรโซเนเตอร์สองตัว ที่มีค่า S_{21} ที่ดีมากกว่า 20 dB ตั้งแต่ความถี่ 12 GHz ถึง 18 GHz โดยที่ความถี่ 12 GHz และ 18 GHz มีค่า S_{21} ประมาณ 27 dB และที่ความถี่ 14.5 GHz มีค่า S_{21} ประมาณ 25 dB มีการตัดสัญญาณที่สูงขึ้นทั้งสองด้านของช่วงผ่านแถบ ที่ความถี่ตัดสัญญาณจุดแรกคือ 3 GHz มีค่า S_{21} ประมาณ 28 dB และความถี่ตัดสัญญาณจุดที่สองที่ความถี่ 12 GHz มีค่า S_{21} ประมาณ 27 dB และทำให้เกิดแถบหยุดภายในแถบที่ความถี่ 5.2 GHz มีค่า S_{21} ประมาณ 18 dB

เมื่อได้ผลตอบแทนของวงจรที่ดีที่สุดแล้ว จึงทำการสร้างเป็นชิ้นงานจริงโดยเครื่องเซาะลายวงจร (Milling Machine) จากนั้นทำการบัดกรีขั้วต่อด้วยหัวต่อ SMA แล้วนำไปวัดค่าผลตอบแทนของสัญญาณ ซึ่งอุปกรณ์ที่ใช้ในการวัดและทดสอบ คือ เครื่องวิเคราะห์ข่ายงาน (Network Analyzer) ก่อนที่จะใช้เครื่องวิเคราะห์ข่ายงานจะต้องทำการปรับเทียบระดับอ้างอิงก่อน เพื่อให้ได้ค่าถูกต้อง

4.2 วิธีการวัดทดสอบ

การวัดขึ้นงานมีสองค่า คือการวัดทดสอบค่าการสูญเสียส่งผ่าน (S_{21}) โดยต่อวงจรกรองผ่านแถบความถี่เข้ากับเครื่องวิเคราะห์ข่ายงานที่ผ่านการปรับเทียบและกำหนดย่านความถี่ที่ต้องการวัดที่พอร์ตทั้งสอง และทำการอ่านค่าผลจากการวัดจากเครื่องวิเคราะห์ข่ายงาน

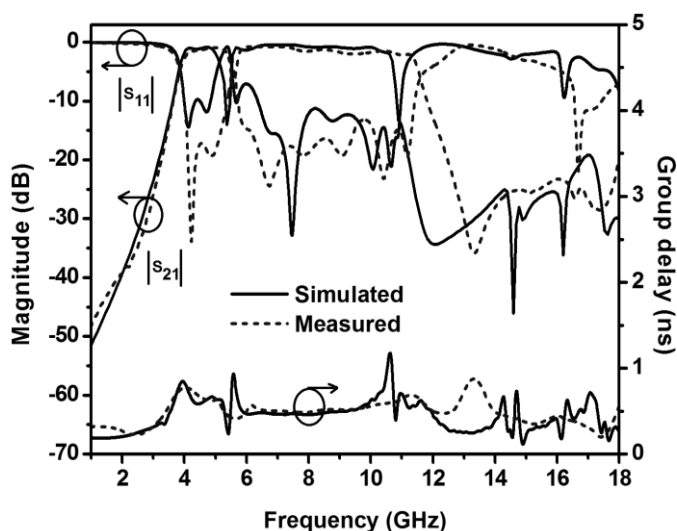
การวัดทดสอบหาค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) ทำลักษณะเช่นเดียวกันซึ่งเมื่อต่อวงจรทั้งสองพอร์ตแล้ว สามารถวัดได้ทั้งค่า S_{21} และ S_{11} พร้อมกัน ดังแสดงได้ตามภาพที่ 4-5



ภาพที่ 4-5 การต่อวงจรกรองผ่านแถบความถี่เข้ากับเครื่องวิเคราะห์ข่ายงาน

4.2.1 การวัดทดสอบวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างที่มีหนึ่งแถบหยุดโดยใช้เรโซเนเตอร์สองตัว

การวัดทดสอบวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างที่มีหนึ่งแถบหยุดโดยใช้เรโซเนเตอร์สองตัวนั้น โดยนำข้อมูลที่ได้จากการวัดมาพล็อตกราฟเดียวกันกับผลการจำลองเพื่อเปรียบเทียบความแตกต่าง แสดงได้ตามภาพที่ 4-6 ซึ่งแสดงให้เห็นว่าผลวัดและผลการจำลองสอดคล้องกัน

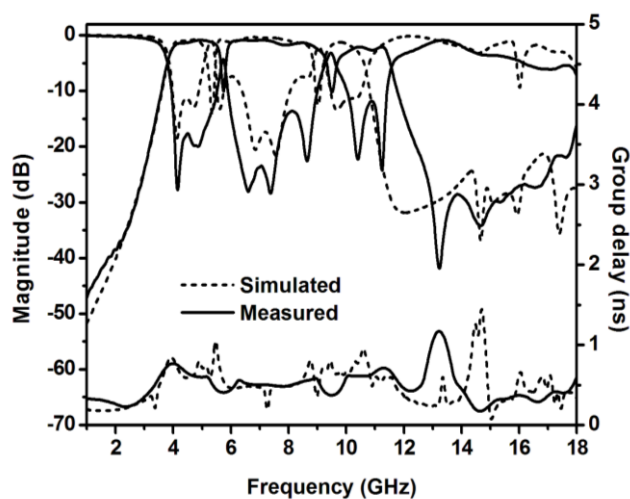


ภาพที่ 4-6 การเปรียบเทียบผลการวัดขึ้นงานจริงกับผลการจำลองของวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างที่มีหนึ่งแถบหยุดโดยใช้เรโซเนเตอร์สองตัว

ภาพที่ 4-6 แสดงการเปรียบเทียบผลการวัดขึ้นงานจริงกับผลการจำลองของวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างที่มีหนึ่งแถบหยุดโดยใช้เรโซเนเตอร์สองตัว ในช่วงผ่านแถบที่ความถี่ตั้งแต่ 4 GHz ถึง 12 GHz มีค่า S_{21} ดีกว่า 1 dB และค่า S_{11} ดีกว่า 13 dB ในช่วงแถบหยุดภายนอกแถบ ที่ความถี่ตั้ง 13.5 GHz ถึง 18 GHz มีค่า S_{21} ดีกว่า 20 dB โดยเฉพาะที่ความถี่ 13.5 GHz สามารถลดความถี่ที่ไม่ต้องการได้ถึง 35 dB การตัดสัญญาณที่คมของสัญญาณค่า S_{21} มีค่าประมาณ 25 dB ที่ความถี่ 3 GHz ของความถี่ขาขึ้น และค่า S_{21} มีค่าประมาณ 25 dB ที่ความถี่ 13 GHz ของความถี่ขาลง มีค่าแถบหยุดภายในแถบที่ความถี่ 5.6 GHz ด้วยค่า S_{21} ดีกว่า 15 dB ค่าหน่วงกลุ่มมีค่าประมาณ 0.2 ns. ตลอดช่วงผ่านแถบ แสดงให้เห็นว่าวงจรกรองผ่านแถบกว้างแบบนี้มีความราบเรียบตลอดช่วงผ่านแถบจึงสามารถนำไปใช้งานได้ตลอดย่าน อีกทั้งแถบความถี่ดังกล่าวอยู่ในมาตรฐานของ FCC ที่กำหนดไว้

4.2.2 การวัดทดสอบวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างที่มีสองแถบหยุดโดยใช้เรโซเนเตอร์สองตัว

นำข้อมูลที่ได้จากการวัดมาพล็อตกราฟเดียวกันกับผลการจำลอง เพื่อเปรียบเทียบความแตกต่าง แสดงได้ตามภาพที่ 4-7



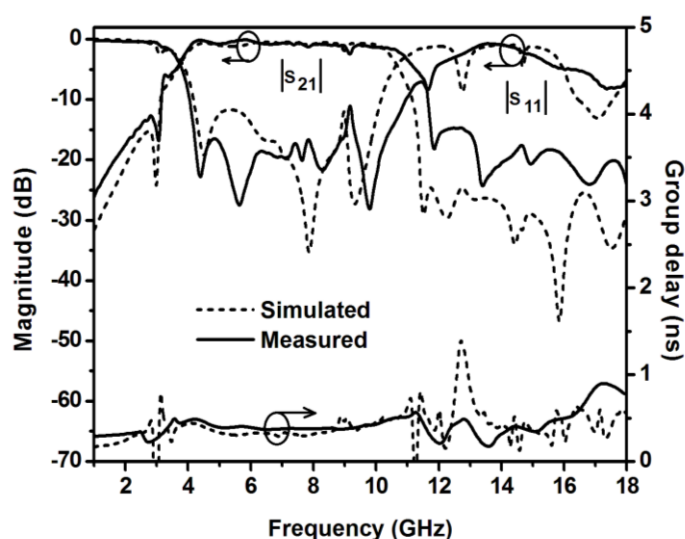
ภาพที่ 4-7 การเปรียบเทียบผลการวัดขึ้นงานจริงกับผลการจำลองของวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างที่มีสองแถบหยุดโดยใช้เรโซเนเตอร์สองตัว

ภาพที่ 4-7 แสดงการเปรียบเทียบผลการวัดขึ้นงานจริงกับผลการจำลองของวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างที่มีสองแถบหยุดโดยใช้เรโซเนเตอร์สองตัว ในช่วงผ่านแถบที่ความถี่ตั้งแต่ 4 GHz ถึง 12 GHz มีค่า S_{21} ดีกว่า 2 dB และค่า S_{11} ดีกว่า 10 dB ในช่วงแถบหยุดภายนอกแถบ ที่ความถี่ตั้ง 11.5 GHz ถึง 18 GHz มีค่า S_{21} ดีกว่า 20 dB โดยเฉพาะที่ความถี่ 11.5 GHz สามารถลดความถี่ที่ไม่ต้องการได้ถึง 30 dB การตัดสัญญาณที่คมของสัญญาณค่า S_{21} มีค่าประมาณ 25 dB ที่ความถี่ 3.5

GHz ของความถี่ขาขึ้น และค่า S_{21} มีค่าประมาณ 25 dB ที่ความถี่ 13 GHz ของความถี่ขาลง มีค่าแถบหยุดภายในแถบที่ความถี่ 5.2 GHz และ 9.5 GHz ด้วยค่า S_{21} ต่ำกว่า 10 dB ค่าหน่วงกลุ่มมีค่าประมาณ 0.2 ns. ตลอดช่วงผ่านแถบ วงจรกรองผ่านแถบกว้างแบบนี้มีความราบเรียบตลอดช่วงแถบผ่านและสามารถสร้างแถบหยุดได้สองแถบหยุด

4.2.3 การวัดทดสอบวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างที่มีการตัดสัญญาณที่คมโดยใช้เรโซเนเตอร์หนึ่งตัว

