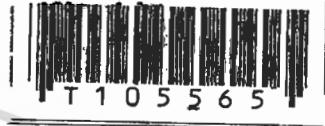


สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

วงจรแปลงโครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วมแบบสองความถี่

DUAL-BAND MICROSTRIP TO COPLANAR STRIP TRANSITION



ว่าที่ร้อยเอกคำรณ มีลาภกิจ

SECOND CAPT. KUMRON MEELARPKIT

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน..... 105565
วัน,เดือน,ปี..... 27 พ.ย. 2562

b.....
i.....

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2552

KMITL-2009-EN-D-018-020

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

DUAL-BAND MICROSTRIP TO COPLANAR STRIP TRANSITION



A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF
DOCTOR OF ENGINEERING IN ELECTRICAL ENGINEERING
FACULTY OF ENGINEERING
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

2009

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ภายในเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2009

FACULTY OF ENGINEERING

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ วงจรแปลงโครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วมแบบสองความถี่
Thesis Title Dual-Band Microstrip-to-Coplanar Strip Transition
นักศึกษา ว่าที่ร้อยเอก คำรณ มีลวกิจ
รหัสประจำตัว 49060003
ปริญญา วิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต
สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ผศ.ดร.ชวรงค์ พงศ์เจริญพาณิชย์
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ร่วม รศ.ดร.มิตรชัย จงเขี้ยวชำนาญ
หมายเลขวิทยานิพนธ์ KMITL-2009-EN-D-018-020

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
รศ.ดร.กนก	เจนจิระพงศ์เวช	
ศ.ดร.โมไนย	ไกรฤกษ์	
ผศ.ดร.ทับทิม	อ่างแก้ว	
รศ.ดร.มิตรชัย	จงเขี้ยวชำนาญ	
ผศ.ดร.ชวรงค์	พงศ์เจริญพาณิชย์	

วัน / เดือน / ปี ที่สอบ วันจันทร์ที่ 23 มีนาคม พ.ศ. 2552 เวลา 11.00-13.00 น.

สถานที่สอบ ณ อาคาร A ชั้น 5 ห้องประชุม 4

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

KING MONGLUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

คณะวิศวกรรมศาสตร์ รับรองแล้ว



(รองศาสตราจารย์ ดร.กอบชัย เดชหาญ)

คณบดี คณะวิศวกรรมศาสตร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษา วันที่ 23 มีนาคม พ.ศ. 2552 ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	วงจรแปลงโครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วม
	แบบสองความถี่
นักศึกษา	ว่าที่ร้อยเอกคำารณ มีลากกิจ
รหัสนักศึกษา	49060003
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2552
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	ผศ.ดร. ชูวงศ์ พงศ์เจริญพาณิชย์
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ร่วม	รศ.ดร. มิตรชัย จงเชื้อวานานานู

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอการออกแบบวงจรแปลงโครงสร้างสำหรับ โครงข่ายสมดุลง่ายและ ไม่สมดุลง่าย โดยวงจรแปลงโครงสร้างสามารถตอบสนองได้ดีที่ สองความถี่ใดๆ โครงสร้างของวงจร มีความง่าย ประกอบด้วยวงจรแปลงสายนำสัญญาณและวงจรสลับปลายเปิดแบบสองความถี่ การ วิเคราะห์และออกแบบวงจรนี้ สามารถแยกออกแบบและวิเคราะห์วงจรรย่อยที่ละส่วนได้โดยใช้ สมการสำเร็จที่พัฒนามาจากสมการสายนำสัญญาณแบบไร้การสูญเสีย เมื่อได้พารามิเตอร์ที่สำคัญ ของโครงสร้างแล้วจึงนำวงจรทั้งสองวงจรเชื่อมต่อกัน เพื่อยืนยันความถูกต้องของทฤษฎีการ ออกแบบวงจรแปลงโครงสร้างที่นำเสนอ จะใช้ตัวอย่างการออกแบบและสร้างจริงของวงจรแปลง โครงสร้างแบบสองความถี่ ในส่วนของประโยชน์ของวงจรที่นำเสนอนี้จะแสดงให้เห็นจากการ ประยุกต์นำไปใช้งานกับสายอากาศแบบบ่วงเรียวแถบความถี่กว้างแบบป้อนจุดเดียว สำหรับความถี่ ๐.๙ กิกะเฮิรตซ์ และ ความถี่ 1.8 กิกะเฮิรตซ์ ซึ่งสังเคราะห์วงจรบนวัสดุฐานรองหนา 1.6 มิลลิเมตร และค่าคงที่ไดอิเล็กตริก 4.55 จากผลการทดสอบ สายอากาศแบบบ่วงเรียวแบบป้อนจุด เดียว สายอากาศสามารถทำงานที่ สองความถี่ได้ดี โดยมีอัตราขยาย 2.75 dBi และ 4.28 dBi ณ ความถี่ 0.9 กิกะเฮิรตซ์ และ ความถี่ 1.8 กิกะเฮิรตซ์ ตามลำดับ

Thesis Title	Dual-Band Microstrip-to-Coplanar Strip Transition
Student	SECOND CAPT. Kumron Meelarpkit
Student ID.	49060003
Degree	Doctor of Engineering
Program	Electrical Engineering
Year	2009
Thesis Advisor	Assist. Prof. Dr. Chuwong Phongcharoenpanich
Thesis Co-advisor	Assoc. Prof. Dr. Mitchai Chongcheawchamnan

ABSTRACT

This thesis presents a dual-band transition network for balanced and unbalanced terminations. The network simply consists of a two-section transmission-line transformer and two-section open-ended line. Based on the lossless transmission line model, analysis and design equations for synthesizing the design parameters are presented. Validity of the design equations are proven via simulation and experiment for two design examples. Applicability of the proposed network is demonstrated with a wideband tapered loop antenna on FR4 substrate (dielectric constant of 1.6 and thickness of 4.55 mm), leading to a 0.9/1.8 GHz single-fed tapered loop antenna. The measured performances of the antenna confirm the validity of the proposed dual-band transition network. The measured gains of the antenna at 0.9 and 1.8 GHz are 2.75 dBi and 4.28 dBi, respectively.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จได้ด้วยความอนุเคราะห์ในการให้คำปรึกษาอย่างดียิ่งจาก ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. ชวงค์ พงศ์เจริญพามาธิ ซึ่งเป็นอาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ และรองศาสตราจารย์ ดร.มิตรชัย จงเชี่ยวชำนาญ ซึ่งเป็นอาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ร่วม ที่ท่านให้คำแนะนำแนวทางในทางปฏิบัติและให้ความรู้เกี่ยวกับเทคโนโลยีใหม่ๆ ตลอดมาในช่วงเวลาที่ทำงานวิจัยกับท่าน รวมทั้งคณาจารย์ห้องปฏิบัติการสื่อสารไร้สายประกอบด้วย ศาสตราจารย์ ดร. โมไนย ไกรฤกษ์ ที่เปิดโอกาสให้มีการอภิปราย ฝึกฝนในการนำเสนอผลงานและชี้แนะแนวทางการประพฤติที่แตกต่างอย่างสม่ำเสมอให้กับลูกศิษย์คนนี้ ตลอดจน อาจารย์หลายๆ ท่านในภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร อาทิเช่น ดร.ระวี พรหมหลวงศรี ที่ให้คำแนะนำที่มีค่าเกี่ยวกับแนวคิดหลักการของสายนำสัญญาณแบบคู่ขนาน ดร.ธีรวิสิฐฐ์ เลาหะเพ็ญแสง ที่ให้ความอนุเคราะห์และให้คำแนะนำเกี่ยวกับการทดสอบสายอากาศ รวมทั้งเครื่องมือทดสอบต่างๆ ที่ได้ใช้ในการทำงานวิจัยชิ้นนี้

ตลอดจนขอขอบพระคุณ ศาสตราจารย์ ดร.เอียน โรเบิร์ตสัน แห่งภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้าและอิเล็กทรอนิกส์ มหาวิทยาลัยลีดส์ (University of Leeds) ประเทศสหราชอาณาจักร และอีกท่านหนึ่งก็คือ ดร.ไลบ์ล ลูกซ์ แห่งภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้าและอิเล็กทรอนิกส์ มหาวิทยาลัยเกรซโกว (University of Glasgow) ประเทศสหราชอาณาจักร ที่เปรียบเสมือนเป็นอาจารย์ที่ปรึกษาร่วมอีกท่านหนึ่ง ที่ให้ความช่วยเหลือและความอนุเคราะห์ต่างๆ เป็นอย่างดียิ่ง

ขอขอบพระคุณคณะผู้บังคับบัญชา ที่ให้การสนับสนุนและให้โอกาสในการศึกษาต่อในระดับปริญญาเอกประกอบด้วย พลเอกไพโรจน์ วัฒนะโยธิน อดีตที่ปรึกษาพิเศษกองบัญชาการกองทัพไทย พลตรีอุดมศักดิ์ นิมิตรกุล เสนาธิการกรมการทหารสื่อสาร พันเอกยศพล มีพรหม ผู้อำนวยการกองซ่อมเครื่องสื่อสาร-อิเล็กทรอนิกส์ กรมการทหารสื่อสาร พันเอกนพดล จิเจริญ เสนาธิการกรมการทหารสื่อสารที่ 1 พันโทชนก จรจรัส หัวหน้าแผนกกิจการอวกาศ กองกิจการอวกาศกรมเทคโนโลยีสารสนเทศและกิจการอวกาศกลาโหม สำนักงานปลัดกระทรวงกลาโหม(แจ้งวัฒนะ) พันโทพงศ์พัฒน์ ชันชเขตต์ หัวหน้าแผนกซ่อมเครื่องอิเล็กทรอนิกส์ กองซ่อมเครื่องสื่อสาร-อิเล็กทรอนิกส์ กรมการทหารสื่อสาร พันโทคำผล โคตรนาแพง หัวหน้าแผนกซ่อมเครื่องสื่อสาร กองซ่อมเครื่องสื่อสาร-อิเล็กทรอนิกส์ กรมการทหารสื่อสาร ขอขอบคุณข้าราชการชุดซ่อมบำรุงเรดาร์เตือนภัยทางอากาศระดับต่ำ LAADS และข้าราชการชุดซ่อมบำรุงเครื่องช่วยฝึกเทคโนโลยีสูงพล-ประจำรถถังแบบ TACOS ซึ่งเป็นผู้ได้บังคับบัญชาของผู้วิจัยที่ให้ความร่วมมือ ในการปฏิบัติงานราชการเป็นอย่างดียิ่ง โดยไม่มีปัญหาใดๆ ตลอดช่วงเวลาที่ผู้วิจัยไปศึกษาและทำงานวิจัย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขอขอบพระคุณครอบครัวมีลาภกิจ ครอบครัวคงสมลาก และครอบครัวแดงสวัสดิ์ ที่ให้ความ
อบอุ่น โดยเฉพาะอย่างยิ่งขอกราบขอบพระคุณบิดา มารดา อาจารย์สร้อย คงสมลาก ซึ่งเป็นคุณตา
ของผู้วิจัย ที่คอยสนับสนุนส่งเสริมให้โอกาสได้รับการศึกษา คอยห่วงใย ดูแลความเป็นอยู่ ให้
กำลังใจ และเต็มใจสนับสนุนค่าใช้จ่ายต่างๆ มาตลอดด้วยความรักและความหวังดีที่บริสุทธิ์ใจ และ
บุคคลที่สำคัญอีกท่านหนึ่ง ที่ขอขอบพระคุณคือ คุณจิรภัทร แดงสวัสดิ์ ที่คอยให้กำลังใจ ห่วงใย
อำนวยความสะดวกในทุกๆ เรื่อง ให้คำปรึกษาเกี่ยวกับแนวทางในการทำวิจัยตลอดเวลาที่ทำวิจัยและ
คอยช่วยตรวจทานความถูกต้องเรียบร้อยของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

ท้ายนี้ ขอขอบคุณสำนักงานคณะกรรมการอุดมศึกษาและสำนักงานกองทุนสนับสนุนการ
วิจัยภายใต้ทุนโครงการเทคโนโลยีสายอากาศ (RTA4880002) และ โครงการการออกแบบสายส่งแบบ
สตริปและสตริปแบบระนาบร่วม (MRG5080308) ในการสนับสนุนค่าใช้จ่ายในการทำวิจัยระหว่าง
การศึกษาในระดับปริญญาเอก

คำรณ มีลาภกิจ



สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	V
สารบัญตาราง.....	VIII
สารบัญรูป.....	IX
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ของการศึกษาและขอบเขตงานวิจัย.....	8
1.3 สมมติฐานของการศึกษา.....	8
1.4 ทฤษฎีและแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย.....	8
1.5 ขอบเขตการวิจัย.....	9
1.6 ขั้นตอนของการศึกษา.....	10
1.7 เนื้อหาของวิทยานิพนธ์.....	10
บทที่ 2 สาขนำสัญญาณแบบไมโครสตริป.....	12
2.1 บทนำ.....	12
2.2 โครงสร้างของสาขนำสัญญาณแบบไมโครสตริป.....	12
2.3 การวิเคราะห์อิมพีแดนซ์คุณลักษณะ.....	13
2.4 การวิเคราะห์หาค่าความยาวคลื่นในสาย.....	16
2.5 การสังเคราะห์หาความกว้างต่อความยาวของสาขนำสัญญาณบน โครงสร้างไมโครสตริป.....	16
2.6 ผลกระทบของความหนาแผ่นทองแดงของสาขนำสัญญาณบน โครงสร้างไมโครสตริป.....	17
2.7 สตັปปลายเปิด (Open Ends Stub).....	18
2.8 สาขนำสัญญาณไมโครสตริปแบบขั้น (Microstrip Line Step) หรือเปลี่ยนแบบทันที (Abrupt Change in Width).....	20

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

2.9 สายนำสัญญาณแบบไมโครสตริปที่หักมุมโค้งงอแบบทันที.....	24
2.10 สรุปลายนำสัญญาณแบบไมโครสตริป.....	26

บทที่ 3 สายนำสัญญาณแบบสตริประนาบร่วม.....	27
3.1 บทนำ.....	27
3.2 โครงสร้างของสายนำสัญญาณบนโครงสร้างสตริประนาบร่วม (Coplanar Stripline: CPS).....	27
3.3 วงจรสมมูลของโครงสร้างสายนำสัญญาณสตริประนาบร่วม.....	28
3.4 สายนำสัญญาณบนโครงสร้างสตริประนาบร่วมบนวัสดุฐานรองไดอิเล็กตริก หลายชั้น (Coplanar Stripline on a Multilayer Dielectric Substrate).....	30
3.5 การวิเคราะห์เมตริกซ์การกระจายของระบบสองทางเข้าออก (Two-port System).....	35
3.6 พารามิเตอร์การกระจายโหมดมาตรฐานและโหมดผสม ของโครงสร้างแบบต่าง (Standard and Mixed-Mode S-parameter of Differential Structure).....	38
3.7 ความสัมพันธ์ระหว่างความกว้าง ช่องว่าง (Gap) และอิมพีแดนซ์ ของโครงสร้างสตริประนาบร่วม.....	43
3.8 สรุปลการหาค่าอิมพีแดนซ์ของโครงสร้างสายนำสัญญาณแบบสตริประนาบร่วม.....	46

บทที่ 4 การออกแบบวงจรแปลงอิมพีแดนซ์แบบสองความถี่.....	47
4.1 บทนำ.....	47
4.2 วงจรแปลงอิมพีแดนซ์หนึ่งส่วนสี่ความยาวคลื่น (The Quarter-Wave Transformer).....	47
4.3 การแปลงอิมพีแดนซ์ 2 ความถี่โดยใช้สายนำสัญญาณ 2 ส่วน.....	51
4.4 การตอบสนองของวงจรแปลงอิมพีแดนซ์.....	56
4.5 วงจรแปลงอิมพีแดนซ์กับการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์.....	59
4.6 กระแสที่แพร่กระจายภายในโครงสร้าง.....	78

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี การคัดลอกโดยไม่ได้รับอนุญาตถือว่าผิดกฎหมาย

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

บทที่ 5 การออกแบบวงจรแปลงโครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วมแบบสองความถี่	81
5.1 บทนำ.....	81
5.2 การออกแบบวงจรไมโครสตริปแบบสองความถี่.....	84
5.3 การออกแบบสแต็บแบบสองความถี่.....	89
5.4 วงจรแปลงโครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วมแบบสองความถี่	93
5.5 สรุปผลการออกแบบและทดสอบวงจรแปลงโครงสร้างไมโครสตริป เป็นสตริประนาบร่วมสองความถี่.....	103
บทที่ 6 การออกแบบสายอากาศแบบบ่วงรีขั้วและการเชื่อมต่อกับวงจรแปลง โครงสร้าง ไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วมแบบสองความถี่.....	104
6.1 บทนำ.....	104
6.2 การออกแบบสายอากาศแบบบ่วงรีขั้ว.....	104
6.3 การจำลองการทำงานของสายอากาศแบบบ่วงรีขั้ว.....	107
6.4 การประยุกต์ใช้งานวงจรแปลงโครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วม แบบสองความถี่ร่วมกับสายอากาศแบบบ่วงรีขั้ว.....	109
6.5 การทดสอบวงจรแปลงโครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วมแบบ สองความถี่ที่เชื่อมต่อกับสายอากาศแบบบ่วงรีขั้ว.....	111
6.6 สรุปผลการออกแบบ การทดสอบสายอากาศแบบบ่วงรีขั้วและการเชื่อมต่อกับ วงจรแปลงโครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วมสองความถี่.....	118
บทที่ 7 ปัญหาและข้อเสนอแนะ.....	119
7.1 สรุปผลการวิจัย.....	119
7.2 ปัญหาและข้อเสนอแนะ.....	121
เอกสารอ้างอิง.....	122
ภาคผนวก.....	127
ประวัติผู้เขียน.....	157

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
3.1 ค่าอิมพีแดนซ์ที่ได้จากการคำนวณของ โครงสร้างสตริประนาบร่วม เมื่อกำหนดให้ $W_{CPS} = 0.23$ มิลลิเมตร และ $g = 0.3$ มิลลิเมตร บนแผ่นวงจรพิมพ์ รุ่น TTL9 $\epsilon_r = 2.5$ และ $h = 0.381$ มิลลิเมตร.....	44
4.1 ค่าพารามิเตอร์ของวงจรแปลง โครงสร้างเมื่อ $K=1/4$	57
4.2 ค่าพารามิเตอร์ของวงจรแปลง โครงสร้างเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่า K	58
4.3 ค่าพารามิเตอร์ของวงจรแปลง โครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วมแบบ สองความถี่.....	60
5.1 ค่าอิมพีแดนซ์ที่ได้จากการคำนวณสำหรับวงจรแปลง โครงสร้างไมโครสตริป เป็นสตริประนาบร่วมแบบสองความถี่โดย กำหนดให้ $Z_{in} = 50$ โอห์ม.....	96
5.2 ค่าพารามิเตอร์ของวงจรแปลง โครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วม แบบสองความถี่.....	97
5.3 ค่าพารามิเตอร์ของวงจรแปลง โครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วม แบบสองความถี่.....	100
6.1 ค่าพารามิเตอร์ของวงจรแปลง โครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วม แบบสองความถี่ประยุกต์ใช้งานเชื่อมต่อกับ โครงสร้างสายอากาศแบบบ่วงเรียว.....	111

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
1.1 วงจรแปลง โครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วม โดยใช้หลักการของวงจรแบ่งกำลังงาน.....	2
1.2 ผลการตอบสนองความถี่ของวงจรแปลง โครงสร้างไมโครสตริป เป็นสตริประนาบร่วม โดยใช้หลักการของวงจรแบ่งกำลังงาน.....	2
1.3 วงจรแปลง โครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วม โดยใช้หลักการของสแต็บเชิงรัศมี.....	3
1.4 ผลการตอบสนองความถี่ของวงจรแปลง โครงสร้างไมโครสตริป เป็นสตริประนาบร่วม โดยใช้หลักการของสแต็บเชิงรัศมี.....	3
1.5 วงจรแปลง โครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วม โดยใช้หลักการของสแต็บเชิงรัศมีและสายนำสัญญาณแบบชั้น.....	4
1.6 ผลการตอบสนองความถี่ของวงจรแปลง โครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วม โดยใช้หลักการของสแต็บเชิงรัศมีและสายนำสัญญาณแบบชั้น.....	4
1.7 วงจรแปลง โครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วมที่มีการ ตอบสนองความถี่กว้างมาก (Ultra-wideband).....	5
1.8 ผลการตอบสนองความถี่ของวงจรแปลง โครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริป ระนาบร่วมที่มีการตอบสนองความถี่กว้างมาก (Ultra-wideband).....	5
1.9 โครงสร้างวงจรแปลง โครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วมแบบสองความถี่.....	6
1.10 วงจรแปลง โครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วมแบบสองความถี่ ประยุกต์ใช้งานเชื่อมต่อกับ โครงสร้างสายอากาศแบบบ่วงเรียว.....	7
2.1 โครงสร้างของสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริป.....	13
2.2 การแพร่กระจายคลื่นของสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริป.....	15
2.3 สแต็บแบบเปิด (ก) จุดปลายของสแต็บแบบเปิด (ข) วงจรสมมูลที่ประกอบด้วย ความจุไฟฟ้าและ (ค) ความยาวไมโครสตริปเทียบเท่า.....	19
2.4 โครงสร้างไมโครสตริปเชื่อมต่อแบบสมมาตร (ก) โครงสร้างมีการเชื่อมต่อกัน แบบชั้นและ(ข) วงจรสมมูล.....	21
2.5 โครงสร้างไมโครสตริปเชื่อมต่อแบบไม่สมมาตร (ก) โครงสร้างมีการเชื่อมต่อกัน แบบชั้นและ(ข) วงจรสมมูล.....	22

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
2.6 สายนำสัญญาณแบบไมโครสตริปที่หักมุมโค้งงอแบบทันที (ก) โครงสร้างมีการเชื่อมต่อกันและหักมุมโค้งงอแบบทันที (ข) วงจรสมมูล.....	25
3.1 โครงสร้างสายนำสัญญาณสตริประนาบร่วม.....	28
3.2 การแพร่คลื่นสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กของโครงสร้างสายนำสัญญาณสตริประนาบร่วม.....	28
3.3 วงจรสมมูลของโครงสร้างสายนำสัญญาณสตริประนาบร่วม.....	29
3.4 โครงสร้างสายนำสัญญาณสตริประนาบร่วมแบบหลายชั้น.....	30
3.5 โครงสร้างสำหรับหาค่าความจุไฟฟ้า: (ก) C_0 (ข) C_1 (ค) C_2 (ง) C_3 (จ) C_4 และ(ฉ) C_5	32
3.6 คุณสมบัติของระบบสองทางเข้าออกโดยมีคลื่นตกกระทบและคลื่นสะท้อน.....	35
3.7 วงจรสำหรับการคำนวณหาค่าอินพุตอิมพีแดนซ์.....	37
3.8 แผนภาพ Single-Ended สำหรับอุปกรณ์ทดสอบ 4 พอร์ต.....	38
3.9 แผนภาพอุปกรณ์ 2 พอร์ตแบบต่าง.....	40
3.10 ค่าอิมพีแดนซ์ของโครงสร้างสตริประนาบร่วมที่มีการเปลี่ยนแปลงระยะช่องว่างสตริป g	45
3.11 ค่าอิมพีแดนซ์ของโครงสร้างสตริประนาบร่วมที่มีการเปลี่ยนแปลงความกว้างของสตริป W_{cps}	45
4.1 วงจรแปลงอิมพีแดนซ์แบบหนึ่งส่วนสี่ความยาวคลื่น.....	48
4.2 ขนาดของสัมประสิทธิ์การสะท้อนของวงจรแปลงอิมพีแดนซ์แบบหนึ่งส่วนสี่ความยาวคลื่น.....	50
4.3 โครงสร้างส่วนแปลงอิมพีแดนซ์สายนำสัญญาณสองส่วนสำหรับความถี่คู่.....	51
4.4 ขนาดของสัมประสิทธิ์การสะท้อนของวงจรแปลงอิมพีแดนซ์แบบหนึ่งส่วนสี่ความยาวคลื่นแบบโพลคู่และสองโพล.....	58
4.5 ขนาดของสัมประสิทธิ์การสะท้อนของวงจรแปลงอิมพีแดนซ์แบบสองโพล โดยที่ค่าพารามิเตอร์ K มีการเปลี่ยนแปลง.....	59
4.6 โครงสร้างวงจรแปลงโครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วมแบบสองความถี่.....	60

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.7 ผลการจำลองการทำงานของวงจรไมโครสตริปแปลงอิมพีแดนซ์สองความถี่ตอบสนอง ที่ความถี่ 0.9 กิกะเฮิรตซ์และ 1.8 กิกะเฮิรตซ์โดยการเปลี่ยนแปลงมุม θ_1 (ก) ค่าขนาดสัมประสิทธิ์การสะท้อน ($ S_{11} $) และ (ข) ค่าขนาดสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน ($ S_{21} $).....	61
4.8 ผลการจำลองการทำงานของวงจรไมโครสตริปแปลงอิมพีแดนซ์สองความถี่ตอบสนอง ที่ความถี่ 0.9 กิกะเฮิรตซ์และ 1.8 กิกะเฮิรตซ์โดยการเปลี่ยนแปลงค่า X_1 (ก) ค่าขนาดสัมประสิทธิ์การสะท้อน ($ S_{11} $) และ (ข) ค่าขนาดสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน ($ S_{21} $).....	63
4.9 ผลการจำลองการทำงานของวงจรไมโครสตริปแปลงอิมพีแดนซ์สองความถี่ตอบสนอง ที่ความถี่ 0.9 กิกะเฮิรตซ์และ 1.8 กิกะเฮิรตซ์โดยการเปลี่ยนแปลงค่า Y_1 (ก) ค่าขนาดสัมประสิทธิ์การสะท้อน ($ S_{11} $) และ (ข) ค่าขนาดสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน ($ S_{21} $).....	64
4.10 ผลการจำลองการทำงานของวงจรไมโครสตริปแปลงอิมพีแดนซ์สองความถี่ตอบสนอง ที่ความถี่ 0.9 กิกะเฮิรตซ์และ 1.8 กิกะเฮิรตซ์โดยการเปลี่ยนแปลงค่า X_2 (ก) ค่าขนาดสัมประสิทธิ์การสะท้อน ($ S_{11} $) และ (ข) ค่าขนาดสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน ($ S_{21} $).....	66
4.11 ผลการจำลองการทำงานของวงจรไมโครสตริปแปลงอิมพีแดนซ์สองความถี่ตอบสนอง ที่ความถี่ 0.9 กิกะเฮิรตซ์และ 1.8 กิกะเฮิรตซ์โดยการเปลี่ยนแปลงค่า Y_2 (ก) ค่าขนาดสัมประสิทธิ์การสะท้อน ($ S_{11} $) และ (ข) ค่าขนาดสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน ($ S_{21} $).....	67
4.12 ผลการจำลองการทำงานของวงจรไมโครสตริปแปลงอิมพีแดนซ์สองความถี่ตอบสนอง ที่ความถี่ 0.9 กิกะเฮิรตซ์และ 1.8 กิกะเฮิรตซ์โดยการเปลี่ยนแปลงค่า W_1 (ก) ค่าขนาดสัมประสิทธิ์การสะท้อน ($ S_{11} $) และ (ข) ค่าขนาดสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน ($ S_{21} $).....	68
4.13 ผลการจำลองการทำงานของวงจรไมโครสตริปแปลงอิมพีแดนซ์สองความถี่ตอบสนอง ที่ความถี่ 0.9 กิกะเฮิรตซ์และ 1.8 กิกะเฮิรตซ์โดยการเปลี่ยนแปลงค่า W_2 (ก) ค่าขนาดสัมประสิทธิ์การสะท้อน ($ S_{11} $) และ (ข) ค่าขนาดสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน ($ S_{21} $).....	69
4.14 ผลการจำลองการทำงานของวงจรไมโครสตริปแปลงอิมพีแดนซ์สองความถี่ตอบสนอง ที่ความถี่ 0.9 กิกะเฮิรตซ์และ 1.8 กิกะเฮิรตซ์โดยการเปลี่ยนแปลงค่า W_3 (ก) ค่าขนาดสัมประสิทธิ์การสะท้อน ($ S_{11} $) และ (ข) ค่าขนาดสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน ($ S_{21} $).....	71
4.15 ผลการจำลองการทำงานของวงจรไมโครสตริปแปลงอิมพีแดนซ์สองความถี่ตอบสนอง ที่ความถี่ 0.9 กิกะเฮิรตซ์และ 1.8 กิกะเฮิรตซ์โดยการเปลี่ยนแปลงค่า W_4 (ก) ค่าขนาดสัมประสิทธิ์การสะท้อน ($ S_{11} $) และ (ข) ค่าขนาดสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน ($ S_{21} $).....	72

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.16 ผลการจำลองการทำงานของวงจรไมโครสตริปแปลงอิมพีแดนซ์สองความถี่ตอบสนองที่ความถี่ 0.9 กิกะเฮิรตซ์และ 1.8 กิกะเฮิรตซ์โดยการเปลี่ยนแปลงค่า L_1 (ก) ค่าขนาดสัมประสิทธิ์การสะท้อน ($ S_{11} $) และ (ข) ค่าขนาดสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน ($ S_{21} $).....	73
4.17 ผลการจำลองการทำงานของวงจรไมโครสตริปแปลงอิมพีแดนซ์สองความถี่ตอบสนองที่ความถี่ 0.9 กิกะเฮิรตซ์และ 1.8 กิกะเฮิรตซ์โดยการเปลี่ยนแปลงค่า L_2 (ก) ค่าขนาดสัมประสิทธิ์การสะท้อน ($ S_{11} $) และ (ข) ค่าขนาดสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน ($ S_{21} $).....	74
4.18 ผลการจำลองการทำงานของวงจรไมโครสตริปแปลงอิมพีแดนซ์สองความถี่ตอบสนองที่ความถี่ 0.9 กิกะเฮิรตซ์และ 1.8 กิกะเฮิรตซ์โดยการเปลี่ยนแปลงค่า L_3 (ก) ค่าขนาดสัมประสิทธิ์การสะท้อน ($ S_{11} $) และ (ข) ค่าขนาดสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน ($ S_{21} $).....	76
4.19 ผลการจำลองการทำงานของวงจรไมโครสตริปแปลงอิมพีแดนซ์สองความถี่ตอบสนองที่ความถี่ 0.9 กิกะเฮิรตซ์และ 1.8 กิกะเฮิรตซ์โดยการเปลี่ยนแปลงค่า L_4 (ก) ค่าขนาดสัมประสิทธิ์การสะท้อน ($ S_{11} $) และ (ข) ค่าขนาดสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน ($ S_{21} $).....	77
4.20 โครงสร้างวงจรแปลงไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วมแบบสองความถี่.....	78
4.21 ผลการจำลองการทำงานของกระแสดำเนินทางภายในโครงสร้างไมโครสตริปแปลงอิมพีแดนซ์สองความถี่ตอบสนองที่ (ก) ความถี่ 0.9 กิกะเฮิรตซ์และ (ข) ความถี่ 1.8 กิกะเฮิรตซ์.....	79
5.1. โครงสร้างวงจรแปลงโครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วมแบบสองความถี่.....	82
5.2 ภาคตัดขวางการกระจายของสนามไฟฟ้า (ก) โครงสร้างไมโครสตริป (ข) การเชื่อมต่อของโครงสร้างไมโครสตริป และ(ค) โครงสร้างสตริประนาบร่วม.....	83
5.3 โครงสร้างสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริปแปลงอิมพีแดนซ์สองความถี่.....	85
5.4 ผลการจำลองการทำงานของวงจรไมโครสตริปแปลงอิมพีแดนซ์สองความถี่ตอบสนองที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์และ 5.8 กิกะเฮิรตซ์ (ก) ค่าขนาดสัมประสิทธิ์การสะท้อน ($ S_{11} $) และ (ข) ค่าขนาดสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน ($ S_{21} $).....	86
5.5 ผลการจำลองการทำงานของวงจรไมโครสตริปแปลงอิมพีแดนซ์สองความถี่ตอบสนองที่ความถี่ 0.9 กิกะเฮิรตซ์และ 1.8 กิกะเฮิรตซ์ (ก) ค่าขนาดสัมประสิทธิ์การสะท้อน ($ S_{11} $) และ (ข) ค่าขนาดสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน ($ S_{21} $).....	88
5.6 โครงสร้างสลับสองความถี่.....	89

สารบัญญรูป (ต่อ)

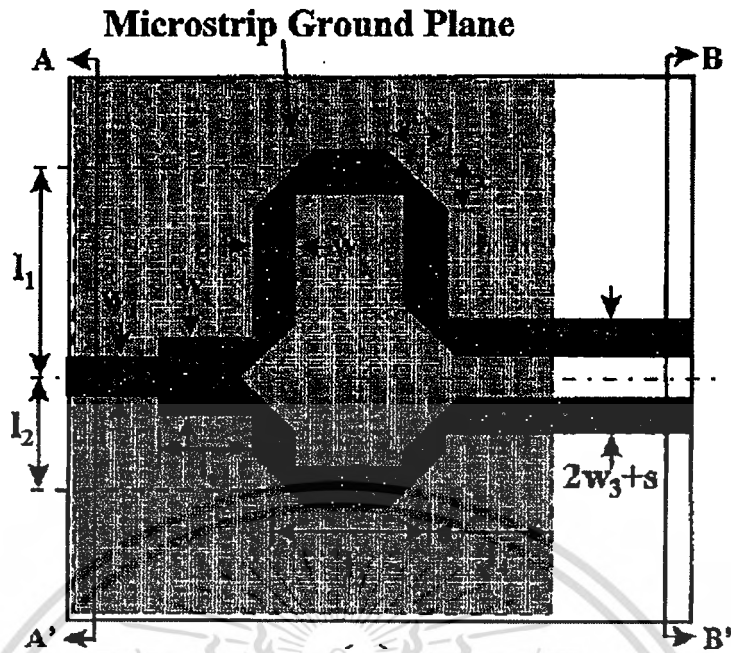
รูปที่	หน้า
5.7 ค่าขนาดสัมประสิทธิ์การสะท้อน ($ S_{11} $) ของวงจรสลับสองความถี่ตอบสนองที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์และ 5.8 กิกะเฮิรตซ์.....	91
5.8 ค่าขนาดสัมประสิทธิ์การสะท้อน ($ S_{11} $) ของวงจรสลับสองความถี่ตอบสนองที่ความถี่ 0.9 กิกะเฮิรตซ์และความถี่ 1.8 กิกะเฮิรตซ์.....	92
5.9 การเชื่อมต่อวงจรแปลงโครงสร้างไมโครสตริปแบบสองความถี่ (ก) การเชื่อมต่อวงจรแปลงโครงสร้างทางไฟฟ้า และ(ข) การเชื่อมต่อวงจรแปลงโครงสร้างทางกายภาพ.....	94
5.10 แผนภาพ (Flowchart) การออกแบบวงจรแปลงโครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วมแบบสองความถี่.....	95
5.11 ค่าขนาดสัมประสิทธิ์การสะท้อน ($ S_{11} $) ของวงจรแปลงโครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วมแบบสองความถี่ตอบสนองที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์และ 5.8 กิกะเฮิรตซ์.....	98
5.12 ค่าขนาดสัมประสิทธิ์การสะท้อน ($ S_{11} $) ของวงจรแปลงโครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วมแบบสองความถี่ตอบสนองที่ความถี่ 0.9 กิกะเฮิรตซ์และ 1.8 กิกะเฮิรตซ์.....	98
5.13 การเชื่อมต่อวงจรแปลงโครงสร้างโครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วมแบบสองความถี่แบบหลังชนกัน (Back-to-Back).....	99
5.14 ผลการทดสอบสัมประสิทธิ์การสะท้อน ($ S_{11} $) และสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน ($ S_{21} $) ของวงจรแปลงโครงสร้างโครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วมแบบสองความถี่.....	101
5.15 ผลการทดสอบเฟสการส่งผ่าน (Insertion Phase) ของวงจรแปลงโครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วมแบบสองความถี่.....	101
5.16 รูปถ่ายต้นแบบของวงจรแปลงโครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วมแบบสองความถี่ด้านหน้า.....	102
5.17 รูปถ่ายต้นแบบของวงจรแปลงโครงสร้างโครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วมแบบสองความถี่ด้านหลัง.....	102
6.1 โครงสร้างสายอากาศบ่วงเรียวป้อนสัญญาณด้วยพอร์ตต่างโดยตรง.....	105
6.2 โครงสร้างสายอากาศแบบบ่วงเรียวป้อนสัญญาณด้วยพอร์ตต่างผ่านสายนำสัญญาณสตริประนาบร่วม.....	106
6.3 ผลการจำลองการทำงานของสายอากาศแบบบ่วงเรียวโดยป้อนสัญญาณด้วยพอร์ต	

เอกสาร โดยตรงที่ส่งมอบไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า

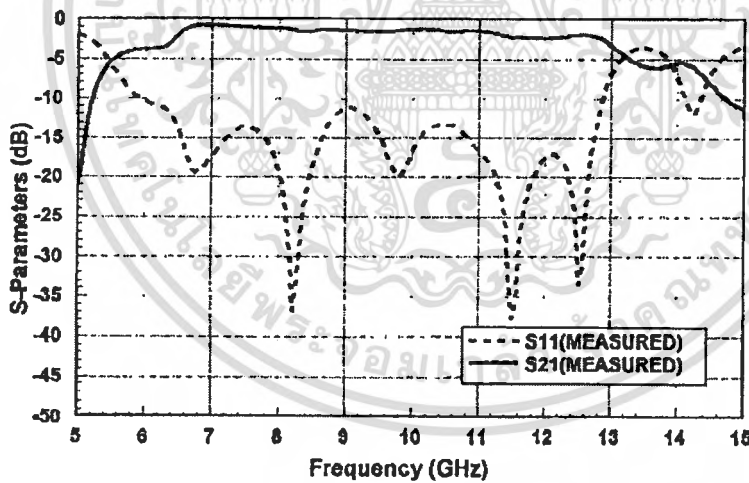
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
6.4 ผลการจำลองการทำงานของสายอากาศแบบบ่วงเรียวโดยป้อนสัญญาณด้วยพอร์ตต่างผ่านโครงสร้างสตริประนาบร่วม.....	109
6.5 วงจรแปลง โครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วมแบบสองความถี่ประยุกต์ใช้งานเชื่อมต่อกับ โครงสร้างสายอากาศแบบบ่วงเรียว.....	110
6.6 อัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดัน (VSWR) ที่ได้จากการจำลองของสายอากาศแบบบ่วงเรียวเพียงอย่างเดียว.....	112
6.7 ผลการเปรียบเทียบอัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดัน (VSWR) ของวงจรแปลง โครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วมแบบสองความถี่ประยุกต์ใช้งานเชื่อมต่อกับสายอากาศแบบบ่วงเรียว.....	113
6.8 ผลการทดสอบแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศแบบบ่วงเรียวที่ประยุกต์ใช้งานเชื่อมต่อกับวงจรแปลง โครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วมแบบสองความถี่ที่ 900 เมกะเฮิร์ตซ์ ที่ความถี่ 1800 เมกะเฮิร์ตซ์ (ก) ระนาบ XZ และ(ข)ระนาบ YZ.....	114
6.9 รูปถ่ายต้นแบบของวงจรแปลง โครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วมแบบสองความถี่ประยุกต์ใช้งานเชื่อมต่อกับสายอากาศแบบบ่วงเรียวด้านหน้า.....	115
6.10 รูปถ่ายต้นแบบของวงจรแปลง โครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วมแบบสองความถี่ประยุกต์ใช้งานเชื่อมต่อกับสายอากาศแบบบ่วงเรียวด้านหลัง.....	115
6.11 ผลการทดสอบอัตรการขยายของสายอากาศแบบบ่วงเรียวที่ประยุกต์ใช้งานเชื่อมต่อกับวงจรแปลง โครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วมแบบสองความถี่.....	116
6.12 ผลการจำลองแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศแบบบ่วงเรียว โดยที่ป้อนสัญญาณด้วยพอร์ตต่างผ่าน โครงสร้างสตริประนาบร่วมที่ (ก) ความถี่ 900 เมกะเฮิร์ตซ์ และ (ข) ความถี่1800 เมกะเฮิร์ตซ์.....	117



รูปที่ 1.1 วงจรแปลงโครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วม โดยใช้หลักการของวงจรแบ่งกำลังงาน

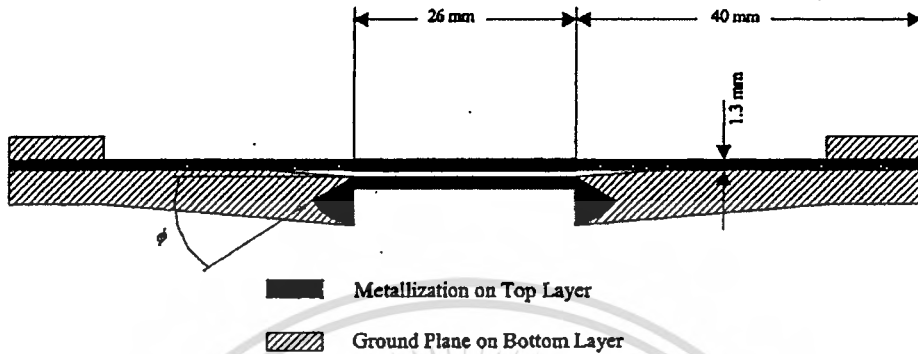


รูปที่ 1.2 ผลการตอบสนองความถี่ของวงจรแปลงโครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วม โดยใช้หลักการของวงจรแบ่งกำลังงาน

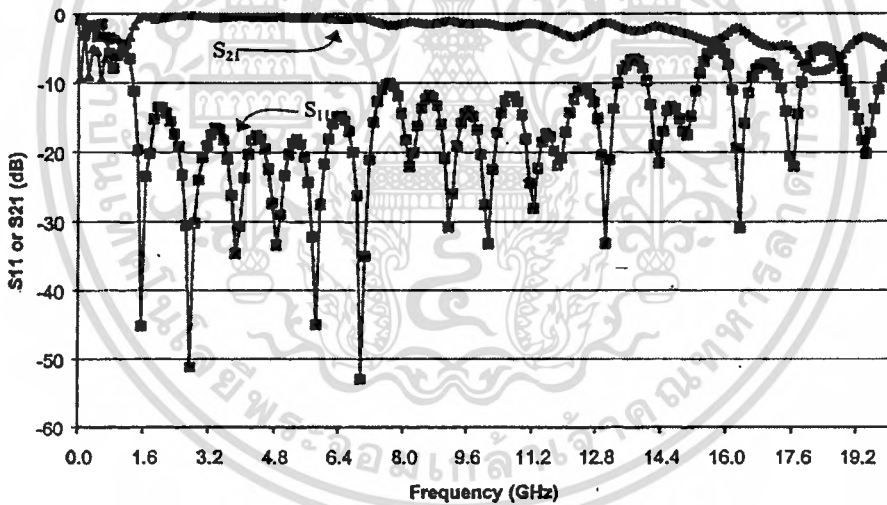
มีการนำเสนอวงจรแปลงโครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วม โดยใช้หลักการของสแต็บเชิงรัศมี [22] ในปี ค.ศ. 2001 ดังรูปที่ 1.3 จากรูปโครงสร้างมีการเอียงระนาบกราวนด์ในรูปแบบเรียว (Taper Ground) และมีส่วนสแต็บแบบเชิงรัศมี รูปที่ 1.4 แสดงผลการตอบสนองความถี่ของวงจรแปลงโครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วมโดยใช้หลักการของสแต็บเชิงรัศมี จากรูปมีการตอบสนองความถี่ของวงจรให้ช่วงกว้างความถี่ในช่วง 1.3 กิกะเฮิรตซ์ ถึง 13.3 กิกะเฮิรตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับการใช้งานในท้องถิ่น เมื่อผู้ใดเห็นว่าเป็นประโยชน์ในการนำมาใช้ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หรือมีช่วงกว้างความถี่เท่ากับ 12 กิกะเฮิรตซ์ จากรูปโครงสร้างวงจรดังกล่าวสร้างได้ยากเพราะมีการเลื่อนระนาบกราวนด์ด้านล่างทำให้มีความยุ่งยากในการสร้างวงจร



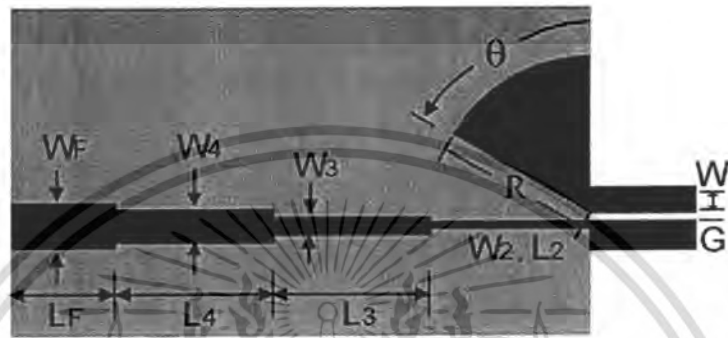
รูปที่ 1.3 วงจรแปลงโครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วม โดยใช้หลักการของสตาบเชิงรัศมี



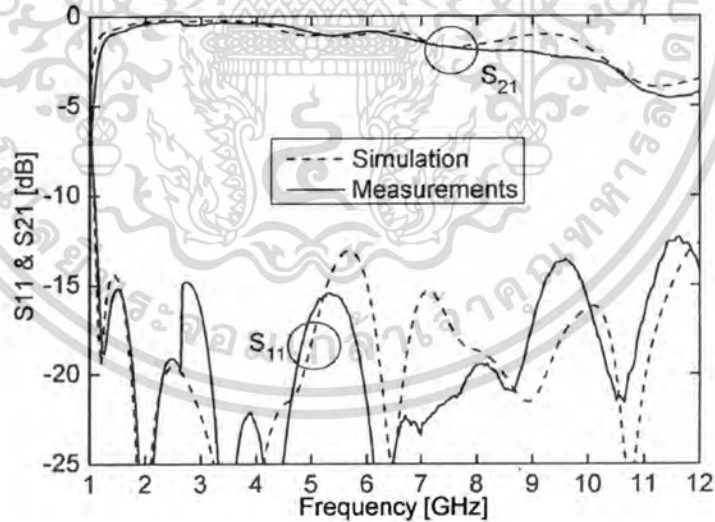
รูปที่ 1.4 ผลการตอบสนองความถี่ของวงจรแปลงโครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วม โดยใช้หลักการของสตาบเชิงรัศมี

ในปี ค.ศ. 2006 ได้มีการนำเสนอวงจรแปลงโครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วม โดยใช้หลักการของสตาบเชิงรัศมีและสายนำสัญญาณแบบขั้น [23] ดังรูปที่ 1.5 จากรูปวงจรแปลงโครงสร้างดังกล่าว ประกอบด้วยสายนำสัญญาณไมโครสตริปแบบขั้น 4 ส่วนทำหน้าที่แปลงอิมพีแดนซ์ตามต้องการ โดยมีความยาวในแต่ละขั้นมีค่าเท่ากับ $\lambda_g/4$ สำหรับส่วนที่สองเป็นส่วน

สลับเชิงรัศมี ทำหน้าที่ในการปรับให้วงจรมีการตอบสนองความถี่ที่ในช่วงกว้างความถี่ที่กว้างขึ้น โดยการเปลี่ยน θ ให้มากขึ้น จากการนำเสนอพบว่า $\theta = 80$ องศา จะทำให้การตอบสนองความถี่ของวงจรในช่วงกว้างความถี่ที่กว้างที่สุดคืออยู่ในช่วง 1.1 กิกะเฮิรตซ์ ถึง 10.5 กิกะเฮิรตซ์ หรือมีช่วงกว้างความถี่เท่ากับ 9.4 กิกะเฮิรตซ์ สำหรับผลการตอบสนองความถี่ของวงจรแปลงโครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วม ใช้หลักการของสลับเชิงรัศมีที่กล่าวมานั้นแสดงได้ดังรูปที่ 1.6



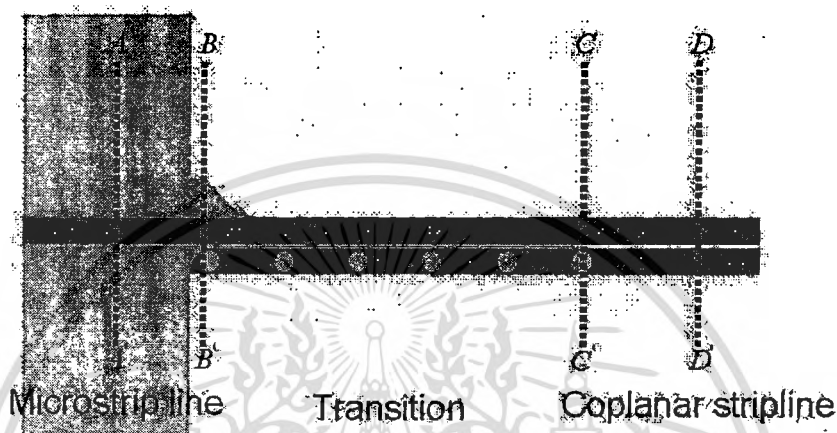
รูปที่ 1.5 วงจรแปลงโครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วม โดยใช้หลักการของสลับเชิงรัศมีและสายนำสัญญาณแบบขั้น



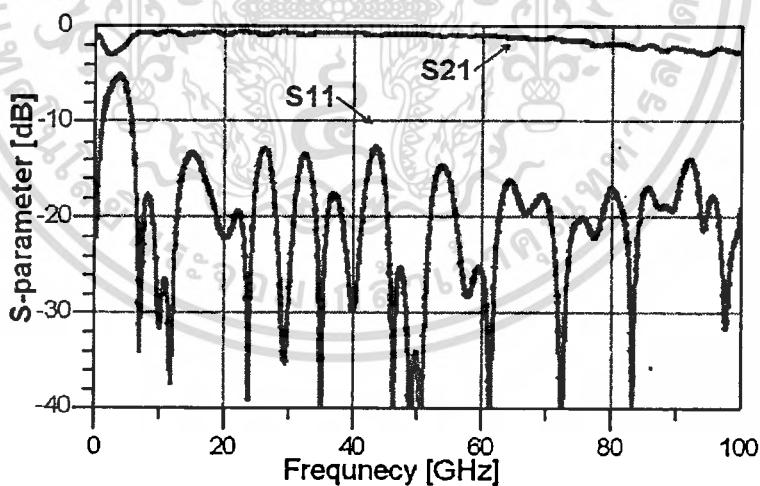
รูปที่ 1.6 ผลการตอบสนองความถี่ของวงจรแปลงโครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วม โดยใช้หลักการของสลับเชิงรัศมีและสายนำสัญญาณแบบขั้น

ในปี ค.ศ.2007 มีการนำเสนอวงจรแปลงโครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วมที่มีการตอบสนองความถี่กว้างมาก (Ultra-Wideband) [24] โครงสร้างวงจรแปลงโครงสร้างดังกล่าวแสดงในรูปที่ 1.7 สำหรับโครงสร้างพบว่าการมีการเลื่อนระนาบกราวนคืออกใช้ในรูปแบบเรียกว่าค่าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(Taper Ground) อีกทั้งยังมีการต่อวงจรลงกราวนด์โดยเจาะช่อง (Via Hole) รูปที่ 1.8 แสดงผลการตอบสนองความถี่ของวงจรแปลงโครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วม ที่มีการตอบสนองความถี่กว้างมาก จากผลตอบสนองพบว่าวงจรมีช่วงกว้างความถี่ประมาณ 100 กิกะเฮิรตซ์ เมื่อพิจารณาจากโครงสร้างของวงจร จะเห็นว่า จะทำการสร้างวงจรได้ยากอีกทั้งช่วงกว้างความถี่ก็มากเกินไปด้วย



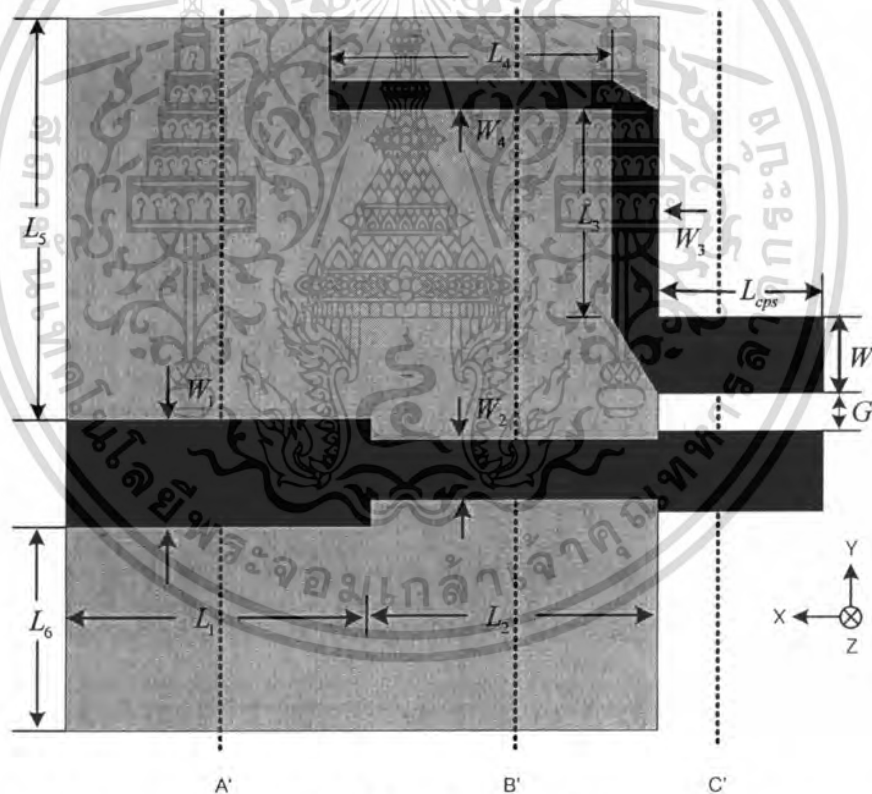
รูปที่ 1.7 วงจรแปลงโครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วมที่มีการตอบสนองความถี่กว้างมาก



รูปที่ 1.8 ผลการตอบสนองความถี่ของวงจรแปลงโครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วมที่มีการตอบสนองความถี่กว้างมาก (Ultra-wideband)

จากวงจรแปลงโครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วมที่ได้นำเสนอมาแล้วในขั้นต้นนั้น ลักษณะของโครงสร้างมีการเชื่อมระนาบกราวนด์ในรูปแบบเรียว (Taper Ground) มีการออกแบบ สตับเชิงรัศมี (Radial Stub) และมีการต่อวงจรลงกราวนด์โดยเจาะช่อง (Via Hole) ซึ่งไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เป็นเรื่องที่ยากในการสร้างวงจร อีกทั้งยังมีช่วงกว้างความถี่ที่กว้างมาก แต่ในปัจจุบันมีระบบสื่อสารสองความถี่ที่ตอบสนองให้สามารถทำงานได้ยืดหยุ่นขึ้น ดังนั้นการออกแบบวงจรแปลงโครงสร้างแบบสองความถี่สำหรับวงจรสื่อสารแบบสองความถี่แทนที่จะใช้วงจรแปลงโครงสร้างแบบช่วงกว้างความถี่ที่กว้างมากเกินไปจะให้คุณสมบัติในเรื่องการตัดสัญญาณรบกวนได้ดีกว่า ด้วยเหตุนี้ จึงนำเสนอแนวคิดวงจรแปลงโครงสร้างแบบสองความถี่โดยแปลงโครงสร้างสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริปเป็นสายนำสัญญาณสตรีประนาบร่วม ซึ่งวงจรได้ออกแบบมาใหม่ ง่าย แก่ปัญหาการซับซ้อนเกี่ยวกับ ลักษณะ โครงสร้างที่มีการเอียงระนาบกราวนด์ในรูปแบบเรียว (Taper Ground) โครงสร้างสตัปแบบแผ่ (Radial Stub) และโครงสร้างที่มีการต่อวงจรลงกราวนด์โดยเจาะช่อง (Via Hole) และวงจรแบบใหม่นี้ยังเลือกใช้งานได้สองความถี่ตามต้องการ ซึ่งตัดปัญหาการรบกวนของสัญญาณข้างเคียงที่ไม่ได้ใช้งาน อีกทั้งมีการสูญเสียทางไฟฟ้าที่ต่ำทำให้สามารถส่งผ่านสัญญาณได้ดี

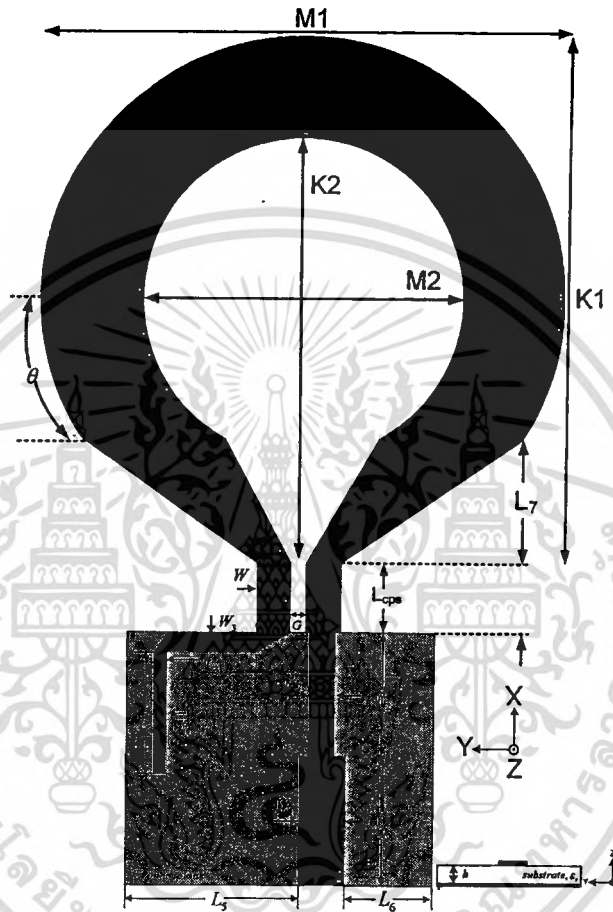


รูปที่ 1.9 โครงสร้างวงจรแปลงโครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตรีประนาบร่วมแบบสองความถี่

สำหรับโครงสร้างของวงจรแปลงโครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตรีประนาบร่วม แบบสองความถี่ที่ออกแบบขึ้นมาใหม่นั้นแสดงดังรูปที่ 1.9 จากรูปโครงสร้างประกอบด้วยส่วนของสายนำสัญญาณไมโครสตริปสองชั้นมีความกว้าง W_1 และ W_2 ทำหน้าที่แปลงอิมพีแดนซ์แบบสองความถี่ และส่วนที่สองจะเป็นส่วนของสตัปแบบสองความถี่มีความกว้าง W_3 และ W_4 ทำหน้าที่ให้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการแข่งขันเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้เข้าไปใช้ประโยชน์ในการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โครงสร้างไมโครสตริปแมตซ์และครบวงจร กับโครงสร้างสตริประนาบร่วม โดยตัดบังคับกล่าว
 ตอบสนองได้ดีทั้งสองความถี่เช่นกัน [32] และ [33] สำหรับโครงสร้างสตริประนาบร่วมมีความ
 กว้างเท่ากับ W และมีระยะห่างระหว่างสตริปทั้งสองเท่ากับ G สำหรับส่วนโครงสร้างสตริป
 ระนาบร่วมนี้จะนำไปใช้ประโยชน์ในการเชื่อมต่อกับสายอากาศแสดงดังรูปที่ 1.10



รูปที่ 1.10 วงจรแปลงโครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วมแบบสองความถี่
 ประยุกต์ใช้งานเชื่อมต่อกับ โครงสร้างสายอากาศแบบบ่วงเรียว

เมื่อออกแบบวงจรแปลงโครงสร้างและทดสอบเรียบร้อยแล้ว ต่อไปก็นำวงจรแปลง
 โครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วมแบบสองความถี่ นำมาประยุกต์ใช้งานเชื่อมต่อกับ
 โครงสร้างสายอากาศแบบบ่วงเรียวแสดงดังรูปที่ 1.10 เพื่อที่จะยืนยันว่าวงจรแปลงโครงสร้าง
 ดังกล่าวสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานกับสายอากาศแบบบ่วงเรียวได้ ซึ่งสายอากาศแบบบ่วงเรียว
 ดังกล่าวมีคุณสมบัติคือมีช่วงกว้างความถี่ที่กว้างมาก เมื่อนำสายอากาศมาเชื่อมต่อกับวงจรแปลง
 โครงสร้างแล้วทำให้สายอากาศแบบบ่วงเรียว มีการตอบสนองความถี่เพียงสองความถี่ที่ต้องการ
 เท่านั้น ซึ่งตรงไปตามวัตถุประสงค์ที่ได้วางเอาไว้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะวิธีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.2 วัตถุประสงค์ของการศึกษาและขอบเขตงานวิจัย

- 1.2.1 เพื่อศึกษาหลักการออกแบบวงจรที่ตอบสนองได้ดีทั้งสองความถี่ โดยวงจรดังกล่าวสามารถนำมาใช้ออกแบบวงจรแปลงโครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วมได้
- 1.2.2 เพื่อศึกษาและออกแบบวงจรแปลงโครงสร้างสองความถี่บนโครงสร้างไมโครสตริป
- 1.2.3 เพื่อศึกษาและออกแบบวงจรสลับแบบสองความถี่
- 1.2.4 เพื่อออกแบบและสร้าง วงจรแปลงโครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วมแบบสองความถี่โดยใช้หลักการออกแบบวงจรที่ตอบสนองได้ดีสองความถี่
- 1.2.5 เพื่อออกแบบและสร้างวงจรแปลงโครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วมแบบสองความถี่โดยนำมาประยุกต์ใช้งานกับสายอากาศแบบบ่วงรีขั้ว

1.3 สมมติฐานของการศึกษา

ในการออกแบบวงจรแปลงโครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วมแบบสองความถี่เพื่อตอบสนองระบบสื่อสารสองความถี่ได้ จากการศึกษาพบว่ามี การออกแบบวงจรให้ใช้งานในช่วงช่วงกว้างความถี่ที่กว้างมากเกินความจำเป็น เมื่อนำไปใช้งานทำให้เกิดการรบกวนกันของสัญญาณที่ไม่ต้องการ โดยวงจรที่ศึกษาไม่สามารถเลือกความถี่ อิมพีแดนซ์ทางด้านอินพุต และอิมพีแดนซ์ทางด้านเอาต์พุตได้ตามต้องการ จากปัญหาดังกล่าวจึงได้นำเสนอวงจรแปลงโครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วมแบบสองความถี่ โดยวงจรสามารถเลือกอิมพีแดนซ์ทางด้านอินพุต และอิมพีแดนซ์ทางด้านเอาต์พุตได้ตามต้องการ อีกทั้งโครงสร้างของวงจรยังมีความซับซ้อนและยุ่งยากในการสร้าง โดยการออกแบบให้มีความเหมาะสมกับ โครงสร้างสตริประนาบร่วมซึ่งมีค่าอิมพีแดนซ์ที่สูง อีกทั้งวงจรยังสามารถเลือกความถี่ปฏิบัติการได้สองความถี่ตามความต้องการ และยังออกแบบได้ง่าย ไม่ซับซ้อนและสามารถออกแบบโดยใช้หลักการคำนวณอย่างง่าย ๆ

1.4 ทฤษฎีและแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย

งานวิจัยนี้นำเสนอวงจรแปลงโครงสร้างแบบใหม่ กล่าวคือ มีการออกแบบวงจรบนโครงสร้างไมโครสตริปเป็น โครงสร้างสตริประนาบร่วม โดยวงจรสามารถตอบสนองได้ดีทั้งสองความถี่ขึ้นเป็นครั้งแรก วงจรสามารถเลือกอิมพีแดนซ์ทางด้านอินพุต และอิมพีแดนซ์ทางด้านเอาต์พุตได้อย่างอิสระหรือตามความต้องการ โดยหลักการออกแบบมีอยู่สองส่วนคือ

ไม่ว่าการณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่วนแรกจะทำการออกแบบวงจรไมโครสตริปสองชั้น (Two Step Microstrip Transmission Line) ความยาว L_1 และ L_2 ที่ทำหน้าที่แปลงอินพุตอิมพีแดนซ์ไปเป็นเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ที่มีค่าอิมพีแดนซ์ที่สูง ซึ่งอิมพีแดนซ์ที่สูงนี้เป็นคุณลักษณะเฉพาะของโครงสร้างสายนำสัญญาณสตริประนาบร่วม ในส่วนที่สองทำการออกแบบสตัปปลายเปิดแบบสองชั้น (Two-Section Open Stub) ความยาว L_3 และ L_4 ให้สามารถตอบสนองได้ดีทั้งสองความถี่เช่นเดียวกันโดยการออกแบบทั้งสองส่วนที่กล่าวมานั้น จะทำการจำลองการทำงานเพื่อที่จะศึกษาการตอบสนองความถี่และทำให้แน่ใจว่าวงจรทั้งสองส่วนสามารถตอบสนองความถี่สองความถี่ได้จริง จากนั้นนำวงจรทั้งสองมาเชื่อมต่อกับโครงสร้างสตริประนาบร่วมที่ได้กำหนดเอาไว้ สำหรับในการวางผังวงจรทั้งสองนั้น ต้องวางส่วนแปลงไมโครสตริปแบบสองความถี่ ให้ห่างจากสตัปแบบสองความถี่ให้มากที่สุด เพื่อให้การเชื่อมโยงพลังงานสนามไฟฟ้าที่น้อยที่สุดในระหว่างการเปลี่ยนโหมดการทำงานระหว่างโหมดไมโครสตริปไปเป็นโหมดสตริประนาบร่วม ในส่วนของการออกแบบโครงสร้างสตริประนาบร่วมควรพิจารณาให้ดีเพราะถ้าเลือกโครงสร้างที่มีความกว้างของสายนำสัญญาณที่เล็กมาก ๆ จะทำให้ไม่สามารถออกแบบสตัปได้เพราะในการคำนวณหาค่าความกว้างของสตัปต้องพิจารณาความกว้างของสตริประนาบร่วมเป็นหลัก ดังนั้นเพื่อลดปัญหาการสูญเสียที่เกิดจากการเชื่อมโยงพลังงานสนามไฟฟ้าระหว่างไมโครสตริปกับสตัปปลายเปิด รูปแบบการเชื่อมต่อสตัป โดยรูปแบบที่น่าเสนอจะวางสตัปในลักษณะตั้งฉากกันกับสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริป

1.5 ขอบเขตการวิจัย

1.5.1 ศึกษาหลักการออกแบบ วงจรแปลงโครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วมที่ใช้ในงานในย่านความถี่กว้างและย่านความถี่กว้างมาก

1.5.2 ศึกษาหลักการออกแบบและจำลองการทำงานของวงจรไมโครสตริปที่ตอบสนองได้ดีแบบสองความถี่

1.5.3 ศึกษาหลักการออกแบบ และจำลองการทำงานของวงจรสตัปที่ตอบสนองได้ดีแบบสองความถี่

1.5.4 ออกแบบ สร้างและทดสอบ วงจรแปลงโครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วมแบบสองความถี่

1.5.5 ออกแบบและศึกษาผลการตอบสนองความถี่ จากการจำลองการทำงานสายอากาศแบบบ่วงเรียวยาว

1.5.6 ออกแบบ สร้างและทดสอบ วงจรแปลงโครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วมแบบสองความถี่ประยุกต์ใช้งานกับสายอากาศแบบบ่วงเรียวยาว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.6 ขั้นตอนของการศึกษา

1.6.1 ศึกษาบทความวิจัยที่ผ่านมาของวงจรแปลง โครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วมที่ตอบสนองได้ดีที่ความถี่กว้าง

1.6.2 ศึกษาโครงสร้างไมโครสตริปแบบสองความถี่และจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม ADS Momentum™ 2003

1.6.3 ศึกษาหลักการของสลับแบบสองความถี่และจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม ADS Momentum™ 2003

1.6.4 ออกแบบ สร้างและทดสอบวงจรแปลง โครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วมแบบสองความถี่

1.6.5 ออกแบบ สร้างและทดสอบวงจรแปลง โครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วมแบบสองความถี่ที่ประยุกต์ใช้งานกับสายอากาศแบบบ่วงเรียว

1.7 เนื้อหาของวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 7 บทด้วยกัน คือ

บทที่ 1 กล่าวถึงความเป็นมาและความสำคัญของงานวิจัย วัตถุประสงค์การศึกษาและขอบเขตงานวิจัยและเนื้อหาของวิทยานิพนธ์

บทที่ 2 กล่าวถึง โครงสร้างของสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริป ซึ่งในบทนี้จะใช้หลักการคำนวณหาค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ การวิเคราะห์หาความยาวคลื่นในสาย สดดับปลายเปิด สายนำสัญญาณแบบไมโครสตริปแบบชั้น และสายนำสัญญาณไมโครสตริปที่หักมุมโค้งแบบทันที

บทที่ 3 กล่าวถึงสายนำสัญญาณแบบสตริประนาบร่วม ในบทนี้จะกล่าวถึงโครงสร้างสายนำสัญญาณแบบสตริประนาบร่วม วงจรสมมูล สายนำสัญญาณแบบสตริประนาบร่วมบนวัสดุฐานรองไดอิเล็กทริกหลายชั้น การคำนวณหาค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ การวิเคราะห์เมตริกซ์การกระจัดกระจายของระบบสองทางเข้าออก พารามิเตอร์การกระจัดกระจายโหมคมาตรฐานและโหมคผสมของโครงสร้างแบบต่าง

บทที่ 4 กล่าวถึงการออกแบบวงจรแปลงอิมพีแดนซ์แบบสองความถี่ ศึกษาหลักการของวงจรแปลงอิมพีแดนซ์หนึ่งส่วนสี่ความยาวคลื่น การแปลงอิมพีแดนซ์สองความถี่ โดยใช้สายนำสัญญาณสองส่วน การตอบสนองของวงจรแปลงอิมพีแดนซ์ วงจรแปลงอิมพีแดนซ์กับการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ และกระแสที่มีการแพร่กระจายภายใน โครงสร้าง

บทที่ 5 กล่าวถึงหลักการออกแบบวงจรแปลง โครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วม แบบสองความถี่ โดยจะทำการออกแบบสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริป ที่ตอบสนองสองความถี่ ออกแบบสัดับสองความถี่ และสุดท้ายจะนำวงจรทั้งสองมาเชื่อมต่อกันเป็นวงจรแปลง โครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วมแบบสองความถี่ สุดท้ายทำการทดสอบวงจรแบบหลังชนกัน

บทที่ 6 กล่าวถึงหลักการออกแบบสายอากาศแบบบ่วงเรียว และการเชื่อมต่อกับวงจรแปลง โครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วมสองความถี่ ในบทจะทำการออกแบบสายอากาศบ่วงเรียวที่มีช่วงกว้างความถี่กว้างมาก และนำสายอากาศแบบบ่วงเรียวดังกล่าวมาทำการเชื่อมต่อกับ วงจรแปลง โครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วมแบบสองความถี่ สุดท้ายทำการทดสอบ สายอากาศดังกล่าว

บทที่ 7 กล่าวถึงการสรุปเนื้อหาโดยรวมพร้อมทั้ง ปัญหาข้อควรระวัง ข้อเสนอแนะ และ แนวทางในการออกแบบเพื่อปรับปรุงวงจรแปลง โครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วม แบบสองความถี่ในอนาคต



บทที่ 2

โครงสร้างสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริป

2.1 บทนำ

สำหรับโครงสร้างสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริปแล้วย่อมเป็นที่รู้จักกัน อย่างแพร่หลาย ซึ่งเป็นส่วนประกอบหลักของวงจรไมโครเวฟ เช่น วงจรออสซิลเลเตอร์ วงจรมิกเซอร์ วงจรเลื่อนเฟสแม้แต่สายอากาศก็ยังสามารถนำโครงสร้างไมโครสตริปไปใช้งานในการออกแบบ ตัวอย่างวงจรที่กล่าวมาทั้งหมดนี้จะต้องใช้หลักทฤษฎี ในการออกแบบเพื่อที่จะทำให้การใช้งานโครงสร้างดังกล่าวเมตซ์ได้คืบวงจรที่ต้องการ ในบทนี้จะศึกษาส่วนประกอบของโครงสร้างแบบไมโครสตริปหลักการวิเคราะห์หุ้ิมพีแค้นซ์คุณลักษณะ การหาความยาวคลื่นในสาย สายนำสัญญาณแบบชั้นและคุณลักษณะของสายนำสัญญาณที่หักมุมโค้งแบบทันที เพื่อเป็นพื้นฐานในการออกแบบวงจรแปลงโครงสร้างในบทต่อไป

2.2 โครงสร้างสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริป

สายนำสัญญาณแบบไมโครสตริปเป็นสายนำสัญญาณแบบระนาบ ที่นิยมใช้กันอย่างมาก เนื่องจากมีขนาดเล็กและน้ำหนักเบา ออกแบบง่าย ไมโครสตริปสามารถสร้างบนแผ่นวงจรพิมพ์ได้ สามารถเชื่อมต่ออุปกรณ์สารกึ่งตัวนำบนวงจรได้ โดยการต่อกันง่ายกว่าและโครงสร้างไมโครสตริปยังใช้ประโยชน์ ในการต่อประกอบระหว่างส่วนประกอบบนแผ่นวงจรไมโครเวฟขนาดเล็ก (Miniatured Microwave Circuit) โครงสร้างไมโครสตริปแสดงได้ดังรูปที่ 1 ประกอบไปด้วยวัสดุฐานรองไดอิเล็กตริก ซึ่งด้านล่างจะเป็นระนาบกราวด์ (Ground Plane) และทางด้านบนจะเป็นตัวนำแถบบางๆ (Strip Conductor) เส้นสนามไฟฟ้าและเส้นสนามแม่เหล็กของไมโครสตริปดังรูปที่ 2 เส้นสนามไฟฟ้าและเส้นสนามแม่เหล็กไม่ได้อยู่ที่ส่วนวัสดุฐานรองทั้งหมด ดังนั้นการแพร่กระจายคลื่นในสายนำสัญญาณไมโครสตริปจะไม่ใช่แบบแผนคลื่น TEM อย่างสมบูรณ์ แต่จะเป็นแบบแผนคลื่นกึ่ง TEM (Quasi-TEM Mode) ซึ่งจะมีความเร็วเฟสดังนี้ [34]

$$V_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (2.1)$$

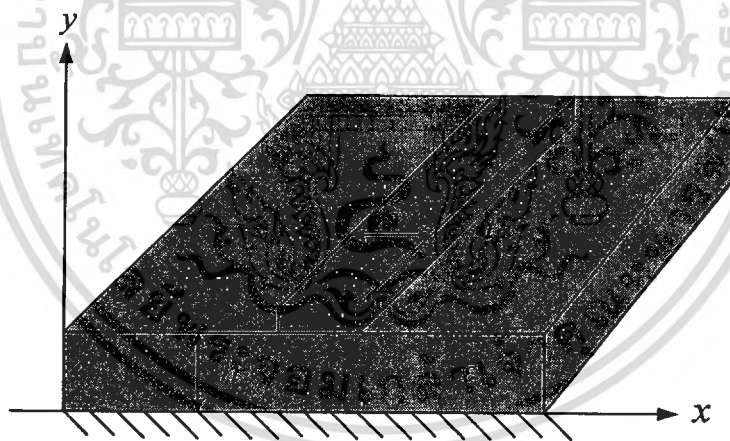
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ c คือค่าความเร็วของแสงในช่วงว่างอิสระมีค่าเท่ากับ 3×10^8 เมตรต่อวินาที

