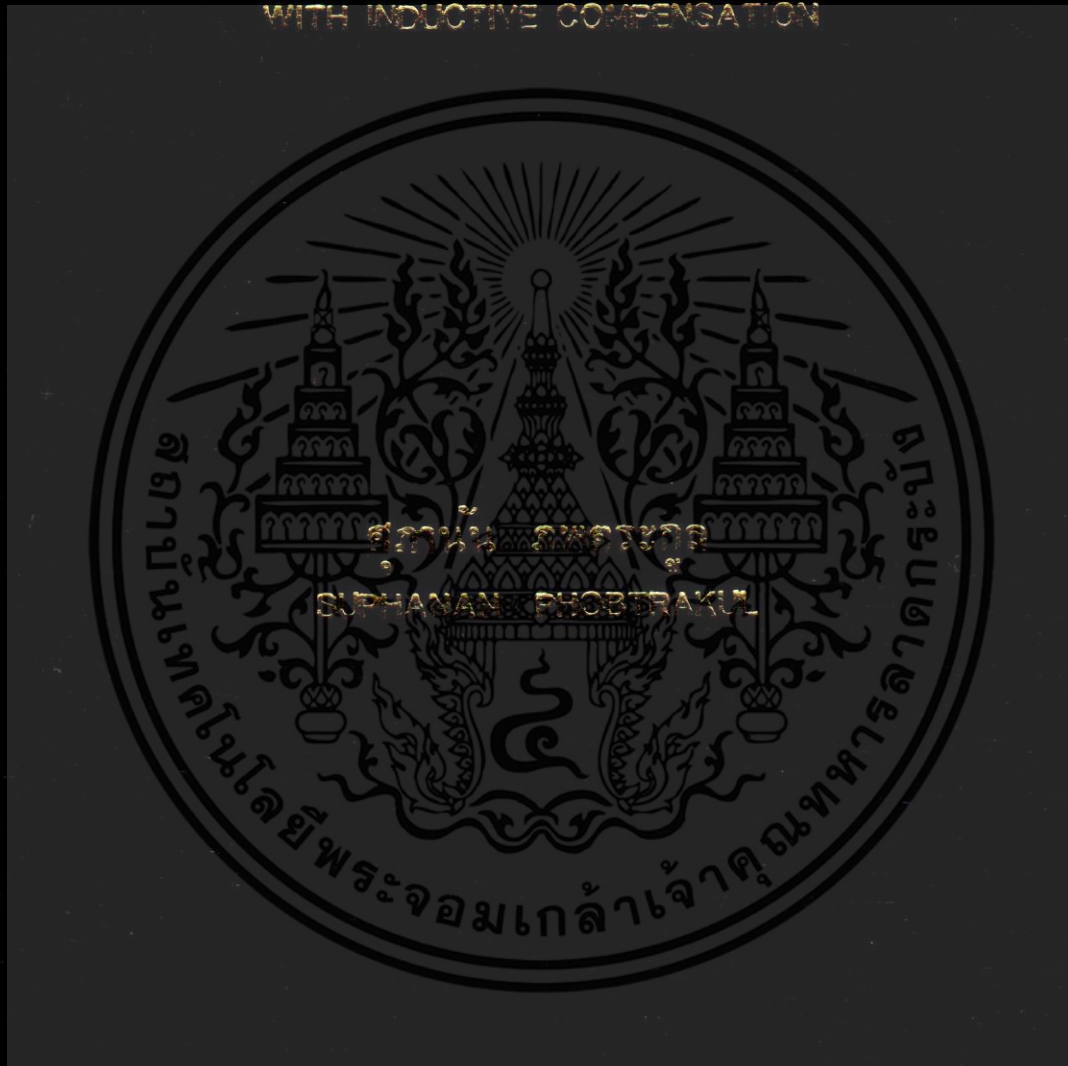


ระเบียบวิธีการออกแบบตัวเชื่อมต่อมีทิศทางโครงสร้างไมโครสตริบ  
แบบชดเชยด้วยตัวเหนี่ยวนำ

DESIGN METHODOLOGY FOR MICROSTRIP DIRECTIONAL COUPLER  
WITH INDUCTIVE COMPENSATION



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของเอกสารตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2559

KMITL-2016-EN-M-040-169

ระเบียบวิธีการออกแบบตัวเชื่อมต่อมีทิศทางโครงสร้างไมโครสตริป  
แบบชดเชยด้วยตัวเหนี่ยวนำ

DESIGN METHODOLOGY FOR MICROSTRIP DIRECTIONAL COUPLER  
WITH INDUCTIVE COMPENSATION



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2559

KMITL-2016-EN-M-040-160

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

DESIGN METHODOLOGY FOR MICROSTRIP DIRECTIONAL COUPLERS  
WITH INDUCTIVE COMPENSATION



SUPHANAN PHOBTRAKUL

A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT  
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF  
MASTER OF ENGINEERING IN ELECTRONICS ENGINEERING  
FACULTY OF ENGINEERING  
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG  
2016  
KMITL-2016-EN-M-040-160

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2016

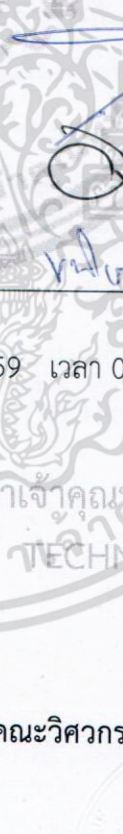
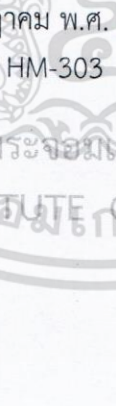
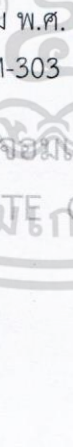

FACULTY OF ENGINEERING

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คณะวิศวกรรมศาสตร์  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

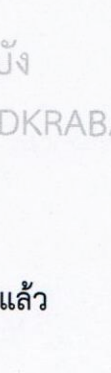
หัวข้อวิทยานิพนธ์ ระเบียบวิธีการออกแบบตัวเชื่อมต่อมีทิศทางโครงสร้างไมโครสตริปแบบชดเชยตัวเหนี่ยวนำ  
Thesis Title Design Methodology for Microstrip Directional Coupler with Inductive Compensation  
นักศึกษา ร.ต.ท.หญิง ศุภานัน ภพตระกูล  
รหัสประจำตัว 54611013  
ปริญญา วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต  
สาขาวิชา วิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์  
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ รศ.ชนิษฐา แซ่ตั้ง  
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ (ร่วม) ศ.ดร.วิมลภ สุระกำพลธร  
หมายเลขวิทยานิพนธ์ KMITL-2016-EN-M-040-160

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
รศ.ดร.สุริภณ	สมควรพาณิชย์	
ผศ.ดร.กสิน	วิเชียรชม	
ศ.ดร.อภิศักดิ์	วรพิเชฐ	
รศ.ชนิษฐา	แซ่ตั้ง	

วัน / เดือน / ปี ที่สอบ วันอังคารที่ 12 กรกฎาคม พ.ศ. 2559 เวลา 09.00-11.00 น.  
สถานที่สอบ ณ อาคารเฉลิมพระเกียรติ ห้อง HM-303

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

คณะวิศวกรรมศาสตร์ รับรองแล้ว



(รองศาสตราจารย์ ดร. คมสัน มาลีสี)

คณบดี คณะวิศวกรรมศาสตร์

วันที่ 12 กรกฎาคม พ.ศ. 2559

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	ระเบียบวิธีการออกแบบตัวเชื่อมต่อมีทิศทางโครงสร้างไมโครสตริปแบบชดเชยด้วยตัวเหนี่ยวนำ
นักศึกษา	ร้อยตำรวจโทหญิง ศุภานัน ภพตระกูล
รหัสประจำตัว	54611013
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์
พ.ศ.	2559
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	รศ.ชนิษฐา แซ่ตั้ง
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ (ร่วม)	ศ.ดร.วัลลภ สุระกำพลธร

### บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้ นำเสนอวิธีใหม่ในการออกแบบตัวเชื่อมต่อแบบมีทิศทางโครงสร้างไมโครสตริปที่มีการชดเชยด้วยตัวเหนี่ยวนำ การใช้สมการสำเร็จรูปที่ได้พัฒนาขึ้นอย่างเป็นระบบจะช่วยปรับความถี่โซแนนซ์ขนานของโหมดคู่และโหมดคี่ให้มีค่าเท่ากัน ซึ่งจะเป็นการปรับความเร็วเฟสในโครงสร้าง ไมโครสตริปให้เท่ากันได้ การวิเคราะห์ได้อาศัยการกระตุ้นในโหมดคู่และโหมดคี่กับโครงสร้างที่สมมาตรพิจารณาร่วมกับตัวแปลงอิมพีแดนซ์ จะทำให้ได้สมการออกแบบที่กะทัดรัดและนำมาใช้เป็นแนวทางการเลือกค่าพารามิเตอร์ บนการสังเคราะห์พื้นฐานของ ตัวเชื่อมต่อมีทิศทางโครงสร้างไมโครสตริป จากการออกแบบและสร้างตัวเชื่อมต่อมีทิศทางที่ความถี่ 900 เมกกะเฮิร์ตซ์ บนแผ่นวงจรพิมพ์ RF-35 ให้มีสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อ 10 ดบี ผลการวัด ผน ความถี่กลาง 891.2 เมกกะเฮิร์ตซ์ ได้สัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อ 10.15 ดบี มีสัมประสิทธิ์การสะท้อนต่ำกว่า 58 ดบี และมีค่าไคเรคทีวิตีสูงกว่าเดิมถึง 35.82 ดบี การเลียนแบบการทำงานและการวัดชิ้นงานต้นแบบได้ผลที่สอดคล้องกับผลการวิเคราะห์ทางทฤษฎีเป็นอย่างดี

<b>Thesis Title</b>	Design Methodology for Microstrip Directional Couplers with Inductive Compensation
<b>Student</b>	Pol.Lt.SUPHANAN PHOBTRAKUL
<b>Student ID.</b>	54611013
<b>Degree</b>	Master of Engineering
<b>Program</b>	Electronics Engineering
<b>Year</b>	2016
<b>Thesis Advisor</b>	Assoc. Prof. Kanitta Saetang
<b>Thesis Co-Advisor</b>	Prof. Dr. Wanlop Surakamponorn

### ABSTRACT

A new design method to analyze the microstrip directional coupler incorporated inductive compensation is presented in this thesis. A systematic approach of closed-form equations is effectively utilized to align the modal parallel resonance frequencies, and thereby effectively equalize the modal phase velocities. Based upon the even- and odd-mode excitations and an impedance transformer characteristic, the compact equations are given and utilized to guide parameters selection based on classical synthesis methodology of microstrip directional coupler. A 10-dB 900-MHz microstrip directional coupler is demonstrated via design and fabrication with an RF-35 substrate. The measured performances exhibit the coupling coefficient of 10.15-dB at 891.2-MHz center frequency, and reflection coefficient of 58-dB. The directivity is improved more than 35.82-dB. Both simulation and measurement are in good agreement with the theoretical prediction.

## กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลงได้ด้วยดี โดยได้คำแนะนำ ความร่วมมือ และการช่วยเหลือจากบุคคลหลายฝ่ายทั้งด้านคำแนะนำ คำปรึกษา ข้อเสนอแนะต่างๆ อันเป็นประโยชน์อย่างยิ่งต่อการดำเนินการในครั้งนี้ ด้วยความซาบซึ้งและระลึกถึงในพระคุณ จึงใคร่ขอกล่าวคำขอบคุณดังนี้

ศาสตราจารย์ ดร.วัลลภ สุระกำพลธร และรองศาสตราจารย์ชินิษฐา แซ่ตั้ง ซึ่งเป็นอาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ ผู้วิจัยรู้สึกซาบซึ้งในความอนุเคราะห์จากท่าน และขอกราบขอบพระคุณไว้ ณ ที่นี้เป็นอย่างสูง

ขอขอบคุณ ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. กันต์พงษ์ ศรีสถิตย์ ที่กรุณาสละเวลาอันมีค่า ให้คำปรึกษา พร้อมทั้งให้ข้อเสนอแนะ และให้ความช่วยเหลือในด้านต่างๆ ตลอดจนการตรวจสอบ แก้ไขข้อผิดพลาดต่างๆ เพื่อให้เกิดความถูกต้องและสมบูรณ์มากที่สุด ทำให้วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลงได้ ขอขอบพระคุณ

ขอขอบคุณเพื่อนๆ ทุกคนที่คอยให้กำลังใจ คำแนะนำเรื่องต่างๆ ขอขอบคุณ

ท้ายนี้ผู้จัดทำขอกราบขอบพระคุณ บิดา มารดา และครอบครัว ผู้ซึ่งเป็นที่รักและเคารพ ที่ให้โอกาสในด้านการศึกษา และให้การสนับสนุนในทุกๆ ด้าน และคอยเป็นกำลังใจที่ดีตลอดมา

ท้ายนี้ด้วยคุณประโยชน์ที่เกิดจากวิทยานิพนธ์เล่มนี้ ผู้จัดทำขอมอบคุณงามความดีให้แก่บุคคลที่ได้กล่าวนามข้างต้น และบุคคลที่เกี่ยวข้องที่ยังไม่ได้กล่าวนามไว้ ณ ที่นี้

