



รายงานวิจัยฉบับสมบูรณ์

โครงการ สายนำสัญญาณแบบขั้นบันไดและ
การประยุกต์ใช้งานที่ความถี่ไมโครเวฟ

A Step-Impedance Transmission Line and its Microwave Applications

โดย

มิตรชัย จงเขี้ยวชำนาญ และคณะ

กรกฎาคม 2550

รายงานวิจัยฉบับสมบูรณ์

โครงการ สายนำสัญญาณแบบขั้นบันไดและ
การประยุกต์ใช้งานที่ความถี่ไมโครเวฟ

A Step-Impedance Transmission Line and its Microwave Applications

โดย

- | | |
|---------------------------|---|
| 1. มิตรชัย จงเชื้อวานานาญ | มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร |
| 2. โมไนย ไกรฤกษ์ | สถาบันเทคโนโลยีพระจอม
เกล้าเจ้าคุณทหาร ลาดกระบัง |
| 3. Prof. Ian D. Robertson | Leeds University, U.K |

สนับสนุนโดยสำนักงานคณะกรรมการการอุดมศึกษาและสำนักงาน กองทุนสนับสนุนการวิจัย
(ความเห็นในรายงานนี้เป็นของผู้วิจัย สกอ. และ สกว.ไม่จำเป็นต้องเห็นด้วยเสมอไป)

บทคัดย่อ

รหัสโครงการ: MRG4880184

ชื่อโครงการ: สายนำสัญญาณแบบชั้นบันไดและการประยุกต์ใช้งานที่ความถี่ไมโครเวฟ

ชื่อนักวิจัย:

ผศ.ดร. มิตรชัย จงเชื้อวานาญ	หัวหน้าโครงการ	มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร
ศ. ดร. โมไนย ไกรฤกษ์	นักวิจัยที่ปรึกษา	สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหาร ลาดกระบัง
ศ. ดร. เอียน ดี โรเบิร์ตสัน	นักวิจัยที่ปรึกษา	มหาวิทยาลัยลีดส์, สหราชอาณาจักร

E-mail Address : mitchai@ieee.org

ระยะเวลาโครงการ: 1 กรกฎาคม 2548 – 30 มิถุนายน 2550

รายงานวิจัยนี้นำเสนอการประยุกต์ใช้วงจรสายนำสัญญาณแบบชั้นบันไดกับวงจรสำคัญในระบบสื่อสารความถี่ไมโครเวฟและมิลลิเมตรเวฟสองวงจร ได้แก่ วงจรแบ่ง/รวมกำลังงานแบบวิลกินสันและวงจรกรองความถี่วงแหวนแบบทวีโหมด โดยวงจรแบ่ง/รวมกำลังงานแบบวิลกินสันจะประยุกต์ใช้วงจรสายนำสัญญาณแบบสามส่วนหรือแบบชั้นบันไดสองชั้นยังผลให้วงจรสามารถสนับสนุนการทำงานได้สามแถบความถี่ใดๆพร้อมกันได้ ทำให้วงจรแบ่ง/รวมกำลังงานนี้เหมาะสมกับระบบสื่อสารหลายแถบความถี่ ในขณะที่เมื่อประยุกต์ใช้สายนำสัญญาณชั้นบันไดแบบสมมาตรกับวงจรกรองวงแหวนจะทำให้ได้วงจรกรองที่มีสมรรถนะพิเศษคือ มีขนาดเล็ก มีแบนด์วิดท์แคบ ค่าตัวประกอบคุณภาพสูง สามารถปรับแต่งแบนด์วิดท์ได้ และมีช่วงแถบหยุดที่กว้าง

ผลงานวิจัยจากโครงการวิจัยนี้ได้รับการตีพิมพ์จากวารสารวิชาการนานาชาติ 1 บทความและอยู่ระหว่างรอผลการพิจารณาอีก 1 บทความ

คำหลัก: ระบบสื่อสารไมโครเวฟและมิลลิเมตรเวฟ, สายนำสัญญาณแบบชั้นบันได, ระบบสื่อสารหลายความถี่, วงจรกรองแถบผ่าน, แบนด์วิดท์, ผลตอบสนองความถี่, พารามิเตอร์การจัดกระจาย

Abstract

Project Code : MRG4880184

Project Title : A Step Impedance Transmission Line and its Microwave Applications

Investigators :

Asst. Prof. Dr. Mitchai Chongcheawchamnan	Head of Project	Mahanakorn U. of Technology
Prof. Monai Krairiksh	Mentor	King Mongkut's Institute of Technology, Ladkrabang
Prof. Ian D. Robertson	Mentor	Leeds University, U.K.

E-mail Address : mitchai@ieee.org

Project Period : 1 July 2005– 30 June 2007

The applications of a step-impedance transmission line to two commonly used microwave and millimeter-wave communication circuits, a Wilkinson combiner/divider and a dual-mode ring filter, are presented in this research report. For the first circuit, a two-step impedance transmission line transformer is applied to provide a tri-band Wilkinson divider/combiner, hence make it suitable for multi-band communication applications. For the second circuit, a symmetric step-impedance transmission line is applied to a dual-mode ring filter, results a compact, narrowband, high Q, bandwidth tunable, and wide stop band design.

The work of the tri-band Wilkinson divider/combiner was published in an international journal where there is yet another one manuscript already submitted for considering to be published in an international journal.

Keywords: Microwave and millimeter-wave communication system, step-impedance transmission line, multi-band communication system, bandwidth, frequency response, scattering parameter.

กิตติกรรมประกาศ

โครงการวิจัยนี้สามารถสำเร็จได้ด้วย การสนับสนุนด้านงบประมาณจากสำนักงานกองทุนสนับสนุนการวิจัย (สกว) และสำนักงานคณะกรรมการอุดมศึกษา (สกอ) ซึ่งทางผู้วิจัยขอขอบคุณทั้งสองหน่วยงานที่เล็งเห็นความสำคัญในการพัฒนางานวิจัยด้านวิศวกรรมศาสตร์เพื่อการก้าวไปสู่การเป็นประเทศที่สามารถพึ่งตนเองได้ทางเทคโนโลยี ขอขอบคุณมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร สำหรับการสนับสนุนด้านเครื่องมือในการทำงาน และภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม สำหรับการสนับสนุนด้านเวลาในการทำวิจัย

ขอขอบคุณศาสตราจารย์ เอียน ดี โรเบิร์ตสันและศาสตราจารย์ ไมโนะ ไกรฤกษ์ซึ่งให้คำปรึกษาคำแนะนำทั้งด้านวิชาการและการงาน รวมถึงการให้โอกาสต่างๆที่เป็นประโยชน์ต่อความก้าวหน้าทางวิชาการของข้าพเจ้าตลอดมา ขอขอบคุณ สุมงคล ปฏิสังข์ และ ดร. ระวีพรหมหลวงศรี สำหรับความทุ่มเทในการทำงานอย่างเต็มที่ การเสนอแนวทางงานวิจัยร่วมกัน และการแก้ปัญหาต่างๆ ทั้งในฐานะที่เป็นลูกศิษย์และเพื่อนร่วมงานที่ดีเสมอมา สุดท้ายนี้ขอขอบคุณภรรยาของข้าพเจ้าที่เป็นคู่ชีวิตที่ดีมาตลอดทำให้ข้าพเจ้ามีความมุ่งมั่นในการทำงานทุกครั้งและทุกวัน

มิตรชัย จงเขียวชานาญ
หัวหน้าโครงการ

โครงการ สายนำสัญญาณแบบชั้นบันไดและการประยุกต์ใช้งานที่ความถี่ไมโครเวฟ

A Step Impedance Transmission Line and its Microwave Applications

บทนำ

เครื่องมือสื่อสารทางวิทยาศาสตร์สำหรับอนาคตจะต้องมีจุดเด่นสำคัญคือ สามารถรองรับความต้องการใช้งานให้ได้หลากหลายวัตถุประสงค์ สนับสนุนรูปแบบข้อมูลได้หลายชนิด และมีขนาดกะทัดรัด โดยเหตุนี้ การออกแบบวงจรสื่อสารในปัจจุบันจึงเป็นการออกแบบวงจรสื่อสารย่านความถี่สูงในระดับไมโครเวฟขึ้นไป

การออกแบบวงจรสื่อสารวิทยาศาสตร์ย่านความถี่ไมโครเวฟสามารถออกแบบ โดยเลือกโครงสร้างอุปกรณ์แบบกลุ่ม (lump structure) และอุปกรณ์แบบสายนำสัญญาณ(transmission-line structure) โครงสร้างอุปกรณ์แบบกลุ่มนั้นไม่เป็นที่นิยมใช้กันเนื่องจากจะมีอุปกรณ์แฝง (parasitic) ในอุปกรณ์แบบกลุ่ม ซึ่งส่งผลให้ประสิทธิภาพของวงจรสื่อสารทางวิทยาศาสตร์ที่ความถี่สูงด้อยลง ดังนั้น ที่ความถี่สูงมาก ผู้ออกแบบจะนิยมใช้โครงสร้างแบบสายนำสัญญาณ

สำหรับวงจรสื่อสารโครงสร้างแบบสายนำสัญญาณที่นิยมใช้กันมากคือ แบบไมโครสตริป (microstrip) โครงสร้างแบบไมโครสตริปเป็นโครงสร้างวงจรแบบระนาบที่ใช้ตัวนำโลหะเพียง 2 ชั้น ทำให้ง่ายต่อการออกแบบและการผลิต ต้นทุนในการวิจัยและการผลิตต่ำ สามารถนำไปเชื่อมต่อกับวงจรอื่นๆได้ง่าย อย่างไรก็ตาม การประยุกต์ใช้วงจรไมโครสตริปบางรูปแบบในระบบสื่อสารทางวิทยาศาสตร์อาจจะเผชิญปัญหาสำคัญคือ ความไม่เป็นอุดมคติและแบนด์วิดท์ของวงจรแคบกว่าที่กำหนด สิ่งเหล่านี้ทำให้คุณภาพของระบบสื่อสารที่ออกแบบโดยโครงสร้างสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริปในรูปแบบดั้งเดิมด้อยลงได้

รูปแบบการแก้ปัญหาที่ผ่านมาก็คือการนำเสนอวิธีการเปลี่ยนรูปโครงสร้างสายนำสัญญาณไมโครสตริปในทางกายภาพของวัสดุไดอิเล็กตริกหรือการจัดรูปแบบบนแผ่นตัวนำในส่วนเป็นกราวนด์ แม้รูปแบบที่กล่าวมาข้างต้นจะสามารถแก้ปัญหาได้ แต่รูปแบบเหล่านี้เป็นรูปแบบที่ซับซ้อน ยากต่อการพัฒนาเนื่องจากจำต้องอาศัยเครื่องมือการวิจัยและพัฒนาที่สลับซับซ้อน ไม่มีสมการการออกแบบที่ง่าย ทำให้ต้นทุนการออกแบบและพัฒนาสูง ใช้เวลาในการพัฒนาสูงและเมื่อต้องการผลิตวงจรเป็นจำนวนเยอะแล้ว รูปแบบเหล่านี้ยังไม่เหมาะสมต่อสายการผลิตดั้งเดิม

แนวทางแก้ปัญหาที่นำเสนอคือการใช้สายนำสัญญาณแบบชั้นบันได โดยในงานนี้จะเป็นการนำสายนำส่งสัญญาณแบบชั้นบันไดมาประยุกต์ใช้กับวงจรที่สำคัญในระบบสื่อสารทางวิทยาศาสตร์อย่างน้อยสองวงจร โดยจะเป็นครั้งแรกในแวดวงวิชาการที่นำรูปแบบสายนำสัญญาณแบบชั้นบันไดมาออกแบบวงจรทั้งสอง โดยมีสมรรถนะเป้าหมายที่สำคัญซึ่งสามารถบรรลุได้อย่างน้อย 1 เป้าหมายหรือหลายเป้าหมายพร้อมกันได้ดังนี้

- การควบคุมผลตอบแทนเชิงความถี่ของวงจรโดยควบคุมให้แบนด์วิดท์ของวงจรกว้างขึ้นหรือทำงานได้หลายแถบความถี่
- การควบคุมผลตอบแทนเชิงความถี่ของวงจรโดยการลดสัญญาณผลตอบแทนของวงจรแปลกปลอม
- การลดขนาดของวงจรให้เล็กลง

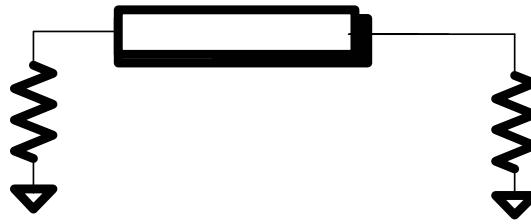
ซึ่งผลลัพธ์ของเทคนิคของงานวิจัยนี้จะสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานได้โดยไม่มีข้อจำกัดในเรื่องของประสิทธิภาพการใช้งานที่วัดมาตรฐานรองในการสร้างวงจรและเทคโนโลยีในการสร้างยังเอื้ออำนวยให้