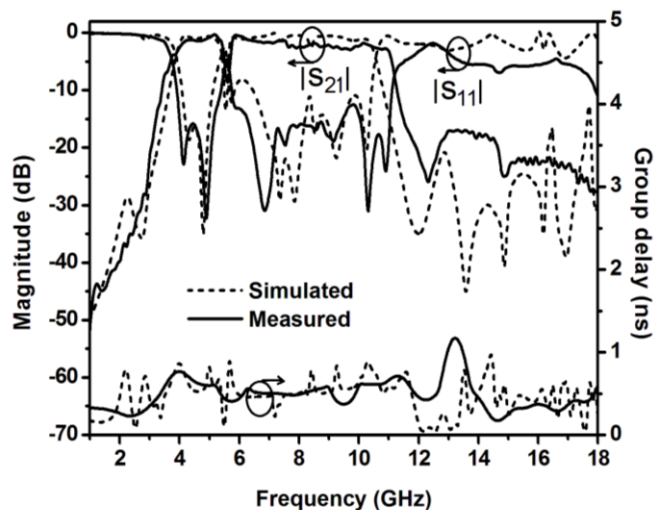
เมื่อนำข้อมูลที่ได้จากการวัดมาพล็อตเทียบกราฟเดียวกันกับผลจากการจำลอง จะได้ตามภาพที่ 4-8



ภาพที่ 4-8 การเปรียบเทียบผลการวัดชิ้นงานจริงกับผลการจำลองของวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างที่มีการตัดสัญญาณที่คมโดยใช้เรโซเนเตอร์หนึ่งตัว

ภาพที่ 4-8 แสดงการเปรียบเทียบผลการวัดชิ้นงานจริงกับผลการจำลองวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างที่มีการตัดสัญญาณที่คมโดยใช้เรโซเนเตอร์หนึ่งตัว ที่มีความถี่ผ่านแถบตั้งแต่ 4 GHz ถึง 11.25 GHz มีค่า S_{21} ต่ำกว่า 1 dB และค่า S_{11} ต่ำกว่า 10 dB ในช่วงแถบหยุดภายนอกแถบ ที่ความถี่ตั้งแต่ 11.25 GHz ถึง 18 GHz มีค่า S_{21} ต่ำกว่า 15 dB โดยเฉพาะที่ความถี่ 13 GHz และ 17 GHz สามารถลดความถี่ที่ไม่ต้องการได้ประมาณ 25 dB การตัดสัญญาณที่คมของสัญญาณค่า S_{21} มีค่าประมาณ 17 dB ทั้งที่ความถี่ 3 GHz ของความถี่ขาขึ้น และที่ความถี่ 11.25 GHz ของความถี่ขาลง ค่าหน่วงกลุ่มมีค่าประมาณ 0.2 ns. ตลอดช่วงผ่านแถบ จะเห็นได้ว่าวงจรกรองผ่านแถบกว้างแบบนี้สามารถตัดสัญญาณที่คมได้ดีถึงแม้จะใช้เพียงเรโซเนเตอร์เพียงตัวเดียว

4.2.4 การวัดทดสอบวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างที่มีการตัดสัญญาณที่คมที่มีหนึ่งแถบหยุดโดยใช้เรโซเนเตอร์สองตัว



ภาพที่ 4-9 การเปรียบเทียบผลการวัดขึ้นงานจริงกับผลการจำลองของวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างที่มีการตัดสัญญาณที่คมที่มีหนึ่งแถบหยุดโดยใช้เรโซเนเตอร์สองตัว

ภาพที่ 4-9 แสดงการเปรียบเทียบผลการวัดขึ้นงานจริงกับผลการจำลองของวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างที่มีการตัดสัญญาณที่คมที่มีหนึ่งแถบหยุดโดยใช้เรโซเนเตอร์สองตัว มีความถี่ผ่านแถบตั้งแต่ 3.5 GHz ถึง 11.25 GHz มีค่า S_{21} ดีกว่า 2 dB และค่า S_{11} ดีกว่า 12 dB ในช่วงแถบหยุดภายนอกแถบ ที่ความถี่ตั้ง 12 GHz ถึง 18 GHz มีค่า S_{21} ดีกว่า 17 dB โดยเฉพาะที่ความถี่ 12 GHz และ 14.5 GHz สามารถลดความถี่ที่ไม่ต้องการได้ประมาณ 25 dB การตัดสัญญาณที่คมของสัญญาณค่า S_{21} มีค่าประมาณ 30 dB ทั้งที่ความถี่ 3 GHz ของความถี่ขาขึ้น และค่า S_{21} มีค่าประมาณ 20 dB ที่ความถี่ 11 GHz ของความถี่ขาลง ค่าหน่วงกลุ่มมีค่าประมาณ 0.5 ns. ตลอดช่วงผ่านแถบ วงจรกรองผ่านแถบกว้างแบบนี้สามารถตัดสัญญาณที่คมได้ดีเนื่องจากมีเรโซเนเตอร์ถึงสองตัวร่วมกับการใช้เทคนิคการเจาะร่องกราวด์

บทที่ 5

สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

งานวิจัยนี้ได้นำเสนอวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างโดยใช้ตัวป้อนด้วยสายเชื่อมอินเตอร์ดิจิตอลบนโครงสร้างไมโครสตริปซึ่งเป็นโครงสร้างที่ง่ายต่อการออกแบบไม่ซับซ้อน และได้นำเทคนิคการเจาะร่องที่ตัวเรโซเนเตอร์และที่กราวด์มาใช้ในการแก้ปัญหาลดสัญญาณความถี่ในช่วงแถบหยุดให้ดีขึ้นและสามารถเลื่อนแถบหยุดให้เกิดในช่วงของขอบขาขึ้นและขาลงของช่วงผ่านแถบก่อให้เกิดการตัดสัญญาณที่คมซึ่งทำให้ประสิทธิภาพของวงจรกรองดีขึ้นในการเลือกรับสัญญาณ ทำให้ง่ายต่อการนำวงจรมาประยุกต์ใช้งานด้านไมโครเวฟ ซึ่งโครงสร้างของวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้าง โดยใช้สายเชื่อมอินเตอร์ดิจิตอลนำมาใช้แทนโครงสร้างที่เป็นแบบคัปเปิ้ลที่ปลาย ซึ่งให้ค่าคัปเปิ้ลที่น้อยไม่เพียงพอต่อการออกแบบใช้งาน เมื่อได้มีการปรับปรุงแล้วนำมาใช้ร่วมกับเรโซเนเตอร์เจาะร่อง จากนั้นได้เพิ่มจำนวนเรโซเนเตอร์ขึ้นเป็นสองเรโซเนเตอร์ เพื่อเพิ่มคุณสมบัติในการลดทอนสัญญาณช่วงแถบหยุดให้ดีขึ้น หรือ ให้ความชันของผลตอบสนองที่ดีขึ้น นอกจากนี้ได้พัฒนาให้สามารถสร้างแถบหยุดในช่วงผ่านแถบได้เพื่อลดการรบกวนของสัญญาณโครงข่ายไร้สายท้องถิ่น (WLAN) โดยสามารถสร้างแถบหยุดได้สองแถบหยุด จากการใส่ร่องพับที่กราวด์ ผลจากการวัดและผลการจำลองด้วยโปรแกรม IE3D มีความใกล้เคียงกัน

5.1 สรุปผลการวิจัย

การวิจัยวงจรกรองผ่านแถบความถี่กว้างที่มีการตัดสัญญาณที่คมโดยใช้โครงสร้างเจาะกราวด์แบบพับแตกต่างจากวงจรกรองความถี่อื่น ๆ ตรงที่มีเจาะร่องที่เรโซเนเตอร์และกราวด์ โดยอันดับแรก ทำการกำหนดพารามิเตอร์ที่ต้องการก่อน เช่น ความถี่กลาง 6.85 GHz แบนด์วิดท์ มากกว่า 100 % และเลือกใช้แผ่นวงจรพิมพ์ที่เหมาะสม คือ ของบริษัทโรเจอร์คอร์เปอร์เรชั่น โดยมีค่าคงที่ไดอิเล็กตริก (ϵ) เท่ากับ 3.0 ความสูงของไดอิเล็กตริก (h) เท่ากับ 1.524 มม. และมีค่าแท่งเจเนตการสูญเสีย 0.003 จากนั้นทำการคำนวณหาพารามิเตอร์ที่จำเป็นต่าง ๆ ของแผ่นวงจรพิมพ์ไมโครสตริป ต่อจากนั้นใช้โปรแกรม IE3D ช่วยวิเคราะห์หาค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสม เพื่อมาคำนวณหาค่าความจุซึ่งเป็นรูปแบบของโมเดลแบบพาย เมื่อได้ค่าที่เหมาะสมจะทำให้ได้รูปแบบของสายเชื่อมอินเตอร์ดิจิตอลขึ้น จากนั้นทำการปรับความกว้างของตัวคัปเปิ้ลและร่อง โดยใช้โปรแกรม IE3D เพื่อหาผลตอบสนองที่ดีที่สุด แล้วนำสายเชื่อมอินเตอร์ดิจิตอลไปใช้ร่วมกับเรโซเนเตอร์ที่มีการเจาะร่องที่ตรงกลางเพื่อให้เกิดแถบหยุดภายนอกแถบที่มีความกว้างสามารถตัดสัญญาณรบกวนได้ดี อีกทั้งเพิ่มร่องที่กราวด์ทำให้เกิดแถบหยุดที่ขอบขาขึ้นและขาลงของช่วงผ่านแถบส่งผลให้มีการตัดสัญญาณที่คม แล้วนำไปสร้างเป็นชิ้นงานจริงด้วยเครื่องเซาะลายวงจร หลังจากสร้างเสร็จทำการวัดผลจากวงจรโดยใช้เครื่องวิเคราะห์ช่วยงาน ผลที่ออกมาเมื่อนำมา

เปรียบเทียบร่วมกับผลการจำลอง จะเห็นว่ามีความใกล้เคียงกัน วิธีการเพิ่มความชันของสัญญาณสามารถทำได้อีก โดยการเพิ่มจำนวนเรโซเนเตอร์เป็นสองเรโซเนเตอร์ระหว่างสองเรโซเนเตอร์ใช้อินเตอร์ดิจิตอลช่วยในการคัปปลิง การสร้างแถบหยุดช่วงผ่านแถบสามารถทำได้โดยใส่ร่องไปที่กราวด์เช่นกัน แล้วควบคุมตำแหน่งที่เกิดแถบหยุด เพื่อสร้างแถบหยุดหนึ่งและสองแถบหยุดตามลำดับ สุดท้ายนำผลที่ได้จากการวัดและจำลองมาเปรียบเทียบกันจะมีความใกล้เคียงกัน วิธีการเจาะร่องที่เรโซเนเตอร์และกราวด์จึงเป็นทางเลือกหนึ่งในการออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่เพื่อสร้างความถี่แถบหยุดได้ทั้งช่วงผ่านแถบและภายนอกช่วงผ่านแถบได้

5.2 ปัญหาและข้อเสนอแนะ

การสร้างชิ้นงานบนโครงสร้างสายนำสัญญาณไมโครสตริป จะมีพารามิเตอร์ของแผ่นวงจรพิมพ์ไมโครเวฟให้เลือกหลายรุ่นหลายยี่ห้อ จึงต้องเลือกให้เหมาะสมในการใช้งาน ดังนี้

ค่าคงที่ไดอิเล็กตริก สายนำสัญญาณจะมีขนาดเล็กลง ถ้าใช้แผ่นวงจรพิมพ์ที่มีค่าคงที่ไดอิเล็กตริกมาก จะทำให้ขนาดของสายนำสัญญาณมีขนาดเล็ก อาจจะมีปัญหาในการเจาะร่องที่มีขนาดเล็กมากก็ได้ แต่ถ้าใช้ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกน้อยจะทำให้สายนำสัญญาณมีขนาดใหญ่ จะเป็นการสิ้นเปลืองวัสดุและชิ้นงานใหญ่เกินความจำเป็น