ϵ_{eff} คือค่าคงที่ไดอิเล็กตริกประสิทธิผล (Effective Dielectric Constant) ของวัสดุฐานรอง เมื่อทราบว่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ (Z_0) มีความสัมพันธ์ระหว่างค่าความเหนี่ยวนำกับค่าความจุไฟฟ้าคือ $Z_0 = \sqrt{L/C}$ และ $v_p = 1/\sqrt{LC}$ ดังนั้นอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริปสามารถหาค่าได้จาก

$$Z_0 = \frac{1}{v_p C} \quad (2.2)$$

โดยที่ C คือค่าความจุไฟฟ้าต่อหนึ่งหน่วยความยาวของสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริป ดังนั้นค่าคงที่ไดอิเล็กตริกประสิทธิผล (ϵ_{eff}) สำหรับสายนำสัญญาณของไมโครสตริป จะอยู่ในพจน์ของฟังก์ชันค่าคงที่ไดอิเล็กตริก (ϵ_r) ความหนาของวัสดุฐานรองไดอิเล็กตริก (h) และความกว้างของสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริป (w)



รูปที่ 2.1 โครงสร้างของสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริป

2.3 การวิเคราะห์อิมพีแดนซ์คุณลักษณะ

การวิเคราะห์อิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริป สมการที่ได้จากการทดลองของค่าคงที่ไดอิเล็กตริกประสิทธิผล เมื่อ $t/h \leq 0.005$ สามารถหาได้ดังสมการต่อไปนี้ [34]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับ $\frac{W}{h} \leq 1$

$$Z_0 = \frac{60}{2\pi\sqrt{\epsilon_{eff}}} \ln\left(8\frac{h}{W} + \frac{W}{4h}\right) \quad (2.3)$$

โดยที่

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[\left(1 + \frac{12}{W/h}\right)^{-1/2} + 0.04 \left(1 - \frac{W}{h}\right)^2 \right]$$

สำหรับ $\frac{W}{h} \geq 1$

$$Z_0 = \frac{120\pi / \sqrt{\epsilon_{eff}}}{\frac{W}{h} + 1.393 + 0.667 \ln\left(\frac{W}{h} + 1.444\right)} \quad (2.4)$$

โดยที่

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{12}{W/h}\right)^{-1/2}$$

สำหรับ $\frac{W}{h} \geq 0.6$

$$\lambda = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \left[\frac{\epsilon_r}{1 + 0.63(\epsilon_r - 1)(W/h)^{0.1255}} \right]^{1/2} \quad (2.5)$$

สำหรับ $\frac{W}{h} < 0.6$

$$\lambda = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \left[\frac{\epsilon_r}{1 + 0.6(\epsilon_r - 1)(W/h)^{0.0297}} \right]^{1/2} \quad (2.6)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับ $\frac{W}{h} \leq 2$

$$\frac{W}{h} = \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} \quad (2.7)$$

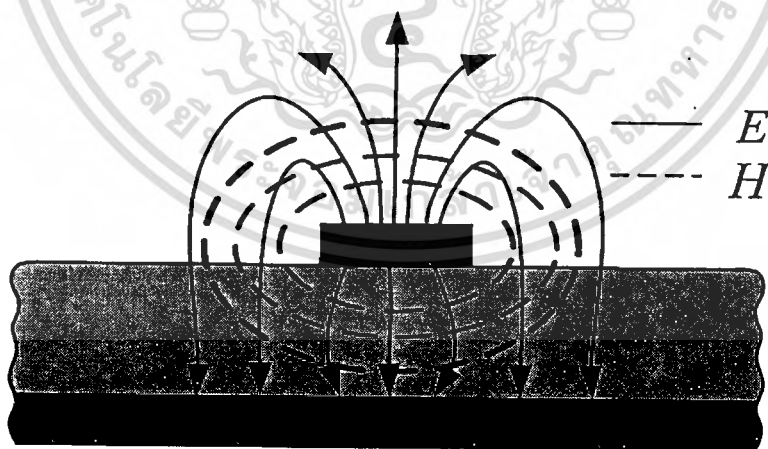
สำหรับ $\frac{W}{h} \geq 2$

$$\frac{W}{h} = \frac{2}{\pi} \left\{ (B-1) - \ln(2B-1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left[\ln(B-1) + 0.32 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right] \right\} \quad (2.8)$$

โดยที่

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right)} \quad (2.8ก)$$

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.8ข)$$



รูปที่ 2.2 การกระจายสนามของสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4 การวิเคราะห์หาค่าความยาวคลื่นในสาย

ในการออกแบบความยาวคลื่นโดยมีความสัมพันธ์ระหว่างความยาวคลื่นในช่องว่างอิสระกับค่าคงที่ไดอิเล็กตริกประสิทธิภาพสามารถแสดงความสัมพันธ์ได้ดังนี้

$$\lambda_g = \frac{v_p}{f} = \frac{c}{f\sqrt{\epsilon_{eff}}} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (2.9)$$

หรือ

$$\lambda_g = \frac{300}{f(\text{GHz})\sqrt{\epsilon_{eff}}} \text{ mm} \quad (2.10)$$

โดยที่ λ_0 คือความยาวคลื่นในช่องว่างอิสระ

ϵ_r คือค่าคงที่ไดอิเล็กตริกของวัสดุฐานรองไดอิเล็กตริก

c คือความเร็วของแสงในช่องว่างอิสระมีค่าเท่ากับ 3×10^8 เมตรต่อวินาที

v_p คือความเร็วเฟส

ค่าคงที่ของเฟส (Phase Constant) ของสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริปสามารถแสดงได้ดังนี้

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda_g} \quad (2.11ก)$$

ความยาวทางไฟฟ้า (Electrical Length) ของสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริปที่มีความยาว ℓ คือ

$\theta = \pi/2$ เมื่อ $\ell = \lambda_g/4$ และ $\theta = \pi$ เมื่อ $\ell = \lambda_g/2$ สามารถแสดงได้ดังนี้

$$\theta = \beta\ell \quad (2.11ข)$$

2.5 การสังเคราะห์หาความกว้างต่อความยาวของสายนำสัญญาณบนโครงสร้างไมโครสตริป

ในการคำนวณหาความกว้างต่อความยาว (w/h) ของสายนำสัญญาณบนโครงสร้างไมโครสตริปเมื่อทราบค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ Z_0 และค่าคงที่ไดอิเล็กตริก ϵ_r สามารถคำนวณหาความกว้างต่อความยาวได้จากสมการต่อไปนี้ [35]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{w}{h} = \frac{8 \exp(A)}{h \exp(2A) - 2} \quad \text{เมื่อ } w/h \leq 2 \quad (2.12)$$

$$\frac{w}{h} = \frac{2}{\pi} \left\{ (B-1) - \ln(2B-1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left[\ln(B-1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right] \right\} \quad \text{เมื่อ } w/h \geq 2 \quad (2.13)$$

โดยที่
$$A = \frac{Z_0}{60} \left\{ \frac{\epsilon_r + 1}{2} \right\}^{1/2} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left\{ 0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right\} \quad (2.13ก)$$

$$B = \frac{60\pi^2}{Z_0 \sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.13ข)$$

2.6 ผลกระทบของความหนาแผ่นทองแดงของสายนำสัญญาณบนโครงสร้างไมโครสตริป

สายนำสัญญาณบนโครงสร้างไมโครสตริป เมื่อกล่าวถึงการกระจายสนามบนโครงสร้างดังกล่าวจะกระจายผ่านแผ่นไมโครสตริป อาจจะทำด้วยแผ่นทองแดงหรือวัสดุอื่น ๆ ซึ่งความหนาของแผ่นทองแดงจะมีผลกระทบต่อการกระจายคลื่นมีน้อยมาก แต่จะมีผลกับค่าอิมพีแดนซ์และค่าคงที่ไดอิเล็กตริกประสิทธิผลซึ่งสามารถหาค่าได้ดังนี้ [35]

เมื่อ $w/h \leq 1$

$$Z_0(t) = \frac{\eta \cdot}{2\pi \sqrt{\epsilon_{ff}}} \ln \left\{ \frac{8}{w_e(t)/h} + 0.25 \frac{w_e(t)}{h} \right\} \quad (2.14)$$

เมื่อ $w/h \geq 1$

$$Z_0(t) = \frac{\eta}{\sqrt{\epsilon_{ff}}} \left\{ \frac{w_e(t)}{h} + 1.393 + 0.667 \frac{w_e(t)}{h} + 1.444 \right\}^{-1} \quad (2.15)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาหรือข้อมูลอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่

$$\frac{w_e(t)}{h} = \begin{cases} \frac{w}{h} + \frac{1.25}{\pi} \frac{t}{h} \left(1 + \ln \frac{4\pi w}{t} \right) & (w/h \leq 0.5\pi) \\ \frac{w}{h} + \frac{1.25}{\pi} \frac{t}{w} \left(1 + \ln \frac{2h}{w} \right) & (w/h \geq 0.5\pi) \end{cases} \quad (2.15ก)$$

$$\varepsilon_{ff} = \varepsilon_{ff} - \frac{\varepsilon_{ff} - 1}{4.6} \frac{t/h}{\sqrt{w/h}} \quad (2.15ข)$$

2.7 สตัมปลายเปิด (Open Ends Stub)

สำหรับสตัมปลายเปิดนั้น วงจรสมมูลจะประกอบไปด้วยค่าความจุไฟฟ้าและวงจรรยังเทียบเท่ากับความยาวของระยะสตริป Δl_{oc} ดังรูปที่ 2.3 จากรูปดังกล่าวสามารถแสดงความสัมพันธ์ของสมการได้ดังต่อไปนี้ [36]

$$\frac{C_{oc}}{w} = \exp \left\{ 2.3036 \sum_{i=1}^5 C_i(\varepsilon_r) \left[\log \frac{w}{h} \right]^{i-1} \right\} (pF/m) \quad (2.16)$$

$$\frac{\Delta l_{oc}}{h} = \frac{C_{oc}}{w} \frac{cZ_{0m}(w/h)}{\sqrt{\varepsilon_{ff}}} \quad (2.17)$$

$$\frac{\Delta l_{oc}}{h} = 0.412 \frac{\varepsilon_{ff} + 0.3}{\varepsilon_{ff} - 0.258} \left[\frac{w/h + 0.264}{w/h + 0.8} \right] \quad (2.18)$$

โดยที่

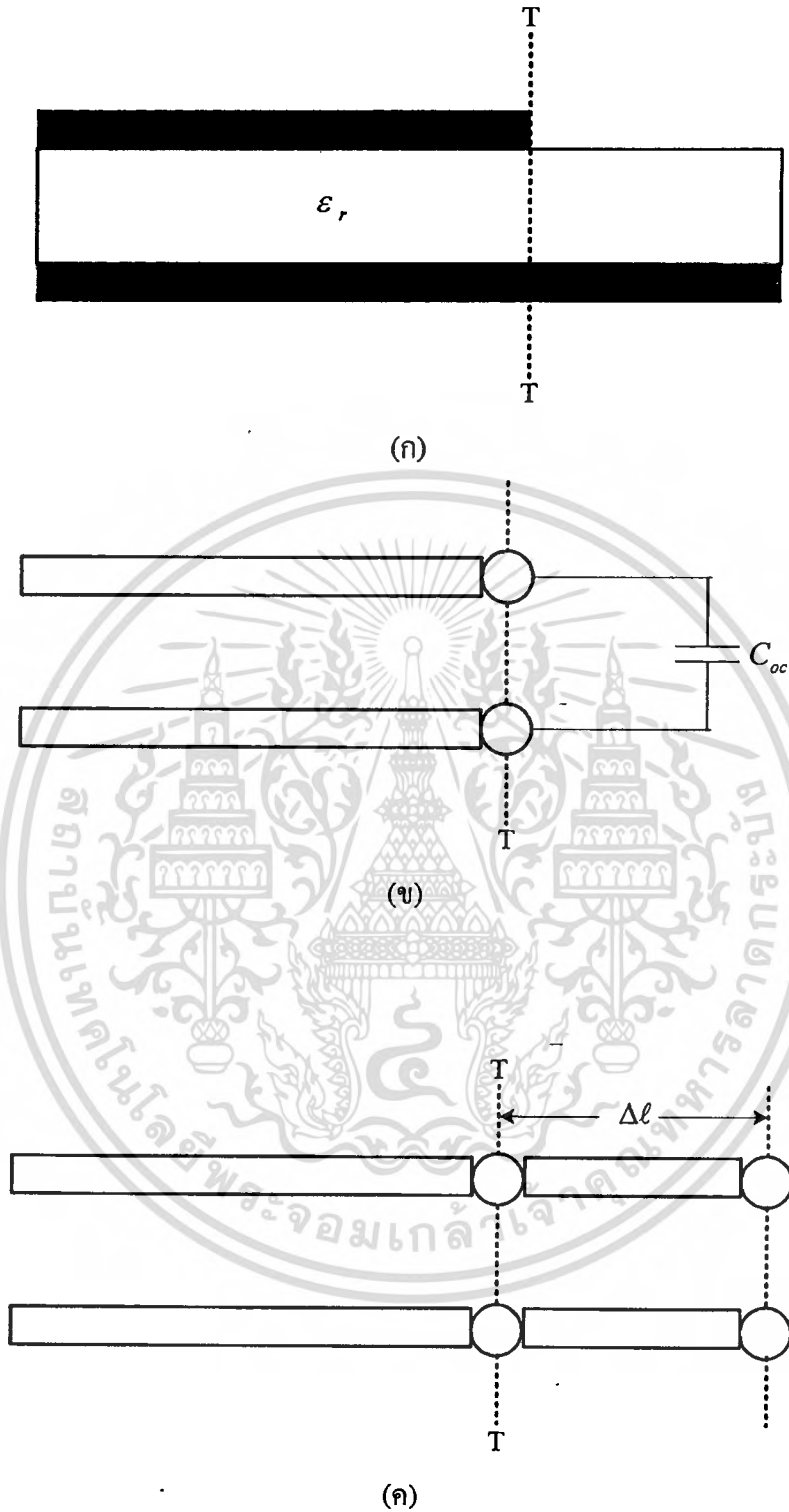
$C_i(\varepsilon_{ff})$ คือค่าความจุไฟฟ้าโดยใช้ค่าคงที่โคอีเล็กทริก 9.2 จากการทดลองมีค่าเท่ากับ 1.78, -0.2538, 0.138, -0.0087 และ -0.0113 ตามลำดับ

Z_{0m} คือค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ

Δl_{oc} คือความยาวเทียบเท่าสำหรับสตัมปลายเปิด

$w/h \geq 0.2$ และ $2 \leq \varepsilon_{ff} \leq 50$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.3 สตับแบบเปิด (ก) สตับปลายเปิด (ข) วงจรสมมูลที่ประกอบด้วย
ค่าความจุไฟฟ้า และ (ค) ความยาวไมโครสตริปเทียบเท่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สมการดังกล่าวนี้มีค่าความผิดพลาดน้อยกว่า 4 เปอร์เซ็นต์แต่สามารถที่จะทำให้ค่าความแม่นยำสูงกว่า 0.2 เปอร์เซ็นต์ โดยที่ $0.01 \leq w/h \leq 100$ และค่าคงที่ไดอิเล็กตริก $\epsilon_r \leq 128$ สามารถคำนวณหาค่าได้ดังสมการต่อไปนี้ [36]

$$\frac{\Delta l_{oc}}{h} = \frac{\xi_1 \xi_3 \xi_5}{\xi_4} \quad (2.19)$$

โดยที่

$$\xi_1 = 0.434907 \frac{\epsilon_{eff}^{0.81} + 0.26(w/h)^{0.8544} + 0.236}{\epsilon_{eff}^{0.81} - 0.189(w/h)^{0.8544} + 0.87}$$

$$\xi_2 = 1 + \frac{(w/h)^{0.371}}{2.358\epsilon_r + 1}$$

$$\xi_3 = 1 + \frac{0.5274 \tan^{-1}[0.84(w/h)^{1.9413/\xi_2}]}{\epsilon_{eff}^{0.9236}}$$

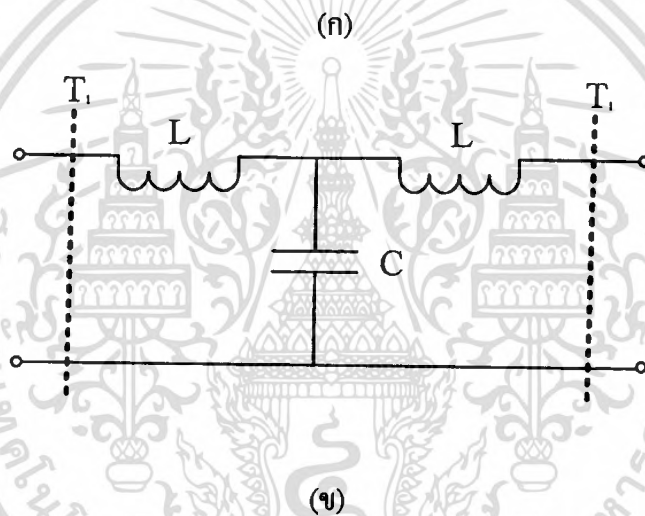
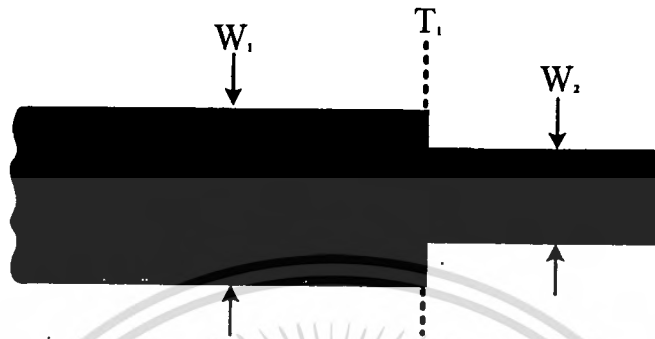
$$\xi_4 = 1 + 0.0377 \tan^{-1}[0.067(w/h)^{1.456}] \{6 - 5 \exp[0.36(1 - \epsilon_r)]\}$$

$$\xi_5 = 1 - 0.218 \exp(-7.5w/h)$$

2.8 สายนำสัญญาณไมโครสตริปแบบขั้น (Microstrip Line Step) หรือแบบเปลี่ยนทันที (Abrupt Change in Width)

สายนำสัญญาณไมโครสตริปแบบขั้น (Microstrip Line Step) ส่วนมากในวงจรแปลงโครงสร้างหรือวงจรแปลงอิมพีแดนซ์จะใช้โครงสร้างประเภทนี้เป็นหลัก เนื่องจากค่าอิมพีแดนซ์ที่ได้จากการคำนวณในแต่ละส่วนของสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริปจะได้ค่าอิมพีแดนซ์ที่มีค่าไม่เท่ากันเมื่อนำมาสร้างวงจรแล้วทำให้ได้โครงสร้างไมโครสตริปแบบขั้นหรือโครงสร้างเปลี่ยนแบบทันที ดังนั้นรูปแบบของโครงสร้างไมโครสตริปเชื่อมต่อแบบสมมาตร แสดงในรูปที่ 2.4 เมื่อพิจารณาจากรูปที่ 2.4(ก) จะเห็นว่าเป็นโครงสร้างของสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริปที่มีการเชื่อมต่อการเปลี่ยนโครงสร้างทันทีแบบสมมาตรที่มีความกว้าง W , และ w , ซึ่งความกว้างจะมีค่าไม่เท่ากัน ลักษณะเช่นนี้เป็นลักษณะของสายนำสัญญาณไมโครสตริปที่มีการเชื่อมต่อกับโครงสร้างเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กันแบบไม่ต่อเนื่องหรือที่เรียกว่ามีการเชื่อมต่อกันแบบขั้น รูปที่ 2.4(ข) จะแสดงถึงวงจรสมมูลของ บริเวณจุดเชื่อมต่อระหว่างสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริปที่มีความกว้าง W_1 และ W_2 ซึ่งมีความ กว้างไม่เท่ากัน โครงสร้างจะทำการเชื่อมต่อกันที่เส้น T_1 ที่ลากเส้นผ่านโครงสร้างสายนำสัญญาณ ดังกล่าว [38]



รูปที่ 2.4 โครงสร้างไมโครสตริปเชื่อมต่อแบบสมมาตร (ก) โครงสร้างที่มีการเชื่อมต่อกันแบบขั้นและ (ข) วงจรสมมูล

จากรูปที่ 2.4 (ข) แสดงถึงวงจรสมมูลของโครงสร้างไมโครสตริปที่มีการเชื่อมต่อโครงสร้างแบบขั้น โครงสร้างดังกล่าวจะประกอบด้วยค่าความเหนี่ยวนำไฟฟ้า L และ ค่าความจุไฟฟ้า C เชื่อมต่อวงจรกันแบบขนาน ดังนั้นสามารถที่จะวิเคราะห์หาค่าความเหนี่ยวนำไฟฟ้า และ ค่าความจุไฟฟ้า ดังกล่าวได้ดังสมการต่อไปนี้

$$\text{ถ้าหรั้บ } 1.5 \leq \frac{W_1}{W_2} \leq 3.5,$$

$$C = \sqrt{W_1 W_2} \left[(10.1 \log \epsilon_r + 2.33) \frac{W_1}{W_2} - 12.6 \log \epsilon_r - 3.17 \right] \quad (2.20)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สมการดังกล่าวจะได้ค่าความเที่ยงตรงดีกว่า 10 เปอร์เซ็นต์ เมื่อ $w_1 \geq w_2$ และ $\varepsilon_r \leq 10.0$

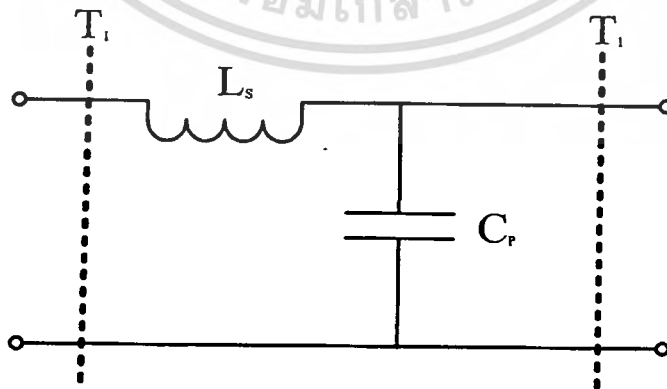
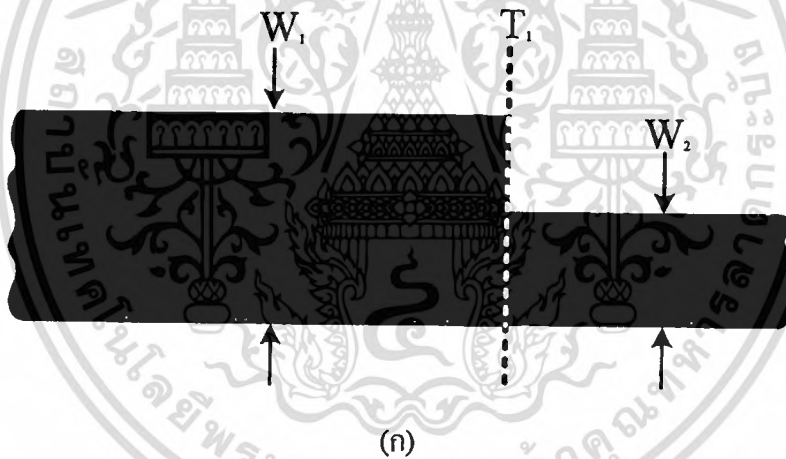
สำหรับ $3.5 \leq \frac{w_1}{w_2} \leq 10.0$ และ $\varepsilon_r = 9.6$

$$C = \sqrt{w_1 w_2} \left[130.3 \log \left(\frac{w_1}{w_2} \right) - 44.0 \right] \quad (2.21)$$

ซึ่งสมการนี้มีความเที่ยงตรง 0.5 เปอร์เซ็นต์

$$L_s = h \left[40.5 \left(\frac{w_1}{w_2} - 1.0 \right) - 75.0 \log \left(\frac{w_1}{w_2} \right) + 0.2 \left(\frac{w_1}{w_2} - 1.0 \right) \right] \quad (2.22)$$

สมการข้างต้นมีค่าความเที่ยงตรงใน 5.0 เปอร์เซ็นต์ สำหรับ $\frac{w_1}{w_2} \leq 5.0$ และ $\frac{w_1}{h} = 10$



รูปที่ 2.5 โครงสร้างไมโครสตริปเชื่อมต่อบนไม้อสมมาตร (ก) โครงสร้างมีการเชื่อมต่อกันแบบขั้น

และ(ข) วงจรสมมูล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ฮอฟแมน (Haffman) ได้สร้างแบบจำลองโครงสร้างไมโครสตริปแบบไม่สมมาตรที่มีการเชื่อมต่อแบบขั้น (Asymmetric Step) แสดงดังรูปที่ 2.5 (ก) ซึ่งขึ้นกับความถี่ (Frequency Dependent Model) สำหรับวงจรสมมูลของโครงสร้างไมโครสตริปแบบไม่สมมาตรแสดงดังรูปที่ 2.5 (ข) จากรูปวงจรสมมูลจะประกอบด้วยค่าความเหนี่ยวนำไฟฟ้า L_s และ ค่าความจุไฟฟ้า C_p เชื่อมต่อกันในวงจรแบบขนาน ดังนั้นสามารถที่จะหาค่าดังกล่าวได้ดังสมการต่อไปนี้

$$C_p \cong (0.012 + 0.0039\varepsilon_r)(w_1 - w_2) \quad (2.23)$$

$$L_s = \frac{Z_{L1}}{2\pi f} \frac{4w_{eff,1}}{\Delta\lambda_1} \left\{ \ln \left[\left(\frac{1-a^2}{4a} \right) \left(\frac{1+a}{1-a} \right)^{(a+1/a)/2} \right] + 2 \frac{A+B+2D}{AB-D^2} + \left(\frac{w_{eff,1}}{2\Delta\lambda_1} \right)^2 \left(\frac{1-a}{1+a} \right)^{4a} \times \left(\frac{5a^2-1}{1-a^2} + \frac{4a^2D}{3A} \right)^2 \right\} \quad (2.24)$$

เมื่อกำหนดให้

$$A = \left(\frac{1+a}{1-a} \right)^{2a} \left[\frac{1 + \sqrt{1 - \left(\frac{2w_{eff,1}}{\Delta\lambda_1} \right)^2}}{1 - \sqrt{1 - \left(\frac{2w_{eff,1}}{\Delta\lambda_1} \right)^2}} \right] - \frac{1+3a^2}{1-a^2} \quad (2.24ก)$$

$$B = \left(\frac{1+a}{1-a} \right)^{a/2} \left[\frac{1 + \sqrt{1 - \left(\frac{2w_{eff,2}}{\Delta\lambda_2} \right)^2}}{1 - \sqrt{1 - \left(\frac{2w_{eff,2}}{\Delta\lambda_2} \right)^2}} \right] - \frac{3+a^2}{1-a^2} \quad (2.24ข)$$

$$D = \left(\frac{4a}{1-a^2} \right)^2 \quad (2.24ค)$$

$$a = \frac{w_{eff,2}}{w_{eff,1}} \quad (2.24ง)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\lambda_n = \frac{c_0}{f \sqrt{\epsilon_{eff,n}}} \quad (2.24ก)$$

$$\Delta = \begin{cases} 1 & \text{for asymmetrical steps} \\ 2 & \text{for symmetrical steps} \end{cases}$$

และ

$$w_{eff,n} = w_n + \frac{w_{eff,static} - w_n}{1 + f/f_{ps}} \quad (2.24ข)$$

$$w_{eff,static} = \frac{\eta_0 h}{Z_{L0}} \quad (2.24ค)$$

Z_{L0} = อิมพีแดนซ์ของสายนำสัญญาณที่คำนวณกับ ϵ_r กำหนดค่าให้เป็น 1

$$f_{ps} = \frac{c}{2w\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.24ง)$$

สมการดังกล่าวจะมีความแม่นยำประมาณ 2 ถึง 3 เปอร์เซ็นต์สำหรับ

$$w_1 \geq w_2$$

$$0 < Z_{L1} < Z_{L2}$$

$$0 < f < f_{g,HE2}$$

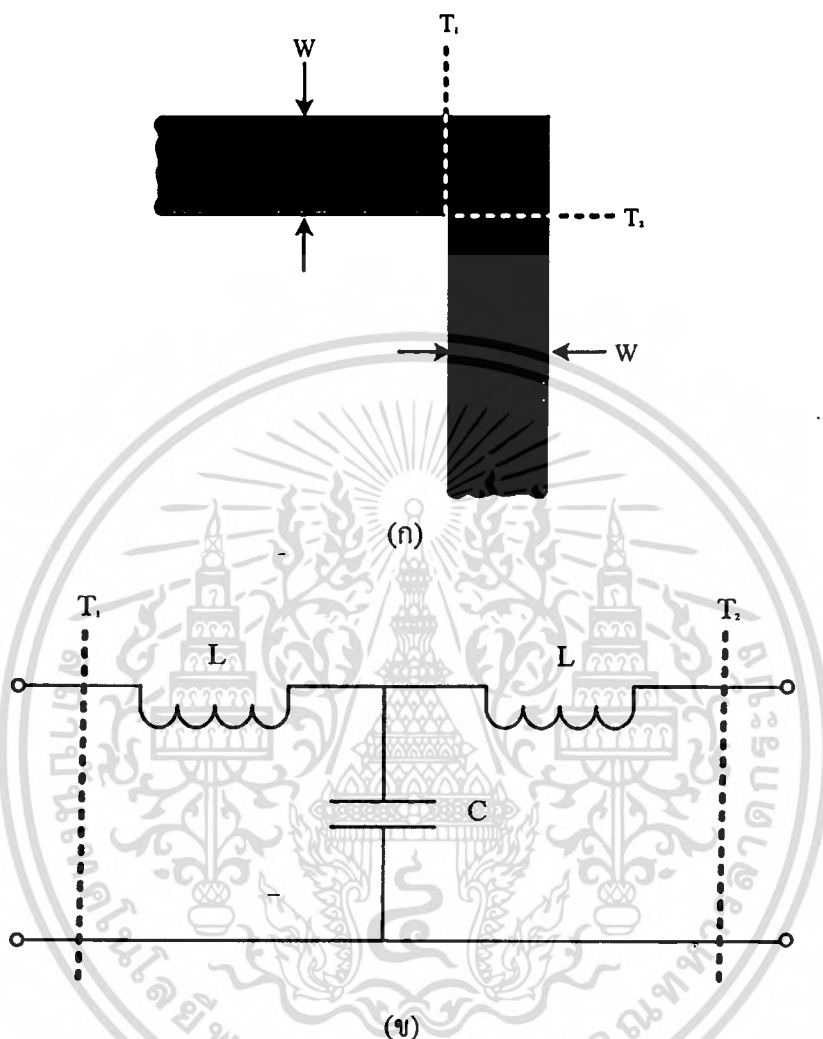
เมื่อ

$$f_{g,HE2} = \frac{c}{w_{eff,1} \sqrt{\epsilon_{eff}}}$$

2.9 สายนำสัญญาณแบบไมโครสตริปที่หักมุมโค้งงอแบบทันที (Microstrip Line Abrupt Bent)

สายนำสัญญาณแบบไมโครสตริปที่หักมุมโค้งงอแบบทันที แสดงได้ดังรูปที่ 2.6 เมื่อพิจารณาจากรูปที่ 2.6(ก) จะแสดงถึงโครงสร้างไมโครสตริปที่มีการหักมุมแบบทันทีโดยไมโครสตริปมีความกว้างอย่างสม่ำเสมอเท่ากับ W เท่ากันตลอดทั้งสายนำสัญญาณ และมีการโค้งงอเป็นมุมฉากที่บริเวณจุด T_1 ไปยังจุด T_2 บริเวณจุดโค้งงอดังกล่าวมีการโค้งงอเป็นมุมเท่ากับ 90 องศา สามารถเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แสดงเป็นวงจรสมมูลได้ดังรูปที่ 2.6 (ข) จากรูปวงจรสมมูลดังกล่าววงจรประกอบไปด้วย ค่าความเหนี่ยวนำไฟฟ้า (L) เชื่อมต่อวงจรขนานกับ ค่าความจุไฟฟ้า (C) โดยจากวงจรสมมูลดังกล่าวสามารถหาค่าความเหนี่ยวนำไฟฟ้า และค่าความจุไฟฟ้า ได้ดังสมการต่อไปนี้ [38]



รูปที่ 2.6 สายนำสัญญาณแบบไมโครสตริปที่หักมุมโค้งงอทันที (ก) โครงสร้างมีการเชื่อมต่อกัน และหักมุมโค้งงอแบบทันทีและ (ข) วงจรสมมูล

$$L/h = \frac{100}{2} (4\sqrt{w/h} - 4.21) \quad (2.25)$$

สำหรับ $w/h < 1$:

$$C/w = \frac{(14\epsilon_r + 12.5)(w/h) - (1.83\epsilon_r - 2.55)}{\sqrt{w/h}} + \frac{0.02\epsilon_r}{w/h} \quad (2.26ก)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับ $w/h \geq 1$:

$$C/w = (9.5\varepsilon_r + 125)(w/h) + 5.2\varepsilon_r + 7 \quad (pF/m) \quad (2.26ข)$$

สมการดังกล่าวมีความเที่ยงตรง 5 เปอร์เซ็นต์สำหรับ

$$2.5 \leq \varepsilon_r \leq 15$$

$$0.1 \leq w/h \leq 5$$

2.10 สรุปรูปโครงสร้างสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริป

จากการศึกษาการออกแบบ โครงสร้างสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริปที่ผ่านมาในบทนี้ทำให้สามารถคำนวณหาค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะได้ตามต้องการ โดยจะมีความสัมพันธ์กับคุณสมบัติเฉพาะตัวของแผ่นวงจรพิมพ์ ที่จะนำมาใช้เป็นสายนำสัญญาณคือ ค่าคงที่ไดอิเล็กตริก (ε_r) ค่าความหนาของวัสดุฐานรองไดอิเล็กตริก (h) ความหนาของแผ่นของแผ่นตัวนำ ค่าการสูญเสียของแผ่นวงจรพิมพ์นั้น และทำให้ทราบถึงระยะความกว้างของไมโครสตริปที่อิมพีแดนซ์นั้น ๆ สำหรับความยาวของสายนำสัญญาณจะมีความสัมพันธ์กับความถี่ใช้งาน

บทที่ 3

สายนำสัญญาณแบบสตริประนาบร่วม

3.1 บทนำ

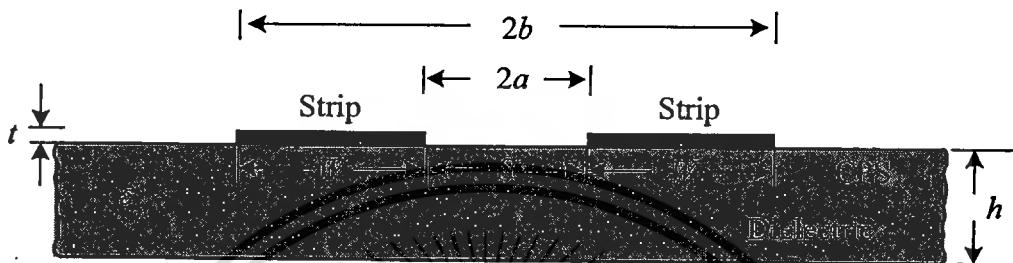
ในบทนี้จะทำการศึกษาลักษณะของ โครงสร้างสายนำสัญญาณสตริประนาบร่วม ลักษณะวงจรสมมูล หลักการคำนวณหาค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ การวิเคราะห์เมตริกซ์การกระจายของโหมดผสม ลักษณะการกระจายของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กของโครงสร้าง และในหัวข้อสุดท้ายจะแสดง ความสัมพันธ์ระหว่างความกว้างช่องว่างกับอิมพีแดนซ์ของโครงสร้าง สำหรับในบทนี้จะพื้นฐานในการออกแบบวงจรแปลงโครงสร้างในบทต่อไป

3.2 โครงสร้างสายนำสัญญาณบนโครงสร้างสตริประนาบร่วม (Coplanar Stripline: CPS)

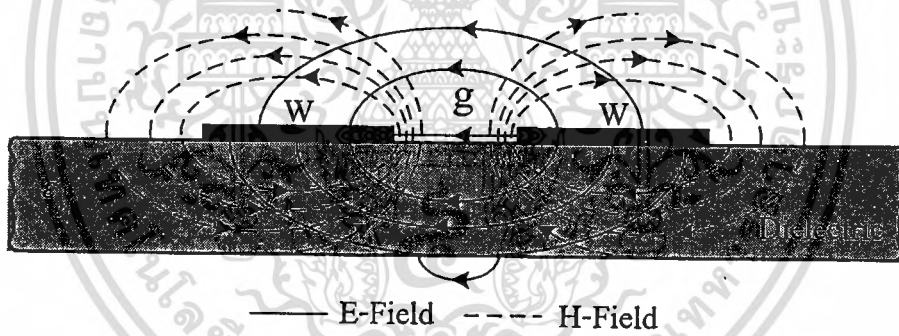
สายนำสัญญาณบน โครงสร้างสตริประนาบร่วมประกอบด้วยไดอิเล็กตริกระนาบที่อยู่บริเวณด้านบนเพียงอย่างเดียว โครงสร้างตัวนำสตริปวางตัวขนานกันสองเส้นคั่นด้วยช่องว่างแคบๆ โดยไม่มีไดอิเล็กตริกทางด้านล่าง โดยในที่นี้จะกล่าวถึงโครงสร้างพื้นฐานที่เป็นแบบดั้งเดิมของสายนำสัญญาณบน โครงสร้างสตริประนาบร่วมดังรูปที่ 3.1 แสดงโครงสร้างสายนำสัญญาณสตริประนาบร่วม จากรูป โครงสร้างจะประกอบไปด้วย โครงสร้างตัวนำสตริปสองเส้นวางขนานกันโดยมีความกว้างเท่ากับ W สตริปสองเส้นวางห่างกัน S สำหรับสายนำสัญญาณ โครงสร้างสตริประนาบร่วม จะอยู่ในพจน์ของฟังก์ชันค่าคงที่ไดอิเล็กตริกคือ ϵ_r ความหนาของวัสดุฐานไดอิเล็กตริกมีค่าเท่ากับ h และความหนาของแผ่นทองแดงมีค่าเท่ากับ t สำหรับการนำมาใช้ประโยชน์ของโครงสร้างสตริประนาบร่วมก็คือ สามารถประกอบเป็นอุปกรณ์แบบวงจรอนุกรม หรือ แบบขนานได้ง่าย โครงสร้างสตริประนาบร่วมเป็นสายนำสัญญาณแบบสมดุล (Balanced Transmission Line) ดังนั้นตัวอย่างการประยุกต์ใช้งาน โครงสร้างสตริประนาบร่วมจะนำไปใช้เป็นส่วนประกอบโครงสร้างแบบสมดุลเช่น วงจรมิกเซอร์ วงจรกรองผ่านแถบ ความถี่ลักษณะต่าง ๆ และเป็นโครงสร้างที่สำคัญในการป้อนสัญญาณให้กับสายอากาศไดโพล (Printed Dipole Antennas) หรือสายอากาศต่าง ๆ ที่มีระนาบเดียว สำหรับข้อเสียของสายนำสัญญาณแบบ โครงสร้างสตริประนาบร่วมก็มีเช่นกัน คือ โครงสร้างไม่มีระนาบกราวด์ด้านล่างจึงทำให้ไม่ยุ่งยากในการออกแบบวงจร เมื่อป้อนสัญญาณเข้าไปในโครงสร้างสตริประนาบร่วมจะทำให้เกิดสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กที่เกิดจากการเหนี่ยวนำภายในสตริปทั้งสอง สำหรับลักษณะปรากฏการณ์ของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กที่เกิดขึ้นภายใน โครงสร้างสตริประนาบร่วมนั้นแสดงได้ดังรูปที่ 3.2 จากรูปดังกล่าว

ไม่ว่าการณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อพิจารณาพบว่าสนามไฟฟ้าจะเกิดขึ้นล้อมรอบบริเวณเส้นสตริปทั้งสองในทิศทางตรงข้ามกัน ทำให้เกิดการเหนี่ยวนำระหว่างสนามไฟฟ้าบนสตริปทั้งสองซึ่งก็เกิดเป็นสนามแม่เหล็กนั่นเอง เมื่อสังเกตเส้นทางการวิ่งของสนามไฟฟ้าพบว่าสนามไฟฟ้าจะไม่มีการวิ่งผ่านลงมาด้านล่างเหมือนกับโครงสร้างไมโครสตริป ดังในบทที่ 2 ที่ได้ศึกษาผ่านมาแล้ว



รูปที่ 3.1 โครงสร้างสายนำสัญญาณแบบสตริประนาบร่วม



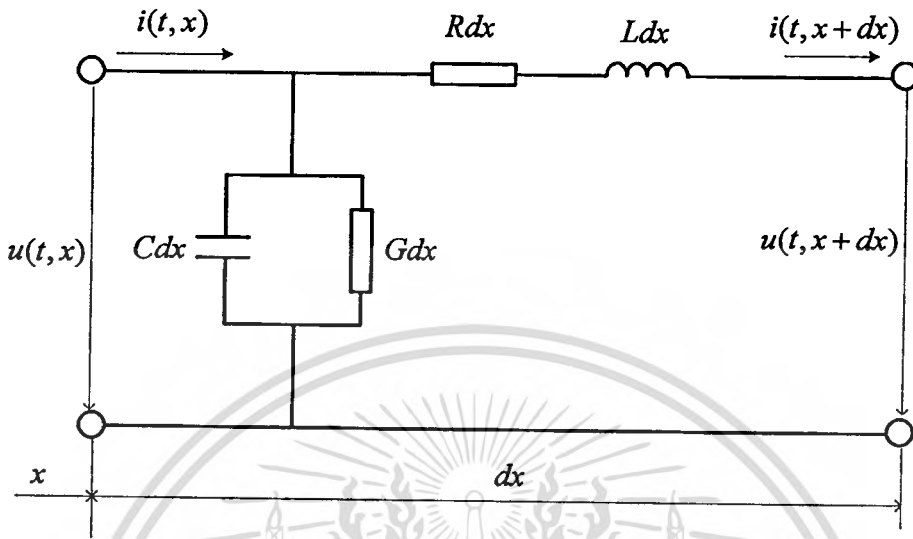
รูปที่ 3.2 การกระจายสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กของโครงสร้างสายนำสัญญาณสตริประนาบร่วม

3.3 วงจรสมมูลของโครงสร้างสายนำสัญญาณสตริประนาบร่วม

สำหรับวงจรสมมูลที่ใช้สำหรับการคำนวณค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ บนโครงสร้างสายนำสัญญาณสตริประนาบร่วม โดยการตั้งสมมุติฐานอย่างง่ายจากค่าความนำไฟฟ้าตัดขวาง ในส่วนของสตริป เป็นการพิจารณาเทียบเคียงกันและอาจจะกระตุ้นโดยกระแสฮาร์โมนิกส์ (Harmonic Current) พารามิเตอร์แรก สำหรับใช้ในการคำนวณหาค่าขึ้นแรกจะกล่าวถึงลักษณะของสตริป ดังรูปที่ 3.3 แสดงถึงวงจรสมมูลของโครงสร้างสายนำสัญญาณสตริประนาบร่วม จากวงจรสมมูลพบว่าสายนำสัญญาณมีความยาว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เป็นระยะทาง dx วงจรจะประกอบไปด้วยค่าความจุไฟฟ้าคือ Cdx , ค่าความนำไฟฟ้า Gdx , ค่าความต้านทาน Rdx และค่าความเหนี่ยวนำไฟฟ้า Ldx โดยมีกระแสไหลผ่านคือ $i(t, x + dx)$ [39]



รูปที่ 3.3 วงจรสมมูลของโครงสร้างสายนำสัญญาณสตรีประนาขร่วม

เมื่อพิจารณาวงจรสมมูล สามารถคำนวณหาค่าความต้านทานจำเพาะ ได้ดังสมการที่ (3.1) โดยมีความสัมพันธ์กับผลกระทบของปรากฏการณ์ความลึกลับ เพราะกำหนดให้ใช้งานที่ความถี่สูง สอดคล้องกับหน้าตัดขวางเส้นทาง ซึ่งจะเป็นการลดอัตราส่วนของ ความหนาเส้นทางความนำ และจะถูกแบ่งโดยความลึกลับ (δ) สำหรับค่าของ ค่าความต้านทานจำเพาะจะถูกเปลี่ยนแปลงตามความถี่ก็เพราะว่า ความลึกลับจะขึ้นกับความถี่ ดังนั้นสมการสุดท้ายที่สมารถคำนวณค่าความต้านทานจำเพาะได้ก็จะแสดงได้ในสมการที่ (3.2)

$$R = \rho \frac{l}{S} \tag{3.1}$$

โดยที่ ρ คือค่าสภาพต้านทาน, l คือความยาวของเส้นทาง (path) S คือพื้นที่หน้าตัดขวางเส้นทาง

$$R = \frac{\rho}{w \times \sqrt{\frac{2}{2\pi f \times \gamma \times \mu}}} \tag{3.2ก}$$

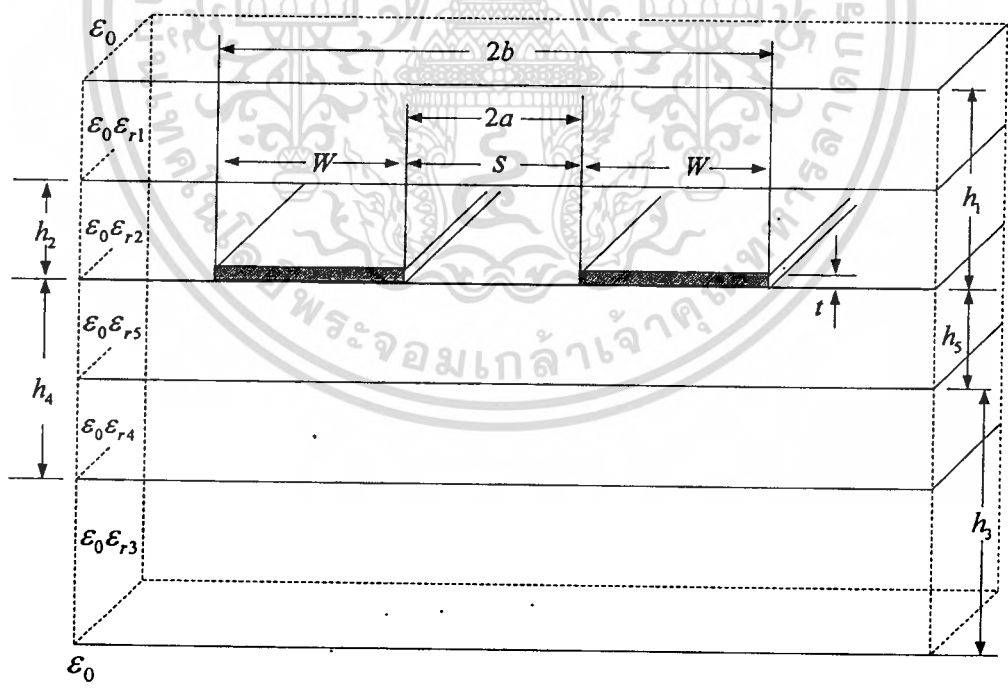
$$C = \epsilon_0 \left[\epsilon_{eff} \times \frac{K(k')}{K(k)} + \left(2.3 \times 1.65^{-18 \frac{t}{w}} + 2 \right) \times \frac{t}{2w} \right] \tag{3.2ข}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้เพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่ควรเผยแพร่ให้ผู้อื่นโดยไม่ได้รับอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ w คือความกว้างของเส้นทางความนำ f คือความถี่ และ μ คือ ความซึมซาบแม่เหล็กของเส้นทางความนำ

3.4 สายนำสัญญาณบนโครงสร้างสตริประนาบร่วมบนวัสดุฐานรองไดอิเล็กตริกหลายชั้น (Coplanar Stripline on a Multilayer Dielectric Substrate)

สายนำสัญญาณบนโครงสร้างสตริประนาบร่วม จะสอดคล้องตรงกลาง (Sandwich) ดังแสดงในรูปที่ 3.4 โดยที่ระยะความกว้างของสตริป (Strip) เท่ากับ W และระยะความกว้างของช่อง (Slot) ระหว่างสตริปเท่ากับ S กำหนดให้การกระจายคลื่นภายในโครงสร้างสตริประนาบร่วมจะมีการกระจายคลื่นถึง TEM (Quasi-TEM Mode) ดังนั้นค่าคงที่ไดอิเล็กตริกประสิทธิผล (Effective Dielectric Constant: ϵ_{eff}) ความเร็วเฟส (Phase Velocity: v_{ph}) และอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ (Z_0) ของสายนำสัญญาณสตริประนาบร่วมสามารถหาได้จากสมการดังต่อไปนี้ [40] และ[41]



รูปที่ 3.4 โครงสร้างสายนำสัญญาณสตริประนาบร่วมแบบหลายชั้น

$$\varepsilon_{eff} = \frac{C}{C_0} \quad (3.3)$$

$$V_{ph} = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \quad (3.4)$$

$$Z_0 = \frac{1}{\varepsilon_{eff} C_0 v_{ph}} \quad (3.5)$$

$$Z_0 = \frac{1}{C v_{ph}} \quad (3.6)$$

เมื่อ c คือความเร็วของแสงในช่องว่างอิสระ

C คือความจุไฟฟ้าต่อหนึ่งหน่วยความยาว (Capacitance per Unit Length) ของสายนำสัญญาณ

C_0 คือความจุไฟฟ้าต่อหนึ่งหน่วยความยาวของสายนำสัญญาณที่ปราศจากไดอิเล็กตริก

ดังนั้นการคำนวณจะมีความสัมพันธ์กับประจุไฟฟ้าของโครงสร้าง ในขั้นแรกต้องกำหนดค่าความจุไฟฟ้าต่อหนึ่งหน่วยความยาวของสายนำสัญญาณและใช้หลักการรวมเชิงเส้น สำหรับหาค่าความจุไฟฟ้าแบ่งได้เป็น 6 ส่วน ดังนั้นโครงสร้างของตัวเก็บประจุไฟฟ้าทั้ง 6 ส่วนสามารถแสดงดังรูป 3.5(ก) ถึง 3.5(จ) ดังนั้นความจุไฟฟ้าต่อหนึ่งหน่วยความยาวของสายนำสัญญาณแบบสตริปรีแนบร่วมที่แสดงดังรูปที่ 3.5 สามารถหาค่าได้ดังนี้

$$C_{CPS} = C_0 + C_1 + C_2 + C_3 + C_4 + C_5 \quad (3.7)$$

สำหรับการคำนวณหาค่าของ C_0 จากรูป 3.5(ก) จะเห็นว่า C_0 คือตัวเก็บประจุไฟฟ้าต่อหนึ่งหน่วยความยาวของสายนำสัญญาณที่ปราศจากไดอิเล็กตริก สามารถคำนวณหาค่าได้ดังนี้

$$C_0 = \varepsilon_0 \frac{K(k)}{K(k')} \quad (3.8)$$

โดยที่

$$k = \sqrt{1 - \left(\frac{a}{b}\right)^2} \quad (3.9)$$

$$k' = \sqrt{1 - k^2} = \frac{a}{b} = \frac{S}{S + 2W} \quad (3.10)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่า $K(k)$ เป็นผลจากการอินทิเกรตรูปวงรีแบบเต็มขั้น (Complete elliptic integrals) คำนวณได้จาก

$$K(k) = \int_0^{\frac{\pi}{2}} \frac{d\theta}{\sqrt{1-k^2 \sin^2 \theta}} \quad (3.11)$$

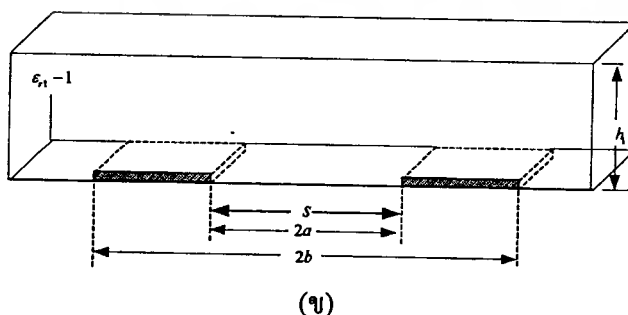
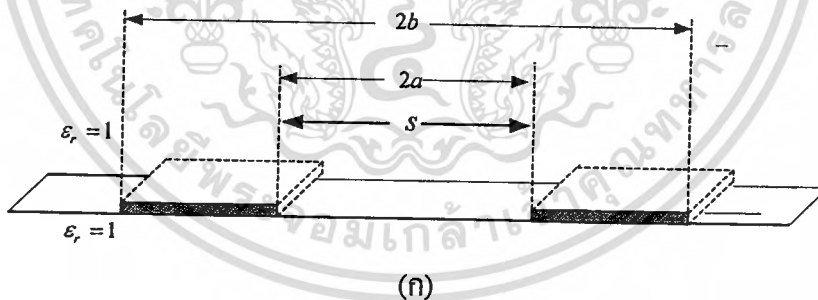
อัตราส่วนของ $\frac{K(k)}{K(k')}$ ใดๆสามารถคำนวณได้จาก

กรณี $0 \leq k \leq 0.707$

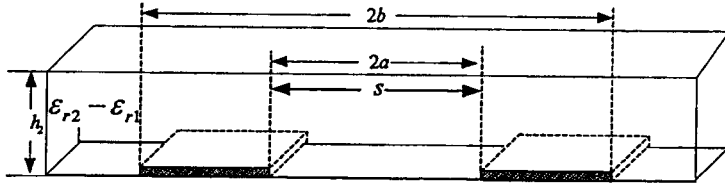
$$\frac{K(k')}{K(k)} = \frac{1}{\pi} \lambda n \left(2 \frac{1+\sqrt{k'}}{1-\sqrt{k'}} \right) \quad (3.12)$$

กรณี $0.707 \leq k \leq 1$

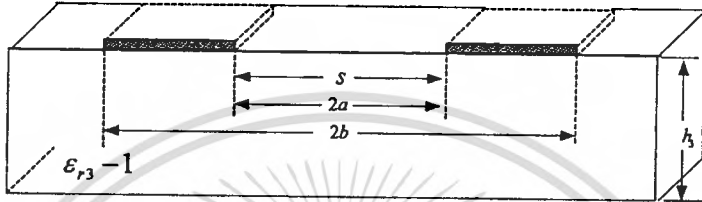
$$\frac{K(k)}{K(k')} = \frac{\pi}{\lambda n [2(1+\sqrt{k})(1-\sqrt{k})]} \quad (3.13)$$



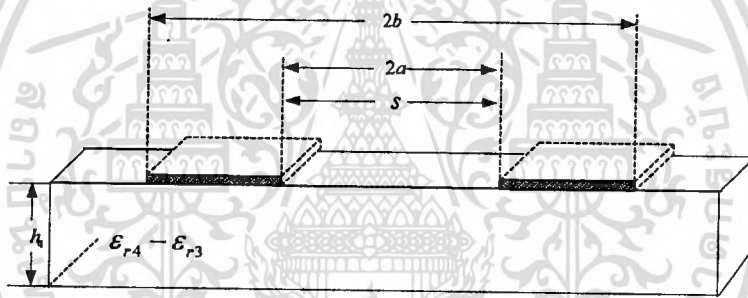
รูปที่ 3.5 โครงสร้างสำหรับหาค่าความจุไฟฟ้า (ก) C_0 (ข) C_1 (ค) C_2 (ง) C_3 (จ) C_4 และ (ฉ) C_5
 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



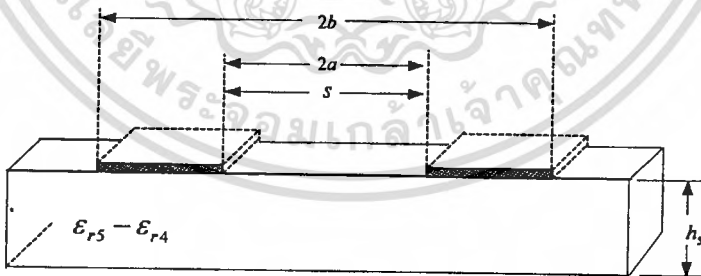
(ก)



(ข)



(ค)



(ง)

รูปที่ 3.5(ต่อ) โครงสร้างสำหรับหาค่าความจุไฟฟ้า (ก) C_0 (ข) C_1 (ค) C_2 (ง) C_3 (จ) C_4 และ(ฉ) C_5

โครงสร้างของ C_1 ถึง C_5 แสดงดังรูป 3.5(ข) ถึง 3.5(ฉ) โดยใช้เทคนิคของ การกึ่งคงรูป (Conformal mapping) ในการอธิบายผ่านสมการที่ (3.11) ส่งผลให้ได้ค่า ϵ_{eff} ในทำนองเดียวกันโดยใช้หลักการของทฤษฎีคู่ จะได้สมการสำหรับหาค่าไดอิเล็กตริกประสิทธิผลของสายนำสัญญาณมาตรฐานรวม (ϵ_{eff}^{CPS}) ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\varepsilon_{eff}^{CPS} = \frac{C_{CPS}}{C_0} \quad (3.14)$$

$$\begin{aligned} &= 1 + \frac{1}{2}(\varepsilon_{r1} - 1) \frac{K(k)K(k_1')}{K(k')K(k_1)} \\ &\quad + \frac{1}{2}(\varepsilon_{r2} - \varepsilon_{r1}) \frac{K(k)K(k_2')}{K(k')K(k_2)} \\ &\quad + \frac{1}{2}(\varepsilon_{r3} - 1) \frac{K(k)K(k_3')}{K(k')K(k_3)} \\ &\quad + \frac{1}{2}(\varepsilon_{r4} - \varepsilon_{r3}) \frac{K(k)K(k_4')}{K(k')K(k_4)} \\ &\quad + \frac{1}{2}(\varepsilon_{r5} - \varepsilon_{r4}) \frac{K(k)K(k_5')}{K(k')K(k_5)} \end{aligned} \quad (3.15)$$

เมื่อ ε_{ri} ($i=1, 2, 3, 4, 5$) คือ ค่าความสัมพันธ์สภาพยอมไฟฟ้าสัมพัทธ์ของวัสดุฐานรองไดอิเล็กตริกและ K คือผลจากการอินทิเกรตรูปวงรีแบบเต็มชั้นชนิด 1 ส่วนการหาค่า k และ k' หาได้ดังสมการที่ (3.12) และ (3.13) สำหรับการหาค่า k_i และ k_i' สามารถหาค่าได้ดังนี้

$$k_i = \sqrt{1 - \frac{\sinh^2\left(\frac{\pi a}{2h_i}\right)}{\sinh^2\left(\frac{\pi b}{2h_i}\right)}}, \quad i=1, 2, 3, 4, 5 \quad (3.16)$$

และ

$$k_i' = \sqrt{1 - k_i^2} \quad (3.17)$$

เมื่อ h_i คือความหนาของวัสดุฐานรองไดอิเล็กตริก ดังรูปที่ 3.1

ดังนั้นสามารถที่จะหาค่าความเร็วเฟสและค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายนำสัญญาณสตริป ระบายร่วมได้ดังนี้

$$V_{ph}^{CPS} = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon_{eff}^{CPS}}} \quad (3.18)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

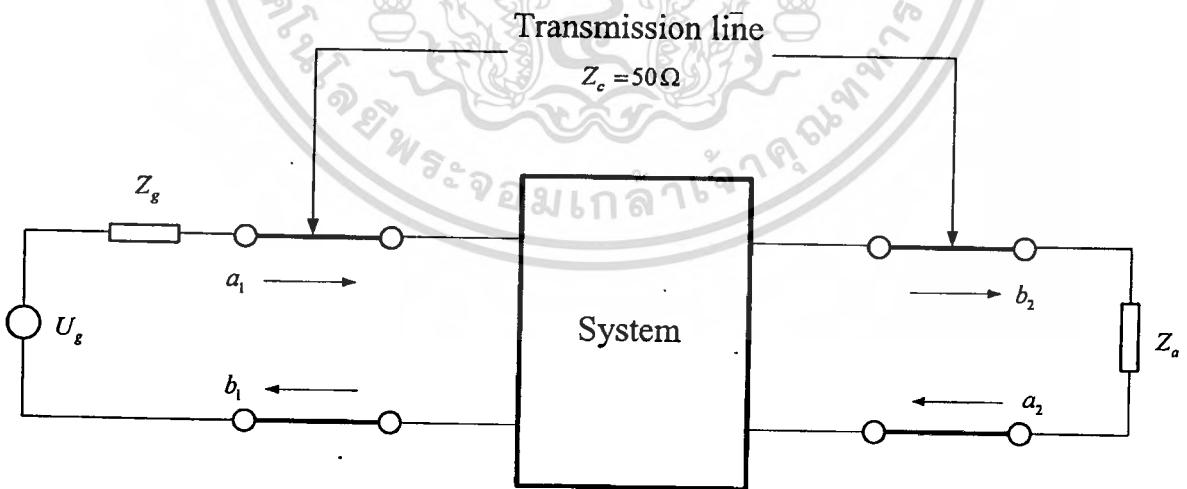
$$Z_0^{CPS} = \frac{120}{\sqrt{\epsilon_{eff}^{CPS}}} \cdot \frac{K(k')}{K(k)} \quad (3.19)$$

สำหรับโครงสร้างสายนำสัญญาณสตริปรีนาบร่วมบนวัสดุฐานไดอิเล็กตริกที่มีความหนาจำกัด (Finite Thickness) แสดงดังรูปที่ 3.5 เมื่อต้องการหาค่าไดอิเล็กตริกประสิทธิภาพของสายนำสัญญาณสตริปรีนาบร่วม (ϵ_{eff}^{CPS}) เพื่อความง่ายจะกำหนดให้ $\epsilon_{r1} = \epsilon_{r2} = \epsilon_{r3} = \epsilon_{r4} = 1$ แล้วแทนค่าลงในสมการที่ (3.15) ก็จะได้ผลลัพธ์ดังนี้

$$\epsilon_{eff}^{CPS} = 1 + \frac{1}{2}(\epsilon_{rs} - 1) \frac{K(k) K(k_5')}{K(k') K(k_5)} \quad (3.20)$$

3.5 การวิเคราะห์เมตริกซ์การกระจายของระบบสองทางเข้าออก (Two-Port System)

การกำหนดพารามิเตอร์การกระจายแสดงในรูปที่ 3.6 สำหรับคุณลักษณะของระบบสองทางเข้าออกไม่ได้แสดงคุณลักษณะโดยใช้ประโยชน์จากแรงดันและกระแสไฟฟ้า แต่โดยมาตรฐานแล้วแรงดันของคลื่นตกกระทบ กำหนดให้เป็น a_1 , a_2 และ แรงดันของคลื่นสะท้อน กำหนดให้เป็น b_1 , b_2 โดยที่สายนำสัญญาณมีอิมพีแดนซ์คุณลักษณะเท่ากับ 50 โอห์ม อิมพีแดนซ์ของโหลดมีค่าเท่ากับ Z_o [39]



รูปที่ 3.6 คุณลักษณะของระบบสองทางเข้าออกโดยมีคลื่นตกกระทบและคลื่นสะท้อน

คลื่นที่เดินทางเข้ามาทางด้านอินพุตและทางด้านเอาต์พุตของสายนำสัญญาณ ซึ่งมีค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ Z_c การใช้ประโยชน์จากแรงดันและกระแสซึ่งมีความสัมพันธ์ของแรงดันของคลื่นในสมการที่ (3.21) คลื่นตกกระทบและคลื่นสะท้อนจะขึ้นอยู่กับแรงดันและกระแสในสมการที่ (3.22) โดยทั่วไปแล้วอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ Z_c จะเป็นจำนวนเชิงซ้อน แต่จะใช้ค่าอิมพีแดนซ์เป็นจำนวนจริงซึ่งมีค่า Z_c เท่ากับ 50 โอห์ม ในทำนองเดียวกันจะขึ้นกับแรงดันของคลื่นตกกระทบและคลื่นสะท้อนตามสูตรในสมการที่ (3.23)

$$\begin{aligned} u_1 &= (a_1 + b_1)\sqrt{Z_c} \\ u_2 &= (a_2 + b_2)\sqrt{Z_c} \end{aligned} \quad (3.21)$$

$$\begin{aligned} i_1 &= (a_1 - b_1)\sqrt{Z_c} \\ i_2 &= (a_2 - b_2)\sqrt{Z_c} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} a_1 &= (u_1 + i_1 Z_c) / 2\sqrt{Z_c} \\ a_2 &= (u_2 + i_2 Z_c) / 2\sqrt{Z_c} \end{aligned} \quad (3.22)$$

$$\begin{aligned} b_1 &= (u_1 - i_1 Z_c) / 2\sqrt{Z_c} \\ b_2 &= (u_2 - i_2 Z_c) / 2\sqrt{Z_c} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} b_1 &= S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \\ b_2 &= S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \end{aligned} \quad (3.23)$$

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0}$$

$$S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0}$$

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0}$$

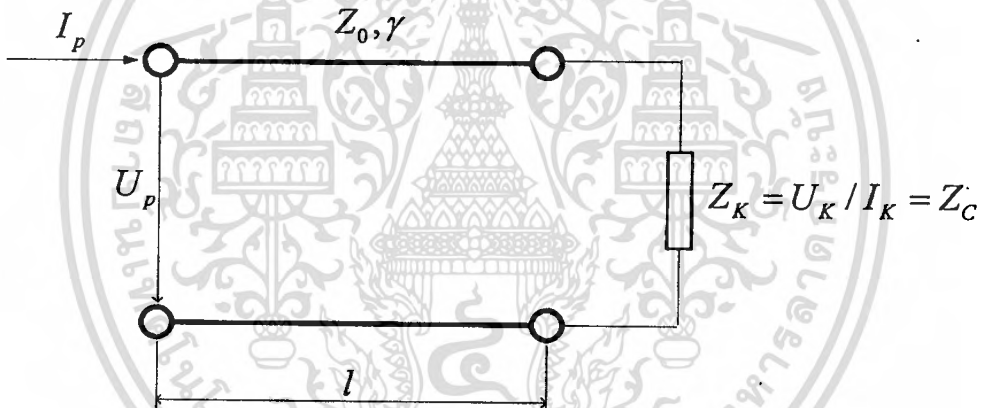
$$S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากการคำนวณค่าพารามิเตอร์ S_{11} โดยใช้สมการที่ (3.23) โดยนำมาแทนในสมการที่ (3.22) ดังนั้นจะได้สมการที่ใช้สำหรับการคำนวณค่า S_{11} ในสมการที่ (3.24)

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} \Big|_{a_2=0} \Rightarrow S_{11} = \frac{(u_1 - i_1 Z_c) / 2\sqrt{Z_c}}{(u_1 + i_1 Z_c) / 2\sqrt{Z_c}} = \frac{u_1 \left(1 - \frac{Z_c}{Z_{IN}}\right)}{u_1 \left(1 + \frac{Z_c}{Z_{IN}}\right)} = \frac{Z_{IN} - Z_c}{Z_{IN} + Z_c} \quad (3.24)$$

เมื่อ Z_{IN} คืออินพุตอิมพีแดนซ์ของระบบสองทางเข้าออก ซึ่งในกรณีนี้เป็นของโครงสร้างสตริป ระบายร่วมซึ่งจุดปลายมีค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ Z_c สมการ Telegraphic จะใช้ในการคำนวณหาค่าอิมพีแดนซ์ สำหรับแนวความคิดที่เป็นวิธีการในการคำนวณหาค่าแสดงได้ในรูปที่ 3.7 ดังนั้นจะได้สมการสุดท้ายสำหรับการคำนวณหาค่าอิมพีแดนซ์ แสดงในสมการที่ 3.25



รูปที่ 3.7 วงจรสำหรับการคำนวณหาอิมพีแดนซ์

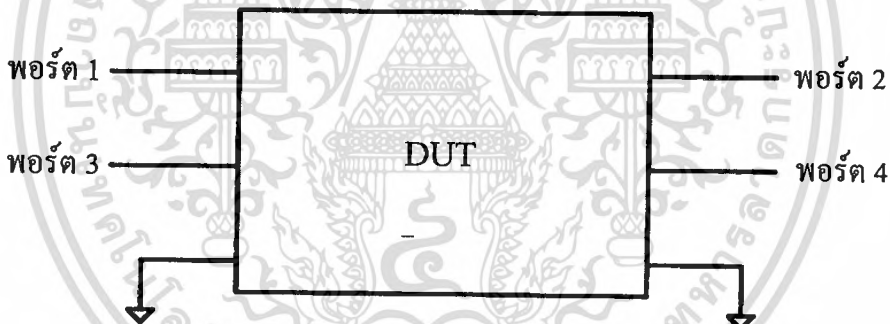
$$Z_{IN} = \frac{U_p}{I_p} = \frac{U_K \cosh(\gamma \cdot l) + Z_0 I_K \sinh(\gamma \cdot l)}{I_K \cosh(\gamma \cdot l) + \frac{U_K}{Z_0} \sinh(\gamma \cdot l)} \cdot \frac{Z_c}{\cosh(\gamma \cdot l)} \quad (3.25ก)$$

$$Z_{IN} = \frac{U_K (Z_c + Z_0 \tan h(\gamma \cdot l))}{U_K \left(1 + \frac{Z_c}{Z_0} \tan h(\gamma \cdot l)\right)} = Z_0 \frac{Z_c + Z_0 \tan h(\gamma \cdot l)}{Z_0 + Z_c \tan h(\gamma \cdot l)} \quad (3.25ข)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.6 พารามิเตอร์การกระจายโหมคมาตรฐานและโหมคผสมของโครงสร้างแบบต่าง (Standard and Mixed-Mode S-parameter of Differential Structure)

ในการเชื่อมต่อเข้าด้วยกันระหว่างโหมคต่าง (Differential-mode) และโหมคร่วม (Common-mode) ซึ่งโหมคทั้งสองรวมกันนิยมเรียกว่าโหมคผสม (Mixed-mode) สำหรับอุปกรณ์แบบ ปลายเดี่ยว แรงดัน RF และกระแสที่มีความสัมพันธ์กับกราวด์ร่วม สามารถที่จะกำหนดได้ที่ส่วนปลาย (Terminal) ของอุปกรณ์แต่ละตัว จากการกำหนด แรงดัน กระแส และ อิมพีแดนซ์ การนอร์มัลไลซ์ กำลังงานคลื่น สามารถกำหนดได้ในการป้อนคลื่นและตอบสนอง สำหรับการป้อนกำลังงานคลื่นจะ กำหนดการแพร่กระจายคลื่นส่งผ่านเข้าไปยังอุปกรณ์ที่ทดสอบ (Device-Under-Test : DUT) และ จะ ได้ผลการตอบสนองการแพร่กระจายของกำลังงานคลื่น ดังรูปที่ 3.8 แสดงแผนผังของอุปกรณ์ 4 พอร์ต จากรูปพอร์ตทางด้านอินพุตคือ พอร์ต 1 และ พอร์ต 3 อยู่ทางซ้ายมือเชื่อมต่อกับพอร์ตอุปกรณ์ที่จะใช้ ทดสอบโดยมี พอร์ต 2 และ พอร์ต 4 เป็นพอร์ตเอาต์พุต [42] ถึง [44]



รูปที่ 3.8 แผนภาพ Single-Ended สำหรับอุปกรณ์ทดสอบ 4 พอร์ต

พารามิเตอร์การกระจายจะถูกกำหนดได้ โดยอัตราส่วนของการนอร์มัลไลซ์ของกำลังงานคลื่นทั้งสอง สำหรับการตอบสนองจะถูกแบ่งโดยการป้อนคลื่นเข้าไป ดังนั้นเมตริกซ์ในสมการที่ (3.26) จึงกล่าวถึงความเป็นไปได้ทั้งหมด ของการเชื่อมต่อเข้าด้วยกันของการตอบสนองที่ถูกแบ่ง โดยการป้อนคลื่นเข้าไป โดยที่เมตริกซ์หลัก (Column) แสดงลักษณะเฉพาะของการป้อนคลื่นและในแต่ละแถว (Row) จะใช้แทนเงื่อนไขลักษณะเฉพาะในการตอบสนอง ดังนั้นเมตริกซ์มาตรฐานการกระจาย 4 พอร์ต คือ $B_{sid} = S_{sid} A_{sid}$ แสดงในสมการที่ (3.26)

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{23} & S_{44} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ a_4 \end{bmatrix} \quad (3.26)$$

โดยที่ B_{std} คือเมตริกซ์การตอบสนองของคลื่น (Response Wave Matrix)

S_{std} คือเมตริกซ์การป้อนคลื่น (Stimulus Wave Matrix)

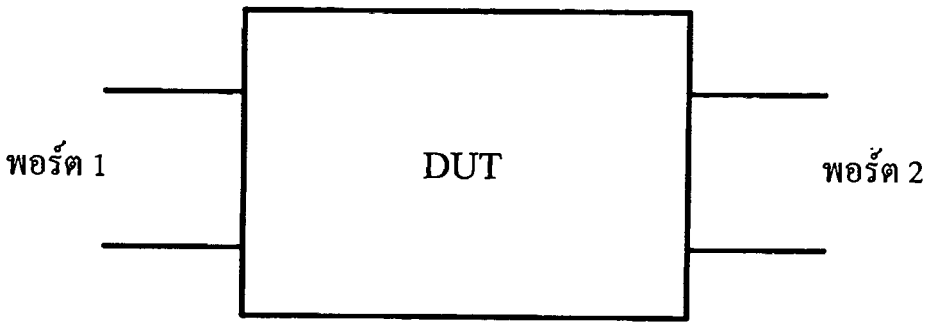
A_{std} คือเมตริกซ์มาตรฐานการกระจาย 4 พอร์ต

สามารถแสดงให้ง่ายขึ้นดังสมการที่ (3.27) และ (3.28)

$$B_{std} = \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \end{bmatrix}, \quad A_{std} = \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ a_4 \end{bmatrix} \quad (3.27)$$

$$S_{std} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{23} & S_{44} \end{bmatrix} \quad (3.28)$$