รายละเอียดงานวิจัย

งานวิจัยทั้งหมดจนถึงขณะนี้ประกอบด้วยผลงาน 2 ส่วน ซึ่งสอดคล้องกับทุกเป้าหมายของงานวิจัยที่ได้ระบุไว้ข้างต้น โดยมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

1. วงจรแบ่งรวมกำลังงานตอบสนองสามความถี่ด้วยโครงสร้างสายนำสัญญาณแบบชั้นบันได

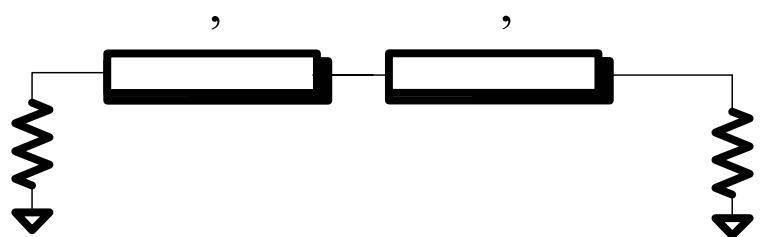
สายนำสัญญาณซึ่งมีอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ Z_0 และความยาวทางไฟฟ้า θ สามารถนำมาใช้ออกแบบอุปกรณ์พื้นฐานต่างๆสำหรับระบบโทรคมนาคมที่มีแบนด์วิดท์กว้างและทำงานที่ความถี่สูงได้ อุปกรณ์พื้นฐานสำคัญที่สุดอันหนึ่งที่สามารถสังเคราะห์ด้วยสายนำสัญญาณได้คือสายนำสัญญาณแปลงอิมพีแดนซ์ (transmission-line transformer) [1] ซึ่งจะแปลงอิมพีแดนซ์ Z_s ไปยังอิมพีแดนซ์ Z_L โครงสร้างของสายนำสัญญาณแปลงอิมพีแดนซ์เป็นดังรูปที่ 1 ซึ่งประกอบด้วยสายนำสัญญาณส่วนเดียวที่ยาวหนึ่งใน 4 ความยาวคลื่นและมีค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ (Z_0) คือ [2]



รูปที่ 1 โครงสร้างสายนำสัญญาณแปลงอิมพีแดนซ์

$$Z_0 = \sqrt{Z_s Z_L} \quad (1)$$

อย่างไรก็ดี เมื่อไม่นานมานี้ ได้มีผู้นำเสนอสายนำสัญญาณแบ่งอิมพีแดนซ์แบบสองส่วน สำหรับระบบสื่อสารโทรคมนาคมสองความถี่ [3] โดยสายนำสัญญาณแปลงอิมพีแดนซ์ดังรูปที่ 2 ก) นี้สามารถแปลงอิมพีแดนซ์จาก Z_s ไป Z_L ได้สองความถี่พร้อมกันแต่มีเงื่อนไขคือความถี่ทั้งสองต้องเป็นฮาร์โมนิกที่ 1 ของความถี่มูลฐาน สายนำสัญญาณนี้ประกอบด้วยสายนำสัญญาณสองเส้นต่อเรียงกันแต่ละเส้นมีความยาวเท่ากันและยาวเท่ากับ 60 องศาของความถี่กลางระหว่างความถี่ฮาร์โมนิกที่ 1 กับความถี่มูลฐาน ทั้งนี้ ลักษณะของสายนำสัญญาณสองส่วนซึ่งมีค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะต่างกัน เมื่อทำการออกแบบและสร้างจริงแล้วค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะนี้จะกำหนดค่าความกว้างของสายนำสัญญาณแต่ละส่วน ทำให้เมื่อสร้างจริง หากกำหนดให้สังเคราะห์สายนำสัญญาณด้วยเทคโนโลยีไมโครสตริป รูปแบบของสายนำสัญญาณแปลงอิมพีแดนซ์แบบนี้จะมีลักษณะรูปแบบขึ้นบันไดดังรูปดังรูป 2ข)



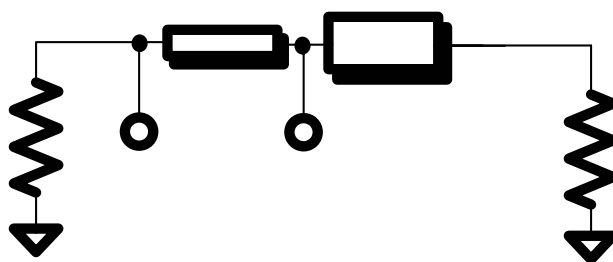
ก)



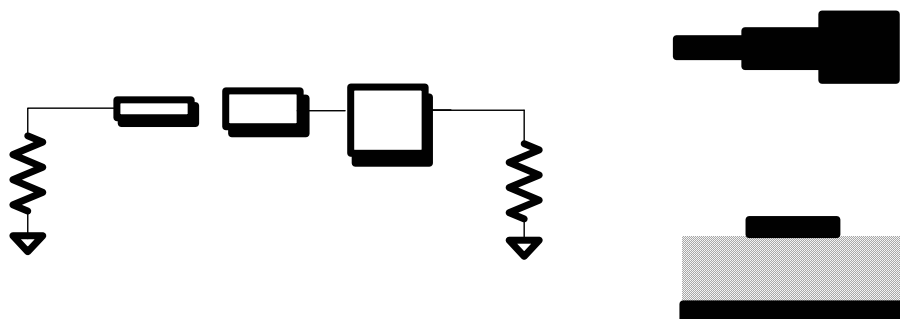
ข)

รูปที่ 2 สายนำสัญญาณแปลงอิมพีแดนซ์แบบสองส่วน ก) โครงสร้างทางไฟฟ้า ข) โครงสร้างจริงเมื่อสังเคราะห์ด้วยเทคโนโลยีไมโครสตริป

ถัดมาได้มีนักวิจัยเพิ่มสมรรถนะของสายนำสัญญาณแบบสองส่วนให้สามารถตอบสนองได้สองความถี่ใดๆ นอกจากนี้ยังได้นำเสนอขั้นตอนและสมการสำเร็จในการออกแบบ [4] ในช่วงเวลาเดียวกันนั้น ได้มีนักวิจัยนำเสนอการประยุกต์ใช้งานสายนำสัญญาณแปลงอิมพีแดนซ์สองความถี่กับอุปกรณ์แบ่ง/รวมกำลังงานแบบวิลกินสัน [5]-[6] แนวคิดของอุปกรณ์แบ่ง/รวมกำลังงานแบบวิลกินสันจะต่อยอดจากสายนำสัญญาณแปลงอิมพีแดนซ์ [7] โดยโครงสร้างของวงจรแบ่ง/รวมกำลังงานนี้ประกอบด้วยสายนำสัญญาณแปลงอิมพีแดนซ์ระหว่างอุปกรณ์อิมพีแดนซ์ $2Z_0$ และ Z_0 ดังรูปที่ 3



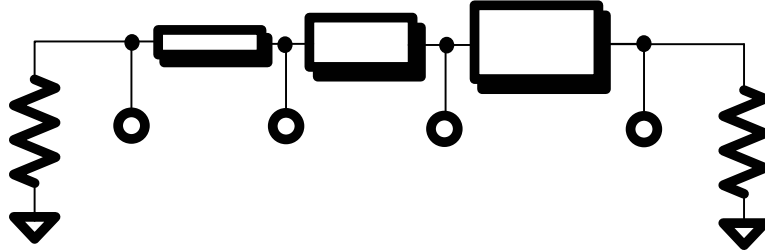
รูปที่ 3 สายนำสัญญาณแปลงอิมพีแดนซ์สำหรับวงจรแบ่ง/รวมกำลังงานแบบวิลกินสัน



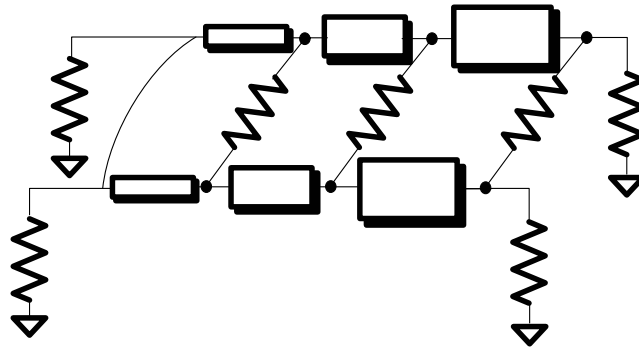
รูปที่ 4 สายนำสัญญาณแปลงอิมพีแดนซ์แบบสามความถี่หรือสองชั้นบันได

แนวโน้มของการผสมผสานหลายระบบสื่อสารความถี่หลายความถี่ที่บูรณาการอยู่ในระบบเดียวได้รับความนิยม ทำให้มีผู้นำเสนอสายนำสัญญาณแปลงอิมพีแดนซ์สามความถี่ดังรูปที่ 4 สายนำสัญญาณแปลงอิมพีแดนซ์แบบนี้ประกอบด้วยสายนำสัญญาณสามเส้นมีค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ Z_1, Z_2, Z_3 ยาว $\theta_1, \theta_2, \theta_3$ ต่อแบบเรียงกัน ซึ่งความยาวและอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายนำสัญญาณแต่ละเส้นจะเป็นตัวแปรที่กำหนดระดับการแปลงค่าอิมพีแดนซ์และค่าความถี่ตอบสนองทั้งสามความถี่ [8] ซึ่งเช่นเดียวกัน ถ้าประยุกต์ใช้หลักการนี้กับการออกแบบวงจรแบ่ง/รวมกำลังงานแบบวิลกินสันโดยที่โครงสร้างจะประกอบด้วยสายนำสัญญาณ

แปลงอิมพีแดนซ์แบบสามส่วนหรือแบบสองชั้นบันไดที่แปลงอิมพีแดนซ์ระหว่างอุปกรณ์ $2Z_0$ และ Z_0 ดังรูปที่ 5 แล้วเราจะได้อวงจรแบ่ง/รวมกำลังงานแบบวิลกินสันสามความถี่ดังรูปที่ 6



รูปที่ 5 สายนำสัญญาณแปลงอิมพีแดนซ์สำหรับวงจรแบ่ง/รวมกำลังงานแบบวิลกินสันสามความถี่



รูปที่ 6 วงจรแบ่ง/รวมกำลังงานแบบวิลกินสันสามความถี่ด้วยสายนำสัญญาณแปลงอิมพีแดนซ์แบบสองชั้นบันได

สมการประยุกต์สำหรับออกแบบวงจรแบ่ง/รวมกำลังงานแบบวิลกินสันจะวิเคราะห์ภายใต้สมมติฐานว่า สายนำสัญญาณทุกเส้นเป็นแบบไร้การสูญเสีย (lossless transmission line) และคลื่นที่เดินทางในสายนำสัญญาณเป็นแบบคลื่นระนาบ (transverse EM field: TEM) หรือคล้ายคลื่นระนาบ (quasi TEM) ซึ่งเราจะได้สมการสำเร็จในการออกแบบสำหรับสายนำสัญญาณดังนี้

$$Z_1 \approx [3.595u_1^2 - 11.686u_1 + 59.52] e^{\frac{1.361}{10.015 + e^{1.09u_1}} u_2} 2Z_0 \quad (2a)$$

$$Z_2 = \sqrt{2}Z_0 \quad (2b)$$

$$Z_3 = \frac{Z_2^2}{Z_1} \quad (2c)$$

$$\theta_1 \approx \frac{\pi}{180} \left[\begin{aligned} &u_2 \left\{ 0.616u_1 + 3.822(u_1 - 3.714)^2 \right\} + \\ &\left\{ 0.821u_1 + 3.113(u_1 - 3.208)^2 \right\} \cdot \\ &\left\{ u_2 - 1.994u_1 - 0.555(u_1 - 2.363)^2 \right\} \end{aligned} \right] \quad (2d)$$

$$\theta_2 = -\arctan\left(\frac{\cot \theta_1 + b \tan \theta_1}{2a}\right) \quad (2e)$$

$$\theta_3 = \theta_1 \quad (2f)$$

เมื่อกำหนดให้ $u_1 = f_2/f_1$ และ $u_2 = f_3/f_1$ และ

$$a = \sqrt{2} \left(\frac{2Z_0}{Z_1} - \frac{Z_1}{2Z_0} \right) \quad (3a)$$

$$b = 2 \left(\frac{2Z_0}{Z_1} \right)^2 - \left(\frac{Z_1}{2Z_0} \right)^2 \quad (3b)$$