ความหนาของชั้นสเตรท หากเลือกใช้แผ่นวงจรพิมพ์ที่บางเกินไป เมื่อทำการเซาะลายวงจรอาจทำให้เซาะถึงเนื้อชั้นสเตรทได้ ทำให้ชิ้นงานไม่แข็งแรง

ในการเซาะร่องที่ลายวงจรมีข้อจำกัดที่ดอกสว่านมีขนาดเส้นผ่านศูนย์กลาง 0.2 มม. เพราะฉะนั้นในการออกแบบต้องเผื่อช่องของลายวงจรให้มีขนาดมากกว่า 0.2 มม. ทำให้พารามิเตอร์ในการออกแบบมีข้อจำกัด

ความแม่นยำของสายตาผู้ทำการควบคุมเครื่องเซาะลายวงจรเป็นสิ่งสำคัญเป็นอย่างมาก จึงต้องใช้ความระมัดระวังและความชำนาญในการเซาะลายวงจรเป็นพิเศษ จึงจะได้ผลงานออกมาดีตามต้องการ และผลการวัดไม่คลาดเคลื่อนได้

เอกสารอ้างอิง

1. Zhu L., Bu H. and Wu K. "Aperture compensation technique for innovative design of ultra-broadband microstrip bandpass filter." *IEEE MTT-S Int. Micr. Symp. Dig.* (2000) : 315-318.
2. _____. "Broadband and compact multi-pole microstrip bandpass filter using ground plane aperture technique." *IEE Proc. Microw. Antennas Propag.* (Feb. 2002)
3. Menzel W., Zhu L., Wu K. and Bögelsack F. "On the design of novel compact broadband planar filters." *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*, vol. 51. (Feb. 2003) : 364-370.
4. Kuo J. T. and Shih E. "Microstrip stepped impedance resonator bandpass filter with an extended optimal rejection bandwidth." *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.* vol. 51. (May 2003) :1554-1559.
5. Ma Z., Nomiya K. and Kobayashi Y. "Microstrip lowpass filters with reduced size and improved stopband characteristics." *IEICE Trans. Electron.* vol. E88-C. (Jan. 2005) : 62-67.
6. Wang H. and Zhu L. "Aperture-backed microstrip-line stepped impedance resonators and transformers for performance-enhanced bandpass filters." *IEICE Trans. Electron.* vol. E89-C. (Mar.2006) : 403-409.
7. Cai P., Ma Z., Guan X., Kobayashi Y., Anada T. and Hagiwara G. "A compact UWB bandpass filter using two-section open-circuited stubs to realize transmission zeros." *Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings*. (Dec. 2005) : 3356-3359.
8. Akkaraekthalin P. and Jantree J. "Microstrip bandpass filters with reduced size and improved stopband characteristics using new stepped-impedance resonators." *IEICE Trans. Electron.* vol. E89-C. (Dec. 2006) : 1865-1871.
9. Jantree J. and Akkaraekthalin P. "A compact open-loop resonator filter with a wide stopband Response." *AEU International Journal of Electronics and Communications*. (April 2007) : 249-254.

10. Aiello G. R. and Rogerson G. D. "Ultra-wideband wireless systems." *IEEE Microwave Mag.* vol. 4 (2003) : 36-47.
11. Zhu L. and Wang H. "Ultra-wideband bandpass filter on aperture backed microstrip line." *Electron. Lett.* (Sep. 2005) : 1015-1016.
12. Cai P., Ma Z., Guan X., Kobayashi Y., Anada T. and Hagiwara G. "Synthesis and realization of novel ultra-wideband bandpass filters using 3/4 wavelength parallel-coupled line resonators." *Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings.* vol. 1 (Dec. 2006) : 159-162.
13. _____. "A novel compact ultra-wideband bandpass filter using a microstrip stepped-impedance four-modes resonator." *IEEE MTT-S Int. Microwave Sym. Dig.* WE3E-05. (June. 2007) : 751-754.
14. Zhu L., Sun S. and Menzel W. "Ultra-wideband (UWB) bandpass filters using multiple-mode resonator." *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.* vol. 15 (Nov. 2005) : 796-798.
15. Wang H., Zhu L. and Menzel W. "Ultra-wideband (UWB) bandpass filters with hybrid microstrip/CPW structure." *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.* vol. 15 (Dec. 2005) : 844-846.
16. Hsu C.-L., Hsu F.-C. and Kuo J.-T. "Microstrip bandpass filters for ultra-wideband (UWB) wireless communications." *IEEE MTT-S Int. Dig.* (Jun. 2005) : 679-682.
17. Menzel W., Tito M. S. R. and Zhu L. "Low-loss ultra-wideband (UWB) filters using suspended stripline." *Proc. 2005 Asia-Pacific Microw. Conf.* vol. 4 (Dec. 2005) : 2148-2151.
18. Sun S. and Zhu L. "Capacitive-ended interdigital coupled line for UWB bandpass filters with improved out-of-band performances." *IEEE Microwave Wireless Compon. Lett.* vol. 16 (Aug. 2006) : 440-442.
19. Wong S. W., Sun S. and Zhu L. "Ultra-wideband (UWB) bandpass filters with improved upper-stopband performance." *Proc. 2006 Asia-Pacific Microw. Conf.* (Dec. 2006)
20. Li R. and Zhu L. "Compact UWB bandpass filter using stub-loaded multiple-mode resonator." *IEEE Microw. Wireless Compon. Let.* vol. 17 (Jul. 2007) : 40-42.

21. Wong S. W. and Zhu L. "EBG-Embedded multiple-mode resonator for UWB bandpass filter with improved upper-stopband performance." *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.* vol. 17 (Jun. 2007) : 421-423.
22. Yao B. Y., Zhou Y. G. and Cao Q. S. "Compact UWB bandpass filter with improved upper-stopband performance." *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.* vol. 19 (Jan. 2009) : 27-29.
23. Shaman H. and Hong J. -S. "Asymmetric parallel-coupled lines for notch implementation in UWB filters." *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.* vol. 17 (Jul. 2007) : 516-518.
24. Wong S. W. and Zhu L. "Implementation of compact UWB bandpass filter with a notch-band." *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.* vol. 18 (Jan. 2008) : 10-12.
25. Shaman H. and Hong J. -S. "Ultra-wideband (UWB) bandpass filter with embedded band notch structures." *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.* vol. 17 (Mar. 2007) : 193-195.
26. Lee C. -H., Hsu C. -I. G. and Chen L. -Y. "Band-notched ultra-wideband bandpass filter design using combined modified quarter-wavelength tri-section stepped-impedance resonator." *IET Microw. Antennas Propag.* vol. 3 (2009) : 1232-1236.
27. Weng M. H., Liauh C. T. and Vargas S. R. "An ultra-wideband bandpass filter with an embedded open-circuited stub structure to improve in-band performance." *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.* vol. 19 (Mar. 2009) : 146-148.
28. Yang G. M., Jin R., Vittoria C., Harris V. G. and Sun N. X. "Small ultra-wideband (UWB) bandpass filter with notched band." *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.* vol. 18 (Mar. 2008) : 176-178.
29. Pirani S., Nourinia J. and Ghobadi C. "Band-notched UWB BPF design using parasitic coupled line." *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.* vol. 20 (Aug. 2010) : 444-446.
30. Lin W. -J., Li J. -Y., Chen L. -S., Lin D. -B. and Houng M. -P. "Investigation in open circuited metal lines embedded in defected ground structure and its applications to UWB filters." *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.* vol. 20 (Mar. 2010) : 148-150.
31. Luo X., Ma J. -G., Ma K. and Yeo K. S. "Compact UWB bandpass filter with ultra narrow notched band." *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.* vol. 20 (Mar. 2010) : 145-147.

32. Mao S. -G., Chueh Y. -Z., Chen C. -H. and Hsieh M. -C. "Compact ultra-wideband conductor-backed coplanar waveguide bandpass filter with a dual band-notched response." *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.* vol. 19 (Mar. 2009) : 149-151.
33. Song K. and Xue. Q. "Compact ultra-wideband (UWB) bandpass filters with multiple notched band." *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.* vol. 20 (Aug. 2010) : 447-449.
34. Hao Z. -C. and Hong J. -S. "Compact UWB filter with double notch-bands using multilayer LCP technology." *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.* vol. 19 (Aug. 2009) : 500-502.
35. _____. "Ultra-wideband bandpass filter with multiple notch band using nonuniform periodical slotted ground structure." *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* vol. 57 (Dec. 2009) : 3080-3088.
36. _____. "Ultra-wideband bandpass filter with multiple notch-bands on multilayer liquid crystal polymer substrate." *IET Microw. Antennas Propag.* vol. 3 (2009) : 749-756.
37. Oshima S., Wada K., Murata R. and Shimakata Y. "Multilayer dual-band bandpass filter in low-temperature co-fired ceramic substrate for ultra-wideband applications." *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* vol. 58 (Mar. 2010) : 614-622.
38. Hu W., Ma Z., Kobayashi Y., Anada T. and Hagiwara G. "Dual-mode bandpass filters using microstrip slotted equilateral triangular patch resonators." *IEICE Trans. Electron.* vol. E89-C (April. 2006) : 503-508.
39. Chu Q. -X. and Yang Y. -Y. "A Compact ultrawideband antenna with 3.4/5.5 GHz dual band-notched characteristics." *IEEE Trans. Antennas and Propag.* vol. 56 (Dec. 2008) : 3637-3644.
40. Woo D. -J., Lee T. -K., Lee J. -W., Pyo C. -S. and Choi W. -K. "Novel u-slot and v-slots for bandstop filter with improved q factor." *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* vol. 54 (June. 2006) : 2840-2847.
41. Boutejdar A., Amari S., Elsherbini A. and Omar A. S. "A novel lowpass filter with ultra-wide stopband and improved-factor performance using H-defected ground structure (DGS)." *Proc. IEEE AP-S Symp.* (2007)
42. Zeland Software. Inc. IE3D. New York.

ภาคผนวก

บทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์

บทความที่ได้รับการตีพิมพ์

บทความการประชุมวิชาการ

Mongkol Meeloon and Prayoot Akkaraekthalin, “UWB Bandpass Filter With Notched Band using Defected Ground Structure” *2017 1st Mini Symposium for International Symposium on Antennas and Propagation: ISAP2017*, CU, Thailand, 2017.

Mongkol Meeloon, Ekasit Nugoolcharoenlap and Prayoot Akkaraekthalin, “UWB Bandpass Filter With Improved Rejection Band Performance using Defected Ground Structure and Slotted Step Impedance Resonator” *19th Conference of Open Innovations Association FRUCT : FRUCT-2016*, Jyvaskyla, Finland, 2016.

Mongkol Meeloon and Prayoot Akkaraekthalin, “UWB Bandpass Filter With Notched Band and Sharp Rejection Using Folded Defected Ground Structure” *2016 Thailand-Japan Microwave : TJMW-2016*, KMUTNB, Thailand, 2016.

UWB Bandpass Filter With Notched Band and Sharp Rejection Using Folded Defected Ground Structure

Mongkol MEELOON[†] and Prayoot AKKARAEKTALIN[‡]

[†] Department of Special Investigation (DSI), 128 Chaengwattana, Thungsohong, Laksi, Bangkok, 10210 Thailand

[‡] King Mongkut's University of Technology, North Bangkok, Pibulsongkram, Bangsue, Bangkok 10800 Thailand

E-mail: [†]mongkol_m@dsi.go.th, [‡]prayoot@kmutnb.ac.th

Abstract In this paper, an ultra-wideband (UWB) bandpass filter based on folded defected ground structure and slotted step impedance resonator (SSIR) is presented. The proposed filter performance shows a notched response in the passband frequency, due to the use of a folded defected ground structure. The center frequency and bandwidth of notched bands can be controlled with adjusting dimensions of the folded defected ground structure. The wider upper stopbands occurred from slotted resonator characteristics have also been obtained. The simulated and experimental results show a notched band at 5.38 GHz. High stopband performances are better than 20 dB for a frequency range that is up to 18 GHz. Sharpened rejection skirts are also obtained.