ศุภานัน ภพตระกูล

# สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VI
สารบัญรูป.....	VII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมา.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	2
1.3 ขอบเขตของวิทยานิพนธ์.....	3
1.4 ส่วนประกอบของวิทยานิพนธ์.....	3
บทที่ 2 องค์ความรู้พื้นฐาน.....	5
2.1 กล่าวนำ.....	5
2.2 สายส่งสัญญาณ.....	5
2.2.1 พื้นฐานสายส่ง.....	5
2.2.2 อิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายส่ง (characteristic impedance of a transmission line).....	6
2.2.3 สมการสายส่งสัญญาณ (transmission line equations).....	8
2.2.4 การต่ออิมพีแดนซ์โหลดที่ปลายสายส่ง.....	10
2.2.5 สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับการสูญเสียย้อนกลับและการสูญเสียใส่แทรก.....	14
2.2.6 พื้นฐานสายส่งโครงสร้างไมโครสตริป.....	15
2.3 ตัวเชื่อมต่อแบบมีทิศทาง.....	19
2.3.1 ลักษณะและคุณสมบัติของตัวเชื่อมต่อแบบมีทิศทาง.....	19
2.3.2 ตัวเชื่อมต่อแบบมีทิศทางโครงสร้างไมโครสตริป.....	20
2.4 เทคนิคการปรับชดเชยความเร็วเฟส.....	27
2.5 สรุป.....	31

# สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
บทที่ 3 การวิเคราะห์โครงสร้างตัวเชื่อมต่อมีทิศทางที่ชัดเจนด้วยตัวเหนี่ยวนำ.....	32
3.1 กล่าวนำ.....	32
3.2 เทคนิคการกระตุ้นในโหมดต่างๆ ให้กับตัวเชื่อมต่อ.....	32
3.2.1 กรณีการกระตุ้นด้วยโหมดคู่.....	33
3.2.2 กรณีการกระตุ้นด้วยโหมดคี่.....	33
3.3 แนวทางการวิเคราะห์ที่นำเสนอ.....	34
3.3.1 การวิเคราะห์ในโหมดคู่.....	34
3.3.2 การวิเคราะห์ในโหมดคี่.....	35
3.3.3 การเปรียบเทียบผลการวิเคราะห์กับสายส่งหนึ่งในสี่ส่วนความยาวคลื่น.....	36
3.4 สรุป.....	38
บทที่ 4 การออกแบบและทดสอบสมรรถนะ.....	39
4.1 กล่าวนำ.....	39
4.2 ลำดับการออกแบบตัวเชื่อมต่อแบบมีทิศทาง.....	39
4.3 การออกแบบตัวเชื่อมต่อแบบมีทิศทางบนพื้นฐานสมการสำเร็จรูปที่พัฒนาขึ้น.....	42
4.4 การจำลองการทำงานของตัวเชื่อมต่อที่พัฒนาขึ้น.....	43
4.5 การทดสอบการทำงานของตัวเชื่อมต่อที่พัฒนาขึ้น.....	45
4.6 สรุป.....	48
บทที่ 5 สรุปผลและวิจารณ์.....	49
5.1 สรุปผล.....	49
5.2 แนวทางการพัฒนาต่อไปในอนาคต.....	50
เอกสารอ้างอิง.....	51
ภาคผนวก ก ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่.....	55
ภาคผนวก ข คำอธิบายเพิ่มเติม.....	56
ประวัติผู้เขียน.....	57

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใด ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญตาราง

ตารางที่		หน้า
4.1	พารามิเตอร์ทางไฟฟ้าของตัวเชื่อมต่อแบบมีทิศทางที่มีสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อขนาด 10 ดีบี.....	42
4.2	พารามิเตอร์ทางกายภาพของตัวเชื่อมต่อแบบมีทิศทางที่มีสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อขนาด 10 ดีบี.....	43



# สารบัญญรูป

รูปที่		หน้า
2.1	แบบจำลองโครงข่ายแบบกระจายของสายส่งสัญญาณ.....	5
2.2	สายส่งความยาวอนันต์และแหล่งจ่ายแรงดัน.....	6
2.3	แบบจำลองวงจรแบบกระจายของสายส่งสัญญาณ.....	8
2.4	สายส่งที่ปลายสายต่ออิมพีแดนซ์โหลด.....	11
2.5	ลักษณะสายส่งสัญญาณ.....	16
2.6	ตัวเชื่อมต่อแบบทิศทางโครงสร้างพื้นฐานเพื่อใช้ในอธิบาย.....	19
2.7	ตัวเชื่อมต่อคู่ขนานไมโครสตริป.....	21
2.8	โครงสร้างทางกายภาพของสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนาน.....	22
2.9	แบบจำลองทางไฟฟ้าแยกเป็นกรณีโหมดคู่และโหมดคี่.....	23
2.10	การกระจายของสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้า และแบบจำลองจากค่าความ เก็บประจุของสายส่งคู่ขนานไมโครสตริป.....	26
2.11	ผลการจำลองลักษณะการกระจายของ (ก) สนามแม่เหล็ก (ข) สนามไฟฟ้า...	26
2.12	ตัวเชื่อมต่อแบบมีทิศทางที่เคยมีผู้นำเสนอในอดีตแบบ.....	
3.1	โครงสร้างตัวเชื่อมต่อแบบมีทิศทางที่ต่อตัวเหนี่ยวนำอนุกรม.....	32
3.2	วงจรสมมูลของตัวเชื่อมต่อมีทิศทางที่ต่อตัวเหนี่ยวนำอนุกรม.....	33
4.1	ขั้นตอนการออกแบบตัวเชื่อมต่อแบบมีทิศทางโครงสร้างที่นำเสนอ.....	39
4.2	สมรรถนะตัวเชื่อมต่อแบบมีทิศทางในระดับวงจรที่ใช้ค่าตั้งต้นจากสมการที่ พัฒนาขึ้นในการจำลองการทำงาน.....	44
4.3	ลายเส้นเอาต์ตัวเชื่อมต่อแบบมีทิศทาง.....	45
4.4	ภาพถ่ายชิ้นงานต้นแบบ.....	46
4.5	สมรรถนะตัวเชื่อมต่อแบบมีทิศทางที่วัดได้ด้วยเครื่องวิเคราะห์โครงข่าย.....	47

# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 ความเป็นมา

เป็นที่ทราบกันดีว่า ระบบสื่อสารไร้สายในปัจจุบันได้เข้ามามีบทบาทในการดำเนินชีวิตของมนุษย์เป็นอย่างมาก และมีการพัฒนาเทคโนโลยีกันอย่างรวดเร็ว เพื่อรองรับการสื่อสารชุดข้อมูลขนาดใหญ่และความเร็วของการส่งข้อมูล เป็นต้น ดังนั้น ระบบสื่อสารจึงจำเป็นต้องมีการเฝ้าดู (monitoring) และการตรวจสอบค่าระดับกำลังงานที่ใช้ในการส่งจึงมีความสำคัญและจำเป็นอย่างยิ่งในระบบสื่อสารไร้สาย [1]

ระบบสื่อสารที่มีใช้งานกันในปัจจุบัน มักถูกผลิตขึ้นบนแผ่นวงจรพิมพ์ (print-circuit board: PCB) ที่มีการสูญเสียต่ำ และมีความสามารถเชื่อมต่อกับระบบสื่อสารอื่นๆ ได้ง่าย ซึ่งระบบสื่อสารและวงจรที่สร้างขึ้นในสายส่งโครงสร้างไมโครสตริปนั้นสามารถตอบโจทยความต้องการดังที่กล่าวมาได้เป็นอย่างดี ดังนั้น นักวิจัยส่วนใหญ่จึงได้ให้ความสำคัญกับการออกแบบและพัฒนาวงจรและ/หรืออุปกรณ์ต่างๆ ที่จำเป็นต้องใช้ในระบบสื่อสาร [2-10]

ตัวเชื่อมต่อ (coupler) เป็นอีกตัวอย่างหนึ่งของอุปกรณ์ทางด้านไมโครเวฟ ที่นักวิจัยได้มีการนำมาใช้กันอย่างแพร่หลายเพื่อเป็นส่วนประกอบหนึ่งในวงจรต่างๆ กัน เช่น ใช้เป็นรีโซเนเตอร์ในวงจรกรองความถี่ [2] ใช้ในวงจรเลื่อนเฟส [3] ใช้เป็นส่วนประกอบหนึ่งในวงจรมิกเซอร์ ใช้เป็นวงจรแปลงอิมพีแดนซ์แบบมาร์ชานด์บาลัน (marchand balun) [4] และใช้เป็นตัวเชื่อมต่อแบบมีทิศทาง (directional coupler) [5] เป็นต้น

ตัวเชื่อมต่อแบบมีทิศทาง (directional coupler) เป็นตัวอย่างหนึ่งของการประยุกต์ใช้ตัวเชื่อมต่อที่ซึ่งมี 4 พอร์ต เพื่อการตรวจจับกำลังงานในระบบสื่อสาร โดยแต่ละพอร์ตของตัวเชื่อมต่อแบบมีทิศทางถูกต่อเข้ากับอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของระบบ (characteristic impedance) [6] ซึ่งในอดีตเรามักพบว่าตัวเชื่อมต่อแบบมีทิศทางได้ออกแบบให้อยู่ในโครงสร้างท่อนำคลื่น (waveguide structure) [7] สร้างขึ้นจากโลหะ (metal) ที่มีค่าความนำไฟฟ้าสูง (high conductivity) โครงสร้างเป็นเนื้อเดียวกันตลอด (homogeneous medium) ทำให้ตัวเชื่อมต่อแบบมีทิศทางที่ได้มีค่าการสูญเสียในโครงสร้างน้อยมากที่ความถี่ใช้งาน สามารถทนรับกำลังงานสูงๆ ของเครื่องส่งสัญญาณที่จ่ายกำลังงานแบบต่อเนื่อง (continuous signal) ได้เป็นอย่างดี แต่เนื่องจากโครงสร้างเป็นโลหะจึงทำให้ตัวเชื่อมต่อแบบมีทิศทางที่ได้มีน้ำหนักมาก สร้างขึ้นงานได้ยากในทางปฏิบัติ อีกทั้ง มีราคาสูงด้วย

ปัจจุบัน นักวิจัยต่างเลือกออกแบบให้ตัวเชื่อมต่อแบบมีทิศทางอยู่ในโครงสร้างสายส่งไมโครสตริป [8]-[15] เพราะเป็นโครงสร้างที่เป็นแบบระนาบ มีน้ำหนักน้อยมากเมื่อเทียบกับ

โครงสร้างแบบท่อนำคลื่น ข้อเด่นอีกประการคือ สามารถออกแบบให้อยู่ในโครงสร้างเดียวกับวงจรเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ของทางด้านรับและส่งได้เลย โดยไม่ทำให้ขนาดของวงจรเครื่องส่งเพิ่มขึ้นอย่างมีนัยสำคัญ ตัวเชื่อมต่อแบบมีทิศทางโครงสร้างสายส่งไมโครสตริปมีลักษณะเป็นสายส่งที่เป็นแผ่นทองแดงขนานจะอยู่ด้านบนสุดของแผ่นวงจรพิมพ์ มีระนาบกราวด์ซึ่งเป็นแผ่นทองแดงอยู่ด้านล่างสุด คั่นกลางด้วยไดอิเล็กตริก (dielectric) ที่มีคุณสมบัติเป็นฉนวน เรียกว่า ฐานรอง (substrate) ดังนั้น โครงสร้างแบบนี้จะมีลักษณะที่ไม่เป็นเนื้อเดียวกัน (ซึ่งต่างจากโครงสร้างท่อนำคลื่นที่ทำจากโลหะ) เมื่อนำไปออกแบบเป็นตัวเชื่อมต่อแบบมีทิศทางเพื่อส่งกำลังงานมาวัดหรือการวัดสัมประสิทธิ์การสะท้อนแล้ว จะทำให้ค่าที่วัดได้มีความผิดพลาดมากตามไปด้วย เราอธิบายสิ่งที่เกิดขึ้นได้ว่า คลื่นที่เดินทางในสายส่งที่สร้างขึ้นบนไมโครสตริปซึ่งเป็นโครงสร้างไม่เป็นเนื้อเดียวกันนี้ จะใช้ความเร็วเฟส (phase velocity) ในโหมดคู่และโหมดคี่ต่างกัน ทำให้ความถี่เรโซแนนซ์แตกต่างกัน หรือเกิดการแมตซ์คนละตำแหน่งกัน เราเรียกปรากฏการณ์นี้ว่า mismatch (การไม่แมตซ์) ทำให้ตัวเชื่อมต่อแบบมีทิศทางที่ได้ มีโคเรคทีวิตีต่ำมาก ซึ่งจะส่งผลโดยตรงต่อกำลังงานที่ส่งได้

แนวทางการแก้ไขปัญหาความเร็วเฟสในโหมดคู่และคี่ที่เกิดขึ้นกับตัวเชื่อมต่อแบบมีทิศทางได้ถูกนำเสนอไว้หลายเทคนิคด้วยกันดังนี้ ในบทความวิจัย [8] ได้ต่อตัวเก็บประจุเข้าไปที่ปลายด้านหนึ่งหรือเข้าที่กึ่งกลางของตัวเชื่อมต่อ ขณะที่การต่อตัวเหนี่ยวนำแบบกลุ่ม (lumped inductor) [9] และแบบสังเคราะห์ (quasi-inductor) [14] เข้าที่พอร์ตทั้ง 4 พอร์ตของตัวเชื่อมต่อแบบมีทิศทาง แม้ว่าในบทความวิจัย [8]-[14] จะสามารถเพิ่มโคเรคทีวิตีได้ แต่ต้องตรวจสอบความถี่เรโซแนนซ์ตัวเอง (self-resonance) ของอุปกรณ์ก่อนนำไปใช้งานเสมอ นอกจากนี้ ได้มีผู้เสนอการใช้สเปอร์ไลน์ (spurline) ต่อเข้าที่ปลายทั้งสองด้านของตัวเชื่อมต่อแบบมีทิศทาง [16] รวมไปถึงการใช้ตัวเชื่อมต่ออิมพีแดนซ์แบบขั้น (stepped impedance coupler) แทนตัวเชื่อมต่อโครงสร้างเดิม [17] แต่ด้วยโครงสร้างทั้งสองไม่มีสมการช่วยออกแบบ จึงต้องอาศัยการปรับขนาดทางกายภาพด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ไปเรื่อยๆ จนกว่าจะได้ผลตอบสนองตามต้องการ