ขณะที่ค่าความต้านทานทางไฟฟ้า R_1, R_2, R_3 (หรือส่วนกลับของค่าความต้านทานทางไฟฟ้าซึ่งคือค่าความนำทางไฟฟ้า G_1, G_2, G_3) จะได้จากการแก้สมการไม่เป็นเชิงเส้นดังสมการนี้

$$\begin{aligned} Y_{in-o}(f) = & 2G_3 + \\ & \frac{2G_2 + Y_2 \frac{2G_1 + j(Y_2 \tan \theta_2 - Y_1 \cot \theta_1)}{Y_2 + Y_1 \cot \theta_1 \tan \theta_2 + j2G_1 \tan \theta_2} + jY_3 \tan \theta_3}{Y_3 + j \tan \theta_3 \left(2G_2 + Y_2 \frac{2G_1 + j(Y_2 \tan \theta_2 - Y_1 \cot \theta_1)}{Y_2 + Y_1 \cot \theta_1 \tan \theta_2 + j2G_1 \tan \theta_2} \right)} \end{aligned} \quad (3)$$

เมื่อค่า Y_1, Y_2 , และ Y_3 คือค่าแอดมิตแตนซ์คุณลักษณะของสายนำสัญญาณทั้งสามเส้นซึ่งเท่ากับส่วนกลับของค่า Z_1, Z_2 , และ Z_3 ดังในรูปที่ 6

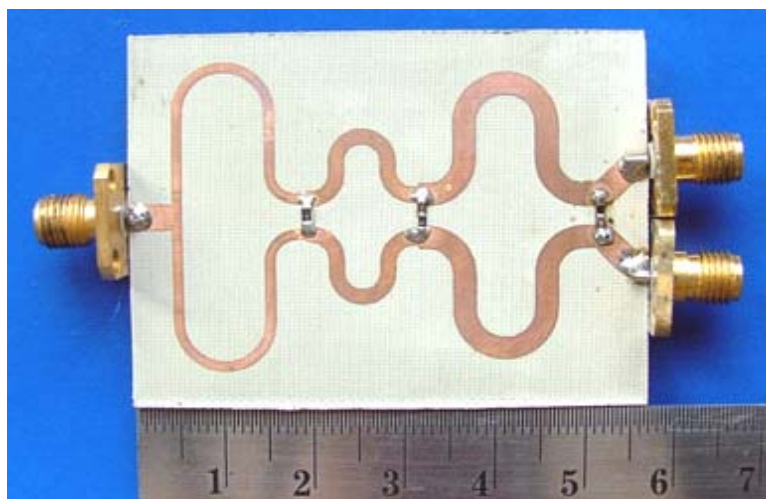
เพื่อพิสูจน์แนวคิดวงจรแบ่ง/รวมกำลังงานแบบวิลกินสันที่น่าเสนอ จึงได้ทำการออกแบบวงจรนี้เพื่อตอบสนองความถี่สามความถี่สำหรับระบบอิมพีแดนซ์ 50 โอห์ม ความถี่ในสามแถบความถี่ที่ออกแบบนี้ได้แก่ความถี่ 900 เมกะเฮิร์ตซ 1.2 และ 2.45 กิกะเฮิร์ตซ โดยวงจรนี้จะสร้างบนสายนำแบบไมโครสตริปและผลิตบนแผ่นพิมพ์วงจรของบริษัทาโคนิคซึ่งมีค่าความหนาของแผ่น 1.57 มิลลิเมตร ค่าคงที่ไดอิเล็กตริก 3.45 ความหนาของทองแดงเท่ากับ 18 ไมครอนและมีค่าการสูญเสียแทนเจนต์ 0.002 ที่ความถี่ 10 เมกะเฮิร์ตซ ตัวต้านทานที่ใช้ในวงจรจะเป็นตัวต้านทานของบริษัท EPKOS โมเดล 0603 ส่วนคอนเนคเตอร์เป็นของบริษัท MA/COM จากการวิเคราะห์ด้วยสมการที่ออกแบบใน (2)-(3) จะได้พารามิเตอร์ทางไฟฟ้าต่างๆดังในตารางที่

ตารางที่ 1 พารามิเตอร์ที่ออกแบบได้

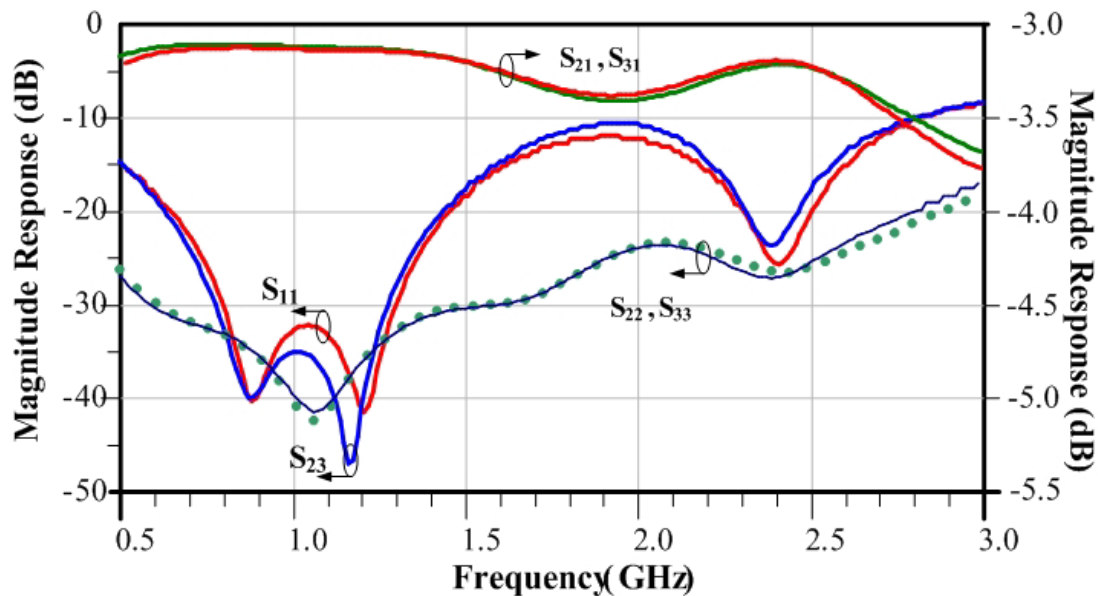
Z_1	Z_2	Z_3	θ_1	θ_2	θ_3	R_1	R_2	R_3
85.2	70.7	58.8	65.1	34.7	65.6	243	176	124

นำผลลัพธ์ที่ได้ไปวาดลายวงจรด้วยซอฟต์แวร์ Advanced Design System และปรับแต่งในขณะจำลองการทำงานด้วยโปรแกรมวิเคราะห์สนามแม่เหล็กไฟฟ้า ทั้งนี้การปรับแต่งทำขึ้นเพื่อชดเชยผลที่อาจเกิดขึ้นจากผลกระทบของอุปกรณ์แผ่นในตัวด้านทาน ลักษณะลายวงจรที่อาจก่อให้เกิดสนามกระจาย เมื่อได้ผลลัพธ์แล้วจึงทำการสร้างบนแผ่นพิมพ์วงจรของบริษัท TACONIC โดยใช้กระบวนการผลิตแผ่นพิมพ์วงจร

ในรูปที่ 7 แสดงแผ่นพิมพ์วงจรที่เสร็จพร้อมตัวคอนเนคเตอร์สำหรับการทดสอบ วงจรที่ได้มีขนาดความกว้าง 5.5x3.5 ตารางเซนติเมตร ในรูปที่ 8 แสดงผลการจำลองการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรมวิเคราะห์สนามแม่เหล็กไฟฟ้า โดยผลจะแสดงในรูปของพารามิเตอร์การจัดกระจายหน่วยเป็นเดซิเบล กำหนดให้พอร์ตรวมเป็นพอร์ตหมายเลข 1 พอร์ตแยกสองพอร์ตที่เหลือเป็นพอร์ตหมายเลข 2 และ 3 ตามลำดับ ปริมาณที่สนใจในการศึกษาครั้งนี้คือค่าอัตราส่วนการสูญเสียย้อนกลับที่พอร์ตแต่ละพอร์ตซึ่งก็คือค่าพารามิเตอร์การจัดกระจาย S11 S22 และ S33 ค่าความสูญเสียเนื่องจากการแยกระหว่างพอร์ต 2 และ 3 คือค่าพารามิเตอร์การจัดกระจาย S23 ในขณะที่อัตราส่วนการส่งผ่านกำลังงานจากพอร์ตรวมไปพอร์ตแยกคือค่าพารามิเตอร์การจัดกระจาย S21 และ S31 จากรูปที่ 8 ค่า S11 และ S23 มีค่าต่ำสุดในย่านความถี่สามความถี่ที่ออกแบบได้ซึ่งน้อยกว่า -23 ดบี ส่วน S22 S33 มีค่าน้อยกว่า -25 ดบีในย่านความถี่ 0.9 1.2 และ 2.45 กิกะเฮิรตซ์ ส่วนค่า S21 และ S31 มีค่าน้อยกว่า -3.3 ดบีทั้งสามความถี่ซึ่งถือว่าใกล้เคียงกับอุดมคติมาก

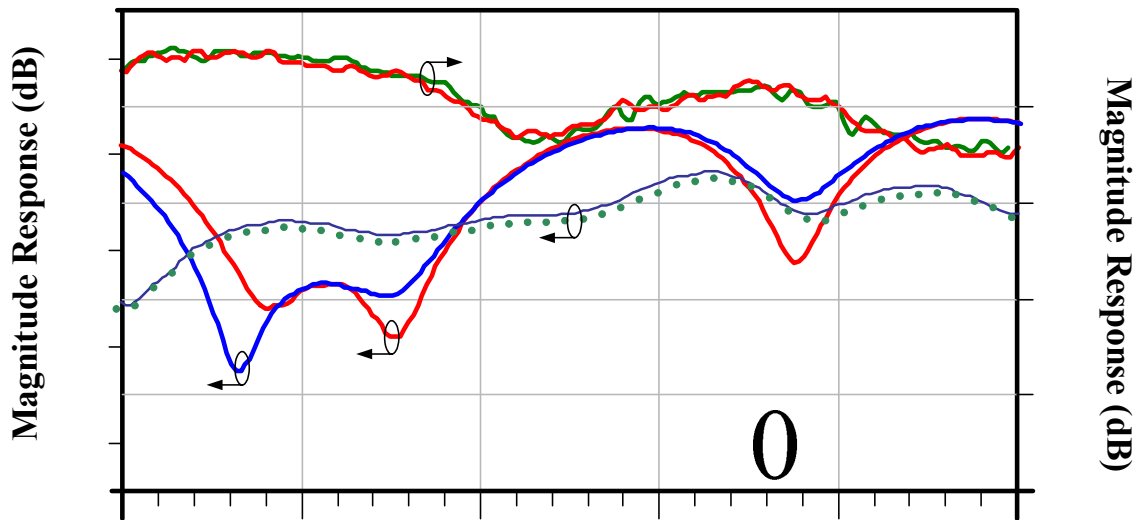


รูปที่ 7 ภาพแผ่นพิมพ์วงจรที่สร้างและทดสอบ



รูปที่ 8 ผลการจำลองการทำงานเชิงสนามแม่เหล็กไฟฟ้าของวงจรวิลกินสันสามความถี่

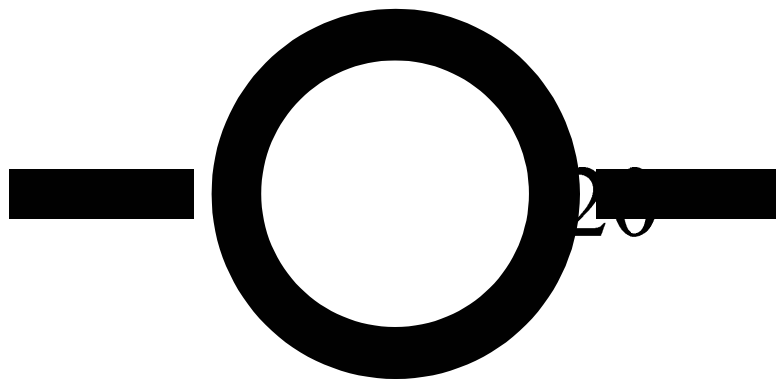
จากวงจรที่สร้างนำมาวัดทดสอบและเก็บผลการทดลองกับเครื่องมือวิเคราะห์โครงข่ายอัตโนมัติรุ่น HP8510E ที่ศูนย์วิจัยการประยุกต์ใช้งานคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร จากนั้นเก็บข้อมูลด้วยซอฟต์แวร์ HPVEE และแสดงผลด้วยซอฟต์แวร์ Advanced Design System ผลลัพธ์ของวงจรที่ทดสอบได้ดังแสดงในรูปที่ 9 เมื่อทำการเปรียบเทียบผลลัพธ์ที่ได้กับผลการจำลองการทำงานพบว่าได้ผลลัพธ์ในแนวทางเดียวกัน กล่าวคือ วงจรแบ่ง/รวมกำลังงานแบบวิลกินสันที่นำเสนอสามารถให้ผลตอบสนองความถี่ได้ทั้งสามความถี่ ในส่วนของตำแหน่งความถี่ที่ตอบสนองเลื่อนไปนั้นคาดว่าเกิดจากผลกระทบจากการความคลาดเคลื่อนในการเซาะลายพิมพ์วงจรซึ่งมีค่าระดับความคลาดเคลื่อนประมาณ 0.1 มิลลิเมตร ซึ่งผลงานนี้ได้รับการพิจารณาตีพิมพ์ในวารสารวิชาการระดับนานาชาติ IEEE Microwave and Wireless Components Letters ในเดือนสิงหาคม ปี พ.ศ. 2549 [9]



รูปที่ 9 ผลการทดสอบวงจรแบ่ง/รวมกำลังงานที่สร้าง

2.