Keyword UWB Bandpass Filter, Folded Defected Ground Structure, Slotted Step Impedance Resonator, Notched Band

1. INTRODUCTION

The ultra-wideband (UWB) frequency range is normally between 3.1 to 10.6 GHz for a variety of applications of commercial wireless communication system, which has been authorized by the U.S. Federal Communications Commission (FCC) since 2002 [1]. The UWB system has become a one of the most promising technologies for short-range low-power indoor wireless communications. An UWB bandpass filter is an essential component of UWB systems, and has continuously been developing its performance in recent years. There are various techniques for developing performance for UWB bandpass filters. Stepped impedance resonators (SIR) with multi-mode resonators (MMRs) were utilized with UWB bandpass filters. Its property consists of a low impedance line at the center, high impedance parallel lines at the end, and can also be used for improving the UWB filter in size reduction and stopband performance [2]. The interdigital coupled lines were formed to define their transmission zeros towards the fourth-order resonant frequency of the MMRs [3]-[4]. It has been mentioned that most of these UWB bandpass filters that have superior performance and are suitable for implementation. Moreover, for covering wide frequency, the UWB systems can be interfered by the existing undesired radio signals, such as wireless local-area network, WiMAX and RFID. In order to avoid interferences

from the undesired signals, UWB bandpass filters with notched band are definitely required.

The UWB bandpass filters with notched bands using various methods have been proposed. The methods showed the performance of signal rejections. For examples, techniques of adding stubs to the arms of interdigital coupled line [5], using embedded structures in the feed line [6], and adding a parasitic coupled line which is resulted in a narrow notch band as proposed in [7]. The UWB bandpass filter with compact size has been designed by using embedded step-impedance resonator [8]. Many researches proposed notched band with defected ground structures [9], using parallel U-shaped defected microstrip [10] and stub loaded resonator [11].

This paper proposes an UWB bandpass filter with notched band and improved stopband performance. It consists of two slotted step impedance resonators driven by interdigital coupled lines at both ends of the resonator to improve the stopband performances. Also, it has folded defected ground structure at the bottom layer which can be used to generate a notched band. In section 2, the UWB bandpass filter will be presented in the design and optimization. The experimental verification and measured results of the proposed UWB bandpass filter will be described in details of section 3. Finally, our conclusions will be given in section 4.

2. UWB BANDPASS FILTER DESIGN

Fig.1 shows the layout of designed UWB bandpass filter with folded defected ground structure for notched band. The proposed filter will be described in the following sub-sections.

The method used to improve the performance of UWB bandpass filters by intergrating the MMR resonator with interdigital coupled line in order to enhance coupling degree has been studied in the literature [2]. An interdigital coupled line has been widely used and known as a capacitive coupling with two 50Ω feed lines in the UWB bandpass filters. However, it must be redesigned for achievable design-specified coupling factor between two adjacent line resonators. The strip and slot widths must be reduced in order to achieve a tight coupling degree.

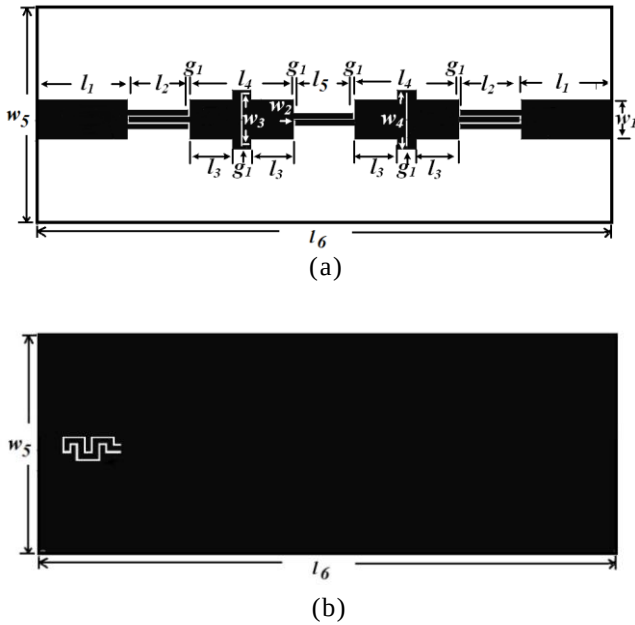


Fig. 1 The layout of proposed filter for notched band (a) top layer (b) bottom layer.

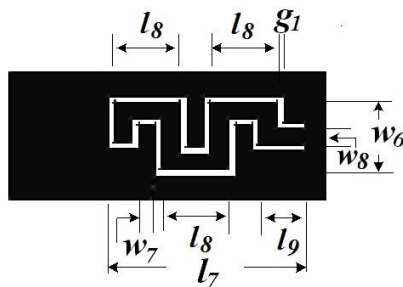


Fig. 2 The folded defected ground structure.

In this work, we design and optimize the interdigital coupled line structure which is designed and fabricated using the RT/Duroid 3003 substrate with a dielectric constant of 3.0 and a thickness of 1.524 mm and a loss tangent of 0.0013, resulting in $l_2 = 6.45$ mm, $w_2 = 0.5$ mm, and $g_1 = 0.2$ mm, as shown in Fig.1. It has been found that this new coupled line has better superior passband characteristics than conventional one.

MMR is formed by attaching slotted resonators at the middle of slotted step impedance resonator. It can be used for extending the stopband range around the upper frequency to be larger than 10 dB from 12 GHz to 18 GHz. Conventional UWB bandpass filter [3], with the use of $\lambda g/2$ microstrip resonator, has inherently spurious resonant frequencies at $2f_o$ and $3f_o$, where f_o is the fundamental frequency, which may be nearly closed to the desired passband. Microstrip SSIRs have been proposed as shown in [4] for higher stopband performances.

The RT/Duroid 3003 substrate has been used to design the proposed filter. The IE3D program has been used to simulate the performances of the proposed filter. The optimized dimensions of the slotted resonators and the interdigital coupled lines have been obtained in the previous work [4] including $l_2 = 6.45$ mm, $l_3 = 11.0$ mm, $l_4 = 3.47$ mm, $l_5 = 6.5$ mm, $w_1 = 4.0$ mm, $w_2 = 1.2$ mm, $w_3 = 4.5$ mm and $w_4 = 5.5$ mm. Also, the optimized dimensions of the folded defected ground structure at the bottom layer for 5.38 GHz with notched band have been obtained are: $l_1 = 10$ mm, $l_6 = 68$ mm, $l_7 = 5.94$ mm, $l_8 = 2.12$ mm, $l_9 = 1.47$ mm, $w_5 = 0.8$ mm, $w_6 = 2.1$ mm, $w_7 = 0.52$ mm, $w_8 = 0.8$ mm and $g_1 = 0.2$ mm. All the dimension parameters are shown in Fig.1 and Fig.2.

The folded defected ground structure at the bottom layer presented here is equivalent as a notch band. The RT/Duroid 3003 substrate has been selected to demonstrate in this study. Fig.3 (a) the frequency responses of S_{21} for the structure inset in Fig. 3 (a) when varying the length L of the defected ground from 5 to 10 mm. It can be found that a center frequency of notched can be moved from 9 GHz down to 5 GHz. When increasing the width W of the defected ground while keeping the center frequency to be the same, the bandwidth of notched band is increased as shown in Fig.3 (b). It can be

clearly seen that a 3 dB bandwidth of the notched band is increased from 220 to 810 MHz. Therefore, by tuning the length and width of the defected ground, center frequencies and bandwidth of notched band can be easily adjusted using the proposed technique. Defected ground is therefore suitable for utilizing in the UWB bandpass filter when a notched band is required. To create the notched band at 5.38 GHz, the dimensions of the proposed defected ground include $l_7 = 5.94$ mm, $w_6 = 0.8$ mm, and $g_1 = 0.2$ mm.

To verify the notched mechanism, the current distributions of defected ground structure at notch frequency of 5.38 GHz are shown in Fig.4. We can notice that in Fig.4 (a) the current distribution passes through the conventional bottom layer but it cannot pass through the proposed structure as shown in Fig.4 (b).

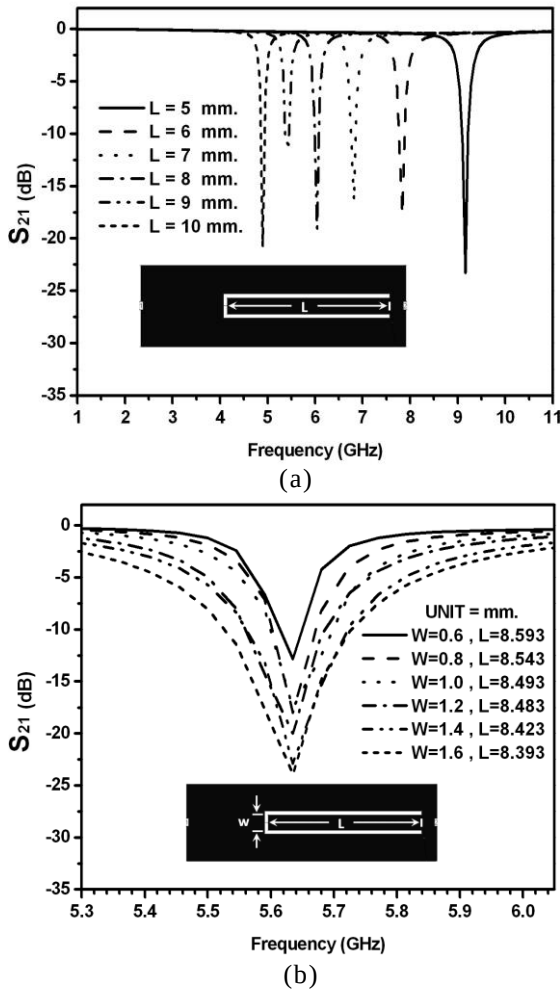


Fig. 3 S_{21} magnitude responses of the defected ground structure with a slot of 0.2 mm when (a) varying L (b) varying W .

3. SIMULATED AND EXPERIMENTAL RESULTS

Fig.5 shows photographs of the fabricated UWB filter for notched band. Fig.6 shows a comparison of measured and simulated responses of the UWB filter with a notched band. It can be found that the measured results show agreement with the simulation expectations, confirming that the proposed UWB filter with a notch is capable of narrowing notched band, having good insertion losses within the passband and also widening the upper stopband. The measured return and insertion losses are found to be lower than -10 dB and higher than -2 dB, respectively over desired UWB passband. The notched frequency of about 5.38 GHz has a bandwidth of about 270 MHz. The proposed filter shows narrow notched band and improved upper stopband performance with high insertion loss. The upper stopband with the insertion loss lower than -20 dB occupies an enlarged range of 13 to 18 GHz. The group delay of filter slightly varies between 0.4 to 0.5 ns in the passband. Moreover, the proposed filter exhibits notched band and a wide upper stopband with values of S_{21} lower than -35 dB at 13 GHz and -30 dB at about 17.5 GHz. These superior stopband performances are caused by the stopband characteristics of the proposed slotted resonator structure, and narrow notched band is caused by folded defected ground structure.