ดังนั้น วิทยานิพนธ์นี้จึงได้เลือกพัฒนาต่อยอดจากบทความวิจัย [9] ด้วยเป็นโครงสร้างที่ง่ายและสามารถสร้างขึ้นจริงได้ในทางปฏิบัติ ทั้งยังมีสายเสียดัดที่สมมาตรด้วย เราใช้การกระตุ้นด้วยโหมดคู่และโหมดคี่ (even-odd mode excitations) เพื่อแยกตัวเชื่อมต่อแบบมีทิศทางอิมพีแดนซ์ออกเป็นสายส่งที่มีตัวเหนี่ยวนำต่อเข้าที่ปลายทั้งสองด้านของสายส่ง นั้นแสดงว่า เราสามารถวิเคราะห์สายส่งแต่ละโหมดด้วยการพิจารณาค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ แทนการวิเคราะห์ตัวเชื่อมต่อแบบมีทิศทางด้วยการใช้พิจารณาโครงข่ายแบบสี่พอร์ตตามที่เคยมีผู้เสนอไว้ในบทความวิจัย [9] (เป็นข้อได้เปรียบอย่างหนึ่งของวิธีการที่นำเสนอ) ทำให้ได้สมการสำเร็จรูปที่พร้อมในการออกแบบ

## 1.2 วัตถุประสงค์ของการศึกษา

1.2.1 เพื่อศึกษาคุณสมบัติที่สำคัญของตัวเชื่อมต่อแบบมีทิศทางโครงสร้างไมโครสตริป

1.2.2 เพื่อศึกษาเทคนิคการปรับชดเชยความเร็วเฟสในโหมดคู่และคี่ของตัวเชื่อมต่อโครงสร้าง

ไมโครสตริปที่มีการชดเชยด้วยตัวเหนี่ยวนำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์หรือการเชิงในเพื่อการศึกษาศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- 1.2.3 เพื่อศึกษา-วิเคราะห์ตัวเชื่อมต่อแบบมีทิศทางแบบแยกกระตุ่นด้วยโหมดคู่และคี โดยใช้องค์ความรู้พื้นฐานของทฤษฎีสายส่ง
- 1.2.4 เพื่อพัฒนาสมการสำเร็จรูปช่วยในการออกแบบตัวเชื่อมต่อแบบมีทิศทางโครงสร้างไมโครสตริปที่ชดเชยด้วยตัวเหนี่ยวนำให้มีสมรรถนะของตัวเชื่อมต่อที่ดีขึ้นจากตัวเชื่อมต่อโครงสร้างพื้นฐาน
- 1.2.5 เพื่อนำสมการที่ได้พัฒนาขึ้นไปใช้เป็นค่าตั้งต้นในการช่วยหาค่าพารามิเตอร์ทางกายภาพ
- 1.2.6 เพื่อสร้างและทดสอบสมรรถนะของตัวเชื่อมต่อแบบมีทิศทางโครงสร้างไมโครสตริปที่ชดเชยด้วยตัวเหนี่ยวนำให้มีความแม่นยำและน่าเชื่อถือในการนำไปใช้งาน

### 1.3 ขอบเขตของวิทยานิพนธ์

- 1.3.1 ศึกษาคุณสมบัติของตัวเชื่อมต่อแบบมีทิศทางโครงสร้างไมโครสตริปที่ชดเชยด้วยตัวเหนี่ยวนำ
- 1.3.2 ศึกษาวิธีการคิด-วิเคราะห์ตัวเชื่อมต่อแบบมีทิศทาง
- 1.3.3 พัฒนาชุดสมการสำเร็จรูปช่วยในการออกแบบให้อยู่ในรูปแบบที่ง่ายให้อยู่ในรูปแบบที่สามารถนำไปสังเคราะห์ใช้กับวัสดุแผ่นวงจรพิมพ์
- 1.3.4 วิเคราะห์และออกแบบตัวเชื่อมต่อแบบมีทิศทางโครงสร้างไมโครสตริปที่ชดเชยด้วยตัวเหนี่ยวนำ
- 1.3.5 จำลองการสร้างและการทำงานตัวเชื่อมต่อแบบมีทิศทางโครงสร้างไมโครสตริปที่ชดเชยด้วยตัวเหนี่ยวนำ
- 1.3.6 สร้างชิ้นงานตัวเชื่อมต่อแบบมีทิศทางโครงสร้างไมโครสตริปที่ชดเชยด้วยตัวเหนี่ยวนำ
- 1.3.7 ทดสอบชิ้นงานและวัดผลตัวเชื่อมต่อแบบมีทิศทางโครงสร้างไมโครสตริปที่ชดเชยด้วยตัวเหนี่ยวนำ
- 1.3.8 เปรียบเทียบสมรรถนะของตัวเชื่อมต่อแบบมีทิศทางตามแนวทางการออกแบบและวิเคราะห์โดยใช้โครงข่ายแบบสี่พอร์ตกับแนวทางที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้

### 1.4 ส่วนประกอบของวิทยานิพนธ์

เพื่อความเข้าใจที่ดีและเป็นระบบ วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้แบ่งเนื้อหาออกเป็นบทรวมทั้งสิ้นจำนวน 5 บท โดยเนื้อหาในส่วนบทที่ 1 นั้นจะได้กล่าวถึง ความเป็นมา วัตถุประสงค์ ขอบเขตของวิทยานิพนธ์ และส่วนประกอบของวิทยานิพนธ์ เพื่อให้เข้าใจในภาพรวมของการทำวิทยานิพนธ์ ในหัวข้อวิธีการออกแบบที่ให้ความแม่นยำสูงสำหรับตัวเชื่อมต่อมีทิศทางโครงสร้างไมโครสตริปแบบชดเชยด้วยตัวเหนี่ยวนำ ส่วนเนื้อหาของบทที่ 2 ถึงบทที่ 5 นั้นมีรายละเอียดโดยคร่าวเป็นดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2 จะได้อธิบายพื้นฐานของสายส่ง ตัวเชื่อมต่อโครงสร้างไมโครสตริป เช่น โครงสร้างทางกายภาพ และคุณสมบัติทางไฟฟ้าที่สำคัญของสายส่ง เป็นต้น การอธิบายลักษณะของตัวเชื่อมต่อแบบมีทิศทาง พารามิเตอร์ที่จำเป็นต้องทราบเกี่ยวกับตัวเชื่อมต่อแบบมีทิศทางและปัญหาที่เกิดขึ้น การอธิบายเทคนิคต่างๆ ที่เคยมีการนำเสนอมา รวมไปถึงข้อเด่น-ข้อด้อยของแต่ละแบบโดยคร่าว จากนั้นจะเป็นการอธิบายแนวทางการกระตุ้นด้วยโหมดคู่และคี่กับตัวเชื่อมต่อนี้

ในบทที่ 3 จะกล่าวถึงแนวทางการวิเคราะห์ตัวเชื่อมต่อแบบมีทิศทาง ด้วยการพิจารณาจากผลที่ได้จากการกระตุ้นด้วยโหมดคู่และคี่กับตัวเชื่อมต่อโครงสร้างสมมาตร และจะได้นำเสนอวิธีการวิเคราะห์อย่างละเอียดเพื่อให้ได้มาซึ่งสมการสำเร็จรูปที่พร้อมใช้ออกแบบตัวเชื่อมต่อแบบมีทิศทาง

ส่วนบทที่ 4 นั้นจะได้นำเสนอขั้นตอนและตัวอย่างการออกแบบตัวเชื่อมต่อแบบมีทิศทางที่มีการชดเชยด้วยตัวเหนี่ยวนำทั้ง 4 พอร์ต เพื่อให้ผู้ที่สนใจสามารถนำไปออกแบบได้อย่างถูกต้องและเหมาะสม โดยในช่วงท้ายจะได้นำเสนอผลการจำลองด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ การสร้างชิ้นงานต้นแบบและมีการวัดและทดสอบสมรรถนะต่างๆ ของตัวเชื่อมต่อที่นำเสนอ

และบทที่ 5 ซึ่งเป็นบทสุดท้ายของวิทยานิพนธ์นี้จะได้สรุปงานวิจัยที่ได้ทำมาในภาพรวมพร้อมทั้งนำเสนอแนวทางการวิเคราะห์อีกมุมมองอื่นที่น่าสนใจและมีความเป็นไปได้

## บทที่ 2 องค์ความรู้พื้นฐาน

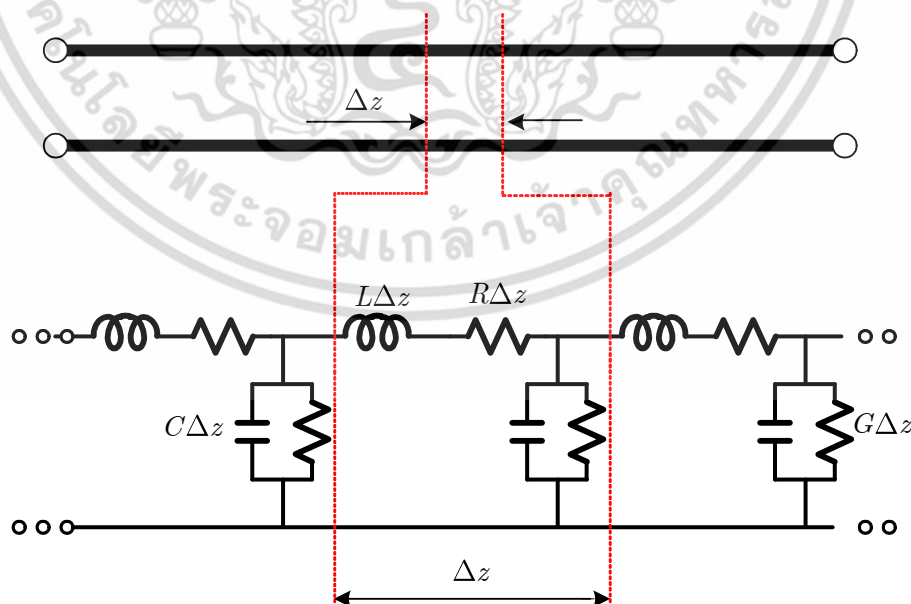
### 2.1 กล่าวนำ

ในบทนี้ เราจะได้อธิบายพื้นฐานของสายส่ง ตัวเชื่อมต่อโครงสร้างไมโครสตริป อาทิเช่น โครงสร้างทางกายภาพ และคุณสมบัติทางไฟฟ้าที่สำคัญของสายส่ง การอธิบายลักษณะของ ตัวเชื่อมต่อแบบมีทิศทาง พารามิเตอร์ที่จำเป็นต้องทราบเกี่ยวกับตัวเชื่อมต่อแบบมีทิศทางและปัญหาที่เกิดขึ้น การอธิบายเทคนิคต่างๆ ที่เคยมีการนำเสนอมา รวมไปถึงข้อเด่น-ข้อด้อยของแต่ละแบบ โดยคร่าว ตามด้วยการอธิบายแนวทางการกระตุ้นด้วยโหมดคู่และคี่กับตัวเชื่อมต่อที่มีโครงสร้าง สมมาตร พร้อมทั้งจะได้อธิบายเหตุผลในการเลือกโครงสร้างที่จะนำมาวิเคราะห์และใช้ในวิทยานิพนธ์ ฉบับนี้

### 2.2 สายส่งสัญญาณ

#### 2.2.1 พื้นฐานสายส่ง

สายส่งสัญญาณในวงจรและระบบสื่อสารจะทำหน้าที่ในการเชื่อมต่อสัญญาณจากจุดหนึ่งไปอีก จุดหนึ่งในวงจรและ/หรือทำหน้าที่เป็นส่วนประกอบในวงจรเช่นทำหน้าที่เป็นรีโซเนเตอร์เพื่อใช้ใน วงจรกรองความถี่และวงจรออสซิลเลเตอร์ เป็นต้น



รูปที่ 2.1 แบบจำลองโครงข่ายแบบกระจายของสายส่งสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หากสายส่งสัญญาณซึ่งมีความยาว  $l$  ถูกวางไว้ตามแนวแกน  $z$  ตามรูปที่ 2.1 (ด้านบน) เราสามารถแทนสายส่งสัญญาณใดๆ ด้วยโครงข่ายไฟฟ้าแบบกระจายดังแสดงในรูปที่ 2.1 (ด้านล่าง) ซึ่งประกอบด้วยตัวเหนี่ยวนำที่ต่อแบบอนุกรมกับตัวต้านทาน และมีตัวเก็บประจุต่อขนานกับค่าความนำ (ใช้สัญลักษณ์เดียวกับตัวต้านทาน) อุปกรณ์แบบกระจายแต่ละตัวที่ต่อในโครงสร้างนั้นสามารถนิยามได้ดังนี้

$L$  แทนความเหนี่ยวนำต่อหนึ่งหน่วยความยาว มีหน่วยเป็นเฮนรีต่อเมตร (H/m)

$R$  แทนความต้านทานต่อหนึ่งหน่วยความยาว มีหน่วยเป็นโอห์มต่อเมตร (Ohm/m)

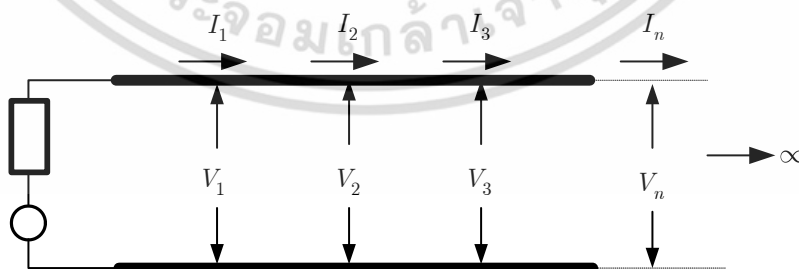
$C$  แทนความเก็บประจุต่อหนึ่งหน่วยความยาว มีหน่วยเป็นฟารัดต่อเมตร (F/m)

$G$  แทนความนำต่อหนึ่งหน่วยความยาว มีหน่วยเป็นซีเมนส์ต่อเมตร (S/m)