สำหรับอุปกรณ์แบบสมดุล (Balance Device) แรงดันและกระแสของโหนดต่างและโหมครวมสามารถกำหนดลงไปในแต่ละพอร์ตสมดุลได้ ดังรูปที่ 3.9 แสดงแผนผังสำหรับอุปกรณ์ทดสอบแบบโหนดต่าง 2 พอร์ต (Two Port Differential)



รูปที่ 3.9 แผนภาพอุปกรณ์ 2 พอร์ตแบบต่าง

เมตริกซ์การกระจายของโหมดผสม (Mixed-Mode) แสดงในสมการที่ (3.29) โดยที่สามารถที่จะสร้างเมตริกซ์การกระจายให้สอดคล้องกับ Single End เมื่อแต่ละหลักหรือแถวจะแทนแทนเงื่อนไขของการป้อนคลื่นแบบต่างหรือการตอบสนอง

$$\begin{bmatrix} b_{d1} \\ b_{d2} \\ b_{c1} \\ b_{c2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{d1d1} & S_{d1d2} & S_{d1c1} & S_{d1c2} \\ S_{d2d1} & S_{d2d2} & S_{d2c1} & S_{d2c2} \\ S_{c1d1} & S_{c1d2} & S_{c1c1} & S_{c1c2} \\ S_{c2d1} & S_{c2d2} & S_{c2c1} & S_{c2c2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{d1} \\ a_{d2} \\ a_{c1} \\ a_{c2} \end{bmatrix} \quad (3.29)$$

โดยที่ S_{didj} และ S_{cicj} โดยที่ $i, j = 1, 2$ คือพารามิเตอร์การกระจายของโหมดต่างและโหมดร่วม S_{diej} และ S_{ciedj} โดยที่ $i, j = 1, 2$ คือพารามิเตอร์การกระจายของโหมดกลับ (Mode Conversion) และ โหมดข้าม (Cross Mode)

พารามิเตอร์ S_{didj} โดยที่ $i, j = 1, 2$ ที่มุมบนด้านซ้าย ของพารามิเตอร์การกระจายสำหรับโหมดผสมจะสามารถแสดงดังสมการที่ (3.29) จะทำให้ทราบถึงสมรรถนะของการป้อนคลื่นแบบต่าง (Differential Stimulus) และ การตอบสนองแบบต่าง (Differential Response)

S_{diej} (S_{ciedj}) โดยที่ $i, j = 1, 2$ จะอธิบายถึงการเปลี่ยนโหมดจากโหมดร่วมไปเป็นโหมดต่างของคลื่นและเปลี่ยนโหมดจากโหมดต่างไปเป็นโหมดร่วมของคลื่น พารามิเตอร์การกระจายของโหมดผสมดังแสดงในสมการที่ (3.29) นั้นจะเห็นว่ามีความสัมพันธ์เกี่ยวเนื่องโดยตรงกับ พารามิเตอร์การกระจายของ 4 พอร์ตในสมการที่ (3.28) พิจารณาในรูปที่ 3.8 ถ้า โหนด 1 และ 2 เป็นคู่ของพอร์ตต่างเดี่ยว (Single Different Port) และ โหนด 3 และ 4 เป็นคู่ของพอร์ตต่าง (Different Port) ดังนั้นความสัมพันธ์ระหว่างการตอบสนองกับคลื่นที่ป้อนเข้าไปในโหมดมาตรฐาน และโหมดผสมจะแสดงในสมการที่ (3.30) และสมการที่ (3.31) เมื่อ a_i และ b_i โดยที่ $i = 1$ ถึง 4 จากการทดสอบ (Measure) ที่พอร์ต 1 ถึง 4 เมื่อพิจารณาในรูปที่ 3.8 ได้ผลดังสมการที่ (3.30) และ (3.31)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$a_{d1} = \frac{1}{\sqrt{2}}(a_1 - a_3)$$

$$a_{c1} = \frac{1}{\sqrt{2}}(a_1 + a_3)$$

(3.30)

$$a_{d1} = \frac{1}{\sqrt{2}}(b_1 - b_3)$$

$$a_{c1} = \frac{1}{\sqrt{2}}(b_1 + b_3)$$

$$a_{d2} = \frac{1}{\sqrt{2}}(a_2 - a_4)$$

$$a_{c2} = \frac{1}{\sqrt{2}}(a_2 + a_4)$$

(3.31)

$$a_{d2} = \frac{1}{\sqrt{2}}(b_2 - b_4)$$

$$a_{c2} = \frac{1}{\sqrt{2}}(b_2 + b_4)$$

การแปลงเมตริกซ์ในสมการที่ (3.37) ซึ่งจะเป็นการแปลงระหว่างค่าพารามิเตอร์การกระจัดกระจายของโหมดมาตรฐานกับโหมดผสมซึ่งได้รับความสัมพันธ์กันตามสมการดังกล่าว โดยที่กำหนดค่าพารามิเตอร์ที่จำเป็นดังต่อไปนี้ A_{mm} หมายถึงคลื่นที่ป้อนเข้าไปยังโหมดผสม (Mixed Mode Incident Wave) สามารถคำนวณค่าได้ดังสมการที่ (3.32), B_{mm} หมายถึงการตอบสนองของโหมดผสม (Mixed Mode Response) สามารถคำนวณค่าได้ดังสมการที่ (3.33), S_{mm} หมายถึงเมตริกซ์การกระจัดกระจายของโหมดผสมสามารถคำนวณค่าได้ดังสมการที่ (3.36), S_{std} หมายถึงเมตริกซ์มาตรฐานทั้งหมด 4 พอร์ตในสมการที่ (3.28) เมตริกซ์การปรับเปลี่ยน (Conversion Matrix) M และ M^{-1} ดังสมการที่(3.34) และ สมการที่ (3.35) ตามลำดับ

$$A_{mm} = MA_{std}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$A_{mm} = MA_{std}$$

$$= \begin{bmatrix} a_{d1} \\ a_{d2} \\ a_{c1} \\ a_{c2} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & -1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ a_4 \end{bmatrix} \quad (3.32)$$

$$B_{mm} = MB_{std}$$

$$= \begin{bmatrix} b_{d1} \\ b_{d2} \\ b_{c1} \\ b_{c2} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & -1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \end{bmatrix} \quad (3.33)$$

$$M = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & -1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.34)$$

$$M^{-1} = \frac{M^*}{|M|} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \\ -1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.35)$$

$$B_{mm} = S_{mm} A_{mm}$$

$$= \begin{bmatrix} b_{d1} \\ b_{d2} \\ b_{c1} \\ b_{c2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{d1d1} & S_{d1d2} & S_{d1c1} & S_{d1c2} \\ S_{d2d1} & S_{d2d2} & S_{d2c1} & S_{d2c2} \\ S_{c1d1} & S_{c1d2} & S_{c1c1} & S_{c1c2} \\ S_{c2d1} & S_{c2d2} & S_{c2c1} & S_{c2c2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{d1} \\ a_{d2} \\ a_{c1} \\ a_{c2} \end{bmatrix} \quad (3.36)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$S_{mm} = MS_{std} M^{-1}$$

$$= \begin{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{d1d1} & S_{d1d2} \\ S_{d2d1} & S_{d2d2} \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} S_{d1c1} & S_{d1c2} \\ S_{d2c1} & S_{d2c2} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} S_{c1d1} & S_{c1d2} \\ S_{c2d1} & S_{c2d2} \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} S_{c1c1} & S_{c1c2} \\ S_{c2c1} & S_{c2c2} \end{bmatrix} \end{bmatrix} \\ = \begin{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{11} - S_{13} - S_{31} + S_{33} & S_{12} - S_{14} - S_{32} + S_{34} \\ S_{21} - S_{23} - S_{41} + S_{43} & S_{22} - S_{24} - S_{42} + S_{44} \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} S_{11} + S_{13} - S_{31} - S_{33} & S_{12} + S_{14} - S_{32} - S_{34} \\ S_{21} + S_{23} - S_{41} - S_{43} & S_{22} + S_{24} - S_{42} - S_{44} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} S_{11} - S_{13} + S_{31} - S_{33} & S_{12} - S_{14} + S_{32} - S_{34} \\ S_{21} - S_{23} + S_{41} - S_{43} & S_{22} - S_{24} + S_{42} - S_{44} \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} S_{11} + S_{13} + S_{31} + S_{33} & S_{12} + S_{14} + S_{32} + S_{34} \\ S_{21} + S_{23} + S_{41} + S_{43} & S_{22} + S_{24} + S_{42} + S_{44} \end{bmatrix} \end{bmatrix} \quad (3.37)$$

นอกจากนี้ยังสามารถที่จะศึกษาคุณลักษณะ หลักการของ โครงสร้างสตริประนาบร่วม และการนำโครงสร้างดังกล่าวไปประยุกต์ใช้งานกับ โครงสร้างต่าง ๆ เพิ่มเติมได้จาก [45] ถึง [53]

3.7 ความสัมพันธ์ระหว่างความกว้าง ของช่องว่างและอิมพีแดนซ์ของโครงสร้างสตริประนาบร่วม

จากการศึกษาคุณลักษณะของ โครงสร้างสายนำสัญญาณสตริประนาบร่วมในหัวข้อที่ 3.3 แล้วยังทำให้ทราบถึงการคำนวณหาอิมพีแดนซ์ของ โครงสร้างสายนำสัญญาณสตริประนาบร่วม Z_{CPS} ที่มีความสัมพันธ์กับค่าพารามิเตอร์ต่างคือ ความกว้าง ระยะห่างของช่องว่างสตริป (Gap) ค่าคงที่ไดอิเล็กตริก ϵ_r , ความหนาของวัสดุฐานรองไดอิเล็กตริกมีค่าเท่ากับ h สำหรับในหัวข้อนี้จะคำนวณหาอิมพีแดนซ์ของโครงสร้างสายนำสัญญาณสตริประนาบร่วม รวมถึงการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ของพารามิเตอร์ความกว้างและระยะห่างของช่องว่างของสตริปทั้งสอง โดยผลการคำนวณค่าจะแสดงเป็นกราฟเพื่อให้ง่ายกับการตัดสินใจในการเลือกพารามิเตอร์ต่าง ๆ ไปใช้งานในงานวิจัยนี้ โดยการคำนวณจะใช้แผ่นวงจรพิมพ์ รุ่น TTL9 ของบริษัท Taconic ที่มีค่าคงที่ไดอิเล็กตริกเท่ากับ (ϵ_r) 2.5 ค่าความหนาของแผ่นรองมีค่าเท่ากับ 0.381 มิลลิเมตร ความหนาของแผ่นของแผ่นตัวนำเท่ากับ 36 ไมโครเมตร และมีการสูญเสียของแผ่นวงจรพิมพ์เท่ากับ (δ) 0.0018

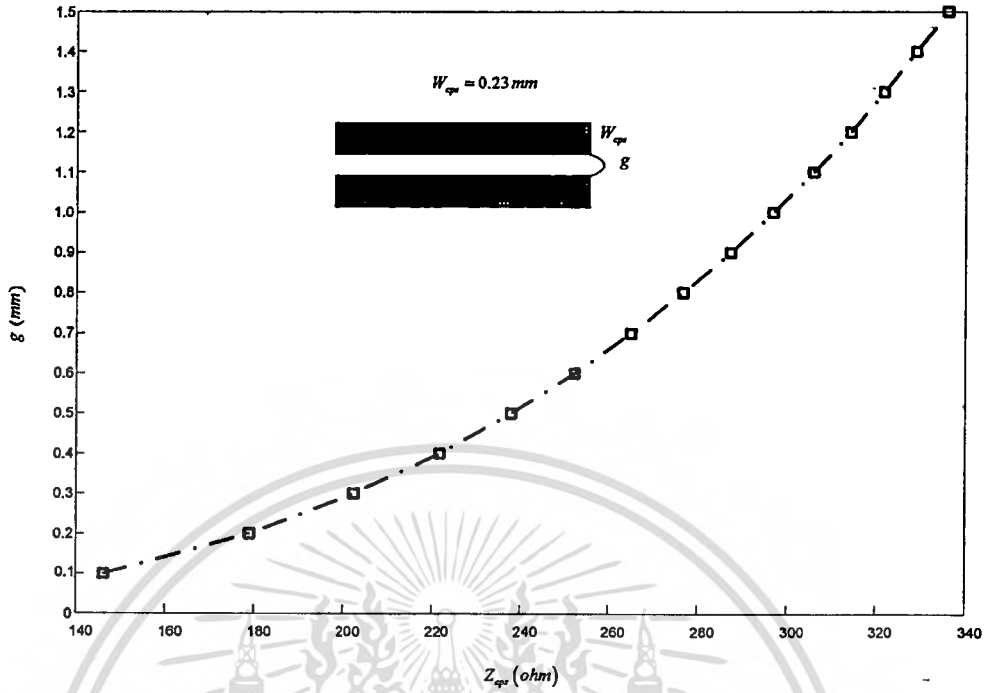
จากตารางที่ 3.1 แสดงให้ทราบถึงค่าอิมพีแดนซ์ที่ได้จากการคำนวณของ โครงสร้างสตริประนาบร่วม เมื่อกำหนดให้ $W_{CPS} = 0.23$ มิลลิเมตร และ $g = 0.3$ มิลลิเมตร บนแผ่นวงจรพิมพ์ รุ่น TTL9, $\epsilon_r = 2.5$ และ $h = 0.381$ มิลลิเมตร จากตารางจะแบ่งเป็นสองส่วนคือ ส่วนแรกจะกำหนดให้ค่าความกว้างของ W_{CPS}

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

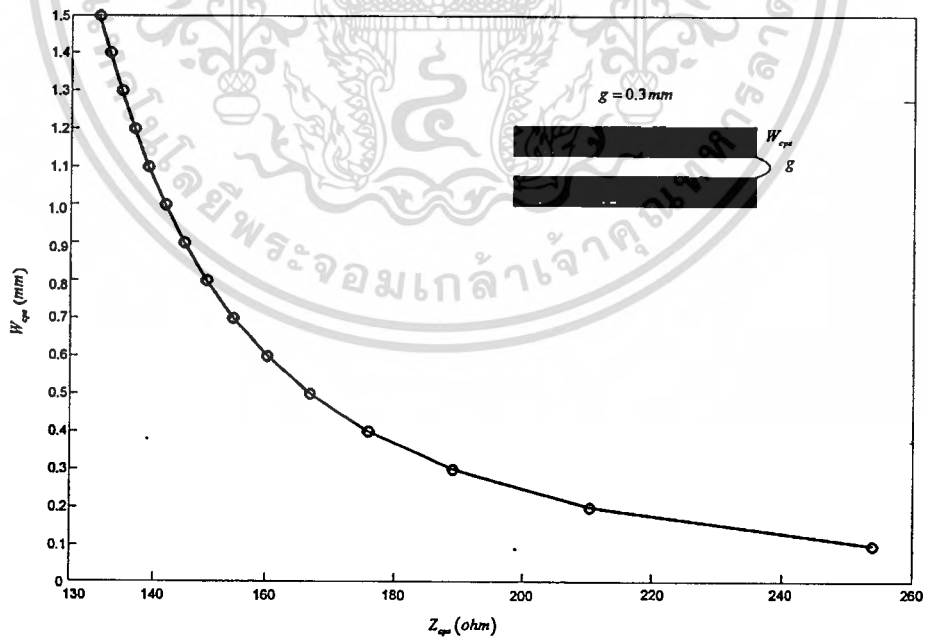
มีค่าคงที่เท่ากับ 0.23 มิลลิเมตร หลังจากนั้นจะคำนวณการเปลี่ยนแปลงค่าระยะช่องว่างของสตริป g ไปเรื่อย ๆ ส่วนที่สองจะกำหนดให้ระยะช่องว่างของสตริป g มีค่าคงที่โดยมีค่าเท่ากับ 0.3 มิลลิเมตร จากนั้นจะคำนวณการเปลี่ยนแปลงค่าความกว้างของ W_{CPS} ไปเรื่อย ๆ

ตารางที่ 3.1 ค่าอิมพีแดนซ์ที่ได้จากการคำนวณของโครงสร้างสตริประนาบร่วม
เมื่อกำหนดให้ $W_{CPS} = 0.23$ มิลลิเมตร และ $g = 0.3$ มิลลิเมตร
บน แผ่นวงจรพิมพ์ รุ่น TTL9, $\epsilon_r = 2.5$ และ $h = 0.381$ มิลลิเมตร

$W_{CPS} = 0.23$ มิลลิเมตร		$g = 0.3$ มิลลิเมตร	
g (มิลลิเมตร)	Z_{CPS} (โอห์ม)	W_{CPS} (มิลลิเมตร)	Z_{CPS} (โอห์ม)
0.1	146.346	0.1	253.822
0.2	178.85	0.2	210.233
0.3	202.525	0.3	188.951
0.4	221.708	0.4	175.869
0.5	238.037	0.5	166.856
0.6	252.338	0.6	160.189
0.7	265.095	0.7	155.008
0.8	276.621	0.8	150.831
0.9	287.138	0.9	147.368
1.0	296.807	1.0	144.431
1.1	305.753	1.1	141.895
1.2	314.073	1.2	139.673
1.3	321.848	1.3	137.702
1.4	329.142	1.4	135.935
1.5	336.012	1.5	134.336



รูปที่ 3.10 ค่าอิมพีแดนซ์ของ โครงสร้างสตริประนาบร่วมที่มีการเปลี่ยนแปลงระยะช่องว่างสตริป g



รูปที่ 3.11 ค่าอิมพีแดนซ์ของ โครงสร้างสตริประนาบร่วมที่มีการเปลี่ยนแปลงความกว้างของสตริป W_{cps}

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 3.10 แสดงค่าอิมพีแดนซ์ของโครงสร้างสตริประนาบร่วมที่มีการเปลี่ยนแปลงระยะช่องว่างสตริป g โดยได้จากการคำนวณในหัวข้อที่ 3.3 และกำหนดให้ความกว้างของสายนำสัญญาณสตริประนาบร่วม W_{CPS} มีค่าคงที่เท่ากับ 0.23 มิลลิเมตร จากรูปที่ 3.10 ในแนวตั้งจะบอกให้ทราบถึงระยะช่องว่างของสตริปที่มีการเปลี่ยนแปลงโดยมีค่าตั้งแต่ 0.1 มิลลิเมตร ถึง 1.5 มิลลิเมตร และในแนวนอนบอกให้ทราบถึงค่าอิมพีแดนซ์ของสายนำสัญญาณสตริประนาบร่วมที่เปลี่ยนแปลงไป จากกราฟพบว่าเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงระยะห่างของช่องว่างของสตริปเพิ่มมากขึ้นเรื่อยๆ โดยที่ความกว้างของสตริปคงที่จากการสังเกตพบว่าค่าอิมพีแดนซ์ของโครงสร้างสตริประนาบร่วมก็มีค่าเพิ่มขึ้นตามเช่นเดียวกัน

จากรูปที่ 3.11 แสดงค่าอิมพีแดนซ์ของโครงสร้างสตริประนาบร่วมที่มีการเปลี่ยนแปลงความกว้างของสายนำสัญญาณสตริประนาบร่วม W_{CPS} โดยได้จากการคำนวณในหัวข้อที่ 3.3 และกำหนดให้ระยะช่องว่างสตริป g มีค่าคงที่เท่ากับ 0.3 มิลลิเมตร จากรูปที่ 3.11 ในแนวตั้งจะบอกให้ทราบถึงระยะช่องว่างของสตริปที่มีการเปลี่ยนแปลงโดยมีค่าตั้งแต่ 0.1 มิลลิเมตร ถึง 1.5 มิลลิเมตร และในแนวนอนบอกให้ทราบถึงค่าอิมพีแดนซ์ของสายนำสัญญาณสตริประนาบร่วมที่เปลี่ยนแปลงไป จากกราฟพบว่าเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงความกว้างของสายนำสัญญาณสตริประนาบร่วมเพิ่มมากขึ้นเรื่อยๆ โดยที่ระยะช่องว่างของสตริปคงที่จากการสังเกตพบว่าค่าอิมพีแดนซ์ของโครงสร้างสตริประนาบร่วม มีค่าเพิ่มขึ้นเมื่อความกว้างของสายนำสัญญาณสตริประนาบร่วมลดลง

3.8 สรุปการหาค่าอิมพีแดนซ์ของโครงสร้างสายนำสัญญาณแบบสตริประนาบร่วม

จากการศึกษาในบทนี้ทำให้สามารถคำนวณหาอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของโครงสร้างสายนำสัญญาณแบบสตริประนาบร่วม เพื่อเป็นพื้นฐานที่จะนำไปใช้งานกับวงจรแปลงไมโครสตริปเป็นโครงสร้างสตริประนาบร่วมสองความถี่และป้อนสัญญาณให้กับสายอากาศช่วงเรียวในบทต่อไป จากการศึกษาพารามิเตอร์ต่าง ๆ สรุปได้ว่าถ้าระยะห่างของสตริปเพิ่มมากขึ้นทำให้มีค่าความจุไฟฟ้าลดลงมี ผลทำให้ค่าอิมพีแดนซ์ของโครงสร้างสตริประนาบร่วมก็มีค่าเพิ่มขึ้นเช่นกันแสดงได้ดังรูปที่ 3.10 ในทางกลับกันเมื่อความกว้างของสายนำสัญญาณสตริประนาบร่วมเพิ่มขึ้น จะทำให้ค่าความจุทางไฟฟ้ามากขึ้นมีผลให้ค่าอิมพีแดนซ์ของโครงสร้างสตริประนาบร่วมมีค่าลดลงแสดงได้ดังรูปที่ 3.11

บทที่ 4

การออกแบบวงจรแปลงอิมพีแดนซ์แบบสองความถี่

4.1 บทนำ

วงจรแปลงอิมพีแดนซ์มีการใช้กันอย่างแพร่หลายในวงจรไมโครเวฟและวงจรความถี่ต่ำ ซึ่งที่พบมากจะเป็นการแปลงอิมพีแดนซ์ที่มีค่าน้อย ไปยังอิมพีแดนซ์ที่มีค่ามากทำให้วงจรสองวงจรที่มีอิมพีแดนซ์แตกต่างกันให้มีการแมตช์กันอย่างสมบูรณ์ หรือเพื่อใช้ประโยชน์ในการเชื่อมต่อวงจรที่มีอิมพีแดนซ์มากกว่า หรือน้อยกว่า 50 โอห์มให้สามารถนำวงจรดังกล่าวมาเชื่อมต่อกับพอร์ต SMA ในการนำไปต่อวงจรทดสอบกับเครื่องวิเคราะห์โครงข่าย (Network Analyzer) วงจรแปลงอิมพีแดนซ์ที่ใช้งานส่วนมากแล้วจะใช้โครงสร้างสายนำสัญญาณที่มีการแปลงอิมพีแดนซ์แบบหนึ่งส่วนสี่ความยาวคลื่น (Quarter Wave Transformer) โดยการแปลงดังกล่าวจะมีการตอบสนองได้ดีที่ความถี่เดียว สำหรับในบทนี้จะทำการศึกษาการออกแบบวงจรแปลงโครงสร้างอิมพีแดนซ์ที่มีการตอบสนองแบบสองความถี่ซึ่งสามารถออกแบบวงจรได้โดยการกำหนดค่าอิมพีแดนซ์และความถี่ได้ตามต้องการ

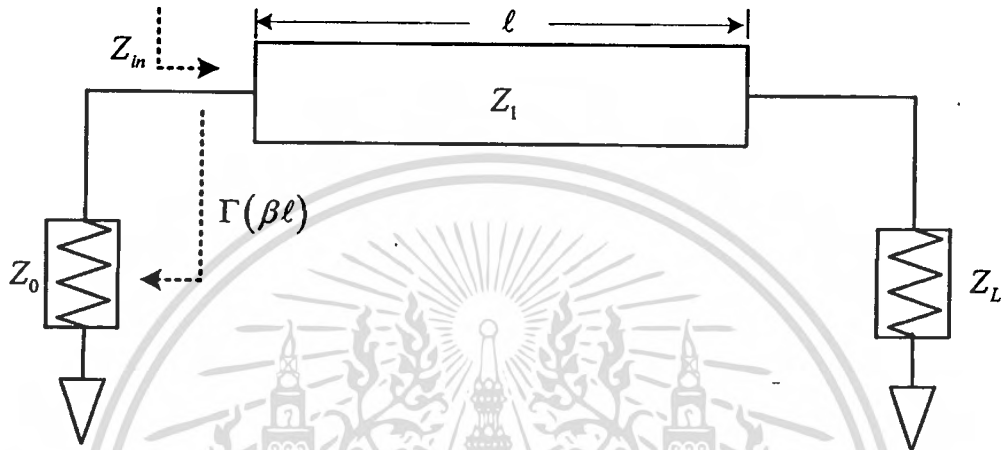
4.2 วงจรแปลงอิมพีแดนซ์หนึ่งส่วนสี่ความยาวคลื่น (The Quarter-Wave Transformer)

วงจรแปลงอิมพีแดนซ์แบบหนึ่งส่วนสี่ความยาวคลื่นแสดงดังรูปที่ 4.1 จุดเด่นของวงจรแปลงอิมพีแดนซ์หนึ่งส่วนสี่ความยาวคลื่น คือสามารถออกแบบได้ง่าย โครงสร้างของวงจรไม่ซับซ้อน เมื่อทราบอิมพีแดนซ์ทางด้านอินพุตหรืออิมพีแดนซ์คุณลักษณะ Z_0 และอิมพีแดนซ์ทางด้านเอาต์พุต Z_L เมื่อต้องการแมตช์อิมพีแดนซ์ทางด้านอินพุตกับเอาต์พุตให้เข้ากัน โดยจะมีวงจรแปลงอิมพีแดนซ์เชื่อมต่ออยู่ตรงกลางที่มีอิมพีแดนซ์คุณลักษณะคือ Z_1 และมีความยาวของสายนำสัญญาณคือ ℓ ดังแสดงในรูปที่ 4.1 เมื่อกำหนดให้ไม่มีการสูญเสียในสายนำสัญญาณ และมีความยาวของสายนำสัญญาณมีความยาวเท่ากับหนึ่งส่วนสี่ความยาวคลื่น ($\lambda/4$) เมื่อทราบสมการหาค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ Z_{in} ซึ่งเป็นสมการพื้นฐานสามารถหาค่าอิมพีแดนซ์ Z_1 ได้ดังต่อไปนี้ [54] และ [55]

$$Z_{in} = Z_1 \frac{Z_L + jZ_1 \tan(\beta\ell)}{Z_1 + jZ_L \tan(\beta\ell)} \quad (4.1)$$

เมื่อกำหนดให้ค่าคงที่เฟส (Phase Constant) สัมพันธ์กับค่าคงตัวความยาวคลื่น (Wavelength Constant) คือ $\beta = 2\pi/\lambda_g$ สายนำสัญญาณมีความยาวทางไฟฟ้า มีค่าเท่ากับ $l = \lambda_g/4$ โดยที่ λ_g เป็นค่าความยาวคลื่นในสายนำสัญญาณ ดังนั้นสามารถแทนค่าดังกล่าวเพื่อหาค่า βl ได้คือ

$$\beta l = \pi/2 \quad (4.2)$$



รูปที่ 4.1 วงจรแปลงอิมพีแดนซ์แบบหนึ่งส่วนสี่ความยาวคลื่น

นำค่า βl จากสมการที่ (4.2) มาแทนลงในสมการที่ (4.1) เพื่อหาค่าอิมพีแดนซ์อินพุต Z_{in} ได้ดังนี้

$$Z_{in} = \frac{Z_1^2}{Z_L} \quad (4.3)$$

เมื่อกำหนดให้ ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน (Γ) มีค่าเท่ากับศูนย์ นั่นคือ $Z_{in} = Z_0$ ดังนั้นจากสมการที่ (4.3) สามารถคำนวณหาค่า Z_1 ได้ดังนี้

$$Z_1 = \sqrt{Z_0 Z_L} \quad (4.4)$$

จากสมการข้างต้นทำให้สามารถคำนวณหาอิมพีแดนซ์ Z_1 โดยสายนำสัญญาณมีความยาวหนึ่งส่วนสี่ของความยาวคลื่น ดังนั้นสามารถที่จะคำนวณหาค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนทางด้านอินพุต $\Gamma(\beta l)$ ดังต่อไปนี้

$$\Gamma(\beta\ell) = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0} = \frac{Z_1(Z_L - Z_0) + j\beta\ell(Z_1^2 - Z_0Z_L)}{Z_1(Z_L + Z_0) + j\beta\ell(Z_1^2 + Z_0Z_L)} \quad (4.5)$$

จากสมการที่ (4.4) สามารถจัดรูปสมการใหม่ได้เป็น $Z_1^2 = Z_0Z_L$ และทำให้สามารถลดขนาดของสมการที่ (4.5) ได้ดังต่อไปนี้

$$\Gamma(\beta\ell) = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0 + j\beta\ell\sqrt{Z_0Z_L}} \quad (4.6)$$

จากสมการที่ (4.7) สามารถจัดรูปใหม่เพื่อคำนวณหาค่าขนาดของสัมประสิทธิ์การสะท้อนทางด้านอินพุต $|\Gamma(\beta\ell)|$ ได้ดังต่อไปนี้

$$|\Gamma(\beta\ell)| = \frac{1}{\left\{1 + \left[4Z_0Z_L / (Z_L - Z_0)^2\right] \sec^2(\beta\ell)\right\}^{1/2}} \quad (4.7)$$

จากสมการที่ (4.7) สามารถคำนวณค่าโดยประมาณได้ดังต่อไปนี้

$$|\Gamma(\beta\ell)| \approx \frac{|Z_L - Z_0|}{2\sqrt{Z_0Z_L}} |\cos(\beta\ell)| \quad (4.8)$$

ผลการตอบสนองที่ได้จากการประมาณค่าสำหรับวงจรแปลงอิมพีแดนซ์หนึ่งในสี่ความยาวคลื่นที่ใกล้เคียงกับความถี่ที่ออกแบบแสดงได้ดังรูปที่ 4.2 จากรูปแสดงความสัมพันธ์ระหว่างขนาดของสัมประสิทธิ์การสะท้อนกับมุม θ โดยพิจารณาที่สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับที่มีค่ามากที่สุดคือ Γ_m มุมที่มากที่สุดคือ θ_m ดังนั้นสามารถคำนวณช่วงกว้างความถี่ ($\Delta\theta$) ของวงจรแปลงอิมพีแดนซ์หนึ่งส่วนสี่ความยาวคลื่นได้ดังต่อไปนี้

$$\Delta\theta = 2\left(\frac{\pi}{2} - \theta_m\right) \quad (4.9)$$

ดังนั้นสมการที่ (4.7) เมื่อกำหนดให้ $\Gamma = \Gamma_m$ และ $\theta = \theta_m$ ที่ $\theta = \pi - \theta_m$ สามารถคำนวณหาค่า Γ_m และ θ_m ได้ดังสมการต่อไปนี้

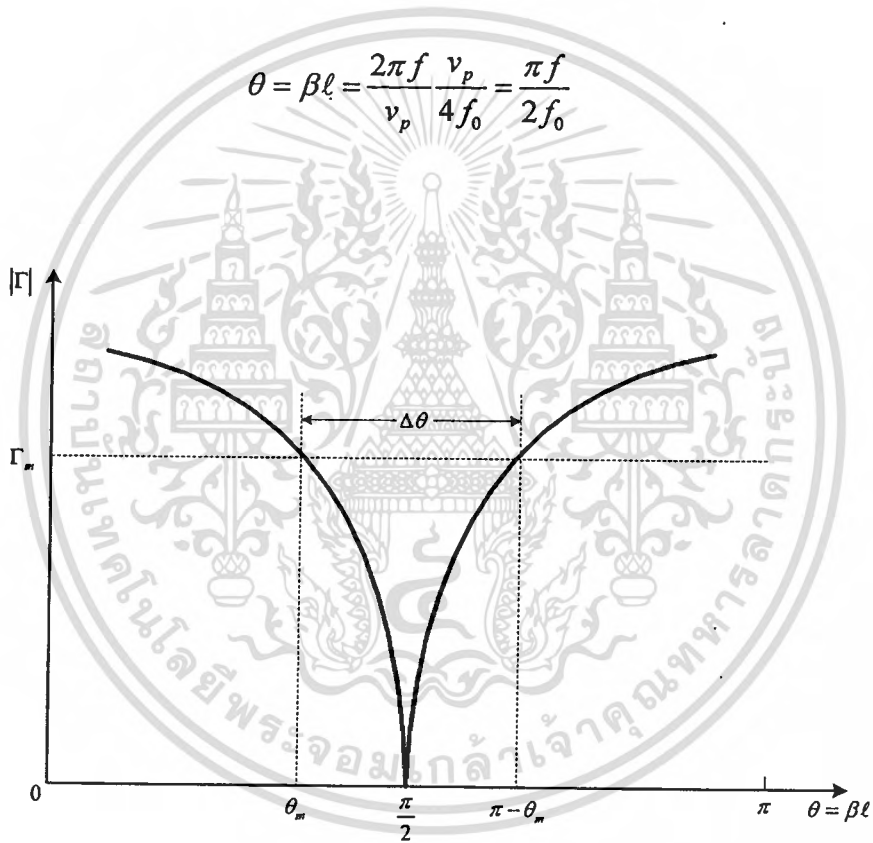
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{1}{\Gamma_m} = 1 + \left(\frac{2\sqrt{Z_0 Z_L}}{Z_0 - Z_L} \sec \theta \right)^2$$

หรือ

$$\cos \theta_m = \frac{\Gamma_m}{\sqrt{1 - \Gamma_m^2}} \frac{2\sqrt{Z_0 Z_L}}{|Z_L - Z_0|} \quad (4.10)$$

เมื่อกำหนดให้สายนำสัญญาณเป็นโหมด TEM ดังนั้น



รูปที่ 4.2 ขนาดของสัมประสิทธิ์การสะท้อนของวงจรแปลงอิมพีแดนซ์แบบหนึ่งส่วนสี่ความยาวคลื่น

ดังนั้นความถี่ของแบนด์ต่ำสุดที่ $\theta = \theta_m$ ก็คือ

$$f_m = \frac{2\theta_m f_0}{\pi}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

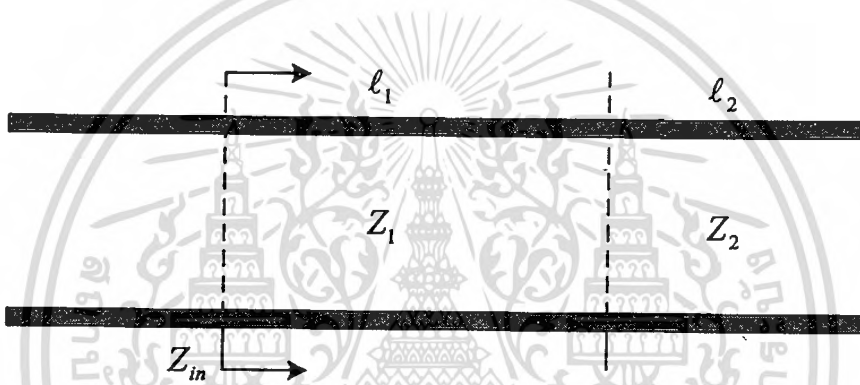
สามารถคำนวณหาค่าช่วงกว้างความถี่ได้ดังสมการต่อไปนี้

$$\frac{\Delta f}{f_0} = 2 - \frac{4}{\pi} \cos^{-1} \left[\frac{\Gamma_m}{\sqrt{1 - \Gamma_m^2}} \frac{2\sqrt{Z_0 Z_L}}{|Z_L - Z_0|} \right] \quad (4.11)$$

และสามารถศึกษาวงจรแปลงโครงสร้างที่ตอบสนองความถี่เดียวที่หลากหลายได้จากภาคผนวก ก.

4.3 การแปลงอิมพีแดนซ์ 2 ความถี่โดยใช้สายนำสัญญาณ 2 ส่วน

(A Small Dual-Frequency Transformer in Two Sections)



รูปที่ 4.3 โครงสร้างส่วนแปลงอิมพีแดนซ์สายนำสัญญาณสองส่วนสำหรับความถี่คู่

อินพุตอิมพีแดนซ์ Z_{in} ของสายนำสัญญาณแบบ 2 ส่วนแสดงดังรูปที่ 4.3 โดยสามารถคำนวณหาค่า Z_{in} ได้ดังสมการที่ (4.21) [56]

$$Z_{in} = Z_1 \frac{Z'_L + jZ_1 \tan(\beta l_1)}{Z_1 + jZ'_L \tan(\beta l_1)} \quad (4.12)$$

$$Z'_L = Z_2 \frac{Z_L + jZ_2 \tan(\beta l_2)}{Z_2 + jZ_L \tan(\beta l_2)} \quad (4.13)$$

เมื่อต้องการให้อินพุตอิมพีแดนซ์มีค่าเท่ากับ Z_0 ที่ตอบสนองความถี่ได้สองความถี่นั้นกำหนดให้ความถี่ดังกล่าวก็คือความถี่ f_1 และความถี่ f_2 นั้นเอง เมื่อพิจารณาจากสมการที่ (4.12) โดยกำหนดให้ $Z_{in} = Z_0$ และทำการแก้สมการจะได้ค่า Z'_L ได้ผลลัพธ์ดังสมการที่ (4.14)
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Z'_L = Z_1 \frac{Z_0 - jZ_1 \tan(\beta l_1)}{Z_1 + jZ_0 \tan(\beta l_1)} \quad (4.14)$$

เมื่อพิจารณาสมการที่ (4.13) และ (4.14) สามารถจัดรูปสมการใหม่ได้ดังต่อไปนี้

$$(Z_1^2 R_L - Z_2^2 Z_0) \tan(\beta l_1) \tan(\beta l_2) = Z_1 Z_2 (R_L - Z_0) \quad (4.15)$$

$$Z_1 (Z_2^2 - R_L Z_0) \tan(\beta l_2) = Z_2 (R_L Z_0 - Z_1^2) \tan(\beta l_1) \quad (4.16)$$

จะได้รับสมการเหล่านี้โดยการแยกส่วนประกอบจำนวนจริงและจำนวนจินตภาพ เมื่อกำหนดให้พารามิเตอร์เป็นของจำนวนจริง ดังสมการที่ (4.15) และ (4.16) และกำหนดค่าพารามิเตอร์ขึ้นมาใหม่สองตัวแปรก็คือ α และ γ ทั้งสองสมการดังกล่าวสามารถนำมาจัดรูปสมการใหม่ได้ผลลัพธ์ดังนี้

$$\tan(\beta l_1) \tan(\beta l_2) = \alpha \equiv \frac{Z_1 Z_2 (R_L - Z_0)}{(Z_1^2 R_L - Z_2^2 Z_0)} \quad (4.17)$$

$$\frac{\tan(\beta l_1)}{\tan(\beta l_2)} = \gamma \equiv \frac{Z_1 (Z_2^2 - R_L Z_0)}{Z_2 (R_L Z_0 - Z_1^2)} \quad (4.18)$$

นำสมการที่ (4.17) และ สมการที่ (4.18) มาจัดรูปสมการเสียใหม่ได้ผลลัพธ์ดังนี้

$$(\tan(\beta l_1))^2 = \alpha \gamma \quad (4.19)$$

$$(\tan(\beta l_2))^2 = \frac{\alpha}{\gamma} \quad (4.20)$$

จากสมการที่ (4.19) และ (4.20) เมื่อนำมาประยุกต์ใช้ในงานให้สมการดังกล่าวสามารถทำงานได้ที่สองความถี่คือที่ความถี่ f_1 และ f_2 ซึ่งแสดงความสัมพันธ์ดังสมการที่ (4.21ก) ถึง (4.21ง)

$$(\tan(\beta_1 l_1))^2 = \alpha \gamma \quad (4.21ก)$$

$$(\tan(\beta_2 l_1))^2 = \alpha \gamma \quad (4.21ข)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$(\tan(\beta_1 l_1))^2 = \frac{\alpha}{\gamma} \quad (4.21ค)$$

$$(\tan(\beta_2 l_2))^2 = \frac{\alpha}{\gamma} \quad (4.21ง)$$

เมื่อพิจารณาจากสมการที่ (4.21ก) และสมการที่ (4.21ข) จะได้ความสัมพันธ์ความดังสมการต่อไปนี

$$\tan(\beta_2 l_1) = \pm \tan(\beta_1 l_1) \quad (4.22)$$

เพื่อให้การแก้ไขสมการง่ายขึ้นดังนั้นจะกำหนดค่าสมการดังต่อไปนี้

$$\beta_2 l_1 \pm \beta_1 l_1 = n\pi \quad (4.23)$$

กำหนดให้ n เป็นตัวเลขจำนวนเต็ม ในทำนองเดียวกับ สมการที่ (4.21ค) และ (4.21ง) ทำการจัดรูปสมการใหม่ได้เป็น

$$\beta_2 l_2 \pm \beta_1 l_2 = m\pi \quad (4.24)$$

โดยที่กำหนดให้ m เป็นตัวเลขจำนวนเต็ม สิ่งที่น่าสนใจก็คือการเปลี่ยนแปลงเพียงเล็กน้อย โดยเลือกค่าบวกในสมการ (4.23) และ (4.24) และกำหนดให้ $m = n = 1$ (สมมุติให้ $f_2 \geq f_1$) จะได้ว่า

$$l_1 = l_2 \quad (4.25ก)$$

$$l_2 = \frac{\pi}{\beta_2 + \beta_1} \quad (4.25ข)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อทราบความยาวของสายนำสัญญาณก็สามารถที่จะหาค่า α และ γ โดยใช้สมการที่ (4.17) และสมการที่ (4.18) ซึ่งสมการจะตอบสนองความถี่ใช้งาน f_1 หรือ f_2 เมื่อนำสมการที่ (4.25ก) แทนค่าลงในสมการที่ (4.17) และสมการที่ (4.18) จะได้ผลลัพธ์ดังนี้

$$\alpha = (\tan(\beta_1 \ell_1))^2 \quad (4.26)$$

$$\gamma = 1 \quad (4.27)$$

จากสมการที่ (4.27) นำมาแทนค่าลงในสมการที่ (4.18) จะได้ผลลัพธ์ดังนี้

$$Z_0 R_L = Z_1 R_2 \quad (4.28)$$

สามารถจะใช้สมการที่ (4.28) ได้โดยกำหนด $(Z_1 + Z_2) \neq 0$ เมื่อแทนสมการที่ (4.28) ลงในสมการที่ (4.17) จะได้ผลลัพธ์ดังนี้

$$Z_1^2 R_L - Z_2^2 Z_0 = \frac{Z_0 R_L (R_L - Z_0)}{\alpha} \quad (4.29)$$

นำสมการที่ (4.28) แทนค่าลงในสมการที่ (4.29) , ผลลัพธ์ของ Z_1 หรือ Z_2 คือสมการอันดับที่สี่ที่หาคำตอบอย่างง่ายของอันดับที่ 2 และกำลังสองของ Z_1 หรือ Z_2 ใช้วิธีแก้สมการโดยวิธีมาตรฐานโดยทั่วไปแล้วผลลัพธ์ที่ได้จะเป็นค่าอิมพีแดนซ์ของสายนำสัญญาณที่เป็นจำนวนจริงดังสมการต่อไปนี้

$$Z_1 = \sqrt{\frac{Z_0}{2\alpha}(R_L - Z_0) + \sqrt{\left[\frac{Z_0}{2\alpha}(R_L - Z_0)\right]^2 + Z_0^3 R_L}} \quad (4.30)$$

และเมื่อพิจารณาสมการที่ (4.28) จะหาค่าอิมพีแดนซ์ Z_2 ได้ดังต่อไปนี้

$$Z_2 = \frac{Z_0 R_L}{Z_1} \quad (4.31)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คังสมการที่กล่าวมาแล้วนั้นจะได้รับความสมบูรณ์ของสมการในการออกแบบสำหรับการแปลงสายนำสัญญาณแบบ 2 ส่วนแต่ก่อนที่จะนำสมการดังกล่าวไปใช้งานในบทต่อไปนั้น นักวิจัยควรที่จะศึกษาการตอบสนองของวงจรที่ได้จากการคำนวณค่าอิมพีแดนซ์ในแต่ละกรณีเพื่อทำให้ทราบว่าในแต่ละกรณีที่พิจารณานั้นมีผลแตกต่างกันอย่างไร โดยจะแยกพิจารณาเป็น 3 กรณีดังต่อไปนี้

กรณีที่ 1 โพลเดี่ยว (Single-Pole)

ใช้สำหรับกรณี $f_2 \gg f_1$ ดังนั้นเมื่อพิจารณาถึงผลรวมของความยาวของสายนำสัญญาณจะมีค่าความยาวโดยประมาณดังนี้

$$\alpha \approx (\beta_1 l_1)^2 \quad (4.32)$$

ดังนั้นจากสมการที่ (4.30) และ (4.31) สามารถหาค่าอิมพีแดนซ์ Z_1 และ Z_2 ได้ดังสมการที่ (4.33) และ สมการที่ (4.34) กล่าวคือ

$$Z_1 \approx \frac{\sqrt{Z_0 |R_L - Z_0|}}{\beta_1 l_1} \quad (4.33)$$

$$Z_2 \approx \beta_1 l_1 R_L \sqrt{\frac{Z_0}{|R_L - Z_0|}} \quad (4.34)$$

กรณีที่ 2 โพลคู่ (Double Pole)

ในกรณีนี้ ก็คือ $f_2 = f_1$ นั้นเองและกำหนดให้ความยาวของสายนำสัญญาณมีค่าเท่ากับหนึ่งในสี่ความยาวคลื่น ดังนั้นสามารถหาค่าอิมพีแดนซ์ Z_1 และ Z_2 ได้ดังนี้

$$Z_1 = \frac{Z_0^{3/4}}{R_L^{1/4}} \quad (3.35)$$

$$Z_2 = R_L^{3/4} \times Z_0^{1/4} \quad (3.36)$$

กรณีที่ 3 คุณสมบัติความเป็นสมมาตร (Symmetry Properties)

เมื่อกำหนดให้พารามิเตอร์ K คืออัตราส่วนของการแปลงอิมพีแดนซ์ (Impedance Transformer Ratio) โดยมีความสัมพันธ์กับค่าอิมพีแดนซ์ดังต่อไปนี้

$$K = \frac{Z_0}{R_L} \quad (4.37)$$

ดังนั้นเมื่อพิจารณาสมการที่ (4.30) และเปลี่ยนรูปแบบสมการใหม่ให้มีความสัมพันธ์กับค่าพารามิเตอร์ K ในสมการที่ (4.37) ทำให้สมการที่ (4.30) เป็นดังนี้

$$\frac{Z_1}{R_L} = \sqrt{\frac{K}{2\alpha}(1-K) + \sqrt{\left[\frac{K}{2\alpha}(1-K)\right]^2 + K^3}} \quad (4.38)$$

พิจารณาสมการที่ (4.31) กับสมการที่ (4.38) ให้มีความสัมพันธ์กับค่าพารามิเตอร์ K เพื่อหาค่าอิมพีแดนซ์ Z_2 และค่า K มีความสัมพันธ์กับค่า $1/K$ ดังนี้

$$\left. \frac{Z_1}{R_L} \right|_{K=K_0} = \left. \frac{Z_2}{Z_0} \right|_{K=1/K_0} \quad (4.39ก)$$

$$\left. \frac{Z_2}{R_L} \right|_{K=K_0} = \left. \frac{Z_1}{Z_0} \right|_{K=1/K_0} \quad (4.39ข)$$

4.4 การตอบสนองของวงจรแปลงอิมพีแดนซ์

ในหัวข้อนี้จะทำการเปรียบเทียบวงจรแปลงโครงสร้างต่าง ๆ ที่ได้ศึกษามาแล้วในหัวข้อที่ผ่านมา โดยจะทำการออกแบบวงจรแปลงโครงสร้างแบบหนึ่งในสี่ความยาวคลื่น วงจรแปลงโครงสร้างแบบโพลเดี่ยว วงจรแปลงโครงสร้างแบบโพลคู่ และวงจรแปลงโครงสร้างแบบสองโพล หลังจากนั้นจะศึกษาความสัมพันธ์ของค่าพารามิเตอร์ K ที่มีความแตกต่างกันโดยการจำลองการทำงานวงจรด้วยโปรแกรม ADS Momentum™ 2003 เพื่อศึกษาผลการตอบสนองของวงจรว่ามีความแตกต่างกันอย่างไร

ในส่วนแรกของหัวข้อนี้จะทำการออกแบบวงจรแปลงโครงสร้างจำนวน 4 วงจรโดยกำหนดให้มีวงจรแปลงอิมพีแดนซ์จาก 50 โอห์มไปเป็นเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ 100 โอห์ม นั่นก็คือค่า $K = 1/4$ ดังนั้นค่าพารามิเตอร์ของวงจรแสดงดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมีให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

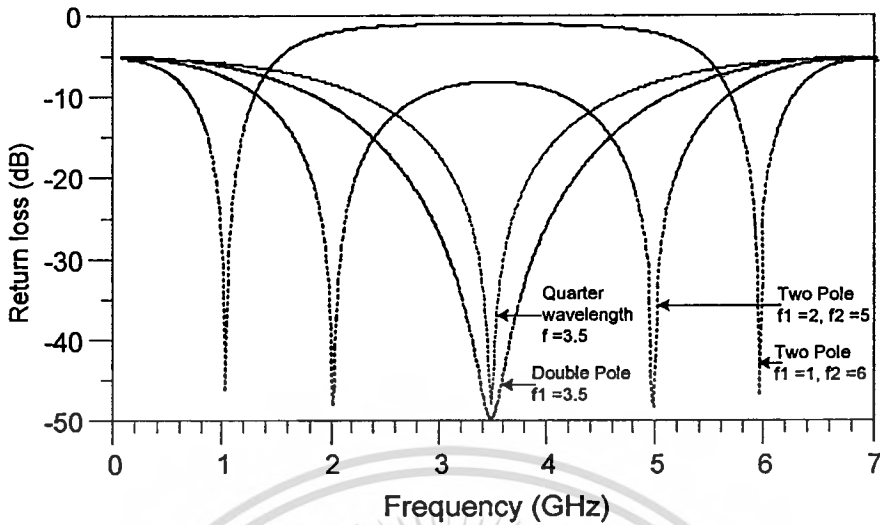
1. วงจรแปลงโครงสร้างแบบหนึ่งในสี่ความยาวคลื่น โดยมีค่าความถี่กลาง $f_c = 3.5$ GHz
2. วงจรแปลงโครงสร้างแบบโพลคู่ โดยมีค่าความถี่กลาง $f_1 = f_2 = 3.5$ GHz
3. วงจรแปลงโครงสร้างแบบสองโพล โดยมีค่าความถี่กลาง $f_1 = 3.5$ GHz และ $f_2 = 5$ GHz
4. วงจรแปลงโครงสร้างแบบสองโพล โดยมีค่าความถี่กลาง $f_1 = 1$ GHz และ $f_2 = 6$ GHz

ค่าพารามิเตอร์ของวงจรแปลงโครงสร้างทั้งสี่วงจรแสดงดังตารางที่ 4.1 ซึ่งกำหนดให้ค่า K มีค่าคงที่เท่ากับ $1/4$ และวงจรแปลงอิมพีแดนซ์จาก 50 โอห์มเป็นอิมพีแดนซ์ 100 โอห์ม

ตารางที่ 4.1 ค่าพารามิเตอร์ของวงจรแปลงโครงสร้างเมื่อ $K=1/4$

วงจร	f_1 (GHz)	f_2 (GHz)	Z_1 (โอห์ม)	Z_2 (โอห์ม)	ℓ (degree)
¼ ความยาวคลื่น	$f_c = 3.5$	-	100	-	90
แบบโพลคู่	3.5	3.5	70.7	141.4	90
แบบสองโพล	2	5	89	112.3	51.4
แบบสองโพล	1	6	55	181.9	25.7

ขนาดของสัมประสิทธิ์การสะท้อนของวงจรแปลงอิมพีแดนซ์ แบบหนึ่งส่วนสี่ความยาวคลื่น แบบโพลคู่และสองโพลที่ได้จากการจำลองการทำงาน แสดงดังรูปที่ 4.4 พิจารณาจากรูปจะเห็นว่าวงจรแปลงโครงสร้างพื้นฐานคือวงจรแปลงโครงสร้างแบบหนึ่งในสี่ความยาวคลื่นที่ใช้กันอย่างแพร่หลาย มีการตอบสนองได้ดีที่ความถี่เดียวคือความถี่ 3.5 GHz และมีช่วงกว้างความถี่เท่ากับ 1.7 GHz วงจรแปลงโครงสร้างแบบโพลคู่ วงจรมีการตอบสนองได้ดีที่ความถี่ 3.5 GHz เช่นเดียวกันเมื่อพิจารณาจากกราฟจะเห็นว่ามีความถี่ที่มากกว่าวงจรแปลงโครงสร้างแบบหนึ่งในสี่ความยาวคลื่น สำหรับวงจรแปลงโครงสร้างแบบสองโพลวงจรแรกมีการตอบสนองที่ความถี่ $f_1 = 3.5$ GHz และ $f_2 = 5$ GHz วงจรแปลงโครงสร้างแบบสองโพลวงจรที่สองมีการตอบสนองที่ความถี่ $f_1 = 1$ GHz และ $f_2 = 6$ GHz จะเห็นว่าในการออกแบบวงจรแปลงโครงสร้างโดยใช้สมการตามหัวข้อที่ผ่านมาแล้ว ผลก็คือวงจรสามารถตอบสนองความถี่ได้ดีทุกวงจรเป็นไปตามที่ได้ออกแบบเอาไว้



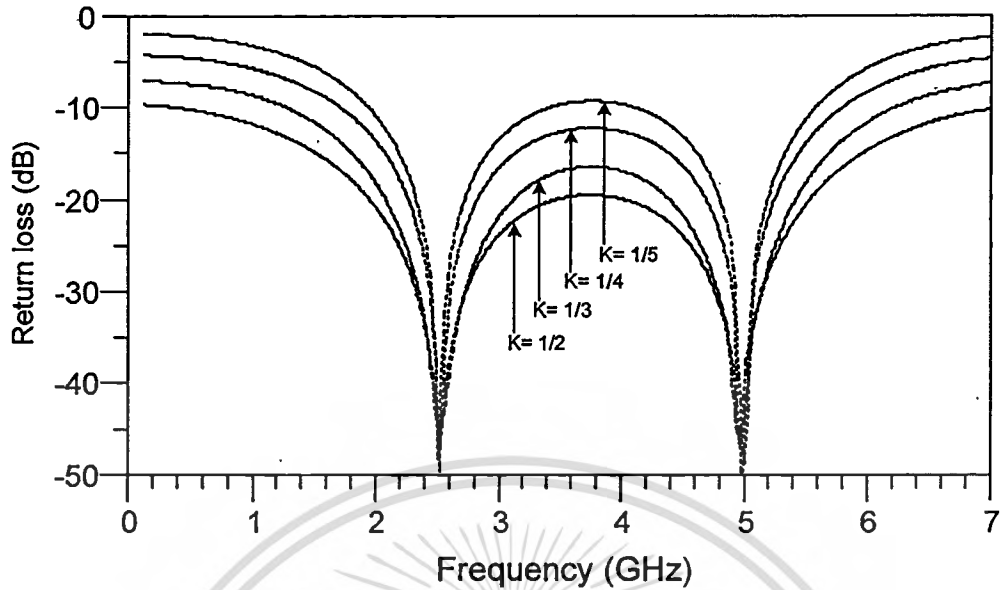
รูปที่ 4.4 ขนาดของสัมประสิทธิ์การสะท้อนของวงจรแปลงอิมพีแดนซ์แบบหนึ่งส่วนสี่ความยาวคลื่น แบบ โพลคู่และแบบสองโพล

เพื่อพิจารณาการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ K กับผลการตอบสนองของวงจรแปลงโครงสร้างแบบสองโพล โดยกำหนดให้ K มีค่าเท่ากับ $1/2$ $1/3$ $1/4$ และ $1/5$ ออกแบบให้วงจรแปลงโครงสร้างมีการตอบสนองได้ดีที่ความถี่กลาง $f_1 = 2.5$ GHz และ $f_2 = 5$ GHz สำหรับค่าพารามิเตอร์ของวงจรแสดงได้ในตารางที่ 4.2

ตารางที่ 4.2 ค่าพารามิเตอร์ของวงจรแปลงโครงสร้างเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่า K

K	Z_0 (โอห์ม)	R_L (โอห์ม)	Z_1 (โอห์ม)	Z_2 (โอห์ม)	l (degree)
$1/2$	50	100	63.00	80.00	60
$1/3$	50	150	74.41	103.58	60
$1/4$	50	200	80.00	125.00	60
$1/5$	50	250	86.60	144.34	60

ขนาดของสัมประสิทธิ์การสะท้อนของวงจรแปลงอิมพีแดนซ์แบบสองโพล โดยที่ค่าพารามิเตอร์ K มีการเปลี่ยนแปลงที่ได้จากการจำลองการทำงาน แสดงดังรูปที่ 4.5 จากรูปวงจรแปลงโครงสร้างมีการตอบสนองได้ดีที่ความถี่ 2.5 GHz และความถี่ 5 GHz เมื่อค่า K มีค่าน้อยลงจะทำให้ช่วงกว้างความถี่มีค่าน้อยลงตามไปด้วยที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมีให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



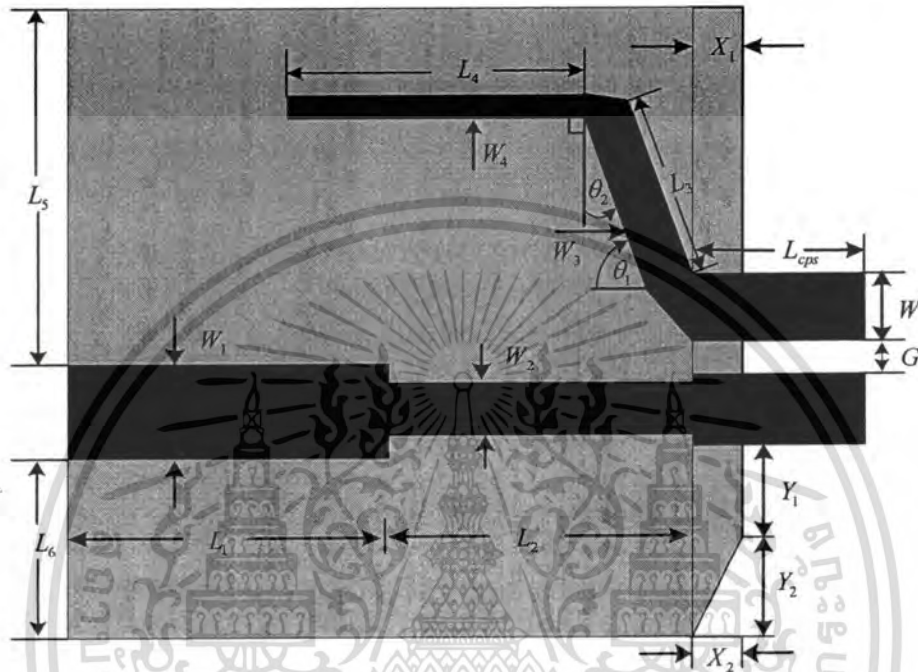
รูปที่ 4.5 ขนาดของสัมประสิทธิ์การสะท้อนของวงจรแปลงอิมพีแดนซ์แบบสองโพลโดยที่ค่าพารามิเตอร์ K มีการเปลี่ยนแปลง

4.5 วงจรแปลงอิมพีแดนซ์กับการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์

ในหัวข้อนี้จะศึกษาการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของวงจรแปลงโครงสร้างแบบสองความถี่เพื่อศึกษาผลการตอบสนองความถี่ในกรณีต่าง ๆ โครงสร้างวงจรแปลงโครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วมแบบสองความถี่แสดงดังรูปที่ 4.6 จากรูปวงจรแปลงโครงสร้างประกอบด้วยส่วนแรกเป็นส่วนของสายนำสัญญาณบน โครงสร้างไมโครสตริปแบบชั้นโดยมีความกว้างเท่ากับ W_1 และ W_2 มีความยาวเท่ากับ L_1 และ L_2 ส่วนที่สองเป็นส่วนของสตริปแบบสองความถี่แบบชั้นโดยมีความกว้างเท่ากับ W_3 และ W_4 มีความยาวเท่ากับ L_3 และ L_4 ส่วนที่สามเป็นส่วนของโครงสร้างสายนำสัญญาณแบบสตริประนาบร่วมโดยมีความกว้างเท่ากับ W ความยาวเท่ากับ L_{cps} สายนำสัญญาณวางห่างกันเป็นระยะทาง G โดยวงจรมีความกว้างของระนาบกราวด์เท่ากับ $L_5 + L_6 + W_1$ ความยาวเท่ากับ $L_1 + L_2$ จะเห็นว่าในส่วนของโครงสร้างสายนำสัญญาณสตริประนาบร่วม จะไม่มีระนาบกราวด์ด้านล่างเมื่อเทียบกับสายนำสัญญาณบนโครงสร้างไมโครสตริป โดยที่สตริป W_3 ทำมุม θ_1 กับแนวระดับและทำมุม θ_2 กับแนวตั้ง สำหรับระนาบกราวด์มีการเปลี่ยนแปลงเป็นระยะ X_1 X_2 Y_1 และ Y_2 ในการพิจารณาจะทำการเปลี่ยนแปลงทุกค่าที่ได้กล่าวมาข้างต้น โดยการวิเคราะห์ทางสนามแม่เหล็กไฟฟ้าด้วยโปรแกรมจำลองการทำงาน ADS Momentum™ 2003 บนแผ่นวงจรพิมพ์รุ่น FR4 มีค่าคงที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไดอิเล็กตริกเท่ากับ (ϵ_r) 4.55 ค่าความหนาของแผ่นฐานรองมีค่าเท่ากับ 1.6 มิลลิเมตร ค่าความหนาของแผ่นตัวนำบางๆ เท่ากับ 18 ไมโครเมตร และมีค่าการสูญเสียของแผ่นวงจรพิมพ์เท่ากับ (δ) 0.02 ทำการออกแบบวงจรให้ตอบสนองที่ความถี่ 0.9 กิกะเฮิรตซ์และ 1.8 กิกะเฮิรตซ์ สำหรับค่าพารามิเตอร์ต่างๆของวงจรแปลงโครงสร้างโครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วมแบบสองความถี่แสดงตารางที่ 4.3

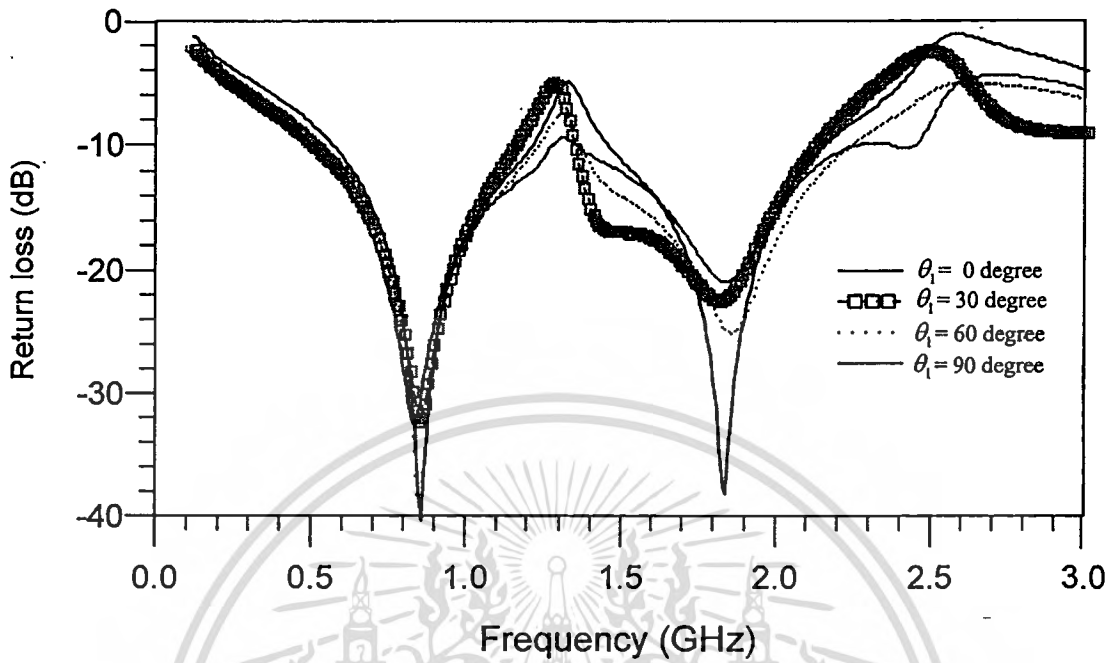


รูปที่ 4.6 โครงสร้างวงจรแปลงโครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วมแบบสองความถี่

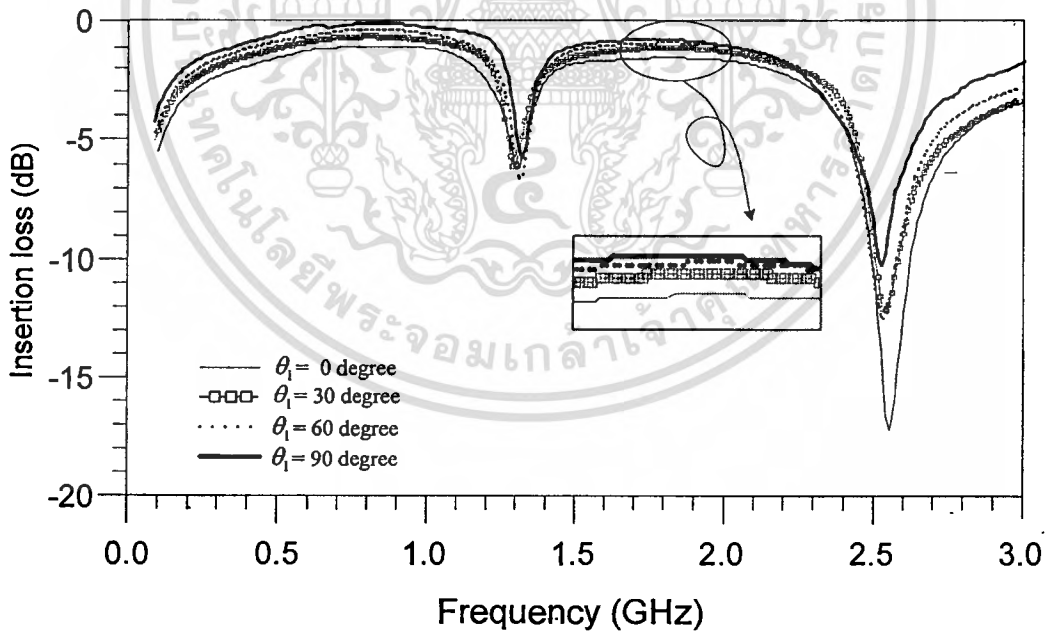
ตารางที่ 4.3 ค่าพารามิเตอร์ของวงจรแปลงโครงสร้างโครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วมแบบสองความถี่

พารามิเตอร์	หน่วย (มิลลิเมตร)	พารามิเตอร์	หน่วย (มิลลิเมตร)
W	0.5	L ₂	30
W ₁	1.2	L ₃	30
W ₂	0.4	L ₄	31
W ₃	4	L ₅	36.13
W ₄	0.4	L ₆	5.25
L ₁	31	L _{cps}	20
G	1.4		

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)



(ข)

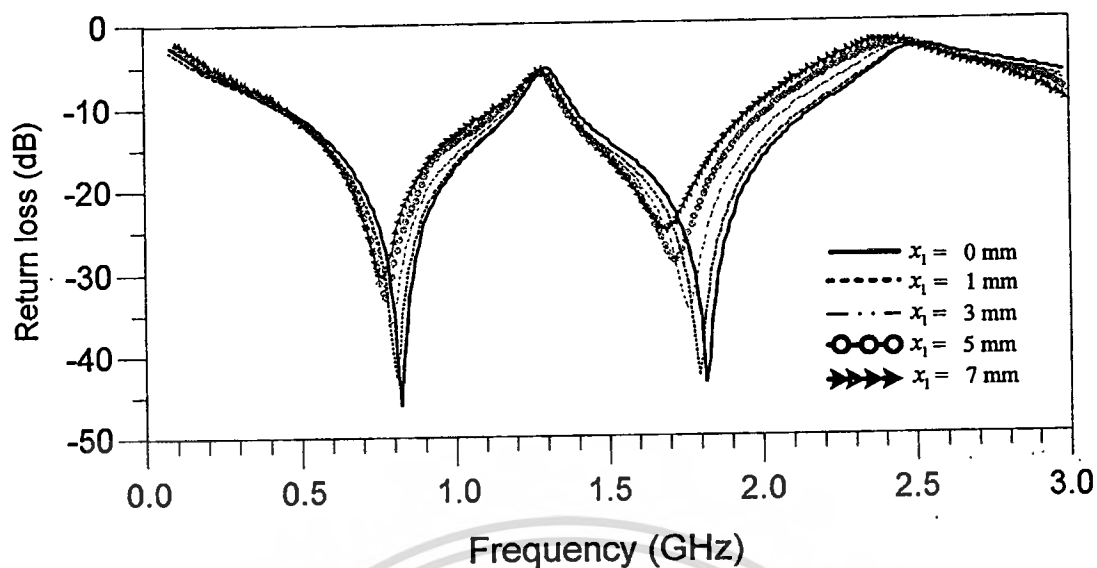
รูปที่ 4.7 ผลการจำลองการทำงานของวงจรไมโครสตริปแปลงอิมพีแดนซ์สองความถี่ตอบสนองที่ความถี่ 0.9 กิกะเฮิรตซ์และ 1.8 กิกะเฮิรตซ์โดยการเปลี่ยนแปลงมุม θ_1 (ก) ค่าขนาดสัมประสิทธิ์การสะท้อน ($|S_{11}|$) และ (ข) ค่าขนาดสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน ($|S_{21}|$)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

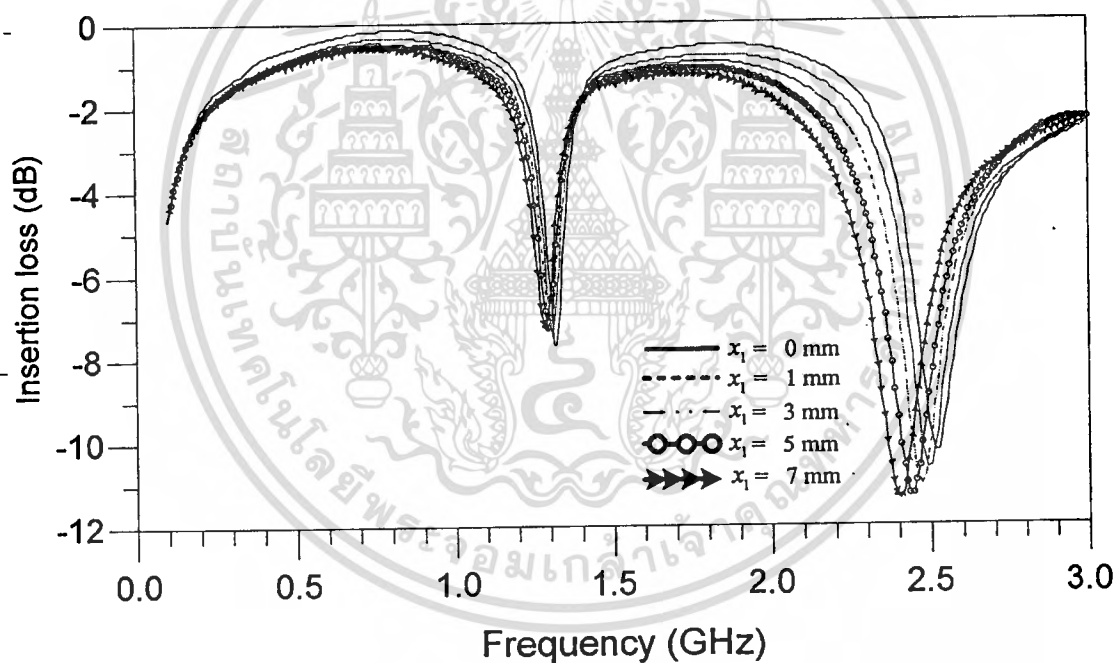
จำลองการทำงานของวงจรแปลงโครงสร้างโดยที่กำหนดให้มีการเปลี่ยนแปลงมุม θ_1 มีค่าเท่ากับ 0 30 60 และ 90 องศา ดังนั้นทำให้มุม θ_2 มีค่าเท่ากับ 90 60 30 และ 0 องศา ดังรูปที่ 4.7 แสดงผลการจำลองการทำงานของวงจรไมโครสตริปแปลงอิมพีแดนซ์สองความถี่ตอบสนองที่ความถี่ 0.9 กิกะเฮิรตซ์และ 1.8 กิกะเฮิรตซ์โดยการเปลี่ยนแปลงมุม θ_1 (ก) ค่าขนาดสัมประสิทธิ์การสะท้อน ($|S_{11}|$) และ (ข) ค่าขนาดสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน ($|S_{21}|$) จากผลการจำลองการทำงานพบว่าเมื่อมุม θ_1 เพิ่มมากขึ้นค่าขนาดสัมประสิทธิ์การสะท้อน จะมีค่ามากขึ้นตามไปด้วย และค่าขนาดสัมประสิทธิ์การส่งผ่านสามารถส่งผ่านได้ดีเมื่อวงจรทำมุม θ_1 มากขึ้นดังนั้นสรุปได้ว่าการออกแบบวงจรควรที่จะออกแบบให้สัดับทำมุม 90 องศา ซึ่งจะทำให้ลดการสูญเสียเนื่องมาจากการคัปปลิงระหว่างสตริปกับสายนำสัญญาณ

จำลองการทำงานของวงจรแปลงโครงสร้างโดยที่กำหนดให้มีการเปลี่ยนแปลงค่าความยาวของ X_1 มีค่าเท่ากับ 0 1 3 5 และ 7 มิลลิเมตร ดังรูปที่ 4.8 แสดงผลการจำลองการทำงานของวงจรไมโครสตริปแปลงอิมพีแดนซ์สองความถี่ตอบสนองที่ความถี่ 0.9 กิกะเฮิรตซ์และ 1.8 กิกะเฮิรตซ์โดยการเปลี่ยนแปลงความยาว X_1 (ก) ค่าขนาดสัมประสิทธิ์การสะท้อน ($|S_{11}|$) และ (ข) ค่าขนาดสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน ($|S_{21}|$) จากผลการจำลองการทำงานของวงจรพบว่าเมื่อ X_1 มีความยาวเพิ่มมากขึ้นค่าขนาดสัมประสิทธิ์การสะท้อน จะมีค่าน้อยลงและช่วงความถี่เกิดการเลื่อนเข้ามาทางด้านความถี่ต่ำทั้งสองความถี่ สำหรับค่าขนาดสัมประสิทธิ์การส่งผ่านสามารถส่งผ่านได้ดีเมื่อ X_1 มีค่าความยาวน้อยลงดังนั้นสรุปได้ว่าการออกแบบวงจรควรที่จะออกแบบให้มีความยาวของกราวด์ X_1 มีค่าเท่ากับ 0 ซึ่งจะทำให้ลดการสูญเสียในสายนำสัญญาณและวงจรส่งผ่านสัญญาณได้ดี