วงจรกรองความถี่แบบวงแหวนออกแบบด้วยโครงสร้างสายส่งแบบชั้นบันได



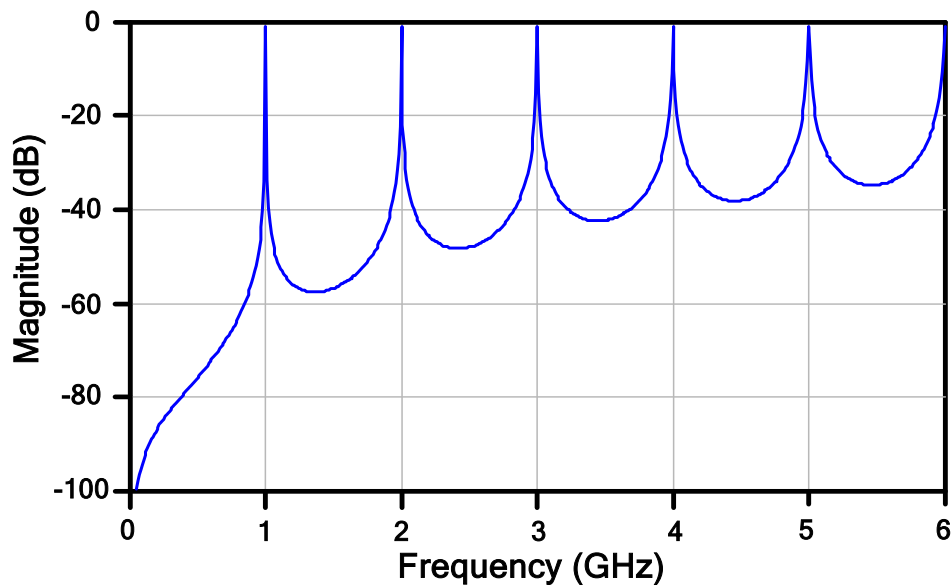
รูปที่ 10 วงจรรีโซเนเตอร์แบบวงแหวน

-30

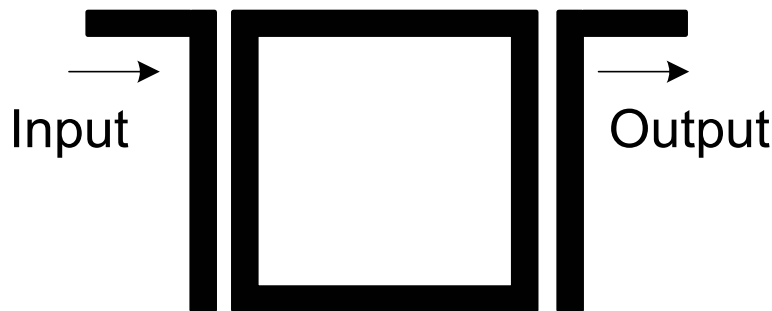
-40

-50

S_{23}

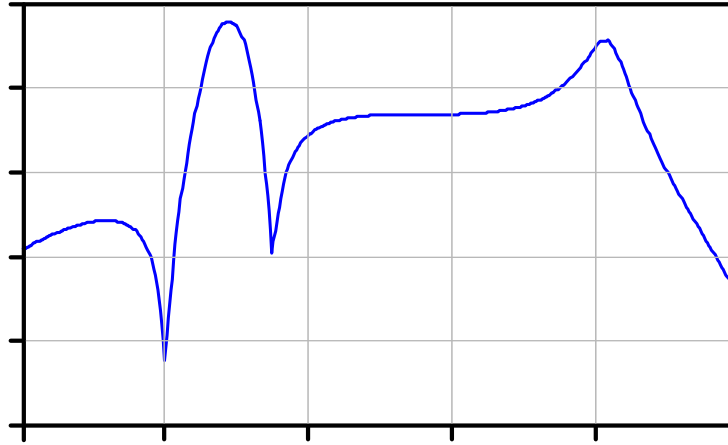


รูปที่ 11 ผลตอบสนองของวงจรรีโซเนเตอร์แบบวงแหวน



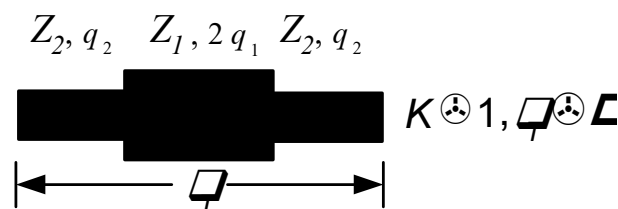
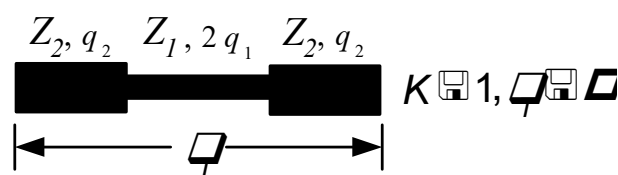
รูปที่ 12 รูปแบบหนึ่งของวงจรกรองวงแหวนแบบทวิโหมด

รูปที่ 10 แสดงวงจรรีโซเนเตอร์แบบวงแหวน [11]-[12] เป็นโครงสร้างหนึ่งที่สำคัญในระบบสื่อสารความถี่สูง ทั้งนี้เนื่องจากมีรูปแบบโครงสร้างง่าย สามารถออกแบบให้ผลตอบสนองแถบแคบได้ดังรูปที่ 11 จึงมีผู้นำมาประยุกต์ใช้กับการออกแบบวงจรกรองแถบผ่านที่ต้องการค่าตัวประกอบคุณภาพ (quality factor) สูง วงจรกรองแถบผ่านแบบวงแหวนนี้สามารถสนับสนุนการเดินทางของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าได้สองโหมดพร้อมกัน (dual-mode) ซึ่งสำเร็จได้โดยการออกแบบตำแหน่งของการวางขั้วอินพุตและเอาต์พุตให้ต่างเฟส 90 องศาตามรูปแบบหนึ่งที่แสดงในรูปที่ 12 โดยที่วงจรกรองแถบผ่านวงแหวนแบบนี้ซึ่งต่อไปนี้จะเรียกว่าวงจรกรองวงแหวนแบบทวิโหมด [12]-[13] จะมีคุณสมบัติพิเศษที่สำคัญคือ มีรูปแบบผลตอบสนองแถบผ่านที่แคบ มีผลตอบสนองช่วงรอยต่อ (transition) ระหว่างแถบผ่านและแถบหยุด (stop band) ที่ลาดชันเร็วเนื่องจากมีความถี่โพลปรากฏบริเวณรอบแถบผ่านทั้งสองด้าน ดังรูปที่ 13 อย่างไรก็ตาม ข้อเสียของวงจรกรองแบบทวิโหมดคือมีผลตอบสนองปลอม (spurious response) ในช่วงนอกแถบผ่าน ดังนั้นเมื่อนำวงจรกรองที่มีผลตอบสนองตามรูปที่ 13 มาประยุกต์ใช้ในระบบสื่อสารจะทำให้มีสัญญาณแทรกสอด (interference) จากนอกแถบผ่านมารบกวนได้



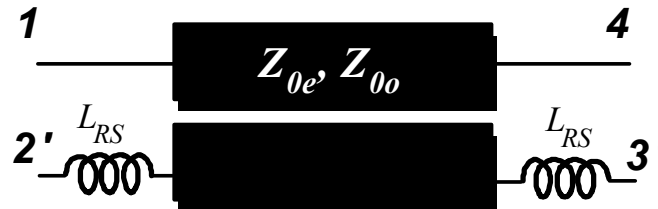
รูปที่ 13 ผลตอบสนองของวงจรกรองวงแหวนแบบทวิโหมด

โดยเหตุนี้เอง จึงได้นำเสนอโครงสร้างวงจรกรองวงแหวนที่ประยุกต์ใช้สายนำสัญญาณ
ชั้นบันไดแบบสมมาตรดังรูปที่ 14 ซึ่งมีคุณสมบัติในการลดผลตอบแทนปลอมได้ สายนำ
สัญญาณชั้นบันไดแบบสมมาตรนี้จะมีคุณสมบัติของวงจรกรองแถบต่ำผ่านในตัวทำให้สามารถ
ขจัดสัญญาณปลอมนี้ได้ จากรูปที่ 14 กำหนดให้ค่าอิมพีแดนซ์ลักษณะและความยาวของ
สายนำสัญญาณในโครงสร้างสายนำสัญญาณชั้นบันไดแบบสมมาตรคือ (Z_1, Z_2) และ (θ_1, θ_2)
กำหนดให้ K แทนอัตราส่วนระหว่าง Z_2 กับ Z_1 และ θ_T แทนความยาวทางไฟฟ้าทั้งหมดของ
สายนำสัญญาณชั้นบันไดแบบสมมาตร ดังนั้น สายนำสัญญาณชั้นบันไดแบบสมมาตรจะมีสอง
รูปแบบคือรูปแบบ $K < 1$ และ $K > 1$ ความสัมพันธ์ระหว่างค่าพารามิเตอร์เหล่านี้จะเชื่อมโยงกับ
ค่าฮาร์โมนิกผลตอบแทนของวงจร [13]



รูปที่ 14 โครงสร้างของสายนำสัญญาณชั้นบันไดแบบสมมาตร

อย่างไรก็ดี การเพิ่มโครงสร้างสายนำสัญญาณชั้นบันไดแบบสมมาตรทำให้เงื่อนไขเฟสเลื่อนระหว่างพอร์ตอินพุตกับพอร์ตเอาต์พุตไม่เท่ากับ 90 องศา ดังนั้นผู้วิจัยจึงนำเสนอรูปแบบการพอร์ตอินพุตและเอาต์พุตที่พัฒนาจากสายเชื่อมต่อคู่ขนานชดเชยด้วยตัวเหนี่ยวนำ [14] ดังรูปที่ 15 สำหรับสมการการออกแบบสำหรับสายเชื่อมต่อคู่ขนานนี้ได้แสดงไว้ในสมการดังนี้



รูปที่ 15 สายเชื่อมต่อคู่ขนานชดเชยด้วยตัวเหนี่ยวนำสำหรับพอร์ตอินพุตและเอาต์พุตของวงจรกรองวงแหวนแบบชั้นบันได

$$L_{RS} = \frac{1}{2pf_0} \operatorname{Im} \left\{ \frac{(Z_0^2 + Z_{0o}^2)Z_A - 2Z_0Z_{0o}Z_{0e}f}{Z_0Z_A - Z_{0o}Z_{0e}f} \right\} \quad (4a)$$