ทั้งนี้ เราเรียกค่า  $L, R, C$  และ  $G$  ว่าเป็น “พารามิเตอร์เส้น” (line parameter) ที่สามารถหาค่าทางทฤษฎีได้จากกรณีวิเคราะห์สนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่เกิดขึ้นในสายส่งสัญญาณ ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ที่เกิดขึ้นนี้ จะมีความสัมพันธ์กับโครงสร้างทางเรขาคณิตของภาคตัดขวางและคุณสมบัติทางไฟฟ้าของวัสดุที่ใช้ทำ

## 2.2.2 อิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายส่ง (characteristic impedance of a transmission line)

พิจารณาสายส่งสัญญาณความยาวอนันต์ (ไม่จำกัด) มีแรงดันและกระแสที่จุดใดๆ บนสายส่งสัญญาณเป็นดังรูปที่ 2.2 จะสังเกตเห็นได้ว่าทุกๆ ตำแหน่งบนสายส่งอัตราส่วนของแรงดันต่อกระแสจะมีค่าคงที่ที่เราเรียกอัตราส่วนนี้ว่า “อิมพีแดนซ์คุณลักษณะ” ซึ่งสามารถแสดงเป็นสมการความสัมพันธ์ทางคณิตศาสตร์ได้ดังนี้



รูปที่ 2.2 สายส่งความยาวอนันต์และแหล่งจ่ายแรงดัน

$$Z_0 = \frac{V_1}{I_1} = \frac{V_2}{I_2} = \frac{V_3}{I_3} = \dots = \frac{V_n}{I_n} \quad (2.1)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ภายในเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในความเป็นจริงวงจรไฟฟ้าที่ใช้สายส่งสัญญาณเป็นส่วนประกอบจะมีความยาวจำกัด นั่นอาจทำให้อิมพีแดนซ์คุณลักษณะที่วิเคราะห์ได้จากสายส่งซึ่งมีความยาวอนันต์ไม่สามารถใช้กับสายส่งที่มีความยาวที่จำกัดได้ อย่างไรก็ตาม เมื่อสายส่งถูกทำให้มีความยาวเป็นอนันต์แล้ว สัญญาณไฟฟ้าจะแพร่กระจายเข้าไปในสายส่งซึ่งจะเป็นคลื่นไปข้างหน้า โดยจะไม่มีคลื่นในทิศทางสะท้อนกลับเลย ในทางตรงข้าม การที่จะมีคลื่นในทิศทางที่ย้อนกลับนั้นเกิดได้ในกรณีที่เรต้อโหลดด้วยสายส่งที่มีความยาวจำกัด จะทำให้ขนาดของสัญญาณที่สะท้อนกลับมีค่าเปลี่ยนแปลงตามไปด้วย หากว่าสายส่งสัญญาณถูกต่อเข้ากับอิมพีแดนซ์โหลดที่สามารถดูดกลืนคลื่นที่ตกกระทบได้หมด จะทำให้แหล่งจ่ายแรงดันที่แสดงในรูปที่ 2.2 นั้นมองเห็นเสมือนเป็นสายส่งที่มีความยาวอนันต์ได้ ด้วยเหตุนี้เองจึงทำให้อัตราส่วนแรงดันต่อกระแสในทุกๆ จุดบนสายส่งมีค่าคงที่เท่ากับอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ หรืออาจกล่าวอีกนัยหนึ่งได้ว่า ค่าอิมพีแดนซ์ที่เราต่อเข้ากับสายส่งสัญญาณทุกประเภทที่ไม่ก่อให้เกิดสัญญาณสะท้อนกลับนั้น จะต้องมามีค่าเท่ากับอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ นั่นเอง

ถ้าให้  $Z = R + j\omega L$  แทนอิมพีแดนซ์ที่ต่ออนุกรมต่อหนึ่งหน่วยความยาวและ  $Y = G + j\omega C$  แทนแอดมิตแตนซ์ที่ต่อขนานต่อหนึ่งหน่วยความยาวแล้ว จากนิยามของอิมพีแดนซ์คุณลักษณะกอปกับแบบจำลองสายส่งสัญญาณแบบกระจายในรูปที่ 2.1 นั้น เราสามารถเขียนสมการอิมพีแดนซ์คุณลักษณะได้ว่า

$$Z_0 = \frac{(Z_0 + Z\Delta z) \frac{1}{Y\Delta z}}{Z_0 + Z\Delta z + \frac{1}{Y\Delta z}} = \frac{Z_0 + Z\Delta z}{1 + Y\Delta z(Z_0 + Z\Delta z)} \Rightarrow Z_0 Y(Z_0 + Z\Delta z) = Z \quad (2.2)$$

จากสมการ (2.2) ทำการลดรูปทำให้เหลือสมการอย่างง่าย ดูรายละเอียดดังภาคผนวก ข สำหรับกรณีที่  $\Delta z \rightarrow 0$ , จะได้

$$Z_0 = \sqrt{\frac{Z}{Y}} = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad (2.3)$$

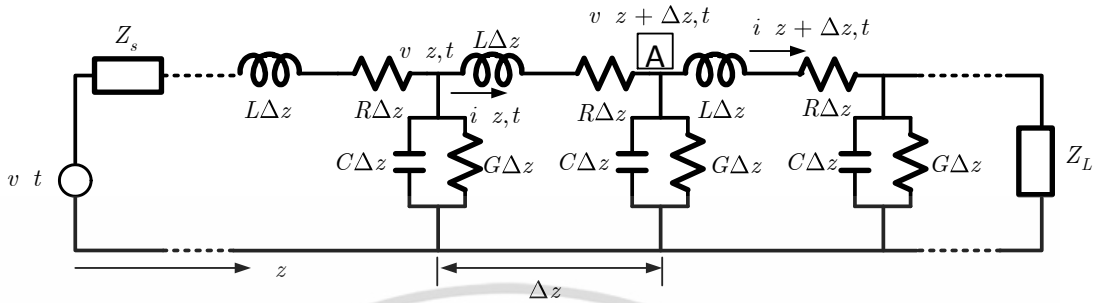
กรณีอื่นๆ เช่น

1. สำหรับกรณีที่ความถี่ต่ำมากๆ จะได้  $Z_0^{\text{dc}} = \sqrt{\frac{R}{G}}$
2. สำหรับกรณีที่  $\omega \rightarrow \infty, \omega L \gg R$  และ  $\omega C \gg G$  ดังนั้น  $Z_0(\omega \rightarrow \text{large}) = \sqrt{\frac{L}{C}}$
3. สำหรับกรณีที่สายส่งไม่มีการสูญเสีย  $R \rightarrow 0$  และ  $G \rightarrow 0$  เพราะฉะนั้น  $Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.2.3 สมการสายส่งสัญญาณ (transmission line equations)

พิจารณาวงจรสมมูลแบบกระจายของสายส่งสัญญาณที่ต่อเข้ากับอิมพีแดนซ์โหลด  $Z_L$  ตามรูปที่ 2.3



รูปที่ 2.3 แบบจำลองวงจรแบบกระจายของสายส่งสัญญาณ

สายส่งสัญญาณถูกต่อเข้ากับแหล่งจ่ายแรงดัน  $v(t)$  ที่มีอิมพีแดนซ์ภายในเป็น  $Z_s$  อาศัยกฎแรงดันและกระแสของเคอร์ชอฟที่ร่วมกับสายส่งที่มีความยาว  $\Delta z$  เราได้ว่า

$$\begin{aligned} v(z, t) &= v_L(z, t) + v_R(z, t) + v(z + \Delta z, t) \\ &= L\Delta z \frac{\partial i(z, t)}{\partial t} + R\Delta z i(z, t) + v(z + \Delta z, t) \end{aligned} \quad (2.4)$$

หรือจัดรูปสมการใหม่จะได้

$$\frac{v(z + \Delta z, t) - v(z, t)}{\Delta z} = -Ri(z, t) - L \frac{\partial i(z, t)}{\partial t} \quad (2.5)$$

ใช้ทฤษฎีลิมิตเข้ามาช่วยในการพิจารณา เราพบว่าที่เงื่อนไข  $\Delta z \rightarrow 0$  เราสามารถลดรูปสมการข้างบนได้ดังนี้

$$\frac{\partial v(z, t)}{\partial z} = - \left[ R \times i(z, t) + L \frac{\partial i(z, t)}{\partial t} \right] \quad (2.6)$$

ทำนองเดียวกัน ที่โหนด A สมการความสัมพันธ์ของกระแสเป็นดังนี้

$$\begin{aligned}
 i(z, t) &= i_c(z, t) + i_g(z, t) + i(z + \Delta z, t) \\
 &= C\Delta z \frac{\partial v(z + \Delta z, t)}{\partial t} + G\Delta z v(z + \Delta z, t) + i(z + \Delta z, t)
 \end{aligned} \tag{2.7}$$

หรือจัดรูปสมการใหม่จะได้

$$\frac{i(z + \Delta z, t) - i(z, t)}{\Delta z} = - \left[ G \times v(z + \Delta z, t) + C \frac{\partial v(z + \Delta z, t)}{\partial t} \right] \tag{2.8}$$

อาศัยทฤษฎีของลิมิตอีกเช่นเดิมภายใต้เงื่อนไข  $\Delta z \rightarrow 0$  สมการข้างต้นสามารถลดรูปได้ดังนี้

$$\frac{\partial i(z, t)}{\partial z} = -G \times v(z, t) - C \frac{\partial v(z, t)}{\partial t} \tag{2.9}$$

แทนค่าที่ได้จากสมการที่ (2.9) ในสมการที่ (2.6) เราจะได้

$$\frac{\partial^2 v(z, t)}{\partial z^2} = RGv(z, t) + (RC + LG) \frac{\partial v(z, t)}{\partial t} + LC \frac{\partial^2 v(z, t)}{\partial t^2} \tag{2.10}$$

และแทนค่าที่ได้จากสมการที่ (2.6) ในสมการที่ (2.9) เราจะได้

$$\frac{\partial^2 i(z, t)}{\partial z^2} = RGi(z, t) + (RC + LG) \frac{\partial i(z, t)}{\partial t} + LC \frac{\partial^2 i(z, t)}{\partial t^2} \tag{2.11}$$

สำหรับกรณีอื่น

1. กรณีที่สายส่งไม่มีการสูญเสียทางไฟฟ้านั้นคือ  $R$  และ  $G$  มีค่าเป็นศูนย์ สมการที่ (2.10) และ (2.11) ลดรูปได้เป็น

$$\frac{\partial^2 v(z, t)}{\partial z^2} = LC \frac{\partial^2 v(z, t)}{\partial t^2} \tag{2.12}$$

และ

$$\frac{\partial^2 i(z, t)}{\partial z^2} = LC \frac{\partial^2 i(z, t)}{\partial t^2} \tag{2.13}$$

สังเกตว่าทั้งสองสมการคลื่นมีความเร็วเท่ากับ  $1/\sqrt{LC}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. หากว่าแหล่งจ่ายเป็นสัญญาณไซน์ชอยด์ที่มีค่าเปลี่ยนแปลงตามเวลา เราสามารถเขียนให้อยู่ในรูปเฟสเซอร์ของแรงดันและกระแส ดังนั้นสมการที่ (2.10) และ (2.11) จึงกลายเป็น

$$\frac{d^2V(z)}{dz^2} = ZYV(z) = \gamma^2V(z) \quad (2.14)$$

และ

$$\frac{d^2I(z)}{dz^2} = ZYI(z) = \gamma^2I(z) \quad (2.15)$$

เมื่อ  $V(z)$  และ  $I(z)$  อยู่ในรูปของเฟสเซอร์ ขณะที่  $Z$  และ  $Y$  เป็นอิมพีแดนซ์ที่ต่ออนุกรมและแอดมิตแตนซ์ที่ต่อขนานต่อหนึ่งหน่วยความยาว ตามลำดับ อีกทั้งตัวแปร  $\gamma = \sqrt{ZY} = \alpha + j\beta$  เป็นค่าคงตัวการแพร่กระจายของสายส่ง (propagation constant) โดยมี  $\alpha$  แทนค่าคงตัวการลดทอน (attenuation constant) มีหน่วยเป็นเนเปอร์ต่อเมตร (Np/m) ส่วน  $\beta$  ใช้แทนค่าคงตัวเชิงเฟส (phase constant) มีหน่วยเป็น เรเดียนต่อเมตร (rad/m) สมการที่ (2.14) และ (2.15) จะเป็นสมการ Helmholtz เอกพันธ์ (Homogeneous Helmholtz equations)

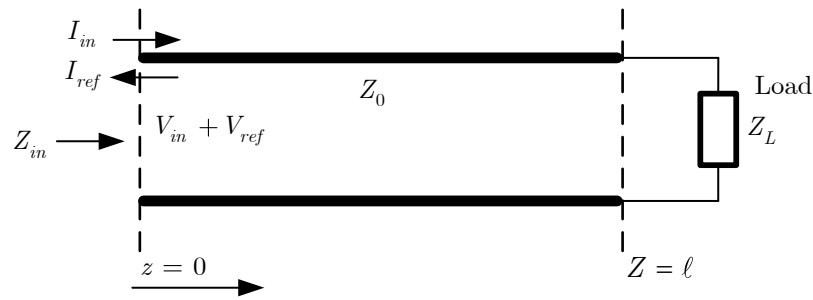
#### 2.2.4 การต่ออิมพีแดนซ์โหลดที่ปลายสายส่ง