จำลองการทำงานของวงจรแปลงโครงสร้างโดยที่กำหนดให้มีการเปลี่ยนแปลงค่าความยาวของ Y_1 มีค่าเท่ากับ 5 10 15 และ 20 มิลลิเมตร ดังรูปที่ 4.9 แสดงผลการจำลองการทำงานของวงจรไมโครสตริปแปลงอิมพีแดนซ์สองความถี่ตอบสนองที่ความถี่ 0.9 กิกะเฮิรตซ์และ 1.8 กิกะเฮิรตซ์โดยการเปลี่ยนแปลงความยาว Y_1 (ก) ค่าขนาดสัมประสิทธิ์การสะท้อน ($|S_{11}|$) และ (ข) ค่าขนาดสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน ($|S_{21}|$) จากผลการจำลองการทำงานของวงรดังกล่าวพบว่าเมื่อค่า Y_1 เพิ่มมากขึ้นค่าขนาดสัมประสิทธิ์การสะท้อน จะมีค่ามากขึ้นเพียงเล็กน้อย และค่าขนาดสัมประสิทธิ์การส่งผ่านสามารถส่งผ่านได้ดีเช่นเดียวกัน ซึ่งในการออกแบบวงจรไมโครสตริปควรกำหนดให้มีค่าความยาวของ กราวด์ มีค่ามากกว่าความกว้างของสตริปที่ออกแบบเป็นอย่างต่ำแต่ควรที่จะเผื่อเอาไว้ให้มาก ๆ เพื่อจะได้ตัดปัญหาในเรื่องการแพร่กระจายคลื่นของไมโครสตริปโหมคออกไป



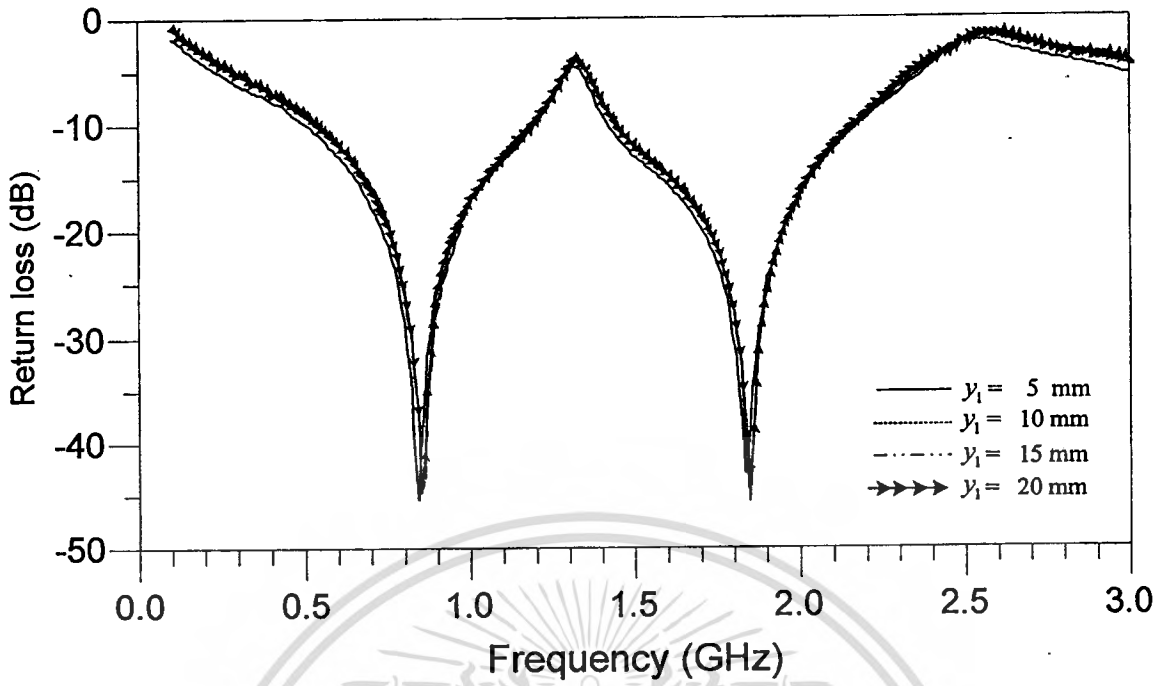
(ก)



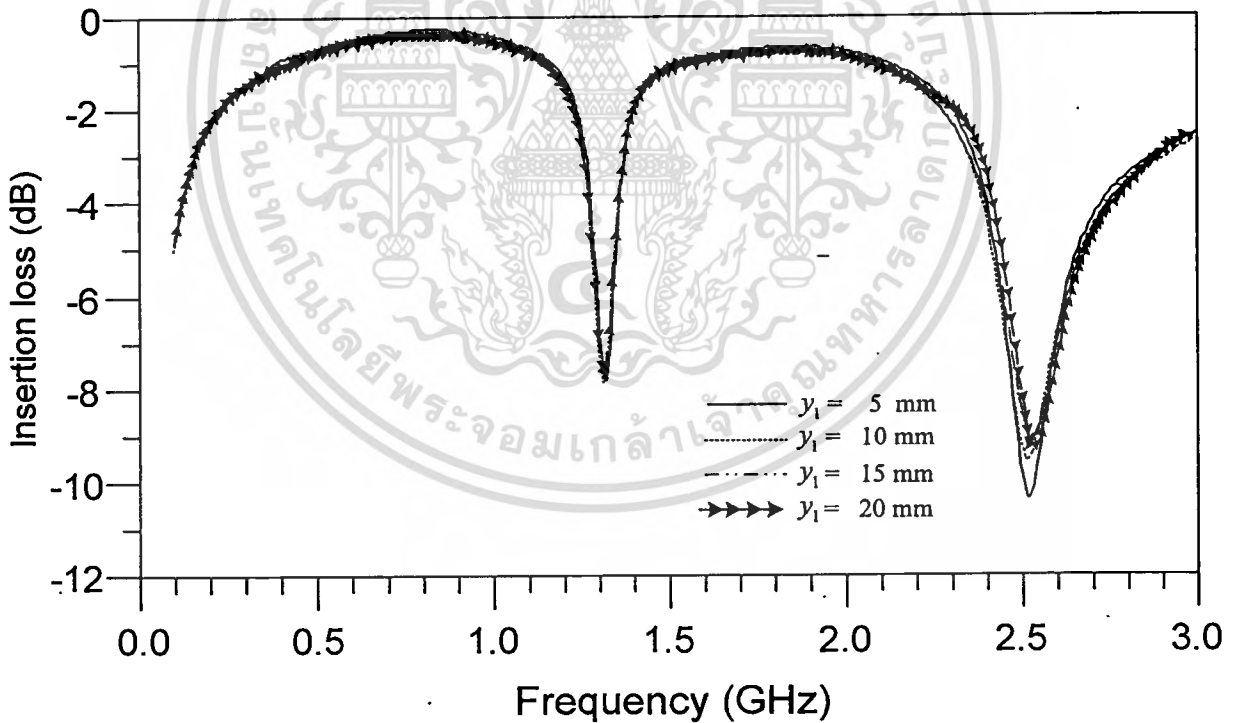
(ข)

รูปที่ 4.8 ผลการจำลองการทำงานของวงจรไมโครสตริปแปลงอิมพีแดนซ์สองความถี่ตอบสนองที่ความถี่ 0.9 กิกะเฮิรตซ์และ 1.8 กิกะเฮิรตซ์โดยการเปลี่ยนแปลงค่า X_1 (ก) ค่าขนาดสัมประสิทธิ์การสะท้อน ($|S_{11}|$) และ (ข) ค่าขนาดสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน ($|S_{21}|$)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)



(ข)

รูปที่ 4.9 ผลการจำลองการทำงานของวงจรไมโครสตริปแปลงอิมพีแดนซ์สองความถี่ตอบสนองที่

ความถี่ 0.9 กิกะเฮิรตซ์และ 1.8 กิกะเฮิรตซ์โดยการเปลี่ยนแปลงค่า Y_1 (ก) ค่าขนาด

สัมประสิทธิ์การสะท้อน ($|S_{11}|$) และ (ข) ค่าขนาดสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน ($|S_{21}|$)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ในงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้เชิงพาณิชย์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จำลองการทำงานของวงจรแปลงโครงสร้างโดยที่กำหนดให้มีการเปลี่ยนแปลงค่าความยาวของ X_2 มีค่าเท่ากับ 0 5 10 15 และ 20 มิลลิเมตร โดยกำหนดให้ค่า Y_2 มีค่าความยาวคงที่เท่ากับ 5 มิลลิเมตร แสดงดังรูปที่ 4.10 จากรูปแสดงผลการจำลองการทำงาน ของวงจรไม่โครสตริปแปลงอิมพีแดนซ์สองความถี่ตอบสนองที่ความถี่ 0.9 กิกะเฮิรตซ์และ 1.8 กิกะเฮิรตซ์โดยการเปลี่ยนแปลงความยาว X_2 (ก) ค่าขนาดสัมประสิทธิ์การสะท้อน ($|S_{11}|$) และ (ข) ค่าขนาดสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน ($|S_{21}|$) จากผลการจำลองการทำงานพบว่าเมื่อความยาว X_2 มีความยาวเพิ่มมากขึ้นค่าขนาดสัมประสิทธิ์การสะท้อน มีการเปลี่ยนแปลงน้อยมากแทบไม่มีการเปลี่ยนแปลงเลย สำหรับค่าขนาดสัมประสิทธิ์การส่งผ่านสามารถส่งผ่านได้ดีเช่นเดียวกัน สรุปได้ว่าการออกแบบวงจรครวที่ที่จะออกแบบให้มีความยาวของกราวด์ X_2 มีค่าเท่ากับ 0 นั่นก็คือไม่ต้องทำการตัดระนาบกราวด์ที่พิจารณาออกเลย ซึ่งจะทำให้การสร้างวงจรง่ายขึ้น

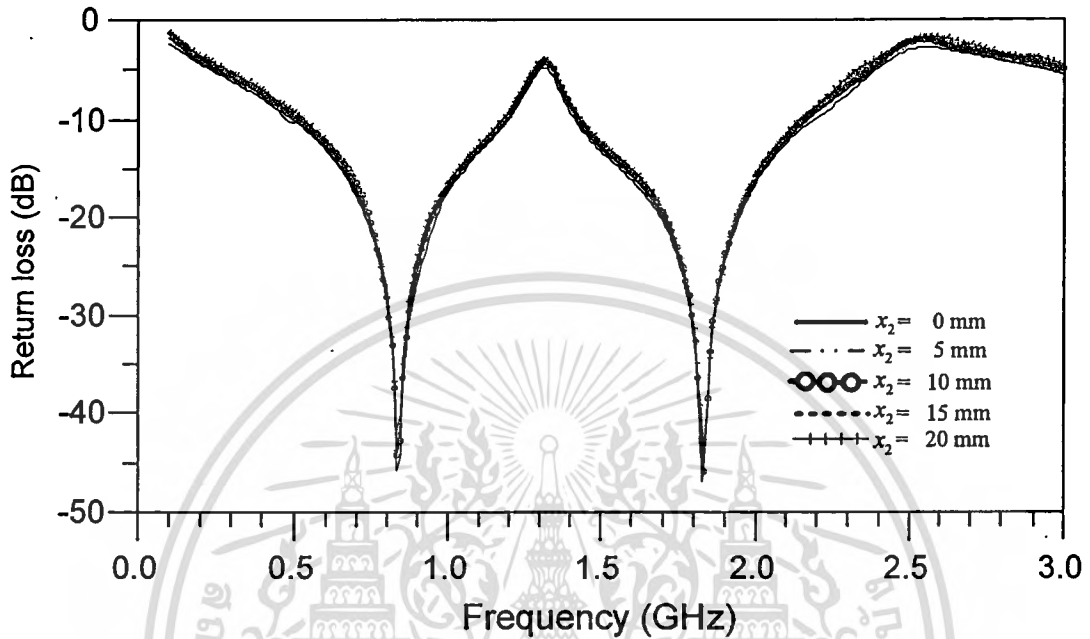
จำลองการทำงานของวงจรแปลงโครงสร้างโดยที่ กำหนดให้มีการเปลี่ยนแปลงค่าความยาวของ Y_2 มีค่าเท่ากับ 0 1 3 และ 5 มิลลิเมตร โดยกำหนดให้ค่า X_2 มีค่าความยาวคงที่เท่ากับ 5 มิลลิเมตร ดังรูปที่ 4.11 แสดงผลการจำลองการทำงาน ของวงจรไม่โครสตริปแปลงอิมพีแดนซ์สองความถี่ตอบสนองที่ความถี่ 0.9 กิกะเฮิรตซ์และ 1.8 กิกะเฮิรตซ์โดยการเปลี่ยนแปลงความยาว Y_2 (ก) ค่าขนาดสัมประสิทธิ์การสะท้อน ($|S_{11}|$) และ (ข) ค่าขนาดสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน ($|S_{21}|$) จากผลการจำลองการทำงานพบว่าเมื่อค่า Y_2 มีค่าน้อยลง ค่าขนาดสัมประสิทธิ์การสะท้อนที่ความถี่สูงมีการเล็กน้อย และค่าขนาดสัมประสิทธิ์การส่งผ่านสามารถส่งผ่านได้ดีที่ความยาวเท่ากับ 5 มิลลิเมตร

จำลองการทำงานของวงจรแปลงโครงสร้างโดยที่กำหนดให้มีการเปลี่ยนแปลงค่าความกว้างของ W_1 มีค่าเท่ากับ 1 1.1 1.2 1.3 และ 1.4 มิลลิเมตร ดังรูปที่ 4.12 แสดงผลการจำลองการทำงานของวงจรไม่โครสตริปแปลงอิมพีแดนซ์สองความถี่ตอบสนองที่ความถี่ 0.9 กิกะเฮิรตซ์และ 1.8 กิกะเฮิรตซ์โดยการเปลี่ยนแปลงความกว้างของ W_1 (ก) ค่าขนาดสัมประสิทธิ์การสะท้อน ($|S_{11}|$) และ (ข) ค่าขนาดสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน ($|S_{21}|$) จากผลการจำลองการทำงานพบว่าเมื่อ W_1 มีความกว้างเพิ่มมากขึ้นมีผลทำให้ค่าขนาดสัมประสิทธิ์การสะท้อน ที่ความถี่ f_1 มีการตอบสนองความถี่ต่ำลงและความถี่ f_2 มีการตอบสนองความถี่เพิ่มมากขึ้นแต่จะมีค่าขนาดสัมประสิทธิ์การสะท้อนเท่ากันทั้งสองความถี่(สมมาตร) ที่ความกว้างเท่ากับ 1.2 มิลลิเมตร สำหรับขนาดสัมประสิทธิ์การส่งผ่านสามารถส่งผ่านได้ดีทั้งสองที่ความถี่ที่ความกว้างเท่ากับ 1.2 มิลลิเมตร เช่นเดียวกัน

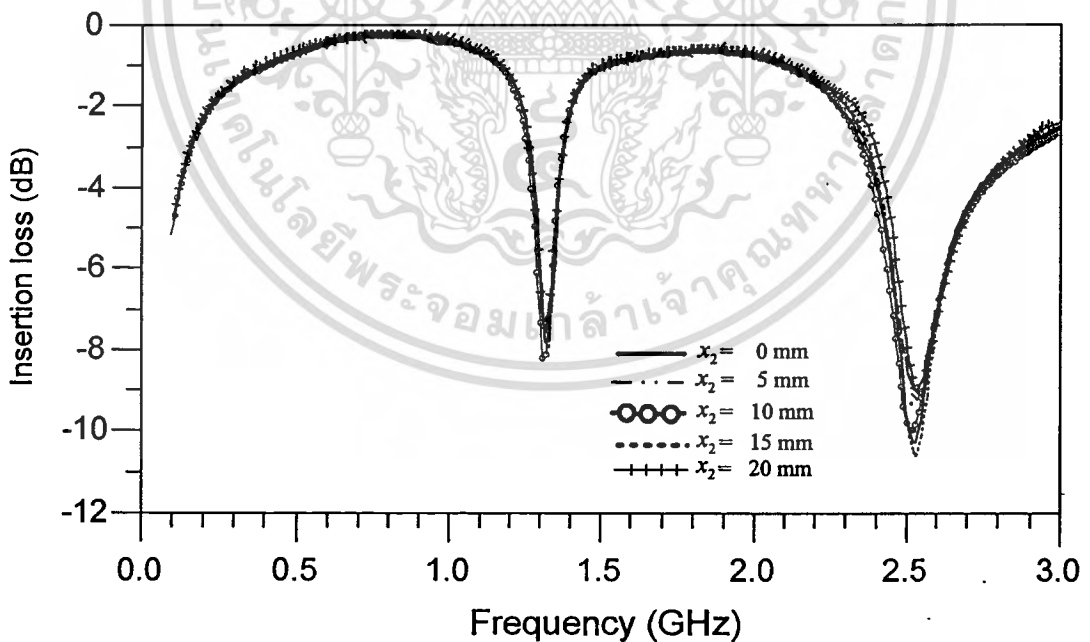
จำลองการทำงานของวงจรแปลงโครงสร้างโดยที่กำหนดให้มีการเปลี่ยนแปลงค่าความกว้างของ W_2 มีค่าเท่ากับ 0.2 0.3 0.4 0.5 และ 0.6 มิลลิเมตร ดังรูปที่ 4.13 แสดงผลการจำลองการทำงานของวงจรไม่โครสตริปแปลงอิมพีแดนซ์สองความถี่ตอบสนองที่ความถี่ 0.9 กิกะเฮิรตซ์และ 1.8 กิกะเฮิรตซ์โดยการเปลี่ยนแปลงความกว้างของ W_2 (ก) ค่าขนาดสัมประสิทธิ์การสะท้อน ($|S_{11}|$) และ (ข) ค่าขนาดสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน ($|S_{21}|$) จากผลการจำลองการทำงานพบว่าเมื่อ W_2 มีความกว้างเพิ่มมากขึ้นมีผลทำให้ค่าขนาดสัมประสิทธิ์การสะท้อน ที่ความถี่ f_1 มีการตอบสนองความถี่เพิ่มมากขึ้นและความถี่ f_2

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มีการตอบสนองความถี่ต่ำลงแต่จะมีค่าขนาดสัมประสิทธิ์การสะท้อนเท่ากันทั้งสองความถี่ ที่ความกว้างเท่ากับ 0.4 มิลลิเมตร สำหรับขนาดสัมประสิทธิ์การส่งผ่านสามารถส่งผ่านได้ดีทั้งสองถี่ที่ความกว้างเท่ากับ 0.4 มิลลิเมตร เช่นเดียวกัน



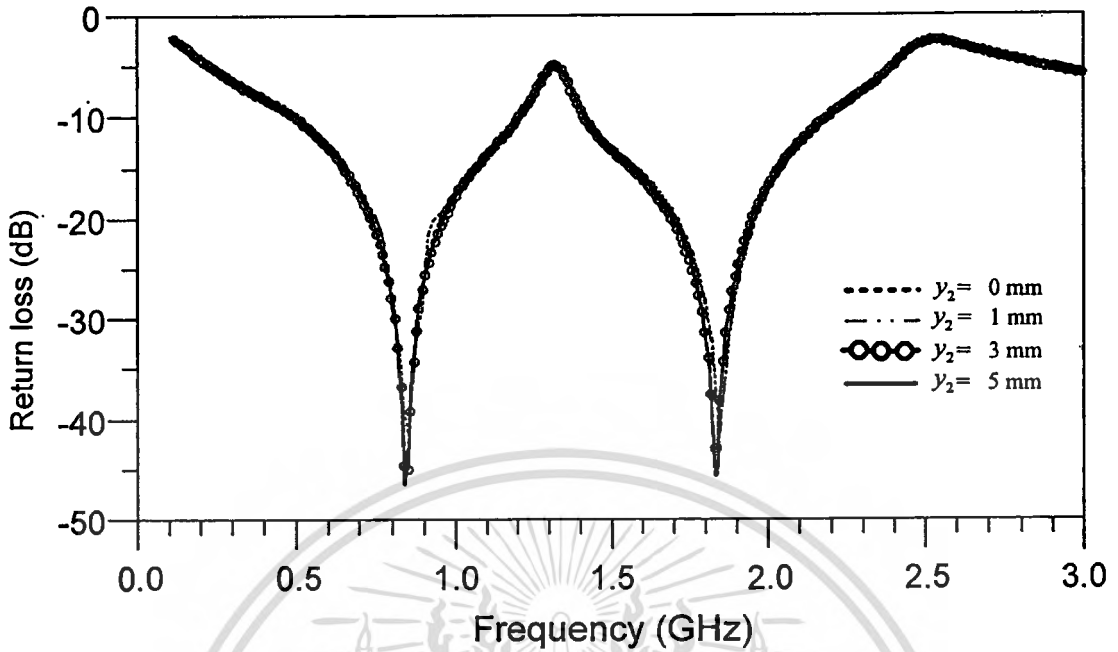
(ก)



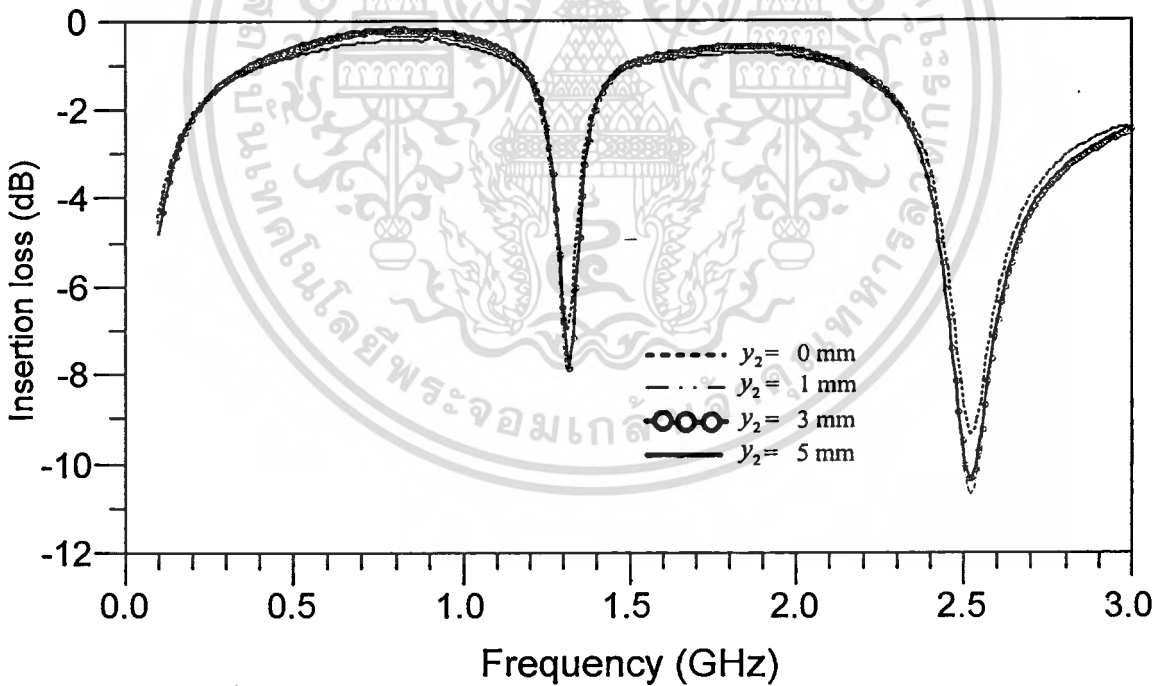
(ข)

รูปที่ 4.10 ผลการจำลองการทำงานของวงจรไมโครสตริปแปลงอิมพีแดนซ์สองความถี่ตอบสนองที่ความถี่ 0.9 กิกะเฮิรตซ์และ 1.8 กิกะเฮิรตซ์โดยการเปลี่ยนแปลงค่า X_2 (ก) ค่าขนาดสัมประสิทธิ์การสะท้อน ($|S_{11}|$) และ (ข) ค่าขนาดสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน ($|S_{21}|$)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



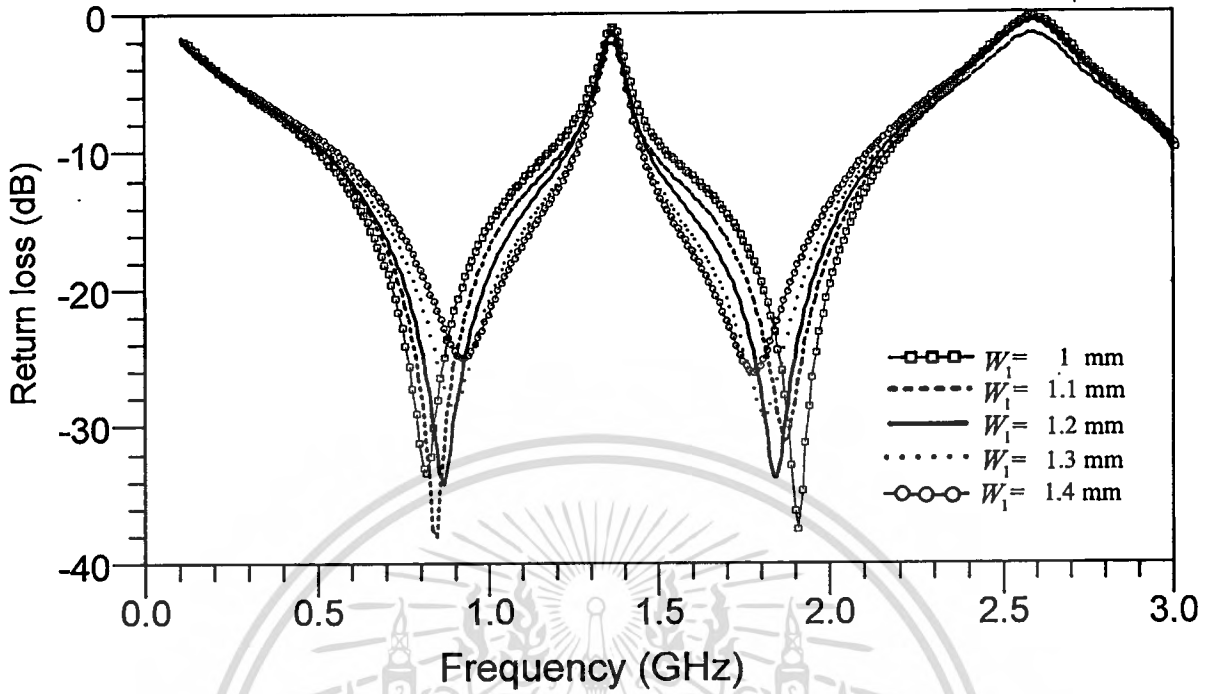
(ก)



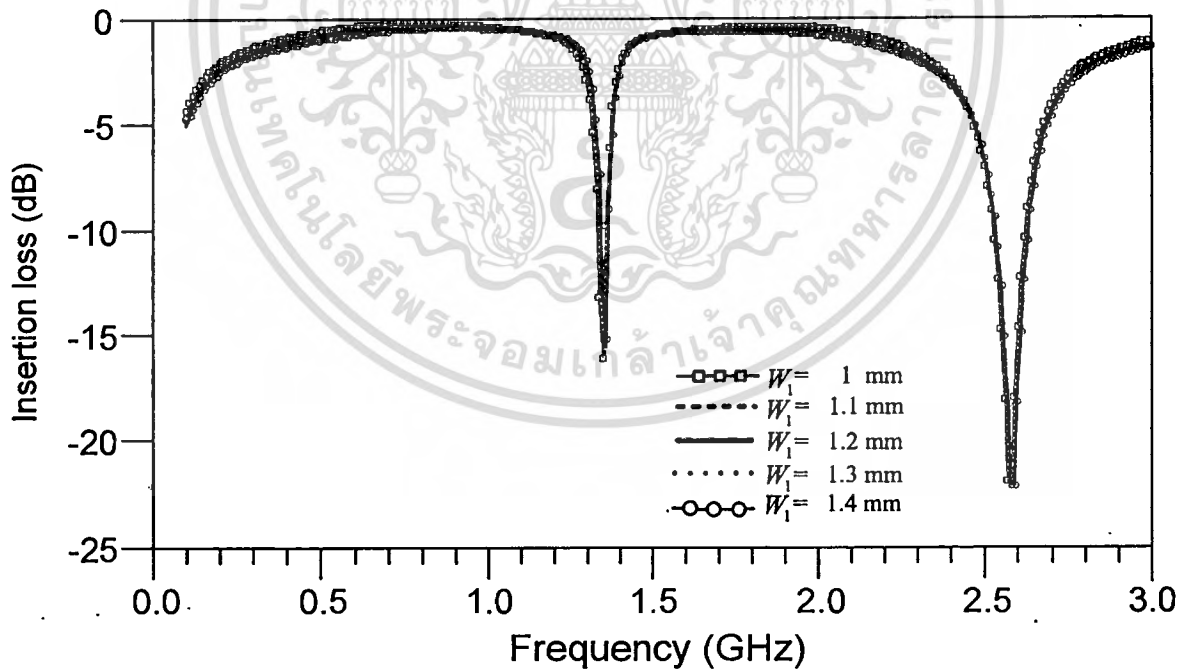
(ข)

รูปที่ 4.11 ผลการจำลองการทำงานของวงจร ไมโครสตริปแปลงอิมพีแดนซ์สองความถี่ตอบสนองที่ความถี่ 0.9 กิกะเฮิรตซ์และ 1.8 กิกะเฮิรตซ์โดยการเปลี่ยนแปลงค่า Y_2 (ก) ค่าขนาดสัมประสิทธิ์การสะท้อน ($|S_{11}|$) และ (ข) ค่าขนาดสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน ($|S_{21}|$)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



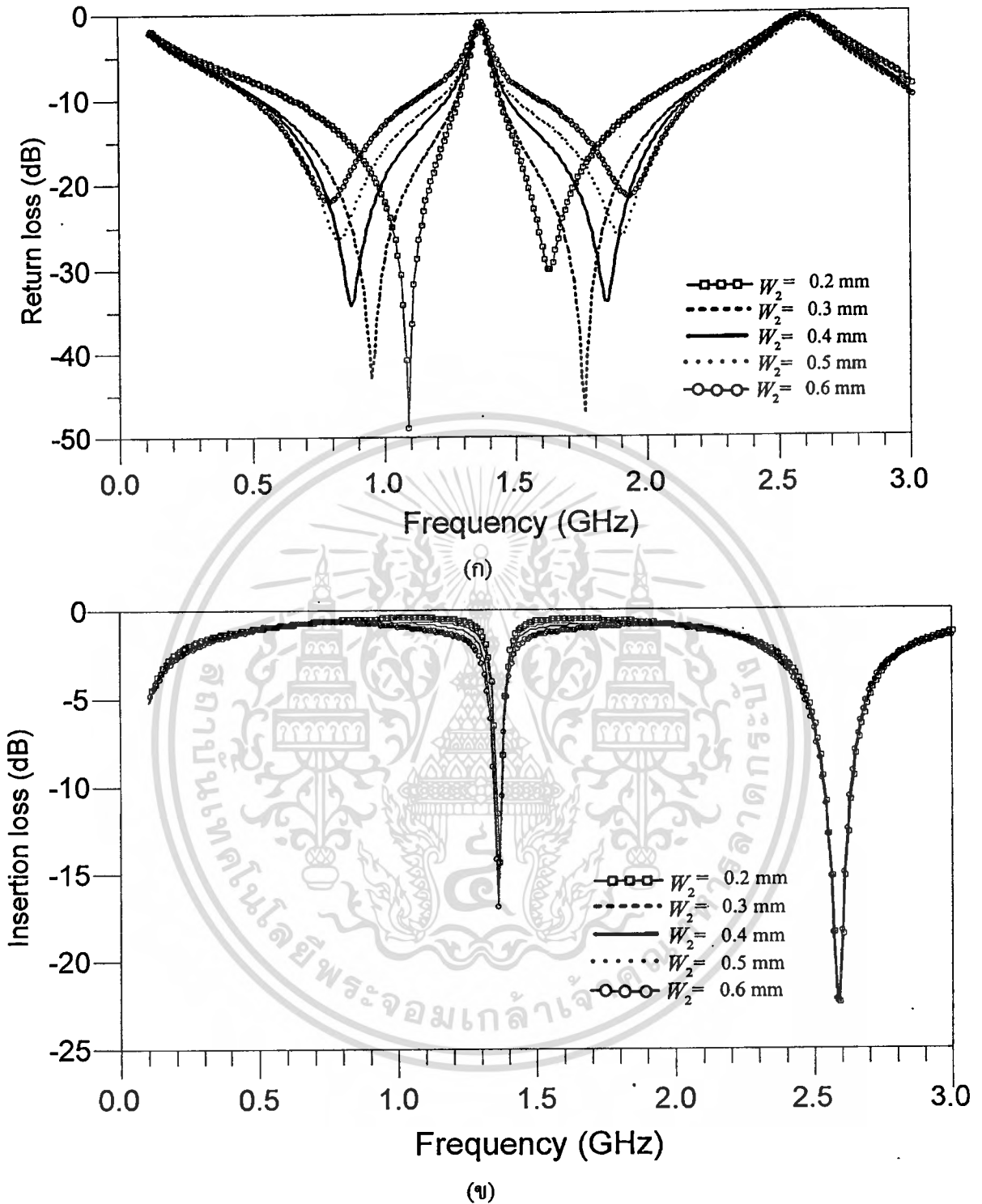
(ก)



(ข)

รูปที่ 4.12 ผลการจำลองการทำงานของวงจรไมโครสตริปแปลงอิมพีแดนซ์สองความถี่ตอบสนองที่ความถี่ 0.9 กิกะเฮิรตซ์และ 1.8 กิกะเฮิรตซ์โดยการเปลี่ยนแปลงค่า W_1 (ก) ค่าขนาดสัมประสิทธิ์การสะท้อน ($|S_{11}|$) และ (ข) ค่าขนาดสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน ($|S_{21}|$)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.13 ผลการจำลองการทำงานของวงจรไมโครสตริปแปลงอิมพีแดนซ์สองความถี่ตอบสนองที่ความถี่ 0.9 กิกะเฮิรตซ์และ 1.8 กิกะเฮิรตซ์โดยการเปลี่ยนแปลงค่า W_2 (ก) ค่าขนาดสัมประสิทธิ์การสะท้อน ($|S_{11}|$) และ (ข) ค่าขนาดสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน ($|S_{21}|$)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

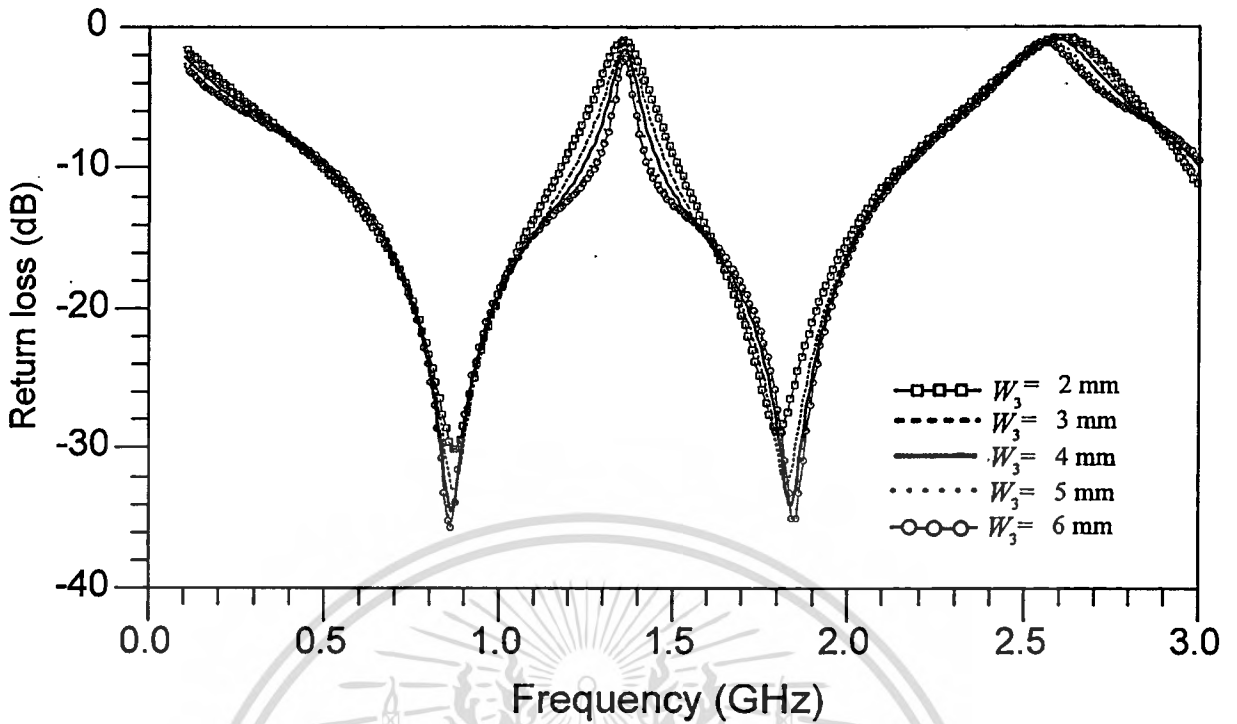
จำลองการทำงานของวงจรแปลงโครงสร้างโดยที่กำหนดให้มีการเปลี่ยนแปลงค่าความกว้างของ W_3 มีค่าเท่ากับ 2 3 4 5 และ 6 มิลลิเมตร ดังรูปที่ 4.14 แสดงผลการจำลองการทำงานของวงจรไมโครสตริปแปลงอิมพีแดนซ์สองความถี่ตอบสนองที่ความถี่ 0.9 กิกะเฮิรตซ์และ 1.8 กิกะเฮิรตซ์โดยการเปลี่ยนแปลงความกว้างของ W_2 (ก) ค่าขนาดสัมประสิทธิ์การสะท้อน ($|S_{11}|$) และ (ข) ค่าขนาดสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน ($|S_{21}|$) จากผลการจำลองการทำงานพบว่าเมื่อ W_3 มีความกว้างเพิ่มมากขึ้นมีผลทำให้ค่าขนาดสัมประสิทธิ์การสะท้อนเพิ่มมากขึ้น สำหรับขนาดสัมประสิทธิ์การส่งผ่านสามารถส่งผ่านได้ดีทั้งสองที่ความถี่เท่ากับ 4 มิลลิเมตร

จำลองการทำงานของวงจรแปลงโครงสร้างโดยที่กำหนดให้มีการเปลี่ยนแปลงค่าความกว้างของ W_4 มีค่าเท่ากับ 0.2 0.3 0.4 0.5 และ 0.6 มิลลิเมตร ดังรูปที่ 4.15 แสดงผลการจำลองการทำงานของวงจรไมโครสตริปแปลงอิมพีแดนซ์สองความถี่ตอบสนองที่ความถี่ 0.9 กิกะเฮิรตซ์และ 1.8 กิกะเฮิรตซ์โดยการเปลี่ยนแปลงความกว้างของ W_4 (ก) ค่าขนาดสัมประสิทธิ์การสะท้อน ($|S_{11}|$) และ (ข) ค่าขนาดสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน ($|S_{21}|$) จากผลการจำลองการทำงานพบว่าเมื่อ W_4 มีความกว้างเพิ่มมากขึ้นมีผลทำให้ค่าขนาดสัมประสิทธิ์การสะท้อน ที่ความถี่ f_1 และความถี่ f_2 มีการตอบสนองความถี่ต่ำลง สำหรับขนาดสัมประสิทธิ์การส่งผ่านมีการตอบสนองความถี่ต่ำลง แต่สามารถส่งผ่านได้ดีทั้งสองความถี่ที่ความถี่เท่ากับ 0.4 มิลลิเมตร เช่นเดียวกัน

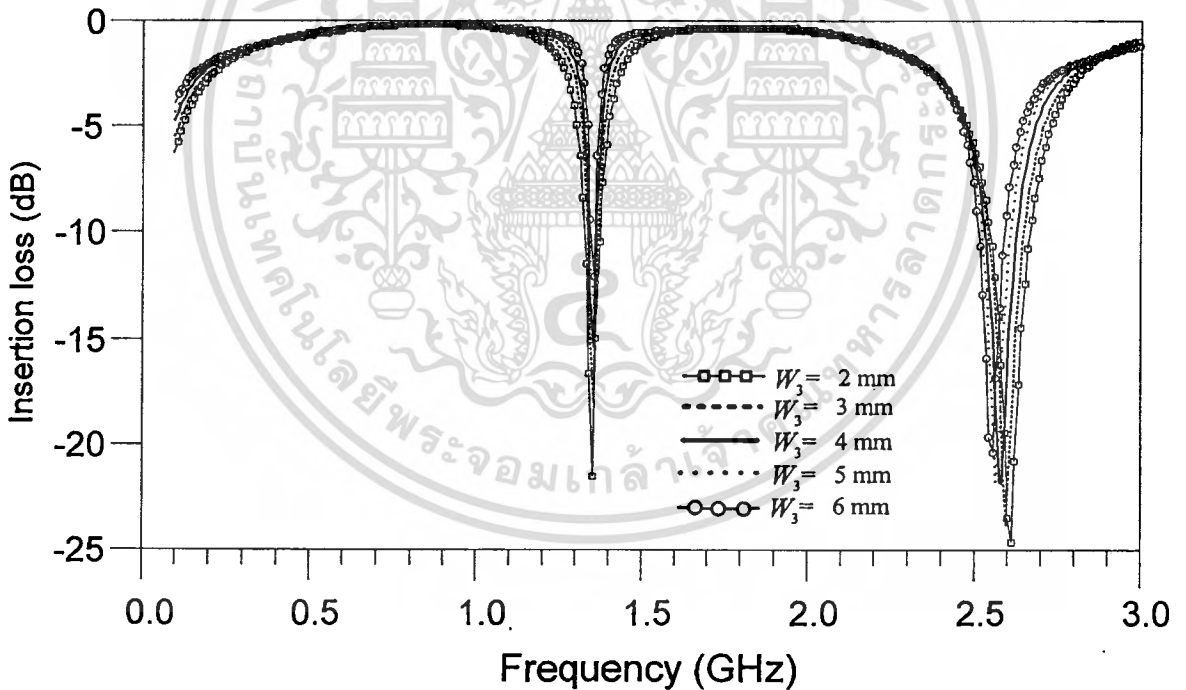
จำลองการทำงานของวงจรแปลงโครงสร้างโดยที่กำหนดให้มีการเปลี่ยนแปลงค่าความยาวของ L_1 มีค่าเท่ากับ 27 29 31 33 และ 35 มิลลิเมตร ดังรูปที่ 4.16 แสดงผลการจำลองการทำงานของวงจรไมโครสตริปแปลงอิมพีแดนซ์สองความถี่ตอบสนองที่ความถี่ 0.9 กิกะเฮิรตซ์และ 1.8 กิกะเฮิรตซ์โดยการเปลี่ยนแปลงความยาวของ L_1 (ก) ค่าขนาดสัมประสิทธิ์การสะท้อน ($|S_{11}|$) และ (ข) ค่าขนาดสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน ($|S_{21}|$) จากผลการจำลองการทำงานพบว่าเมื่อ L_1 มีความยาวเพิ่มมากขึ้น เมื่อพิจารณาขนาดสัมประสิทธิ์การสะท้อน ที่ความถี่ f_1 และความถี่ f_2 มีการตอบสนองความถี่ต่ำลง เมื่อพิจารณาขนาดของสัมประสิทธิ์การสะท้อนมีความคมในการตัดสัญญาณได้ดี โดยที่ความยาวของสายนำสัญญาณมีค่าเท่ากับ 31 มิลลิเมตร

จำลองการทำงานของวงจรแปลงโครงสร้างโดยที่กำหนดให้มีการเปลี่ยนแปลงค่าความยาวของ L_2 มีค่าเท่ากับ 26 28 30 32 และ 34 มิลลิเมตร ดังรูปที่ 4.17 แสดงผลการจำลองการทำงานของวงจรไมโครสตริปแปลงอิมพีแดนซ์สองความถี่ตอบสนองที่ความถี่ 0.9 กิกะเฮิรตซ์และ 1.8 กิกะเฮิรตซ์โดยการเปลี่ยนแปลงความยาวของ L_2 (ก) ค่าขนาดสัมประสิทธิ์การสะท้อน ($|S_{11}|$) และ (ข) ค่าขนาดสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน ($|S_{21}|$) จากผลการจำลองการทำงานพบว่าเมื่อ L_2 มีความยาวเพิ่มมากขึ้นมีผลคือ เมื่อพิจารณาขนาดสัมประสิทธิ์การสะท้อน ที่ความถี่ f_1 และความถี่ f_2 จะเลื่อนเข้าหากัน เมื่อพิจารณาขนาดของสัมประสิทธิ์การสะท้อนจะมีความคมในการตัดสัญญาณได้ดี ที่ความยาวของสายนำสัญญาณมีค่าเท่ากับ 30 มิลลิเมตร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



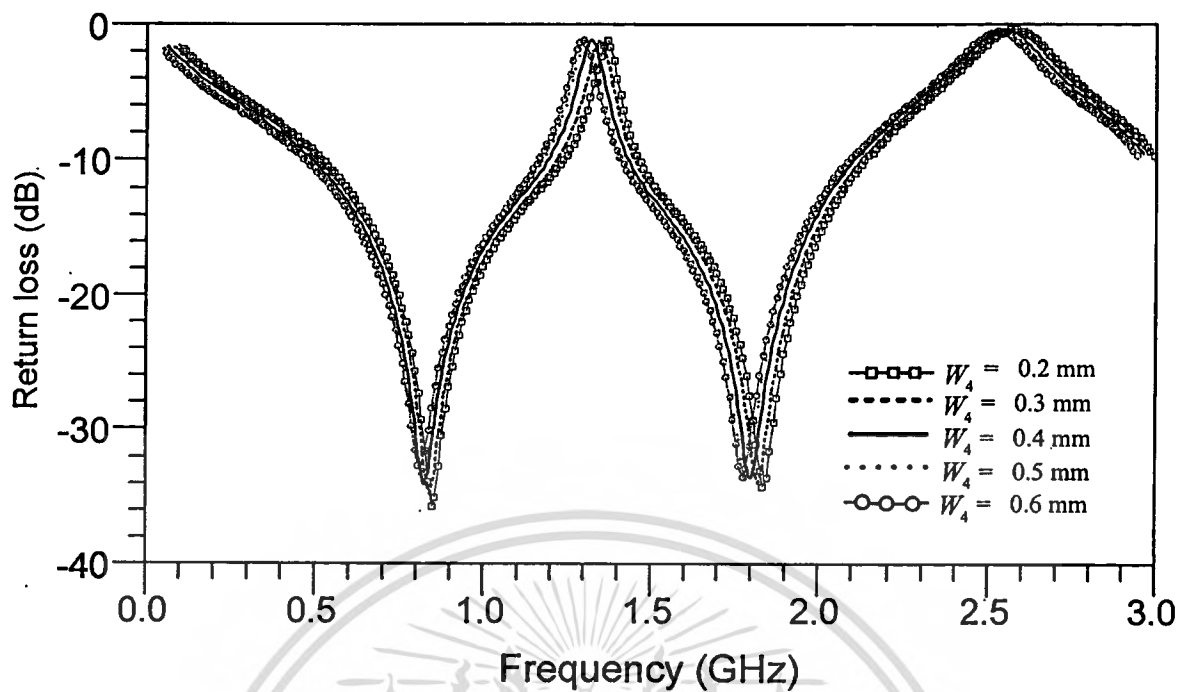
(ก)



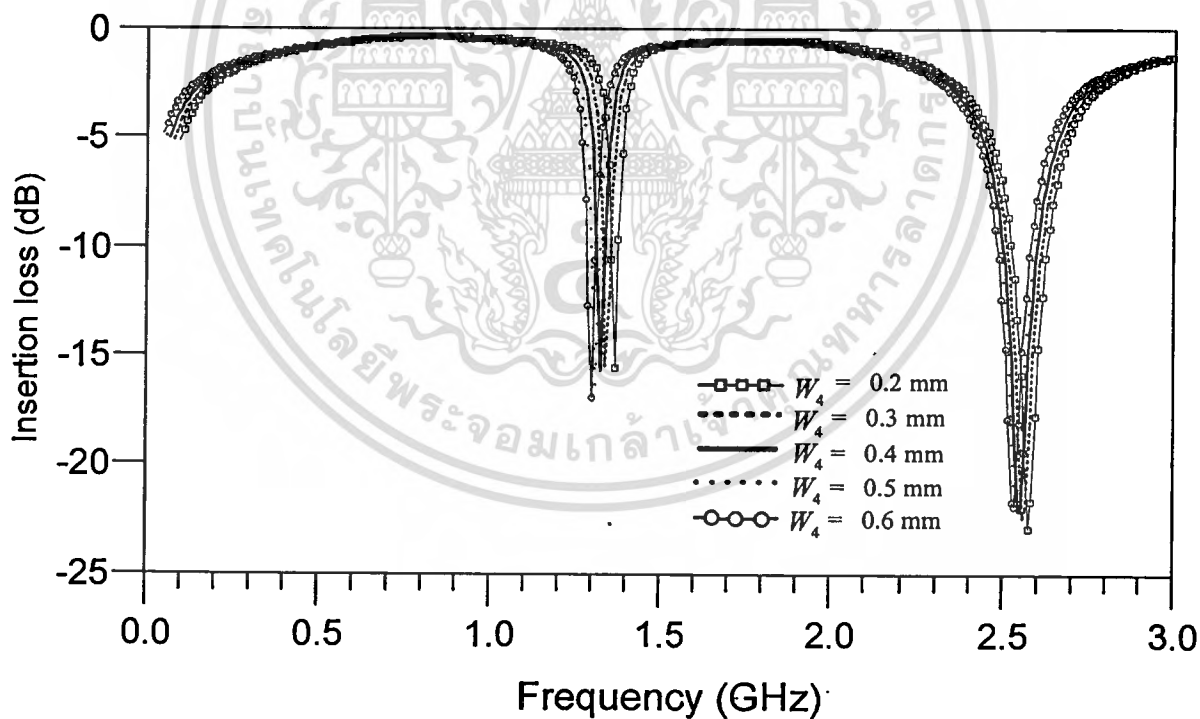
(ข)

รูปที่ 4.14 ผลการจำลองการทำงานของวงจรไมโครสตริปแปลงอิมพีแดนซ์สองความถี่ตอบสนองที่ความถี่ 0.9 กิกะเฮิรตซ์และ 1.8 กิกะเฮิรตซ์โดยการเปลี่ยนแปลงค่า W_3 (ก) ค่าขนาดสัมประสิทธิ์การสะท้อน ($|S_{11}|$) และ (ข) ค่าขนาดสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน ($|S_{21}|$)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมีให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



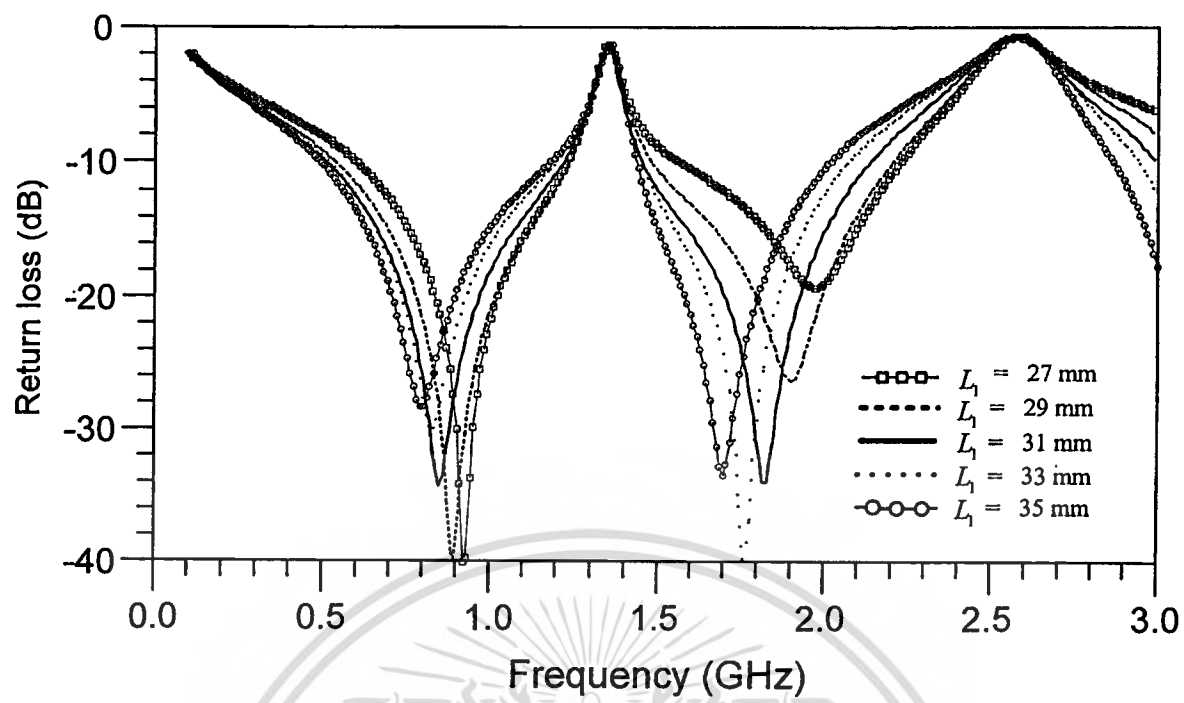
(ก)



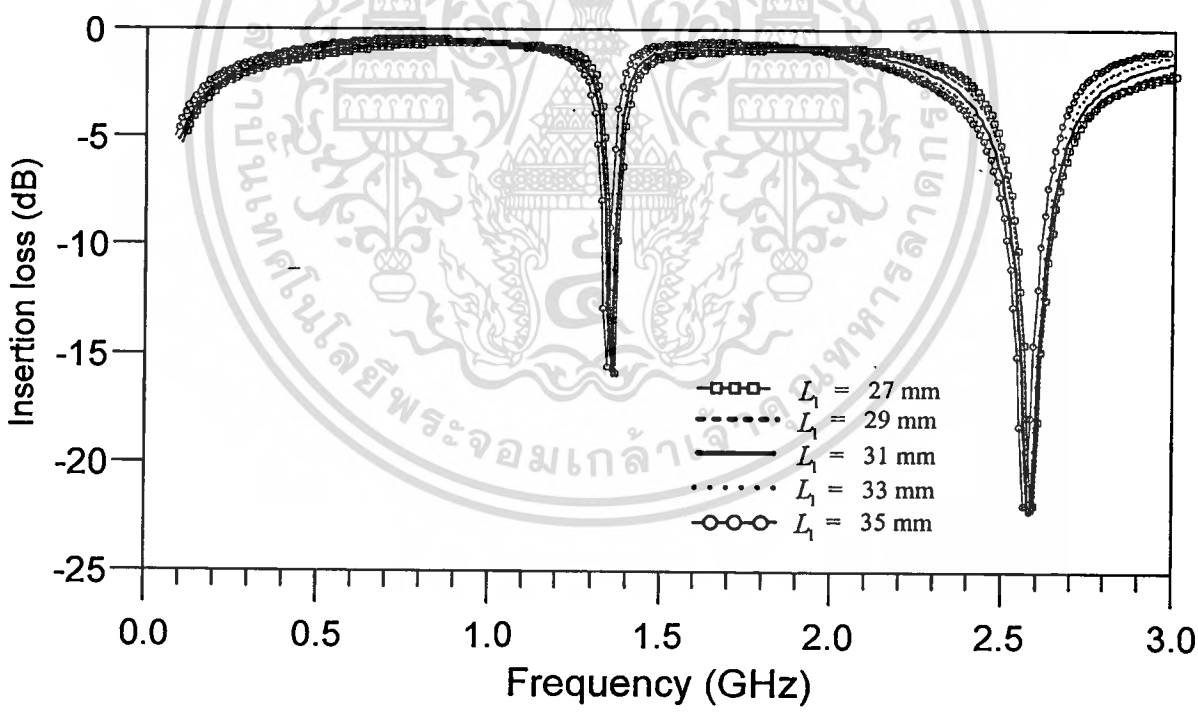
(ข)

รูปที่ 4.15 ผลการจำลองการทำงานของวงจรไมโครสตริปแปลงอิมพีแดนซ์สองความถี่ตอบสนองที่ความถี่ 0.9 กิกะเฮิรตซ์และ 1.8 กิกะเฮิรตซ์โดยการเปลี่ยนแปลงค่า W_4 (ก) ค่าขนาดสัมประสิทธิ์การสะท้อน ($|S_{11}|$) และ (ข) ค่าขนาดสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน ($|S_{21}|$)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการเรียนเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



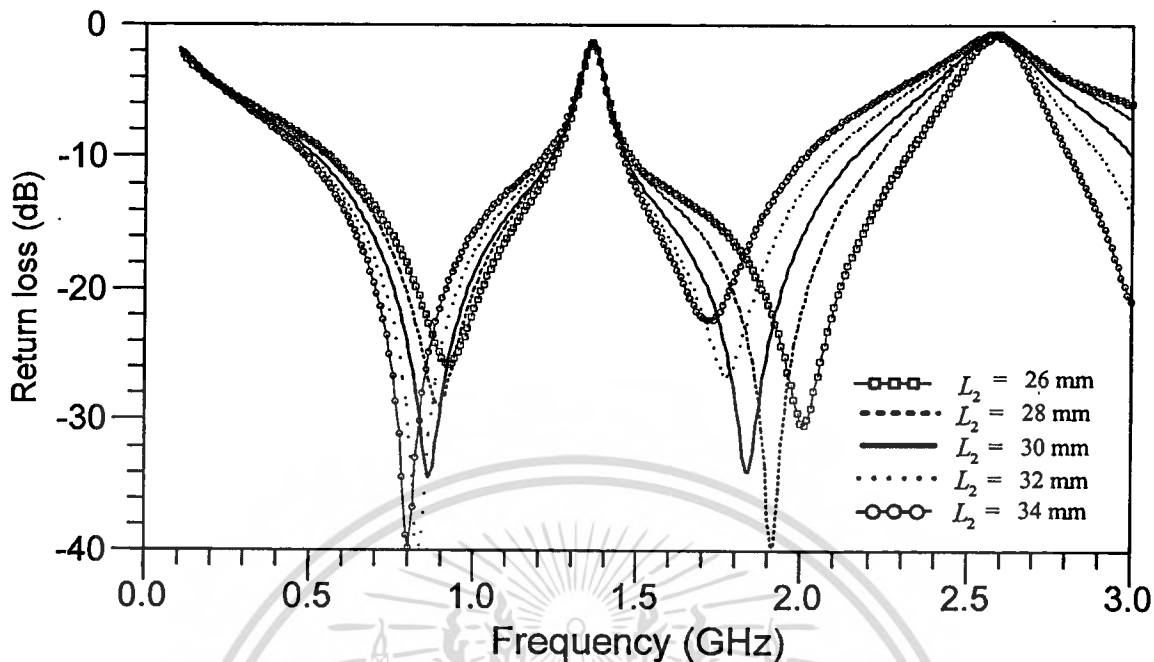
(ก)



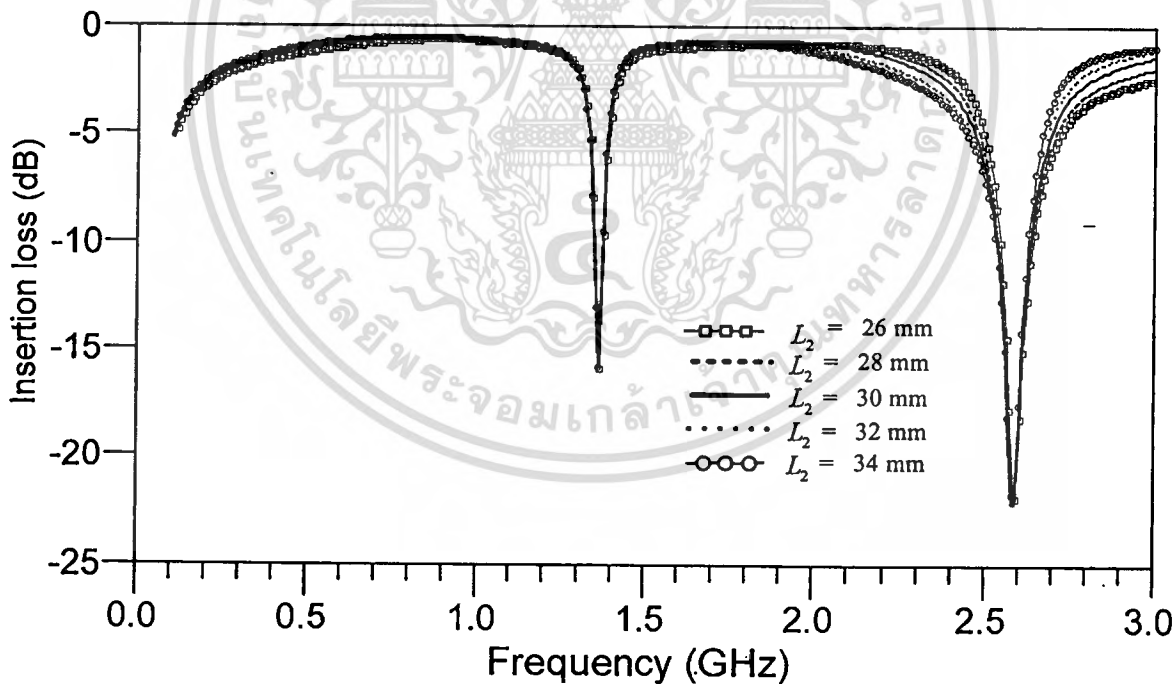
(ข)

รูปที่ 4.16 ผลการจำลองการทำงานของวงจรไมโครสตริปแปลงอิมพีแดนซ์สองความถี่ตอบสนองที่ความถี่ 0.9 กิกะเฮิรตซ์และ 1.8 กิกะเฮิรตซ์โดยการเปลี่ยนแปลงค่า L_1 (ก) ค่าขนาดสัมประสิทธิ์การสะท้อน ($|S_{11}|$) และ (ข) ค่าขนาดสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน ($|S_{21}|$)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)



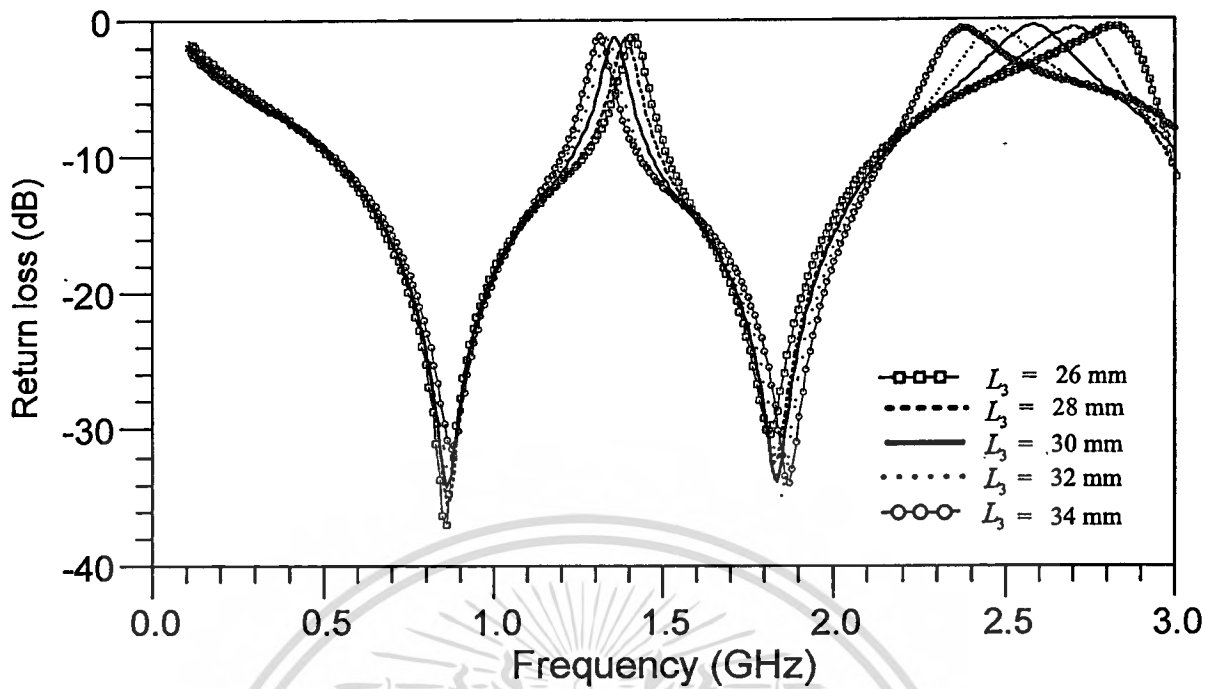
(ข)

รูปที่ 4.17 ผลการจำลองการทำงานของวงจรไมโครสตริปแปลงอิมพีแดนซ์สองความถี่ตอบสนองที่ความถี่ 0.9 กิกะเฮิรตซ์และ 1.8 กิกะเฮิรตซ์โดยการเปลี่ยนแปลงค่า L_2 (ก) ค่าขนาดสัมประสิทธิ์การสะท้อน ($|S_{11}|$) และ (ข) ค่าขนาดสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน ($|S_{21}|$)

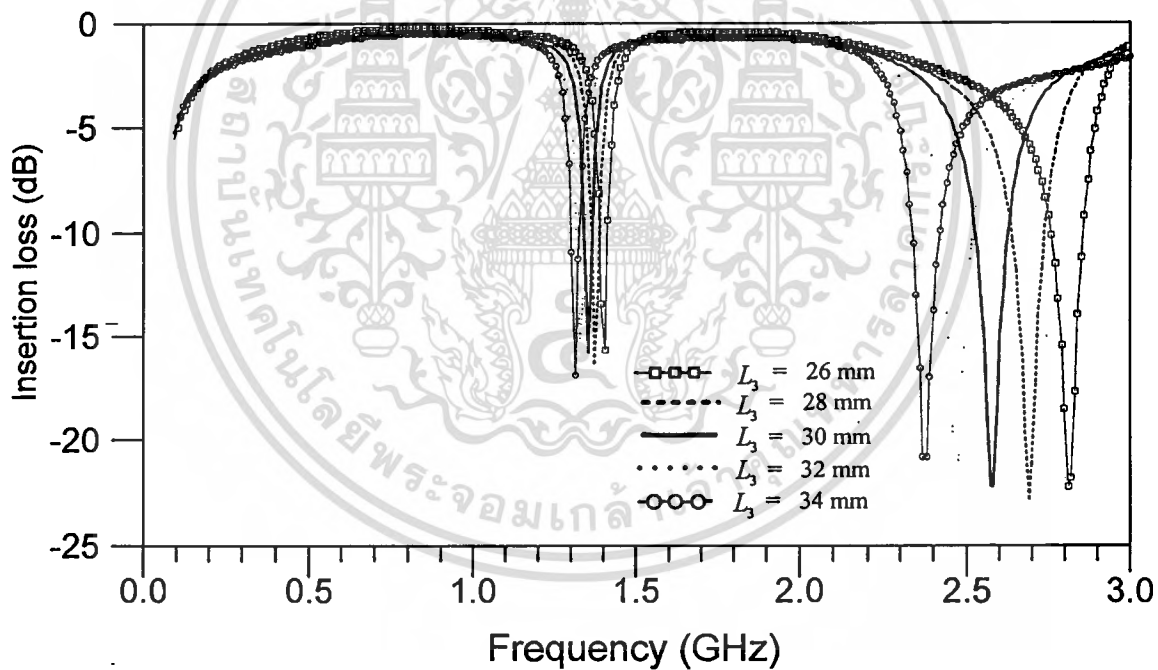
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไมอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จำลองการทำงานของวงจรแปลงโครงสร้างโดยที่กำหนดให้มีการเปลี่ยนแปลงค่าความยาวของ L_3 มีค่าเท่ากับ 26 28 30 32 และ 34 มิลลิเมตร ดังรูปที่ 4.18 แสดงผลการจำลองการทำงานของวงจรไมโครสตริปแปลงอิมพีแดนซ์สองความถี่ตอบสนองที่ความถี่ 0.9 กิกะเฮิรตซ์และ 1.8 กิกะเฮิรตซ์โดยการเปลี่ยนแปลงความยาวของ L_3 (ก) ค่าขนาดสัมประสิทธิ์การสะท้อน ($|S_{11}|$) และ (ข) ค่าขนาดสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน ($|S_{21}|$) จากผลการจำลองการทำงานพบว่าเมื่อ L_3 มีความยาวเพิ่มมากขึ้นมีผลคือเมื่อพิจารณาขนาดสัมประสิทธิ์การสะท้อน ที่ความถี่ f_1 และความถี่ f_2 มีความถี่เลื่อนน้อยลงและพิจารณาขนาดของสัมประสิทธิ์การสะท้อนมีความคมในการตัดสัญญาณได้ดีเมื่อความยาวน้อยลง

จำลองการทำงานของวงจรแปลงโครงสร้างโดยที่กำหนดให้มีการเปลี่ยนแปลงค่าความยาวของ L_4 มีค่าเท่ากับ 27 29 31 33 และ 35 มิลลิเมตร ดังรูปที่ 4.19 แสดงผลการจำลองการทำงานของวงจรไมโครสตริปแปลงอิมพีแดนซ์สองความถี่ตอบสนองที่ความถี่ 0.9 กิกะเฮิรตซ์และ 1.8 กิกะเฮิรตซ์โดยการเปลี่ยนแปลงความยาวของ L_4 (ก) ค่าขนาดสัมประสิทธิ์การสะท้อน ($|S_{11}|$) และ (ข) ค่าขนาดสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน ($|S_{21}|$) จากผลการจำลองการทำงานพบว่าเมื่อ L_4 มีความยาวเพิ่มมากขึ้นมีผลคือ เมื่อพิจารณาขนาดสัมประสิทธิ์การสะท้อน ช่วงกว้างความถี่ที่ความถี่ f_1 มีค่าน้อยลงแต่ช่วงกว้างความถี่ที่ความถี่ f_2 มีค่าเพิ่มมากขึ้น เมื่อพิจารณาขนาดของสัมประสิทธิ์การสะท้อนมีจุด Cut off ที่ความถี่ต่ำลง เมื่อความยาวมากขึ้น



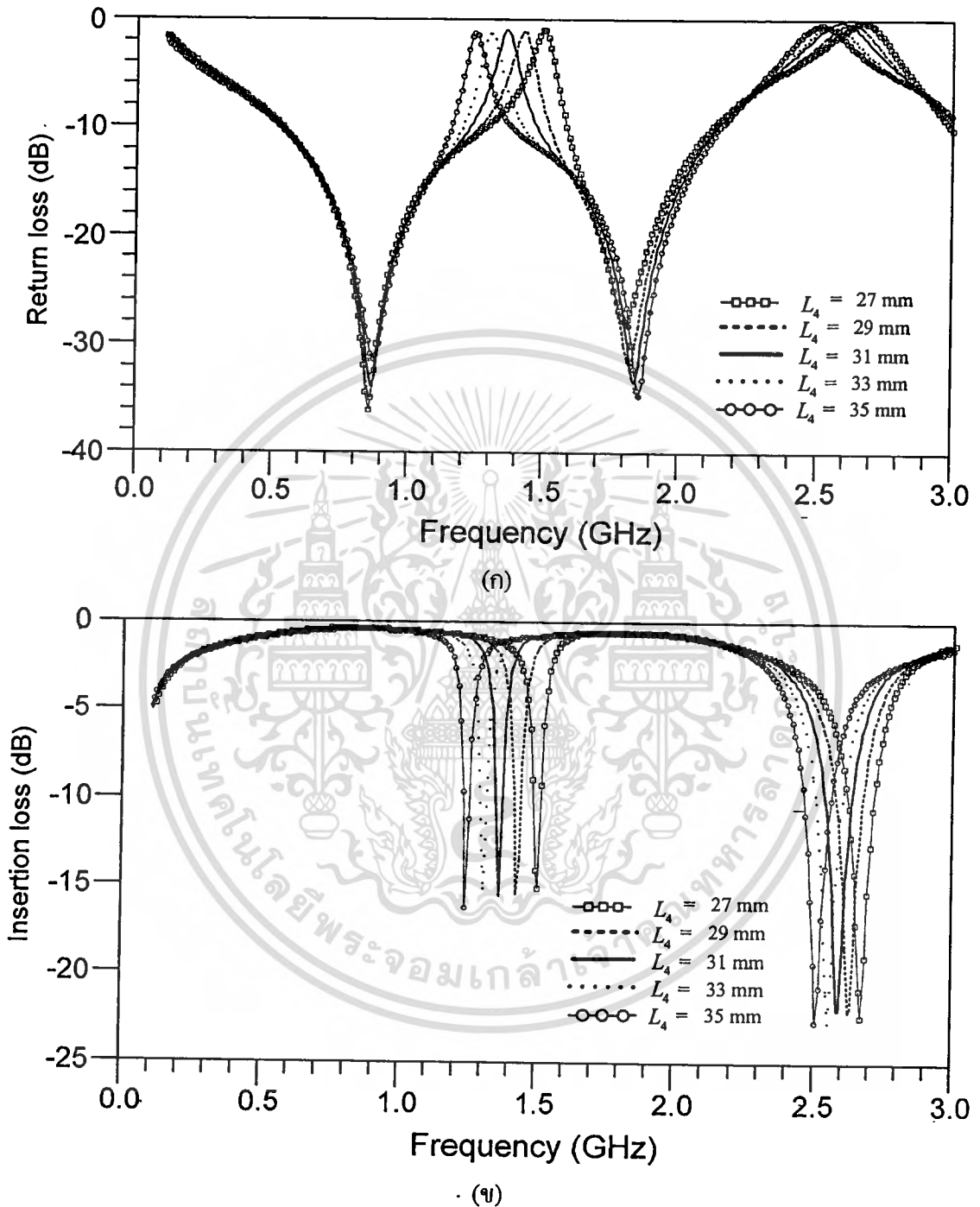
(ก)



(ข)

รูปที่ 4.18 ผลการจำลองการทำงานของวงจรไมโครสตริปแปลงอิมพีแดนซ์สองความถี่ตอบสนองที่ความถี่ 0.9 กิกะเฮิรตซ์และ 1.8 กิกะเฮิรตซ์โดยการเปลี่ยนแปลงค่า L_3 (ก) ค่าขนาดสัมประสิทธิ์การสะท้อน ($|S_{11}|$) และ (ข) ค่าขนาดสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน ($|S_{21}|$)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