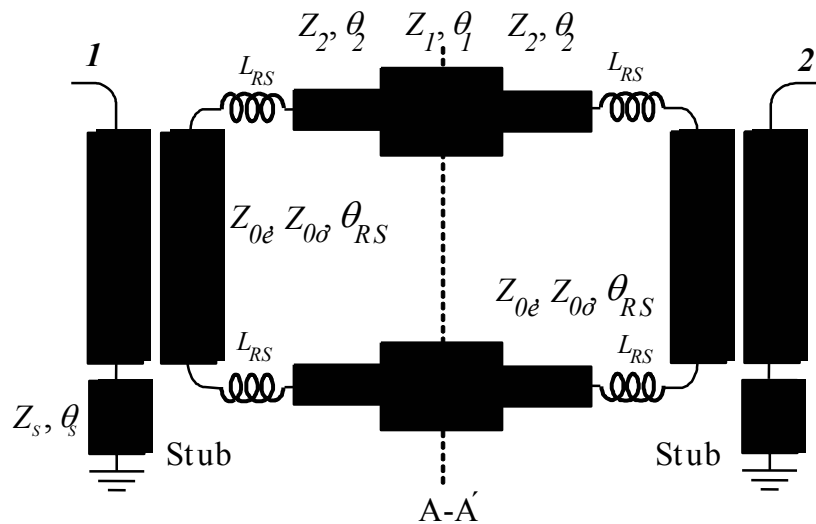
$$f = \cosh q_e - \cosh q_o \quad (4b)$$

$$Z_A = j(Z_{0o} \sin q_e - Z_{0e} \sin q_o) \quad (4c)$$

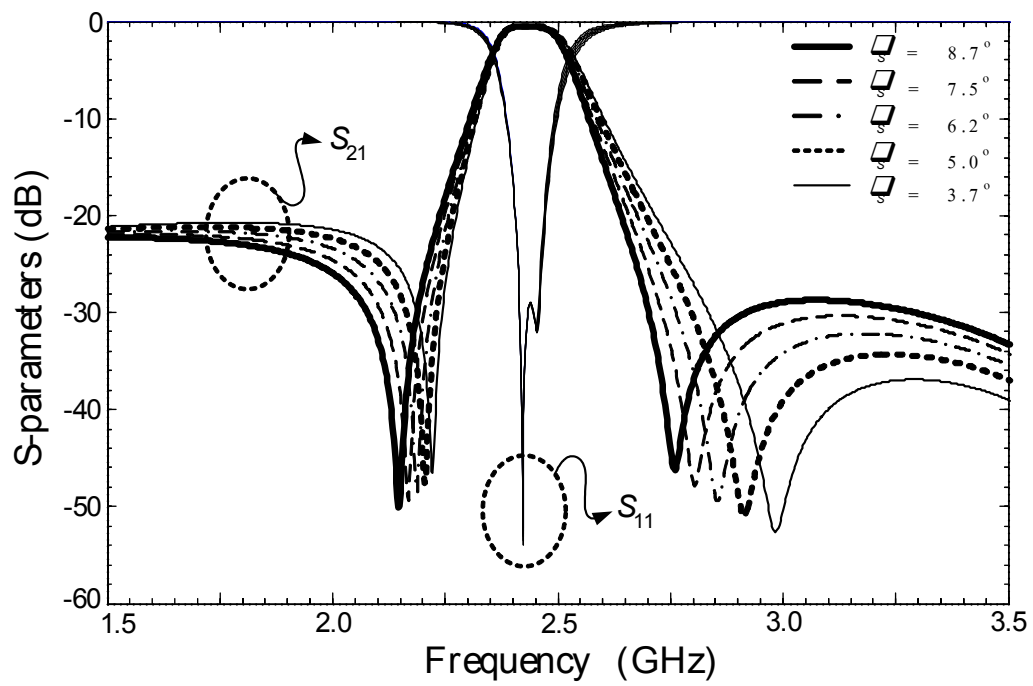
$$q_{RS} = \cot^{-1} \left\{ \frac{4pf_0L_{RS} - Z_{0o} \cot q_o}{2Z_{0e}} \right\} \quad (4d)$$

เมื่อ Z_{0o} , Z_{0e} แทนอิมพีแดนซ์คุณลักษณะในโหมดคู่และคี่ของสายเชื่อมต่อคู่ขนาน และ θ_o , θ_e แทนความยาวทางไฟฟ้าของสายเชื่อมต่อคู่ขนานในโหมดคู่และคี่

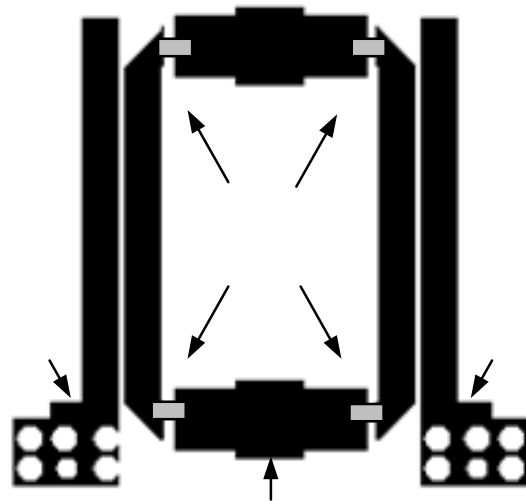
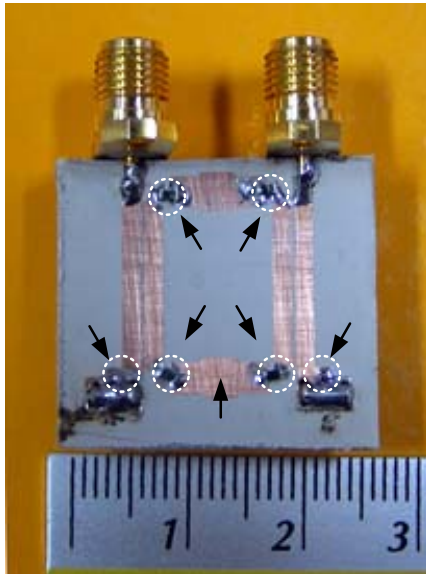
รูปที่ 16 แสดงโครงสร้างของวงจรกรองแถบผ่านวงแหวนแบบชั้นบันไดที่ออกแบบด้วยสายเชื่อมต่อคู่ขนานชดเชยด้วยตัวเหนี่ยวนำ เนื่องจากค่าตัวเหนี่ยวนำมีขนาดค่าความเหนี่ยวนำน้อยๆ ดังนั้นในการสร้าง เราสามารถออกแบบด้วยสายนำสัญญาณแบบลัดปลายสายได้ นอกจากนี้ การปรับค่าพารามิเตอร์ของความยาวสายนำสัญญาณลัดปลายสายนี้จะทำให้วงจรกรองแถบผ่านในรูปที่ 16 นี้ปรับเปลี่ยนแบนด์วิดท์ได้ดังแสดงผลกระทบนี้ในรูปที่ 17 ในพจน์ของพารามิเตอร์การจัดกระจาย



รูปที่ 16 วงจรกรองวงแหวนที่นำเสนอ



รูปที่ 17 ผลการเปลี่ยนความยาวของสายนำสัญญาณลัดปลายสายต่อแบนด์วิดท์ของวงจร



รูปที่ 18 ผลการเปลี่ยนความยาวของสายนำสัญญาณลัดปลายสายต่อแบนด์วิดท์ของวงจร

เพื่อพิสูจน์แนวคิดวงจรกรองแบบวงแหวนที่น่าเสนอ จึงได้ทำการออกแบบวงจรกรองความถี่สำหรับความถี่ 2.45 GHz ฟิลเตอร์ระบบอิมพีแดนซ์ 50 โอห์ม โดยวงจรนี้จะสร้างบนสายส่งแบบไมโครสตริปผลิตบนแผ่นพิมพ์วงจรของบริษัทาโคนิค มีค่าความหนาของแผ่น 1.57 มิลลิเมตร ค่าคงที่ไดอิเล็กตริก 3.45 ความหนาของทองแดงเท่ากับ 18 ไมครอนและมีค่าการสูญเสียแทนเจนต์ 0.002 ที่ความถี่ 10 เมกะเฮิร์ตซ์ ตัวเก็บประจุที่ใช้จะเป็นของบริษัท ATC โมเดล 0603 ส่วนคอนเนคเตอร์เป็นของบริษัท MA/COM จากการวิเคราะห์ด้วยสมการออกแบบจะได้พารามิเตอร์ทางไฟฟ้าต่างๆดังในตารางที่ 2

ตารางที่ 2 สรุปพารามิเตอร์และมิติของวงจรกรองวงแหวนที่ออกแบบได้

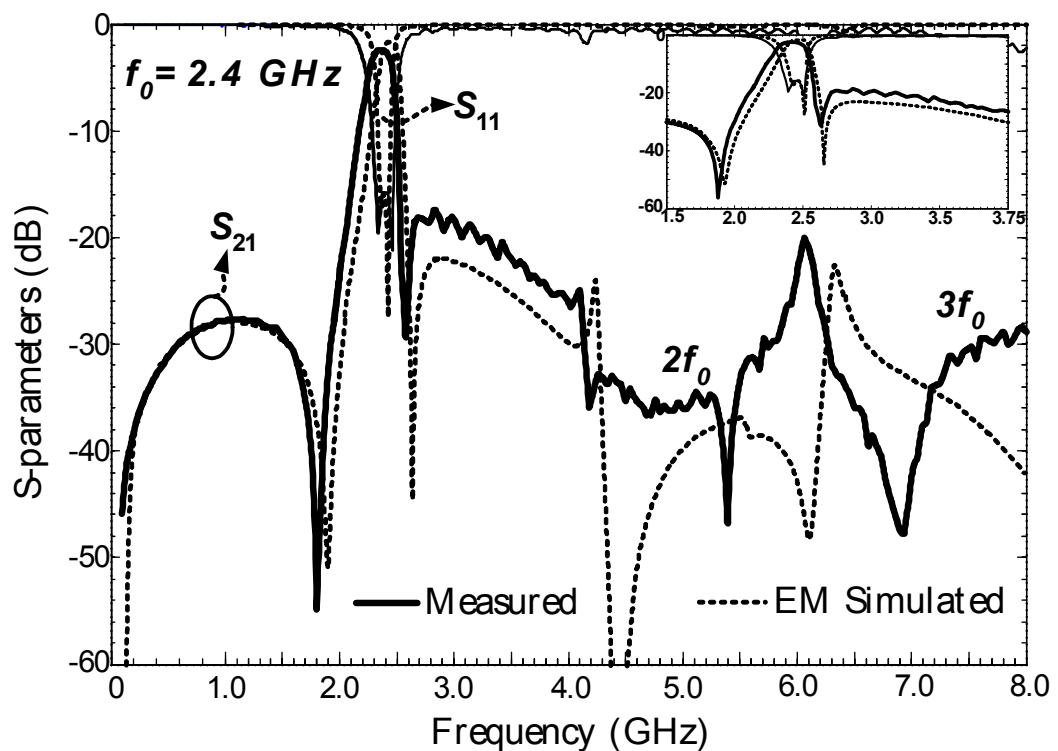
Sections #	Electrical parameters	Dimensions (mm)
SIR	$Z_1 = 40.0 \Omega, q_1 = 9.2^\circ$	$W_1 = 3.3$
		$L_1 = 3.0$
	$Z_2 = 46.2 \Omega, q_1 = 15.7^\circ$	$W_2 = 2.6$
		$L_2 = 2.6$
Compensated Coupled Lines	$Z_{0e} = 78.44 \Omega$	$W = 1.6$
	$Z_{0o} = 66.42 \Omega$	$S = 0.2$
	$\epsilon_{effe} = 4.869$	$L = 15.6$
	$\epsilon_{effo} = 3.669$	$(q_{as} = 0.45 p)$
Stubs	$Z_s = 42.4 \Omega, q_s = 6.2^\circ$	$W_s = 3.0$
		$L_s = 1.0$

Stub

จากวงจรที่สร้างดังแสดงในรูปที่ 18 ซึ่งวงจรมีขนาด 2.6x2.8 ตารางเซนติเมตร (รวมอุปกรณ์คอนเนคเตอร์แล้ว) นำวงจรนี้มาวัดทดสอบและเก็บผลการทดลองกับเครื่องมือวิเคราะห์โครงข่ายอัตโนมัติรุ่น HP8510E ที่ศูนย์วิจัยการประยุกต์ใช้งานคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า

Step

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร จากนั้นเก็บข้อมูลด้วยซอฟต์แวร์ HPVEE และแสดงผลด้วยซอฟต์แวร์ Advanced Design System ผลลัพธ์ของวงจรที่ทดสอบได้ดังแสดงในรูปที่ 19 เมื่อทำการเปรียบเทียบผลลัพธ์ที่ได้กับผลการจำลองการทำงานพบว่าได้ผลลัพธ์ในแนวทางเดียวกัน กล่าวคือ วงจรกรองแบบวงแหวนที่นำเสนอสามารถให้ผลตอบสนองความถี่ย่าน 2.45 กิโลเฮิร์ตซ์ มีแถบหยุดที่กว้าง สามารถกีดผลตอบสนองเทียมได้มากกว่า 20 ดีบีตั้งแต่ช่วงความถี่ 2.8-8 กิโลเฮิร์ตซ์ มีขนาดวงจรที่กะทัดรัด มีค่าความลาดชันสูง ซึ่งผลงานนี้ส่งไปพิจารณาเพื่อตีพิมพ์ในวารสารวิชาการระดับนานาชาติ IET Electronics Letters ในเดือนมิถุนายน ปี พ.ศ. 2550 อยู่ระหว่างรอฟังผลการพิจารณา [15]



รูปที่ 19 ผลการจำลองการทำงานและทดสอบวงจรกรองวงแหวนที่ออกแบบได้

ผลงานที่รอผลการพิจารณา

[1] M. Chongcheawchamnan, R. Phromlounsri, M. Krairiksh and I. D. Robertson, "Microstrip ring resonator filter with inductively-compensated parallel-coupled feed and stepped-impedance design", submitted to *IEE Electronic Letters*