พิจารณาสายส่งที่มีความยาว  $l$  อิมพีแดนซ์  $Z_0$  ถูกต่อเข้ากับอิมพีแดนซ์โหลด  $Z_L$  จากรูปที่ 2.4 ที่ระนาบ  $z = 0$  มีแรงดันตกกระทบและแรงดันสะท้อนกลับเป็น  $V_{in}$  และ  $V_{ref}$  ตามลำดับ ขณะเดียวกัน เกิดกระแสตกกระทบและกระแสสะท้อนกลับเป็น  $I_{in}$  และ  $I_{ref}$  ตามลำดับ เราได้ว่า

$$V(z) = V_{in}e^{-\gamma z} + V_{ref}e^{\gamma z} \quad (2.16)$$

และ

$$I(z) = I_{in}e^{-\gamma z} + I_{ref}e^{\gamma z} \quad (2.17)$$



รูปที่ 2.4 สายส่งที่ปลายสายต่ออิมพีแดนซ์โหลด

เมื่อพิจารณา  $Z_{in}$  ที่ระนาบ  $z = 0$  ร่วมกับสมการที่ (2.16) และสมการที่ (2.17) จะได้

$$Z_{in} = \frac{V(z=0)}{I(z=0)} = \frac{V_{in} + V_{ref}}{I_{in} + I_{ref}} = \frac{V_{in} + V_{ref}}{\frac{V_{in}}{Z_0} - \frac{V_{ref}}{Z_0}} = Z_0 \frac{V_{in} + V_{ref}}{V_{in} - V_{ref}} \quad (2.18)$$

หรือถ้าเอา  $V_{in}$  หารทั้งเศษและส่วน จะได้

$$Z_{in} = Z_0 \frac{1 + \frac{V_{ref}}{V_{in}}}{1 - \frac{V_{ref}}{V_{in}}} = Z_0 \frac{1 + \Gamma_0}{1 - \Gamma_0} \quad (2.19)$$

เรียก  $\Gamma_0 = \rho e^{j\phi}$  ว่าเป็นสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับทางอินพุต (input reflection coefficient) โดยที่  $\rho$  เป็นสัมประสิทธิ์การสะท้อน และ  $\phi$  เป็นมุม หรือเฟส มีหน่วยเป็นเรเดียน และถ้าเอา  $Z_0$  หารทั้งสองข้างของสมการจากสมการที่ (2.19) จะได้

$$\overline{Z_{in}} = \frac{Z_{in}}{Z_0} = \frac{1 + \Gamma_0}{1 - \Gamma_0} \quad (2.20)$$

เราเรียก  $\overline{Z_{in}}$  ว่าเป็น อินพุตอิมพีแดนซ์นอร์แมลไลซ์ (normalized input impedance) ในทำนองเดียวกันที่ระนาบ  $Z = l$  เราจะได้  $Z_L$  มีค่าเท่ากับ

$$\begin{aligned} Z_L &= \frac{V(z=l)}{I(z=l)} = \frac{V_{in}e^{-\gamma l} + V_{ref}e^{+\gamma l}}{I_{in}e^{-\gamma l} + I_{ref}e^{+\gamma l}} \\ &= Z_0 \frac{V_{in}e^{-\gamma l} + V_{ref}e^{+\gamma l}}{V_{in}e^{-\gamma l} - V_{ref}e^{+\gamma l}} = Z_0 \frac{e^{-\gamma l} + \Gamma_0 e^{+\gamma l}}{e^{-\gamma l} - \Gamma_0 e^{+\gamma l}} \end{aligned} \quad (2.21)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการศึกษา ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้น

$$\overline{Z}_L = \frac{e^{-\gamma\ell} + \Gamma_0 e^{+\gamma\ell}}{e^{-\gamma\ell} - \Gamma_0 e^{+\gamma\ell}} \quad (2.22)$$

l

จาก (2.22) เราจะได้

$$\Gamma_0 = \frac{\overline{Z}_L - 1}{\overline{Z}_L + 1} e^{-2\gamma\ell} \quad (2.23)$$

แทนค่าที่ได้จากสมการที่ (2.23) ลงไปในสมการที่ (2.20) เราจะได้

$$\overline{Z}_{in} = \frac{1 + \frac{\overline{Z}_L - 1}{\overline{Z}_L + 1} e^{-2\gamma\ell}}{1 - \frac{\overline{Z}_L - 1}{\overline{Z}_L + 1} e^{-2\gamma\ell}} = \frac{\overline{Z}_L [1 + e^{-2\gamma\ell}] + [1 - e^{-2\gamma\ell}]}{\overline{Z}_L [1 - e^{-2\gamma\ell}] + [1 + e^{-2\gamma\ell}]} \quad (2.24)$$

เนื่องจาก

$$\frac{1 - e^{-2\gamma\ell}}{1 + e^{-2\gamma\ell}} = \frac{e^{+\gamma\ell} - e^{-\gamma\ell}}{e^{+\gamma\ell} + e^{-\gamma\ell}} = \frac{\sinh(\gamma\ell)}{\cosh(\gamma\ell)} = \tanh(\gamma\ell) \quad (2.25)$$

ดังนั้น

$$\overline{Z}_{in} = \frac{\overline{Z}_L + \tanh(\gamma\ell)}{1 + \overline{Z}_L \tanh(\gamma\ell)} \quad (2.26)$$

หรือ

$$Z_{in} = Z_0 \frac{Z_L + Z_0 \tanh(\gamma\ell)}{Z_0 + Z_L \tanh(\gamma\ell)} \quad (2.27)$$

สำหรับสายส่งที่ไม่มีการสูญเสียทางไฟฟ้า ( $\alpha = 0$ ) เราจะได้ค่าคงตัวการแพร่กระจายคือ

$$\gamma = \alpha + j\beta = j\beta \quad (2.28)$$

ดังนั้น

(2.29)  
 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษานั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้น เราสามารถเขียนค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายส่งแบบไม่มีการสูญเสียทางไฟฟ้าจากสมการ (2.27) ดังนี้

$$Z_{in} = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan(\beta l)}{Z_0 + jZ_L \tan(\beta l)} \quad (2.30)$$

จากสมการ (2.28) ค่า  $Z_{in}$  จะมีค่าซ้ำทุกๆ  $\lambda/2$  ของสายส่งหรือที่ระยะ  $d \pm n\lambda/2$  เมื่อ  $n$  เป็นจำนวนเต็มจะมีค่าอิมพีแดนซ์เท่ากันเพราะ

$$\beta l = \frac{2\pi}{\lambda} \left( d \pm \frac{n\lambda}{2} \right) = \frac{2\pi d}{\lambda} \pm n\pi \quad (2.31)$$

และ

$$\tan(\beta l) = \tan\left(\frac{2\pi d}{\lambda} \pm n\pi\right) = \tan\left(\frac{2\pi d}{\lambda}\right) \quad (2.32)$$

กรณีพิเศษ

1. กรณีสายส่งไม่มีการสูญเสียทางไฟฟ้าและถูกลัดปลายสาย ( $Z_L = 0$ )

$$Z_{in} = jZ_0 \tan(\beta l) \quad (2.33)$$

2. กรณีสายส่งไม่มีการสูญเสียทางไฟฟ้าและถูกเปิดปลายสาย ( $Z_L = \infty$ )

$$Z_{in} = -jZ_0 \cot(\beta l) \quad (2.34)$$

3. กรณีสายส่งไม่มีการสูญเสียทางไฟฟ้าและสายส่งมีความยาว  $l = \lambda/4$

$$\beta l = \frac{\pi}{2} \quad (2.35)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Z_{in} = \frac{Z_0^2}{Z_L}$$

กรณีที่ 1 และ 2 จะใช้ในการสังเคราะห์ค่ารีแอกแตนซ์ใดๆ ขณะที่กรณีที่ 3 นั้นสายส่งมีความยาว  $\lambda/4$  จะเป็นการแปลงอิมพีแดนซ์จาก  $Z_L$  ไปเป็นอิมพีแดนซ์ค่าใหม่คือ  $Z_{in}$  เราเรียกสายส่งที่ให้คุณสมบัติแบบนี้ว่า “วงจรแปลงอิมพีแดนซ์ (impedance transformer circuit)” ดังนั้น สมการอิมพีแดนซ์สามารถเขียนใหม่ในรูป

$$\overline{Z}_{in} = \frac{1}{\overline{Z}_L} = \overline{Y}_L \quad (2.36)$$

ดังนั้นอิมพีแดนซ์นอร์มัลไลซ์ที่ห่างจากโหลดเป็นระยะทาง  $\lambda/4$  จะมีค่าเท่ากับโหลดแอดมิทแตนซ์นอร์มัลไลซ์

### 2.2.5 สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ การสูญเสียย้อนกลับและการสูญเสียใส่แทรก

• สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ ของแรงดันไฟฟ้าถูกกำหนดจากอัตราส่วนของแรงดันไฟฟ้าสะท้อนกลับต่อแรงดันที่ตกกระทบในวงจร กรณีของสายส่งสัญญาณที่มีอิมพีแดนซ์โหลด  $Z_L$  ต่อเข้ากับปลายสายมีสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของแรงดันไฟฟ้าเป็นดังสมการที่ (2.23) ดังนั้น

$$\begin{aligned} \Gamma &= \frac{V_{ref}}{V_{in}} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} e^{-2\gamma l} \\ &= \rho_L e^{j\theta} e^{-2\alpha + j\beta l} \\ &= \rho_L e^{-2\alpha l} e^{-j2\beta l - \theta} \end{aligned} \quad (2.37)$$

เมื่อ  $\rho_L e^{j\theta} = (Z_L - Z_0) / Z_L + Z_0$  ซึ่งถูกเรียกว่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับที่โหลด (load reflection coefficient) สมการที่ (2.37) แสดงว่าขนาดของสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับจะมีค่าลดลงด้วยแฟกเตอร์  $e^{-2\alpha}$  ที่ตำแหน่งห่างจากโหลดมีเฟสเปลี่ยนไป  $-2\beta l$  ในทำนองเดียวกัน สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของกระแสไฟฟ้า  $\Gamma_e$  กำหนดจากอัตราส่วนของกระแสไฟฟ้าที่สะท้อนกลับต่อกระแสไฟฟ้าตกกระทบดังนี้

$$\Gamma_e = \frac{I_{ref}}{I_{in}} = \frac{-V_{ref} / Z_0}{V_{in} / Z_0} = -\Gamma \quad (2.38)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- การสูญเสียย้อนกลับ (return loss: RL) กำหนดจากอัตราส่วนของกำลังงานไฟฟ้าที่สะท้อนกลับต่อกำลังงานไฟฟ้าที่ตกกระทบทางด้านอินพุตซึ่งกำลังงานจะเป็นสัดส่วนโดยตรงกับกำลังสองของแรงดันไฟฟ้าที่จุดนั้นๆ ซึ่ง

$$RL = \frac{\text{reflected power}}{\text{incident power}} = \rho^2 \quad (2.39)$$

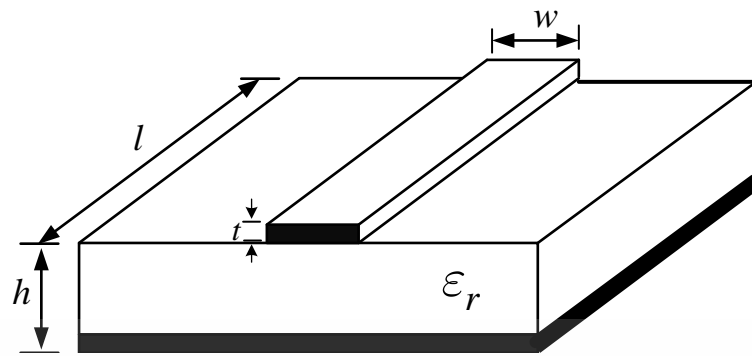
หรือในหน่วย dB มีค่าเท่ากับ  $RL(\text{dB}) = 20 \log_{10}(\rho) \text{ dB}$

- การสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (insertion loss: IL) ของอุปกรณ์หาได้จากสัดส่วนของกำลังงานไฟฟ้าส่งผ่านที่เอาต์พุตต่อกำลังงานไฟฟ้าตกกระทบทางด้านอินพุต ซึ่งกำลังงานไฟฟ้าส่งผ่านจะมีค่าเท่ากับผลต่างของกำลังงานไฟฟ้าตกกระทบและสะท้อนกลับของอุปกรณ์ที่ไม่มีความสูญเสีย ดังนี้

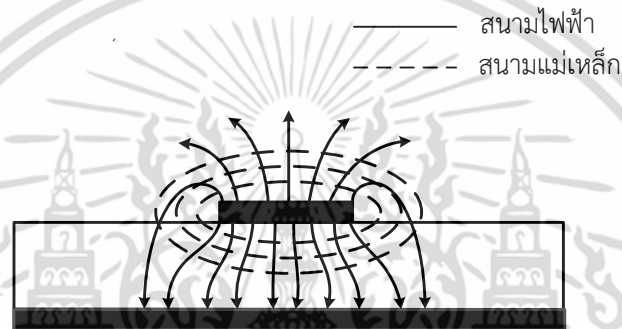
$$IL(\text{dB}) = 10 \log_{10}(1 - \rho^2) \text{ dB} \quad (2.40)$$

## 2.2.6 พื้นฐานสายส่งโครงสร้างไมโครสตริป

สายส่งสัญญาณในโครงสร้างไมโครสตริป ดังแสดงในรูปที่ 2.5(ก) เป็นสายส่งสัญญาณที่เกิดจากตัวนำสองแผ่นประกบกันระหว่างวัสดุฐานรองไดอิเล็กตริก (dielectric medium) ซึ่งชั้นด้านบนเรียกว่าแถบตัวนำ (strip line) และชั้นด้านล่างเป็นแผ่นระนาบกราวด์ (ground plane) โดยสายนำสัญญาณไมโครสตริปตัวนำมีความหนาเท่ากับ  $t$  และมีความกว้างเท่ากับ  $w$  แผ่นซับสเตรทมีความหนาเท่ากับ  $h$  และมีค่าคงที่ไดอิเล็กตริก (dielectric constant) เท่ากับ  $\epsilon_r$  โดยรูปที่ 2.5(ข) แสดงรูปแบบการแพร่กระจายสนามแม่เหล็กไฟฟ้าของไมโครสตริป โดยที่เส้นประแสดงสนามแม่เหล็กและเส้นทึบแสดงสนามไฟฟ้า ลักษณะเส้นทางสนามแม่เหล็กไฟฟ้าในไมโครสตริป ไม่ได้อยู่บนส่วนซับสเตรททั้งหมด ดังนั้นการเดินทางของคลื่นในสายส่งสัญญาณไมโครสตริป ไม่ใช่แบบ TEM อย่างสมบูรณ์