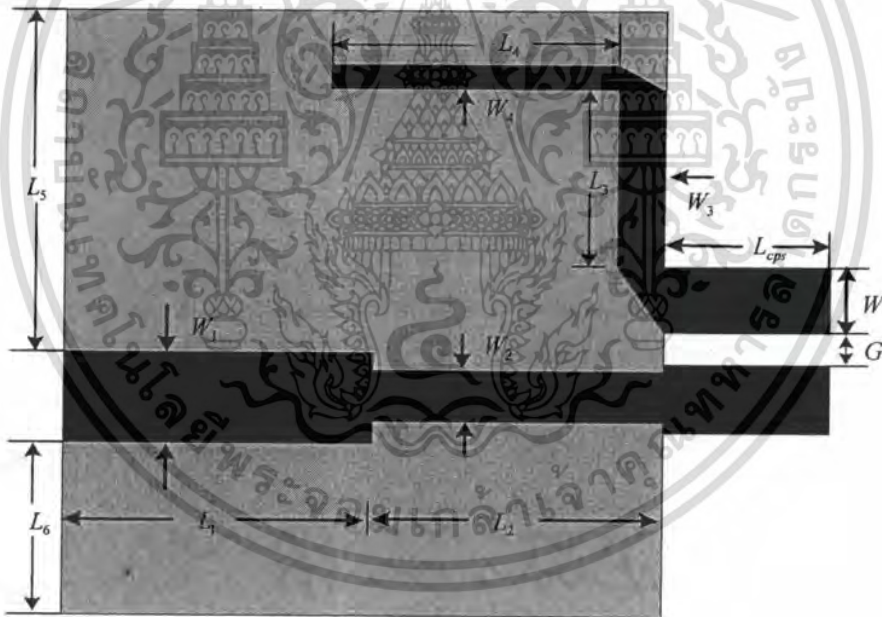


รูปที่ 4.19 ผลการจำลองการทำงานของวงจรไมโครสตริปแปลงอิมพีแดนซ์สองความถี่ตอบสนองที่ความถี่ 0.9 กิกะเฮิรตซ์และ 1.8 กิกะเฮิรตซ์โดยการเปลี่ยนแปลงค่า L_4 (ก) ค่าขนาดสัมประสิทธิ์การสะท้อน ($|S_{11}|$) และ (ข) ค่าขนาดสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน ($|S_{21}|$)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.6 กระแสที่แพร่กระจายภายในวงจรแปลงโครงสร้าง

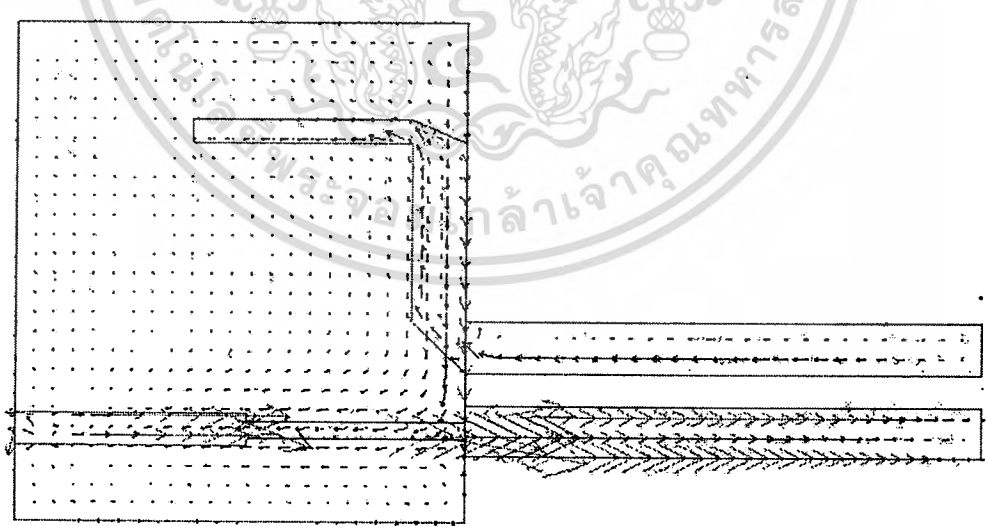
ในหัวข้อนี้จะศึกษาหลักการทำงานของวงจรไมโครสตริปแปลงอิมพีแดนซ์แบบสองความถี่หรือโครงสร้างวงจรแปลงไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วมแบบสองความถี่ ที่ตอบสนองที่ความถี่ 0.9 กิกะเฮิรตซ์และ 1.8 กิกะเฮิรตซ์ โดยจะทำการศึกษาลักษณะการไหลของกระแสที่เดินทางภายในโครงสร้างเพื่อทำให้ทราบว่าวงจรแปลงอิมพีแดนซ์ดังกล่าวนี้มีหลักการทำงานอย่างไร สำหรับค่าพารามิเตอร์ของวงจรแปลงโครงสร้างแสดงในตารางที่ 4.3 ดังนั้นโครงสร้างที่พิจารณาแสดงดังรูปที่ 4.20 จากรูปโครงสร้างดังกล่าว จะเลือกสัดบแบบสองความถี่ W_3 ทำมุมกับโครงสร้างสตริประนาบร่วมมีค่าเท่ากับ 90 องศาและสัดบ W_4 ทำมุมกับสัดบ W_3 มีค่าเท่ากับ 90 องศาเช่นเดียวกัน ที่เลือกโครงสร้างเช่นนี้เพราะจะไม่ทำให้เกิดการสูญเสียอันเนื่องมาจากการคับปลิง ระหว่างโครงสร้างสายนำสัญญาณกับสัดบเพราะว่าโครงสร้างทั้งสองนั้นวางห่างกันในระยะทางที่ไกล จากผลการจำลองการทำงานในหัวข้อที่ผ่านมาพบว่าวงจรตอบสนองความถี่ที่ความถี่ 0.9 กิกะเฮิรตซ์และ 1.8 กิกะเฮิรตซ์



รูปที่ 4.20 โครงสร้างวงจรแปลงไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วมแบบสองความถี่

สำหรับในการทำงาน ของวงจรแปลงโครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วมแบบสองความถี่จะพิจารณาหลักการของกระแสที่เดินทางภายในโครงสร้างความถี่ 0.9 กิกะเฮิรตซ์ และ 1.8 กิกะเฮิรตซ์ แสดงดังรูปที่ 4.21 (ก)จากรูปเมื่อพิจารณากระแสที่เดินทางภายในโครงสร้างของวงจรที่ความถี่ 0.9 กิกะเฮิรตซ์ กระแสจะเริ่มเดินทางจากจุดป้อนสัญญาณผ่านโครงสร้างไมโครสตริปแปลงอิมพีแดนซ์ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สองความถี่และผ่านมายังสตริปเส้นที่หนึ่งของโครงสร้างสตริปประสานร่วม หลังจากนั้นกระแสและ
 เดินทางกลับมานบนสตริปคู่ขนานเส้นที่สองจะเห็นว่าทิศทางของกระแส จะมีทิศทางตรงข้ามกันและผ่าน
 มายังโครงสร้างสตริปครบวงจร เมื่อทราบกระแสว่าเดินทางบนพื้นผิวแล้วต่อไปก็สามารถที่จะอธิบายถึง
 สนามไฟฟ้าที่เดินทางบนพื้นผิวดำนำบนโครงสร้างดังกล่าว ก็คือบริเวณสายนำสัญญาณหรือโครงสร้าง
 ไมโครสตริปสนามไฟฟ้าจะเคลื่อนที่จากไมโครสตริปผ่านไดอิเล็กตริกไปยังระนาบกราวด์ บริเวณขอบ
 ที่เชื่อมต่อกับโครงสร้างสตริปประสานร่วมและตัวโครงสร้างเองก็ไม่มีกราวด์ด้านล่าง จะเห็นว่ากระแส
 จะเดินทางผ่านมายังโครงสร้างนี้ได้อย่างสะดวก สำหรับทิศทางกระแสจะเดินทางสวนทางกันบนสตริป
 ทั้งสองเส้นนั้นก็หมายความว่าสนามไฟฟ้าได้เหนี่ยวนำระหว่างโครงสร้างสตริปทั้งสองเส้นเท่านั้น นั่นก็
 คือสนามไฟฟ้าได้เริ่มเปลี่ยนโหมดจากไมโครสตริปโหมดเป็นโหมดสตริปประสานร่วม ตรงบริเวณขอบ
 กราวด์และจะเป็นโหมดสตริปประสานร่วมที่แท้จริงเมื่อกระแสไฟฟ้าผ่านไปยังสตริปทั้งสองเส้น เป็น
 ระยะทางที่มากพอที่จะเปลี่ยนโหมดได้ในงานวิจัยที่ผ่านมาใช้ความยาวเท่ากับหนึ่งในแปดความยาวคลื่น
 ข้อสังเกตสนามไฟฟ้าของโครงสร้างสตริปประสานร่วมจะต่างกันเท่ากับ 90 องศาเมื่อเทียบกับสนามไฟฟ้าที่
 เดินทางบนโครงสร้างไมโครสตริป ในส่วนของสตริปกระแสก็จะมีทิศทางตรงข้ามกับในส่วนของสายนำ
 สัญญาณ สำหรับการทำงานของสตริปก็เหมือนกับโครงสร้างสายนำสัญญาณเพียงแต่ว่า ทำให้โครงสร้าง
 สตริปประสานร่วมครบวงจร สำหรับการเดินทางของกระแสภายในโครงสร้างของวงจรที่ความถี่ 1.8 กิกะ
 เฮิรตซ์ มีหลักการการทำงานเช่นเดียวกับกระแสที่เดินทางภายในโครงสร้างของวงจรที่ความถี่ 0.9 กิกะ
 เฮิรตซ์เช่นเดียวกัน

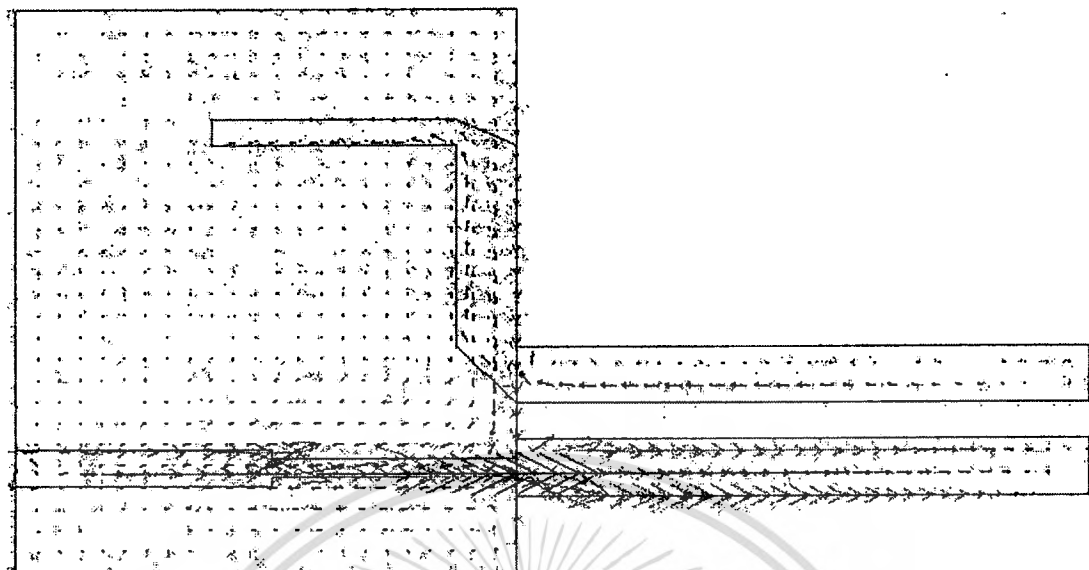


(ก)

รูปที่ 4.21 ผลการจำลองการทำงานของกระแสที่เดินทางภายในโครงสร้างไมโครสตริปแปลงอิมพีแดนซ์

สองความถี่ตอบสนองที่ (ก) ความถี่ 0.9 กิกะเฮิรตซ์และ (ข) ความถี่ 1.8 กิกะเฮิรตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น มิใช่ผู้เผยแพร่ให้เพื่อประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ข)

รูปที่ 4.21(ต่อ) ผลการจำลองการทำงานของกระแสน้ำที่เดินทางภายในโครงสร้างไมโครสตริปแปลง
อิมพีแดนซ์สองความถี่ตอบสนองที่ (ก) ความถี่ 0.9 กิกะเฮิรตซ์และ (ข) ความถี่ 1.8
กิกะเฮิรตซ์

4.7 สรุปการออกแบบวงจรแปลงอิมพีแดนซ์สองความถี่

ในบทนี้จะเป็นการออกแบบวงจรแปลงอิมพีแดนซ์แบบสองความถี่ โดยเริ่มแรกทำการศึกษาวงจรแปลงอิมพีแดนซ์ส่วนเดียวที่ตอบสนองความถี่เดียวคือ วงจรแปลงอิมพีแดนซ์หนึ่งส่วนสี่ความยาวคลื่น หลังจากนั้นได้ศึกษาวงจรแปลงอิมพีแดนซ์แบบหลายส่วน แต่ก็ยังตอบสนองเพียงความถี่เดียวเช่นกัน สุดท้ายใช้หลักการของ Monzon ทำการออกแบบวงจรแปลงอิมพีแดนซ์สองความถี่ที่ใช้สายส่งสองส่วน โดยสามารถกำหนดค่าอิมพีแดนซ์อินพุต และเอาต์พุต และความถี่ทั้งสองความถี่ได้ตามต้องการ จากหลักการของ Monzon นี้สามารถเป็นพื้นฐานในการออกแบบวงจรแปลงโครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วมแบบสองความถี่ในบทต่อไป ได้ศึกษาผลการตอบสนองความถี่เมื่อค่าพารามิเตอร์ K เปลี่ยนแปลง และได้ทำการจำลองการทำงานของวงจรแปลงโครงสร้างแบบสองความถี่ โดยจะเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ทุกค่าของวงจรเพื่อศึกษาผลการตอบสนองความถี่ของวงจรดังกล่าว จากนั้นได้ทำการศึกษาการทำงานของวงจรแปลงโครงสร้างดังกล่าว โดยการวิเคราะห์กระแสที่เดินทางบริเวณผิวตัวนำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

การออกแบบวงจรแปลงโครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริป

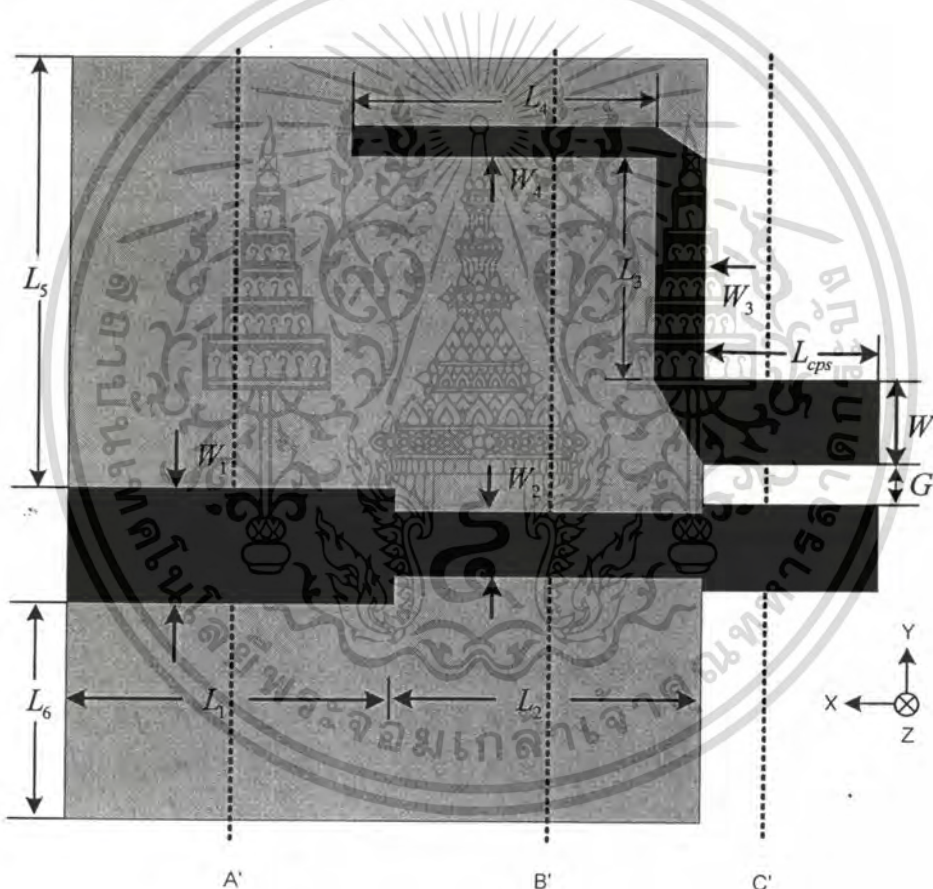
ระนาบร่วมแบบสองความถี่

5.1 บทนำ

วงจรแปลงโครงสร้างมีความสำคัญในวงจรสื่อสารไมโครเวฟ ซึ่งวงจรแปลงโครงสร้างดังกล่าวจะทำการเชื่อมต่อให้กับวงจรที่มีโครงสร้างที่แตกต่างกันให้วงจรสามารถทำงานร่วมกันได้ทางไฟฟ้า ในการออกแบบวงจรแปลงโครงสร้างแบบสองความถี่ ต้องออกแบบวงจรให้สามารถตอบสนองความถี่ได้ทั้งสองความถี่โดยมีความเป็นอิสระต่อกัน โดยวงจรแปลงโครงสร้างนี้ต้องสามารถเลือกอินพุตอิมพีแดนซ์และเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ได้ตามต้องการ ในงานวิจัยนี้จะทำการออกแบบและสร้าง วงจรแปลงโครงสร้างแบบสองความถี่โดยทำการแปลงโครงสร้างสองความถี่จากโครงสร้างไมโครสตริปเป็นโครงสร้างสตริประนาบร่วมโดยสามารถใช้สมการคำนวณแบบง่าย อีกทั้งยังนำเสนอขั้นตอนวิธีการออกแบบวงจรแปลงโครงสร้างแบบสองความถี่อย่างละเอียด ซึ่งจะทำให้มีความง่าย และสะดวกในการประยุกต์นำไปใช้ออกแบบวงจรแปลงโครงสร้างบนโครงสร้างแบบอื่น ๆ เช่นวงจรแปลงโครงสร้างไมโครสตริปเป็นสายนำสัญญาณระนาบร่วม (Coplanar Waveguide) วงจรแปลงโครงสร้างสายนำสัญญาณระนาบร่วมเป็นโครงสร้างสตริประนาบร่วมเป็นต้น โดยทำการออกแบบตัวอย่างวงจรแปลงโครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วมแบบสองความถี่ 2 ชิ้นงาน กล่าวคือวงจรแรกทำการออกแบบวงจรที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์และความถี่ 5.8 กิกะเฮิรตซ์ ซึ่งเรียกว่าย่านความถี่ใช้งานสำหรับ อุตสาหกรรม วิทยาศาสตร์และการแพทย์ (Industrial-Scientific-Medical Bands : ISM Band) โดยทำการแปลงอิมพีแดนซ์จาก 50 โอห์มบนโครงสร้างไมโครสตริปไปเป็นอิมพีแดนซ์ 100 โอห์มบนโครงสร้างสตริประนาบร่วม บนแผ่นวงจรพิมพ์ รุ่น TLL9 ของบริษัท Taconic มีค่าคงที่ไดอิเล็กตริกเท่ากับ (ϵ_r) 2.5 ค่าความหนาของแผ่นฐานรองมีค่าเท่ากับ 0.381 มิลลิเมตร ความหนาของแผ่นตัวนำบาง ๆ 36 ไมโครเมตร และมีค่าการสูญเสียของแผ่นวงจรพิมพ์เท่ากับ (δ) 0.0018 และวงจรที่สองทำการออกแบบวงจรที่ความถี่ 0.9 กิกะเฮิรตซ์ และความถี่ 1.8 กิกะเฮิรตซ์ โดยทำการแปลงอิมพีแดนซ์จาก 50 โอห์มบนโครงสร้างไมโครสตริปไปเป็นอิมพีแดนซ์ 200 โอห์มบนโครงสร้างสตริประนาบร่วมบนแผ่นวงจรพิมพ์รุ่น FR4 มีค่าคงที่ไดอิเล็กตริกเท่ากับ (ϵ_r) 4.55 ค่าความหนาของแผ่นฐานรองมีค่าเท่ากับ 1.6 มิลลิเมตร ความหนาของแผ่นตัวนำบาง ๆ 18 ไมโครเมตร และมีค่าการสูญเสียของแผ่นวงจรพิมพ์เท่ากับ (δ) 0.02 ในการออกแบบวงจรแปลงโครงสร้างดังกล่าวประกอบด้วยส่วนของการแปลงโครงสร้างไมโครสตริปสองชั้น (Two-Section Transmission-Line Transformer) ตอบสนองที่ทั้งสองความถี่และ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สลับเปิดสองชั้น (Two-Section Open-Ended Line) ตอบสนองที่สองความถี่ สำหรับในการวิเคราะห์จะแยกออกเป็น 3 ส่วนเพื่อที่จะยืนยันว่าวงจรในแต่ละส่วนที่ได้ทำการจำลองการทำงานสามารถตอบสนองได้ดีทั้งสองความถี่จริง โดยวงจรดังกล่าวได้ค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ จากการคำนวณและวิเคราะห์ผลการตอบสนองความถี่ จากการวิเคราะห์ทางสนามแม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic Simulation) ของวงจรด้วยโปรแกรม ADS Momentum™ 2003 โดยจะทำการออกแบบในแต่ละส่วนดังนี้ คือส่วนที่ 1 ทำการออกแบบวงจรแปลงโครงสร้างไมโครสตริปสองชั้น ใน ส่วนที่ 2 ทำการออกแบบสลับเปิดสองชั้น และในส่วนที่ 3 นำโครงสร้างของไมโครสตริปสองความถี่ในส่วนที่ 1 รวมกับโครงสร้างสลับเปิดสองความถี่ในส่วนที่ 2 เพื่อที่จะนำวงจรดังกล่าวมาเชื่อมต่อกับโครงสร้างสตรีปรีนาบร่วมต่อไป



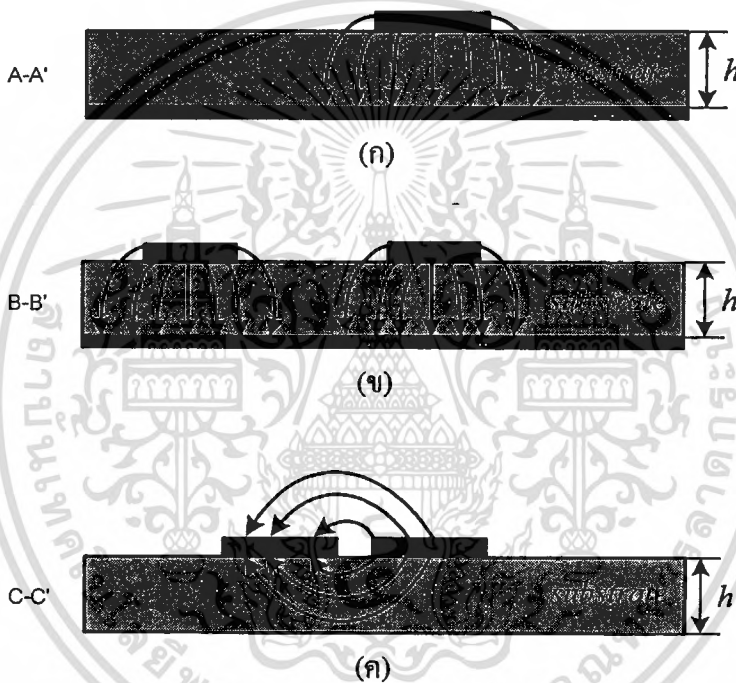
รูปที่ 5.1 โครงสร้างวงจรแปลงโครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตรีปรีนาบร่วมแบบสองความถี่

โครงสร้างของวงจรแปลงโครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตรีปรีนาบร่วมแบบสองความถี่ แสดงดังรูปที่ 5.1 จากรูปวงจรแปลงโครงสร้างประกอบด้วยส่วนแรกเป็นส่วนของสายนำสัญญาณบนโครงสร้างไมโครสตริปแบบชั้นโดยมีความกว้างเท่ากับ W_1 และ W_2 มีความยาวเท่ากับ L_1 และ L_2 ส่วนที่สองเป็นส่วนของสลับแบบสองความถี่แบบชั้นโดยมีความกว้างเท่ากับ W_3 และ W_4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ยืมได้เห็นว่าเอกสารฉบับนี้เป็นการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มีความยาวเท่ากับ L_3 และ L_4 ส่วนที่สามเป็นส่วนของโครงสร้างสายนำสัญญาณแบบสตริป ระบายร่วมโดยมีความกว้างเท่ากับ W ความยาวเท่ากับ L_{cps} สายนำสัญญาณวางห่างกันเป็น ระยะทาง G โดยวงจรมีความกว้างของระนาบกราวด์เท่ากับ $L_5 + L_6 + W_1$ ความยาวเท่ากับ $L_1 + L_2$ จะเห็นว่าในส่วนของโครงสร้างสายนำสัญญาณสตริประบายร่วมจะไม่มีระนาบกราวด์ ด้านล่างเมื่อเทียบกับสายนำสัญญาณบน โครงสร้างไมโครสตริป ดังนั้นเมื่อสนามไฟฟ้ามีการเปลี่ยน โหมดจากโหมดไมโครสตริปไปเป็นโหมดสตริประนาบแสดงดังรูปที่ 5.2 เพื่อนำมาพิจารณา กับโครงสร้างวงจรแปลงโครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประบายร่วมแบบสองความถี่ของ โครงสร้างดังรูปที่ 5.1



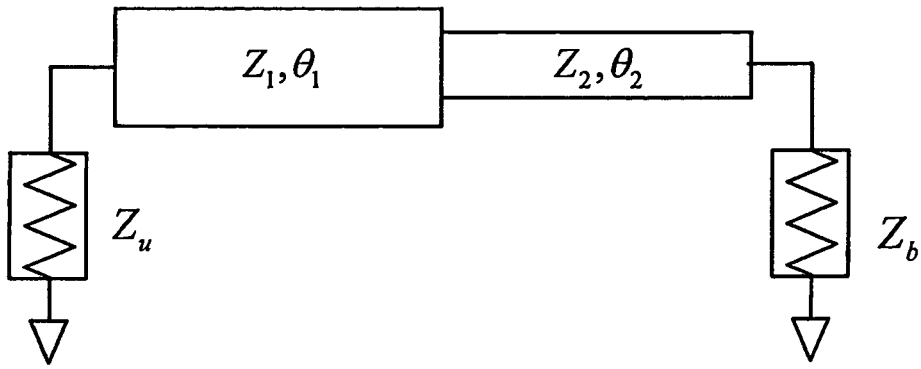
รูปที่ 5.2 ภาคตัดขวางการกระจายของสนามไฟฟ้า (ก) โครงสร้างไมโครสตริป (ข) การเชื่อมต่อ ของโครงสร้างไมโครสตริป และ(ค) โครงสร้างสตริประบายร่วม

พิจารณา รูปที่ 5.2 แสดงรูปภาคตัดขวางการกระจายของสนามไฟฟ้าที่ต่างกันจากรูปจะ เห็นการเปลี่ยนแปลงของสนามไฟฟ้าที่เดินทางจาก โครงสร้างไมโครสตริปมายัง โครงสร้างสตริป ระบายร่วมสำหรับใช้อธิบายการแปรเปลี่ยนสนามไฟฟ้าของวงจรแปลงโครงสร้างไมโครสตริป เป็นสตริประบายร่วมแบบสองความถี่ มีอยู่ทั้งหมด 3 ขั้นตอน คือ (ก) สนามไฟฟ้าที่กระจายบน โครงสร้างไมโครสตริป (ระนาบ A-A') สนามไฟฟ้าจากไมโครสตริปกระจายผ่านไดอิเล็กทริกไปยัง ระนาบกราวด์ (ข) สนามไฟฟ้าที่กระจายในการเชื่อมต่อระหว่างสตริป (ระนาบ B-B') สนามไฟฟ้าจะเชื่อมต่อระหว่างไมโครสตริปและอีกส่วนหนึ่งเดินทางผ่านไดอิเล็กทริกไปยังระนาบ

กราวนด์ และ (ค) แสดงสนามไฟฟ้าที่กระจายบนโครงสร้างสตริปประนาบร่วม (ระนาบ C-C') ดังนั้น โครงสร้างจะไม่มีระนาบกราวนด์จะมีแต่สตริปบนไดอิเล็กตริก สนามไฟฟ้าจะกระจายระหว่างสตริปเท่านั้น จากรูปจะสังเกตเห็นว่าสนามไฟฟ้าเปรียบเทียบกับระหว่างโหมดการทำงานของไมโครสตริปกับโหมดการทำงานของสตริปประนาบร่วมสนามไฟฟ้าจะหมุนหรือเปลี่ยนแปลงไปจากเดิม 90 องศา นั่นก็หมายความว่าโครงสร้างของวงจรได้เปลี่ยนโหมดการทำงานจากโหมดไมโครสตริปไปเป็นโหมดสตริปประนาบร่วมโดยสมบูรณ์แล้ว

5.2 การออกแบบวงจรไมโครสตริปแบบสองความถี่

ในส่วนนี้จะทำการออกแบบวงจรไมโครสตริป ที่สามารถตอบสนองได้ดีทั้งสองความถี่ จุดมุ่งหมายของการออกแบบวงจรไมโครสตริปแบบสองความถี่ ก็เพื่อที่จะทำให้ทราบว่าวงจรไมโครสตริปนั้นสามารถตอบสนองได้ดีทั้งสองความถี่จริง ก่อนที่จะนำวงจรดังกล่าวไปเชื่อมต่อกับโครงสร้างสตริปประนาบร่วมเพื่อลดความผิดพลาด (ไม่แมตซ์) ในการออกแบบในแต่ละส่วน โดยวงจรไมโครสตริปที่ตอบสนองได้ดีทั้งสองความถี่ที่ออกแบบนั้น จะทำการจำลองการทำงานทางสนามไฟฟ้าด้วยโปรแกรม ADS Momentum™ 2003 ดังแสดงโครงสร้างในรูปที่ 5.1 ตามรูปดังกล่าวจะสังเกตเห็นว่าวงจรไมโครสตริปที่ออกแบบจะแบ่งออกเป็นสองส่วนดังต่อไปนี้ ในส่วนแรกสายนำสัญญาณมีค่าอิมพีแดนซ์เท่ากับ Z_1 โดยมีความยาวทางไฟฟ้าเท่ากับ θ_1 ส่วนนี้จะทำการเชื่อมต่อส่วนปลายกับวงจรที่ไม่สมดุลโดยมีอิมพีแดนซ์ (Impedance at Unbalance Termination) เท่ากับ Z_U ทางด้านซ้ายมือหรืออาจจะเรียกว่าอินพุตอิมพีแดนซ์ส่วนมากแล้วจะมีค่าเท่ากับ 50 โอห์ม เพราะว่าในส่วนนี้จะเป็นส่วนเชื่อมต่อกับพอร์ต SMA และอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ Z_2 ของสายนำสัญญาณส่วนที่สองทางด้านขวามือ สำหรับในส่วนที่สองนั้นสายนำสัญญาณมีค่าอิมพีแดนซ์เท่ากับ Z_2 โดยมีความยาวทางไฟฟ้าเท่ากับ θ_2 ส่วนนี้จะทำการเชื่อมต่อกับอิมพีแดนซ์ Z_1 ของสายนำสัญญาณ ในส่วนแรกทางด้านซ้ายมือและปลายอีกด้านหนึ่งเชื่อมต่อกับโหลดในที่นี่จะหมายความถึงวงจรแบบสมดุล ซึ่งในส่วนนี้จะนำไปเชื่อมต่อกับโครงสร้างสตริปประนาบร่วมซึ่งลักษณะโครงสร้างของวงจรเป็นแบบสมดุลต่อไป โดยกำหนดให้มีค่าอิมพีแดนซ์ (Impedance at Balance Termination) เท่ากับ Z_b ทางด้านขวามือของวงจร



รูปที่ 5.3 โครงสร้างสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริปแปลงอิมพีแดนซ์สองความถี่

สำหรับในงานวิจัยนี้วงจรสองความถี่ที่ทำการออกแบบนั้น จะทำการเลือกอิมพีแดนซ์ทางด้านอินพุต Z_u และอิมพีแดนซ์ทางด้านเอาต์พุต Z_b ได้อย่างอิสระ โดยสามารถเลือกอิมพีแดนซ์ใดก็ได้ โดยที่ f_1 หมายถึงความถี่ที่หนึ่ง และ f_2 หมายถึงความถี่ที่สอง ซึ่งความสัมพันธ์คือ $f_2 = af_1$ โดยกำหนดให้ $1 < a < 3$ โดยจะเป็นขอบเขตที่เหนือกว่าฮาร์โมนิกส์พื้นฐานที่สาม จากนั้นหาความยาวของสายนำสัญญาณให้เหมาะสม กล่าวคือความยาวต้องตอบสนองได้ดีทั้งสองความถี่ สามารถหาความยาวของสายนำสัญญาณได้ดังนี้

$$l_1 = l_2 = \frac{\pi}{\beta_1(1+a)} \quad (5.1)$$

โดยที่ β_1 คือค่าคงที่ของเฟส (Phase Constant) ที่ความถี่ f_1

l_1 คือค่าความยาวทางกายภาพที่ความถี่ f_1

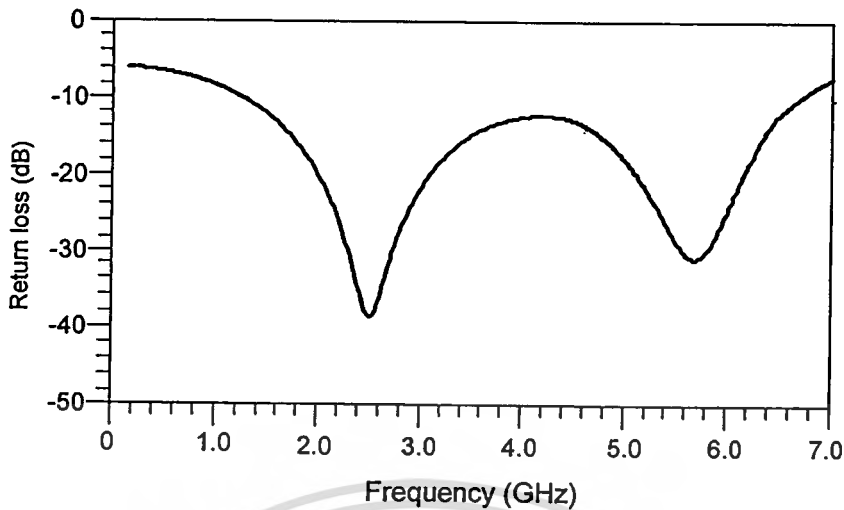
l_2 คือค่าความยาวทางกายภาพที่ความถี่ f_2

เมื่อกำหนดค่า Z_u , Z_b และทราบค่าความยาว l_1 , l_2 แล้ว จากรูปที่ 5.1 ดังนั้น ความสัมพันธ์ของสายนำสัญญาณในส่วนที่ 1 ที่มีอิมพีแดนซ์เท่ากับ Z_1 และสายนำสัญญาณในส่วนที่ 2 ที่มีอิมพีแดนซ์เท่ากับ Z_2 สามารถหาได้จาก

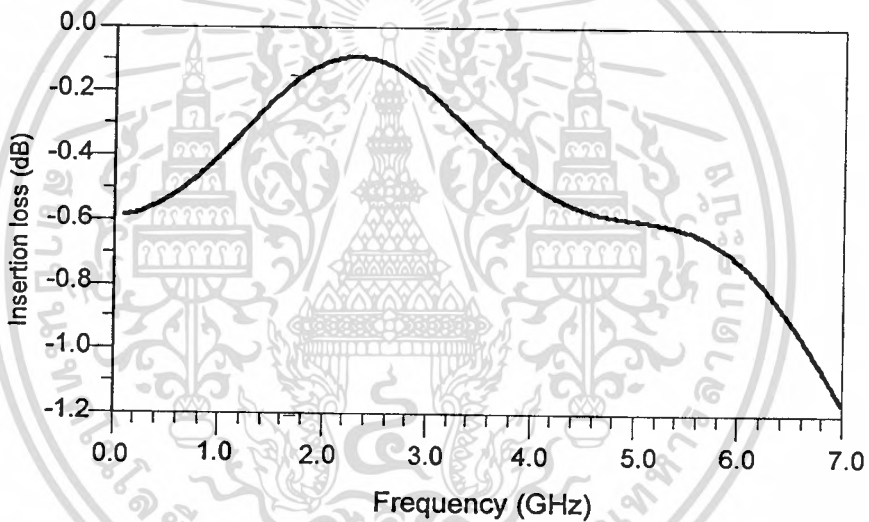
$$Z_1 = \sqrt{\frac{Z_u}{2 \tan^2(\beta_1 l_1)} (Z_b - Z_u) + \sqrt{\left[\frac{Z_u}{2 \tan^2(\beta_1 l_1)} (Z_b - Z_u) \right]^2 + Z_u^3 Z_b}} \quad (5.2)$$

$$Z_2 = \frac{Z_u Z_b}{Z_1} \quad (5.3)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมีให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)



(ข)

รูปที่ 5.4 ผลการจำลองการทำงานของวงจรไมโครสตริปแปลงอิมพีแดนซ์สองความถี่ตอบสนองที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์ และความถี่ 5.8 กิกะเฮิรตซ์ (ก) ค่าขนาดสัมประสิทธิ์การสะท้อน ($|S_{11}|$) และ (ข) ค่าขนาดสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน ($|S_{21}|$)

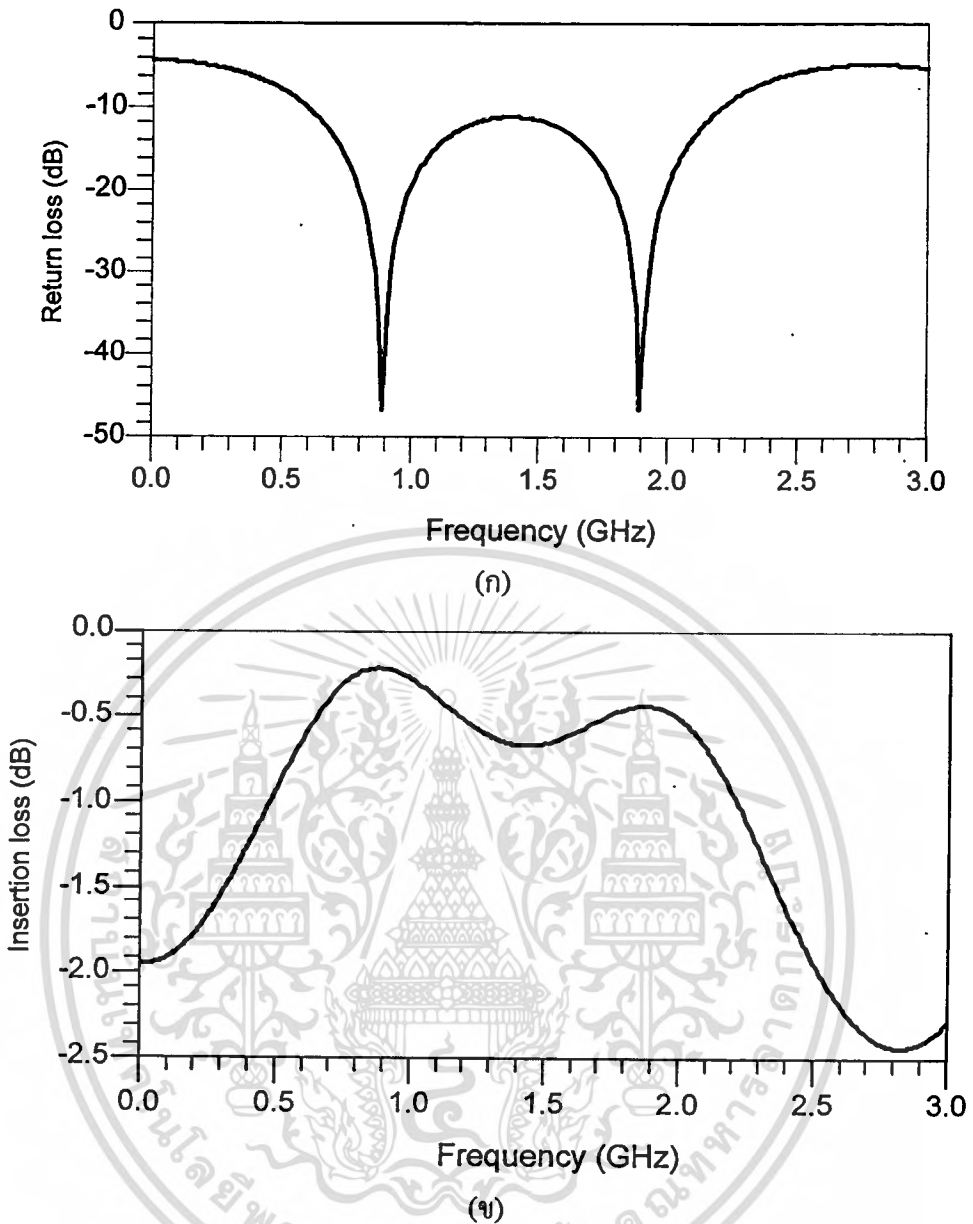
ในงานวิจัยนี้ได้ทำการออกแบบวงจรไมโครสตริปสองส่วน ตอบสนองได้ดีที่สองความถี่ โดยวิเคราะห์ผลการตอบสนองความถี่ จากการวิเคราะห์ทางสนามแม่เหล็กไฟฟ้าด้วยโปรแกรมจำลองการทำงาน ADS Momentum™ 2003 จะทำการออกแบบวงจรตัวอย่างสองวงจรที่แตกต่างกันคือวงจรแรกทำการออกแบบวงจรโดยกำหนดให้มีค่าอิมพีแดนซ์ทางด้านอินพุต Z_v เท่ากับ 50 โอห์ม ค่าอิมพีแดนซ์ทางด้านเอาต์พุต Z_b มีค่าเท่ากับ 100 โอห์ม ความถี่ f_1 มีค่าเท่ากับ 2.45 กิกะเฮิรตซ์ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เฮิร์ตซ์ ความถี่ f_2 มีค่าเท่ากับ 5.8 กิกะเฮิร์ตซ์ บนแผ่นวงจรพิมพ์ รุ่น RF60 ของบริษัท Taconic มีค่าไดอิเล็กตริกเท่ากับ (ϵ_r) 6.15 ค่าความหนาของแผ่นรองมีค่าเท่ากับ 1.52 มิลลิเมตร ความหนาของแผ่นตัวนำบางๆ มีค่าเท่ากับ 18 ไมโครเมตร และมีค่าการสูญเสียของแผ่นวงจรพิมพ์เท่ากับ 0.0028

รูปที่ 5.4 แสดงค่าการสูญเสีย (ก) ค่าขนาดสัมประสิทธิ์การสะท้อน ($|S_{11}|$) และ (ข) ค่าขนาดสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน ($|S_{21}|$) ของวงจรไมโครสตริปแปลงอิมพีแดนซ์สองความถี่วงจรแรกที่ได้จากการจำลองการทำงาน จะเห็นว่าวงจรไมโครสตริปสองความถี่ ที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิร์ตซ์โดยมีค่าขนาดสัมประสิทธิ์การสะท้อน ($|S_{11}|$) ที่น้อยกว่า - 35 dB และยังมีค่าขนาดสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน ($|S_{21}|$) - 0.17 dB และที่ความถี่ 5.8 กิกะเฮิร์ตซ์มีค่าขนาดสัมประสิทธิ์การสะท้อน ($|S_{11}|$) น้อยกว่า - 30 dB และมีค่าขนาดสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน ($|S_{21}|$) ต่ำกว่า - 0.7 dB ดังนั้นจากผลการจำลองการทำงานของวงจรไมโครสตริปที่แปลงอิมพีแดนซ์สองความถี่นั้น สรุปได้ว่าวงจรที่หนึ่งซึ่งออกแบบมานั้น สามารถส่งผ่านได้ดีทั้งสองความถี่

วงจรที่สองทำการออกแบบวงจรโดยกำหนดให้มีอิมพีแดนซ์ทางด้านอินพุต Z_{in} เท่ากับ 50 โอห์ม อิมพีแดนซ์ทางด้านเอาต์พุต Z_{out} มีค่าเท่ากับ 200 โอห์ม ความถี่ f_1 มีค่าเท่ากับ 0.9 กิกะเฮิร์ตซ์ ความถี่ f_2 มีค่าเท่ากับ 1.8 กิกะเฮิร์ตซ์ บนแผ่นวงจรพิมพ์ รุ่น FR4 มีค่าคงที่ไดอิเล็กตริกเท่ากับ (ϵ_r) 4.55 ค่าความหนาของแผ่นฐานรองมีค่าเท่ากับ 1.6 มิลลิเมตร ความหนาของแผ่นตัวนำบางๆ มีค่าเท่ากับ 18 ไมโครเมตร และมีค่าการสูญเสียของแผ่นวงจรพิมพ์เท่ากับ 0.02

รูปที่ 5.5 แสดงค่าการสูญเสีย (ก) ค่าขนาดสัมประสิทธิ์การสะท้อน ($|S_{11}|$) และ (ข) ค่าขนาดสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน ($|S_{21}|$) ของวงจรไมโครสตริปแปลงอิมพีแดนซ์สองความถี่วงจรที่สองที่ได้จากการจำลองการทำงาน จะเห็นว่าวงจรไมโครสตริปสองความถี่ ที่ความถี่ 0.9 กิกะเฮิร์ตซ์มีค่าขนาดสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ ($|S_{11}|$) น้อยกว่า - 40 dB และมีค่าขนาดสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน $|S_{21}|$ - 0.3 dB และที่ความถี่ 1.8 กิกะเฮิร์ตซ์ มีค่าขนาดสัมประสิทธิ์การสะท้อน ($|S_{11}|$) น้อยกว่า - 40 dB และมีค่าขนาดสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน ($|S_{21}|$) ต่ำกว่า - 0.6 dB ดังนั้นจากผลการจำลองการทำงานของวงจรไมโครสตริปที่แปลงอิมพีแดนซ์สองความถี่นั้น จึงสรุปได้ว่าวงจรแปลงอิมพีแดนซ์ที่สองที่ออกแบบมานั้นสามารถส่งผ่านได้ดีทั้งสองความถี่



รูปที่ 5.5 ผลการจำลองการทำงานของวงจร ไมโครสตริปแปลงอิมพีแดนซ์สองความถี่ที่ตอบสนองที่ความถี่ 0.9 กิกะเฮิรตซ์ และ 1.8 กิกะเฮิรตซ์ (ก) ค่าขนาดสัมประสิทธิ์การสะท้อน ($|S_{11}|$) และ (ข) ค่าขนาดสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน ($|S_{21}|$)

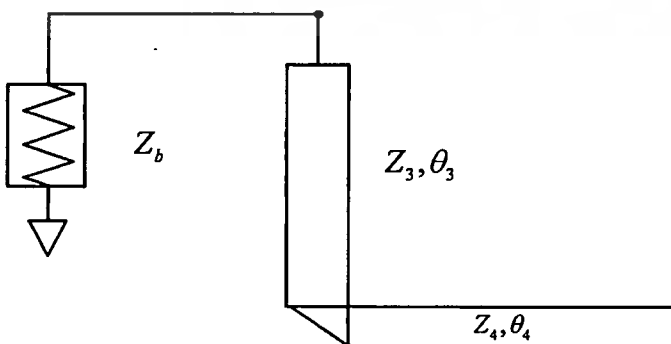
จากผลการจำลองการทำงานของ วงจรไมโครสตริปสองความถี่ที่ได้ออกแบบมาทั้งสองวงจรมัน โดยแต่ละวงจรถูกออกแบบจะมีความแตกต่างกันคือ คุณสมบัติของแผ่นวงจรพิมพ์ ความถี่ที่ตอบสนองได้ดีทั้งสองความถี่ ค่าอิมพีแดนซ์ทางด้านอินพุต Z_U และค่าอิมพีแดนซ์ทางด้านเอาต์พุต Z_b สรุปได้ว่าวงจรไมโครสตริปสองความถี่ วงจรที่หนึ่งส่งผ่านได้ดีที่ความถี่ 2.45 กิกะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เฮิร์ตซ์และ 5.8 กิกะเฮิร์ตซ์ วงจรที่สองตอบสนองได้ดีที่ความถี่ 0.9 กิกะเฮิร์ตซ์และ 1.8 กิกะเฮิร์ตซ์ ผลการจำลองการทำงานตรงไปตามทฤษฎีที่ได้คำนวณเอาไว้ตั้งแต่ต้น และสามารถนำวงจรดังกล่าวไปเชื่อมต่อกับโครงสร้างสตรีประนาบร่วมในหัวข้อต่อไปได้

5.3 การออกแบบสลับแบบสองความถี่

จุดประสงค์สำหรับการออกแบบสลับแบบสองความถี่นั้น ก็เพื่อที่จะสังเกตผลการตอบสนองของวงจรดังกล่าวจะสามารถทำงานได้ตามที่ออกแบบไว้หรือไม่ เพื่อนำวงจรสลับแบบสองความถี่นี้ไปเชื่อมต่อกับโครงสร้างสตรีประนาบร่วมในหัวข้อต่อไป โครงสร้างวงจรถูกแสดงในรูปที่ 5.6 ตามรูปจะเห็นว่าวงจรสลับสองความถี่ที่ออกแบบจะแบ่งออกเป็นสองส่วน ซึ่งในส่วนแรกสายนำสัญญาณมีค่าอิมพีแดนซ์เท่ากับ Z_3 โดยมีค่าความยาวทางไฟฟ้าเท่ากับ θ_3 ส่วนนี้จะทำการเชื่อมต่อกับส่วนปลายกับวงจรสมดุทธ์โดยมีอิมพีแดนซ์ (Impedance at Balance Termination) เท่ากับ Z_b ทางด้านบน และค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะเท่ากับ Z_4 ของส่วนที่สองทางด้านล่าง สำหรับในส่วนที่สองนั้นสายนำสัญญาณมีค่าอิมพีแดนซ์เท่ากับ Z_4 โดยมีความยาวทางไฟฟ้า θ_4 ส่วนนี้จะทำการเชื่อมต่อกับอิมพีแดนซ์ Z_3 ของส่วนแรกทางด้านบนและทางส่วนปลายอีกด้านหนึ่งจะเปิดวงจรไว้ ในการนำวงจรสลับสองความถี่นี้ไปใช้งานเพื่อเชื่อมต่อกับโครงสร้างสตรีประนาบร่วม โดยการนำส่วนปลายสายของสายนำสัญญาณที่มีอิมพีแดนซ์ Z_3 ไปเชื่อมต่อ จะเห็นว่าทางผู้วิจัยได้จำลองอิมพีแดนซ์ของโครงสร้างแบบสมดุทธ์ให้เป็น Z_b (โครงสร้างสตรีประนาบร่วม) เมื่อได้จำลองการทำงานแล้วจะทำให้ทราบว่าการสลับสองความถี่ดังกล่าวนั้นตอบสนองความถี่ที่ได้ออกแบบเอาไว้สองความถี่จริง เพื่อที่จะตัดปัญหาการไม่แมตซ์ (Mismatch) กันเมื่อนำวงจรดังกล่าวไปเชื่อมต่อกับโครงสร้างที่แตกต่างกัน ในงานวิจัยนี้โครงสร้างที่นำมาเชื่อมต่อกับวงจรสลับแบบสองความถี่ก็คือโครงสร้างสตรีประนาบร่วมนั่นเอง



รูปที่ 5.6 โครงสร้างสลับสองความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับในงานวิจัยนี้ วงจรสลับที่ทำการออกแบบนั้นจะทำการเลือกอิมพีแดนซ์ทางด้านอินพุต Z_3 และอิมพีแดนซ์ทางด้านเอาต์พุต Z_6 ได้อย่างอิสระโดยสามสารเลือกอิมพีแดนซ์ใดก็ได้ โดยที่ f_1 หมายถึงความถี่ที่หนึ่ง และ f_2 หมายถึงความถี่ที่สอง ซึ่งความสัมพันธ์คือ $f_2 = af_1$ โดยกำหนดให้ $1 < a < 3$ โดยจะเป็นขอบเขตที่เหนือกว่าฮาร์โมนิกส์พื้นฐานที่สาม จากนั้นหาความยาวทางไฟฟ้าของสายนำสัญญาณให้เหมาะสมกล่าวคือ ความยาวต้องตอบสนองได้ดีทั้งสองความถี่ สามารถหาความยาวได้จาก

$$l_3 = l_4 = \frac{\pi}{\beta_1(1+a)} \quad (5.4)$$

โดยที่ β_1 คือค่าคงที่ของเฟส (Phase Constant) ที่ความถี่ f_1

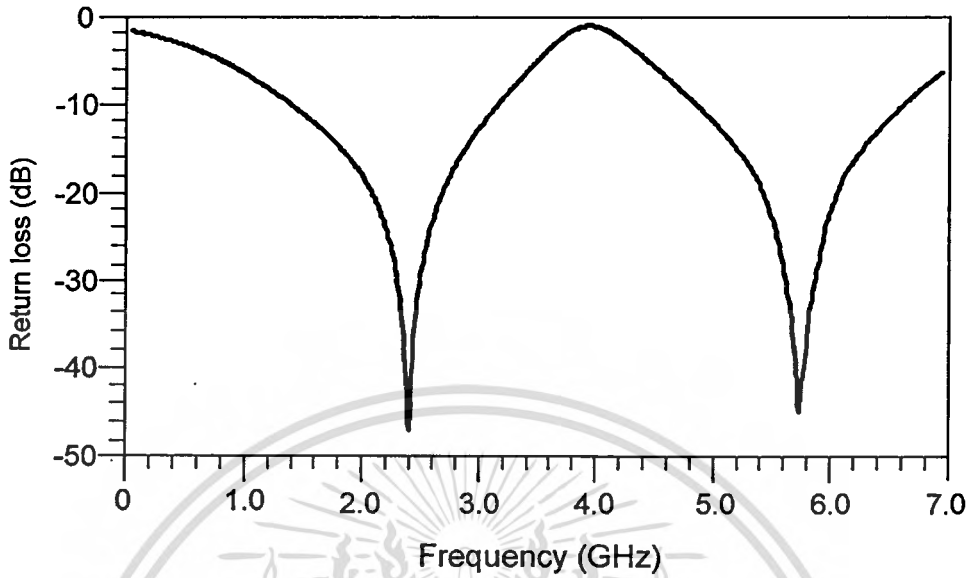
l_3 คือค่าความยาวทางกายภาพที่ความถี่ f_1

l_4 คือค่าความยาวทางกายภาพที่ความถี่ f_2

เมื่อกำหนดค่า Z_3, Z_6 และทราบค่าความยาว l_3, l_4 แล้วจากรูปที่ 5.4 ดังนั้น ความสัมพันธ์ของสายนำสัญญาณส่วนที่ 1 ที่มีค่าอิมพีแดนซ์เท่ากับ Z_3 และสายนำสัญญาณส่วนที่ 2 ที่มีค่าอิมพีแดนซ์เท่ากับ Z_4 สามารถหาได้จาก

$$Z_4 = Z_3 \tan^2\left(\frac{\pi}{1+a}\right) \quad (5.5)$$

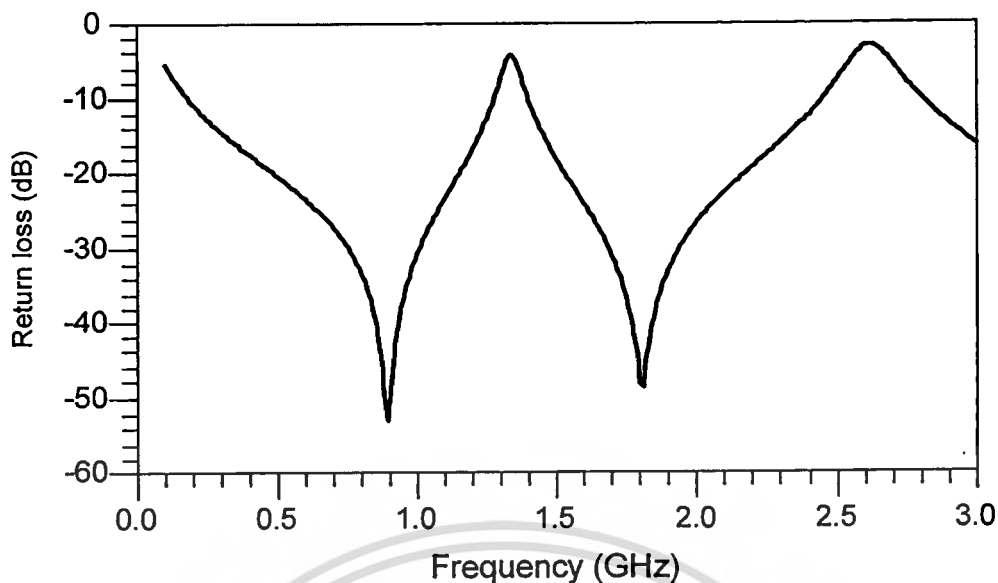
ในงานวิจัยนี้ได้จะทำการออกแบบวงจรสลับสองส่วนตอบสนองได้ดีทั้งสองความถี่ โดยวิเคราะห์ผลการตอบสนองความถี่ โดยการวิเคราะห์ทางสนามแม่เหล็กไฟฟ้าด้วยโปรแกรมจำลองการทำงาน ADS Momentum™ 2003 จะทำการออกแบบวงจรตัวอย่างสองวงจรที่แตกต่างกันและจำลองการทำงาน คือวงจรแรกทำการออกแบบวงจรโดยกำหนดให้มีค่าอิมพีแดนซ์ทางด้านอินพุต Z_3 เท่ากับ 32 โอห์ม ค่าอิมพีแดนซ์ทางด้านเอาต์พุต Z_6 มีค่าเท่ากับ 100 โอห์ม ความถี่ f_1 มีค่าเท่ากับ 2.45 กิกะเฮิร์ตซ์ ความถี่ f_2 มีค่าเท่ากับ 5.8 กิกะเฮิร์ตซ์ บนแผ่นวงจรพิมพ์ รุ่น RF60 ของบริษัท Taconic มีค่าคงที่ไดอิเล็กตริกเท่ากับ (ϵ_r) 6.15 ค่าความหนาของแผ่นฐานรองมีค่าเท่ากับ 1.52 มิลลิเมตร ความหนาของแผ่นตัวนำบาง ๆ มีค่าเท่ากับ 18 ไมโครเมตร และมีค่าการสูญเสียของแผ่นวงจรพิมพ์มีค่าเท่ากับ 0.0028



รูปที่ 5.7 ค่าขนาดสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ ($|S_{11}|$) ของวงจรสลับสองความถี่ตอบสนอง ที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์และ 5.8 กิกะเฮิรตซ์

จากรูปที่ 5.7 แสดงค่าขนาดสัมประสิทธิ์การสะท้อน ($|S_{11}|$) ของวงจรสลับสองความถี่ของ วงจรแรกที่ได้จากการจำลองการทำงาน จะเห็นว่าวงจรสลับสองความถี่ ที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์มี ค่าขนาดสัมประสิทธิ์การสะท้อน ($|S_{11}|$) สูงกว่า -45 dB และที่ความถี่ 5.8 กิกะเฮิรตซ์มีค่าขนาด สัมประสิทธิ์การสะท้อน ($|S_{11}|$) สูงกว่า -45 dB ดังนั้นจากผลการจำลองการทำงานวงจรสลับสอง ความถี่วงจรที่หนึ่ง ที่ได้ออกแบบมานั้นสามารถส่งผ่านได้ดีทั้งสองความถี่

วงจรที่สองทำการออกแบบวงจรสลับสองความถี่ โดยกำหนดให้มีค่าอิมพีแดนซ์ทางด้าน อินพุต Z_3 เท่ากับ 45 โอห์ม ค่าอิมพีแดนซ์ทางด้านเอาต์พุต Z_6 มีค่าเท่ากับ 200 โอห์ม ที่ความถี่ f_1 มีค่าเท่ากับ 0.9 กิกะเฮิรตซ์ และความถี่ f_2 มีค่าเท่ากับ 1.8 กิกะเฮิรตซ์ บนแผ่นวงจรพิมพ์ รุ่น FR4 มี ค่าไดอิเล็กตริกเท่ากับ (ϵ_r) 4.55 ค่าความหนาของแผ่นตัวนำบางๆ มีค่าเท่ากับ 18 ไมโครเมตร ค่า ความหนาของแผ่นฐานรองมีค่าเท่ากับ 1.6 มิลลิเมตร



รูปที่ 5.8 ค่าขนาดสัมประสิทธิ์การสะท้อน ($|S_{11}|$) ของวงจรสลับสองความถี่ตอบสนอง ที่ความถี่ 0.9 กิกะเฮิรตซ์และ 1.8 กิกะเฮิรตซ์

จากรูปที่ 5.8 แสดงค่าขนาดสัมประสิทธิ์การสะท้อน ของวงจรสลับสองความถี่ของวงจรที่ สอง ที่ได้จากการจำลองการทำงาน จะเห็นว่าวงจรสลับสองความถี่ ที่ความถี่ 0.9 กิกะเฮิรตซ์ มีค่า ขนาดสัมประสิทธิ์การสะท้อน ($|S_{11}|$) สูงกว่า -45 dB ที่ความถี่ 1.8 กิกะเฮิรตซ์มีค่าขนาด สัมประสิทธิ์การสะท้อน ($|S_{11}|$) สูงกว่า -45 dB ดังนั้นจากผลการจำลองการทำงานวงจรสลับสอง ความถี่วงจรที่สลับที่ออกแบบมาสามารถส่งผ่านได้ดีทั้งสองความถี่

จากผลการจำลองการทำงานของวงจรสลับสองความถี่ที่ได้ออกแบบมาทั้งสองวงจรมัน โดยแต่ละวงจรที่ออกแบบจะมีความแตกต่างกันคือ คุณสมบัติของแผ่นวงจรพิมพ์ ความถี่ที่ ตอบสนองได้ดีทั้งสองความถี่ ค่าอิมพีแดนซ์ทางด้านอินพุต Z_3 และค่าอิมพีแดนซ์ทางด้าน เอาต์พุต Z_6 สรุปได้ว่าวงจรสลับสองความถี่ วงจรที่หนึ่งส่งผ่านได้ดีที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์และ 5.8 กิกะเฮิรตซ์ วงจรที่สองตอบสนองได้ดีที่ความถี่ 0.9 กิกะเฮิรตซ์และ 1.8 กิกะเฮิรตซ์ ผลการ จำลองการทำงานตรงไปตามทฤษฎีที่ได้คำนวณเอาไว้และสามารถนำวงจรสลับสองความถี่ดังกล่าว ไปเชื่อมต่อกับ โครงสร้างสตรีประนาบร่วมในหัวข้อต่อไปได้

5.4 วงจรแปลงโครงสร้างไมโครสตรีปเป็นสตรีประนาบร่วมแบบสองความถี่

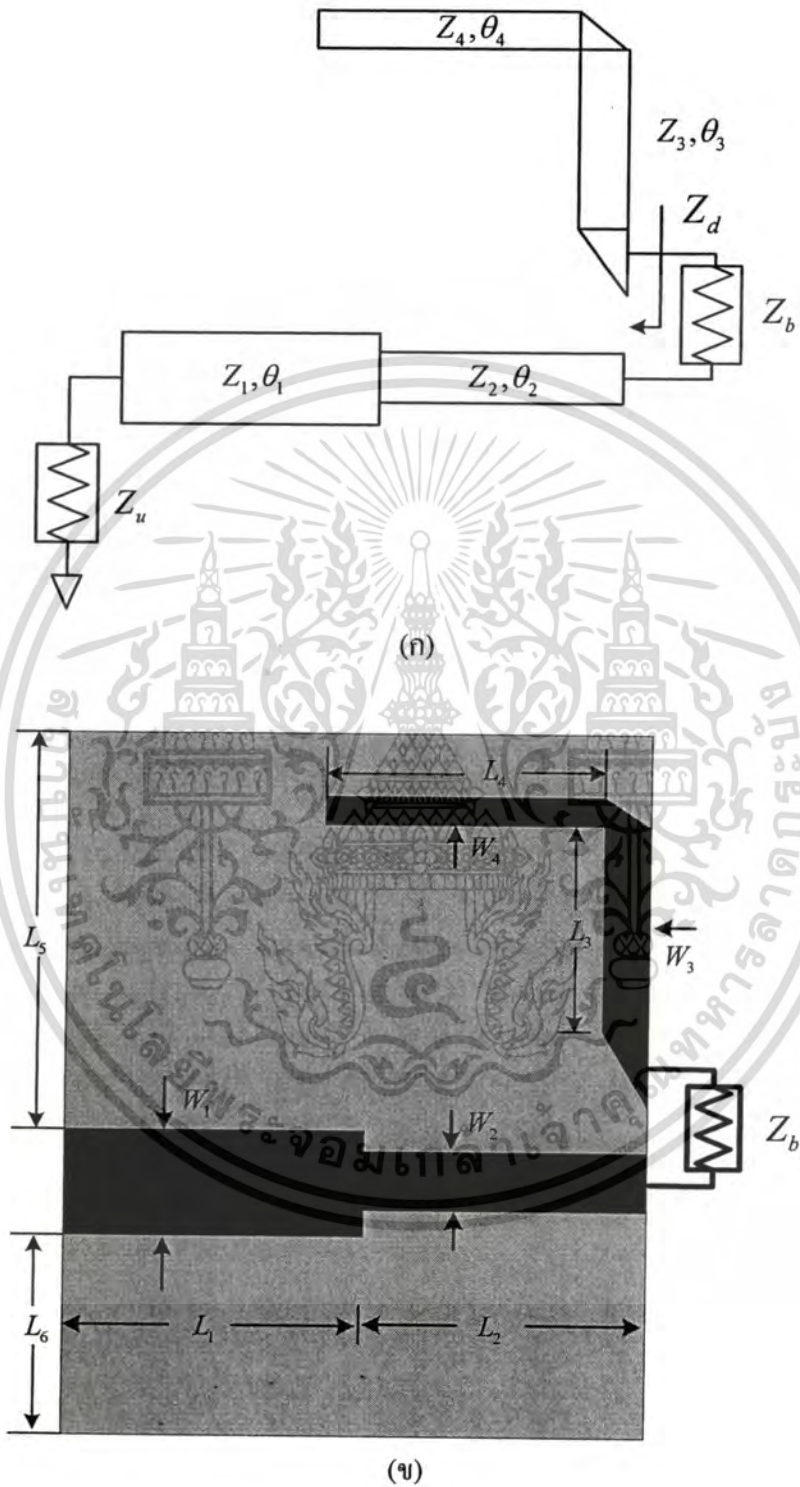
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.4 วงจรแปลงโครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วมแบบสองความถี่

จากหัวข้อ 5.3 และ 5.4 ได้ศึกษาหลักการออกแบบวงจรไมโครสตริปสองความถี่และสลับแบบสองความถี่แล้ว จากข้อสรุปในแต่ละหัวข้อพบว่าการตอบสนองได้ดีที่ความถี่ทั้งสองที่ได้ออกแบบเอาไว้โดยได้ยืนยันความถูกต้องแม่นยำจากการคำนวณและวิเคราะห์ผลการตอบสนองในแต่ละความถี่ ด้วยการวิเคราะห์ทางสนามแม่เหล็กไฟฟ้า จากผลจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม ADS Momentum™ 2003 นั้นก็หมายความว่าในการออกแบบวงจรแปลงโครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วมแบบสองความถี่ จะสามารถออกแบบวงจรได้ง่ายขึ้นเมื่อนำโครงสร้างสายนำสัญญาณไมโครสตริปสองความถี่มารวมกับสลับสองความถี่ และนำวงจรทั้งสองมาทำการเชื่อมต่อกับโครงสร้างสตริประนาบร่วม ในงานวิจัยนี้จะทำการออกแบบวงจรแปลงโครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วมแบบสองความถี่โดยจะมีค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ Z_U เท่ากับ 50 โอห์มแปลงไปเป็นเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ Z_b มีค่าเท่ากับ 200 โอห์ม เพื่อลดข้อผิดพลาดจะทำการประกอบวงจรแปลงโครงสร้างไมโครสตริปได้ โดยจะยังไม่นำโครงสร้างดังกล่าวไปเชื่อมต่อกับโครงสร้างสตริประนาบร่วมเพื่อศึกษาผลตอบสนองของวงจร โครงสร้างวงจรดังแสดงในรูปที่ 5.9 จากรูปที่ดังกล่าวแสดงการเชื่อมต่อวงจรแปลงโครงสร้างไมโครสตริปแบบสองความถี่ วงจรจะประกอบไปด้วยส่วนของอินพุตอิมพีแดนซ์ Z_U ไมโครสตริปสองส่วนสองความถี่ Z_1, θ_1 และ Z_2, θ_2 เอาต์พุตอิมพีแดนซ์ Z_b และสลับสองความถี่ Z_3, θ_3 และ Z_4, θ_4 โดยที่กำหนดให้ Z_b คือวงจรสมมูลย์เทียบเคียงใช้สำหรับแทนโครงสร้างสตริประนาบร่วมและค่าของ Z_d จะหมายถึงอิมพีแดนซ์ที่จุดนั้น (Driving Point Impedance)

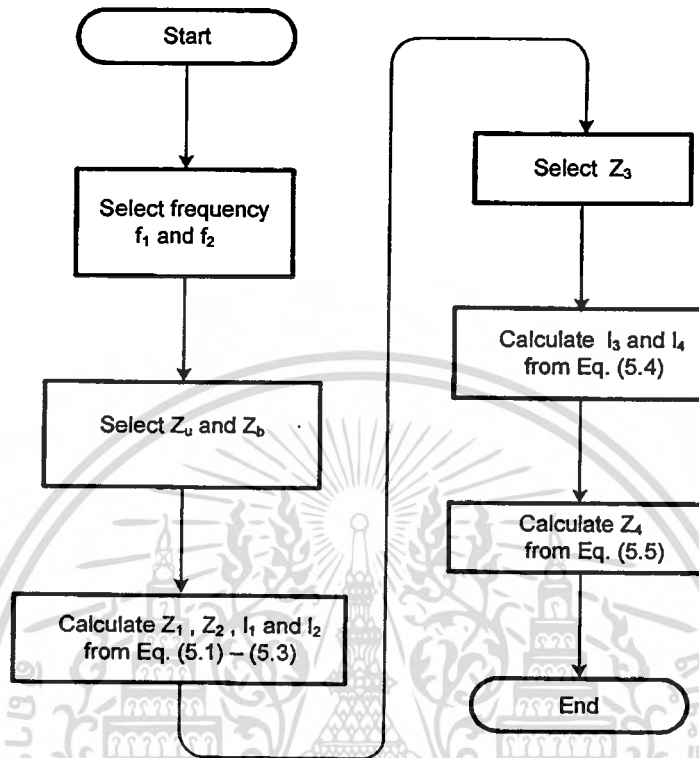
เพื่อให้ง่ายขึ้นในการออกแบบโดยจะทำตามขั้นตอนดังรูปที่ 5.10 จากรูปจะแสดงขั้นตอนการออกแบบหรือแผนภูมิ (Flowchart) ของวงแปลงโครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วมแบบสองความถี่โดยขั้นตอนการออกแบบจะดำเนินการดังต่อไปนี้

1. เลือกความถี่ใช้งานคือความถี่ f_1 หมายถึงความถี่ที่หนึ่ง และ f_2 หมายถึงความถี่ที่สอง
2. เลือกอินพุตอิมพีแดนซ์ Z_U และเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ Z_b
3. คำนวณหาค่า Z_1, Z_2, ℓ_1 และ ℓ_2 จากสมการที่ (5.1) – (5.3)
4. เลือกอิมพีแดนซ์ Z_3 ของสลับสองความถี่
5. คำนวณความยาว ℓ_3 และ ℓ_4 จากสมการที่ (5.4)
6. คำนวณค่าอิมพีแดนซ์ Z_4 ของสลับสองความถี่จากสมการที่ (5.5)



รูปที่ 5.9 การเชื่อมต่อวงจรแปลง โครงสร้างไมโครสตริปแบบสองความถี่ (ก) การเชื่อมต่อวงจรแปลงโครงสร้างทางไฟฟ้า และ(ข) การเชื่อมต่อวงจรแปลง โครงสร้างทางกายภาพ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.10 แผนภูมิ (Flowchart) การออกแบบวงจรแปลง โครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริป ระบายร่วมแบบสองความถี่

เมื่อทราบหลักการและขั้นตอนการออกแบบวงจรแปลง โครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริป ระบายร่วมแบบสองความถี่แล้วเพื่อให้ง่ายขึ้นทางผู้วิจัยได้นำหลักการดังกล่าวมาเขียนลงโปรแกรม MATLAB โดยกำหนดให้อิมพีแดนซ์ Z_u มีค่าเท่ากับ 50 โอห์ม ที่กำหนดอิมพีแดนซ์ไว้แบบนี้ก็เนื่องมาจากพอร์ตของวงจรที่นำไปทดสอบกับเครื่องวิเคราะห์โครงข่าย (Network Analyzer) นั้นเป็นพอร์ต SMA ซึ่งมีค่าอิมพีแดนซ์เท่ากับ 50 โอห์ม สำหรับค่าอิมพีแดนซ์ต่าง ๆ ที่ได้จากการคำนวณแสดงดังตารางที่ 5.1 จากตารางดังกล่าวจะกำหนดค่าความถี่ที่ตอบสนองความถี่แรกคือ f_1 ส่วนความถี่ที่ตอบสนองความถี่ที่สองคือ f_2 เป็นคู่ความถี่ตัวอย่างที่เลือกมาคือคู่ความถี่ คือความถี่ $f_1 = 0.9$ กิกะเฮิรตซ์กับความถี่ $f_2 = 1.8$ กิกะเฮิรตซ์, ความถี่ $f_1 = 1.9$ กิกะเฮิรตซ์กับความถี่ $f_2 = 2.45$ กิกะเฮิรตซ์, ความถี่ $f_1 = 2.45$ กิกะเฮิรตซ์กับความถี่ $f_2 = 3.4$ กิกะเฮิรตซ์และสุดท้ายความถี่ $f_1 = 2.45$ กิกะเฮิรตซ์กับความถี่ $f_2 = 5.8$ กิกะเฮิรตซ์ จากนั้นจะกำหนดให้ค่าอิมพีแดนซ์ Z_b ตัวอย่างสามตัวอย่างมีค่าดังต่อไปนี้ 100 โอห์ม 150 โอห์มและ 200 โอห์ม หลังจากกำหนดค่าพารามิเตอร์ตามต้องการขั้นต้นแล้วจะได้ทราบผลลัพธ์ในแต่ละกรณีจากการคำนวณดังต่อไปนี้คือค่าอิมพีแดนซ์ Z_1