บทสรุป

งานวิจัยทั้งหมด เป็นการประยุกต์รูปแบบของสายนำสัญญาณแบบชั้นบันไดกับวงจรในระบบสื่อสารไมโครเวฟและมิลลิเมตรเวฟสองวงจรได้แก่ วงจรแบ่ง/รวมกำลังงานและวงจรกรองวงแหวน โดยทั้งสองวงจรต่างก็ให้สมรรถนะพิเศษเพิ่มเติมจากโครงสร้างเดิมที่ไม่ได้ประยุกต์ใช้สายนำสัญญาณแบบชั้นบันได โดยวงจรแบ่ง/รวมกำลังงานซึ่งใช้สายนำสัญญาณแบบสองชั้นบันไดจะให้ผลตอบสนองความถี่ใดๆได้พร้อมกันสามแถบความถี่ ในขณะที่วงจรกรองวงแหวนซึ่งใช้สายนำสัญญาณชั้นบันไดแบบสมมาตรจะให้ผลตอบสนองของวงจรกรองแถบผ่านที่ใกล้เคียงกับวงจรกรองแถบผ่านในทางอุดมคติ

ผลงานวิจัยทั้งหมดแบ่งออกเป็นการถูกตีพิมพ์ในวารสารประชุมวิชาการนานาชาติ 1 บทความ และรอผลการพิจารณาในวารสารวิชาการนานาชาติอีก 1 บทความ

ทิศทางการวิจัย

โครงสร้างของสายนำสัญญาณแบบชั้นบันไดอาจสามารถนำมาประยุกต์ใช้กับเทคโนโลยีสายนำสัญญาณแบบอื่นๆได้เช่น สายนำสัญญาณแบบระนาบร่วม (coplanar strip) หรือ แบบช่อง (slotline) ซึ่งมีความเหมาะสมกับการออกแบบวงจรรวมสำเร็จที่อยู่บนวัสดุฐานรองซิลิกอนมากกว่า ดังนั้น แนวโน้มงานวิจัยสำหรับการประยุกต์ใช้สายนำสัญญาณกับเทคโนโลยีนี้จึงอาจเป็นแนวทางการวิจัยที่น่าสนใจของนักวิจัยทั่วโลก

กิจกรรมอื่นๆ ที่เกี่ยวข้อง

กิจกรรมที่เกี่ยวข้องกับการวิจัยประกอบด้วย

1. การได้รับเชิญให้เป็นกรรมการพิจารณาบทความ IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques 4 บทความ
2. การได้รับเชิญให้เป็นกรรมการพิจารณาบทความ IET Proc. Microwave and Antenna Propagation 2 บทความ
3. การได้รับเชิญให้เป็นกรรมการพิจารณาบทความ IEEE Microwave and Wireless Components Letter 6 บทความ
4. การได้รับเชิญให้เป็นกรรมการพิจารณาบทความ IET Electronics Letters 2 บทความ
5. การได้รับเลื่อนสถานะสมาชิกภาพของสมาคม IEEE จากระดับสถานภาพ Member เป็น Senior Member
6. การได้รับเชิญเป็นคณะกรรมการของวารสารวิชาการระดับนานาชาติ IET Proc. Microwave and Antenna Propagations นับตั้งแต่ พ.ศ. 2550 มีวาระการทำงาน 3 ปี

7. การได้รับทาบตามเป็นบรรณาธิการรับเชิญในวารสารประชุมวิชาการระดับนานาชาติ IET Proc. Microwave and Antenna Propagations ฉบับเฉพาะสำหรับการประชุมวิชาการทางไมโครเวฟระดับภาคพื้นเอเชียแปซิฟิก ประจำปี พ.ศ. 2550
8. มีการเชื่อมโยงทางวิชาการจากนักวิจัยที่ปรึกษา

สรุป Output ที่ได้จาก โครงการ

1. M. Chongcheawchamnan, S. Patisang, M. Krairiksh, and I. D. Robertson, "A tri-band Wilkinson power divider using a three-section transmission-line transformer", *IEEE microwave and wireless components letters*, vol. 16, no. 8, August, 2006, pp. 452-454.

ผลสืบเนื่องสำคัญอันเกิดจาก output ของโครงการก็คือ การจบการศึกษาระดับปริญญาโท ของนักวิจัย 1 ท่านพร้อมกับฐานข้อมูลความรู้การออกแบบวงจรสายส่งแบบขั้นบันได โดยความรู้ใหม่ที่ได้รับจากงานวิจัยนั้นนับเป็นพื้นฐานที่ในการต่อยอดสำหรับงานวิจัยขั้นสูงที่เป็นประโยชน์อย่างยิ่งกับ สาขาการออกแบบวงจรสื่อสารไมโครเวฟและมิลลิเมตรเวฟ

เอกสารอ้างอิง

- [1] H. J. Riblet, "A general theorem on an optimum stepped impedance transformer," *IRE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. MTT-8, no. 3, pp. 169–170, Mar. 1960.
- [2] G. L. Matthaei, L. Young, and E. M. T. Jones, *Microwave Filter, Impedance Matching Networks, and Coupling Structure*. New York: McGraw-Hill, 1964.
- [3] Y. L. Chow and K. L. Wan, "A transformer of one-third wavelength in two sections—for a frequency and its first harmonic," *IEEE Microw. Wireless Compib. Lett.*, vol. 12, no. 1, pp. 22–23, Jan. 2002.
- [4] C. Monzon, "A small dual-frequency transformer in two sections," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 51, no. 4, pp. 1157–1161, Apr. 2003.

- [5] L.Wu and Z. Sun, "A dual-frequency Wilkinson power divider," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 54, no. 1, pp. 278–284, Jan. 2006.
- [6] S. Srisathit, M. Chongcheawchamnan, and A.Worapishet, "Design and realization of a dual-band 3-dB power divider based on a two-section transmission-line topology," *Electron. Lett.*, vol. 39, pp. 723–724, May 2003.
- [7] R. J.Wilkinson, "An n-way hybrid power divider," *IRE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. MTT-8, no. 1, pp. 116–118, Jan. 1960.
- [8] M. Chongcheawchamnan, S. Patisang, S. Srisathit, R. Phromlounsri, and S. Bunnjaweht, "Analysis and design of a three-section transmission-line transformer," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 53, no. 7, pp. 2458–2462, Jul. 2005.
- [9] M. Chongcheawchamnan, S. Patisang, M. Krairiksh, and I. D. Robertson, "A tri-band Wilkinson power divider using a three-section transmission-line transformer", *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 16, no. 8, August, 2006, pp. 452-454.
- [10] K. Chang, *Microwave Ring Circuits and Antenna*, 1996, NEW YORK.
- [11] I. Wolff, "Microstrip bandpass filters using degenerate modes of a microstrip ring resonator", *Electron. Lett.*, 1972, 8(12), pp. 163-164
- [12] M. Guglielmi and G. Gatti, "Experimental investigation of dual-mode microstrip ring resonator", *20-th European Microwave Conference Proceedings*, 1990, pp. 901-906.
- [13] H. Abuki, M. Sagawa, M. Matsuo, and M. Makimoto, "Stripline dual-mode ring resonators and their application to microwave devices" ,*IEEE Trans. on Microw. Theory Tech.*, 1996, 44(5), pp. 723-729.
- [14] R. Phromlounsri, M. Chongcheawchamnan, and I. D. Robertson, "Inductive compensated coupled lines and their applications", *IEEE Trans. on Microw. Theory Tech.*, 2006, 54(9), pp. 3571-3582.

- [15] M. Chongcheawchamnan, R. Phromlounsri, M. Krairiksh and I. D. Robertson, "Microstrip ring resonator filter with inductively-compensated parallel-coupled feed and stepped-impedance design", submitted to *IEE Electronic Letters*
-

Tri-Band Wilkinson Power Divider Using a Three-Section Transmission-Line Transformer

Mitchai Chongcheawchamnan, *Member, IEEE*, Sumongkol Patisang, Monai Krairiksh, *Member, IEEE*, and Ian D. Robertson, *Senior Member, IEEE*

Abstract—The analysis and design of a triple-band equal-split Wilkinson power divider are described. The circuit proposed is well matched and isolated at three arbitrary frequencies. The design procedure for the three-section transmission-line transformer based equal-split Wilkinson power divider derived from the ideal transmission-line model is provided. Simulated and experimental results in microstrip technology are presented to verify the idea and the derived equations.

Index Terms—Microstrip components, microwave circuits, power dividers.

I. INTRODUCTION

MULTISECTION transmission line impedance transformers are well established and their application to components such as Wilkinson power dividers is well documented [1]–[3]. However, previous work has focussed on obtaining wideband responses, for example using Chebyshev prototypes, or on dual-band operation [4]–[7]. Multistandard operation of wireless transceivers is of increasing importance in practical applications and so components that work at three or more frequencies are of interest. A previous paper [8] presented the development of a three-section transmission-line transformer (TLT) for matching impedances at three arbitrary frequencies. This paper presents a triple-band equal-split Wilkinson power divider which can be designed to be matched and have good isolation at three arbitrary frequencies by employing the three-section transformer. The circuit is first analyzed in order to develop a synthesis procedure, and then the technique is demonstrated practically with a microstrip design in the 900-MHz to 2.4-GHz region.

II. ANALYSIS

The conventional Wilkinson divider, with terminating impedances of Z_0 , can be reduced to a quarter-wave transformer as illustrated in Fig. 1(a). The bisection of the circuit for even- and odd-mode excitation is shown. The even-odd mode analysis can be applied as the conventional circuit is symmetrical across the midplane, shown as the dashed line in Fig. 1(a). As

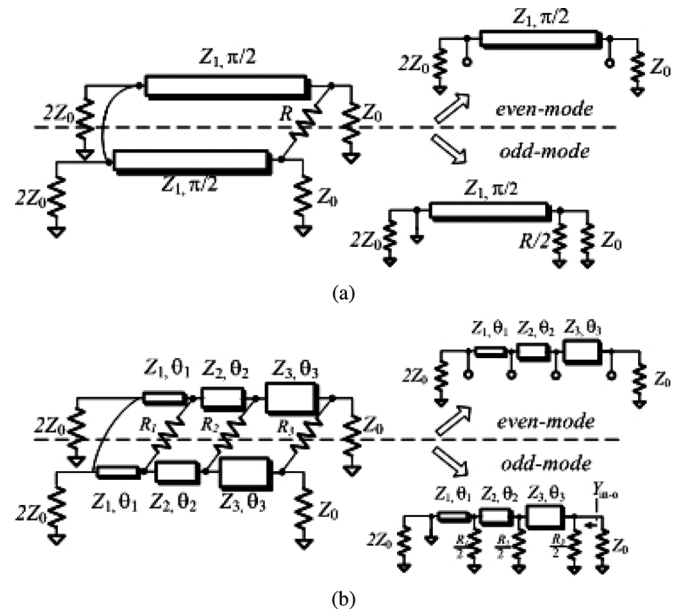


Fig. 1. Wilkinson divider/combiner based on the TLT structure.

clearly shown in either even- or odd-mode excitation, the basic cell of the Wilkinson circuit is a quarter-wave TLT, which transforms impedance $2Z_0$ to Z_0 .

Fig. 1(b) shows an application of the three-section TLT to the equal-split Wilkinson divider. Three resistors are used to achieve good isolation performance. The three-section Wilkinson retains symmetry across the midplane shown as the dashed line in Fig. 1(b). The three-section TLT is comprised of three transmission-line sections of characteristic impedances Z_1 , Z_2 , and Z_3 and of electrical lengths θ_1 , θ_2 , and θ_3 at frequency f_1 . With the condition that $f_3 > f_2 > f_1$, the three-section TLT can be designed such that impedance matching at three simultaneous frequencies (f_1 , f_2 , f_3) is attained, hence yielding a tri-band equal-split Wilkinson power divider.

A. Even-Mode Analysis

By considering the circuit in even-mode excitation, the three-section TLT in Fig. 1(b) must match impedance $2Z_0$ to Z_0 at f_1 , f_2 , and f_3 simultaneously. With this condition, the design parameters of the three-section TLT can be derived as follows [8]. First, we define the frequency ratio parameters as follows:

$$u_1 = \frac{f_2}{f_1} \quad (1a)$$

$$u_2 = \frac{f_3}{f_1} \quad (1b)$$

Manuscript received February 23, 2006; revised May 1, 2006. This work was supported by the Thailand Research Fund (TRF) under Grant MRG4880184.

M. Chongcheawchamnan and S. Patisang are with the Research Centre of Electromagnetic Wave Applications (RCEW) and Telecommunication Engineering Department, Mahanakorn University of Technology, Bangkok 10530, Thailand (e-mail: mitchai@mut.ac.th).

M. Krairiksh is with the Faculty of Engineering and Research Center for Communications and Information Technology, King Mongkut's Institute of Technology, Bangkok 10520, Thailand.

I. D. Robertson is with the University of Leeds, Leeds LS2 9JT, UK.

Digital Object Identifier 10.1109/LMWC.2006.879488

where $1 < u_1 < u_2 < 3$. Without taking into account the periodic frequency response of transmission line, the maximum frequency ratio therefore is limited only at 3.