(ก)



(ข)

รูปที่ 2.5 ลักษณะสายส่งสัญญาณ (ก) โครงสร้างไมโครสตริป และ (ข) การกระจายของสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้า

ดังนั้น การแพร่กระจายของคลื่น (propagation) จึงไม่ใช่รูปแบบของการแผ่คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าแบบตามขวาง (transverse electromagnetic: TEM mode) แต่เป็นเสมือนคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าแบบตั้งฉาก (quasi-TEM) สมมติว่าคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าแบบตั้งฉากในสายส่งไมโครสตริปมีความเร็วเฟส (Phase velocity) ที่สัมพันธ์กับสมการ

$$v_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (2.41)$$

เมื่อกำหนดให้  $v_p$  คือ ความเร็วเฟส (Phase velocity) ของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าในสายส่ง  
 $c$  คือ เป็นความเร็วแสงในอากาศมีค่าเท่ากับ  $(3 \times 10^8 \text{ m/s})$  เมตรต่อวินาที  
 $\epsilon_{eff}$  คือ ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผล (effective dielectric constant) ของวัสดุไดอิเล็กตริก ซึ่งจะสัมพันธ์กับค่าคงที่ไดอิเล็กตริกของวัสดุฐานรอง อิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายนำสัญญาณไมโครสตริป สามารถคำนวณได้จาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Z_0 = \frac{1}{v_p C_n} \quad (2.42)$$

เมื่อ  $C_n$  คือค่าความจุไฟฟ้าของสายส่งสัญญาณไมโครสตริป ต่อหน่วยความยาว โดยที่ความยาวคลื่นในสายนำสัญญาณบนไมโครสตริปคำนวณได้จาก

$$\lambda = \frac{v_p}{f} = \frac{c}{f\sqrt{\epsilon_{eff}}} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (2.43)$$

เมื่อ  $f$  คือค่าความถี่ใช้งาน

$\lambda_0$  คือความยาวคลื่นในสภาพอากาศว่าง (free-space wavelength)

• ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผล

สำหรับกรณีคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าแบบกึ่งตั้งฉาก คุณสมบัติในการส่งผ่าน (Transmission characteristic) ของสายส่งไมโครสตริปจะนิยามได้ด้วยตัวแปรค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์  $\epsilon_r$  และอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายส่ง  $Z_0$  ซึ่งคำนวณจากการวิเคราะห์แบบกึ่งสถิตย์ (Quasi-static analysis) [27] ในการวิเคราะห์แบบกึ่งสถิตย์ จะสมมุติว่าคลื่นโหมดพื้นฐานในสายส่งสัญญาณไมโครสตริปเป็นคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าตามขวางเพียงอย่างเดียวและนิยามของตัวแปรทั้งสองตัวจะเป็นไปตามสมการดังนี้

$$\epsilon_r = \frac{C_{substrate}}{C_{air}} \quad (2.44)$$

และ

$$Z_0 = \frac{1}{c\sqrt{C_{air} C_{substrate}}} \quad (2.45)$$

เมื่อ

$C_{substrate}$  คือค่าคาปาซิแตนซ์ต่อหน่วยความยาวเมื่อคิดรวมวัสดุไดอิเล็กตริก

$C_{air}$  คือค่าคาปาซิแตนซ์ต่อหน่วยความยาวเมื่อคิดว่าวัสดุไดอิเล็กตริกเป็นอากาศ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- ความยาวคลื่นเดินทาง ค่าคงที่ของการแพร่ ความเร็วเฟสและความยาวทางไฟฟ้า

เมื่อพิจารณาถึงผลกระทบที่เกิดจากค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผล ความยาวคลื่นที่เดินทางในโหมดคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าแบบกึ่งตั้งฉากได้จาก

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.46)$$

เมื่อ  $\lambda_g$  คือความยาวคลื่นในอากาศว่างที่ความถี่ทำงาน  $f$  ในขณะที่ค่าคงที่ของการแพร่  $\beta$  และความเร็วเฟส  $v_p$  จะหาได้จากสมการ

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda_g} \quad (2.47)$$

และ

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.48)$$

ส่วนความยาวทางไฟฟ้า  $\theta$  สำหรับความยาวทางกายภาพ  $l$  ของสายนำสัญญาณไมโครสตริปจะหาได้จาก

$$\theta = \beta l \quad (2.49)$$

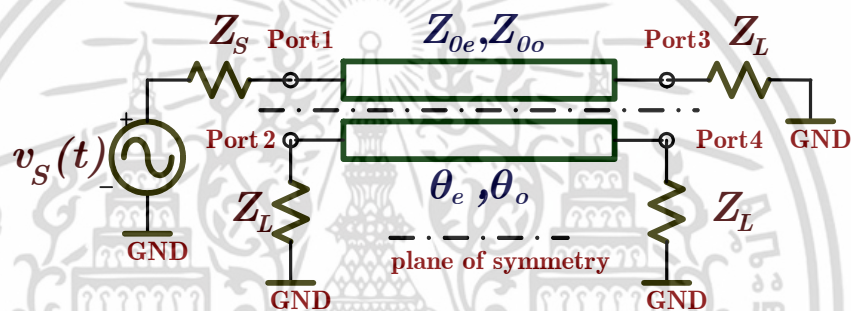
เช่นถ้า  $l = \lambda_g / 4$  จะได้ความยาวทางไฟฟ้า

$$\theta = \frac{2\pi}{\lambda_g} \frac{\lambda_g}{4} = \frac{\pi}{2} \quad (2.50)$$

## 2.3 ตัวเชื่อมต่อแบบมีทิศทาง

### 2.3.1 ลักษณะและคุณสมบัติของตัวเชื่อมต่อแบบมีทิศทาง

หากเรานำเอาสายส่งสัญญาณที่มีอิมพีแดนซ์คุณลักษณะค่าเท่ากับ  $Z_0$  ที่มีความยาวทางไฟฟ้าค่าเท่ากับ  $\theta$  จำนวน 2 เส้นมาวางแบบขนานกันตลอดความยาวของสายส่งสัญญาณ จะทำให้เกิดการเชื่อมต่อสัญญาณไปมาระหว่างสายส่งเส้นที่ 1 และเส้นที่ 2 ผ่านทางสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อ (coupling coefficient) และเกิดค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะในโหมดคู่และอิมพีแดนซ์คุณลักษณะในโหมดคี่ เราเรียกสายส่งที่วางไว้ใกล้กันนี้ว่า “ตัวเชื่อมต่อ (coupler)” และเมื่อนำอิมพีแดนซ์คุณลักษณะโหลดค่าเท่ากับ  $Z_L$  ต่อเข้ากับทุกพอร์ตของตัวเชื่อมต่อ เราจะเรียกอุปกรณ์ ในกรณีนี้ว่า “ตัวเชื่อมต่อแบบมีทิศทาง (directional coupler)”



รูปที่ 2.6 ตัวเชื่อมต่อแบบทิศทางโครงสร้างพื้นฐานเพื่อใช้ในการอธิบาย

รูปที่ 2.6 แสดงตัวเชื่อมต่อมีทิศทางโครงสร้างแบบพื้นฐาน มีอิมพีแดนซ์คุณลักษณะในโหมดคู่และโหมดคี่ค่าเท่ากับ  $Z_{0e}$  และ  $Z_{0o}$  ตามลำดับ ส่วนความยาวทางไฟฟ้าในโหมดคู่และโหมดคี่มีค่า  $\theta_{0e}$  และ  $\theta_{0o}$  ตามลำดับ ตัวเชื่อมต่อมีทิศทางนี้ใช้งานในลักษณะ 4 พอร์ต เราจะเรียกพอร์ต 1 ว่าเป็นพอร์ตอินพุต (input port) พอร์ต 2 เรียกว่า พอร์ตเชื่อมต่อ (coupling port) พอร์ต 3 เรียกว่า พอร์ตตรง (direct port) และพอร์ต 4 จะเรียกว่า พอร์ตไอโซเลชัน (isolation port) ทั้งนี้ พอร์ต 1 จะถูกต่อเข้ากับอิมพีแดนซ์ค่าเท่ากับ  $Z_S$  ขณะที่พอร์ต 2, 3, และ 4 จะถูกต่อเข้ากับอิมพีแดนซ์ที่มีค่าเท่ากับ  $Z_L$  แต่ละพารามิเตอร์ที่สำคัญที่ใช้ในการอธิบายตัวเชื่อมต่อแบบมีทิศทางประกอบด้วย สัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อ (coupling coefficient) ไอโซเลชัน (isolation) และไดเรกติวิตี (directivity) มีความสัมพันธ์เป็นดังนี้

$$\text{Coupling (dB)} = 10 \log \frac{P_1}{P_3} \quad (2.51)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และ

$$\text{Directivity (dB)} = 10 \log \frac{P_3}{P_4} \quad (2.52)$$

เมื่อกำหนดให้  $P_1$  เป็นกำลังงานที่พอร์ต 1  $P_3$  และ  $P_4$  เป็นกำลังงานเอาต์พุต ที่พอร์ต 3 และพอร์ต 4 ตามลำดับ เมื่อเราทราบพอร์ตทุกพอร์ตแล้ว ในกรณีอุดมคติ จะไม่มีกำลังงานที่พอร์ต 4 ในทางปฏิบัติ จะมีกำลังเล็กน้อยอยู่เสมอที่พอร์ตนี้ ดังนั้นถ้าเราทราบค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อและไดเรกทิวิตี เราก็สามารถหาค่าไอโซเลชันได้ดังนี้

$$\text{Isolation (dB)} = 10 \log \frac{P_1}{P_4} \quad (2.53)$$

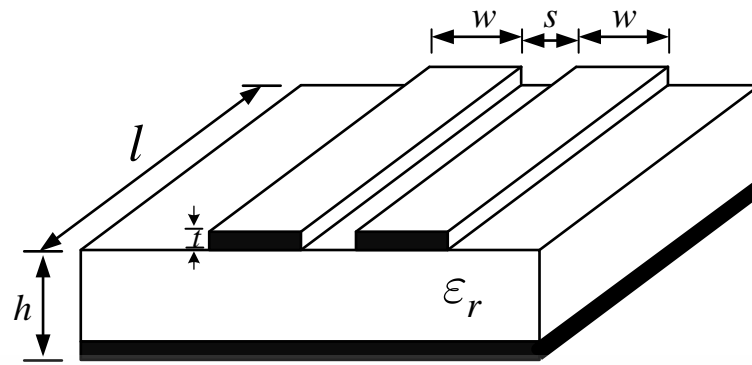
หรือ

$$\text{Isolation (dB)} = \text{Coupling (dB)} + \text{Directivity (dB)} \quad (2.54)$$

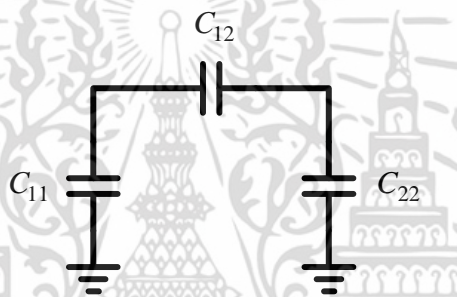
### 2.3.2 ตัวเชื่อมต่อแบบมีทิศทางโครงสร้างไมโครสตริบ

โครงสร้างทางกายภาพของสายส่งเชื่อมต่อแบบมีทิศทางที่สร้างขึ้นจากตัวเชื่อมต่อคู่ขนานในโครงสร้างไมโครสตริบที่แสดงในรูปที่ 2.6 ประกอบไปด้วยแผ่นตัวนำสองเส้นวางขนานกัน โดยแผ่นตัวนำดังกล่าวมักจะเป็นฟิล์มของโลหะทองแดง (copper) และมีความกว้าง (width:  $w$ ) ที่สัมพันธ์กับอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ แผ่นตัวนำทั้งสองวางห่างกันด้วยระยะห่าง (spacing:  $s$ ) ที่สัมพันธ์กับสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อ (coupling factor:  $C$ ) ด้านล่างของแผ่นตัวนำทั้งสองจะเป็นชั้นของฐานรองที่มีค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสัมพันธ์ ในขณะที่ด้านบนแผ่นตัวนำทั้งสองเป็นอากาศที่มีค่าคงที่ไดอิเล็กตริก  $\epsilon_0$  โดยที่ด้านล่างของฐานรองจะมีแผ่นทองแดงขนาดใหญ่เคลือบอยู่เป็นแผ่นระนาบกราวด์ (ground plane)

โดยทั่วไปสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนานไมโครสตริบจะมีความยาว  $l$  ของช่วงที่ขนานกันยาวประมาณเศษหนึ่งส่วนสี่ส่วนของความยาวคลื่น ในเบื้องต้นที่ได้กล่าวมาแล้วเนื่องจากสายนำสัญญาณเหล่านี้วางตัวอยู่ในตัวกลางที่ไม่เป็นเนื้อเดียวกัน จึงส่งผลให้เกิดผลกระทบบางประการเมื่อนำสายส่งดังกล่าวไปประยุกต์สร้างเป็นวงจร ที่ทำงานในย่านความถี่ไมโครเวฟ



(ก)



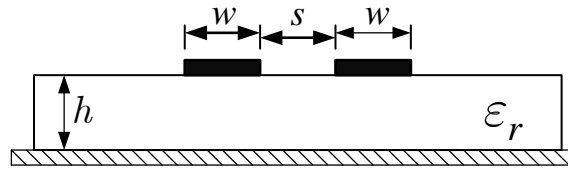
(ข)

รูปที่ 2.7 ตัวเชื่อมต่อคู่ขนานไมโครสตริป (ก) โครงสร้างทางกายภาพ (ข) วงจรสมมูลที่แทนด้วยตัวเก็บประจุ