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และ Z_2 ค่าความยาวทางไฟฟ้า l_1 และ l_2 สำหรับค่าอิมพีแดนซ์ Z_3 จะเป็นอิมพีแดนซ์ที่ผู้วิจัยกำหนดขึ้นมาเองหลังจากการคำนวณที่ทราบผลลัพธ์ค่าอิมพีแดนซ์ Z_4 ค่าความยาวทางไฟฟ้า l_3 และ l_4 ที่ได้จากการคำนวณ เมื่อได้ค่าพารามิเตอร์ของวงจรแปลงโครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วมแบบสองความถี่แล้วจากนั้นก็สามารนำไปจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม ADS Momentum™ 2003 ได้เมื่อถูกต้องครบถ้วนตามต้องการแล้วจึงนำพารามิเตอร์ดังกล่าวไปเชื่อมต่อกับโครงสร้างสตริประนาบร่วมได้

ตารางที่ 5.1 ค่าอิมพีแดนซ์ที่ได้จากการคำนวณสำหรับวงจรแปลงโครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วมสองความถี่โดยกำหนดให้ $Z_u = 50$ โอห์ม

ความถี่ (กิกะเฮิรตซ์)		$Z_b = 100$ (โอห์ม)		$Z_b = 150$ (โอห์ม)		$Z_b = 200$ (โอห์ม)		ความยาว (องศา)	
f_1	f_2	Z_1	Z_2	Z_1	Z_2	Z_1	Z_2	l_1	l_2
0.9	1.8	63.06	79.29	72.41	103.58	80.02	124.96	60.00	60.00
1.9	2.45	59.89	83.49	66.58	112.65	71.79	139.29	78.62	78.62
2.45	3.4	60.18	83.09	67.11	111.76	72.54	137.86	75.38	75.38
2.45	5.8	65.49	76.35	76.92	97.51	86.42	115.71	53.45	53.45

ในงานวิจัยนี้จะทำการออกแบบวงจรแปลงโครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วมแบบสองความถี่เป็นตัวอย่างที่มีความแตกต่างกันสองวงจร คือวงจรแรกทำการออกแบบวงจรโดยกำหนดให้มีค่าอิมพีแดนซ์ทางด้านอินพุต Z_u มีค่าเท่ากับ 50 โอห์ม ค่าอิมพีแดนซ์ทางด้านเอาต์พุต Z_b มีค่าเท่ากับ 100 โอห์ม ที่ความถี่ f_1 มีค่าเท่ากับ 2.45 กิกะเฮิรตซ์ และความถี่ f_2 มีค่าเท่ากับ 5.8 กิกะเฮิรตซ์ บนแผ่นวงจรพิมพ์ รุ่น TTL9 ของบริษัท Taconic มีค่าคงที่ไดอิเล็กตริกเท่ากับ (ϵ_r) 2.5 ค่าความหนาของแผ่นตัวนำบางๆ มีค่าเท่ากับ 18 ไมโครเมตรและค่าความหนาของแผ่นฐานรองมีค่าเท่ากับ 0.381 มิลลิเมตรและมีค่าการสูญเสียของแผ่นวงจรพิมพ์เท่ากับ 0.0028

สำหรับวงจรที่สองทำการออกแบบวงจรโดยกำหนดให้มีค่าอิมพีแดนซ์ทางด้านอินพุต Z_u มีค่าเท่ากับ 50 โอห์ม ค่าอิมพีแดนซ์ทางด้านเอาต์พุต Z_b มีค่าเท่ากับ 200 โอห์ม ที่ความถี่ f_1 มีค่าเท่ากับ 0.9 กิกะเฮิรตซ์และความถี่ f_2 มีค่าเท่ากับ 1.8 กิกะเฮิรตซ์ บนแผ่นวงจรพิมพ์ รุ่น FR4 มีค่าคงที่ไดอิเล็กตริกเท่ากับ (ϵ_r) 4.55 ค่าความหนาของแผ่นตัวนำบางๆ มีค่าเท่ากับ 18 ไมโครเมตรและค่าความหนาของแผ่นรองมีค่าเท่ากับ 1.6 มิลลิเมตร และมีค่าการสูญเสียของ

แผ่นวงจรพิมพ์เท่ากับ 0.02 สำหรับวงจรที่ทำการออกแบบทั้งสองวงจรจะแสดงค่าพารามิเตอร์ทางกายภาพต่าง ๆ ในตารางที่ 5.2

ตารางที่ 5.2 ค่าพารามิเตอร์ของวงจรแปลงโครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วมแบบสองความถี่

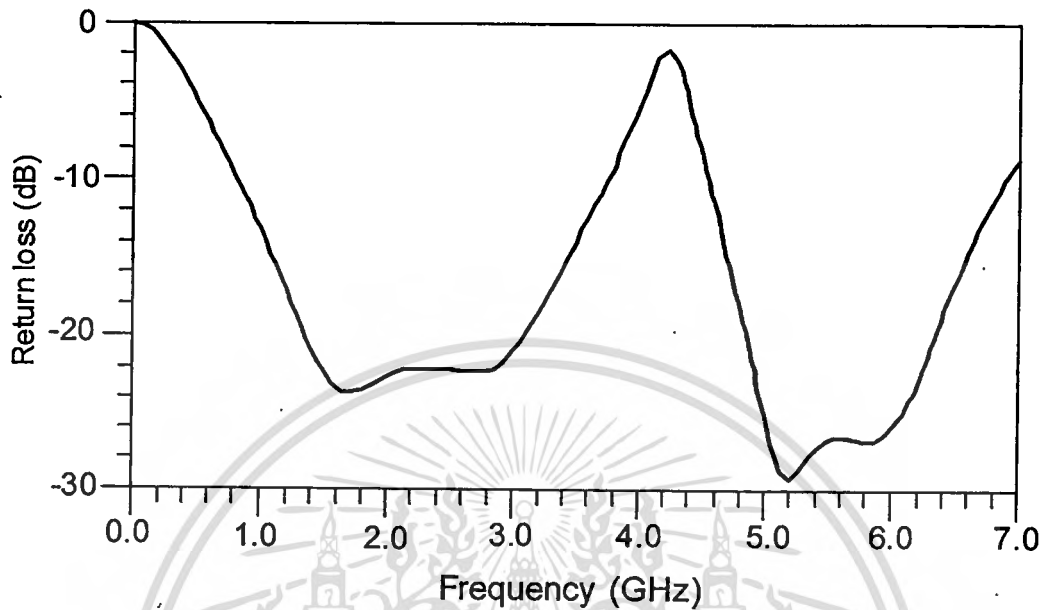
พารามิเตอร์	วงจรที่ 1 (มิลลิเมตร)	วงจรที่ 2 (มิลลิเมตร)
W_1	0.7	1.2
W_2	0.35	0.4
W_3	2	4
W_4	0.84	0.4
L_1	13.5	31
L_2	13.5	30
L_3	12.1	30
L_4	12.6	31

ผลการจำลองการทำงานแสดงดังรูปที่ 5.11 จากรูปจะแสดงถึงค่าขนาดสัมประสิทธิ์การสะท้อน ($|S_{11}|$) ของวงแปลงโครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วมแบบสองความถี่ของวงจรที่หนึ่ง จะเห็นว่าวงจรตอบสนองได้ดีที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิร์ตซ์ โดยมีค่าขนาดสัมประสิทธิ์การสะท้อน ($|S_{11}|$) สูงกว่า -20 dB และผลการตอบสนองที่ความถี่ 5.8 กิกะเฮิร์ตซ์มีค่าขนาดสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ ($|S_{11}|$) สูงกว่า -25 dB ดังนั้นจากผลการจำลองการทำงานของวงแปลงโครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วมแบบสองความถี่ของวงจรที่หนึ่ง ที่ได้ทำการออกแบบตามขั้นตอนมานั้นสามารถส่งผ่านได้ดีทั้งสองความถี่และสามารถที่จะ นำไปเชื่อมต่อกับสายนำสัญญาณสตริประนาบร่วมได้

ผลการจำลองการทำงานแสดงดังรูปที่ 5.12 จากรูปจะแสดงถึงค่าขนาดสัมประสิทธิ์การสะท้อน ($|S_{11}|$) ของวงแปลงโครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วมแบบสองความถี่ของวงจรที่หนึ่ง จะเห็นว่าวงจรตอบสนองได้ดีที่ความถี่ 0.9 กิกะเฮิร์ตซ์ โดยมีค่าขนาดสัมประสิทธิ์การสะท้อน ($|S_{11}|$) สูงกว่า -35 dB และผลการตอบสนองที่ความถี่ 1.8 กิกะเฮิร์ตซ์ มีค่าขนาดสัมประสิทธิ์การสะท้อน ($|S_{11}|$) สูงกว่า -35 dB ดังนั้นจากผลการจำลองการทำงานของวงแปลงโครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วมแบบสองความถี่ของวงจรที่สอง ที่ได้ทำการออกแบบ

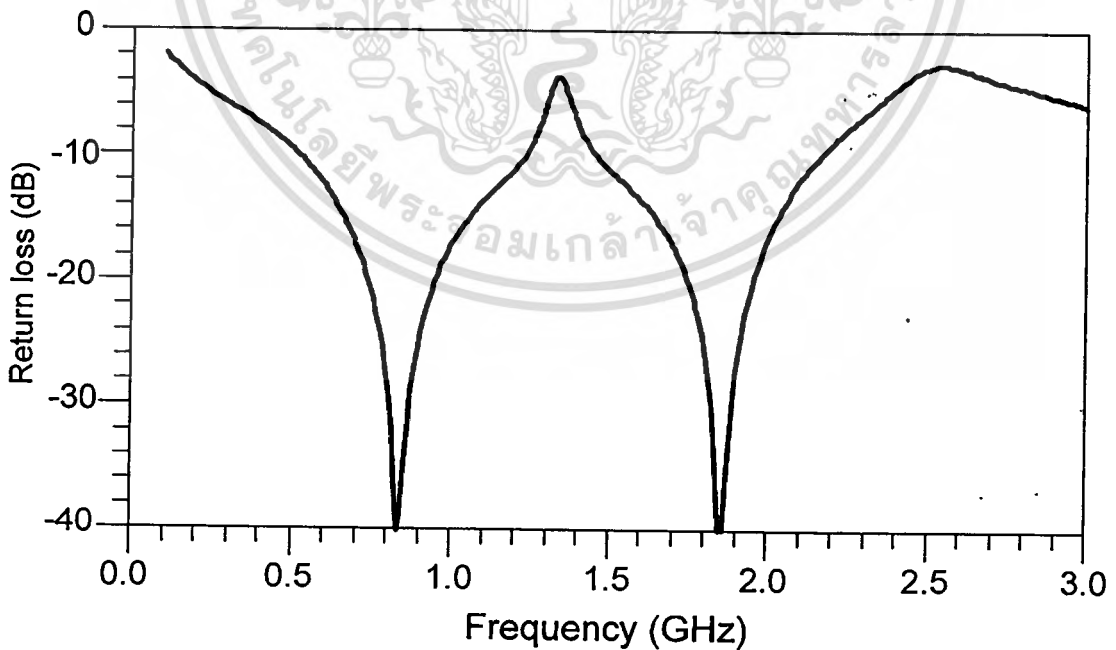
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตามขั้นตอนมานั้น วงจรสามารถส่งผ่านได้ดีทั้งสองความถี่และนำไปเชื่อมต่อกับสายนำสัญญาณ สตรีปรีนาบร่วมได้



(ก)

รูปที่ 5.11 ค่าขนาดสัมประสิทธิ์การสะท้อน ($|S_{11}|$) ของวงแปลงโครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตรีปรีนาบร่วมแบบสองความถี่ตอบสนองที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์ และ 5.8 กิกะเฮิรตซ์

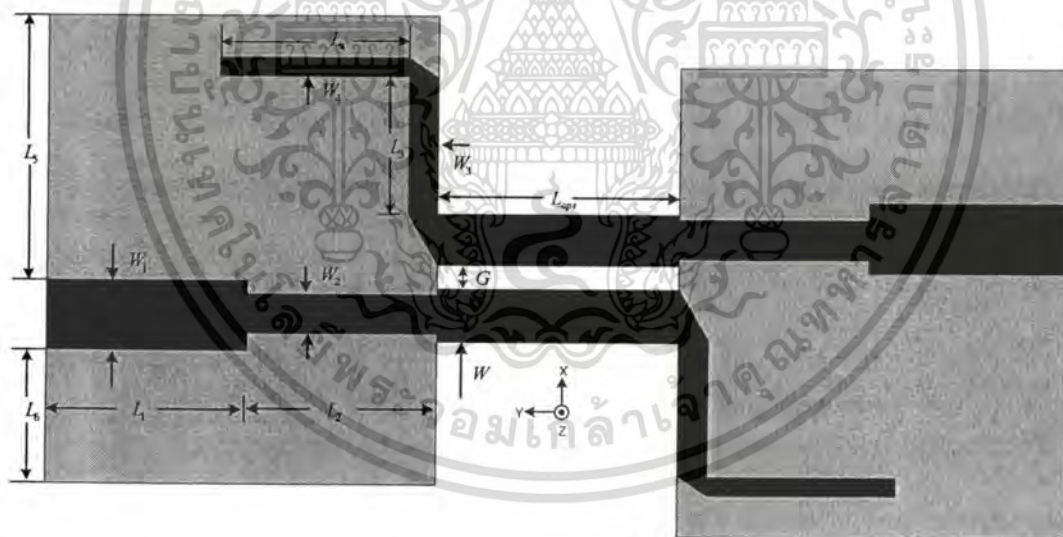


(ข)

รูปที่ 5.12 ค่าขนาดสัมประสิทธิ์การสะท้อน ($|S_{11}|$) ของวงแปลงโครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตรีปรีนาบร่วมแบบสองความถี่ตอบสนองที่ความถี่ 0.9 กิกะเฮิรตซ์ และ 1.8 กิกะเฮิรตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่หรือใช้ซ้ำโดยไม่ผ่านการคำ
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากการออกแบบและจำลองการทำงานที่ผ่านมายังคั่นนั้นของวงจรแปลง โครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วมแบบสองความถี่ข้างคั่นนั้นพบว่า การตอบสนองของวงจรแปลง โครงสร้างดังกล่าวเป็นไปตามที่ได้คำนวณเอาไว้โดยวงจรแรกตอบสนองได้ดีที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิร์ตซ์ และ 5.8 กิกะเฮิร์ตซ์ วงจรที่สองตอบสนองได้ดีที่ความถี่ 0.9 กิกะเฮิร์ตซ์ และ 1.8 กิกะเฮิร์ตซ์ ดังนั้นวงจรแปลงโครงสร้างทั้งสอง สามารถนำมาเชื่อมต่อกับโครงสร้างสตริประนาบร่วมได้ สำหรับในงานวิจัยนี้จะเลือกใช้งานวงจรที่สองมีค่าอิมพีแดนซ์ทางด้านอินพุต Z_U เท่ากับ 50 โอห์ม ค่าอิมพีแดนซ์ทางด้านเอาต์พุต Z_b มีค่าเท่ากับ 200 โอห์ม ความถี่ f_1 มีค่าเท่ากับ 0.9 กิกะเฮิร์ตซ์ ความถี่ f_2 มีค่าเท่ากับ 1.8 กิกะเฮิร์ตซ์ บนแผ่นวงจรพิมพ์ รุ่น FR4 มีค่าคงที่ไดอิเล็กตริกเท่ากับ (ϵ_r) 4.55 ค่าความหนาของแผ่นฐานรองมีค่าเท่ากับ 1.6 มิลลิเมตร นำมาเชื่อมต่อกับโครงสร้างสายนำสัญญาณแบบสตริประนาบร่วมที่มีความยาว (L_{cps}) เท่ากับ 75 มิลลิเมตร และ 100 มิลลิเมตร โดยการเชื่อมต่อวงจรแปลงโครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วมแบบสองความถี่ แบบหลังชนกัน (Back-to-Back) โครงสร้างที่ใช้สำหรับการทดสอบวงจรมีดังรูปที่ 5.13 หลังจากทำการทดสอบ ทั้งสองวงจรที่มีความยาวแตกต่างกันแล้ว ก็จะทำให้ทราบค่าการสูญเสียของสายนำสัญญาณบน โครงสร้างสตริประนาบร่วม



รูปที่ 5.13 การเชื่อมต่อวงจรแปลงโครงสร้าง โครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วมสองความถี่แบบหลังชนกัน (Back-to-Back)

จากรูปที่ 5.13 โครงสร้างสตริประนาบร่วมประกอบด้วยสายนำสัญญาณสตริปสองเส้นวางห่างกันเป็นระยะทาง G และสายนำสัญญาณมีความกว้างของสตริปเท่ากับ W ตารางที่ 5.3 แสดงค่าพารามิเตอร์ของวงจรแปลงโครงสร้าง โครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วมแบบสองความถี่โดยที่วงจรดังกล่าวจะทำการต่อเพื่อใช้สำหรับทดสอบแบบหลังชนกัน (Back-to-Back) การคำนวณค่าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

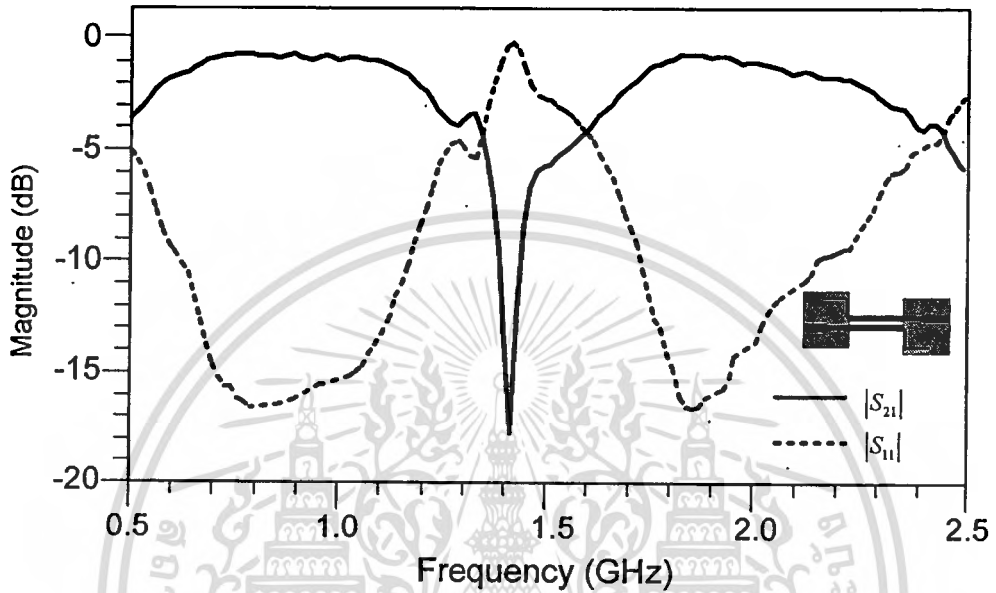
ตารางที่ 5.3 ค่าพารามิเตอร์ของวงจรแปลง โครงสร้าง โครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริป
ระนาบร่วมสองความถี่

พารามิเตอร์	หน่วย (มิลลิเมตร)	พารามิเตอร์	หน่วย (มิลลิเมตร)
W	0.5	L ₂	30
W ₁	1.2	L ₃	30
W ₂	0.4	L ₄	31
W ₃	4	L ₅	36.13
W ₄	0.4	L ₆	5.25
L ₁	31	L _{cp} s	75,100
G	1.4		

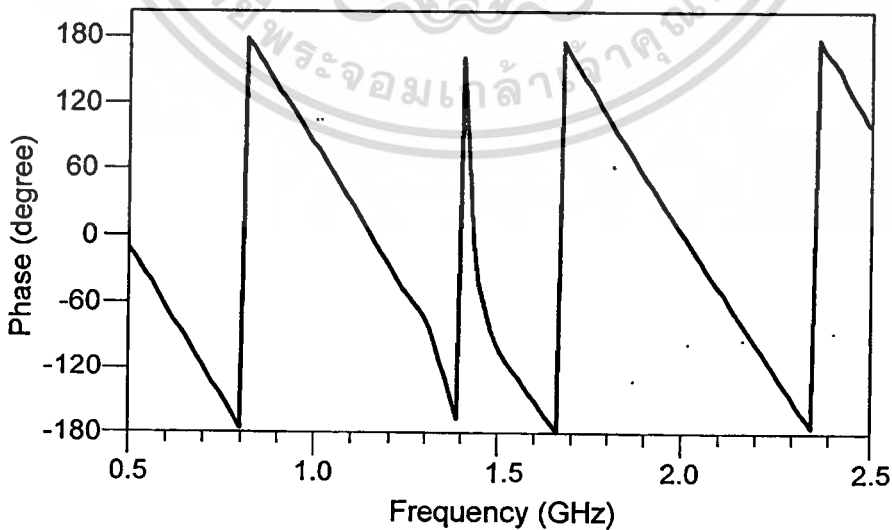
รูปที่ 5.14 แสดงผลการทดสอบค่าขนาดสัมประสิทธิ์การสะท้อน ($|S_{11}|$) และค่าขนาดสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน ($|S_{21}|$) ที่ความถี่ 0.5 กิกะเฮิรตซ์ถึง 2.5 กิกะเฮิรตซ์ของวงจรแปลงโครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วมแบบสองความถี่ที่มีการเชื่อมต่อวงจรแบบหลังชนกัน (Back-to-Back) โดยทดสอบด้วยเครื่องวิเคราะห์โครงข่าย (Network Analyzer) รุ่น HP8720C ซึ่งผลที่ได้จากการทดสอบพบว่าการตอบสนองความถี่อยู่สองช่วง โดยการทดสอบจะทำการตัดค่าการสูญเสียของโครงสร้างสตริประนาบร่วม ซึ่งทำการสร้างวงจรสองวงจรคือเชื่อมต่อกับโครงสร้างสตริประนาบร่วมที่มีความยาว 75 มิลลิเมตร และ 100 มิลลิเมตร หลังจากนั้นทดสอบวงจรทั้งสองและเอาค่าการสูญเสียมาลบออกจากกันก็จะได้ค่าการสูญเสียที่ความยาว 25 มิลลิเมตร และนำค่าดังกล่าวไปตัดออกกับความยาว 100 มิลลิเมตร สำหรับค่าการสูญเสียในสายที่ได้คือ 0.1 dB ดังนั้นผลทดสอบวงจรที่ได้คือ ช่วงที่หนึ่งมีการตอบที่ความถี่ 0.9 กิกะเฮิรตซ์ โดยมีค่าขนาดสัมประสิทธิ์การสะท้อน ($|S_{11}|$) มีค่าสูงกว่า -15 dB สัมประสิทธิ์การส่งผ่าน ($|S_{21}|$) มีค่าต่ำกว่า -0.816 dB และมีช่วงกว้างความถี่เท่ากับ 700 เมกะเฮิรตซ์ช่วงที่สองมีการตอบที่ความถี่ 1.8 กิกะเฮิรตซ์ โดยมีค่าขนาดสัมประสิทธิ์การสะท้อน ($|S_{11}|$) มีค่าสูงกว่า -15 dB ค่าขนาดสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน ($|S_{21}|$) มีค่าต่ำกว่า -0.876 dB และมีช่วงกว้างความถี่ เท่ากับ 695 เมกะเฮิรตซ์ สำหรับรูปที่ 5.15 แสดงผลทดสอบค่าเฟสการส่งผ่าน (Insertion Phase) ของวงจรแปลงโครงสร้างโครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วมแบบสองความถี่ จากรูปที่ 5.16 จะแสดงชิ้นงานจริงของวงจรแปลงโครงสร้างโครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วมแบบสองความถี่ด้านหน้าและรูปที่ 5.17 แสดงชิ้นงาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมีให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทดสอบค่าเฟสการส่งผ่าน (Insertion Phase) ของวงจรแปลงโครงสร้างโครงสร้างไมโครสตริปเป็น สตรีประนาบร่วมแบบสองความถี่ จากรูปที่ 5.16 จะแสดงชิ้นงานจริงของวงจรแปลงโครงสร้าง โครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตรีประนาบร่วมแบบสองความถี่ด้านหน้าและรูปที่ 5.17 แสดงชิ้นงาน จริง ของวงจรแปลงโครงสร้างโครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตรีประนาบร่วมแบบสองความถี่ ด้านหลัง



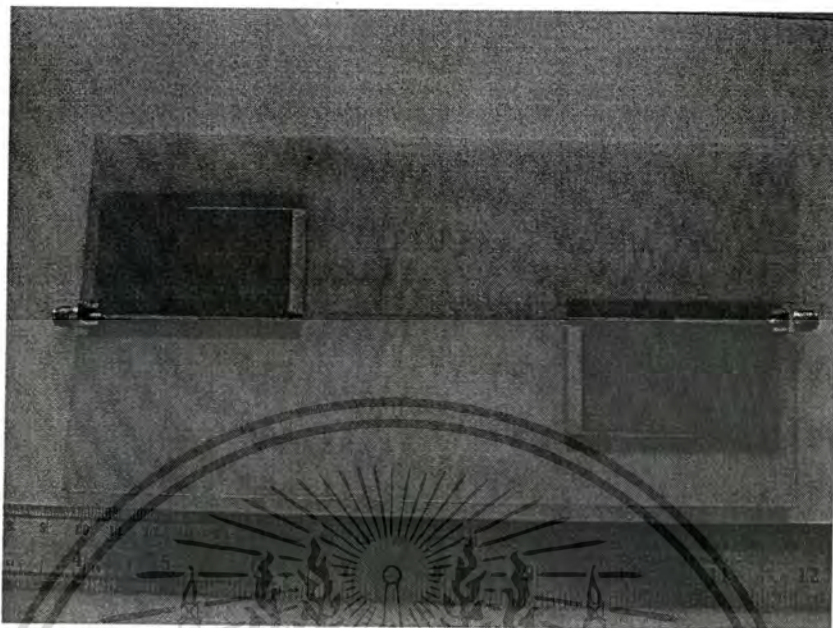
รูปที่ 5.14 ผลการทดสอบค่าขนาดสัมประสิทธิ์การสะท้อน ($|S_{11}|$) และค่าขนาดสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน ($|S_{21}|$) ของวงจรแปลงโครงสร้างโครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตรีประนาบร่วมแบบสองความถี่



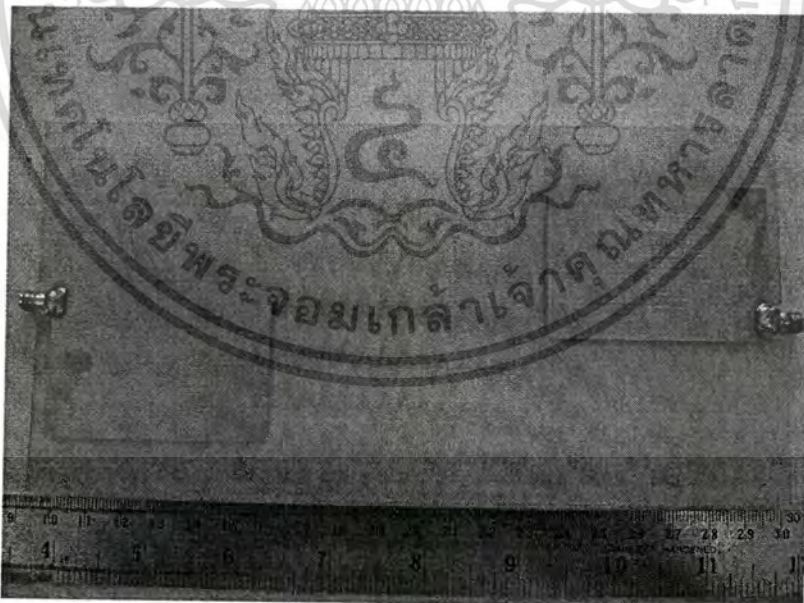
รูปที่ 5.15 ผลทดสอบค่าเฟสการส่งผ่าน (Insertion Phase) ของวงจรแปลงโครงสร้าง

ไมโครสตริปเป็นสตรีประนาบร่วมแบบสองความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ของงานวิจัยนี้เพื่อเผยแพร่สู่สาธารณะโดยไม่มุ่งหมายที่จะนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.16 รูปถ่ายต้นแบบวงจรแปลงโครงสร้าง โครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วมแบบ
สองความถี่ด้านหน้า



รูปที่ 5.17 รูปถ่ายต้นแบบวงจรแปลงโครงสร้าง โครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วมแบบ
สองความถี่ด้านหลัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.5 สรุปผลการออกแบบและการทดสอบวงจรแปลงโครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริป ระบายร่วมแบบสองความถี่

การศึกษาในบทนี้ทำให้ผู้วิจัยทราบถึงการออกแบบวงจรแปลงโครงสร้างไมโครสตริปเป็น สตริประบายร่วมสองความถี่ สำหรับหลักการพิจารณาจะทำการออกแบบวงจรอย่างละสองวงจร บนแผ่นวงจรพิมพ์ที่มีความแตกต่างกันกล่าวคือใช้แผ่นวงจรพิมพ์แรกใช้แผ่นรุ่น รุ่น TTL9 ของ บริษัท Tacomik ออกแบบวงจรที่ตอบสนองความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์และ 5.8 กิกะเฮิรตซ์ โดย กำหนดให้มีค่าอิมพีแดนซ์ทางด้านอินพุตเท่ากับ 50 โอห์มและอิมพีแดนซ์ทางด้านเอาต์พุตเท่ากับ 100 โอห์ม แผ่นวงจรพิมพ์ที่สองใช้แผ่นรุ่น รุ่น FR4 ออกแบบวงจรที่ตอบสนองความถี่ 0.9 กิกะ เฮิรตซ์และ 1.8 กิกะเฮิรตซ์ โดยกำหนดให้มีค่าอิมพีแดนซ์ทางด้านอินพุตเท่ากับ 50 โอห์มและ อิมพีแดนซ์ทางด้านเอาต์พุตเท่ากับ 200 โอห์ม โดยจะแยกการออกแบบเป็นส่วน ๆ คือ ในส่วนแรก ได้ทำการออกแบบโครงสร้างไมโครสตริปที่มีการตอบสนองสองความถี่ ส่วนที่สองออกแบบวง จจรสลับสองความถี่ ทั้งสองวงจรตอบสนองได้ดีที่ความถี่ที่ได้คำนวณเอาไว้ จากนั้นเอาวงจรทั้งสอง มาเชื่อมต่อกับโหลด 100 โอห์มและ 200 โอห์ม ผลการตอบสนองดีทั้งสองความถี่ ดังนั้นทางผู้วิจัย มีความมั่นใจว่าวงจรที่ออกแบบมานั้นตอบสนองได้ดีทั้งสองความถี่ที่ได้ออกแบบ จากนั้นได้ทำ การเลือกวงจรเพื่อที่จะนำมาสร้างและทดสอบแล้วนำไปเชื่อมต่อกับสายอากาศในบทต่อไป ได้ทำ การเลือกค่าอิมพีแดนซ์ทางด้านอินพุตเท่ากับ 50 โอห์มและอิมพีแดนซ์ทางด้านเอาต์พุตเท่ากับ 200 โอห์ม บนแผ่นวงจรพิมพ์ รุ่น FR4 ออกแบบวงจรที่ตอบสนองความถี่ 0.9 กิกะเฮิรตซ์และ 1.8 กิกะ เฮิรตซ์ โดยทำการเชื่อมต่อกับโครงสร้างสตริประบายร่วม— คำนวณหาค่าพารามิเตอร์ของ โครงสร้างสตริประบายร่วมให้ได้ค่าอิมพีแดนซ์ 200 โอห์ม [55] ก็จะได้วงจรแปลงโครงสร้างไม- โครสตริปเป็นสตริประบายร่วมแบบสองความถี่อย่างสมบูรณ์ แต่ยังไม่สามารถทำการทดสอบได้ ในการทดสอบวงจรมันต้องต่อวงจรแบบหลังชนกัน (Back-to-Back) จึงจะทำการทดสอบวงจรได้ สำหรับการทดสอบวงจรพบว่าการตอบสนองได้ดีที่ความถี่ 0.9 กิกะเฮิรตซ์ โดยมีค่าขนาด สัมประสิทธิ์การสะท้อน ($|S_{11}|$) มีค่าสูงกว่า -15 dB ค่าขนาดสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน ($|S_{21}|$) มีค่าต่ำ กว่า -0.816 dB และมีช่วงกว้างความถี่เท่ากับ 700 เมกะเฮิรตซ์ และที่ความถี่ 1.8 กิกะเฮิรตซ์ โดยมี ค่าขนาดสัมประสิทธิ์การสะท้อน ($|S_{11}|$) มีค่าสูงกว่า -15 dB ค่าขนาดสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน ($|S_{21}|$) มีค่าต่ำกว่า -0.876 dB โดยมีช่วงกว้างความถี่เท่ากับ 695 เมกะเฮิรตซ์ ดังนั้นวงจรแปลง โครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประบายร่วมแบบสองความถี่สามารถนำไปใช้งานได้จริง โดยใน บทต่อไปจะนำวงจรที่ออกแบบดังกล่าวข้างต้น ไปประยุกต์ใช้งานกับสายอากาศที่มีช่วงกว้างความถี่ กว้างเพื่อยืนยันหลักการการทำงานของ วงจรแปลงโครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประบายร่วมแบบ สองความถี่ที่ได้ออกแบบมานั้นจะสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานได้จริง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 6

การออกแบบสายอากาศแบบบ่วงเรียวและการเชื่อมต่อกับวงจรแปลงโครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วมสองความถี่

6.1 บทนำ

ในบทนี้จะศึกษาหลักการออกแบบสายอากาศแบบบ่วงเรียวที่เชื่อมต่อ และไม่เชื่อมต่อกับสายนำสัญญาณบนโครงสร้างไมโครสตริป จากนั้นจำลองการทำงานของสายอากาศ สังเกตการตอบสนองทั้งสองกรณี ขั้นตอนต่อไปจะนำสายอากาศดังกล่าวมาเชื่อมต่อกับวงจรแปลงโครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วมแบบสองความถี่ที่ออกแบบมาและทดสอบวงจรแล้ว เพื่อยืนยันความถูกต้องของวงจรแปลงโครงสร้างไมโครสตริปแบบสองความถี่ดังกล่าว และสังเกตว่าวงจรสามารถทำงานได้ดีที่สองความถี่ที่ได้ออกแบบมาจริงหรือไม่ สำหรับสายอากาศแบบบ่วงเรียวนี้ คุณสมบัติในการตอบสนองความถี่จะครอบคลุมช่วงกว้างความถี่ที่กว้างมาก ในการออกแบบสายอากาศแบบบ่วงเรียวในงานวิจัยนี้ จะทำการออกแบบสายอากาศให้เริ่มตอบสนองความถี่ที่ 0.8 กิกะเฮิรตซ์เป็นต้นไปและต้องตอบสนองที่ความถี่สุดท้ายที่ความถี่ 2.5 กิกะเฮิรตซ์ จะเห็นว่าช่วงความถี่ที่ออกแบบสายอากาศบ่วงเรียวที่ตอบสนองความถี่นั้นจะครอบคลุมความถี่ 0.9 กิกะเฮิรตซ์ และความถี่ 1.8 กิกะเฮิรตซ์ ซึ่งความถี่ดังกล่าวเป็นช่วงความถี่ที่ตอบสนองครอบคลุมความถี่ทำงานของวงจรแปลงโครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วมแบบสองความถี่ ซึ่งจะได้ทำการศึกษาโครงสร้างและหลักการออกแบบสายอากาศแบบบ่วงเรียวให้ตอบสนองได้ ครอบคลุมความถี่ที่ต้องการในหัวข้อต่อไป สำหรับในส่วนหัวข้อสุดท้ายจะเป็นการนำสายอากาศแบบบ่วงเรียวที่ได้ออกแบบเอาไว้มาจำลองการทำงาน เพื่อสังเกตความถูกต้องของผลการตอบสนองความถี่ที่ได้จากการจำลองการทำงานของสายอากาศแบบบ่วงเรียว ที่ไม่ได้ทำการเชื่อมต่อกับวงจรแปลงโครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วมสองความถี่ เพื่อจะได้ทราบช่วงการตอบสนองจริงๆของสายอากาศบ่วงเรียวและนำสายอากาศดังกล่าวมาเชื่อมต่อกับวงจรแปลงโครงสร้างต่อไป

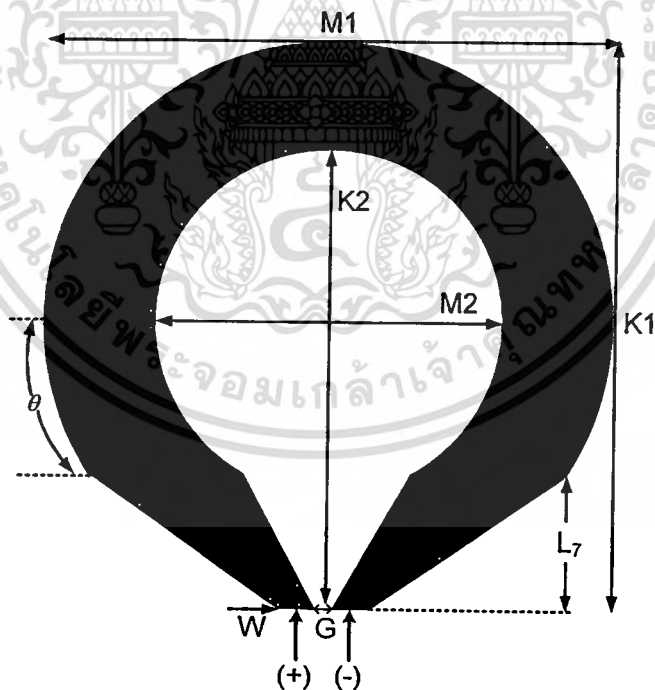
6.2 การออกแบบสายอากาศแบบบ่วงเรียว

สายอากาศแบบบ่วงเรียวแสดงดังรูปที่ 6.1 จากรูปสายอากาศจะประกอบด้วยเส้นรัศมีของสายอากาศแบบบ่วงวงรีวงนอกสุดมีความยาวเท่ากับ $\frac{M1}{2}$ เส้นรัศมีสายอากาศแบบบ่วงวงรีวงในสุดมีความยาวเท่ากับ $\frac{M2}{2}$ เหนือข้อควรระวังในการออกแบบคือ การที่สายอากาศทั้งสองวงรีจะมีความถี่เรโซแนนซ์ที่ต่างกันเกินไปจะทำให้เกิดการรบกวนกันเองได้ ดังนั้นการออกแบบสายอากาศแบบบ่วงวงรีทั้งสองวงนี้จะต้องคำนึงถึงความถี่เรโซแนนซ์ของสายอากาศทั้งสองวงรีให้ใกล้เคียงกันมากที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้ นอกจากนี้ยังต้องคำนึงถึงความถี่เรโซแนนซ์ของสายอากาศทั้งสองวงรีให้ใกล้เคียงกันมากที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้

ในมีความยาวเท่ากับ $\frac{M2}{2}$ มุมจากจุดกึ่งกลางของสายอากาศบ่วงเรียวถึงจุดเปลี่ยนความกว้างของสายอากาศให้แคบลงแบบขั้นคือ θ มีหน่วยเป็นองศา ความกว้างของจุดปลายสุดของสายอากาศแบบบ่วงเรียวที่เชื่อมต่อกับพอร์ตแบบต่าง (Differential Port) โดยตรงมีความยาวเท่ากับ W ระยะห่างระหว่างพอร์ตแบบต่างมีความยาวเท่ากับ G และช่วงที่สายอากาศเปลี่ยนความกว้างสุดถึงช่วงแคบที่สุดมีความยาวเท่ากับ L_7 ในการออกแบบสายอากาศแบบบ่วงเรียวมีขั้นตอนอย่างง่ายดังนี้ ต้องกำหนดความถี่ต่ำสุด (เริ่มต้น) และความถี่สูงสุด (ปลายสุด) ที่ต้องการให้สายอากาศบ่วงเรียวตอบสนองจากนั้นโดยคำนวณหาความยาวคลื่น (Wavelength) ของแต่ละความถี่ และหาค่ารัศมีวงในสุดซึ่งตอบสนองความถี่เริ่มต้นและความถี่สูงสุดสามารถหาค่าได้จากสมการดังนี้

$$r_i = \frac{\lambda_i}{2\pi} \quad (6.1)$$

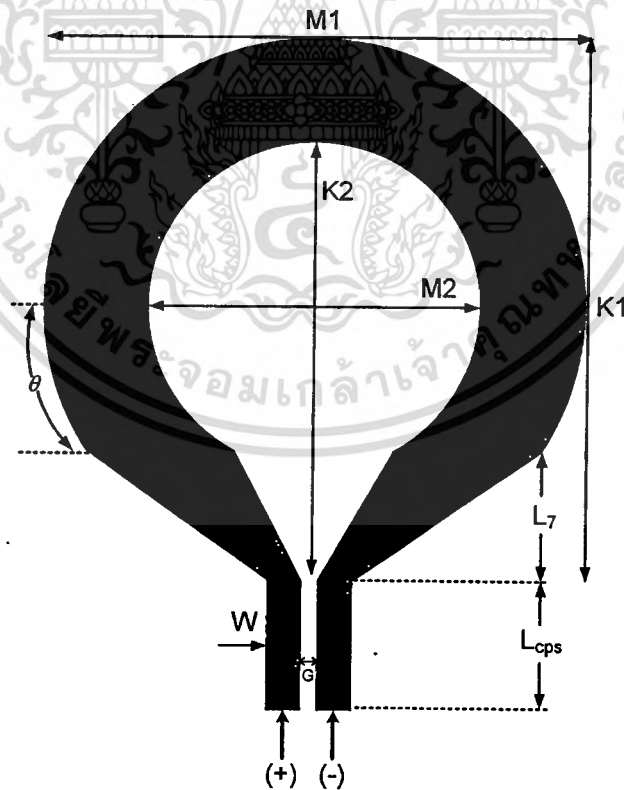
โดยที่ r_i คือ ความยาวรัศมีของสายอากาศแบบบ่วงเรียว
 λ_i คือ ความยาวคลื่น



รูปที่ 6.1 โครงสร้างสายอากาศแบบบ่วงเรียวป้อนสัญญาณด้วยพอร์ตต่าง โดยตรง

โครงสร้างต่อไปเป็นโครงสร้างสายอากาศแบบบ่วงเรียว โดยป้อนสัญญาณด้วยพอร์ตต่างผ่านสายนำสัญญาณสตรีปรีนาบร่วมแสดงดังรูปที่ 6.2 จากรูปจะเห็นว่าสายอากาศแบบบ่วงเรียวจะ
 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์หรือการสงวนสิทธิ์ในชื่อผู้จัดทำขึ้นโดยบริษัทเอกชนที่มีค่า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คล้ายคลึงกับสายอากาศที่ป้อนสัญญาณด้วยพอร์ตต่าง โดยตรงรูปที่ 6.1 แต่จะแตกต่างกันตรงจุดป้อนสัญญาณจะป้อนสัญญาณจากพอร์ตต่าง (Differential Port) ที่มีอิมพีแดนซ์ 200 โอห์ม ผ่านโครงสร้างสายนำสัญญาณสตริประนาบร่วมที่ออกแบบไว้ให้มีค่าอิมพีแดนซ์เท่ากับ 200 โอห์ม เช่นเดียวกันโดยสายนำสัญญาณดังกล่าวเชื่อมต่อหรือส่งผ่านสัญญาณไปยังสายอากาศแบบบ่วงรีเพื่อดูการตอบสนองของสายอากาศ เมื่อทำการออกแบบและมีการป้อนสัญญาณผ่านโครงสร้างสตริประนาบร่วม สามารถพิจารณาโครงสร้างสายอากาศได้ดังรูปที่ 6.2 จากรูปจะเห็นว่าโครงสร้างของสายอากาศบ่วงรีจะป้อนสัญญาณจากพอร์ตต่าง สัญญาณเดินทางผ่านโครงสร้างสตริประนาบร่วมที่มีความกว้างเท่ากับ W ระยะห่างระหว่างสตริปมีค่าเท่ากับ G และโครงสร้างสตริประนาบร่วมมีความยาวเท่ากับ L_{cps} ในการออกแบบสายอากาศบ่วงรีนั้นคุณสมบัติของสายอากาศมีค่าอิมพีแดนซ์เท่ากับ 200 โอห์ม ดังนั้นในการออกแบบโครงสร้างสตริประนาบร่วมที่ป้อนสัญญาณให้กับสายอากาศต้องให้สายนำสัญญาณและพอร์ตต่าง (Differential Port) มีค่าอิมพีแดนซ์เท่ากับ 200 โอห์มเช่นเดียวกันเพื่อที่จะทำให้วงจรแมตซ์กัน สำหรับหลักการออกแบบและคำนวณหาค่าอิมพีแดนซ์ของสายนำสัญญาณบน โครงสร้างสตริประนาบร่วม สามารถศึกษาได้จากบทที่ 3



รูปที่ 6.2 โครงสร้างสายอากาศแบบบ่วงรีด้วยพอร์ตต่างผ่านสายนำสัญญาณสตริประนาบร่วม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

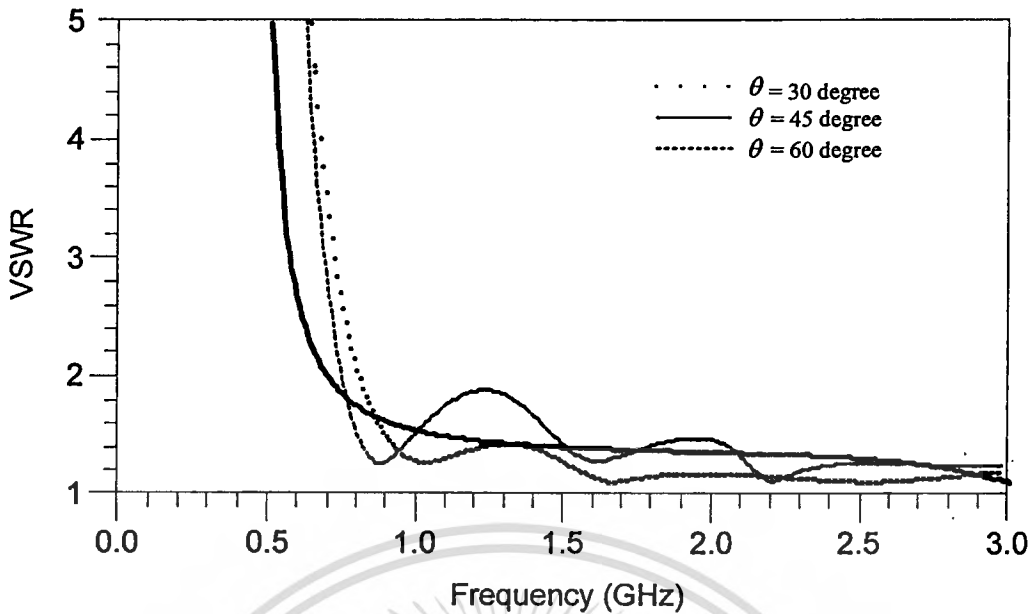
ในการวิเคราะห์สายอากาศแบบบ่วงรีสำหรับงานวิจัยนี้ จะกำหนดระยะความกว้างของจุดป้อนสัญญาณ W ให้มีค่าคงที่แสดง ดังรูปที่ 6.1 ก็เนื่องมาจากว่าต้องกำหนดค่าระยะห่างของความกว้าง W ให้เท่ากับความกว้างของสายนำสัญญาณบนโครงสร้างสตริปรีแนบร่วมที่ป้อนสัญญาณให้กับสายอากาศแบบบ่วงรีจริง ซึ่งได้ออกแบบไว้ให้มีค่าอิมพีแดนซ์เท่ากับ 200 โอห์ม

6.3 การจำลองการทำงานของสายอากาศแบบบ่วงรี

6.3.1 สายอากาศบ่วงรีป้อนสัญญาณด้วยพอร์ตต่างโดยตรง

สำหรับสายอากาศแบบบ่วงรีที่นำมาพิจารณานั้นเริ่มต้นจะทำการออกแบบสายอากาศดังรูปที่ 6.1 เมื่อพิจารณาสายอากาศดังกล่าว จะเห็นว่าโครงสร้างสายอากาศแบบบ่วงรีถูกป้อนสัญญาณด้วยพอร์ตต่างเพื่อสังเกตผลการตอบสนองความถี่ของสายอากาศดังกล่าว โดยที่สายอากาศไม่มีการเชื่อมต่อกับโครงสร้างสายนำสัญญาณสตริปรีแนบร่วม ซึ่งทำหน้าที่เชื่อมต่อสัญญาณจากพอร์ตต่าง ดังนั้นในงานวิจัยนี้จึงได้กำหนดให้พอร์ตต่างที่ป้อนสัญญาณดังกล่าวเพื่อที่จะให้อิมพีแดนซ์สอดคล้องกับสายอากาศแบบบ่วงรีที่ออกแบบเอาไว้ ดังนั้นจึงกำหนดค่าอิมพีแดนซ์ของพอร์ตต่างให้มีค่าเท่ากับ 200 โอห์ม โดยค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศแบบบ่วงรีมีค่าดังต่อไปนี้คือ $W = 0.5$ มิลลิเมตร $G = 1.4$ มิลลิเมตร $M_1 = 126$ มิลลิเมตร $M_2 = 86$ มิลลิเมตร $K_1 = 15.9$ มิลลิเมตร $K_2 = 106$ มิลลิเมตร $\theta = 30, 45$ และ 60 องศาตามลำดับ จากนั้นทำการออกแบบวงจรบนโครงสร้างบนแผ่นวงจรพิมพ์รุ่น FR4 โดยมีค่าไดอิเล็กตริกเท่ากับ (ϵ_r) 4.55 ค่าความหนาของแผ่นฐานรองมีค่าเท่ากับ 1.6 มิลลิเมตร ค่าความหนาของแผ่นตัวนำบางๆ มีค่าเท่ากับ 18 ไมโครเมตร และมีค่าการสูญเสียของแผ่นวงจรพิมพ์เท่ากับ (δ) 0.02 ทำการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม ADS Momentum™ 2003

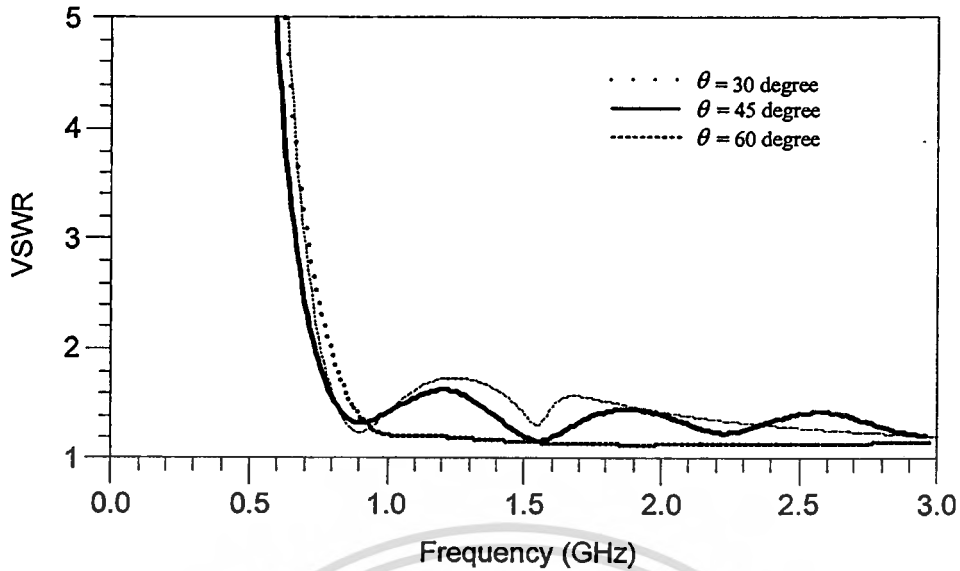
ผลการจำลองการทำงานของสายอากาศแบบบ่วงรี โดยป้อนสัญญาณด้วยพอร์ตต่างโดยตรง แสดงได้ดังรูปที่ 6.3 จากรูปดังกล่าวแสดงผลการตอบสนองความถี่โดยพิจารณาในรูปของค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง จะเห็นว่าจากกราฟในแกนตั้งจะบอกให้ทราบถึงค่า VSWR สำหรับในแกนนอนจะหมายถึงช่วงความถี่ที่ได้พิจารณา ผลการจำลองการทำงานจะพิจารณามุมเส้นโค้งของสายอากาศแบบบ่วงรี (θ) ที่มีการเปลี่ยนแปลงไปทั้งหมด 3 กรณี คือมุม $\theta = 30, 45$ และ 60 องศาตามลำดับ จะเห็นว่ากรณีที่มีมุม $\theta = 45$ องศา สายอากาศตอบสนองความถี่เริ่มต้นประมาณ 0.8 กิกะเฮิรตซ์ และตอบสนองความถี่สูงสุดมากกว่า 3 กิกะเฮิรตซ์



รูปที่ 6.3 ผลการจำลองการทำงานของสายอากาศบ่วงรีวงโดยป้อนสัญญาณด้วยพอร์ตต่างโดยตรง

6.3.2 สายอากาศแบบบ่วงรีวงป้อนสัญญาณด้วยพอร์ตต่างผ่านสตริปรีนาบร่วม

สำหรับสายอากาศแบบบ่วงรีวงที่นำมาพิจารณาในหัวข้อนี้ จะพิจารณาใช้สายอากาศ แสดงดังรูปที่ 6.2 เมื่อพิจารณาจะเห็นว่าโครงสร้างสายอากาศแบบบ่วงรีวงถูกป้อนสัญญาณมาจากพอร์ตต่าง สัญญาณเดินทางผ่านโครงสร้างสตริปรีนาบร่วมมายังสายอากาศ โดยโครงสร้างสายนำสัญญาณสตริปรีนาบร่วมถูกออกแบบมาให้มีค่าอิมพีแดนซ์เท่ากับ 200 โอห์ม สามารถคำนวณหาอิมพีแดนซ์ของโครงสร้างสายนำสัญญาณบนโครงสร้างสตริปรีนาบร่วมได้ในบทที่ 3 ดังนั้นในงานวิจัยนี้จึงได้กำหนดให้พอร์ตต่างที่ป้อนสัญญาณดังกล่าว เพื่อที่จะให้อิมพีแดนซ์สอดคล้องกับสายอากาศบ่วงรีวงจึงกำหนดอิมพีแดนซ์ให้มีค่าเท่ากับ 200 โอห์มเช่นเดียวกับอิมพีแดนซ์ของสายนำสัญญาณบนโครงสร้างสตริปรีนาบร่วม โดยค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศแบบบ่วงรีวงมีค่าดังนี้คือ $W = 0.5$ มิลลิเมตร $G = 1.4$ มิลลิเมตร $M_1 = 126$ มิลลิเมตร $M_2 = 86$ มิลลิเมตร $K_1 = 15.9$ มิลลิเมตร $K_2 = 106$ มิลลิเมตร $\theta = 30, 45$ และ 60 องศา $L_{cps} = 20$ มิลลิเมตร ทำการออกแบบวงจรโครงสร้างบนแผ่นวงจรพิมพ์รุ่น FR4 มีค่าคงที่ไดอิเล็กตริกเท่ากับ (ϵ_r) 4.55 ค่าความหนาของแผ่นฐานรองมีค่าเท่ากับ 1.6 มิลลิเมตร ค่าความหนาของแผ่นตัวนำบางๆ มีค่าเท่ากับ 18 ไมโครเมตร และมีค่าการสูญเสียของแผ่นวงจรพิมพ์เท่ากับ (δ) 0.02



รูปที่ 6.4 ผลการจำลองการทำงานของสายอากาศแบบบ่วงเรียว โดยป้อนสัญญาณด้วยพอร์ตต่างผ่านโครงสร้างสตริประนาบร่วม

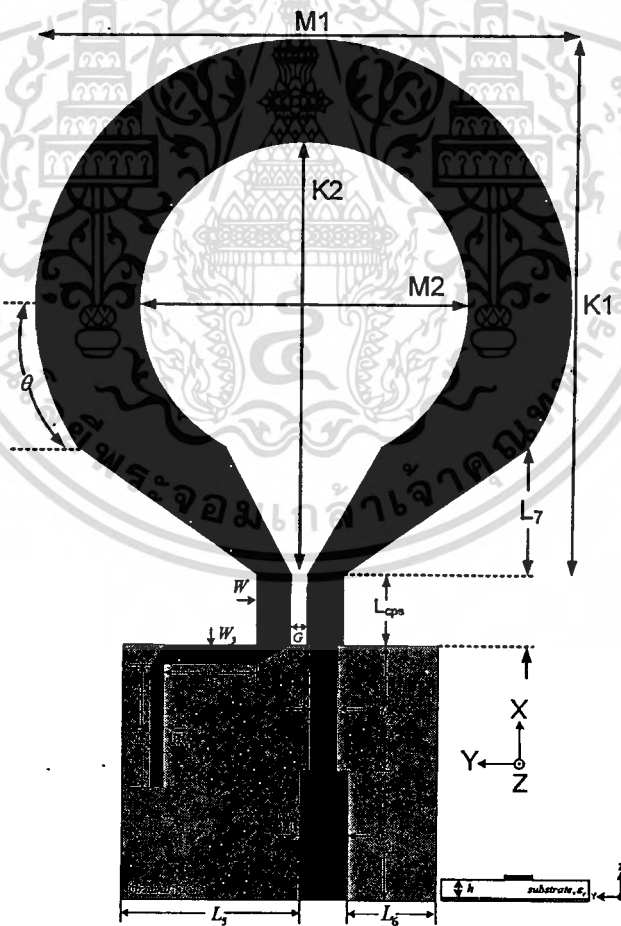
ผลการจำลองการทำงานของสายอากาศแบบบ่วงเรียว โดยทำการป้อนสัญญาณด้วยพอร์ตต่างผ่านโครงสร้างสตริประนาบร่วมแสดงดังรูปที่ 6.4 จากรูปดังกล่าวแสดงผลการตอบสนองความถี่โดยพิจารณาในรูปของค่า VSWR จะเห็นว่าจากกราฟในแกนตั้งจะบอกให้ทราบถึงค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง ในแกนนอนจะหมายถึงช่วงความถี่ที่ได้พิจารณา ผลการจำลองการทำงานจะพิจารณามุมเส้นโค้งของสายอากาศแบบบ่วงเรียว (θ) ที่มีการเปลี่ยนแปลงไปทั้งหมด 3 กรณี คือมุม $\theta = 30, 45$ และ 60 องศาตามลำดับ จะเห็นว่ากรณีที่มีมุม $\theta = 45$ องศาสายอากาศตอบสนองความถี่เริ่มต้นประมาณ 0.8 กิกะเฮิรตซ์ และตอบสนองความถี่สูงสุดมากกว่า 3 กิกะเฮิรตซ์

6.4 การประยุกต์ใช้งานวงจรแปลงโครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วมแบบสองความถี่ร่วมกับสายอากาศแบบบ่วงเรียว

สำหรับการประยุกต์ใช้งานวงจรแปลงโครงสร้างไมโครสตริป เป็นสตริประนาบร่วมแบบสองความถี่ร่วมกับสายอากาศแบบบ่วงเรียว โดยแยกเป็นสองส่วนที่จะพิจารณา ส่วนแรกเป็นส่วนของวงจรแปลงโครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วมแบบสองความถี่ ทำการออกแบบวงจรให้วงจรแปลงอิมพีแดนซ์จาก 50 โอห์มทางด้านอินพุตไปเป็นอิมพีแดนซ์ 200 โอห์มทางด้านเอาต์พุตโดยต้องกำหนดให้มิกซ์อิมพีแดนซ์ทางด้านอินพุตก็คือ Z_0 เท่ากับ 50 โอห์ม ค่าอิมพีแดนซ์ทางด้านเอาต์พุตก็คือ Z_L มีค่าเท่ากับ 200 โอห์ม ความถี่ f_1 มีค่าเท่ากับ 0.9 กิกะเฮิรตซ์ และความถี่ f_2 มีค่าเท่ากับ 1.8 กิกะเฮิรตซ์ ซึ่งได้จำลองการทำงานและทดสอบวงจรแบบหลังชนกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(Back-to-Back) ทำการต่อวงจรแบบสมดุทธ์ โดยสามารถหาค่าพารามิเตอร์ ขั้นตอนการออกแบบ และการทดสอบของ วงจรแปลง โครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริปประนาบร่วมแบบสองความถี่ได้ ในบทที่ 5 สำหรับส่วนที่สอง ได้ทำการออกแบบสายอากาศแบบบ่วงเรียวโดยกำหนดให้สายอากาศ ที่การตอบสนองช่วงกว้างความถี่ที่กว้างมาก ในงานวิจัยนี้เลือกสายอากาศที่มีการตอบสนองเริ่ม ตั้งแต่ความถี่ 0.8 กิกะเฮิรตซ์และต้องช่วงกว้างความถี่อย่างน้อยที่สุด 2 กิกะเฮิรตซ์ โดย ค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศแบบบ่วงเรียวพิจารณาได้ในหัวข้อ 6.4 ที่กำหนดเช่นนี้เพราะจะ ทำให้ช่วงกว้างความถี่ของสายอากาศแบบบ่วงเรียวที่ออกแบบมาครอบคลุมความถี่ 0.9 กิกะเฮิรตซ์ และ 1.8 กิกะเฮิรตซ์ก็เพื่อที่จะทำให้ความถี่ของสายอากาศแบบบ่วงเรียว มีความถี่ที่สัมพันธ์กับงาน วงจรแปลง โครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริปประนาบร่วมแบบสองความถี่ เมื่อได้ผลการตอบสนอง ความถี่ของสายอากาศแบบบ่วงเรียว และวงจรแปลง โครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริปประนาบร่วม แบบสองความถี่ ตามต้องการแล้วก็นำวงจรทั้งสองมาประยุกต์ใช้งาน โดยนำมาเชื่อมต่อแสดง โครงสร้างดังรูปที่ 6.5



รูปที่ 6.5 วงจรแปลง โครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริปประนาบร่วมแบบสองความถี่

ประยุกต์ใช้งานเชื่อมต่อกับ โครงสร้างสายอากาศแบบบ่วงเรียว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้จัดทำเห็นว่าไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสม ของวงจรแปลงโครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วมแบบสองความถี่ประยุกต์ใช้งานเชื่อมต่อกับโครงสร้างสายอากาศแบบบ่วงรีเวกแสดงดังตารางที่ 6.1 ซึ่งออกแบบวงจรบนแผ่นวงจรพิมพ์ รุ่น FR4 มีค่าคงที่ไดอิเล็กตริกเท่ากับ (ϵ_r) 4.55 ค่าความหนาของแผ่นฐานรองมีค่าเท่ากับ 1.6 มิลลิเมตร ค่าความหนาของแผ่นของตัวนำบางๆ มีค่าเท่ากับ 18 ไมโครเมตร และมีค่าการสูญเสียของแผ่นวงจรพิมพ์เท่ากับ (δ) 0.02 ด้วยการวิเคราะห์ทางสนามแม่เหล็กไฟฟ้า จากผลจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม ADS Momentum™ 2003

ตารางที่ 6.1 ค่าพารามิเตอร์ของวงจรแปลงโครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วมแบบสองความถี่ประยุกต์ใช้งานเชื่อมต่อกับโครงสร้างสายอากาศแบบบ่วงรีเวก

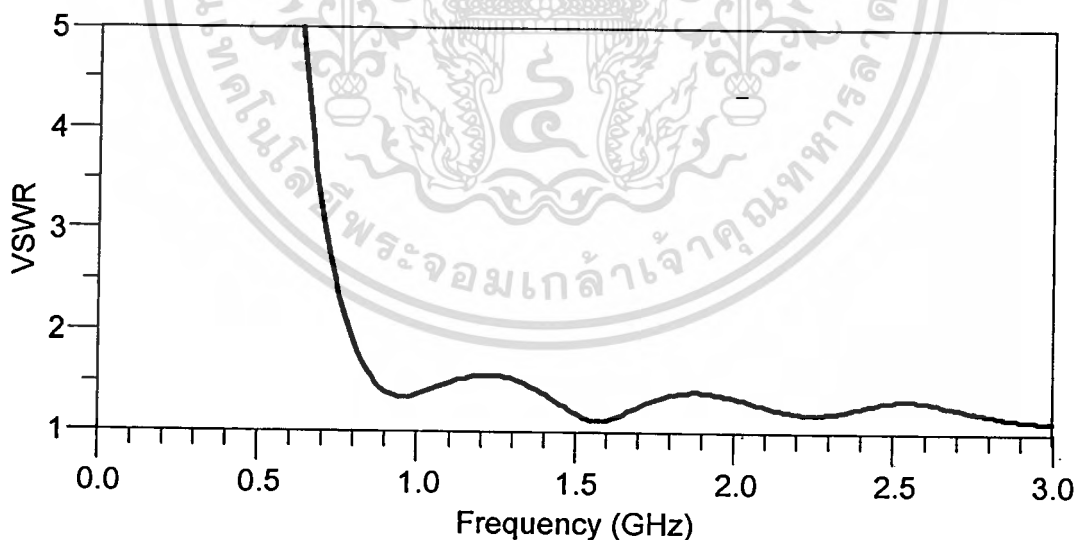
พารามิเตอร์	หน่วย (มิลลิเมตร)	พารามิเตอร์	หน่วย (มิลลิเมตร)
W	0.5	L_6	5.25
W_1	1.2	L_7	18.45
W_2	0.4	Lcps	20
W_3	4	M_1	126
W_4	0.4	M_2	86
L_1	31	K_1	125.9
L_2	30	K_2	106
L_3	30	G	1.4
L_4	31	θ	45°
L_5	36.13		

6.5 การทดสอบวงจรแปลงโครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วมแบบสองความถี่ที่เชื่อมต่อกับสายอากาศแบบบ่วงรีเวก

โดยการทดสอบจะใช้วงจรดังรูปที่ 6.5 จากรูปจะแสดงวงจรแปลงโครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วมแบบสองความถี่ ประยุกต์ใช้งานเชื่อมต่อกับโครงสร้างสายอากาศแบบบ่วงรีเวก เมื่อพิจารณาอัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดัน (VSWR) ได้จากการจำลองของสายอากาศแบบบ่วงรีเวก เพียงอย่างเดียวที่แสดงดังรูปที่ 6.6 ย่านความถี่ที่นำมาพิจารณาเริ่มตั้งแต่ 0 กิกะเฮิร์ตซ์ ถึง 3 กิกะเฮิร์ตซ์จะเห็นว่าค่า VSWR ที่ส่งผ่านสัญญาณได้ดีและยอมรับได้ก็คืออัตราส่วนคลื่นนิ่งต้องมีค่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

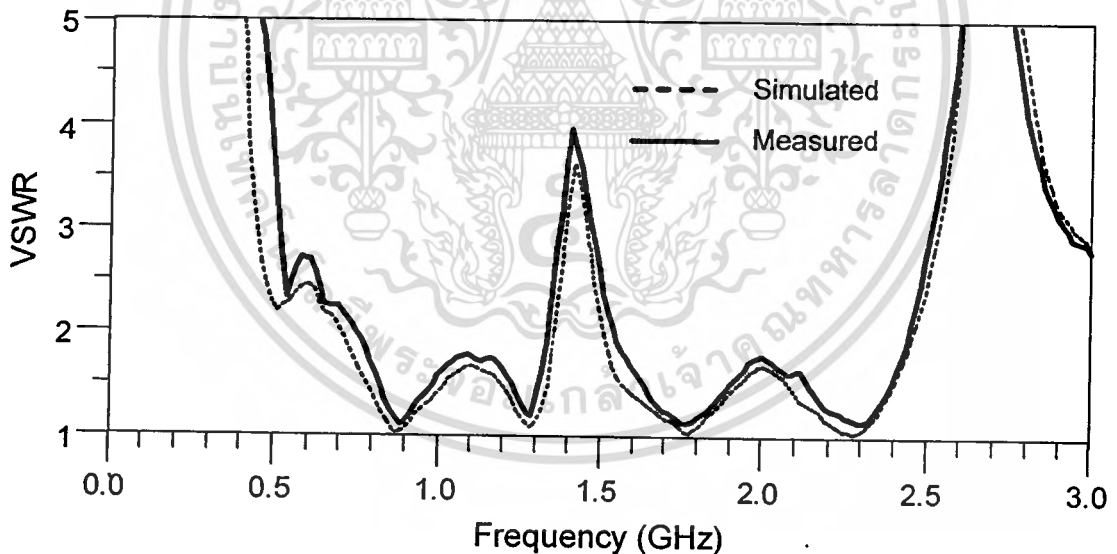
ตั้งแต่ 2 ลงมา จากรูปที่ 6.6 ช่วงย่านความถี่ที่ต้องการในงานวิจัยนี้สายอากาศแบบบ่วงรีเริ่มตอบสนองตั้งแต่ความถี่ 0.8 กิกะเฮิรตซ์ ถึง ความถี่ 3 กิกะเฮิรตซ์ ดังนั้นจากผลการตอบสนองของสายอากาศมีช่วงกว้างความถี่มากกว่า 2.2 กิกะเฮิรตซ์ โดยในช่วงความถี่ดังกล่าวมีค่า VSWR ต่ำกว่า 1.48 สำหรับวงจรแปลงโครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วมแบบสองความถี่เมื่อนำมาประยุกต์ใช้งานเชื่อมต่อกับโครงสร้างสายอากาศแบบบ่วงรี จะใช้ค่าพารามิเตอร์ของวงจรที่แสดงดังตารางที่ 6.1 ในการสร้างวงจร จากการทดสอบด้วยเครื่องวิเคราะห์โครงข่ายงานไฟฟ้า ผลการเปรียบเทียบอัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดัน (VSWR) ของวงจรแปลงโครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วมแบบสองความถี่ประยุกต์ใช้งาน เชื่อมต่อกับสายอากาศแบบบ่วงรีได้ดังรูปที่ 6.7 จากรูปผลการทดสอบดังกล่าวพิจารณาความถี่ตั้งแต่ 0 กิกะเฮิรตซ์ ถึง 3 กิกะเฮิรตซ์สายอากาศแบบบ่วงรีเมื่อเชื่อมต่อกับวงจรแปลงโครงสร้างแบบสองความถี่แล้ว จากผลการทดสอบจะเห็นว่าค่า VSWR จะแบ่งออกเป็นสองช่วงที่สัญญาณส่งผ่านได้ดี กล่าวคือค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งมีค่าเท่ากับ 1.1 ที่ความถี่ 0.9 กิกะเฮิรตซ์ ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งมีค่าเท่ากับ 1.2 ที่ความถี่ 1.8 กิกะเฮิรตซ์ สำหรับค่าช่วงกว้างความถี่อิมพีแดนซ์ (พิจารณาที่ค่า VSWR เท่ากับ 1.5:1) ของสายอากาศแบบบ่วงรีมีค่าเท่ากับ 566 เมกะเฮิรตซ์ หรือ 62.89 เปอร์เซ็นต์ที่ความถี่ 0.9 กิกะเฮิรตซ์ และ 884 เมกะเฮิรตซ์ หรือ 46.88 เปอร์เซ็นต์ที่ความถี่ 1.8 กิกะเฮิรตซ์



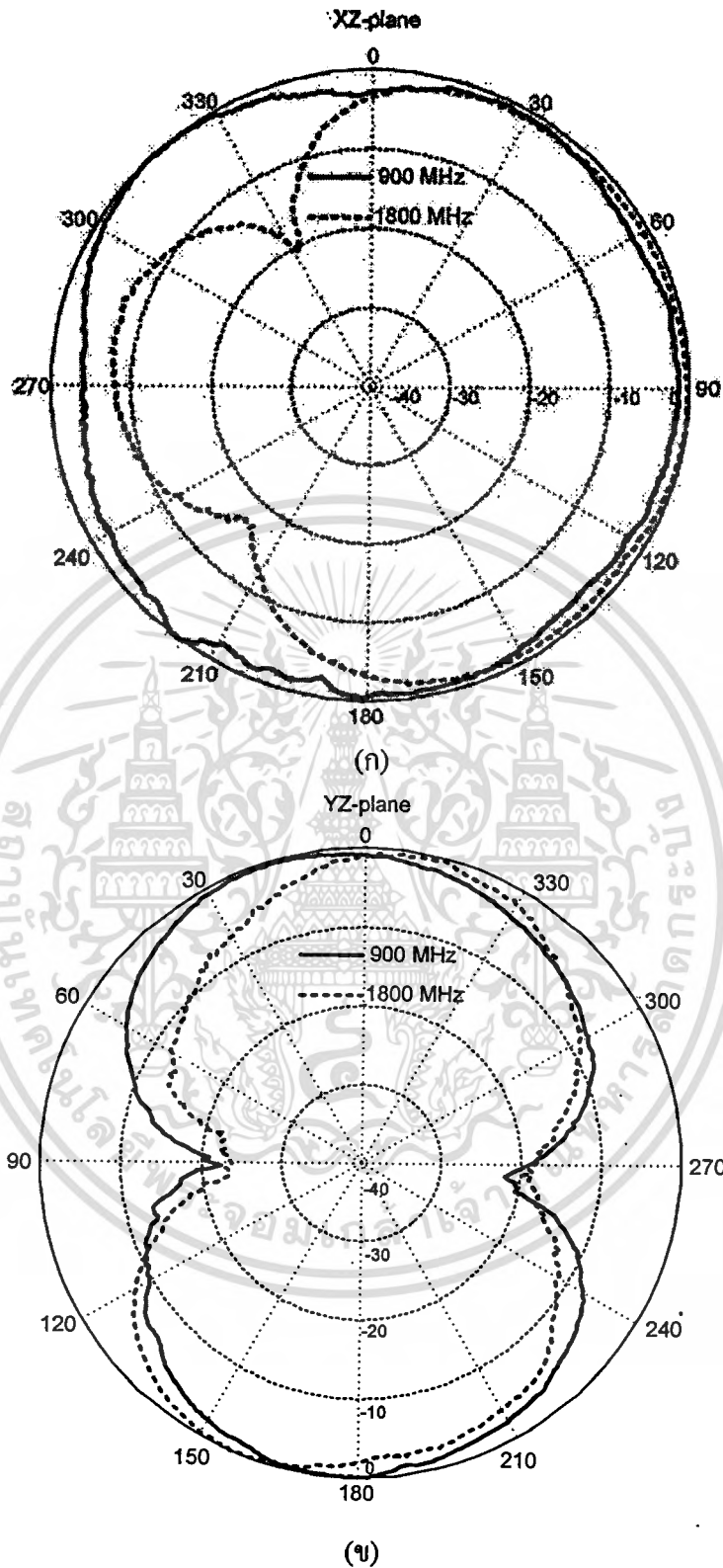
รูปที่ 6.6 อัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดัน (VSWR) ที่ได้จากการจำลองของสายอากาศแบบบ่วงรีเพียงอย่างเดียว