Let us then define parameters a and b

$$a = \sqrt{2} \left(\frac{2Z_0}{Z_1} - \frac{Z_1}{2Z_0} \right) \quad (2a)$$

$$b = 2 \left(\frac{2Z_0}{Z_1} \right)^2 - \left(\frac{Z_1}{2Z_0} \right)^2. \quad (2b)$$

The electrical length θ_1 and Z_1 can be obtained by solving the following two transcendental equations:

$$\frac{\arctan \left(\frac{\cot \theta_1 + b \tan \theta_1}{2a} \right)}{\arctan \left(\frac{\cot(u_1 \theta_1) + b \tan(u_1 \theta_1)}{2a} \right) + q\pi} = \frac{1}{u_1} \quad (3a)$$

$$\frac{\arctan \left(\frac{\cot \theta_1 + b \tan \theta_1}{2a} \right)}{\arctan \left(\frac{\cot(u_2 \theta_1) + b \tan(u_2 \theta_1)}{2a} \right) + r\pi} = \frac{1}{u_2}. \quad (3b)$$

To avoid the inverse tangent term in (3a) or (3b) being negative, q and r will be set to either zero or one.

Obviously, both (3a) and (3b) can only be solved numerically. However it would be more convenient if the closed form expressions for determining θ_1 and Z_1 were available. Here, we apply the surface fitting technique to give approximate design equations of θ_1 and Z_1 . The obtained closed-form design equations fit well with the exact solutions with better than 95% accuracy. The formulas obtained are

$$Z_1 \approx [3.595u_1^2 - 11.686u_1 + 59.52] e^{u_2 \frac{1.361 - e^{-0.451u_1}}{10.015 + e^{1.09u_1}}} \quad (4a)$$

$$\theta_1 \approx \frac{\pi}{180} \left[\frac{u_2 \{0.616u_1 + 3.822(u_1 - 3.714)^2\} + \{0.821u_1 + 3.113(u_1 - 3.208)^2\}}{\{u_2 - 1.994u_1 - 0.555(u_1 - 2.363)^2\}} \right]. \quad (4b)$$

Knowing θ_1 and Z_1 , the parameters of the three-section TLT can be derived from the following:

$$\theta_2 = -\arctan \left(\frac{\cot \theta_1 + b \tan \theta_1}{2a} \right) \quad (5a)$$

$$\theta_3 = \theta_1 \quad (5b)$$

$$Z_2 = \sqrt{2}Z_0 \quad (5c)$$

$$Z_3 = \frac{Z_2^2}{Z_1}. \quad (5d)$$

TABLE I
DESIGN PARAMETERS

Z_1	Z_2	Z_3	θ_1	θ_2	θ_3	R_1	R_2	R_3
85.2	70.7	58.8	65.1	34.7	65.6	243	176	124

B. Odd-Mode Analysis

To achieve perfect isolation performance at three simultaneous frequencies (f_1, f_2, f_3), the driving-point admittance of odd-mode circuit (Y_{in-o}) shown in Fig. 1(b) must be equal or very close to Z_0 at these frequencies. After some mathematical manipulation, we obtain Y_{in-o} as (6), shown at the bottom of the page, where G_1-G_3 are the conductance values relating to the isolation resistors, R_1-R_3 , and Y_1-Y_3 are the characteristic admittances of the transmission-line section whose characteristic impedances of Z_1-Z_3 .

The unknown isolation conductances can be simply determined by numerically solving (6) for frequencies f_1, f_2 , and f_3 with known parameters derived from (4)–(5). From the even- and odd-mode analysis results, the input (combined) port is perfectly matched and the outputs can be designed to be well matched and isolated at three arbitrary frequencies. Also since the circuit is symmetrical, the equal-split power condition is obtained.

To summarize the synthesis procedure of the tri-band equal-split Wilkinson power divider, we start by determining the frequency ratios u_1 and u_2 from the three required frequencies of operation. Using (4)–(6), all the electrical parameters of the proposed Wilkinson circuit are then derived. Finally, the physical parameters of the circuit depending on the transmission media are synthesized from the electrical parameters obtained. Since the practical implementation will include discontinuities such as T -junctions, the 95% accuracy of the formulas is adequate to provide a design ready for a modest degree of CAD optimization.

III. SIMULATED, MEASURED RESULTS, AND DISCUSSIONS

The tri-band Wilkinson power divider is demonstrated practically with a design fabricated on Taconic substrate ($\epsilon_r = 3.45$, $h = 1.57$ mm, $\tan \delta = 0.002$) for operating frequencies of 0.90 GHz, 1.17 GHz, and 2.43 GHz. The impedances at all ports are 50 Ω . The electrical parameters obtained from (4)–(6) of the circuit with the target specifications are listed in Table I. Note that all the electrical lengths in Table I are defined in degrees. The ideal transmission-line circuit was simulated with the design parameters in Table I and good matching and isolation performance were obtained at the three target frequencies.

$$Y_{in-o}(f) = 2G_3 + Y_3 \frac{2G_2 + Y_2 \frac{2G_1 + j(Y_2 \tan \theta_2 - Y_1 \cot \theta_1)}{Y_2 + Y_1 \cot \theta_1 \tan \theta_2 + j2G_1 \tan \theta_2} + jY_3 \tan \theta_3}{Y_3 + j \tan \theta_3 \left(2G_2 + Y_2 \frac{2G_1 + j(Y_2 \tan \theta_2 - Y_1 \cot \theta_1)}{Y_2 + Y_1 \cot \theta_1 \tan \theta_2 + j2G_1 \tan \theta_2} \right)} \quad (6)$$

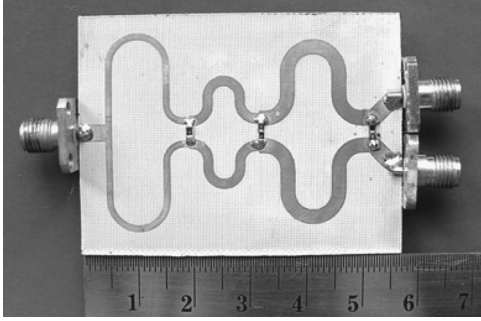


Fig. 2. PCB photograph of the experimental circuit.

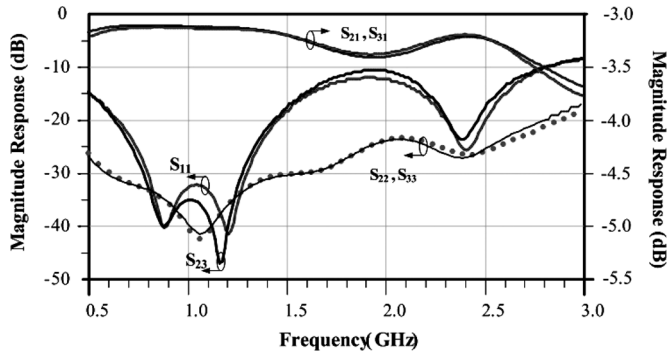


Fig. 3. Simulated performance of the tri-band Wilkinson power divider.

The electrical parameters were used to synthesize the microstrip circuit. The circuit was laid-out and simulated using the SONNET Lite electromagnetic (EM) simulator. The overall size of the practical circuit (without connectors) shown in Fig. 2 is 5.5×3.1 cm². Surface mount resistors (0603 package) were used as isolation resistors in the experimental circuit.

Fig. 3 shows the EM simulated results of the experimental circuit and Fig. 4 shows the measured data. The measured return losses (S_{11} , S_{22} , and S_{33}) and the isolation (S_{23}) are good at three desired frequencies. At the three design frequencies, the measured S_{21} and S_{31} are better than -3.4 dB. Good amplitude balance is obtained from the circuit. Phase balances at 0.9, 1.17, and 2.43 GHz are excellent, which are 0.2° , 0.45° , and 1.5° , respectively. The measured results are in good agreement with the EM simulated results. A slight difference between the measured and simulated results is due to the tolerance of the fabrication process. The noticeable discrepancy in return losses at the output ports (S_{22} , S_{33}), and S_{23} between the EM and measured results is mainly due to the parasitic elements in the isolation resistors used.

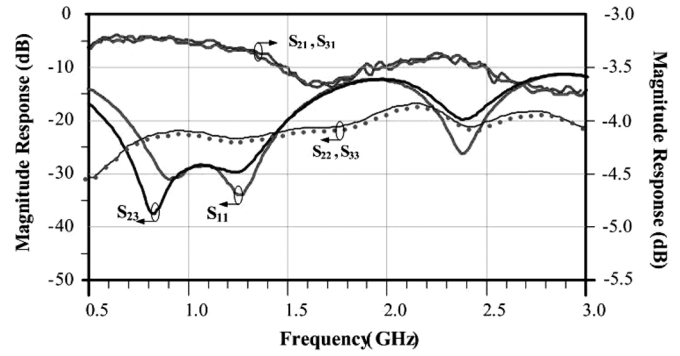


Fig. 4. Measured performance of the tri-band Wilkinson power divider.

IV. CONCLUSION

The application of the three-section transmission-line transformer to the equal-split Wilkinson power divider is proposed. The circuit provides good matching and isolation performance at three arbitrary design frequencies. The design procedures and equations are provided and validated with the simulated and measured results. The technique can be very useful for multi-band and wideband applications.

ACKNOWLEDGMENT

The authors wish to thank the anonymous reviewers for their valuable suggestions.

REFERENCES

- [1] H. J. Riblet, "A general theorem on an optimum stepped impedance transformer," *IRE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. MTT-8, no. 3, pp. 169–170, Mar. 1960.
- [2] R. J. Wilkinson, "An n-way hybrid power divider," *IRE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. MTT-8, no. 1, pp. 116–118, Jan. 1960.
- [3] G. L. Matthaei, L. Young, and E. M. T. Jone, *Microwave Filter, Impedance Matching Networks, and Coupling Structure*. New York: McGraw-Hill, 1964.
- [4] Y. L. Chow and K. L. Wan, "A transformer of one-third wavelength in two sections—For a frequency and its first harmonic," *IEEE Microw. Wireless Compib. Lett.*, vol. 12, no. 1, pp. 22–23, Jan. 2002.
- [5] C. Monzon, "A small dual-frequency transformer in two sections," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 51, no. 4, pp. 1157–1161, Apr. 2003.
- [6] L. Wu and Z. Sun, "A dual-frequency Wilkinson power divider," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 54, no. 1, pp. 278–284, Jan. 2006.
- [7] S. Srisathit, M. Chongcheawchamnan, and A. Worapishet, "Design and realization of a dual-band 3-dB power divider based on a two-section transmission-line topology," *Electron. Lett.*, vol. 39, pp. 723–724, May 2003.
- [8] M. Chongcheawchamnan, S. Patisang, S. Srisathit, R. Phromlousri, and S. Bunnjaweht, "Analysis and design of a three-section transmission-line transformer," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 53, no. 7, pp. 2458–2462, Jul. 2005.

Microstrip Ring Resonator Filter with Inductively-Compensated Parallel-Coupled Feed and Stepped-Impedance Design

M. Chongcheawchamnan, R. Phromlounsri, M. Krairiksh and I. D. Robertson

In this letter, a dual-mode ring resonator filter design technique is reported that uses a parallel-coupled feed structure and incorporates a stepped-impedance lowpass filter in the ring. The structure yields a compact bandpass filter element two poles and two zeroes with improved harmonic suppression. The proposed topology is demonstrated with a design operating at 2.45 GHz with 5% bandwidth. More than 18 dB of spurious suppression from 2.8 to 8 GHz is demonstrated in the experimental results.

Introduction: During the past few decades, microstrip ring resonator filters have been popular structures for low-cost RF bandpass filter because of the simple shape [1]. Since it is well known that low insertion loss, sharp rejection, as well as wide stopband are in high demand for high performance communications transceivers, a microstrip ring resonator filter with these mentioned capabilities is preferred. Various topologies of microstrip ring resonator filter have been proposed and a dual-mode ring filter with input/output coupling structure is relatively attractive because of its narrow passband and simple structure [2-4]. Practically, the input/output coupling structures can be simply implemented with quarter wave parallel-coupled lines

[5] where a one-wavelength ring resonator is formed with these coupled lines plus two quarter wave transmission lines. Harmonic responses, a notorious problem in a ring resonator, can be suppressed by incorporating a stepped-impedance lowpass structure into the ring resonator [5, 6]. Incorporating a bandpass structure, either with a spur-line or electromagnetic bandgap structure, is also feasible [7-9]. Adjusting the coupled shape and open-end line length [10] is another recent approach that does not add elements or discontinuities to the ring. However, these techniques do not provide wide stopband, compact design, and sharp transition band simultaneously. In this Letter, we therefore propose a dual-mode ring filter topology which possesses all these features. The coupled-line feed structure consists of parallel-coupled lines with a shorted stub, resulting in two transmission zeros at passband/stopband transition and also at even harmonics. The frequencies of the zeros at the passband edge are nicely controlled with the shorted stub dimensions. Spurious responses are further reduced by employing a stepped-impedance lowpass filter structure in the ring resonator.