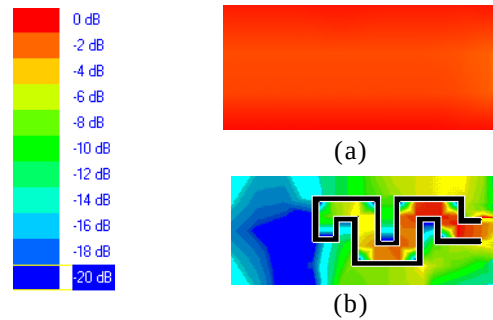


Fig. 4 Current distributions of notch band at 5.38 GHz (a) convention structure (b) defected ground structure.

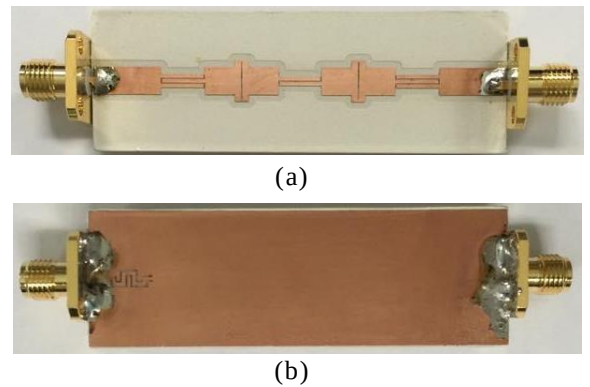


Fig. 5 Photographs of the fabricated UWB filter for notched band (a) top layer (b) bottom layer.

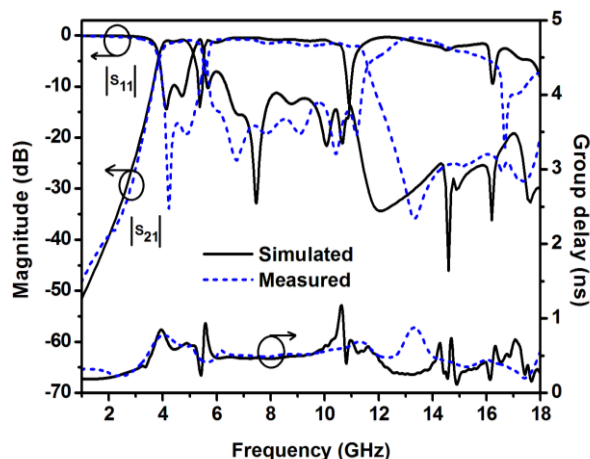


Fig. 6 Comparison of measured and simulated responses of the UWB filter with notched band.

4. CONCLUSIONS

The folded defected ground structure with notched band and slotted step impedance resonator with improved upper stopband performances for UWB bandpass filter have been presented and implemented. By properly forming SSIR together with two interdigital coupled lines at both ends and folded defected ground structure at bottom layer, the filter is constructed and its performances are extensively investigated in simulation and measurement. The proposed UWB filter has been demonstrated its capabilities in narrowing notched band with the folded defected ground structure and suppressing spurious responses with slotted resonator. Also, the fabricated UWB filter proved that it can generate notched band, widen the upper stopbands and sharpened rejection skirts.

ACKNOWLEDGMENT

This work was supported by the Thailand Research Fund (TRF) under the grant contract number TRG5880274.

References

- [1] G. R. Aiello and G. D. Rogerson, "Ultra-wideband wireless systems," *IEEE Microwave Mag.*, vol. 4, no. 2, pp. 36-47, 2003.
- [2] L. Zhu, S. Sun, and W. Menzel, "Ultra-wideband (UWB) bandpass filters using multiple-mode resonator," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 15, no. 11, pp. 796-798, Nov. 2005.
- [3] S. Sun and L. Zhu, "Capacitive-ended interdigital coupled line for UWB bandpass filters with improved out-of-band performances," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 16, no. 8, pp. 440-442, Aug. 2006.
- [4] M. Meeloon, S. Chaimool, and P. Akkaraekthalin, "Broadband bandpass filters using slotted resonators fed by interdigital coupled lines for improved upper stopband performances," *Int. J. Electron. Commun. (AEU)* 63, pp.454-463, 2009.
- [5] H. Shaman and J. -S. Hong, "Asymmetric parallel-coupled lines for notch implementation in UWB filters," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol 17, no.7, pp. 516-518, Jul. 2007.
- [6] W.-J. Lin, J.-Y. Li, L.-S. Chen, D.-B. Lin, and M.-P. Houngh, "Investigation in open circuited metal lines embedded in defected ground structure and its applications to UWB filters," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 20, no.3, pp. 148-150, Mar. 2010.
- [7] S. Pirani, J. Nourinia, and C. Ghobadi, "Band-notched UWB BPF design using parasitic coupled line," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 20, no.3, pp. 444-446, Aug. 2010.
- [8] R. Ghatak, P. Sarkar, R. K. Mishra, and D. R. Poddar : "A compact UWB bandpass filter with embedded SIR as band notch structure," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 21, no.5, pp. 1-3, May 2010.
- [9] Y. Song, G-M. Yang and W. Gey : "Compact UWB Bandpass Filter With Dual Notched Bands Using Defected Ground Structures," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 24, no.4, pp. 230-232, Apr. 2014.
- [10] J. Wang, J. Zhao and J-L. Li : "Compact UWB bandpass filter with triple notched bands using parallel U-shaped defected microstrip structure," *Electron. Lett.*, vol. 50, no.2, pp. 89-91, Jan. 2014.
- [11] F. Wei, Z. D. Wang, F. Yang and X. W. Shi : "Compact UWB BPF with triple-notched bands based on stub loaded resonator," *Electron. Lett.*, vol. 49, no.2, Jan. 2013.
- [12] Zeland Software, Inc., IE3D, New York.

UWB Bandpass Filter with Improved Rejection Band Performance Using Defected Ground Structure and Slotted Step Impedance Resonator

Mongkol Meeloon

Department of Special Investigation
Bangkok, Thailand
mongkol_m@dsi.go.th

Ekasit Nugoolcharoenlap

Rajamangala University of
Technology Rattanakosin
Nakhon Pathom, Thailand
ekasit.nug@rmutr.ac.th

Prayoot Akkaraekthalin

King Mongkut University of
Technology, North Bangkok
Bangkok, Thailand
prayoot@kmutnb.ac.th

Abstract—This paper presents an ultra-wideband (UWB) bandpass filter with high performances for sharp rejection bands and wide stopband. The filter is designed with the combination of defected ground structure (DGS) and slotted step impedance resonator (SSIR). Two transmission zeros for controlling the stop band can be generated designing with the defected ground structure utilized as a stop band resonator. Also its structure can be designed for improving the sharp rejection band. The wider upper stopbands caused by slotted resonator characteristics have also been obtained. The simulated and experimented results exhibited in good agreement and high sharpened rejection stopbands shown at 2.90 GHz and 11.50 GHz. High stopband performances are better than 15 dB in the frequency range up to 18 GHz.

I. INTRODUCTION

Ultra-wideband (UWB) technology has been interested and begun in use since 2002 [1]. This is due to the majority of large bandwidth requirement which is an importance dealing with increasing channel capacity preparing for the next generation of communication in the future. The advantages of UWB system can be applicable with short-rang low-power indoor wireless communications. UWB bandpass filters is a one of the components in UWB systems utilizing for selecting a large frequency passband bandwidth between 3.1 GHz and 10.6 GHz that has compact size, low insertion loss, widened upper-stopband, sharp rejection bands and easily-implemented structures. There have been the various techniques in available development for UWB bandpass filters presented in [2]-[7]. The multi-mode resonators (MMRs) integrated with UWB bandpass filters were initially proposed in [2]. The MMR characteristics consist of a low impedance line in the center, high impedance parallel lines at both ends, that can be used to reduce size and improve stopband performance of UWB filters. In [3]-[4], the interdigital coupled lines with MMRs have been designed for generating their transmission zero level in the stop band for the fourth-order resonant frequency. The stub-loaded MMR and an electromagnetic bandgap (EBG) MMR were presented to design UWB filters in order to improve the stopband performance of UWB filters [5]-[7]. Those proposed UWB filter design techniques have been mentioned for reducing the resonator size, improving high stop band level at the fourth order resonant frequency, but they did not show the performance for a stop band frequency under frequency range

than 3 GHz. The UWB bandpass filters with improved rejection bands by using many methods have been proposed such as using stepped-impedance stub-loaded resonator which can be generated two transmission zeros at both lower and upper side of the passband [8]. Many researches have proposed sharp rejection bands with stepped-impedance stub-loaded resonator [9]-[10]. However, a large size in vertical direction of the loaded open stubs is still occurred after designed. In [11], the use of high-temperature superconducting (HTS) materials has been implemented with the UWB bandpass filter in order to improve sharp rejection bands and miniature the realized filter size, but the fabrication process was very complicated and hardly for realizing the filter.

In this paper, an UWB bandpass filter with improved stopband performance is presented. Also, the defected ground structure is designed and fabricated at the bottom layer, which can be designed to improve sharp rejection bands. In section II, the UWB bandpass filter will be presented in the design and optimize procedures. The simulated and measured results of the proposed UWB bandpass filter will be described in details for section III. Finally, the conclusions will be discussed in section IV.

II. UWB BANDPASS FILTER DESIGN

Fig.1 shows all the designed structure of the proposed UWB bandpass filter and its equivalent filter circuit. A defected ground structure designed at the bottom layer shown in Fig.2 is used as a bandstop filter circuit that can improve the rejection band performance of this filter. The designed structure of UWB bandpass filter here consists of a half-wavelength slotted low-impedance line section at the middle, two identical quarter-wavelength high-impedance line sections are between two sides and two defected ground designed at the bottom layer.

A. Interdigital Coupled Line

Fig.3 (a) shows a conventional interdigital coupled line presented in [5]. Its equivalent circuit can be represented as a capacitive coupling element for designing in multi-stage bandpass filters. The optimized structure of the interdigital coupled line with a specified coupling factor must be obtained in order to improve the filter performance. The design

procedure can be successful by reducing in both its strips and slot widths for resulting in a tight coupling and lower insertion loss. However, it may cause of difficulties in the design and also fabrication processes due to its sensitivity to the strip/slot widths and conductor thickness/ configuration.