สำหรับการทดสอบแบบรูปการแพร่กระจายคลื่น ของสายอากาศแบบบ่วงรีวงรีที่เชื่อมต่อกับวงจรแปลงโครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วมแบบสองความถี่นั้น แสดงได้ดังรูปที่ 6.8 จากรูปแสดงผลการทดสอบแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบ XZ (XZ-plane) และระนาบ YZ (YZ-plane) ที่ความถี่ 0.9 กิกะเฮิรตซ์และ 1.8 กิกะเฮิรตซ์ ตามลำดับ จะเห็นว่าแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นจะแพร่คลื่นคล้ายคลึงแบบรอบตัว (Quasi Omnidirectional) ทั้งสองความถี่ที่ได้ ออกแบบเอาไว้ สำหรับในการทดสอบแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศแบบบ่วงรีวงรีจะทำการหาค่าข้อมูลแบบอัตโนมัติ โดยใช้เครื่องวิเคราะห์สเปกตรัม (Spectrum Analyzer) รุ่น HP 8593A โดยเก็บข้อมูลที่ทดสอบได้แบบอัตโนมัติโดยใช้โปรแกรม Agilent E4444A (Version ทดลองใช้งาน) และทำการพอร์ตแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นโดยใช้โปรแกรม MATLAB

จากรูปที่ 6.9 แสดงขึ้นงานจริงของวงจรแปลงโครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วมแบบสองความถี่ประยุกต์ใช้งานเชื่อมต่อกับสายอากาศแบบบ่วงรีวงรีด้านหน้า และรูปที่ 6.10 แสดงขึ้นงานจริงของวงจรแปลงโครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วมแบบสองความถี่ ที่ประยุกต์ใช้งานที่มีการเชื่อมต่อกับสายอากาศแบบบ่วงรีวงรีด้านหลัง

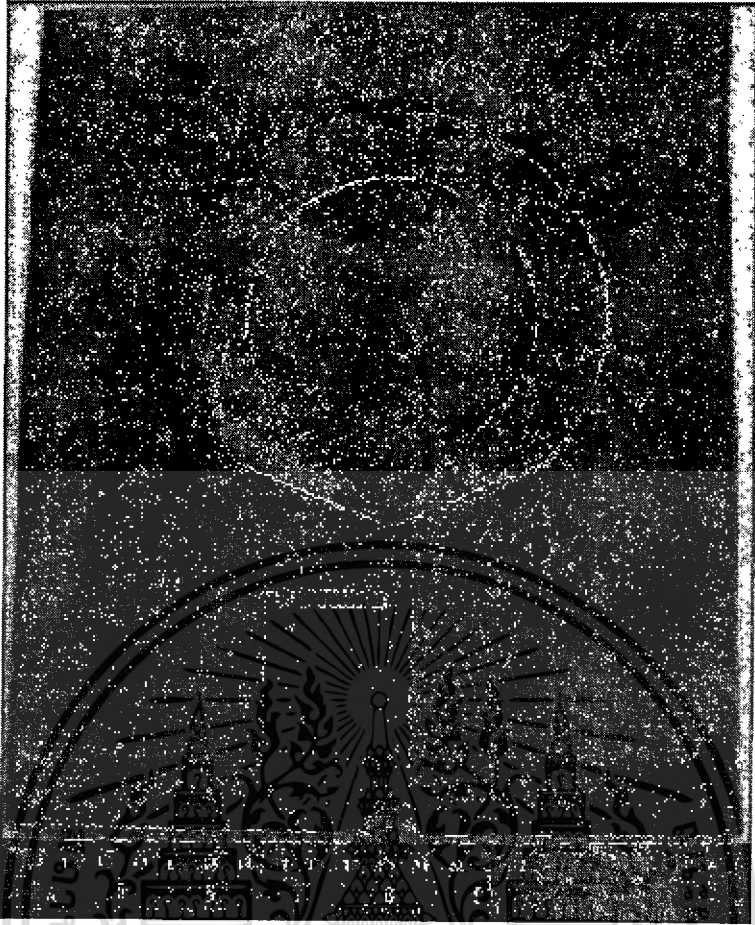


รูปที่ 6.7 ผลการเปรียบเทียบอัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดัน (VSWR) ของวงจรแปลงโครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วมแบบสองความถี่ประยุกต์ใช้งานเชื่อมต่อกับสายอากาศแบบบ่วงรีวงรี

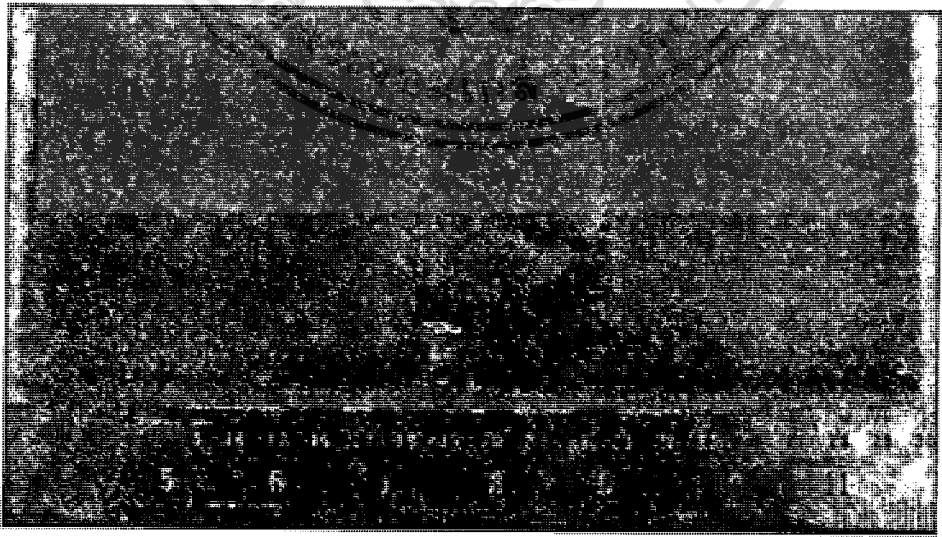


รูปที่ 6.8 ผลการทดสอบแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศแบบวงรีวงที่ประยุกต์ใช้ งานเชื่อมต่อกับวงจรแปลงโครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วมแบบสองความถี่ ที่ความถี่ 900 เมกะเฮิร์ตซ์ และ 1800 เมกะเฮิร์ตซ์ (ก) ระนาบ XZ และ (ข) ระนาบ YZ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ยืมได้เห็นว่าไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



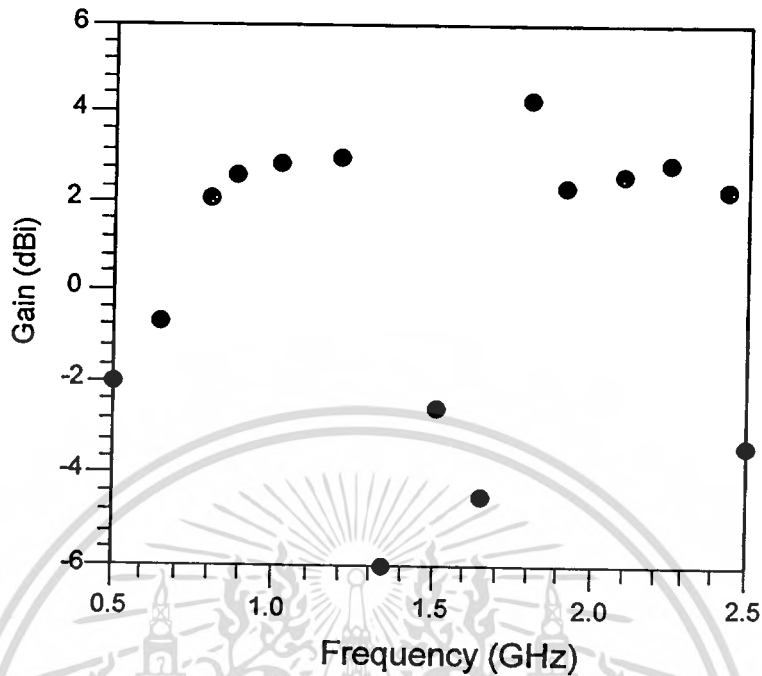
รูปที่ 6.9 รูปถ่ายต้นแบบวงจรแปลงโครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริปประนาบร่วมแบบสองความถี่
ประยุกต์ใช้งานเชื่อมต่อกับสายอากาศแบบบ่วงเรียวด้านหน้า



รูปที่ 6.10 รูปถ่ายต้นแบบวงจรแปลงโครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริปประนาบร่วมแบบสองความถี่

ประยุกต์ใช้งานเชื่อมต่อกับสายอากาศแบบบ่วงเรียวด้านหลัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์ของภาควิชาวิศวกรรมวิทยุ ภาควิชาวิศวกรรมวิทยุ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.11 ผลการทดสอบอัตราขยายของสายอากาศแบบบ่วงรีวงรีที่ประยุกต์ใช้งานเชื่อมต่อกับวงจรแปลงโครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วมแบบสองความถี่

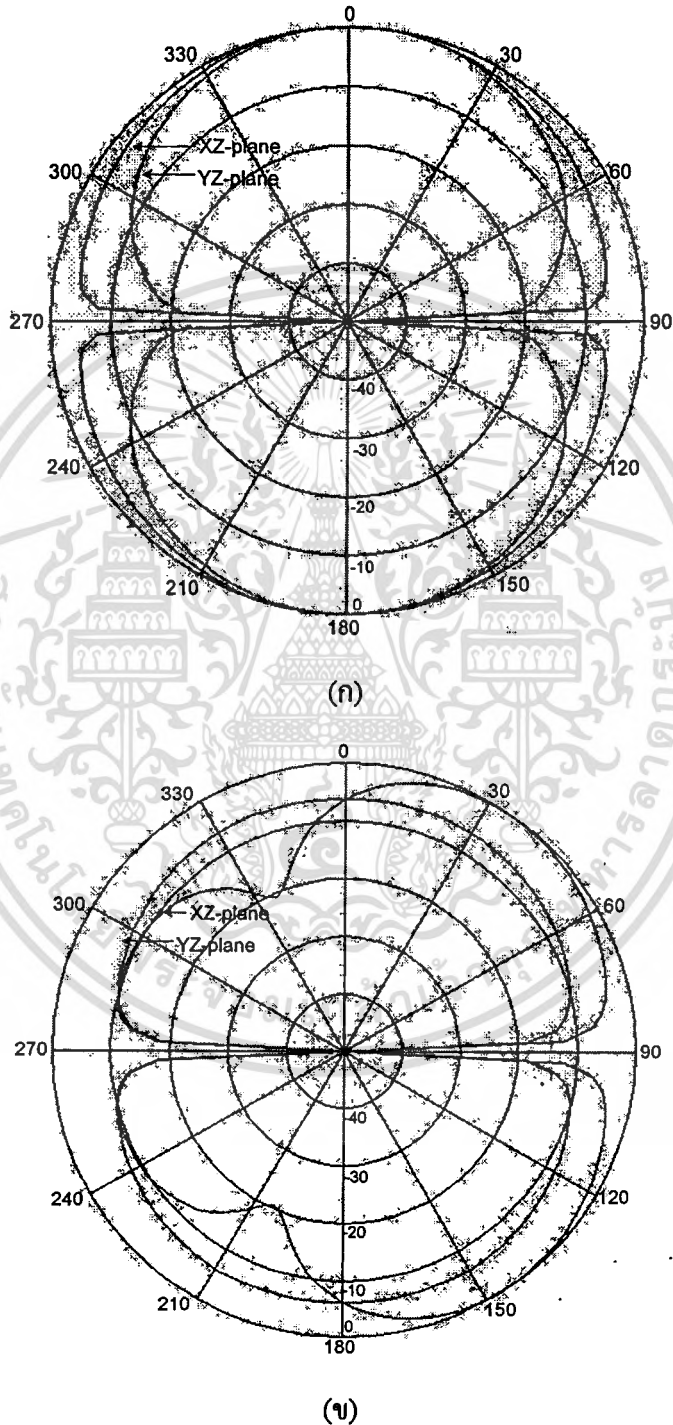
ผลการทดสอบอัตราขยายของสายอากาศแบบบ่วงรีวงรีที่ประยุกต์ใช้งาน เชื่อมต่อกับวงจรแปลงโครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วมแบบสองความถี่ดังรูปที่ 6.11 เมื่อพิจารณาอัตราการขยายของสายอากาศแบบบ่วงรีวงรีที่ความถี่ 0.9 กิกะเฮิร์ตซ์ มีอัตราขยายของสายอากาศ 2.75 dBi และที่ความถี่ 1.8 กิกะเฮิร์ตซ์ มีอัตราขยายของสายอากาศ 4.28 dBi จากรูปที่ 6.11 จะทดสอบอัตราขยายของสายอากาศย่านความถี่ 0.5 กิกะเฮิร์ตซ์ ถึง ความถี่ 2.5 กิกะเฮิร์ตซ์ เพื่อดูผลของอัตราขยายของสายอากาศแบบบ่วงรีวงรีในย่านกว้าง จากผลการทดสอบพบว่าอัตราขยายของสายอากาศแบบบ่วงรีวงรีตอบสนอง 2 ช่วงคือช่วงแรกมีอัตราขยายของสายอากาศที่ความถี่ประมาณ 0.8 กิกะเฮิร์ตซ์ ถึง 1.2 กิกะเฮิร์ตซ์ และในช่วงที่สองมีอัตราขยายของสายอากาศที่ความถี่ประมาณ 1.8 กิกะเฮิร์ตซ์ ถึง 2.4 กิกะเฮิร์ตซ์ ข้อสังเกตของการทดสอบอัตราขยายของสายอากาศในย่านกว้างดังกล่าว พบว่าช่วงที่สายอากาศไม่มีอัตราขยายนั้นเป็นผลมาจากวงจรแปลงโครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วมแบบสองความถี่นั่นเอง

สำหรับสายอากาศแบบบ่วงรีวงรีโดยป้อนสัญญาณด้วยพอร์ตต่าง ผ่านโครงสร้างสตริประนาบร่วมที่แสดงดังรูปที่ 6.2 โดยเลือกมุม θ มีค่าเท่ากับ 45 องศาทำให้สายอากาศตอบสนองช่วงกว้างความถี่ที่กว้างมาก พิจารณาแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรม ADS Momentum™ 2003 ที่ความถี่ 900 เมกะเฮิร์ตซ์ และความถี่ 1800 เมกะเฮิร์ตซ์ แสดงดังรูปที่ 6.12

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นจะคล้ายคลึงกับแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่เชื่อมต่อกับวงจรแปลงโครงสร้างที่ได้จากการทดสอบวงจรดังรูปที่ 6.8 ดังนั้นสามารถสรุปได้ว่าวงจรแปลงโครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วมแบบสองความถี่ที่ได้ออกแบบมานั้น ไม่มีผลกระทบต่อแบบรูปการกระจายคลื่นของสายอากาศแบบบ่วงรีเวว เมื่อนำวงจรดังกล่าวมาเชื่อมต่อกับสายอากาศ



รูปที่ 6.12 ผลการจำลองแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศแบบบ่วงรีเวว โดยที่ป้อน

สัญญาณด้วยพอร์ตต่างผ่านโครงสร้างสตริประนาบร่วมที่ (ก) ความถี่ 900 เมกะเฮิร์ตซ์

เอกสารนี้เป็น และ (ข) ความถี่ 1800 เมกะเฮิร์ตซ์ เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.6 สรุปผลการออกแบบสายอากาศแบบบ่วงรีเวียนที่เชื่อมต่อกับวงจรแปลงโครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วมแบบสองความถี่

สำหรับในบทนี้จะเป็นการออกแบบสายอากาศแบบบ่วงรีเวียน ซึ่งคุณสมบัติของสายอากาศจะให้ผลการตอบสนองช่วงกว้างความถี่ที่กว้างมาก แต่ในงานวิจัยนี้ทำการออกแบบสายอากาศแบบบ่วงรีเวียนและจำลองการทำงาน เมื่อได้ผลที่ต้องการคือสายอากาศแบบบ่วงรีเวียนตอบสนองความถี่เริ่มต้นตั้งแต่ 0.8 กิกะเฮิรตซ์ ถึง 3 กิกะเฮิรตซ์ จากนั้นนำวงจรแปลงโครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วมแบบสองความถี่ ที่ออกแบบวงจรในบทที่ 5 ให้วงจรตอบสนองความถี่ 0.9 กิกะเฮิรตซ์ และ 1.8 กิกะเฮิรตซ์ มาเชื่อมต่อกับสายอากาศแบบบ่วงรีเวียน ทำการจำลองการทำงานและทดสอบสายอากาศ โดยช่วงกว้างความถี่ที่ได้มีค่าเท่ากับ 566 เมกะเฮิรตซ์ หรือ 62.89 เปอร์เซ็นต์ของความถี่ 0.9 กิกะเฮิรตซ์ และ 884 เมกะเฮิรตซ์ หรือ 46.88 เปอร์เซ็นต์ของความถี่ 1.8 กิกะเฮิรตซ์ สำหรับแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นจะแพร่คลื่นคล้ายคลื่นแบบรอบตัว (Quasi Omnidirectional) ทั้งสองความถี่ อัตราการขยายของสายอากาศมีค่าเท่ากับ 2.75 dBi ที่ความถี่ 0.9 กิกะเฮิรตซ์ และ 4.28 dBi ที่ความถี่ 1.8 กิกะเฮิรตซ์ จากผลงานวิจัยสรุปได้ว่าวงจรแปลงโครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วมแบบสองความถี่ที่ออกแบบมาเมื่อนำมาเชื่อมต่อกับสายอากาศแบบบ่วงรีเวียนจะทำให้สายอากาศบ่วงรีเวียนจากเดิมมีคุณสมบัติตอบสนองช่วงกว้างความถี่ที่กว้าง เหลือเพียงตอบสนองความถี่เพียงสองช่วงที่ได้ออกแบบเอาไว้ จึงยืนยันได้ว่าวงจรแปลงโครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วมแบบสองความถี่ที่ออกแบบมาสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานได้จริง

บทที่ 7

สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

ในปัจจุบันมีระบบสื่อสารสองความถี่ที่ตอบสนองให้สามารถทำงานได้ยืดหยุ่นขึ้น การออกแบบวงจรแปลงโครงสร้างแบบสองความถี่ ที่ใช้สำหรับวงจรสื่อสารแบบสองความถี่แทนที่จะใช้วงจรแปลงโครงสร้างแบบช่วงกว้างความถี่ที่กว้างจะให้คุณสมบัติในเรื่องของการตัดสัญญาณรบกวนได้ดีกว่า ดังนั้นในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ได้ทำการแก้ปัญหาวงจรแปลงโครงสร้างที่มีความกว้างของช่วงกว้างความถี่มากเกินความจำเป็น โดยการศึกษาและออกแบบวงจรแปลงโครงสร้างสองความถี่แบบใหม่ กล่าวคือมีการออกแบบวงจรบนโครงสร้างไมโครสตริปเป็นโครงสร้างสตริประนาบร่วม และวงจรสามารถตอบสนองได้ดีทั้งสองความถี่ขึ้นเป็นครั้งแรก โดยใช้หลักการคำนวณหาค่าอิมพีแดนซ์ของสายนำสัญญาณที่ทำให้วงจรดังกล่าวสามารถตอบสนองได้ดีทั้งสองความถี่ที่ต้องการพร้อมกัน เมื่อกำหนดค่าอินพุตอิมพีแดนซ์เอาต์พุตอิมพีแดนซ์ ความถี่ f_1 และความถี่ f_2 โดยสามารถกำหนดได้อย่างอิสระ สำหรับการออกแบบได้ทำการออกแบบวงจรแปลงโครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วมแบบสองความถี่ และนำมาประยุกต์ใช้งานเชื่อมต่อกับสายอากาศแบบบ่วงรีเพื่อพิสูจน์ความถูกต้องของวงจร ผลการทดสอบวงจรสรุปได้ว่าวงจรแปลงโครงสร้างดังกล่าวสามารถตอบสนองได้ดีทั้ง 2 ความถี่ที่ได้ออกแบบเอาไว้ ซึ่งวงจรมีคุณสมบัติสามารถตัดช่วงสัญญาณที่ไม่ต้องการออกไปได้ ดังนั้นวงจรแปลงโครงสร้างดังกล่าวสามารถนำไปใช้งานได้จริง

7.1 สรุปผลการวิจัย

งานวิจัยจะแยกออกเป็น 2 ส่วนคือในส่วนแรกทำการออกแบบและทดสอบวงจรแปลงโครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วมแบบสองความถี่ทำการเชื่อมต่อกับวงจรแปลงโครงสร้างแบบหลังชนกัน (Back-to-Back) ที่โหมดสมดุลย์ (Balance Mode) เพื่อสังเกตผลการตอบสนองที่เกิดขึ้น สำหรับส่วนที่ 2 ทำการออกแบบและทดสอบสายอากาศแบบบ่วงรีซึ่งสายอากาศมีคุณสมบัติตอบสนองความถี่กว้างและนำสายอากาศดังกล่าวมาประยุกต์ใช้งานเชื่อมต่อกับวงจรแปลงโครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วมแบบสองความถี่เพื่อพิจารณาผลการตอบสนองความถี่

ในส่วนแรกทำการออกแบบและทดสอบ วงจรแปลงโครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วมแบบสองความถี่ โดยจะทำการออกแบบวงจรตัวอย่างสองวงจรที่แตกต่างกันคือวงจรแรกทำการออกแบบวงจรโดยกำหนดให้มีค่าอิมพีแดนซ์ทางด้านอินพุต Z_U เท่ากับ 50 โอห์ม ค่าอิมพีแดนซ์ทางด้านเอาต์พุต Z_L มีค่าเท่ากับ 100 โอห์ม ที่ความถี่ f_1 มีค่าเท่ากับ 2.45 กิกะเฮิร์ตซ์ และความถี่ f_2 มีค่าเท่ากับ 5.8 กิกะเฮิร์ตซ์ บนแผ่นวงจรพิมพ์ รุ่น TTL9 ของบริษัท Taconic วงจรตอบสนองได้ดีที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิร์ตซ์ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอเรตซ์โดยมีค่าขนาดสัมประสิทธิ์การสะท้อน ($|S_{11}|$) สูงกว่า -20 dB และผลการตอบสนองที่ความถี่ 5.8 กิกะเฮิรตซ์มีค่าขนาดสัมประสิทธิ์การสะท้อน ($|S_{11}|$) สูงกว่า -25 dB ดังนั้นจากผลการจำลองการทำงาน วงจรไมโครสตริปสองความถี่ สรุปได้ว่าวงจรที่หนึ่งซึ่งออกแบบมานั้นสามารถส่งผ่านได้ดีทั้งสองความถี่ สำหรับวงจรที่สองทำการออกแบบวงจรโดยกำหนดให้มีค่าอิมพีแดนซ์ทางด้านอินพุต Z_U เท่ากับ 50 โอห์ม ค่าอิมพีแดนซ์ทางด้านเอาต์พุต Z_L มีค่าเท่ากับ 200 โอห์ม ที่ความถี่ f_1 มีค่าเท่ากับ 0.9 กิกะเฮิรตซ์ และความถี่ f_2 มีค่าเท่ากับ 1.8 กิกะเฮิรตซ์ บนแผ่นวงจรพิมพ์ รุ่น FR4 ผลการจำลองการทำงาน วงจรตอบสนองได้ดีที่ความถี่ 0.9 กิกะเฮิรตซ์โดยมีค่าขนาดสัมประสิทธิ์การสะท้อน ($|S_{11}|$) สูงกว่า -35 dB และผลการตอบสนองที่ความถี่ 1.8 กิกะเฮิรตซ์มีค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ ($|S_{11}|$) สูงกว่า -35 dB เมื่อได้ทราบผลการตอบสนองของวงจรแปลงโครงสร้างทั้งสองแล้วในงานวิทยานิพนธ์นี้ ได้เลือกวงจรที่สองคือวงจรมีค่าอิมพีแดนซ์ทางด้านอินพุต Z_U เท่ากับ 50 โอห์ม ค่าอิมพีแดนซ์ทางด้านเอาต์พุต Z_L มีค่าเท่ากับ 200 โอห์ม ที่ความถี่ f_1 มีค่าเท่ากับ 0.9 กิกะเฮิรตซ์ และความถี่ f_2 มีค่าเท่ากับ 1.8 กิกะเฮิรตซ์ บนแผ่นวงจรพิมพ์ รุ่น FR4 มาทดสอบวงจรจริง ผลการทดสอบวงจรมีการตอบที่ความถี่ 0.9 กิกะเฮิรตซ์ โดยมีค่าขนาดสัมประสิทธิ์การสะท้อน ($|S_{11}|$) มีค่าสูงกว่า -15 dB ค่าขนาดสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน ($|S_{21}|$) มีค่าต่ำกว่า -0.816 dB และมีช่วงกว้างความถี่เท่ากับ 700 เมกะเฮิรตซ์ ช่วงที่สองมีการตอบสนองที่ความถี่ 1.8 กิกะเฮิรตซ์ โดยมีค่าขนาดสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ ($|S_{11}|$) มีค่าสูงกว่า -15 dB ค่าขนาดสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน ($|S_{21}|$) มีค่าต่ำกว่า -0.876 dB และช่วงกว้างความถี่เท่ากับ 695 เมกะเฮิรตซ์

ส่วนที่ 2 ทำการออกแบบสายอากาศแบบบ่วงรีและนำมาประยุกต์ใช้งานเชื่อมต่อกับวงจรแปลงโครงสร้างสตริปรีแนบร่วมแบบสองความถี่ ขั้นตอนแรกต้องออกแบบสายอากาศบ่วงรีโดยออกแบบสายอากาศบนบนแผ่นวงจรพิมพ์ รุ่น FR4 สำหรับผลจากการจำลองการทำงานสายอากาศแบบบ่วงรีเริ่มตอบสนองตั้งแต่ความถี่ 0.8 กิกะเฮิรตซ์ ถึง 3 กิกะเฮิรตซ์ ดังนั้นจากผลการตอบสนองของสายอากาศมีช่วงกว้างความถี่มากกว่า 2.2 กิกะเฮิรตซ์ โดยในช่วงความถี่ดังกล่าวมีค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งต่ำกว่า 1.48 หลังจากนั้นนำวงจรแปลงโครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริปรีแนบร่วมแบบสองความถี่ที่ออกแบบโดยมีค่าอิมพีแดนซ์ทางด้านอินพุต Z_U เท่ากับ 50 โอห์ม ค่าอิมพีแดนซ์ทางด้านเอาต์พุต Z_L มีค่าเท่ากับ 200 โอห์ม ที่ความถี่ f_1 มีค่าเท่ากับ 0.9 กิกะเฮิรตซ์ และความถี่ f_2 มีค่าเท่ากับ 1.8 กิกะเฮิรตซ์ นำมาประยุกต์เชื่อมต่อกับสายอากาศแบบบ่วงรี ซึ่งคุณสมบัติของสายอากาศจะมีช่วงกว้างความถี่ที่กว้าง ผลการทดสอบสายอากาศมีอัตราการขยายของสายอากาศแบบบ่วงรีที่ความถี่ 0.9 กิกะเฮิรตซ์ มีอัตราการขยายของสายอากาศ 2.75 dBi และที่ความถี่ 1.8 กิกะเฮิรตซ์ มีอัตราการขยายของสายอากาศ 4.28 dBi และทำการทดสอบอัตราการขยายของสายอากาศย่านความถี่ 0.5 กิกะเฮิรตซ์ ถึง ความถี่ 2.5 กิกะเฮิรตซ์ เพื่อดูผลของอัตราการขยายของสายอากาศแบบบ่วงรีในย่านกว้าง จากผลการทดสอบพบว่าอัตราการขยายของสายอากาศแบบบ่วงรีตอบสนอง 2 ช่วงคือช่วงแรกมีอัตราการขยายของสายอากาศที่ความถี่ประมาณ 0.8 กิกะเฮิรตซ์ ถึง 1.2 กิกะเฮิรตซ์ และในช่วงที่สองมีอัตราการขยายของสายอากาศที่ความถี่ประมาณ 1.8 กิกะเฮิรตซ์ ถึง 2.4 กิกะเฮิรตซ์ ข้อสังเกตของการทดสอบสายอากาศแบบบ่วงรีว่า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พบว่าอัตราการขยายของสายอากาศพิจารณาในย่านกว้างดังกล่าวช่วงที่สายอากาศไม่มีอัตราการขยายนั้น เป็นผลมาจากวงจรแปลงโครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วมแบบสองความถี่นั่นเอง

7.2 ปัญหาและข้อเสนอแนะ

ปัญหาในการออกแบบวงจรแปลงโครงสร้างเป็นสตริประนาบร่วมแบบสองความถี่ ในการทำงานวิจัยก็คือการออกแบบสลับแบบสองความถี่นั้น ต้องพิจารณาความกว้างของโครงสร้างสายนำสัญญาณสตริประนาบร่วมก่อน กล่าวคือเช่นถ้าต้องการค่าอิมพีแดนซ์ของสายนำสัญญาณสตริประนาบร่วมที่มีค่าเท่ากับ 200 โอห์ม ดังนั้นความกว้างของสตริป W จะมีความสัมพันธ์กับระยะห่าง G ของสตริปทั้งสอง ถ้าเลือกความกว้างของสตริปน้อยเกินไปเมื่อคำนวณค่าอิมพีแดนซ์ Z_3 ของสลับแบบสองความถี่ย้อนกลับโดยคิดความกว้างของสตริป W ไปเป็นโครงสร้างไมโครสตริปจะทำให้อิมพีแดนซ์ที่ได้มีค่ามากและ เมื่อคำนวณหาอิมพีแดนซ์ Z_4 ของสลับแบบสองความถี่ จะทำให้ได้อิมพีแดนซ์ที่ได้มีค่ามากขึ้นไปอีก ซึ่งจะส่งผลทำให้วงจรสลับแบบสองความถี่ไม่สามารถสร้างได้เพราะวงจรมีขนาดเล็กมากเกินไป สำหรับปัญหาในการเลือกความถี่ที่นำไปประยุกต์ใช้งานกับสายอากาศแบบวงรีเวททางผู้วิจัยได้ออกแบบวงจรแปลงโครงสร้างไมโครสตริปเป็นสตริประนาบร่วมแบบสองความถี่ ให้ตอบสนองที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์ และ ความถี่ 5.8 กิกะเฮิรตซ์ บนแผ่นวงจรพิมพ์ รุ่น TLL9 ของบริษัท Taconic และทำการสร้างวงจรดังกล่าวเนื่องจากวงจรมีขนาดความกว้างของสตริปน้อยมาก ทำการสร้างวงจรหลายครั้งก็ไม่สามารถสร้างได้บางครั้งสร้างแล้วนำมาทดสอบความถี่เลื่อนไปมาก

สำหรับข้อเสนอแนะ ในการออกแบบวงจรแปลงโครงสร้างเป็นสตริประนาบร่วมแบบสองความถี่คือวงจรดังกล่าวต้องสามารถเลือกช่วงกว้างความถี่ได้ตามต้องการ วงจรแปลงโครงสร้างดังกล่าวต้องสามารถตอบสนองความถี่ได้ถึงสามความถี่ อีกทั้งยังสามารถนำหลักการออกแบบวงจรแปลงโครงสร้างสองความถี่ดังกล่าว ไปประยุกต์ใช้งานกับวงจรแปลงโครงสร้างแบบอื่น ๆ เช่น โครงสร้างสายนำสัญญาณระนาบร่วม (CPW) และ โครงสร้างสายนำสัญญาณแบบช่อง (Slot) ก็สามารถใช้ได้เช่นกัน

เอกสารอ้างอิง

- [1] K. Tilley, X.-D. and K. Chang., "Coplanar waveguide fed coplanar strip dipole antenna.," *Electron. Lett.*, vol. 30, no.3, pp.176-177, Feb. 1994.
- [2] Y. D. Lin, and S. N. Tsai., "Coplanar waveguide-fed uniplanar bow-tie antenna.," *Electron. Lett.*, vol. 45, no.2, pp. 305 – 306, Feb. 1997.
- [3] K. Tilley, X. D. Wu and K. Chang., "Dual frequency coplanar strip dipole antenna.," *Antenna and Propagation Society International Symposium.*, vol. 2, pp. 928 – 931, 1994.
- [4] R. N. Simons, N. I. Dib, R. Q. Lee and L.P.B. Katehi., "Integrated uniplanar transition for linearly tapered slot antenna.," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 43, no.9, pp. 998 – 1002, Sep. 1995.
- [5] N. I. Dib, R.N. Simon and L.P.B. Katehi., "New uniplanar transition for circuit and antenna applications.," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 43, no.12, pp. 2868 – 2873, Dec. 1995.
- [6] H. T. Kim, S. Lee, S. Kim, Y. Kwon and K. S. Seo., "Millimeter-wave cps distributed analogue MMIC phase shifter.," *Electron. Lett.*, vol. 39, no.23, pp.1661-1663, Nov. 2003.
- [7] W. R. Deal, J. Sor , Y. Qian , and T Itoh., "A broadband uniplanar quasi-yagi active array for power combining.," *Radio and Wireless Conference (RAWCON99)*, pp. 231 – 234, 1999.
- [8] N. Kaneda Y. Qian and T. Itoh., "A broad-band microstrip-to-waveguide transition using qui-yagi antenna.," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 47, no.12, pp. 2562 – 2567, Dec. 1999.
- [9] W. R. Deal, N. Kaneda, J. Sor, Y. Qian and T. ItohA., "New quasi-yagi antenna for planar active antenna arrays.," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 48, no.6, pp. 910 – 918, June 2000.
- [10] Y.H. Suh and K. Chang., "Coplanar stripline resonators modeling and applications to filters.," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 50, no.5, pp. 1289 – 1296, May 2002.
- [11] N. Kaneda, W.R. Deal, Y. Qian, R. Waterhouse and T. Itot, "A broad-band planar quasi-yagi antenna.," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 50, no.8, pp. 1158 – 1160, Aug. 2002.
- [12] Y.H. Suh and K. Chang., "A hight-efficiency dual-frequency rectenna for 2.45-and 5.8-GHz wireless power transmission.," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 50, no.7, pp.1784 –1789, July 2002.

- [13] Y. J. Ren and K. Chang, "Bow-tie retrodirective rectenna.," *Electron. Lett.*, vol. 42, no.4, Feb. 2006.
- [14] J. A. Flint and J. C. Vardaxoglou., "Exploitation of nonradiating modes in asymmetric coplanar strip folded dipoles.," *IEE Proc.-Microw. Antennas Prop.*, vol. 115, no.4, pp. 307–310, August 2004.
- [15] S. Lim, K. M. K. H. Leong and T. Itoh., "Adaptive power controllable retrodirective array system for wireless sensor server applications.," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 53, no.12, pp. 3735 – 3743, Dec. 2005.
- [16] F. R. L. Silva and M. T Melo., "Coplanar Antenna array for 2.45 GHz RFID tag", *Proceedings of the 2006 European Microwave Conference.*, pp. 1570 – 1573, Sep. 2006.
- [17] W.H. Tu, M. Y. Li and K. Chang., "Broadband microstrip-coplanar stripline-fed circularly polarized spiral antenna.," *IEEE RadioAntennas and Propation Society International* pp. 3669 – 3672, July 2006.
- [18] N. Garg, L. B. Lok , I. D. Robertson , M. Chongcheawchamnan and A. Worapishet, "1 to 20 GHz CMOS distributed mixer using asymmetric coplanar strip transmission lines.," *IEEE Frequency Integrated Circuit (RFIC) Symposium*, 2006.
- [19] L. B. Lok, *Balanced microwave circuits and adaptive single-sideband mixers*, Ph.D. Dissertation, (University of Leeds, 2007).
- [20] D. E. Anagnostou, M. Morton, J. Papolymerou and C. G. Christodoulou., "A 0-55 GHz coplanar waveguide to coplanar strip transition.," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 56, no.1, pp. 1 – 6, Jan. 2008.
- [21] Y. Qian, and T. Itoh, "A broadband uniplanar microstrip-to-cps transition.," *Asia Pacific Microwave Conference*, 2, pp. 609 – 612, 1997.
- [22] Y.-H. Suh and K.Chang., "A wideband coplanar stripline to microstrip transition.," *IEEE Microwave Lettt.*, vol. 11, no.1, pp28-29, Jan. 2001.
- [23] W. H. Tu and K. Chang., "Wide-band microstrip-to-coplanar stripline/slotline transition.," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 54, no.3, pp. 1084 – 1089, March 2006.
- [24] Y. G. Kim, D. S. Wook, K. W. Kim and Y. K. Cho., "A new ultra-wideband microstrip-to-cps transition.," *IEEE Microwave Symp.*, pp. 1563 – 1566, June 2007.

- [25] C. J. Lee, K. M. K. H. Leong and T. Itoh., "Broadband microstrip-to-cps and microstrip-to-cpw transitions using composite right/left-handed metamaterial transmission lines.," *IEEE Proc-Microw Antennas Propag.*, vol. 153, no.3, pp. 241 –24 6, June 2006.
- [26] S. G. , Mao and Y. Z. Chueh., "Broadband composite right/left-handed coplanar waveguide power splitters with arbitrary phase responses and balun and antenna applications.," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 54, no.1, pp. 243 –250, Jan. 2006.
- [27] R. N. Simons, N. I. Dib and L. P. B. Katehi., "Coplanar stripline to microstrip transition.," *IEEE Microwave Lett.*, vol. 31, no.23, pp 1725 - 1726, Sep. 1995.
- [28] H. Y. Lee and T. Itoh., "Wideband and low return loss coplanar strip feed using metermediated microstrip.," *IEEE Microwave Lettt.*, vol. 24, no.19, pp 1207 - 1208, Sep. 1998.
- [29] T. Chiu and Y. H. Shen., "A broadband transition between microstrip and coplanar stripline.," *IEEE Microwave Lettt.*, vol. 13, no.2, pp 66 - 68, Feb. 2003.
- [30] S. G. Mao and S. L. Chen., "Time-domain characteristics of ultra-wideband tapered loop antennas.," *IEEE Microwave Lettt.*, vol. 42, no.22, pp 1262-1263, Oct. 2006.
- [31] D. S. Woo, Y. G. Kim, K. W. Kim and Y. K. Cho., "Ultra-wideband millimeter-wave tapered slot antennas.," *Antennas Propagat. Inter. Symp.*, pp. 1969 – 1972, June 2007.
- [32] K. Meelarpkit , M. Chongcheawchamnan, C. Phongcharoenpanich, and M. Krairiksh., "Design 2.4/5.8 GHz microstrip-to-coplanar strip transition.," *Asia Pacific Microwave Conf.*, Thailand, 1, pp. 255 – 258, Dec. 2007.
- [33] K. Meelarpkit , M. Chongcheawchamnan, C. Phongcharoenpanich, and M. Krairiksh., "A tri-bandDesign microstrip-to-coplanar stripline transition.," *ECTI Conf.*, Thailand, 2, pp. 675 – 678, May 2007.
- [34] G. Gonzalez., *Microwave transistor amplifiers analysis and design. 2nd edition*, Prentice-Hall., 1997.
- [35] J. S. G. Hong and M. J. Lancaster., *Microwave filters for RF/microwave application*, John Wiley & Son Inc., 2001.
- [36] K. C. Gupta, R. Garg, I. Bahl and P. Bhartia., *Microstrip line and slotlines. 2nd edition*, Artech House Inc., 1996.
- [37] A. Grebennikov., *RF and microwave power amplifier design*. McGraw-Hill. Inc., 2005.
- [38] B. C. Wadell., *Transmission line design handbook*, Artech House Inc., 1991.

- [39] K. Heindl, T. Blecha and J. Braum., "Mathematic model of coplanar strip.," *IEEE Workshop Signal Prog. On Inter.*, pp. 209 – 212, 9 – 12, May 2006.
- [40] E. Chen and S. Y. Chou., "Characteristics of coplanar transition lines on multilayer substrates: modeling and experiments.," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 45, no.6, pp. 939 – 945, June 1997.
- [41] R. N. Simon., *Coplanar waveguide circuit, component and system*, John Wiley & Son Inc., 2001.
- [42] W. Fan, A. Lu, L. L. Wai and B. K. Lok., "Mixed-mode s-parameter characterization of differential structures.," *Electronic Packaging Technology Conference .*, pp. 533 – 537, Dec. 2003.
- [43] D. E. Bockelman and W. R. Eisenstadt., "Combined differential and common-mode scattering parameters: theory and simulations. ," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 43, no.7, pp. 1530 – 1539, Junly 1995.
- [44] S. Belkin., "Differential circuit chacterization with two-port s-parameters.," *IEEE Microwave Magazine.*, vol. 7, no.6, pp. 86 – 99, Dec. 2006.
- [45] K. Goverdhanam, R. N. Simons and L. P. B. Katehi., "Coplanar stripline components for high-frequency applications.," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 45, no.10, pp. 1725 – 1729, Oct. 1997.
- [46] Y. D. Lin, J. W. Sheen and C. Y. chang., "Surface-wave leakage properties of coplanar strips.," *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, pp.229 – 232, 16-22 May 1995.
- [47] K. Goverdhanam, R. N. Simons and L. P. B. Katehi., "Coplanar stripline propagation characteristics and bandpass filter.," *IEEE Microwave Lettt.*, vol. 7, no.8, pp 214 –216, August 1997.
- [48] M. Y. Frankel, R. H. Voelker and J. N. Hilfiker., "Coplanar transmission lines on thin substrates for high-speed low-loss propagation.," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 42, no.3, pp. 396 – 402, March.1994
- [49] J. B. Knorr and K. D. Kuchler., "Analysis of coupled slots and coplanar strips on dielectric Substrate.," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-23, no.7, pp. 541 – 548, July 1975.
- [50] S. Gevorgian, H. Berg, H. Jacobsson and T. Lewi., "Basic parameters of coplanar-strip waveguides on multilayer dielectric/semiconductor substrates, part 1: high permittivity superstrates.," *IEEE Microwave Magazine.*, pp. 60 – 70, June 2003.

- [51] S. Gevorgian, H. Berg, H. Jacobsson and T. Lewi., “Basic parameters of coplanar-strip waveguides on multilayer dielectric/semiconductor substrates, part 2 : high permittivity superstrates.,” *IEEE Microwave Magazine.*, pp. 60 – 70, Sep. 2003.
- [52] Suh, Y. H., and Chang, K., “Microstrip fed coplanar stripline tee junction using coupled coplanar stripline.,” *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, pp. 611– 614, May, 2001.
- [53] E. Chen and S. Y. Chou., “Characteristics of coplanar transition lines on multilayer substrates: modeling and experiments.,” *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 45, no.6, pp. 939 – 945, June 1997.
- [54] D .M. Pozer., *Microwave engineering*, New York: Wiley, 1990.
- [55] T.C. Edwards., *Foundations of microstrip circuit design*, Artech House, 1999.
- [56] C. Monzon., “A small dual-frequency transformer in two sections.,” *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 51, no.4, pp. 1157 – 1161, April 2002.

ภาคผนวก ก.

วงจรแปลงอิมพีแดนซ์หนึ่งส่วน (Single-Section Transformer)

เมื่อพิจารณาวงจรแปลงอิมพีแดนซ์หนึ่งส่วนในรูปที่ ก.1 จากรูปดังกล่าวแสดงถึง การสะท้อนในแต่ละส่วนและสายนำสัญญาณของวงจรแปลงอิมพีแดนซ์แบบหนึ่งส่วน ซึ่งวงจรประกอบไปด้วยอิมพีแดนซ์ทางด้านอินพุตคือ Z_1 อิมพีแดนซ์ของสายนำสัญญาณคือ Z_2 โหลดมีค่าอิมพีแดนซ์เท่ากับ Z_L สายนำสัญญาณมีความยาวเท่ากับ βl ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนทางด้านอินพุตคือ Γ_1 ค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านของสายนำสัญญาณคือ Γ_2 ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนจากโหลดไปยังสายนำสัญญาณคือ Γ_3 ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนทั้งหมดคือ Γ ค่าสัมประสิทธิ์บนสายนำสัญญาณจากอินพุตไปยังโหลดคือ T_{21} และค่าสัมประสิทธิ์บนสายนำสัญญาณจากโหลดไปยังอินพุตคือ T_{12} จากรูปเมื่อพิจารณาความสัมพันธ์ของค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนทั้งหมด โดยจะแยกการสะท้อนออกเป็น ส่วน ๆ กับ สัมประสิทธิ์ต่างๆ บนสายนำสัญญาณซึ่งมีความสัมพันธ์ดังต่อไปนี้ [54]

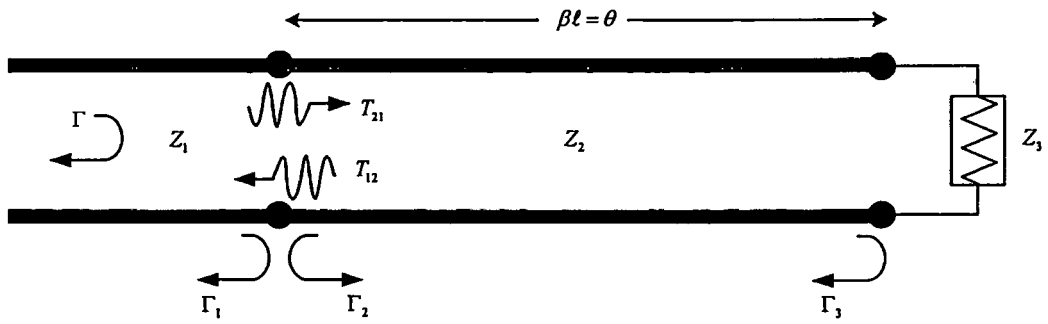
$$\Gamma_1 = \frac{Z_2 - Z_1}{Z_2 + Z_1} \quad (\text{ก.1})$$

$$\Gamma_2 = -\Gamma_1 \quad (\text{ก.2})$$

$$\Gamma_3 = \frac{Z_L - Z_2}{Z_L + Z_2} \quad (\text{ก.3})$$

$$T_{21} = 1 + \Gamma_1 = \frac{2Z_2}{Z_1 + Z_2} \quad (\text{ก.4})$$

$$T_{12} = 1 + \Gamma_2 = \frac{2Z_1}{Z_1 + Z_2} \quad (\text{ก.5})$$



รูปที่ ก.1 การสะท้อนในแต่ละส่วนของสายนำสัญญาณของวงจรแปลงอิมพีแดนซ์แบบหนึ่งส่วน

ดังนั้นสัมประสิทธิ์การสะท้อนทั้งหมด ได้มาจากผลรวมที่ไม่มีขีดจำกัดในแต่ละส่วนของการสะท้อนบนสายนำสัญญาณดังสมการต่อไปนี้

$$\begin{aligned}\Gamma &= \Gamma_1 + T_{12}T_{21}\Gamma_3 e^{-2j\theta} + T_{12}T_{21}\Gamma_3^2\Gamma_2 e^{-4j\theta} + \dots \\ &= \Gamma_1 + T_{12}T_{21}\Gamma_3 e^{-2j\theta} \sum_{n=0}^{\infty} \Gamma_2^n \Gamma_3^n e^{-2jn\theta}\end{aligned}\quad (ก.6)$$

เมื่อใช้อนุกรมเรขาคณิต (Geometric Series)

$$\sum_{n=0}^{\infty} x^n = \frac{1}{1-x}, \text{ สำหรับ } |x| < 1,$$

จากสมการที่ (ก.6) สามารถเขียนสมการใหม่ในรูปแบบสำเร็จ (Closed form) ได้ดังนี้

$$\Gamma = \Gamma_1 + \frac{T_{12}T_{21}\Gamma_3 e^{-2j\theta}}{1 - \Gamma_2\Gamma_3 e^{-2j\theta}}\quad (ก.7)$$

จากสมการที่ (ก.2) (ก.4) และ (ก.5) สามารถนำสมการดังกล่าวก็คือ $\Gamma_2 = -\Gamma_1$, $T_{21} = 1 + \Gamma_1$ และ $T_{12} = 1 - \Gamma_1$ มาใช้ประโยชน์เพื่อแทนค่าในสมการที่ (ก.7) เพื่อหาค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนรวมทั้งหมดโดยจะได้ผลลัพธ์ดังสมการต่อไปนี้

$$\Gamma = \frac{\Gamma_1 + \Gamma_3 e^{-2j\theta}}{1 + \Gamma_1\Gamma_3 e^{-2j\theta}}\quad (ก.8)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้าเกิดความไม่ต่อเนื่องกันระหว่างอิมพีแดนซ์ Z_1 , Z_2 และ Z_L ซึ่งมีค่าน้อยมาก ดังนั้นจะกล่าวได้ว่า $|\Gamma_1\Gamma_3| \ll 1$, สามารถประมาณค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนรวมทั้งหมดในสมการที่ (ก.8) ได้ดังต่อไปนี้

$$\Gamma = \Gamma_1 + \Gamma_3 e^{-2j\theta} \quad (\text{ก.9})$$

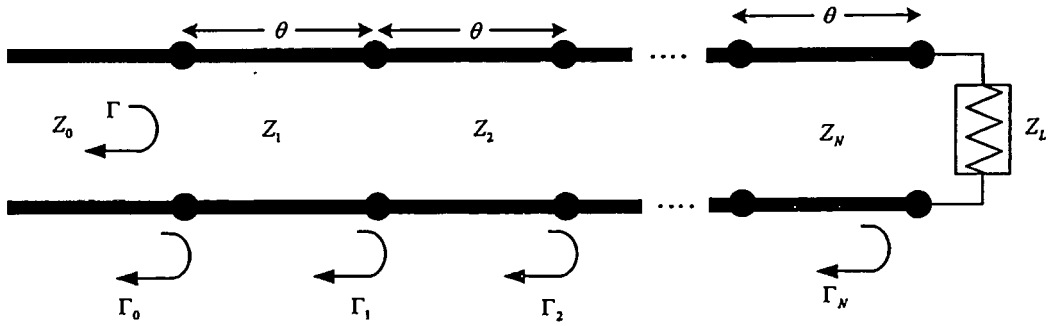
วงจรแปลงอิมพีแดนซ์หลายส่วน (Multi-section Transformer)

วงจรแปลงอิมพีแดนซ์หลายส่วนแสดงดังรูปที่ ก.2 จากรูปวงจรจะทำการแปลงอิมพีแดนซ์จาก Z_0 ไปเป็นอิมพีแดนซ์ของโหลด Z_L โดยผ่านสายนำสัญญาณหลายช่วงที่มีความยาวในแต่ละช่วงเท่ากับ θ ซึ่งในแต่ละช่วงของสายนำสัญญาณดังกล่าวจะมีค่าอิมพีแดนซ์เท่ากับ Z_1 , Z_2 , Z_3 เชื่อมต่อเรียงกันไปเรื่อย ๆ จนถึงอิมพีแดนซ์ท้ายสุดมีค่าเท่ากับ Z_N ก่อนที่จะเชื่อมต่อกับอิมพีแดนซ์ของโหลด Z_L และแต่ละช่วงของสายนำสัญญาณดังกล่าวจะมีค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนเท่ากับ Γ_1 , Γ_2 , Γ_3 เชื่อมต่อเรียงต่อกันไปเรื่อย ๆ จนถึงค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนมีค่าเท่ากับ Γ_N ก่อนที่จะเชื่อมต่อกับโหลด Z_L เช่นเดียวกัน โดยที่ N เป็นจำนวนช่วงของสายนำสัญญาณที่นำมาเชื่อมต่อกัน การเชื่อมต่วงจรแปลงอิมพีแดนซ์หลาย ๆ ช่วงนั้นจะทำให้ได้รับค่าช่วงกว้างความถี่ที่เพิ่มมากขึ้น จากวงจรดังกล่าวสามารถที่จะหาค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนโดยแยกเป็นส่วน ๆ (Partial Reflection Coefficients) ได้ดังสมการต่อไปนี้ [54]

$$\Gamma_0 = \frac{Z_1 - Z_0}{Z_1 + Z_0} \quad (\text{ก.10ก})$$

$$\Gamma_n = \frac{Z_{n+1} - Z_n}{Z_{n+1} + Z_n} \quad (\text{ก.10ข})$$

$$\Gamma_N = \frac{Z_L - Z_N}{Z_L + Z_N} \quad (\text{ก.10ค})$$



รูปที่ ก.2 สัมประสิทธิ์การสะท้อนในแต่ละส่วนของวงจรแปลงอิมพีแดนซ์แบบหลายส่วน

โดยที่สมมติให้อิมพีแดนซ์ Z_n เพิ่มขึ้นหรือลดลงในสัดส่วนที่เท่ากันและอิมพีแดนซ์ของโหลด Z_L เป็นจำนวนจริง ดังนั้น $\Gamma_n > 0$ เมื่อ $Z_L > Z_0$ และ $\Gamma_n < 0$ เมื่อ $Z_L < Z_0$ ผลรวมของสัมประสิทธิ์การสะท้อนทั้งหมดหาได้จากสมการดังนี้

$$\Gamma(\theta) = \Gamma_0 + \Gamma_1 e^{-2j\theta} + \Gamma_2 e^{-4j\theta} + \dots + \Gamma_N e^{-2jN\theta} \quad (\text{ก.11})$$

เมื่อกำหนดให้วงจรแปลงอิมพีแดนซ์สามารถทำให้สมมาตร (Symmetrical) ดังนั้น $\Gamma_0 = \Gamma_N$, $\Gamma_1 = \Gamma_{N-1}$, $\Gamma_2 = \Gamma_{N-2}$, ... จากสมการที่ (ก.11) สามารถเขียนใหม่ได้ดังต่อไปนี้

$$\Gamma(\theta) = e^{-jN\theta} \left\{ \Gamma_0 [e^{jN\theta} + e^{-jN\theta}] + \Gamma_1 [e^{j(N-2)\theta} + e^{-j(N-2)\theta}] + \dots \right\} \quad (\text{ก.12})$$

ถ้า N เป็นจำนวนคี่เทอมสุดท้ายจะกลายเป็น $\Gamma_{(N-1)/2} \cdot (e^{j\theta} - e^{-j\theta})$ ในขณะที่ N เป็นจำนวนคู่เทอมสุดท้ายจะกลายเป็น $\Gamma_{N/2}$ ดังนั้นในสมการที่ (ก.12) สามารถเขียนรูปสมการใหม่ในเทอมของอนุกรมฟูริเยร์โคไซน์ (Fourier cosine) ได้ดังนี้

กรณีที่ 1 เมื่อ N เป็นจำนวนคู่

$$\Gamma(\theta) = 2e^{-jN\theta} \left[\Gamma_0 \cos N\theta + \Gamma_1 \cos(N-2)\theta + \dots + \Gamma_n \cos(N-2n)\theta + \dots + \frac{1}{2} \Gamma_{N/2} \right] \quad (\text{ก.13ก})$$

กรณีที่ 2 เมื่อ N เป็นจำนวนคี่

$$\Gamma(\theta) = 2e^{-jN\theta} \left[\Gamma_0 \cos N\theta + \Gamma_1 \cos(N-2)\theta + \dots + \Gamma_n \cos(N-2n)\theta + \dots + \frac{1}{2} \Gamma_{(N-1)/2} \cdot \cos \theta \right] \quad (\text{ก.13ข})$$

วงจรแปลงอิมพีแดนซ์หลายส่วนแบบทวินาม (Binomial Multi-section Transformer)

การตอบสนองของวงจรแปลงอิมพีแดนซ์หลายส่วนแบบทวินามจะได้ผลดีนั้น ขึ้นอยู่กับการกำหนดจำนวนของสายนำสัญญาณให้มีหลาย ๆ ส่วนที่นำมาเชื่อมต่อกันยิ่งมากขึ้นก็จะทำให้ผลการตอบสนองช่วงกว้างความถี่กว้างขึ้นเรื่อย ๆ และบริเวณส่วนขอบที่ตัดแบนด์ชันขึ้นอีกด้วย นั่นก็หมายความว่าทำให้วงจรแปลงอิมพีแดนซ์สามารถตัดสัญญาณในส่วนที่ไม่ต้องการได้ดีขึ้น เมื่อกำหนดการตอบสนองของวงจรโดยการออกแบบ สำหรับในส่วนของวงจรแปลงอิมพีแดนซ์ที่มีการเชื่อมต่อวงจรด้วยสายนำสัญญาณจำนวน N ส่วน โดยกำหนดให้เริ่มแรกสายนำสัญญาณมีการเชื่อมต่อกันจำนวน $N-1$ ส่วนและมีขนาดของสัมประสิทธิ์การสะท้อน $|\Gamma(\theta)|$ มีค่าเท่ากับศูนย์ที่ความถี่กลาง f_0 ผลการตอบสนองดังกล่าวจะถูกกำหนดให้ดังสมการต่อไปนี้

$$\Gamma(\theta) = A(1 + e^{-2j\theta})^N \quad (\text{ก.14})$$

ดังนั้นขนาดของสัมประสิทธิ์การสะท้อน $|\Gamma(\theta)|$ ก็คือ

$$|\Gamma(\theta)| = 2^N |A| |\cos \theta|^N \quad (\text{ก.15})$$

สามารถที่จะกำหนดค่าคงที่ A โดยให้ความถี่มีค่าเข้าใกล้ศูนย์ ดังนั้น $\theta = \beta l = 0$ จากสมการที่ (ก.15) สามารถลดขนาดลงได้ดังนี้

$$|\Gamma(0)| = 2^N |A| = \left| \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \right| \quad (\text{ก.16})$$

ด้วยเหตุที่ความถี่เท่ากับศูนย์ทุก ๆ ส่วนของสายนำสัญญาณบนวงจรแปลงอิมพีแดนซ์ความยาวทางไฟฟ้า (Electrical Length) มีค่าเท่ากับศูนย์ ดังนั้นค่าคงที่ A สามารถเขียนใหม่ได้ดังนี้

$$A = 2^{-N} \left| \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \right| \quad (ก.17)$$

จากสมการที่ (ก.14) สามารถขยายค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ $\Gamma(\theta)$ ให้สอดคล้องกับการกระจายออกแบบทวินาม (Binomial Expansion) ดังต่อไปนี้

$$\Gamma(\theta) = A(1 + e^{-2j\theta})^N = A \sum_{n=0}^N C_n^N e^{-2jn\theta} \quad (ก.18)$$

เมื่อค่าสัมประสิทธิ์ของทวินาม (Binomial Coefficients) คือ

$$C_n^N = \frac{N!}{(N-n)!n!} \quad (ก.19)$$

จากสมการที่ (ก.18) สามารถเขียนใหม่โดยมีการตอบสนองให้มีการประมาณค่าคงสมการที่ (ก.11) ดังต่อไปนี้

$$\Gamma(\theta) = A \sum_{n=0}^N C_n^N e^{-2jn\theta} = \Gamma_0 + \Gamma_1 e^{-2j\theta} + \Gamma_2 e^{-4j\theta} + \dots + \Gamma_N e^{-2jN\theta}$$

ดังนั้น

$$\Gamma_n = AC_n^N \quad (ก.20)$$

ถ้ากำหนดให้ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนที่จุด n คือ Γ_n มีค่าน้อยมาจาก สมการที่ (ก.10) สามารถเขียนสมการใหม่โดยการประมาณค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนได้ดังนี้

$$\Gamma_n = \frac{Z_{n+1} - Z_n}{Z_{n+1} + Z_n} \approx \frac{1}{2} \ln \frac{Z_{n+1}}{Z_n} \quad (ก.21)$$

โดยที่ $\ln x \approx 2(x-1)/(x+1)$ จากสมการที่ (ก.20) และ (ก.17) จะได้ว่า

$$\ln \frac{Z_{n+1}}{Z_n} = 2\Gamma_n = 2AC_n^N = 2(2^{-N}) \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} C_n^N = 2^{-N} C_n^N \ln \frac{Z_L}{Z_0} \quad (\text{ก.22})$$

สำหรับค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนมากที่สุดคือ Γ_m สามารถหาได้จาก

$$\Gamma_m = 2^n |A| \cos^N \theta_m \quad (\text{ก.23})$$

เมื่อ

$$\theta_m = \cos^{-1} \theta \left[\frac{1}{2} \left(\frac{\Gamma_m}{A} \right)^{1/N} \right] \quad (\text{ก.24})$$

อัตราส่วนของช่วงกว้างความถี่ (Fractional Bandwidth) หาได้จาก

$$\frac{\Delta f}{f_0} = 2 - \frac{4}{\pi} \cos^{-1} \left[\frac{1}{2} \left(\frac{\Gamma_m}{A} \right)^{1/N} \right] \quad (\text{ก.25})$$

วงจรแปลงอิมพีแดนซ์หลายส่วนแบบเชบิเชฟ (Chebyshev Multi-section Transformer)

สำหรับวงจรแปลงอิมพีแดนซ์หลายส่วนแบบเชบิเชฟนั้น จะทำให้เกิดการแกว่งหรือกระเพื่อม (Ripple) ของสัมประสิทธิ์การสะท้อนในช่วงกว้างความถี่ที่ใช้งานมากกว่าวงจรแปลงอิมพีแดนซ์หลายส่วนแบบทวินาม แต่วงจรแปลงอิมพีแดนซ์หลายส่วนแบบเชบิเชฟนี้ก็ยังสามารถกำหนดระดับการกระเพื่อมภายในช่วงกว้างความถี่และสามารถเลือกความช่วงกว้างความถี่ตามที่ต้องการได้อีกด้วย วงจรแปลงอิมพีแดนซ์หลายส่วนแบบเชบิเชฟจะถูกออกแบบโดยสัมประสิทธิ์การสะท้อน $\Gamma(\theta)$ ไปยังพหุนามเชบิเชฟ (Chebyshev Polynomial) ซึ่งเป็นคุณลักษณะที่ได้ผลดีที่สุดที่ต้องการสำหรับชนิดของวงจรแปลงอิมพีแดนซ์

เมื่อกำหนดให้สมการฟังก์ชันของพหุนามเชอปีเชฟที่มีอันดับต่าง ๆ คือ n ซึ่งอันดับดังกล่าวจะอยู่ในรูปของตัวแปร $T_n(x)$

$$T_1(x) = x \quad (\text{ก.26ก})$$

$$T_2(x) = 2x^2 - 1 \quad (\text{ก.26ข})$$

$$T_3(x) = 4x^3 - 3x \quad (\text{ก.26ค})$$

$$T_4(x) = 8x^4 - 8x^2 + 1 \quad (\text{ก.26ง})$$

พหุนามอันดับสูง (Higher Order) สามารถแทนค่าได้จากสูตรดังต่อไปนี้

$$T_n(x) = 2xT_{n-1}(x) - T_{n-2}(x) \quad (\text{ก.27})$$

โดยสามารถที่จะสังเคราะห์เชอปีเชฟของการแกว่งเทียบเท่า (Equal-Ripple) ที่จะผ่านช่วงกว้างความถี่ โดยคิดจากสัดส่วนสัมประสิทธิ์การสะท้อน $\Gamma(\theta)$ ไปยัง $T_N(\sec\theta_m \cos\theta)$ เมื่อ N เป็นจำนวนส่วนของสายนำสัญญาณในวงจรแปลงอิมพีแดนซ์ ดังนั้นเมื่อพิจารณาสมการที่ (ก.13) จะได้สมการใหม่ดังนี้

$$\begin{aligned} \Gamma(\theta) &= 2e^{-jN\theta} [\Gamma_0 \cos N\theta + \Gamma_1 \cos(N-2)\theta + \dots + \Gamma_n \cos(N-2n)\theta + \dots] \\ &= Ae^{-jN\theta} T_N(\sec\theta_m \cos\theta) \end{aligned} \quad (\text{ก.28})$$

เมื่อพิจารณาเทอมสุดท้ายในอนุกรมของสมการที่ (ก.28) โดยพิจารณาจำนวนของ N กรณีที่หนึ่งเมื่อ N เป็นจำนวนคู่จะได้เทอมสุดท้ายของอนุกรมเป็น $(1/2)\Gamma_{N/2}$ และกรณีที่สอง เมื่อ N เป็นจำนวนคี่จะได้เทอมสุดท้ายของอนุกรมเป็น $(1/2)\Gamma_{(N-1)/2} \cos\theta$ ด้วยทวินามของวงจรแปลงอิมพีแดนซ์ในแต่ละกรณี (Binomial Transformer case) สามารถที่จะหาค่าคงที่ A เมื่อกำหนดให้ $\theta=0$ ซึ่งสอดคล้องกับความถี่ศูนย์ (Zero Frequency) ดังนั้นสามารถหาค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน $\Gamma(0)$ ได้ดังสมการต่อไปนี้

$$\Gamma(0) = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} = AT_N(\sec\theta_m) \quad (\text{ก.29})$$

โดยที่

$$A = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \cdot \frac{1}{T_N(\sec\theta_m)} \quad (\text{ก.30})$$

ถ้ากำหนดให้ค่าขนาดของสัมประสิทธิ์การสะท้อนมากที่สุด ในช่วงที่ผ่านช่วงกว้างความถี่คือ Γ_m จากสมการที่ (ก.28) จะได้ $\Gamma_m = A$ ดังนั้นค่ามากที่สุดของ $T_N(\sec\theta_m \cos\theta)$ ในช่วงผ่านแบนด์ (Passband) จะเป็นอันเดียวกัน (Unity) ดังนั้นจากสมการที่ (ก.30) สามารถหาค่า θ_m ได้ดังนี้

$$T_N(\sec\theta_m) = \frac{1}{\Gamma_m} \left| \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \right| \quad (\text{ก.31})$$

$$\sec\theta_m = \cosh \left[\frac{1}{N} \cosh^{-1} \theta \left(\frac{1}{\Gamma_m} \left| \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \right| \right) \right] \quad (\text{ก.32})$$

ดังนั้นเมื่อทราบค่า θ_m แล้วก็สามารถหาอัตราส่วนของช่วงกว้างความถี่ได้ดังสมการต่อไปนี้

$$\frac{\Delta f}{f_0} = 2 - \frac{4\theta_m}{\pi} \quad (\text{ก.33})$$

ภาคผนวก ข.

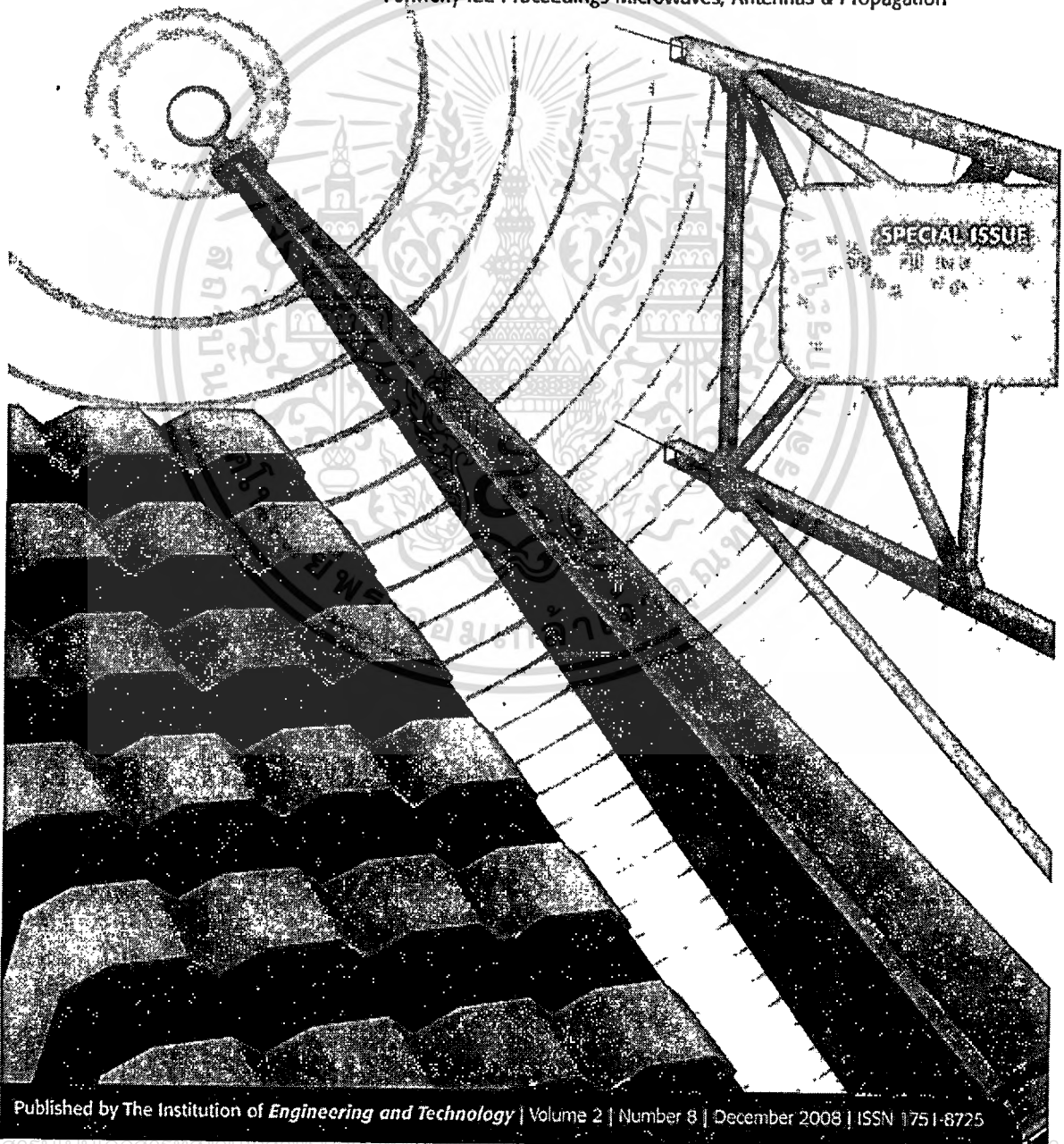
ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่



The Knowledge Network

IET Microwaves, Antennas & Propagation

Formerly IEE Proceedings Microwaves, Antennas & Propagation



Published by The Institution of *Engineering and Technology* | Volume 2 | Number 8 | December 2008 | ISSN 1751-8725

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น อนุญาตให้นำไปใช้
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

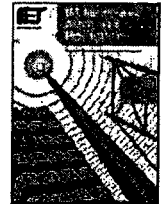
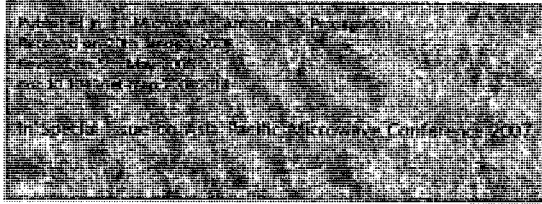
Contents

VOLUME 2 NUMBER 8 DECEMBER 2008

Special Issue: Asia Pacific Microwave Conference 2007

Editorial	745
Electromagnetic modelling of curved lossy dielectric surface and cylinder S. Selim Seker, G. Apaydin and R.H. Lang	747
Method for widening the reject-band in low-pass/band-pass filters by employing coupled C-shaped defected ground structure A. Boutejdar, A. Elsherbinl and A.S. Omar	759
Synthesis of ultra-wideband bandpass filter employing parallel-coupled stepped-impedance resonators C.-P. Chen, Z. Ma and T. Anada	766
Exact design of novel miniaturised fractal-shaped branch-line couplers using phase-equalising method W.-L. Chen and G.-M. Wang	773
In situ microwave characterisation of medium-k HfO₂ and high-k SrTiO₃ dielectrics for metal-insulator-metal capacitors integrated in back-end of line of integrated circuits T.T. Vo, T. Lacrevez, C. Bermond, T. Bertaud, B. Fléchet, A. Farcy, Y. Morand, S. Bionkowski, J. Torres, B. Guigues and E. Defay	781
Comparative study on the high-bandgap material (GaN and SiC)-based impact avalanche transit time device A.K. Panda, R.K. Parida, N.C. Agrawala and G.N. Dash	789
Analysis and evaluation of harmonic suppression of lumped-element networks suitable for high-frequency class-E operation condition approximation R. Negra, F.M. Ghannouchi and W. Bächtold	794
Hybrid quadrature polar modulator-based transmitter with digital predistorter for simultaneous enhancement of adjacent channel power ratios and power added efficiency (PAE) C.-J. Li, C.-T. Chen, T.-S. Horng, J.-K. Jau, J.-Y. Li and D.-S. Deng	801
Hybrid predistortion to compensate third- and fifth-order intermodulation of a 2 GHz power amplifier using cubic predistortion and second harmonics injection H. Matsubara, K. Ishihara, N. Miyadal and T. Nojima	813
Dual-band microstrip-to-coplanar strip balun transition and loop antenna application K. Meelarplkit, M. Chongcheawchamnan, C. Phongcharoenpanich, M. Krariksh, L.B. Lok and I.D. Robertson	823
Programmable active inductor-based wideband VCO/QVCO design G. Huang and B.-S. Kim	830
Dual-mode microstrip filters with adjustable transmission zeros G.M. Eryilmaz, C. Karpuz and A. Görür	839
Compact receiver module for a 94 GHz band passive millimetre-wave imager M. Sato, H. Sato, T. Hirose, T. Ohki, T. Takahashi, K. Makiyama, H. Kobayashi, K. Sawaya and K. Mizuno	848
Ultra-wideband bandpass filters with improved out-of-band behaviour via embedded electromagnetic-bandgap multimode resonators S.W. Wong and L. Zhu	854
Quasi-elliptic dual-band filter design using stepped-impedance resonators and coupling topologies for narrow-to-wide-band applications Marjan Mokhtaari, Jens Bornemann and Smail Amari	863

(continued overleaf)



ISSN 1751-8725

Dual-band microstrip-to-coplanar strip balun transition and loop antenna application

K. Meelarakit¹ M. Chongcheawchamnan²
C. Phongcharoenpanich¹ M. Krairiksh¹ L.B. Lok³
I.D. Robertson⁴

¹Faculty of Engineering and Research Center for Communications and Information Technology, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand

²Department of Computer Engineering, Faculty of Engineering, Prince of Songkla University, Hat Yui, Songkro 90112, Thailand

³University of Glasgow, Glasgow G12 8LT, UK

⁴University of Leeds, Leeds LS2 9JT, UK

E-mail: mitchai@coe.psu.ac.th

Abstract: A microstrip-to-coplanar strip balun transition and its applicability to a single-fed dual-band tapered loop antenna are presented. The dual-band transition consists of a simple two-section transmission-line transformer and a two-section open-ended line. Closed-form design equations based on ideal transmission lines are derived and then verified with the examples of two designs. The application of the transition to a single-fed 0.9/1.8 GHz dual-band tapered loop antenna is then demonstrated. The measured performance of the antenna proves the validity of the proposed dual-band transition network.

1 Introduction

Balanced transmission-line circuits have received a great deal of attention for modern wireless and high-speed communication systems recently because of their ability to support signal propagation with low common mode noise, resulting in a design that provides low dispersion as well as low radiation losses. Balanced circuits and systems are routinely used in Si-based IC design, for example in mixers, amplifiers, modulators and so on, and there is increasingly a need to work at much higher frequencies where transmission lines need to be used. With unbalanced transmission lines such as microstrip (MS) or CPW, routinely used in GaAs MMICs, many of the balanced circuits (or systems) have been proposed to operate in a pseudo-balanced mode and are not truly balanced. A circuit operating in a pseudo-balanced mode has both unbalanced and balanced transmission-line modes and needs a transition network to interface between balanced and unbalanced ports [1].