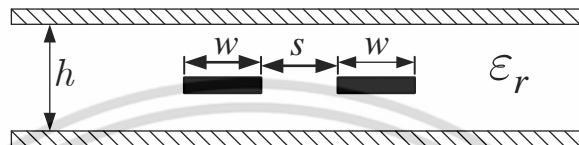
เมื่อพิจารณาจากตัวนำที่วางอยู่ใกล้ชิดกันและสายนำสัญญาณทั้งสองเส้นไม่มีการชิลด์ (unshielded transmission lines) ดังแสดงในรูปที่ 2.7(ก) สายส่งดังกล่าวสามารถอธิบายการทำงานโดยแบบจำลองค่าความเก็บประจุประสิทธิผล [8] ดังแสดงในรูปที่ 2.7(ข) เพื่อสื่อให้เห็นว่ากำลังงานจากสายนำสัญญาณเส้นหนึ่งสามารถที่จะเชื่อมต่อไปยังสายนำสัญญาณอีกเส้นหนึ่งได้

เนื่องจากการเกิดอันตรกิริยา (Interaction) ระหว่างสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่อยู่บนสายส่งสัญญาณเหล่านี้ จึงเรียกสายส่งหลายๆเส้นที่วางอยู่ใกล้กันว่าสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนาน (Parallel-coupled lines) หรือเรียกสั้นๆ ว่า “สายส่งเชื่อมต่อ (coupler)” ซึ่งอาจจะอยู่ในโครงสร้างต่างๆ ดังต่อไปนี้ เช่น สายส่งเชื่อมต่อคู่ขนานแบบไมโครสตริป (Parallel-coupled microstrip lines) ดังแสดงในรูปที่ 2.8(ก) สายส่งเชื่อมต่อคู่ขนานแบบสตริปไลน์ (Parallel-coupled strip lines) ดังรูปที่ 2.8(ข) และสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนานแบบสตริปไลน์แบบซ้อนกัน (Stacked, or broadside-coupled strip lines) ดังแสดงในรูปที่ 2.8(ค)

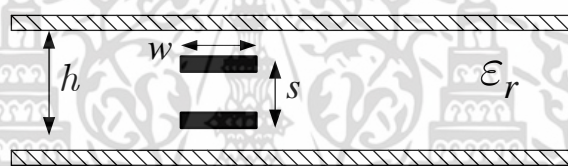
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)



(ข)



(ค)

รูปที่ 2.8 โครงสร้างทางกายภาพของสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนาน (ก) แบบไมโครสตริปไลน์ (ข) แบบสตริปไลน์ และ (ค) แบบสตริปไลน์แบบซ้อนกัน

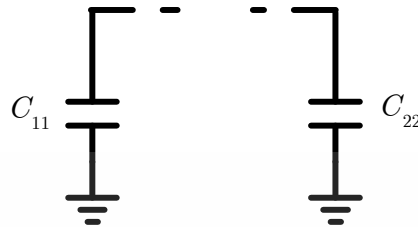
รูปที่ 2.8 แสดงลักษณะของสายนำสัญญาณไมโครสตริปคู่ขนาน มีลักษณะโครงสร้างโดยทั่วไปเป็นดังรูปที่ 2.8(ก) จะเห็นว่า ด้านบนสุดแทนสายส่งที่ต่อขนานกันถูกวางไว้เหนือระนาบกราวด์ซึ่งอยู่ด้านล่างสุด มีไดเรกทริกคั่นกลางระหว่าง ทำให้มีแบบจำลองทางไฟฟ้าแสดงได้ดังรูปที่ 2.9(ข) โดยค่า  $C_{11}$  และ  $C_{22}$  ใช้แทนค่าความเก็บประจุซึ่งเกิดจากแผ่นตัวนำด้านบนสุดกับระนาบกราวด์ ถ้าหากโครงสร้างมีความสมมาตรจะได้  $C_{11} = C_{22}$  ขณะที่  $C_{12}$  จะใช้แทนค่าความเก็บประจุซึ่งเกิดขึ้นระหว่างตัวนำด้านบนสุดทั้งสอง โดยคุณสมบัติทางไฟฟ้าของสายส่งไมโครสตริปสามารถหาได้จากค่าความเก็บประจุที่เกิดขึ้นและความเร็วเฟสของคลื่นที่เคลื่อนที่ในตัวกลาง

เมื่อเราใช้การวิเคราะห์วงจรไฟฟ้าแยกพิจารณาออกแบบ 2 กรณี กล่าวคือ กรณีการกระตุ้นด้วยโหมดคู่ (even-mode excitation) และการกระตุ้นด้วยโหมดคี่ (odd-mode excitation) ดังนี้

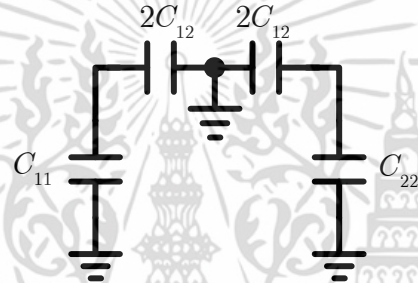
**กรณีการกระตุ้นด้วยโหมดคู่** เป็นการต่อแหล่งจ่ายที่มีขนาดเท่ากันและมีเฟสเดียวกันให้กับสายส่งไมโครสตริปคู่ขนาน ได้วงจรสมมูลเป็นดังรูปที่ 2.9(ก)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กรณีการกระตุ้นด้วยโหมดคี่ เป็นการต่อแหล่งจ่ายที่มีขนาดเท่ากัน แต่มีเฟสตรงกันข้ามให้กับสายส่งไมโครสตริปคู่ขนาน ได้วงจรสมมูลเป็นดังรูปที่ 2.9(ข)



(ก)



(ข)

รูปที่ 2.9 แบบจำลองทางไฟฟ้าแยกเป็นกรณี (ก) กระตุ้นด้วยโหมดคู่ และ (ข) กระตุ้นด้วยโหมดคี่

กรณีการกระตุ้นด้วยโหมดคี่ จะเกิดสนามไฟฟ้าที่สมมาตรที่กึ่งกลางของเส้นตัวนำแต่ละเส้นด้านบน โดยไม่เกิดกระแสไหลเชื่อมระหว่างเส้นตัวนำแต่อย่างใด ดังนั้น ตัวเก็บประจุ  $C_{12}$  ในรูปที่ 2.9(ข) จึงสามารถตัดทิ้งออกไปได้ ทำให้ได้แบบจำลองทางไฟฟ้ากรณีการกระตุ้นด้วยโหมดคี่เป็นดังรูปที่ 2.9(ก) โดยมี

$$C_e = C_{11} = C_{22} \quad (2.55)$$

ถ้าสมมติว่าแผ่นตัวนำทั้งสองเหมือนกันทั้งขนาดและตำแหน่ง ก็จะได้สมการของอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของคลื่นในโหมดคู่ (even-mode characteristic impedance) ดังต่อไปนี้

$$Z_{0e} = \sqrt{\frac{L}{C_e}} = \frac{\sqrt{LC_e}}{C_e} = \frac{1}{v_{pe} C_e} \quad (2.56)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในที่นี้ กำหนดให้  $v_{pe}$  แทนความเร็วเฟสของคลื่นที่เดินทางในโหมดคู่

ส่วนกรณีการกระตุ้นด้วยโหมดคี่ จะเกิดเส้นแรงไฟฟ้า (electric field lines) ที่สมมาตร ณ จุดกึ่งกลางของเส้นตัวนำแต่ละเส้นด้านบนและมีแรงดันปรากฏระหว่างเส้นตัวนำทั้งสอง ยังผลให้ค่าความเก็บประจุสุทธิ (effective capacitance) ระหว่างเส้นตัวนำทั้งสองจึงมีค่าเพิ่มเป็นสองเท่าจากเดิม นั่นคือ  $2C_{12}$  ดังนั้น ค่าความเก็บประจุซึ่งเกิดขึ้นในกรณีการกระตุ้นด้วยโหมดคี่นั้น จึงเป็นดังรูปที่ 2.9(ข) โดย

$$C_o = C_{11} + 2C_{12} \quad (2.57)$$

และจะได้สมการของอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของคลื่นในโหมดคี่ (odd-mode characteristic impedance) ดังต่อไปนี้

$$Z_{o_o} = \sqrt{\frac{L}{C_o}} = \frac{\sqrt{LC_o}}{C_o} = \frac{1}{v_{po} C_o} \quad (2.58)$$

ในที่นี้ กำหนดให้  $v_{po}$  แทนความเร็วเฟสของคลื่นที่เดินทางในโหมดคี่

เมื่อพิจารณาสมการที่ (2.55) และ (2.57) จะเห็นได้อย่างชัดเจนว่า ค่าความเก็บประจุมีค่าไม่เท่ากันในกรณีกระตุ้นด้วยโหมดคู่และโหมดคี่ จึงทำให้มีอิมพีแดนซ์ในโหมดคู่และโหมดคี่แตกต่างกันด้วย

นอกจากนี้แล้ว เมื่อพิจารณาค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผล (effective dielectric constant) ที่เกิดขึ้นในโหมดคู่และโหมดคี่ของสายส่งไมโครสตริปคู่ขนานที่สร้างขึ้นบนแผ่นวงจรพิมพ์ เรายังพบอีกว่า มีค่าไดอิเล็กตริกแตกต่างกัน แม้ว่าจะสร้างขึ้นบนฐานรอง (substrate) เดียวกันก็ตาม ที่เป็นเช่นนี้ก็ เพราะไมโครสตริปเป็นโครงสร้างที่ไม่เป็นเนื้อเดียวกัน (non-homogeneous medium) นั่นเอง โดยความเร็วเฟสในโหมดคู่หาได้จาก

$$v_{pe} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{re}^{eff}}} \quad (2.59)$$

และความเร็วเฟสในโหมดคี่หาได้จาก

$$v_{po} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{ro}^{eff}}} \quad (2.60)$$

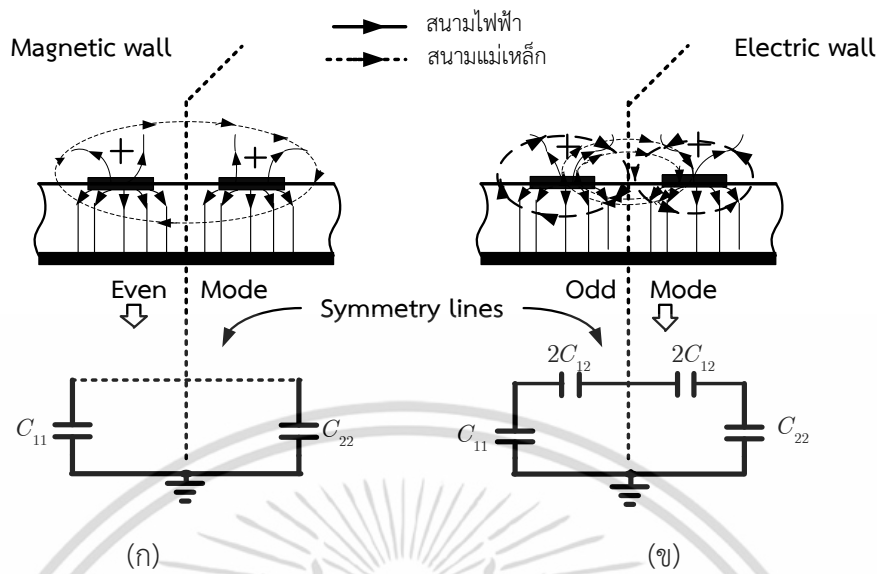
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่  $\epsilon_{re}^{eff}$  และ  $\epsilon_{ro}^{eff}$  แทนค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผล (effective dielectric constant) ที่เกิดขึ้นในโหมดคู่และโหมดคี่ ตามลำดับ เนื่องจากค่าคงที่ไดอิเล็กตริกประสิทธิผลคลื่นในโหมดคู่มากกว่าคลื่นในโหมดคี่ ( $\epsilon_{re}^{eff} > \epsilon_{ro}^{eff}$ ) และทำให้ความเร็วเฟสของคลื่นในโหมดคู่ในสมการที่ (2.39) ต่ำกว่าโหมดคี่ในสมการที่ (2.40) เล็กน้อย นั่นคือ  $v_{pe} < v_{po}$  หรืออาจกล่าวอีกนัยหนึ่งได้ว่า  $\theta_e > \theta_o$  เมื่อให้  $\theta_e$  และ  $\theta_o$  แทนความยาวทางไฟฟ้าของสายส่งไมโครสตริปคู่ขนานในโหมดคู่และโหมดคี่ ตามลำดับ

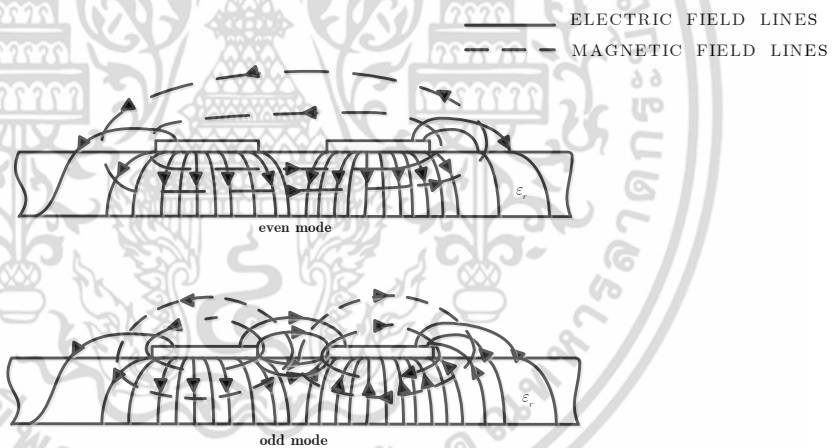
สายส่งที่มีโครงสร้างที่ประกอบไปด้วยตัวนำไฟฟ้าสามเส้น (ตัวนำสองตัวที่ขนานกันและอีกหนึ่งตัวที่เป็นแผ่นกราวด์) จะมีคลื่นเดินทางสองโหมดที่เดินทางบนตัวนำ จากสมมติฐานว่าคลื่นเดินทางบนสายส่งเชื่อมต่อเป็นคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าแบบตั้งฉาก โดยพิจารณาจากค่าความเก็บประจุหรือค่าประสิทธิผลของตัวนำทั้งสองเส้นและจากความเร็วในการเดินทางของคลื่นบนสายส่ง ถ้ากำหนดให้  $C_{12}$  แทนค่าคาปาซิแตนซ์ที่ต่อกันอยู่ระหว่างตัวนำทั้งสองเมื่อไม่ทำการคิดผลกระทบของแผ่นกราวด์ ในขณะที่  $C_{11}$  และ  $C_{22}$  คือค่าความเก็บประจุระหว่างตัวนำทั้งสองที่เทียบกับกราวด์ เมื่อไม่ได้ทำการพิจารณาตัวนำอีกแผ่นหนึ่งที่อยู่ด้านข้าง ถ้าตัวนำทั้งสองมีขนาดและลักษณะเหมือนกันรวมทั้งระยะห่างระหว่างแผ่นตัวนำถึงกราวด์เท่ากัน จะได้ว่า  $C_{11} = C_{22}$  ดังนั้นเมื่อพิจารณาว่าตัวนำทั้งสองถูกกระตุ้นด้วยศักดาไฟฟ้าสองลักษณะคือ โหมดคู่และโหมดคี่ (even- and odd-mode) ในกรณีของโหมดคู่ศักดาไฟฟ้าบนแผ่นตัวนำทั้งสองเส้นจะมีเครื่องหมายตรงกัน