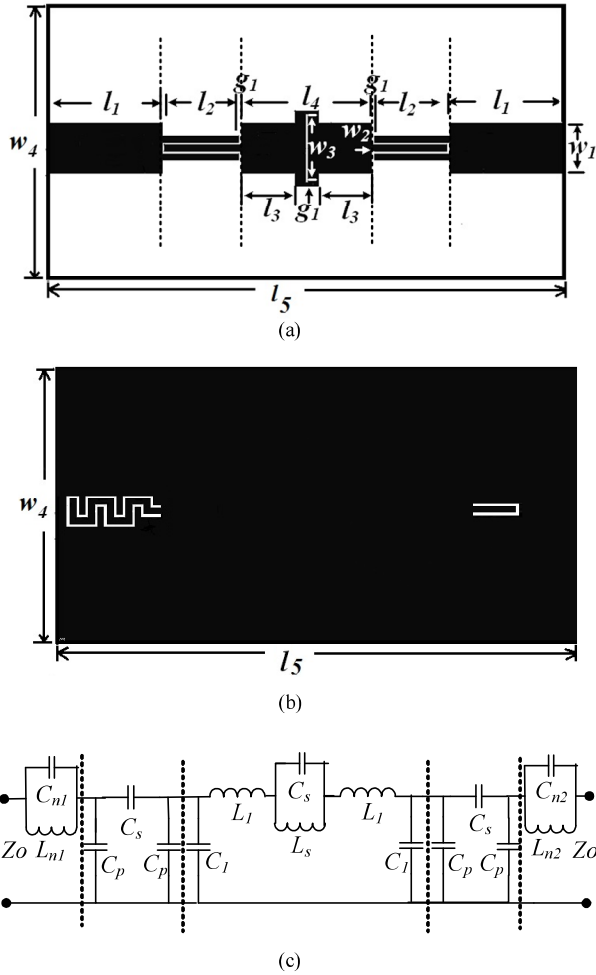


Fig. 1. The proposed filter for sharp rejection bands (a) top layer (b) bottom layer and (c) the equivalent transmission line network with $l_1 = 10.00$ mm, $l_2 = 6.45$ mm, $l_3 = 4.50$ mm, $l_4 = 11.00$ mm, $l_5 = 44.30$ mm, $w_1 = 4.00$ mm, $w_2 = 0.50$ mm, $w_3 = 6.10$ mm and $w_4 = 20.0$ mm

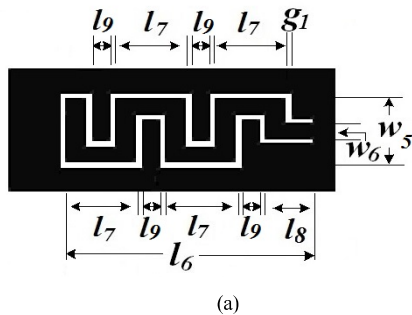


Fig. 2 The defected ground structure (a) lower stopband (b) upper stopband with $l_6 = 7.25$ mm, $l_7 = 1.92$ mm, $l_8 = 1.37$ mm, $l_9 = 0.52$ mm, $l_{10} = 3.95$ mm, $w_5 = 3.30$ mm, $w_6 = 0.50$ mm and $g_1 = 0.20$ mm

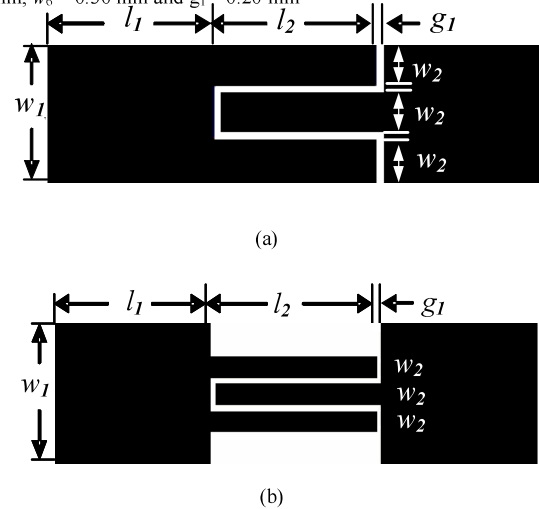


Fig.3. Interdigital coupled lines (a) the conventional one and (b) the optimized one

A method that is utilized for improving the UWB bandpass filter by inserting the MMR resonator with interdigital coupled line for enhanced coupling degree discussed in [2]. An interdigital coupled line is conventionally used as a capacitive

coupling with the input/output 50 ohm feed lines in the UWB bandpass filters. Here we have redesigned the interdigital coupled line smaller than a conventional size for improving the strong input/output coupling in best passband transmission.

In this work, we have designed and optimized the interdigital coupled line structure on the top layer of RT/Duroid 3003 microstrip that has a dielectric constant of 3.0 and a thickness of 1.524 mm and a loss tangent of 0.0013. The completed dimensions of the interdigital coupled line are $l_2 = 6.45$ mm, $w_2 = 0.5$ mm, and $g_1 = 0.2$ mm, as shown in Fig.3 (b). The response curves for different coupled line width that are compared and shown in Fig.4. It has been found that this new coupled line show the better superior passband characteristics than conventional one.

Fig. 5 (a) shows a conventional structure of UWB bandpass filter. It consists of one half-wavelength resonators at the middle filter connected between two quarter-wavelength interdigital coupled lines before both ends of the input/output resonators. Fig. 5 (b) shows simulated magnitude responses of interdigital coupled lines and MMR under weak/strong coupling, respectively. The first three modes in the weak coupling case for different $l_2 = 0.1$, 2.0 and 4.0 mm, that are corresponded to occur the peak of three frequencies around 4, 7, and 9 GHz, respectively. As increases from 0.1 to 4.0 mm, the magnitude curve slightly rises. As largely increases to 6.45 mm that approximately equals to quarter-wavelength at 6.85

GHz, the whole magnitude realizes an almost flat frequency response nearly to 0-dB horizontal line over the desired UWB bandpass filter. In the meantime, the fifth mode is unwanted out off band frequency is located around 18 GHz need to suppressing undesired. The dimensions of the interdigital coupled lines and MMR have been obtained including $l_1 = 10.00$ mm, $l_2 = 6.45$ mm, $l_3 = 11.00$ mm, $l_4 = 6.45$ mm, $l_5 = 44.30$ mm, $w_1 = 4.00$ mm, $w_2 = 0.50$ mm and $w_3 = 6.10$ mm.

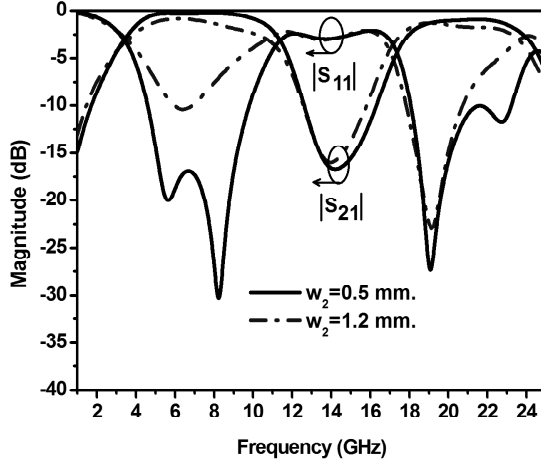


Fig.4 Responses of interdigital coupled lines with $w_2 = 1.2$ mm for the conventional one and $w_2 = 0.5$ mm for the optimized one

B. SSIR Characteristics

In the design, MMR is still required for improving the stop band performance, but it needs a further improvement of its size and very good suppression in the harmonic by attaching slotted resonators in the middle of slotted step impedance resonator for extending stopband in the upper frequency to be larger than 10 dB over 12 GHz to 18 GHz. This resonator is namely *Step-Step Impedance Resonators* or *SSIR* [4]. Conventional UWB bandpass filter [3], using $\lambda_g/2$ microstrip resonator, has shown inherently spurious resonant frequencies at $2f_0$ and $3f_0$, where f_0 is the fundamental frequency, which may be very closed to a desired passband. Consequently, microstrip SSIRs have been proposed its performance for higher stopband, as exhibited in [4]. Fig. 6 illustrates a comparison of simulated responses magnitude of the step impedance resonator with slotted step impedance resonator. It can be seen that the proposed SSIR filter has shown a better stopband performance with a very high harmonic suppression less than -15 dB.

Fig.7 shows the current distributions of the step-impedance resonators at $3f_0$ as about 21 GHz stopband frequency. We can notice that in Fig.7 (a) the current densities pass through the resonators. For the proposed resonators in Fig.7 (b) the current densities on the surface of resonators is difficulty passed by the slot. It may be a cause of the stopband frequency appeared at $3f_0$ or 3^{rd} harmonic as about 21GHz.

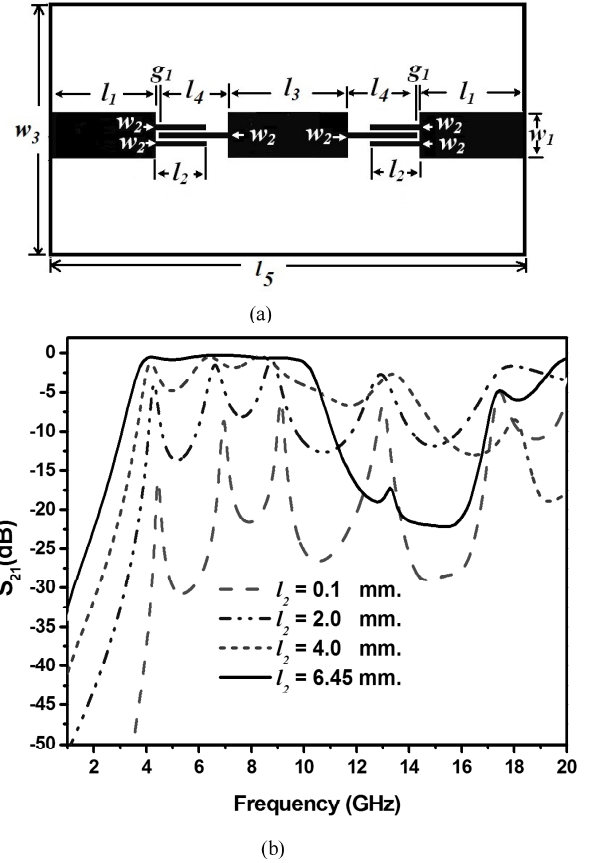


Fig.5 S_{21} magnitude responses of interdigital coupled lines and MMR resonator under weak/strong coupling

The RT/Duroid 3003 substrate has been provided for designing the filter. The IE3D program has been used to demonstrate the filter performances. The optimized dimensions of the slotted resonators and the interdigital coupled lines have been obtained using an optimizer from the EM simulation software. All the dimensions are shown in Fig. 1. Also, the optimized dimensions of the defected ground structure are shown in Fig. 2.

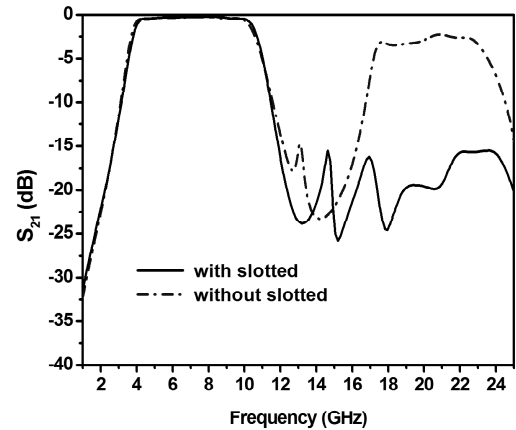


Fig. 6 Comparison of simulated S_{21} magnitude responses of the UWB filter with slotted step impedance resonator and without slotted step impedance resonator