There are several unbalanced and balanced transmission lines and, respectively, MS and coplanar strip (CPS) lines are of interest to us. MS is undoubtedly the most popular unbalanced transmission line [2], whereas CPS is one of the promising solutions for the balanced design because of the uniplanar structure and compact size [3]. A number of CPS-based circuits and systems have been reported with good performance. For example, an ultra-wideband mixer [4], filters [5], rectenna [6] and antenna [7–11]. Most of the balanced/unbalanced transitions reported had wideband performance [12–17] since they were proposed for measurement systems or other wideband applications. However, with the recent demand for multi-standard communication and high competition in the telecommunication market, a low-cost system which supports multi-band communication is an attractive solution. There has been research on integrating a balanced component to an unbalanced component with a wideband transition to support multi-band applications [6, 9], but as yet there has been no rigorous design method for a

dual-band transition. Consequently, the theme of our research proposes the latter approach and laterally demonstrates it successfully with a balanced-fed antenna design. The MS-CPS transition proposed is operated in dual band, which is first reported, and will be applied for multi-band single-fed antennas.

The paper is organised as follows. Section 2 presents a dual-band transition network for unbalanced and balanced loads [18]. The fundamental concept of this network is based on the wideband transition topology proposed by Simons *et al.* [12] and Tu and Chang [17]. The network consists of a two-section transmission-line transformer (TS-TLT) and a two-section open-ended transmission line (TS-OETL) to achieve dual-band frequency operation. The analysis and design of the proposed dual-band transition network is based on ideal transmission-line models. The examples of the two designs of the proposed transition are also presented. Section 3 presents the practical application of the dual-band transition to a balanced-fed tapered loop antenna, which is a wideband component. This integration leads to a single-fed dual-band tapered loop antenna. The performance of the antenna, including VSWR, gain and radiation pattern, at two operating bands (0.9 and 1.8 GHz) is determined by simulation and experimentally. Finally, conclusions are drawn in Section 4.

2 Dual-band transition network

2.1 Analysis and design

The configuration of the proposed dual-band transition is illustrated in Fig. 1. The network consists of two subcircuits, which are a TS-TLT [19] and a TS-OETL. Here, the field coupling between these two subcircuits is assumed to be negligible. Let Z_u and Z_b denote impedances at the unbalanced and balanced terminations,

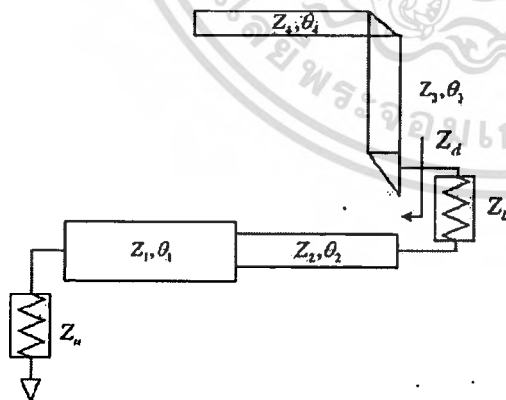


Figure 1 Schematic of the proposed dual-band transition network

respectively. Based on the concept of previously proposed works [12, 17], here, the TS-OETL provides a short-circuit where the TS-TLT transforms the impedance from Z_u to Z_b at two desired frequencies simultaneously (f_1 and f_2).

Designing with the proposed topology leads to a feed network for matching unbalanced to balanced terminations. Let $f_2 = af_1$ and assume that $1 < a < 3$. Note that a is upper-bounded by the third harmonic of the fundamental response, which normally exists in the frequency response of any ordinary transmission line. Assuming that all transmission lines shown in Fig. 1 are lossless, then closed-form design equations for the proposed feed network can be readily obtained. For the sake of simplicity, the lengths l_1 and l_2 of TS-TLT shown in Fig. 1 are assumed to be equal. With the design condition that the TS-TLT perfectly match the impedance Z_u to Z_b at f_1 and f_2 , which is relevant to the dual-band transformer [19], the design parameters of TS-TLT are obtained by

$$l_1 = l_2 = \frac{\pi}{\beta_1(1+a)} \quad (1)$$

$$Z_1 = \sqrt{\frac{\frac{Z_u}{2 \tan^2(\beta_1 l_1)} (Z_b - Z_u)}{+ \sqrt{\left[\frac{Z_u}{2 \tan^2(\beta_1 l_1)} (Z_b - Z_u) \right]^2 + Z_u^2}} Z_b} \quad (2)$$

$$Z_2 = \frac{Z_u Z_b}{Z_1} \quad (3)$$

where β_1 is the phase constant at f_1 . Note that the equations in (1)–(3) are similar to those presented in [19].

Similar to the TS-TLT case, the lengths of two transmission lines in the TS-OETL are assumed to be equal for simplicity. The design parameters of the TS-OETL are analysed with the condition that the TS-OETL transform the open-circuit to a short-circuit at f_1 and f_2 simultaneously. Therefore the design parameters of the TS-OETL are

$$Z_4 = Z_3 \tan^2\left(\frac{\pi}{1+a}\right) \quad (4)$$

$$l_3 = l_4 = \frac{\pi}{\beta_1(1+a)} \quad (5)$$

Note that Z_3 can be arbitrarily chosen to fit with the available fabrication capability. To summarise the design step, a design flowchart for this dual-band feed network is presented in Fig. 2.

2.2 Simulation results

The design flowchart given in Fig. 2 is verified by two examples presented in this section. For the example of the

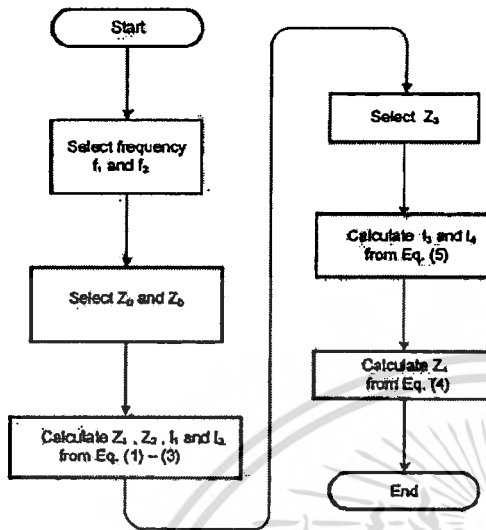


Figure 2 Design flowchart

first, a design of a feed network for a transformation of 50Ω (Z_a) to 100Ω (Z_b) and operating at 2.45 and 5.8 GHz on a TLL9 substrate from Taconic ($\epsilon_r = 2.5$, $b = 0.381$ mm) is performed. The example of the second is designed with a transformation of 50Ω (Z_a) to 200Ω (Z_b), operating at 0.9 and 1.8 GHz on a low-cost FR4 substrate ($\epsilon_r = 4.55$, $b = 1.6$ mm). The parameters of these two designs were calculated from the design flow depicted in Fig. 2 and, subsequently, optimised to attain optimum performances. Values of the final design parameters are summarised in Table 1.

Using Momentum™, Figs. 3a and 3b shows the predicted return loss performance at the unbalanced port of the first and second designs, respectively, where the balanced ports are terminated with the design values of Z_b . From the

Table 1 Dimensions of the dual-band transition network

Dimension	Design I, mm	Design II, mm
W_1	0.7	1.2
W_2	0.35	0.4
W_3	2	4
W_4	0.84	0.4
L_1	13.5	31
L_2	13.5	30
L_3	12.1	30
L_4	12.6	31

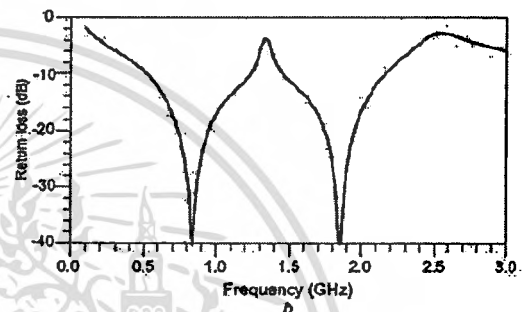
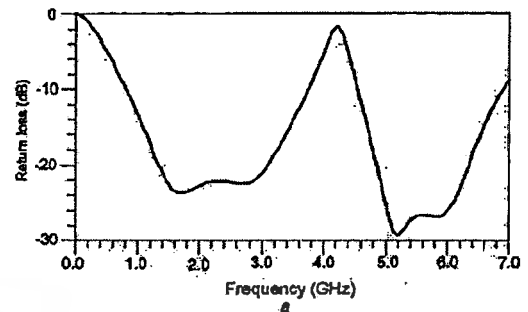


Figure 3 Simulated return loss of the dual-band transition network at

a 2.45 and 5.8 GHz

b 0.9 and 1.8 GHz

results in Figs. 3a and 3b, a more than 20 dB return loss is obtained at both bands for these examples of the two designs.

2.3 Measured results

The dual-band transition for Design II, whose parameters are summarised in Table 1, was fabricated. To measure for balance operation, a back-to-back balanced configuration [8] was adopted as illustrated in the inset diagram of Fig. 4a. To de-embed the effect of the CPS line and the SMA connectors, two balanced back-to-back transitions with CPS line lengths of 75 and 100 mm were measured. The measured results were collected from the network analyser and post-processed on the advanced design system software for subtracting the effect of the CPS line and the SMA connectors.

Fig. 4a shows the de-embedded insertion and return losses for two dual-band transition networks connected in a balanced back-to-back configuration. The results of return losses are lower than 15 dB where the insertion losses are better than 0.816 and 0.876 dB, at the desired bands of 0.9 and 1.8 GHz, respectively. The 3 dB insertion loss bandwidths are 700 and 695 MHz for the 0.9 and 1.8 GHz bands, respectively. The results of the de-embedded transmission phase are also given in Fig. 4b.

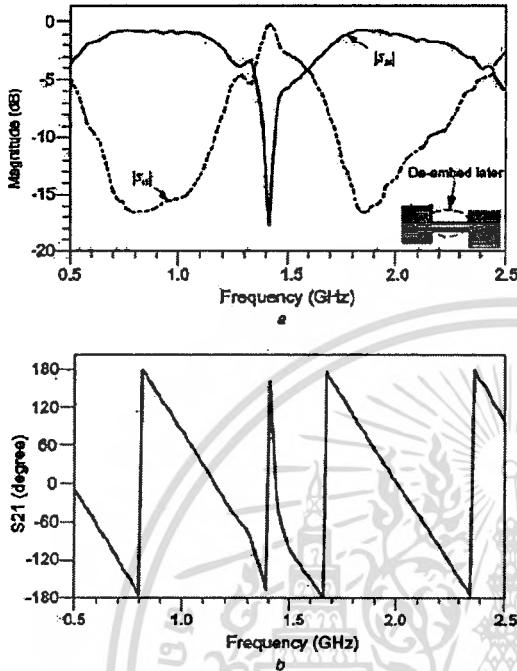


Figure 4 Measured S-parameters and insertion phase of back-to-back dual-band transition network in balanced configuration

a De-embedded insertion and return losses for two dual-band transition networks connected in balanced back-to-back configuration
 b De-embedded transmission phase results

3 Application to a single-fed dual-band antenna design

The dual-band feed network is applied to a balanced-fed antenna to achieve a single-fed dual-band antenna. A tapered loop antenna is selected for a demonstration of this since it is a balanced-fed wideband antenna. It provides good VSWR, linear polarisation and quasi-omnidirectional pattern over a very wide bandwidth. Applying the proposed dual-band feed network to a tapered loop antenna leads to a dual-band antenna with unbalanced feed.

3.1 Balanced-fed design

Here, a simple design rule for a tapered loop antenna taken from [20] is applied. The radius of either inner or outer edges of a loop antenna (r_i) is calculated from the lower and upper operating wavelengths (λ_i), respectively, as shown

$$r_i = \frac{\lambda_i}{2\pi} \tag{6}$$

The electrical length of each edge is equal to 270° at the associated wavelengths. The loop is gradually tapered to the balanced feed lines so that wideband matching performance is achieved.

With the abovementioned design rule, a 200Ω wideband $0.8\text{--}3 \text{ GHz}$ tapered loop antenna was designed on a low-cost FR4 substrate. CPS lines with characteristic impedance of 200Ω were used for a balanced feed network. The balun-fed dual-band tapered loop antenna with its dimensions is shown in Fig. 5. The design parameters for the tapered loop antenna were initially obtained from the design rule given above. An optimisation process was performed to maximise the antenna bandwidth. The final dimensions of the antenna are listed in Table 2. The EM simulated results of the tapered loop antenna without a feed network obtained from MomentumTM are shown in Fig. 6a. The balanced feed antenna achieves VSWR at a termination of 200Ω , which is <1.48 from 0.8 to 3 GHz . The antenna bandwidth with VSWR is very wide, which is in accordance with the characteristics of a tapered loop antenna characteristic. The antenna achieves gains of around 3.19 and 5 dBi at 0.9 and 1.8 GHz , respectively.

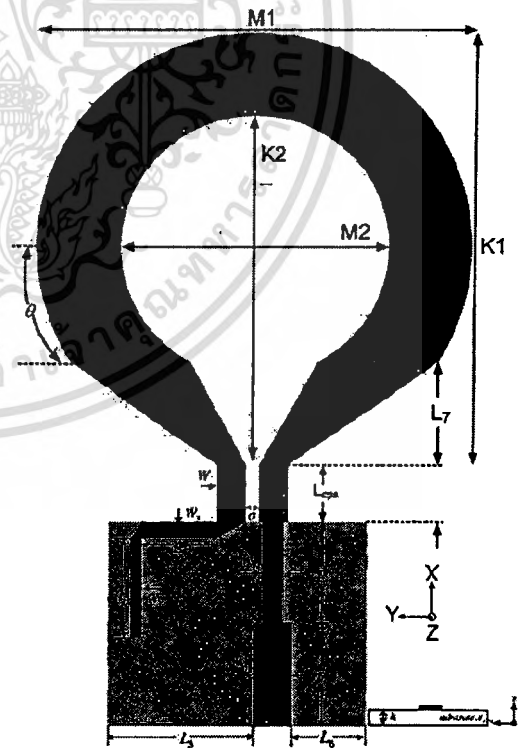


Figure 5 Geometry of the dual-band single-fed tapered loop antenna

Table 2 Dimensions of the tapered loop antenna

Dimension	Unit, mm
W	0.5
L_5	36.13
L_6	5.25
L_7	18.45
L_{CPS}	20
M_1	126
M_2	86
K_1	125.9
K_2	106
G	1.4
θ	45°

and field continuity. The single-fed dual-band antenna was fabricated and tested at the Research Center of Electromagnetic-Wave Applications, Mahanakorn University of Technology. All measured results were collected via GPIB and post-processed with a program written in MATLAB™.

Fig. 6b shows the EM modelled and measured VSWR of the tapered loop antenna with the proposed balun. The antenna achieves VSWR of 1.1 and 1.2 at 0.9 and 1.8 GHz, respectively. The measured impedance

3.2 Single-fed dual-band design

The balanced-fed tapered loop antenna presented in Section 3.1 is fed by a single-fed network already presented as the example of the second design in Sections 2.2 and 2.3. This brings about a single-fed dual-band tapered loop antenna. The balanced CPS line is calculated, providing impedance

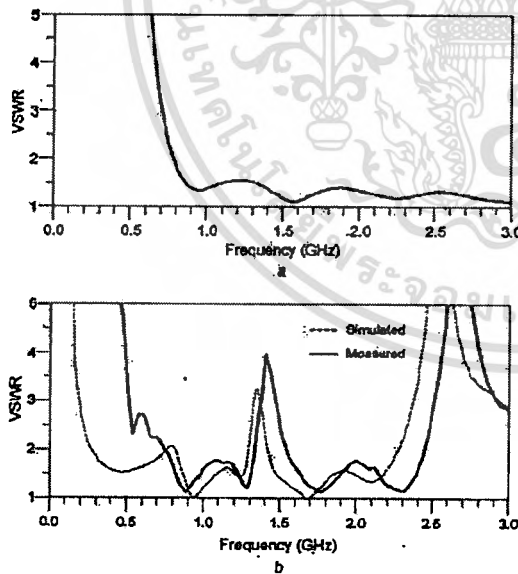


Figure 6 Results of simulated VSWR of the tapered loop antenna and measured and simulated VSWR of the dual-band single-fed tapered loop antenna

- a Simulated VSWR of the tapered loop antenna
- b Measured and simulated VSWR of the dual-band single-fed tapered loop antenna

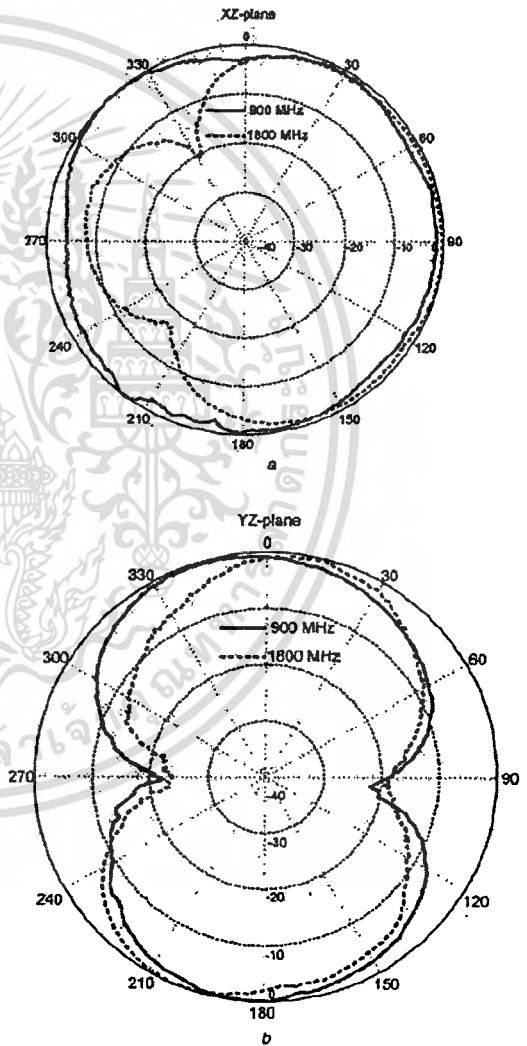


Figure 7 Measured E_ϕ -component radiation patterns of the dual-band single-fed tapered loop antenna at 0.9 and 1.8 GHz

- a XZ-plane
- b YZ-plane

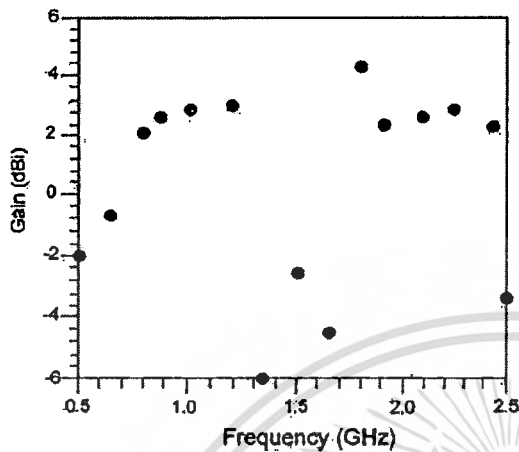


Figure 8 Measured antenna gain of the dual-band single-fed tapered loop antenna against frequency

bandwidths (at 1.5:1 VSWR) are ~566 and 884 MHz at 0.9 and 1.8 GHz, respectively. The measured radiation patterns of the antenna in the XZ- and YZ-plane are plotted in Figs. 7a and 7b, respectively. A quasi-omnidirectional pattern, which is the inherent radiation property of a tapered loop antenna, is achieved in the design. Fig. 8 shows the measured antenna gain against frequencies of 0.5–2.5 GHz. The antenna clearly has gain only at two desired operating bands. From our measurement, the antenna achieves gains at 0.9 and 1.8 GHz of 2.75 and 4.28 dBi, respectively. Comparing the results of the simulated gain of the tapered loop antenna, the gains of the single-fed design are 0.3 and 0.5 dB less than those of the balanced-fed design at 0.9 and 1.8 GHz, respectively. This is mainly because of the insertion loss in the balun network.

4 Conclusions

A simple dual-band MS-to-CPS transition for balanced termination has been presented. Based on the ideal transmission-line model, the closed-form design equations for this network have been derived. The network can be designed to match an arbitrarily unbalanced load to a balanced load at two arbitrary bands simultaneously. This has been proved by the simulation and experimental results of the two designs. The network has been designed with a conventional tapered loop antenna, resulting in a dual-band single-fed tapered loop antenna. Based on the proposed feed network, a single-fed dual-band (0.9 and 1.8 GHz) tapered loop antenna has been designed on a low-cost substrate. The measured gains of the antenna at 0.9 and 1.8 GHz are 2.75 and 4.28 dBi, respectively. The antenna radiation patterns at both bands are quasi-omnidirectional, which are the original patterns of the tapered loop antenna. The VSWR results of the antenna at these two bands are well below 1.1 and 1.2, respectively. This demonstration fundamentally supports the

applicability of the proposed network. The authors strongly believe that the network should find many applications in dual-band balanced antenna design.

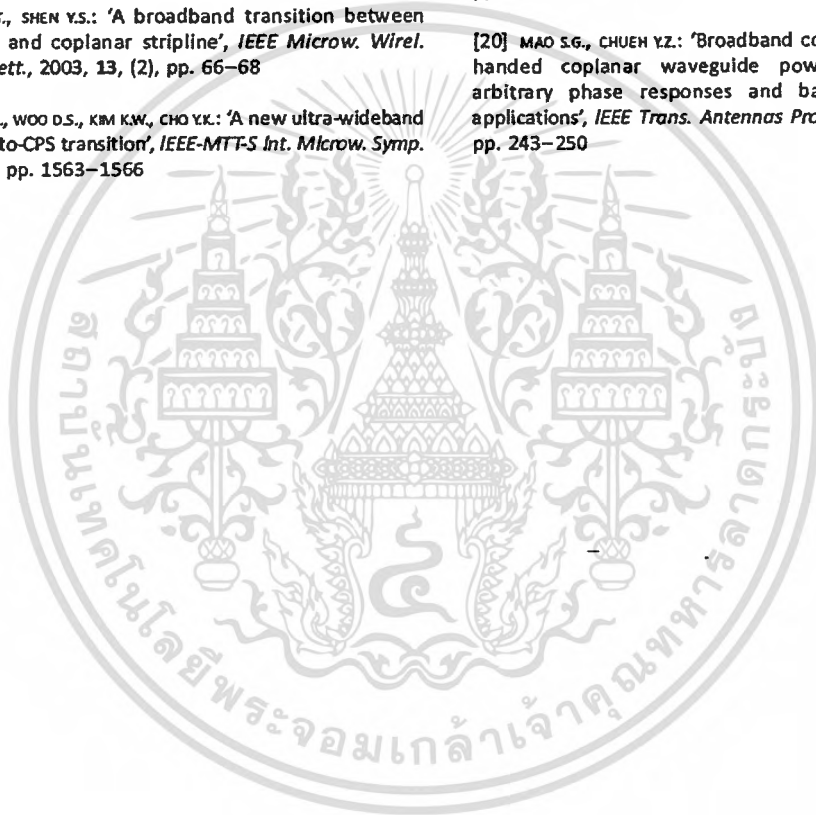
5 Acknowledgment

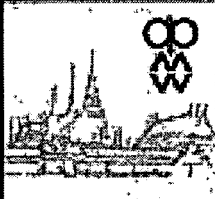
This research is financially supported by the Thailand Research Fund under the grant number RTA4880002. The authors would also like to acknowledge the help of Dr. Theeravit Laohaphensaeng with his automatic antenna measurement system. The authors are grateful for the constructive and invaluable comments from the anonymous reviewers.

6 References

- [1] LOK L.B.: 'Balanced microwave circuits and adaptive single-sideband mixers'. Ph.D. Dissertation, University of Leeds, 2007
- [2] EDWARDS T.C.: 'Foundations for microstrip circuit design' (Artech House, 1999)
- [3] LIN Y.D., TSAI S.N.: 'Coplanar waveguide-fed uniplanar bow-tie antenna', *Electron. Lett.*, 1994, 45, (2), pp. 305–306
- [4] GARG N., LOK L.B., ROBERTSON L.D., CHONGCHEAWCHAMNAN M., WORAPISHET A.: '1 to 20 GHz CMOS distributed mixer using asymmetric coplanar strip transmission lines'. *IEEE Radio Frequency Integrated Circuit (RFIC) Symp.*, 2006
- [5] SUH Y.H., CHANG K.: 'Coplanar stripline resonators modeling and applications to filters', *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, 2002, 50, (15), pp. 1289–1296
- [6] SUH Y.H., CHANG K.: 'A high-efficiency dual-frequency rectenna for 2.45 and 5.8 GHz wireless power transmission', *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, 2002, 50, (7), pp. 1784–1789
- [7] KANEDA N., DEAL W.R., QIAN Y., WATERHOUSE R., ITOH T.: 'A broadband planar quasi-yagi antenna', *IEEE Trans. Antennas Propag.*, 2002, 50, (8), pp. 1158–1160
- [8] DIB N.I., SIMONS R.N., KATEHI L.P.B.: 'New uniplanar transitions for circuit and antenna application', *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, 1995, 43, (12), pp. 2868–2873
- [9] TILLEY K., WU X.D., CHANG K.: 'Dual frequency coplanar strip dipole antenna'. *Antenna and Propagation Society Int. Symp.*, 1994, vol. 2, pp. 928–931
- [10] DEAL W.R., SOR J., QIAN Y., ITOH T.: 'A broadband uniplanar quasi-yagi active array for power combining'. *Radio and Wireless Conf. (RAWCON99)*, 1999, pp. 231–234
- [11] SHIVA F.R.L., MELO M.T.: 'Coplanar antenna array for 2.45 GHz RFID tag'. *European Microwave Conf.*, 2006, pp. 1570–1573

- [12] SIMONS R.N., DIB N.I., KATEHI L.P.B.: 'Coplanar stripline to microstrip transition', *Electron. Lett.*, 1995, 31, (20), pp. 1725–1726
- [13] QIAN Y., TIOHT T.: 'A broadband uniplanar microstrip-to-cps transition'. Asia Pacific Microwave Conf., 1997, vol. 2, pp. 609–612
- [14] SUH Y.H., CHANG K.: 'Microstrip fed coplanar stripline tee junction using coupled coplanar stripline', *IEEE-MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, 2001, 2, pp. 611–614
- [15] CHIU T., SHEN Y.S.: 'A broadband transition between microstrip and coplanar stripline', *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, 2003, 13, (2), pp. 66–68
- [16] KIM Y.G., WOO D.S., KIM K.W., CHO Y.K.: 'A new ultra-wideband microstrip-to-CPS transition', *IEEE-MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, 2007, pp. 1563–1566
- [17] TU W.H., CHANG K.: 'Wide-band microstrip-to-coplanar stripline/ slotline transitions', *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, 2006, 54, (3), pp. 1084–1089
- [18] MEELARPKIT K., CHONGCHEAWCHAMNAN M., PHONGCHAROENPANICH C., KRAIRIKSH M.: 'Design 2.4/5.8 GHz microstrip-to-coplanar strip transition'. Asia Pacific Microwave Conf., Thailand, 2007, vol. 1, pp. 255–258
- [19] MONZON C.: 'A small dual-frequency transformer in two sections', *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, 2003, 51, (4), pp. 1157–1161
- [20] MAO S.G., CHUEN Y.Z.: 'Broadband composite right/left-handed coplanar waveguide power splitters with arbitrary phase responses and balun and antenna applications', *IEEE Trans. Antennas Propag.*, 2006, 54, (1), pp. 243–250





APMC 2007

December 11-14, 2007

Bangkok, Thailand

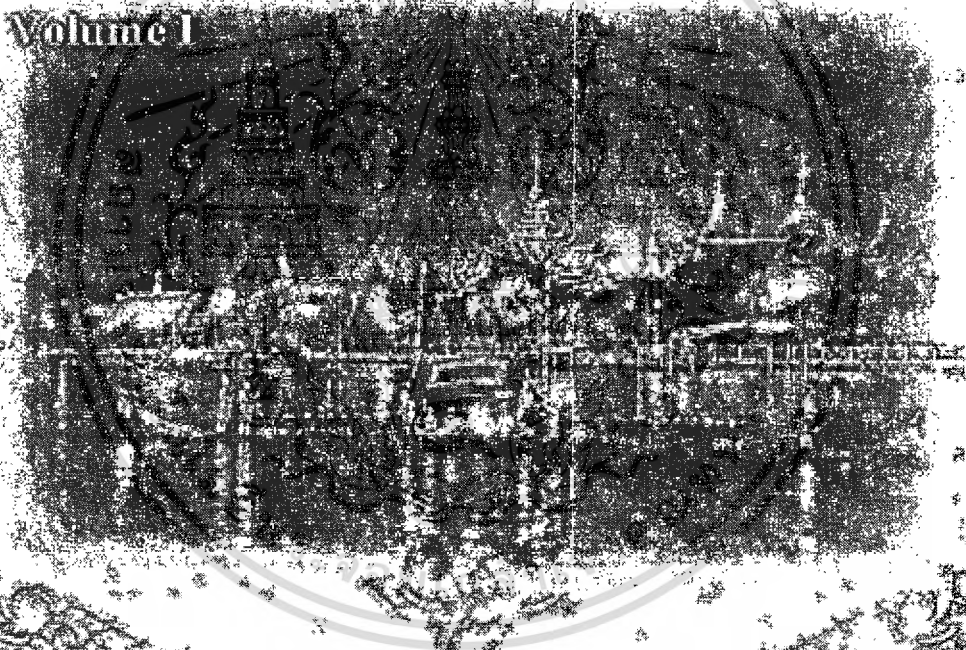
APMC 2007
ORGANIZED BY

2007 Asia-Pacific Microwave Conference

PROCEEDINGS

"Technology Convergence: Microwave for Life Sciences"

Volume I



NECTEC

IET EIC

IEEE CAS Society
Thailand Chapter

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

14:00-14:20	WE-P1-14	Diffraction Efficiencies of of SeO₂ /Acrylamide Modified Photopolymer Dacheum Kim, Jaewook Ko <i>KwangWoon Universty, Seoul, Republic of Korea</i>	225
14:20-14:40	WE-P1-15	Novel Beam Design for Compact RF MEMS Series Switches King Yuk (Eric) Chan, Rodica Ramer <i>University of New South Wales, Sydney, Australia</i> Mojgan Daneshmand, Raafat Mansour <i>University of Waterloo, Waterloo, Canada</i>	229
14:40-15:00	WE-P1-16	Laser-Controlled Coupling Structures for MMW and SubMMW Applications Th. Fickenscher <i>Helmut Schmidt University, Hamburg, Germany</i>	233

Session WE-P2-A
Transition Techniques
Room A 15:20-17:00
Wednesday, December 12

Chair : J. A. Malherbe, *University of Pretoria, South Africa*
S. Chaimool, *King Mongkut' Institute of Technology North Bangkok, Thailand*

15:20-15:40	WE-P2-A1	Q-Factor Improvement of FR-4 Embedded RF Inductors using Meshed Ground Plane Hwan Hee Lee, Jae Yeong Park <i>Kwangwoon University, Seoul, Republic of Korea</i>	1-239
15:40-16:00	WE-P2-A2	Design of 30GHz Transition between Microstrip-Line and Substrate Integrated Waveguide Chyi-kwei Yau, Ting-Yi Huang, Tze-Min Shen, Hung-Yi Chien, Ruey-Beei Wu <i>National Taiwan University, Taipei, Taiwan</i>	243
16:00-16:20	WE-P2-A3	Wireless Interconnect by Slotted Ground Plane Hiroshi YAMAGUCHI, Hiroyuki ARAI <i>Yokohama National University, Yokohama, Japan</i> Kohei MORI, Akihiko OKUBORA <i>Sony Corporation, Atsugi, Japan</i>	247
16:20-16:40	WE-P2-A4	Performance Improvement of NRD Guide/ Microstrip Line Transition at 60 GHz Hiroyhide Sugimoto, Futoshi Kuroki <i>Kure Nat'l Coll Of Tech, Kure, Japan</i> Tsukasa Yoneyama <i>Tohoku Inst. of Tech., Sendai, Japan</i>	251
16:40-17:00	WE-P2-A5	Design 2.4/5.8 GHz Microstrip-to-Coplanar Stripline Transition Kumron Meelarakit, Chuwong Phongcharoenpanich, Monai Krairiksh <i>King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Ladkrabang,</i>	255

XXXIX

Design 2.4/5.8 GHz Microstrip-to-Coplanar Strip Transition

Kumron Meelarakit

Chuwong Phongcharoenpanich

Monai Krairiksh

Faculty of Engineering and Research for Communications and Information Technology,

King Mongkut's Institute of Technology, Ladkrabang, Bangkok

E-mail : kpchuwon@kmitl.ac.th

Mitchai Chongcheawchamnan

Research Center of Electromagnetic-Wave Applications

Mahanakorn University of Technology, Nong Chok District, Bangkok

e-mail: mitchai@ieee.org

Abstract— A 2.4/5.8 GHz microstrip (MS)-to-coplanar stripline (CPS) transition (industrial-scientific-medical bands) is presented in this paper. The transition can operate at two bands simultaneously with a stepped impedance transformer and stepped impedance open stub. The circuit is proven with a design on RF060 substrate. Simulated and experimental results of the transitions connected in back-to-back style are in good agreement. The back-to-back transition exhibits return and insertion losses, which are better than 15 dB and 3 dB, respectively.

Index terms: *Microstrip(MS), coplanar stripline(CPS), transition, transmission line*

I. INTRODUCTION

Coplanar stripline (CPS) has a balanced structure [1] which ideally supports signal propagation with low common mode noise. Also, as being a uniplanar transmission line, low discontinuity parasitic, ease of mounting lumped component in series and shunt connections, simple to fabrication, high circuit density, low dispersion and radiation losses, no need for via holes are its main advantages. Therefore it has gained much attention for high-speed and wireless integrated circuit designs nowadays. In addition, balanced structure in CPS simplifies the problem of integrating circuits with some balanced subsystems, such as dipole antenna [2], a quasi-Yagi antenna [3], baseband CMOS IC [4], singly or doubly balanced mixer [5], etc. There are several circuits and systems designed based on CPS transmission line which show impressive performances, for example a wideband mixer [6], a high-Q resonator and low insertion loss filter [7], a wideband transition [8], a rectenna system [9], etc.

In a design process of CPS transmission circuit, a transition is usually employed to interface a CPS based to different transmission line based circuits [8], [10]. In addition, measurement the CPS circuit does need a transition to

interface with measurement systems. Among the CPS transitions, microstrip (MS)-to-CPS transition is widely used as microstrip transmission line is one of the most commonly found circuits [12]-[13]. In the past, there are a few MS-to-CPS transition proposed [8],[10]-[15] but most of the transitions are designed for wideband application to serve not only for circuit design but also for measurement system interfacing. However the wideband performance is sometimes not suitable for certain applications. For example, applying a wideband transition to integrate with a dual-band system may need extra filter for limiting out-of-band noise power for each band. It is quite obvious that a dual-band transition serves better for the circuit/system integration than a wideband transition.

The paper is organized as follows: Section II presents the design configuration of a MS-to-CPS transition. The circuit consists of stepped impedance transmission-line transformer (TLT) and stepped impedance open stub. The four cross-section view of the electric field distributions of microstrip line, coupled microstrip line, coupled microstrip line with taper ground, and CPS will be described. The MS-to-CPS transition operated for two simultaneous bands will be designed. Simulation and measurement of the proposed MS-to-CPS transition will be presented in Section III. Comparison of measured and simulated transition performances will be discussed in Section IV, followed with the conclusion in Section V.

II. PROPOSED MICROSTRIP-TO-COPLANAR STRIPLINE TRANSITION DESIGN

A. Design configuration

Fig.1 shows a configuration of the designed MS-to-CPS transition. The structure is composed of a stepped impedance TLT coupled with a stepped impedance open circuit transmission line. The output for MS-to-CPS transition is a

CPS of width W and gap G , related to the characteristic impedance of the CPS line (Z_{CPS}). From Fig. 1, the stepped impedance TLT has line width of W_1 and W_2 associating with length of l_1 and l_2 , respectively. The stepped impedance open-circuit transmission line has line width of W_3 and W_4 associating with length of l_3 and l_4 , respectively. Impedance matching between MS to CPS line modes at both bands is succeeded with stepped impedance TLT. Stepped-impedance open-circuit transmission line is used for rotating field distribution from MS to CPS.

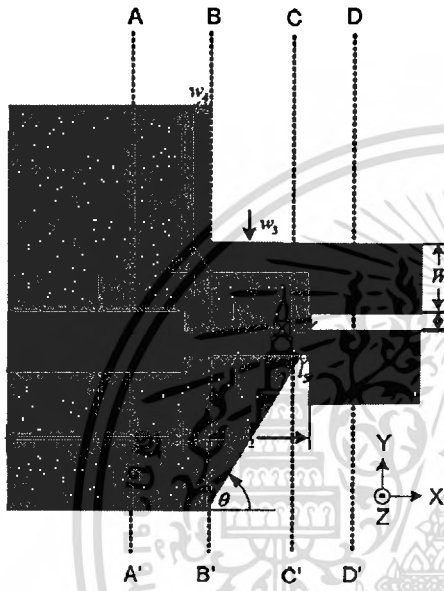


Figure 1. Configuration of the dual-band MS-to-CPS transition.

B. Field Matching between MS and CPS mode

The four cross-section views of electric field (E-field) distribution for different reference planes are shown in Fig. 2. Fig. 2 (a) shows the MS line mode (plane A-A'). The E-field distribution from strip plane passes substrate to ground plane. Fig. 2 (b) shows E-field distribution in coupled between MS line mode section (plane B-B'). The E-field distributes from MS coupled to MS and passes substrate toward ground plane. As shown in Fig. 2(c), the taper ground plane (Section (C-C')) is used for gradual field distribution from MS to CPS mode. Finally, the E-field in CPS line mode (D-D') is shown in Fig. 2(d). As the configuration in the area has no ground plane but have two strips over the substrate in this mode, then the E-field distributes across only these two strips.

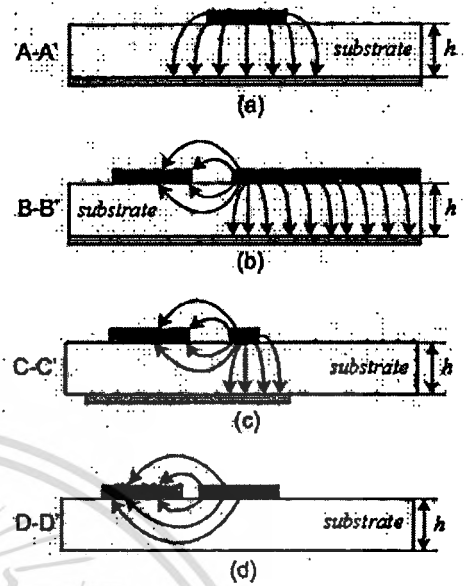


Figure 2. Cross-section view of the electric distributions: (a) microstrip line, (b) coupled microstrip line, (c) microstrip line ground taper, and (d) CPS.

III. RESULTS AND DISCUSSION

A. Implementation

The proposed dual-band MS-CPS transition is designed for operating at 2.45- and 5.8- GHz, cover WLAN (2400 ~ 24835, 5725 ~ 5825 MHz) and HIPERLAN (5150 ~ 5350 MHz). The bandwidth of each band was designed for supporting information bandwidth for each band application. The dual-band MS-to-CPS transition are designed and implemented on TACONIC RF-60A. The parameters of substrate are as follows:- dielectric constant (ϵ_r) of 6.15, thickness (h) of 1.52 mm, loss tangent of 0.0028, and the conductor thickness (t) of 18 μm . This transition was designed for 50 Ohm MS to 100 Ohm CPS.

In the initial design stage, the lengths of all transmission line sections were chosen at 0.1485 wavelength at the geometric mean frequency of upper- and lower-band center frequencies. The characteristic impedances of stepped-impedance TLT are 76.35 and 65.48 Ω where those of the stepped impedance open stub transmission line are 81.03 and 43.69 Ω . The taper ground angle are selected at $\theta = 45$ degree to attain good matching for both bands.

With these initial design parameters, the circuit was simulated on Advanced Design SystemTM (ADS) platform and optimizer process was performed to obtain good return loss at two simultaneous frequencies. In our simulation setup, the number of cells per wavelength used is equal to 25 at 7 GHz.

This is the number compromising between speed and accuracy. Final design parameters associating with the circuit shown Fig.1 are listed in Table I.

B. Measurement and Result

The dual-band MS-to-CPS transition with dimensions listed in Table I connected in back-to-back style was fabricated. Measurement was performed with an HP8710A network analyzer. The TRL (Thru-Reflected-Line) calibration method with a 3.5 mm calibration standard kit was done from 1 to 7 GHz.

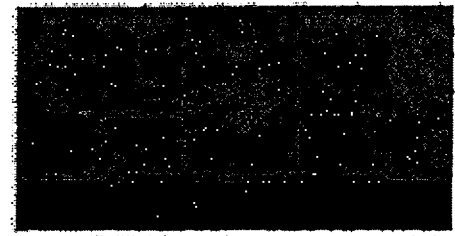
The print circuit board (PCB) photograph of the experimental dual-band MS -to-CPS transition connected in back-to-back style fabricated on TACONOC RF-60A is shown in Fig. 3 (a) top view and (b) bottom view. The circuit size is around $3.5 \times 5.5 \text{ cm}^2$.

TABLE I
DIMENSIONS OF THE TRANSITION

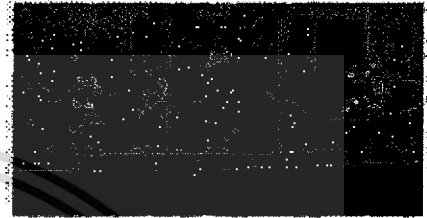
Dimension	Unit(mm)
W	3.6
$W1$	1.2
$W2$	0.6
$W3$	2.8
$W4$	0.77
$W5$	0.45
$L1$	3.96
$L2$	8.5
$L3$	7.5
$L4$	8.5
$L5$	1.5
G	0.9
θ	45°

Fig. 4 (a) and (b) show the measured and simulated results of the return loss (S11 and S22) of the proposed transitions connected in back-to-back style. Good agreement between EM simulated and measured results are obtained. More than 15 dB of the measured return loss (S11 and S22) are obtained at both bands.

Fig. 5 shows the insertion loss of the transition connected in back-to-back style. The effect of loss in CPS line is excluded by measuring two pair of back-to-back transition with 10- and 20-mm-long CPS as well as losses from two SMA connectors, which is around 0.1 dB at 5 GHz band. The measured loss performance agrees very well with the simulated results. From the back-to-back transition measured results, the insertion losses at desired bands are around 0.55 and 3 dB at 2.45- and 5.8-GHz, respectively.

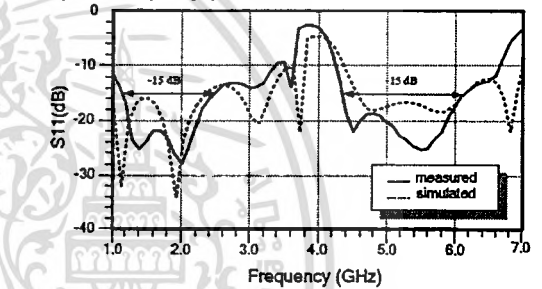


(a) top view

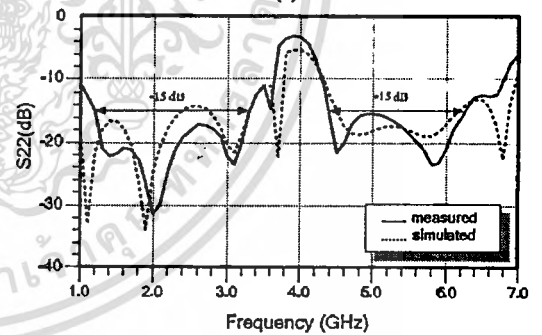


(b) bottom view

Figure 3. PCB photograph of the dual-band MS-to-CPS transition



(a)



(b)

Figure 4. Simulated and measured results of the transition connected in back-to-back style (a) S11 and (b) S22

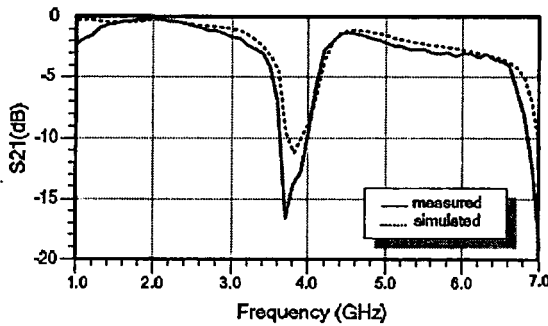


Figure 5. Comparison of measured and simulated insertion losses.

IV. CONCLUSION

In this paper, a 2.45/5.8 GHz microstrip-to-coplanar stripline transition is presented. The circuit is rather simple as it composes of a stepped impedance transmission line transformer for impedance matching and a stepped impedance open stub for field rotation at both bands. The taper ground plane is employed for attaining good field matching between microstrip to CPS mode. Experimental results validate the technique proposed. It is believed that this transition will be found very useful for CPS communication circuits.

ACKNOWLEDGMENT

This work is financially supported by the Thailand Research Fund (TRF) under the grant number RTA4880002.

REFERENCES

- [1] G. Ghione, "CAD-Oriented analytical model for the losses of general asymmetric coplanar lines in hybrid and monolithic MICs," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 41, no.9, pp. 1499 – 1510, Sep. 1993.
- [2] R. Johnson. *Antenna Engineering Handbook*, McGraw-Hill Professional: 3rd edition, December 1, 1992.
- [3] W. R. Deal, N. Kancda, J. Sor, Y. Qian, and T. Itoh, "A new Quasi-Yagi Antenna for Planar Active Antenna Arrays", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 48, no.6, pp. 910 – 918, June 2000.
- [4] G. Chien, F. H. Weishi, and Y. A. Tse, "A 2.4 GHz CMOS transceiver and baseband processor chipset for 802.11b wireless LAN application". *Solid-state Circuit Conference (ISSC)*, 2003.
- [5] S. A. Maas, *Microwave Mixer*. Artech House, 1999.
- [6] N. Garg, L. B. Lok, I. D. Robertson, M. Chongcheewchamnan, and A. Worapishet, "1 to 20 GHz CMOS distributed mixer using asymmetric coplanar strip transmission lines", *Radio Frequency Integrated Circuit (RFIC) Symposium*, 2006.
- [7] Y.H. Suh, and K. Chang, "Coplanar stripline resonators modeling and applications to filters," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 50, no.5, pp. 1289–1296, May. 2006.
- [8] W. H. Tu, and K. Chang, "Wide-band microstrip-to-coplanar stripline/slotline transitions". *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 54, no.3, pp. 1084 – 1089, March 2006.
- [9] Y.H. Suh, and K. Chang, "A high-efficiency dual-frequency rectenna for 2.45-and 5.8-GHz wireless power transmission," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 50, no.7, pp. 1784–1789, July 2002.
- [10] T. Chiu, and Y.S. Shen., "A broadband transition between microstrip and coplanar stripline," *IEEE Microwave and Wireless Components Lett.*, vol.13, no.2, pp. 66 – 68, Feb.2003.
- [11] C. Monzon, "A small Dual-Frequency Transformer in Two Sections", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 51, no.4, pp. 1157 – 1161, April 2003.
- [12] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, 2nd ed. New York: Wiley, 1998.
- [13] K. C. Gupta, R. Garg, I. Bahl, and P. Bhartia, *Microstrip Lines and Slotlines*, 2nd ed. Norwood, MA: Artech House, 1996.
- [14] J. S. McLean, and T. Itoh, "Analysis of a new configuration of coplanar stripline," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 40, no.4, pp. 772–774, April. 1992.
- [15] R. N. Simons, N.I. Dib, and L.P.B. Katchi, "Coplanar stripline to microstrip transition," *Electron. Lett.*, vol. 31, no.20, pp. 1725 – 1726, Sept. 1995.



ECTI-CON 2007

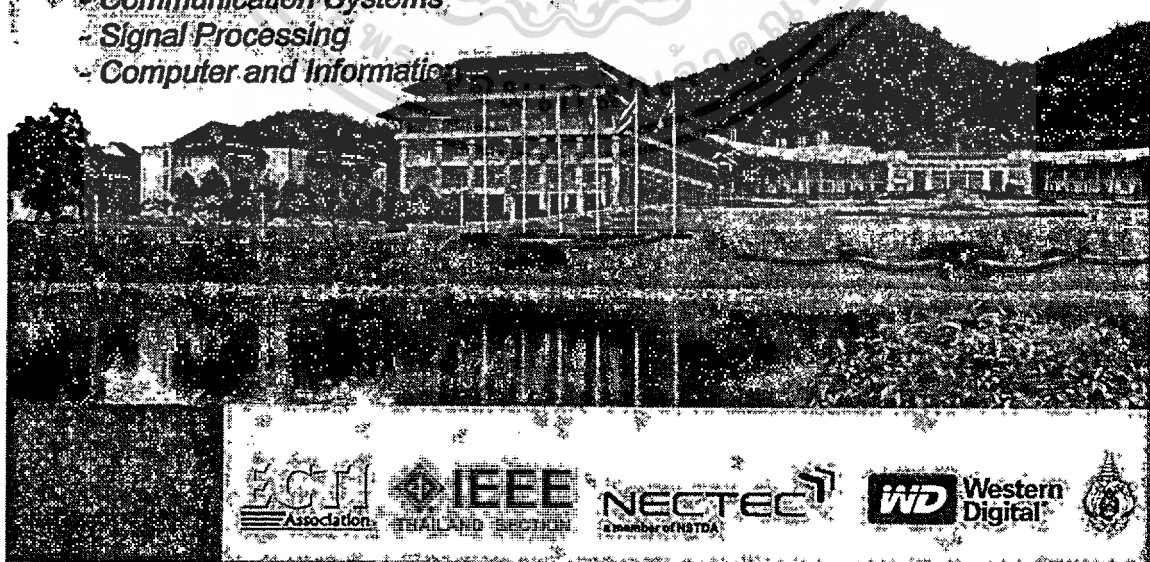
Mae Fah Luang University, Chiang Rai, Thailand
May 9-12, 2007

VOLUME 1

- Circuits and Systems
- Control Engineering
- Electrical Power Engineering
- Other Related Fields

VOLUME 2

- Communication Systems
- Signal Processing
- Computer and Information



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TAM1-10-4 **Suitability of Cyclic-Prefix Modification for Signal Transmission in OFDM**
11:50 AM Tawatchai Chontong, Noppadol Maneerat, Ruttikom Varakulsiripunth
*Research Center for Communications and Information Technology (ReCCIT),
 King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, Thailand*

1:00 PM - 2:40 PM

Session TPM1-1

Thursday, 10 Ma

Microwave Technology 2

Chairperson : Tuptim Angkaew, Chulalongkorn University

TPM1-1-1 **Feasibility Study of a Six-Port Reflectometer Design based on Inductively-Compensated**
1:00 PM **Coupled Lines**

Vitthaya Chamnanphrai¹, Ravee Phromloungsri², Mitchai Chongcheawchamnan²

¹*Telecommunication and Electronics Department, Faculty of Engineering,
 Rajamangala University of Technology Isan, Khon Kaen Campus, Thailand*

²*Research Center for Electromagnetic Wave Applications (RCEWs),
 Mahanakorn University of Technology, Bangkok, Thailand*

TPM1-1-2 **Impedance Analysis of a Shorted-End Curved Dipole on Reflector Plane using Method**
1:20 PM **of Moments**

Sompop Pimpol, Rangsak Wongsan

School of Telecommunication, Institute of Engineering,

Suranaree University of Technology, Nakhon Ratchasima, Thailand

TPM1-1-3 **A Finite Element Method with Polygonal Elements for Analyzing a Band Gap**
1:40 PM **Characteristic**

Eny Sukani Rahayu, Tuptim Angkaew

Department of Electrical Engineering, Chulalongkorn University, Bangkok, Thailand

TPM1-1-4 **A Tri-Band Microstrip-to-Coplanar Stripline Transition**
2:00 PM

Kumron Meelarakit¹, Mitchai Chongcheawchamnan², Chuwong Phongcharoenpanich¹

¹*Research Center for Communications and Information Technology,
 King Mongkut's Institute of Technology, Ladkrabang, Bangkok, Thailand*

²*Research Center for Electromagnetic Wave Applications (RCEWs),
 Mahanakorn University of Technology, Bangkok, Thailand*

TPM1-1-5 **Simulations and Visualization of Electrostatic Field Strength Caused by Electrostatic**
2:20 PM **Voltage Source in Homogeneous Material**

Atthapol Wangsotorn¹, Pharkphum Direkpoke², Somchart Roongruangsorakam¹,

Kraisorn Chaisaowong^{1,2,3}

¹*Department of Computer and Information Science,*

King Mongkut's Institute of Technology North Bangkok, Bangkok, Thailand

²*Department of Electrical Engineering, King Mongkut's Institute of Technology North Bangkok*

³*Institute of Imaging & Computer Vision, RWTH Aachen University, Germany*

A Tri-Band Microstrip-to-Coplanar Stripline Transition

Kumron Meelarakit¹, Mitchai Chongcheawchamnan², Chuwong Phongcharoenpanich¹

Faculty of Engineering and Research Center for Communications and Information Technology,
King Mongkut's Institute of Technology, Ladkrabang, Bangkok, 10520, Thailand

²Research Center for Electromagnetic Wave Applications (RCEWs),
Mahanakorn University of Technology, Bangkok, 10530, Thailand

E-mail: mitchai@iecc.org, kpchuwon@kmitl.ac.th

Abstract—This paper first presents a tri-band microstrip-to-coplanar stripline (CPS) transition. Rather than using a wideband transition for tri-band circuit integration, a triple band transition is proposed as the noise power of each band can be reduced. The proposed transition is simple to implement thus suits various applications. A MS-to-CPS transition design for three simultaneous bands on a low-cost substrate is presented. Simulated and experimental results are in good agreement. The proposed transition exhibits excellent loss performance at three bands, which are 0.36, 0.78, and 1.18 dB, respectively.

Keywords: Microstrip, coplanar stripline, transition, stripline.

I. INTRODUCTION

Coplanar stripline (CPS) has a balanced structure [1] and equally supports signal propagation with low common mode noise. Also, as being a uniplanar transmission line, low inductivity parasitic and ease of mounting lumped components in CPS circuit are its main advantages. Therefore it has received much attention for high-speed and wireless communication circuit designs nowadays. In addition, balanced CPS simplifies the issue of integration with some subsystems, such as dipole antenna [2], baseband processor [3], singly or doubly balanced mixer [4], etc. There are several circuit and system designs based on CPS transmission line which show impressive performances, for example, a wideband mixer [5], a high-Q resonator and low loss filter [6], a wideband transition [7], a rectenna [8], etc.

The development and design process of CPS transmission transition is usually to interface a CPS transmission line with another transmission line circuit [7],[9]. In addition, when the CPS circuit does need a transition to interface with measurement systems. Among the CPS transmission lines, microstrip (MS)-to-CPS transition is widely used. Coplanar microstrip transmission line is one of the most commonly found circuits [10]-[11]. In the past, there are a few MS-to-CPS transition proposed [7],[9],[12]-[13]. Most of these are designed for wideband application to serve not

only for circuit design but also for measurement system interfacing. However the wideband performance is sometimes not suitable for some certain applications. For example, applying a wideband transition to integrate with multi-band system may need extra filter for band separation to limit noise power in each band. It is quite obvious that a multi-band transition serves better for the circuit/system integration than a wideband transition.

The paper is organized as follows: Section II presents the design configuration of the MS-to-CPS transition. The circuit consists of coupled MS lines and dual-section open stub. The three cross-section view of the electric field distributions of microstrip line, coupled microstrip line, and CPS will be described. The MS-to-CPS transition operated for three simultaneous bands will be designed. Simulation and measurement of a tri-band MS-to-CPS transition will be presented in Section III. Comparison of measured and simulated transition performances will be also discussed and followed with the conclusion in Section IV.

II. A TRI-BAND MICROSTRIP-TO-COPLANAR STRIPLINE TRANSITION

Fig.1 shows a configuration of the proposed tri-band MS-to-CPS. The structure is composed of a dual-section microstrip line coupled with a dual-section open circuit transmission line. From Fig. 1, the dual-section transmission line has line width of W_1 and W_2 associating with length of l_1 and l_2 , respectively. The dual-section open circuit transmission line has line width of W_3 and W_4 associating with length of l_3 and l_4 , respectively. The input of the transition is a 50Ω feed line of width W_F and length L_F . Note that a function of a 50Ω feed line is only for signal launching, not regarding to transition function. The output of MS-to-CPS transition is a CPS of width W and gap G . Triple band operation in transition is succeeded with multi-band matching operation in dual-section MS line and open circuit MS line. The cross-section views of electric field (E-field) distribution for different reference planes are shown in Fig. 2. Fig. 2 (a) shows the MS line (plane A-A'). The E-field distribution from strip plane passes substrate to ground plane. Fig. 2 (b) shows E-field

distribution in coupled MS line section (plane B-B'). The E-field distributes from MS coupled to MS and passes substrate toward ground plane. For E-field in CPS line (C-C') shown in Fig. 2(c), since the configuration in the area has no ground plane but have two strips over the substrate, then the E-field distributes across only these two strips.

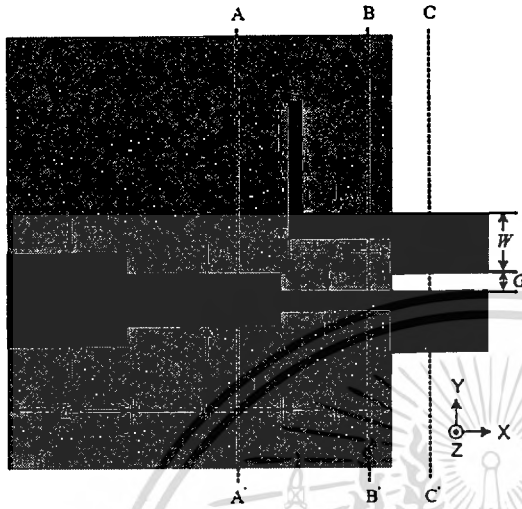


Figure 1. Configuration of the MS-to-CPS transition.

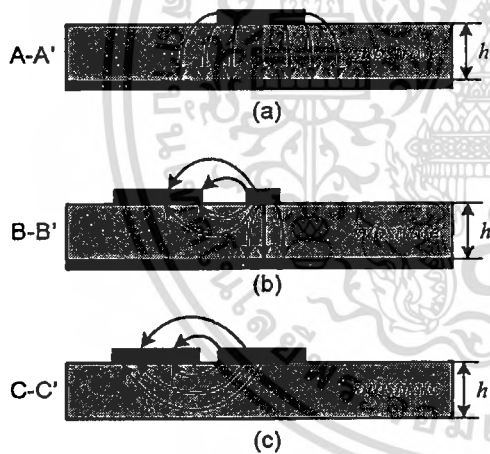


Figure 2. Cross-section view of the electric distributions: (a) microstrip line, (b) coupled microstrip line, and (c) CPS.

III. RESULTS AND DISCUSSION

The proposed tri-band MS-CPS transition is designed operating at 1800/1900 GSM band, WiMAX, and Wireless LAN. The bandwidth of each band was designed supporting information bandwidth for each band application. In this paper, a low cost FR4 substrate is used to prove concept. The parameters of substrate are as follows: dielectric constant (ϵ_r) of 4.55 at 10MHz, thickness (h) of mm, loss tangent of 0.02, and the conductor thickness (t) of μm . In the design stage, we assume that substrate is nondispersive media; that is its dielectric constant independent with frequency.

In the initial design stage, the lengths of all transmission line sections were chosen at quarter-wavelength at geometric mean frequency of upper- and lower-band center frequencies, i.e. 3.3 GHz. The width of each transmission line was initially selected at 115 ohm, which is equal to differential impedance of the CPS line. With these initial design parameters, the circuit was simulated on Advanced Design SystemTM (ADS) platform and optimizer process was performed to reach the triple band operation. In our simulation setup, the number of cells per wavelength used is equal to 25 at 7 GHz. This is the number compromising between speed and accuracy. The final design parameters associated with circuit shown in Fig.1 are listed in Table I. The lengths of ohm line feeds at input and output ports are equal to quarter wavelength at 3.3 GHz. It should be noted that the dielectric constant in millimeter dimension is one due to some limitations in our in-house fabrication process.

The MS-to-CPS transition with dimensions listed in Table I was connected in back-to-back style was fabricated. Two SMA connectors from RADIAL were used for launching signals. Measurement was performed with an HP8710A network analyzer. The LRRM calibration method with a 3.5 mm calibration standard kit was done from 1 to 7 GHz. The measured data was collected via a GPIB port. The line feeds and connectors were de-embedded on ADSTM software.

TABLE I
DIMENSION OF THE TRANSITION

Dimension	Unit(mm)
W	3
$W1$	1.8
$W2$	3
$W3$	1.4
$W4$	0.9
WF	3
$L1$	8.8
$L2$	11.2
$L3$	8.1
$L4$	11.3
LF	20
G	0.9

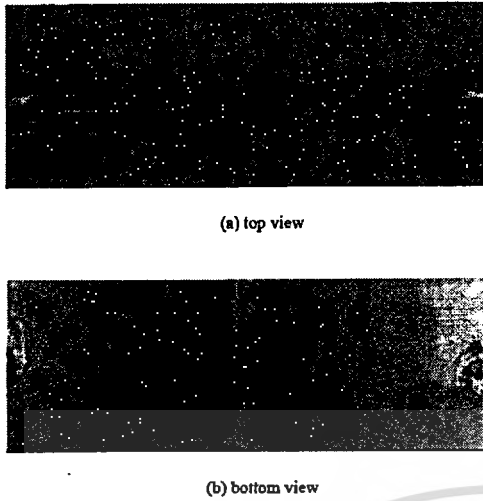


Figure 3. PCB photograph of the triple-band microstrip-to-coplanar stripline

The print circuit board (PCB) photograph of the experimental MS-CPS connected in back-back style fabricated on FR4 is shown in Fig. 3 (a) and (b). The circuit size is around 8.5×3 cm. Fig. 4 (a) and (b) show the measured and simulated results of the return loss of the transitions connected in back-to-back style. The designed transition operates at three simultaneous frequencies of 1.8, 3.5 and 6.5 GHz. The measured result at the third band somewhat differs from the electromagnetic (EM) simulated result. Apart from the result in the third band, the measured return loss performances of the transition are agreed very well with the EM simulated results. The distinct difference occurs at high frequency region is expected to produced mainly from dispersive in FR4 substrate.

It is well known that ϵ_r of the FR4 substrate decreases with an increase in frequency. The impact of ϵ_r decreasing in FR4 substrate to the return loss behavior at, especially, high frequency region is taken into account. Fig. 5 shows the return loss responses of the transition from 5 to 7 GHz for three different ϵ_r values. It is shown that the matching frequency is shifted to higher frequency when ϵ_r is smaller. The simulated results obtained in Fig. 5 supports that a frequency shift of matching at high-frequency band is possible came from a dispersive nature in FR4 substrate [14]. Another possible cause is the tolerance from our in-house fabrication process.

The comparison of EM simulated and measured insertion losses of the proposed transition are shown in Fig. 6. Note that the effect of line feed and connector were excluded. The measured loss performance agrees with the simulated one very well. From measured results, the insertion losses at three desired bands are around 0.36, 0.78, and 0.82 dB.

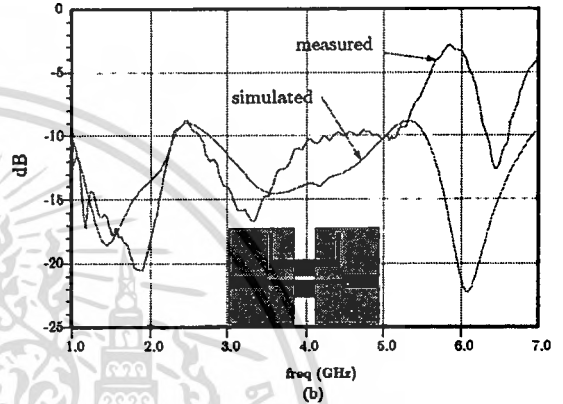
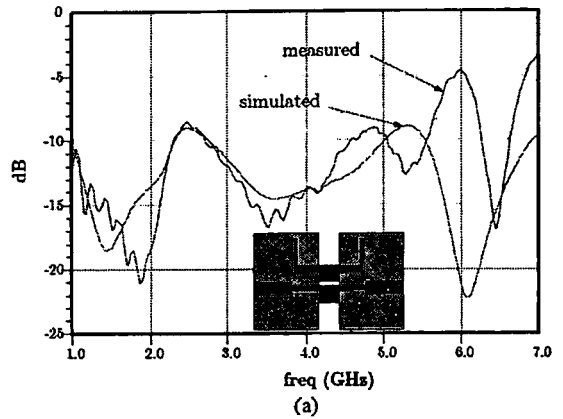


Figure 4. Simulated and measured results of the transition connected in back-to-back style (a) S11 and (b) S22

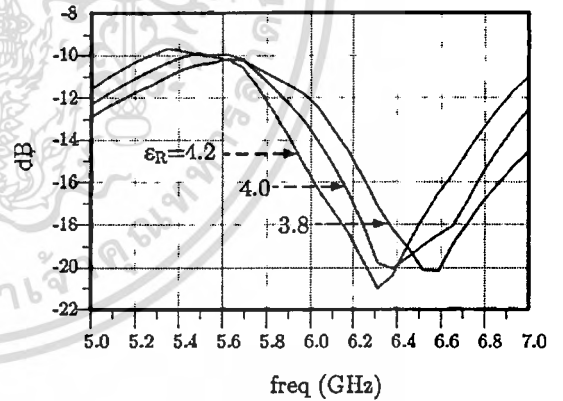


Figure 5. Impact of ϵ_r to return response of the transition

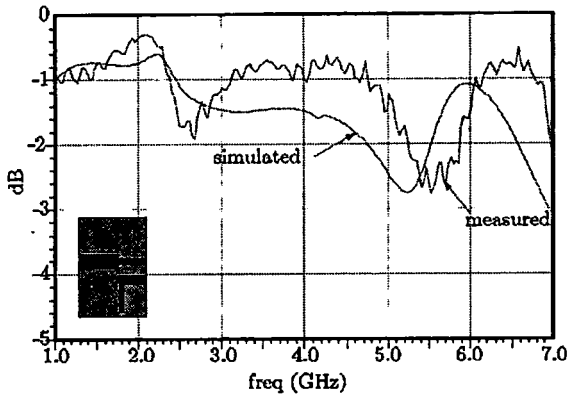


Figure 6. Comparison of measured and simulated insertion losses

IV. CONCLUSION

A simple triple-band microstrip-to-coplanar stripline for modern communication application has been presented. The circuit is rather simple as it consists of a dual-section transmission line and a dual-section open stub. The proposed triple-band transition was demonstrated with the design operated for GSM, WiMAX, and Wireless LAN applications. The experimental results confirm the technique proposed. The frequency shifting at high-frequency band is expected to come from the dispersive nature of the substrate used in combination with the limitation in fabrication process. In fact, this can be simply corrected without any difficulty.

ACKNOWLEDGMENT

The authors would like to thank Mr. Rattaya Suwanbunyanorn and Mr. Thatchawat Sukjiranon, the undergraduated students from Research Center of Electromagnetic-Wave Applications at Mahanakorn University of Technology, for printed circuit board fabrication.

REFERENCES

- [1] G. Ghione, "CAD-Oriented analytical model for the losses of general asymmetric coplanar lines in hybrid and monolithic MICs," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 41, no. 7, pp. 1499 – 1510, Sep. 1993.
- [2] R. Johnson, *Antenna Engineering Handbook*, McGraw-Hill Professional, 3rd edition, December 1, 1992.
- [3] G. Chien, F. H. Weishi, Y. A. Tse, "A 2.4 GHz CMOS transceiver and baseband processor chipset for 802.11b wireless LAN application", *Solid-state Circuit Conference (ISSC)*, 2003.
- [4] S. A. Maas, *Microwave Mixer*, Artech House, 1999.
- [5] N. Garg, L. B. Lok, I. D. Robertson, M. Chongcheawchanuan, and A. Worapishet, "1 to 20 GHz CMOS distributed mixer using asymmetric coplanar strip transmission lines", *Radio Frequency Integrated Circuit (RFIC) Symposium*, 2006.

- [6] Y.H. Suh and K. Chang, "Coplanar stripline resonators modeling and applications to filter," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 45, no. 5, pp. 1289–1296, May 2006.
- [7] W. H. Tu and K. Chang, "Wide-band microstrip-to-coplanar stripline/slotline transition", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 54, no. 3, pp. 1084 – 1089, March 2006.
- [8] Y.H. Suh and K. Chang, "A high-efficiency dual-frequency rectenna for 2.45- and 5.8-GHz wireless power transmission," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 50, no. 7, pp. 1784–1789, July 2002.
- [9] T. Chiu and Y.S. Shen, "A broadband transition between microstrip and coplanar stripline," *IEEE Microwave and Wireless Components Lett.*, vol. 13, pp. 66 – 68, Feb. 2003.
- [10] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, 2nd ed. New York: Wiley, 1998.
- [11] K. C. Gupta, L. Bhal, and P. Bhartia, *Microstrip Lines and Slotline*, 2nd ed. Norwood, MA: Artech House, 1996.
- [12] J. S. McLean and T. Itoh, "Analysis of a new configuration of coplanar stripline," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 40, no. 4, pp. 772–774, May 1992.
- [13] R. N. Simons, N.I. Dib and L.P.B. Katehi, "Coplanar stripline to microstrip transition," *Electron. Lett.*, vol. 40, no. 4, pp. 772 – 774, April 1992.
- [14] B. Brim, "EM simulator gets boost with 64-b code", *Microwave&RF*, 2002, p 122-124.

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-นามสกุล	ว่าที่ร้อยเอกคำรณ มีลาภกิจ
วัน เดือน ปีเกิด	23 ตุลาคม พ.ศ. 2517 จังหวัดพระนครศรีอยุธยา
ที่อยู่	บ้านเลขที่ 32 ม. 11 ตำบลปากกราน อำเภอพระนครศรีอยุธยา จังหวัดพระนครศรีอยุธยา 13000
ประวัติการศึกษาทางพลเรือน	
ประถมศึกษา	โรงเรียนวัดท่าใหม่ พ.ศ. 2530
มัธยมศึกษาตอนต้น	โรงเรียนอยุธยาวิทยาลัย พ.ศ. 2533
มัธยมศึกษาตอนปลาย	โรงเรียนอยุธยาวิทยาลัย พ.ศ. 2536
ปริญญาตรี	วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า แขนงวิชา ไฟฟ้าสื่อสาร จากคณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยศรีปทุม พ.ศ. 2543
ปริญญาโท	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า จาก คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนคร เหนือ พ.ศ. 2546
ประวัติการศึกษาทางทหาร	
พ.ศ. 2537	สำเร็จการศึกษาหลักสูตรนักเรียนนายสิบ โรงเรียนนายสิบ ทหารบกเหล่าทหารสื่อสาร รุ่นที่ 26 กองพันนักเรียนนายสิบ โรงเรียนทหารสื่อสาร กรมการทหารสื่อสาร กองทัพบก ณ ค่าย กำแพงเพชรอัครโยธิน อำเภอกระทุ่มแบน จังหวัดสมุทรสาคร
พ.ศ. 2538	สำเร็จการศึกษาหลักสูตรช่างซ่อมอิเล็กทรอนิกส์ขั้นต้น รุ่นที่ 4 โรงเรียนทหารสื่อสาร กรมการทหารสื่อสาร กองทัพบก
พ.ศ. 2539	สำเร็จการศึกษาหลักสูตรช่างซ่อมเครื่องคลื่นพาห์ รุ่นที่ 8 โรงเรียนทหารสื่อสาร กรมการทหารสื่อสาร กองทัพบก
พ.ศ. 2545	สำเร็จการศึกษาหลักสูตรอบรมนายทหารสัญญาบัตร รุ่นที่ 29 กรมยุทธศึกษาทหารบก ณ ศูนย์การทหารราบ ค่ายชนะรัชต์ อำเภอปราณบุรี จังหวัดประจวบคีรีขันธ์
พ.ศ. 2548	สำเร็จการศึกษาหลักสูตรชั้นนายร้อย รุ่นที่ 48 โรงเรียนทหาร สื่อสาร กรมการทหารสื่อสาร กองทัพบก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พ.ศ. 2551 สำเร็จการศึกษาหลักสูตรส่งทางอากาศ รุ่นที่ 41 กองพันนักเรียน การจู่โจมและส่งทางอากาศ กรมนักเรียน โรงเรียนทหารราบ ศูนย์การทหารราบ ค่ายธนะรัชต์ อำเภอปราณบุรี จังหวัด ประจวบคีรีขันธ์

ประสบการณ์การทำงาน

พ.ศ. 2538-2543 รับราชการในตำแหน่งช่างซ่อมวิทยุสนาม กองพันทหารสื่อสาร ที่ 13 กองพลทหารปืนใหญ่ต่อสู้อากาศยาน

พ.ศ. 2543-25445 รับราชการในตำแหน่งช่างซ่อมอุปกรณ์การรหัส กองซ่อมเครื่อง สื่อสาร-อิเล็กทรอนิกส์ กรมการทหารสื่อสาร กองทัพบก

พ.ศ. 2545-2548 รับราชการในตำแหน่งอาจารย์ แผนกวิชาสื่อสาร กองการศึกษา โรงเรียนทหารม้า ศูนย์การทหารม้า ค่ายอดิศร อำเภอเมือง จังหวัดสระบุรี

พ.ศ. 2548-ปัจจุบัน รับราชการในตำแหน่งประจำหมวด หมวดซ่อมเรดาร์ แผนก ซ่อมเครื่องอิเล็กทรอนิกส์ กองซ่อมเครื่องสื่อสาร-อิเล็กทรอนิกส์ กรมการทหารสื่อสาร กองทัพบก

บทความงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์

1. K. Meelarpkit , M. Chongcheawchamnan, C. Phongcharoenpanich, and M. Krairiksh., "Dual-band microstrip-to-coplanar strip balun transition and loop antenna application transition.," *IET Trans. Microwave, Antenna & Propa.*, vol. 2, no.8, pp. 825 – 829, Dec.2008.
2. K. Meelarpkit , M. Chongcheawchamnan, C. Phongcharoenpanich, and M. Krairiksh., "Design 2.4/5.8 GHz microstrip-to-coplanar strip transition.," *Proceedings of the 2007 Asia-Pacific Microwave Conference (APMC 2007)*, vol. 2, pp. 255-258, Dec. 2007.
3. K. Meelarpkit , M. Chongcheawchamnan, C. Phongcharoenpanich, and M. Krairiksh, "A tri-band design microstrip-to-coplanar stripline transition.," *Proceedings of Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications, and Information Technology (ECTI) International Conference, Chiang Rai*, vol. 2, pp. 675 – 678, May 2007.