Proposed Topology: Fig. 1 shows the proposed topology where the structure is symmetrical about the plane A-A'. Unlike the conventional coupling feed structure, the coupling structure is implemented with parallel-coupled lines of characteristic impedance Z_0 and a shorted stub. Theoretically, such a coupling structure of odd- and even-mode impedances, i.e. (Z_{0o}, Z_{0e}) , provides a response with no even harmonics if the phase velocities of the even and odd modes in the coupled lines are equal. In practice, however, velocity equalisation is required in the microstrip coupled lines design. Various

compensation techniques have been proposed, and here the inductive compensation approach [11] is chosen. If θ_o and θ_e are the odd- and even-mode phase lengths, respectively, then the compensation inductor (L_{RS}), being implemented in either lumped or distributed form, is calculated from:-

$$L_{RS} = \frac{1}{2\pi f_0} \text{Im} \left(\frac{(Z_0^2 + Z_{0o}^2) Z_A - 2Z_0 Z_{0o} Z_{0e} \phi}{Z_0 Z_A - Z_{0o} Z_{0e} \phi} \right), \quad (1)$$

where $\text{Im}(x)$ stands for an imaginary part of x , $\phi = \cosh \theta_e - \cosh \theta_o$, and $Z_A = j(Z_{0o} \sin \theta_e - Z_{0e} \sin \theta_o)$. Electrical length of the coupled lines (θ_{RS}) is adjusted so that 90° phase difference between the direct and coupled ports at center frequency of f_0 is obtained. This is selected by:-

$$\theta_{RS} = \cot^{-1} \left(\frac{4\pi f_0 L_{RS} - Z_{0o} \cot \theta_o}{2Z_{0e}} \right). \quad (2)$$

For suppressing both even and odd harmonics by a further amount, a stepped-impedance lowpass structure is incorporated into the ring resonator, while 90° phase difference between input and output ports of the filter is preserved. Since the resonator loop is now composed of stepped-impedance lowpass sections and the inductors, L_{RS} , the design is compact. The combination of the stepped-impedance lowpass filter and proposed coupled-fed structure results in a sharp transition and wide stopband bandpass filter. In addition, with the proposed coupled-feed structure, two zero transmission frequencies (f_{Z1}, f_{Z2}) are provided and can be simply controlled by tuning the parameters of the shorted stub, either impedance (Z_s) or length (θ_s).

Design and Results: The proposed filter structure is validated with the design of a bandpass filter operating at 2.45 GHz f_0 and 5% bandwidth, fabricated on TACONIC substrate (RF60-0600). Here, we set f_{z1} and f_{z2} at 1.9 and 2.6 GHz. At the beginning of the design stage, 7.3 dB coupling factor of coupled lines is determined by filter bandwidth then L_{RS} and θ_{RS} are obtained from (1) and (2), which are 1.8 nH and 0.45π , respectively. The parameters of the shorted stub (θ_s and Z_s) were computed based on a quasi-TEM model and implemented using a microstrip line. Z_s was initially selected at 45 Ω and Fig. 2 shows the variation of the calculated frequencies of the transmission zeros, f_{z1} and f_{z2} , for different values of θ_s . For our design, we selected θ_s of 3° . In the layout stage, special care was taken, especially to model all microstrip discontinuities. Electromagnetic simulation was performed with MomentumTM. The dimensions in *millimetres* are as follows:- The width and length of shorted stub are 3.0 and 1.0. The width, gap, and length of coupled lines are 1.6, 0.2, and 15.6, respectively. The widths ($W1$, $W2$) and lengths ($L1$, $L2$) of the stepped impedance lowpass filter are (3.3, 2.6) and (3, 2.6), respectively. The circuit size excluding the input and output SMA connectors is around 2.2×1.8 cm².

Measurement was performed with an HP8720C Vector Network Analyzer test system calibrated from 0.1 to 8 GHz. All measured data were collected via a General Purpose Interface Bus (GPIB) card. The electromagnetic simulated (dotted line) and measured (thick line) results of the microstrip filter are shown in Fig. 3. A close view of the filter response at the passband is also plotted in the inset of Fig. 3. The measured results are in agreement with the simulated

results. The filter achieves bandwidth of 120 MHz at 2.45 GHz f_0 . A 2.1 dB insertion loss is obtained at the centre frequency. Zero transmission frequencies occurred at 1.78 and 2.6 GHz, respectively. Wide stopband response is obtained, which is less than -18.7 dB from 2.8 to 8 GHz. Harmonic responses at $2f_0$ and $3f_0$ are kept low, below -32 and -26 dB, respectively.

Conclusions: A dual-mode ring filter with shorted parallel-coupled feed lines and stepped-impedance low-pass sections has proven its capability to provide a compact filter design. It is shown that a sharp transition response can be obtained simply by adjusting the length of the shorted stub in the coupled-feed structure and harmonic suppression is achieved with the coupled-feed structure and stepped-impedance low pass filter.

Acknowledgments: This work is supported by the Thailand Research Fund (TRF) and Commission on Higher Education (COE) under the grant number MRG4880184.

References

1. CHANG, K., Microwave Ring Circuits and Antenna, 1996, NEW YORK.
2. WOLFF, I., 'Microstrip bandpass filters using degenerate modes of a microstrip ring resonator', Electron. Lett., 1972, 8(12), pp. 163-164
3. GUGLIELMI, M., and GATTI, G., "Experimental Investigation of Dual-Mode Microstrip Ring Resonator", by, 20-th European Microwave Conference Proceedings, 1990, pp. 901-906.
4. ABUKI, H., SAGAWA, M., MATSUO, M., and MAKIMOTO, M., 'Stripline dual-mode ring resonators and their application to microwave devices', IEEE Trans. on Microw. Theory Tech., 1996, 44(5), pp. 723-729.

5. MARTI, J., and GRIOL, A.: 'Harmonic suppressed microstrip multistage coupled ring bandpass filters', *Electron. Lett.*, 1998, 34, pp. 2140-2142
6. CARROLL, J. M., and CHANG, K., 'Microstrip mode suppression ring resonator', *Electron. Lett.*, 1994, 30(22), pp. 1861-1862
7. KARACAOGLU, U., SANCHEZ-HERNANDEZ, D., ROBERTSON, I.D., and GUGLIELMI, M., "Harmonic suppression in microstrip dual-mode ring-resonator bandpass filters", *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 1996, June 1996, pp. 1635 - 1638 vol.3
8. GRIOL, A., MARTI, J., and SEMPERE, L., 'Microstrip multistage coupled ring bandpass filters using spur-line filters for harmonic suppression', *Electron. Lett.*, 2001, 37(9), pp. 572-573
9. GRIOL, A., MIRA, D., MARTINEZ, J., and CORRAL, J. L., 'Microstrip multistage coupled ring bandpass filters using photonic bandgap structures for harmonic suppression', *Electron. Lett.*, 2003, 39(1), pp. 68-70.
10. GRIOL, A, Mira, D., Marti, J. and Corral J. L., 'Microstrip side-coupled ring bandpass filters with mode coupling control for harmonic suppression', *Electron. Lett.*, 2004, 40(15), pp. 943-945.
11. PHROMLOUNGSRI, R., CHONGCHEAWCHAMNAN, M., and ROBERTSON, I. D., 'Inductive compensated coupled lines and their applications', *IEEE Trans. on Microw. Theory Tech.*, 2006, 54(9), pp. 3571-3582.

Authors' affiliations:

M. Chongcheawchamnan, and R. Phromlounsri (Research Center of Electromagnetic-Wave Applications (RCEW), Mahankorn University of Technology, Bangkok, 10530, Thailand)

M. Krairiksh (Faculty of Engineering and Research Center for Communication and Information Technology, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, 10520, Thailand)

I. D. Robertson (University of Leeds, UK)

Email: mitchai@ieee.org

Figure captions:

Fig. 1 A proposed coupled-fed ring filter

Fig. 2 Zero transmission frequencies with various shorted stub lengths.

Fig. 3 Simulated and measured responses of the proposed ring filter

Figure 1

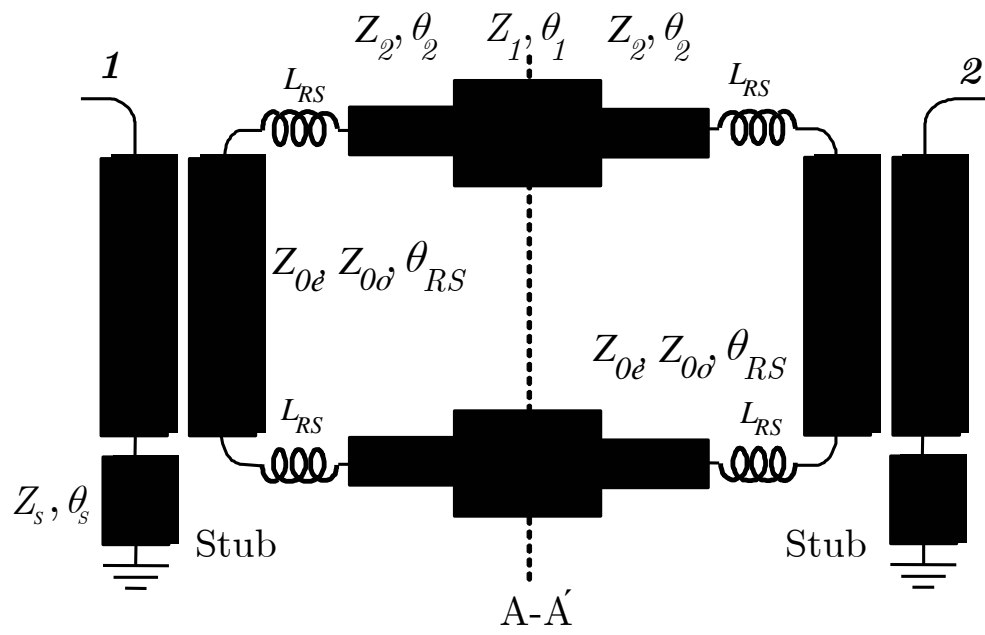


Figure 2

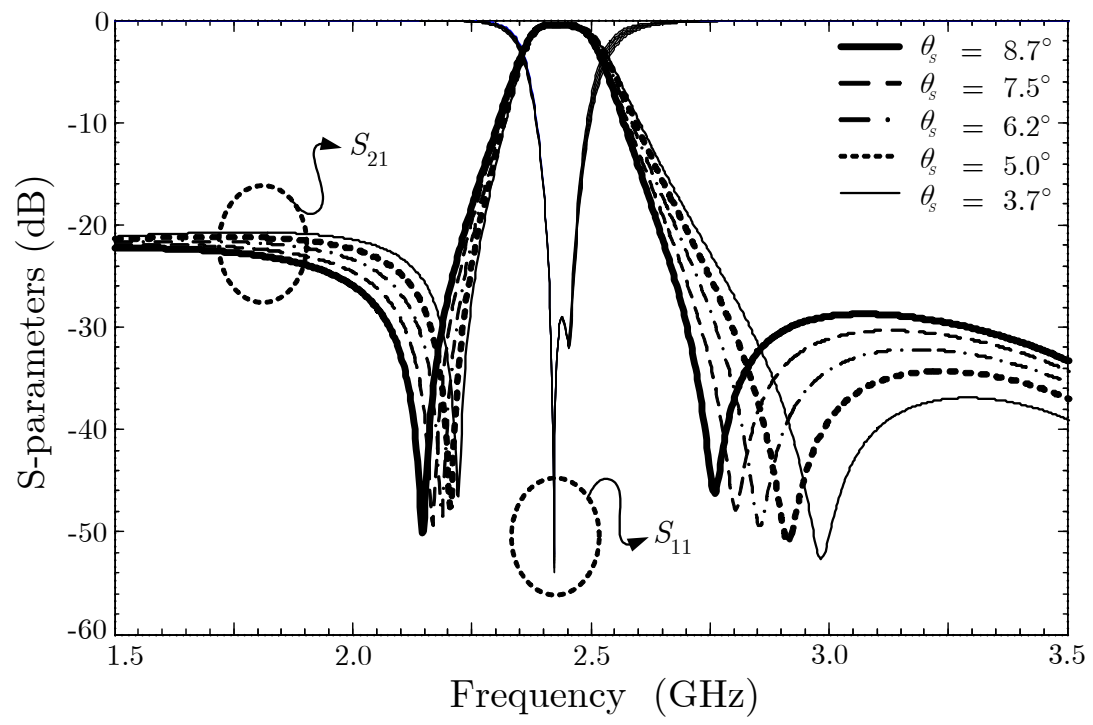


Figure 3