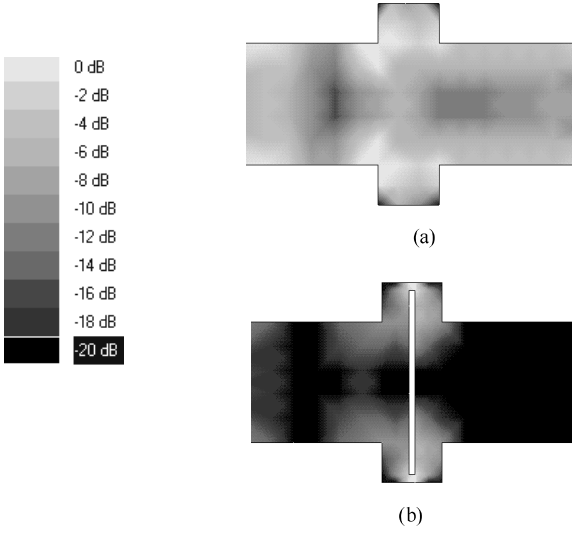
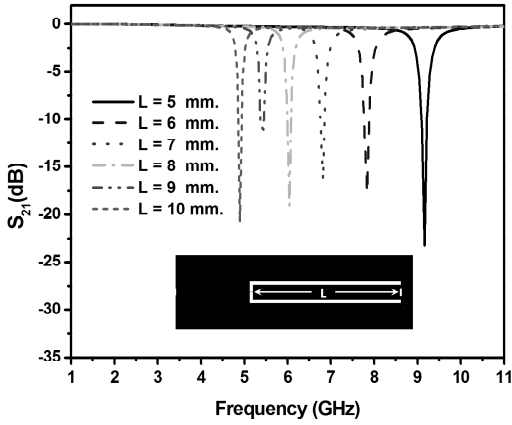
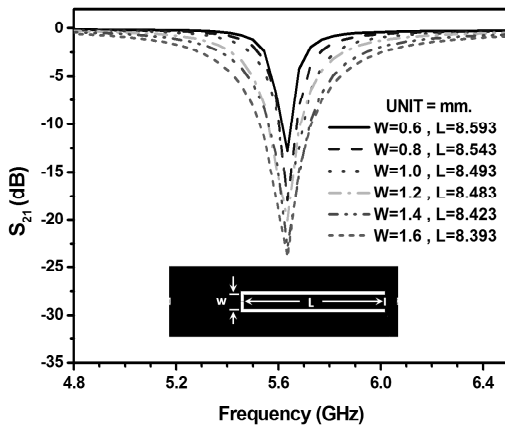


Fig. 7 Current distributions of resonator at 21 GHz (a) convention step impedance resonator (b) slotted step impedance resonator



(a)



(b)

Fig. 8 S_{21} magnitude responses of the defected ground structure with a slot of 0.2 mm when (a) varying L (b) varying W

C. Defected Ground Structure

The defected ground chip at the bottom layer of the filter structure has been proposed. The RT/Duroid 3003 substrate has been used in this study. Fig.8 (a) shows a part of defected ground structure and its frequency responses of S_{21} for different values of the length L from 5 to 10 mm. It can be found that a middle frequency of stopband can be moved down from 9 GHz to 5 GHz. Whilst increasing the width W of the defected ground, then the center frequency is remained at the same value, the bandwidth of stopband is increased as shown in Fig.8 (b). It can be clearly seen that a 3 dB bandwidth of the stopband is increased from 220 MHz to 810 MHz. Therefore, by tuning L and W of the defected ground, center frequencies and bandwidth of sharp rejection bands can be easily adjusted. Thus, defected ground is suitable for utilizing within the UWB bandpass filter when sharp rejection bands are required. To make the sharp rejection bands at 2.84 GHz and 11.28 GHz, the dimensions of the proposed defected ground structure include $l_6 = 7.25$ mm, $l_7 = 1.92$ mm, $l_8 = 1.37$ mm, $l_9 = 0.52$ mm, $l_{10} = 3.95$ mm, $w_5 = 3.30$ mm, $w_6 = 0.50$ mm and $g_1 = 0.20$ mm.

To verify the sharp rejection bands mechanism, the current distributions of defected ground structure at 2.84 GHz and 11.28 GHz sharp rejection bands frequencies are shown in Fig.9. We can notice that in Fig.9 (a) the current distribution passes thoroughly the conventional bottom layer but the current direction cannot be through the proposed structure as shown in Fig.9 (b)-(c).

III. SIMULATED AND MEASURED RESULTS

Fig.10 shows a comparison of simulated responses of the UWB filter with defected ground structure and without defected ground structure. We can see that defected ground structure can create sharp rejection bands in the lower stopband and upper stopband. Fig. 11 shows the photograph of the fabricated UWB filter for sharp rejection bands. Fig.12 shows a comparison of measured and simulated responses of the UWB filter with sharp rejection bands.

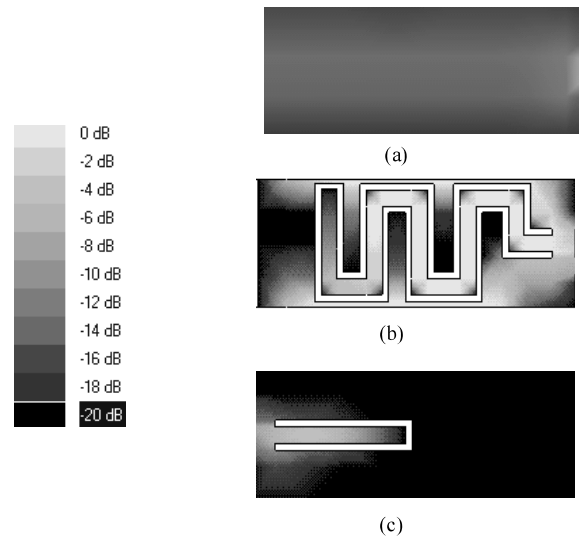


Fig. 9 Current distributions of sharp rejection band at 2.84 GHz and 11.28 GHz (a) convention structure (b) – (c) defected ground structure

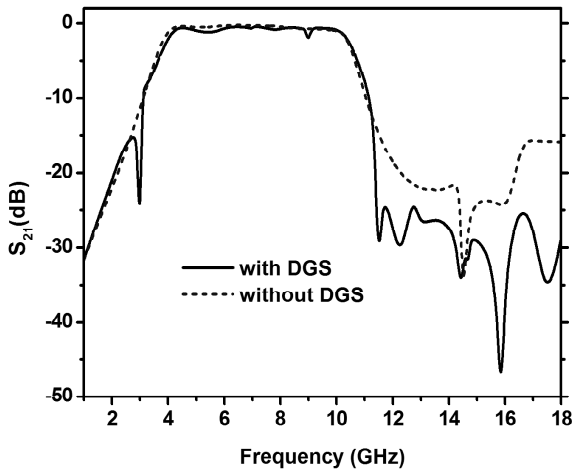


Fig. 10 Comparison of simulated responses of the UWB filter with defected ground structure and without defected ground structure

It can be found that the measured results show very good agreement with the simulated results, which can be confirmed that the proposed UWB filter with sharp rejection bands is capable of sharp rejection band at the lower sharp rejection band and upper sharp rejection band, having good insertion losses within the passband and also widening the upper stopband.

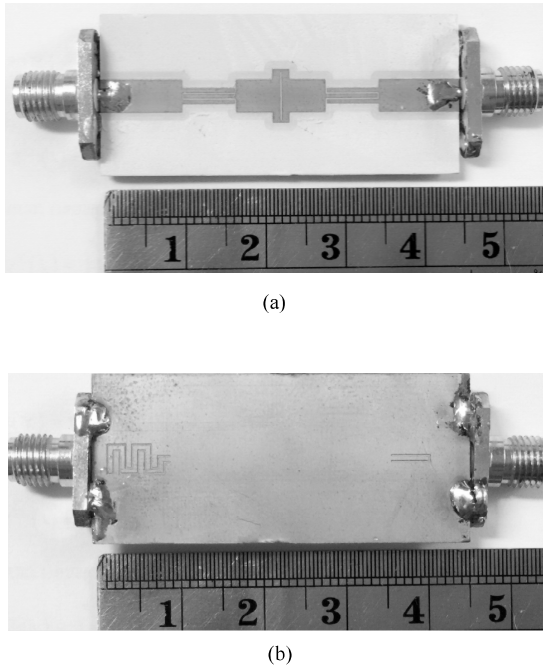


Fig. 11 Photograph of fabricated UWB filter (a) top layer (b) bottom layer

The measured return and insertion losses are found to be lower than -10 dB and higher than -2 dB, respectively over desired UWB passband. The sharp rejection bands frequency of about 2.90 GHz and 11.50 GHz. The proposed filter shows sharp rejection bands and improved upper stopband performance with high insertion loss. The upper stopband with the insertion loss lower than -15 dB occupies an enlarged range of 11.75 to

18 GHz. The group delay of filter slightly varies between 0.3 to 0.5 ns in the passband. Moreover, the proposed filter exhibits sharp rejection bands at the lower sharp rejection band and upper sharp rejection band at 2.90 GHz and 11.50 GHz with values of S_{21} lower than -17 dB and a wide upper stopband with values of S_{21} lower than -25 dB at 13 GHz and 17 GHz. These superior stopband performances are caused by the stopband characteristics of the proposed slotted resonator structure, and sharp rejection band is caused by defected ground structure.

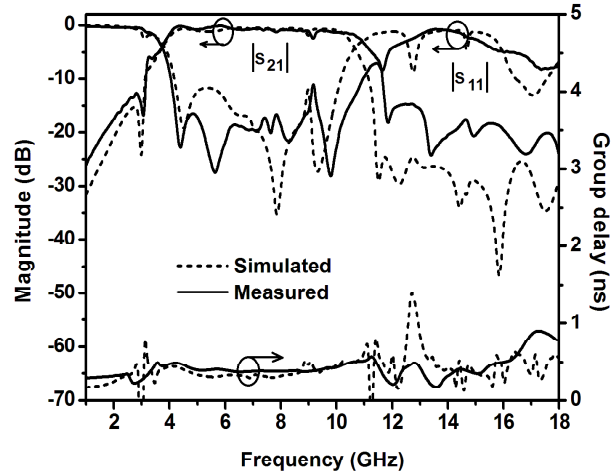


Fig. 12 Comparison of measured and simulated responses of the UWB filter with sharp rejection band

IV. CONCLUSIONS

The defected ground structure designed at the bottom layer with sharp rejection stopband and slotted step impedance resonator designed at the top layer with the improvement of wide upper stopband performances for UWB bandpass filter have been presented and implemented. By properly forming SSIR together with two interdigital coupled lines at both ends and defected ground structure at the bottom layer that are used to construct the filter. Its performances are extensively investigated in simulation and measurement. The proposed UWB filter demonstrates its capabilities in sharp rejection bands with the defected ground structure and suppressing spurious responses with slotted resonator. Also, the fabricated UWB filter proves that it can create sharp rejection bands and widen the upper stopbands.

ACKNOWLEDGMENT

This work was supported by the Thailand Research Fund (TRF) under the grant contract number TRG5880274.

REFERENCES

- [1] G. R. Aiello and G. D. Rogerson, "Ultra-wideband wireless systems," *IEEE Microwave Mag.*, vol. 4, no. 2, pp. 36-47, 2003.
- [2] L. Zhu, S. Sun, and W. Menzel, "Ultra-wideband (UWB) bandpass filters using multiple-mode resonator," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 15, no. 11, pp. 796-798, Nov. 2005.
- [3] S. Sun and L. Zhu, "Capacitive-ended interdigital coupled line for UWB bandpass filters with improved out-of-band performances," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 16, no. 8, pp. 440-442, Aug. 2006.
- [4] M. Meeloon, S. Chaimool, and P. Akkaraekthalin, "Broadband bandpass filters using slotted resonators fed by interdigital coupled

- lines for improved upper stopband performances,” *Int. J. Electron. Commun. (AEU)* 63, pp.454–463, 2009.
- [5] R. Li and L. Zhu, “Compact UWB bandpass filter using stub-loaded multiple-mode resonator,” *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 17, no. 1, pp. 40–42, Jan. 2007.
 - [6] S. W. Wong and L. Zhu, “EBG-embedded multiple-mode resonator for UWB bandpass filter with improved upper-stopband performance,” *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 17, no. 6, pp. 421–423, Jun. 2007.
 - [7] H. Zhu and Q. Chu, “Compact ultra-wideband (UWB) bandpass filter using dual-stub-loaded resonator (DSLRL),” *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 23, no. 10, pp. 527–529, Oct. 2013.
 - [8] Q.-X. Chu and X.-K. Tian, “Design of UWB bandpass filter using stepped-impedance stub-loaded resonator,” *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 20, no. 9, pp. 501–503, Sep. 2010.
 - [9] Q.-X. Chu, X.-H. Wu, and X.-K. Tian, “Novel UWB bandpass filter using stub-loaded multiple-mode resonator,” *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 21, no. 8, pp. 403–405, Aug. 2011.
 - [10] X.-H. Wu, Q.-X. Chu, X.-K. Tian and X. Ouyang, “Quintuple-mode UWB bandpass filter with sharp roll-off and super-wide upper stopband,” *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 21, no. 12, pp. 661–663, Dec. 2011.
 - [11] Z. Shang, X. Guo, B. Cao, B. Wei, X. Zhang, Y. Heng, and X. Song, “Design of a superconducting ultra-wideband (UWB) bandpass filter with sharp rejection skirts and miniaturized size,” *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 23, no. 2, pp. 72–74, Feb. 2013.

UWB Bandpass Filters with Notched Band using Defected Ground Structure

Mongkol Meeloon¹ and Prayoot Akkaraekthalin²

¹Bureau of Technology and Information Systems Center, Department of Special Investigation (DSI)
128 Chaengwattana rd, Thungsonghong, Laksi, Bangkok 10210, Thailand

²Department of Electrical and Computer Engineering, Faculty of Engineering, King Mongkut's University of Technology
North Bangkok, Pibulsongkram rd., Bangsue, Bangkok 10800, Thailand

Abstract - This paper presents an ultra-wideband (UWB) bandpass filter with high performances for sharp rejection bands, notched band and wide stopband. The filter is designed with the combination of defected ground structure (DGS) and slotted step impedance resonator (SSIR). Also its structure can be designed for improving the sharp rejection band and notched band. The wider upper stopbands caused by slotted resonator characteristics have also been obtained. The simulated and experimented results exhibited in good agreement, high sharpened rejection stopbands and notched band. High stopband performances are better than 17 dB in the frequency range up to 18 GHz.

Index Terms — Ultra-wideband (UWB) bandpass filter, Defected ground structure (DGS), Sharp rejection band.

1. Introduction

Ultra-wideband (UWB) technology has been interested and begun in use since 2002 [1]. The advantages of UWB system can be applicable with short-rang low-power indoor wireless communications. UWB bandpass filters is a one of the components in UWB systems utilizing for selecting a large frequency passband bandwidth between 3.1 GHz and 10.6 GHz that has compact size, low insertion loss, widened upper-stopband, sharp rejection bands and easily-implemented structures. There have been the various techniques in available development for UWB bandpass filters presented in [2]-[6]. The UWB bandpass filters with improved rejection bands by using many methods have been proposed such as using stepped-impedance stub-loaded resonator which can be generated two transmission zeros at both lower and upper side of the passband [3]. However, a large size in vertical direction of the loaded open stubs is still occurred after designed. For covering wide frequency, the UWB systems can be interfered by the existing undesired radio signals, such as wireless local-area network. In order to avoid interferences from the undesired signals, UWB bandpass filters with notched band are definitely required.

The UWB bandpass filters with notched bands using various methods have been proposed. The methods showed the performance of signal rejections. For examples, using embedded structures in the feed line [4], and adding a parasitic coupled line which is resulted in a narrow notch band as proposed in [5]. The research proposed notched band with defected ground structures [6]

In this paper, an UWB bandpass filter with improved stopband performance is presented. Also, the defected ground structure is designed and fabricated at the bottom layer, which can be designed to improve sharp rejection bands and notched band. In section 2, the UWB bandpass

filter will be presented in the design and optimize procedures. The simulated and measured results of the proposed UWB bandpass filter will be described in details for section 3. Finally, the conclusions will be discussed in section 4.

2. UWB Bandpass Filter Design

Fig.1 shows the designed structure of the proposed UWB bandpass filter. The designed structure of UWB bandpass filter here consists of a half-wavelength slotted low-impedance line section at the middle, two identical quarter-wavelength high-impedance line sections are between two sides and three defected ground designed at the bottom layer.

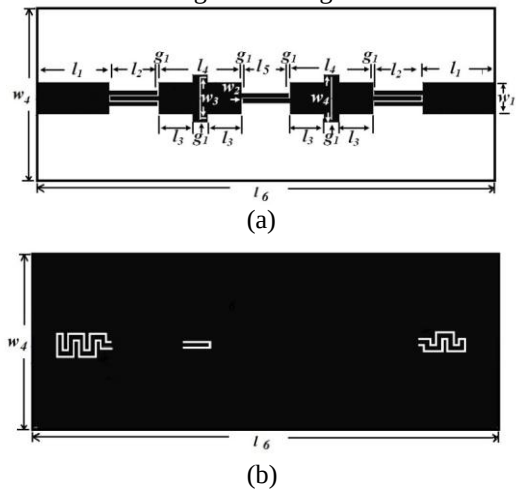


Fig. 1. The proposed filter for sharp rejection bands and notched band (a) top layer and (b) bottom layer

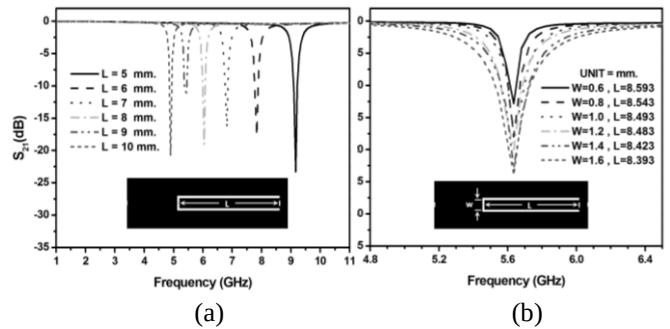


Fig. 2 S_{21} magnitude responses of the defected ground structure with a slot of 0.2 mm when (a) varying L (b) varying W

Fig.2 (a) shows the part of defected ground structure and its frequency responses of S_{21} when varying the length L of the defected ground structure. It can be found that a center frequency of stopband can be adjusted. When increasing the width W of the defected ground structure, the bandwidth of stop band is increased as shown in Fig.2 (b).

The simulated current distributions of the defected ground structure at resonant stopband of 3.0 GHz, 5.6 GHz and 11.0 GHz are shown in Fig.3. It is observed that the current distribution cannot pass through the proposed structure.

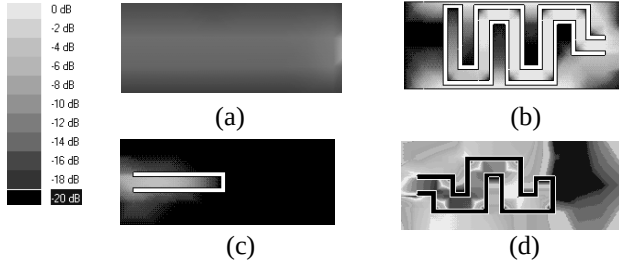


Fig. 3 Current distributions of sharp rejection band and notched band (a) convention structure (b) – (d) defected ground structure

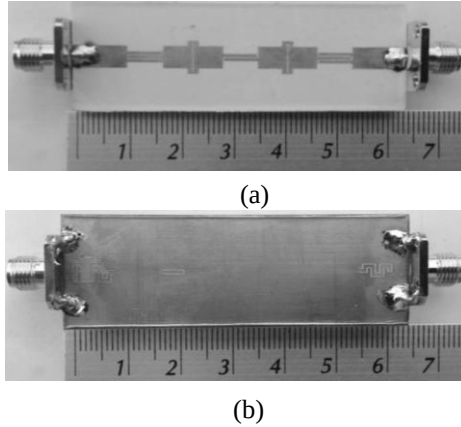


Fig. 4 Photograph of fabricated UWB filter (a) top layer (b) bottom layer

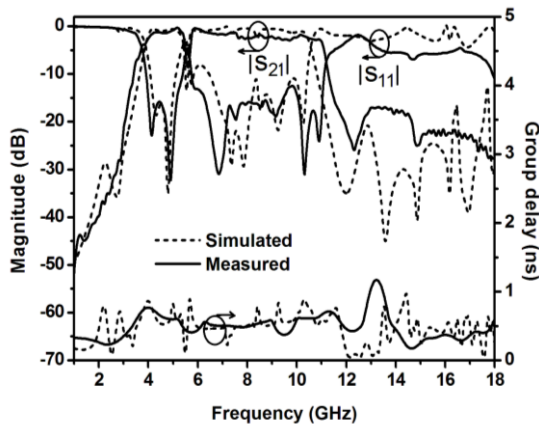


Fig. 5 Comparison of measured and simulated responses of the UWB filter with notched band and sharp rejection band

3. Experimental results

Fig.4 shows the photograph of the fabricated UWB filter. Fig.5 shows a comparison of measured and simulated responses of the UWB filter. The proposed UWB filter shows sharp rejection bands and improved upper stopband performance with high insertion loss. The upper stopband with the insertion loss lower than -15 dB occupies an enlarged range of 11.0 to 18 GHz. The group delay of the UWB filter slightly varies between 0.3 to 0.8 ns in the passband. The proposed UWB filter shows sharp rejection bands at the lower sharp rejection band and upper sharp rejection band at 3.0 GHz and 11.0 GHz with values of S_{21} lower than -20 dB. Moreover, it exhibits notched band frequency of about 5.6 GHz with bandwidth of about 260 MHz.

4. Conclusions

The defected ground structure designed at the bottom layer with sharp rejection stopband and slotted step impedance resonator designed at the top layer with the improvement of wide upper stopband performances for UWB bandpass filter have been presented and implemented. By properly forming SSIR together with two interdigital coupled lines at both ends and defected ground structure at the bottom layer that are used to construct the filter. It's performances are extensively investigated in simulation and measurement. The proposed UWB filter demonstrates its capabilities in sharp rejection bands and notched band with the defected ground structure and suppressing spurious responses with slotted resonator. Also, the fabricated UWB filter proves that it can create sharp rejection bands, notched band and widen the upper stopbands.

Acknowledgment

This work was supported by the Thailand Research Fund (TRF) under the grant contract number TRG5880274.

References

- [1] G. R. Aiello and G. D. Rogerson, "Ultra-wideband wireless systems," *IEEE Microwave Mag.*, vol. 4, no. 2, pp. 36-47, 2003.
- [2] L. Zhu, S. Sun, and W. Menzel, "Ultra-wideband (UWB) bandpass filters using multiple-mode resonator," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 15, no. 11, pp. 796-798, Nov. 2005.
- [3] Q.-X. Chu, X.-H. Wu, and X.-K. Tian, "Novel UWB bandpass filter using stub-loaded multiple-mode resonator," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 21, no. 8, pp. 403-405, Aug. 2011.
- [4] S. Pirani, J. Nourinia, and C. Ghobadi, "Band-notched UWB BPF design using parasitic coupled line," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 20, no.3, pp. 444-446, Aug. 2010.
- [5] R. Ghatak, P. Sarkar, R. K. Mishra, and D. R. Poddar : "A compact UWB bandpass filter with embedded SIR as band notch structure," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 21, no.5, pp. 1-3, May 2010.
- [6] Y. Song, G-M. Yang and W. Gey : "Compact UWB Bandpass Filter With Dual Notched Bands Using Defected Ground Structures," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 24, no.4, pp. 230-232, Apr. 2014.