ในขณะที่กระแสที่ไหลบนแผ่นตัวนำทั้งสองก็จะมีขนาดเท่ากันรวมทั้งไหลในทิศทางเดียวกันด้วย ส่วนในโหมดคี่จะมีศักดาไฟฟ้าบนแผ่นตัวนำทั้งสองเส้นมีขนาดเท่ากันแต่จะมีเครื่องหมายที่ตรงข้ามกัน รวมทั้งกระแสที่ไหลบนแผ่นตัวนำทั้งสองก็จะมีทิศทางตรงข้ามกัน สามารถทำการพิจารณากรณีที่แผ่นตัวนำทั้งสองตัวถูกกระตุ้นด้วยสัญญาณไฟฟ้าในโหมดคู่ ซึ่งศักดาไฟฟ้าบนแผ่นตัวนำทั้งสองมีค่าเท่ากัน หรือกล่าวอีกนัยหนึ่งก็คือประจุที่เดินทางบนแผ่นตัวนำทั้งสองที่มีเครื่องหมายตรงกันแสดงดังในรูปที่ 2.10 (ก) ณ แนวเส้นสมมาตร (Symmetry lines) ซึ่งเป็นเส้นคั่นกลางระหว่างแผ่นตัวนำทั้งสอง สนามไฟฟ้าจะเกิดความสมมาตรแบบคู่ (even symmetry) รอบจุดกึ่งกลางระหว่างแผ่นตัวนำทั้งสอง เปรียบเสมือนกับการวางกำแพงแม่เหล็ก (magnetic wall) หรือบริเวณที่สนามแม่เหล็กในแนวสัมผัสกับเส้นสมมาตร (tangential H-field) มีค่าเท่ากับศูนย์คั่นกึ่งกลางระหว่างแผ่นตัวนำทั้งสอง ดังนั้นจึงไม่มีกระแสไหลระหว่างแผ่นตัวนำทั้งสองเสมือนกับว่าเกิดการเปิดวงจร (open-circuited) ทำให้เสมือนกับว่าตัวเก็บประจุ  $C_{12}$  หายไป ส่วนในรูปที่ 2.10 (ข) ประจุไฟฟ้าบนบวกลบแผ่นตัวนำที่กระตุ้นด้วยศักดาไฟฟ้าบวกจะสามารถเคลื่อนสู่แผ่นตัวนำที่ถูกกระตุ้นด้วยศักดาไฟฟ้าลบได้ ดังนั้นจะมีสนามไฟฟ้าส่งผ่านระหว่างแผ่นตัวนำทั้งสองแผ่น สนามไฟฟ้าแนวสัมผัสกับเส้นสมมาตร (tangential E-field) จะมีค่าเท่ากับศูนย์เปรียบเสมือนกับมีกำแพงสนามไฟฟ้า (Electric wall) คั่นกลางระหว่างแผ่นตัวนำทั้งสองแผ่น ในกรณีนี้จึงเกิดจุดที่ศักดาไฟฟ้ามีค่าเป็นศูนย์ ที่บริเวณกึ่งกลางระหว่างแผ่นตัวนำทั้งสอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.10 การกระจายของสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้า และแบบจำลองจากค่าความเก็บประจุของสายส่งคู่ขนานไมโครสตริบ



รูปที่ 2.11 ผลการจำลองลักษณะการกระจายของ (ก) สนามแม่เหล็ก (ข) สนามไฟฟ้า

คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าแบบกึ่งตั้งฉาก

ในกรณีที่ต้องประกอบของการเคลื่อนที่ของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าไปตามในทิศทางความยาวของสายส่งเส้นคู่ มีลักษณะที่เรียกว่า แบบแผนคลื่นสนามแม่เหล็กไฟฟ้าตามขวาง (Transverse electromagnetic mode เรียกย่อๆว่า TEM) กล่าวคือ สนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าจะมีลักษณะบนระนาบตัดขวางกับทิศทางการเคลื่อนที่ของคลื่นเท่านั้น ในทิศทางการเคลื่อนที่ของคลื่น จะไม่มีสนามแม่เหล็กหรือสนามไฟฟ้าเลย ในสายส่งไมโครสตริบและสตริบไลน์จะมีลักษณะที่เรียกว่า ควอซี-ทีอีเอ็ม (Quasi-TEM) คือคล้าย TEM มาก ในรูปที่ 2.11 แสดงผลการจำลองลักษณะการกระจายคลื่น เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แม่เหล็กไฟฟ้าบนสายส่งไมโครสตริปทั้งแบบตามขวางและตามยาวกับสายส่ง การเคลื่อนที่มีปริมาณน้อยกว่าองค์ประกอบของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าในแนวตั้งฉากมากๆ เราจะละเลยองค์ประกอบคลื่นในแนวตามยาวดังกล่าว ในกรณีนี้พฤติกรรมของคลื่นจะเหมือนกับคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าแบบตั้งฉาก และทฤษฎีนี้ก็เหมาะสมที่จะใช้กับสายส่งแบบไมโครสตริป และเรียกว่า “คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าแบบกึ่งตั้งฉาก (Quasi-TEM)”

ในการออกแบบสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนานโดยทั่วไป คำนวณได้จากอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ  $Z_0$  และสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อ (coupling coefficient:  $C$ )

$$C = \frac{Z_{0e} - Z_{0o}}{Z_{0e} + Z_{0o}} \quad (2.61)$$

เราสามารถแสดงสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อ  $C$  ในหน่วยดีบี ได้ดังสมการ

$$C \text{ (dB)} = 20 \log \left| \frac{Z_{0e} - Z_{0o}}{Z_{0e} + Z_{0o}} \right| \quad (2.62)$$

สมการอย่างง่ายของอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของคลื่นโหมดคู่และโหมดคี่ ( $Z_{0e}, Z_{0o}$ ) จะอยู่ในรูป

$$Z_{0e} = Z_0 \sqrt{\frac{1+C}{1-C}} \quad (2.63)$$

และ

$$Z_{0o} = Z_0 \sqrt{\frac{1-C}{1+C}} \quad (2.64)$$

โดยมีเงื่อนไขของความสัมพันธ์ของอิมพีแดนซ์คุณลักษณะและอิมพีแดนซ์ในโหมดคู่และคี่คือ

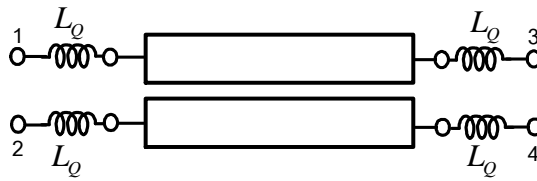
$$Z_0 = \sqrt{Z_{0e} Z_{0o}} \quad (2.65)$$

## 2.4 เทคนิคการปรับชดเชยความเร็วเฟส

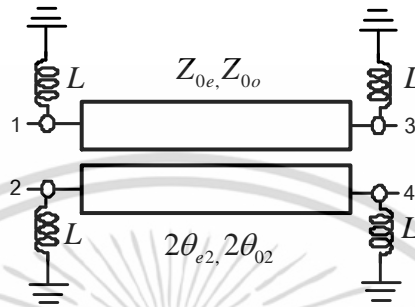
นักวิจัย [9] ได้พยายามนำเสนอเทคนิคและวิธีการปรับชดเชยความเร็วเฟสระหว่างโหมดคู่และโหมดคี่ที่มีค่าแตกต่างกันให้มีค่าใกล้เคียงกันหรือเท่ากันนั้น สามารถทำได้โดย

- ก. การต่อค่าความเหนี่ยวนำอนุกรมเข้ากับตัวเชื่อมต่อแบบมีทิศทาง [9]–[12]
- ข. การต่อค่าความเหนี่ยวนำขนานเข้ากับตัวเชื่อมต่อแบบมีทิศทาง [10,23,25]
- ค. การดัดแปลงโครงสร้างกายภาพของตัวเชื่อมต่อแบบมีทิศทาง [11,16,24,26]

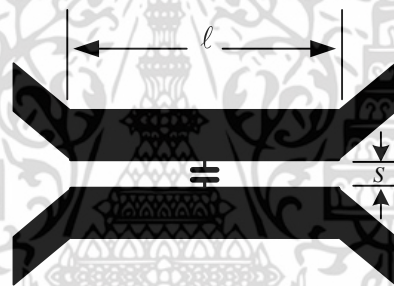
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)

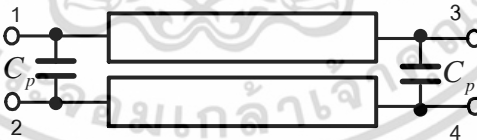


(ข)

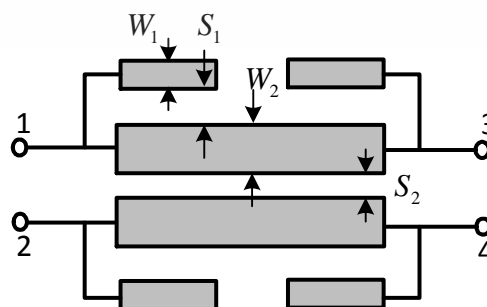


(ค)

$$C, Z_0, \theta = \frac{\pi}{2}$$

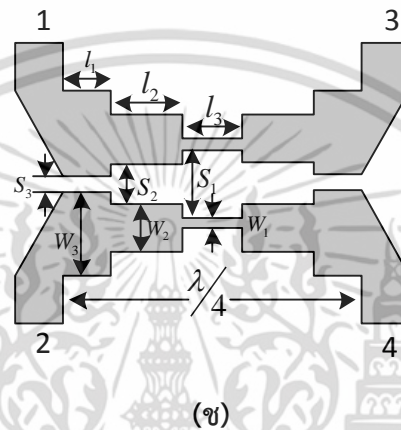
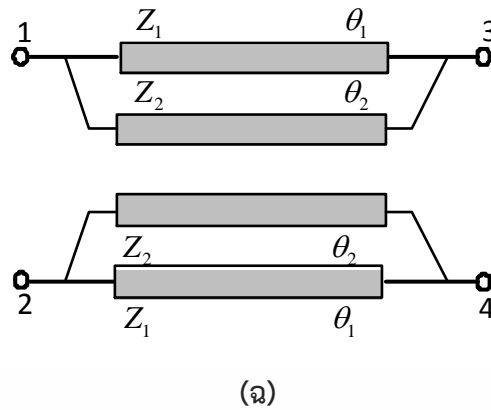


(ง)



(จ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.12 ตัวเชื่อมต่อแบบมีทิศทางที่เคยมีผู้นำเสนอในอดีตแบบ (ก) ต่อตัวเหนี่ยวนำอนุกรม (ข) ต่อตัวเหนี่ยวนำขนาน (ค) ต่อตัวเก็บประจุขนานที่กึ่งกลาง (ง) ต่อตัวเก็บประจุที่ปลายทั้งสองด้าน (จ) สเปร์ไลน์ (ฉ) แบบตัวเชื่อมต่อคู่ขนานคู่ (parallel coupler with dual transmission lines) และ (ช) แบบขั้น

จากรูปที่ 2.12 เป็นรูปแบบการปรับความเร็วเฟสในโหมดคู่และคี่ของตัวเชื่อมต่อแบบมีทิศทาง โครงสร้างไมโครสตริปให้มีความเร็วเฟสเท่ากัน โดยรูปที่ 2.12(ก) เป็นการต่อตัวเหนี่ยวนำอนุกรม เข้ากับทุกพอร์ตของตัวเชื่อมต่อแบบมีทิศทาง การต่อตัวเหนี่ยวนำในลักษณะนี้สามารถทำได้ง่าย เพราะในโครงสร้างเราสามารถเลี้ยวสายส่งในทางปฏิบัติให้เป็นตัวเหนี่ยวนำได้ เช่น การใช้แบบวงเวียน (meander line inductor) เป็นต้น

รูปที่ 2.12(ข) จะเป็นการต่อตัวเหนี่ยวนำในลักษณะขนานกับทุกพอร์ต การต่อในลักษณะนี้ทางปฏิบัติสามารถทำได้โดยการเจาะรูแล้วบัดกรีค่าความเหนี่ยวนำซึ่งอยู่ด้านบนของแผ่นวงจรพิมพ์เข้ากับจุดเชื่อมต่อกราวด์ (via hold) ซึ่งอยู่อีกด้าน (ด้านล่าง) ของแผ่นวงจรพิมพ์ ในทางปฏิบัติจะเสมือนมีความเหนี่ยวนำค่าน้อยๆ (เกิดจากแผ่นวงจรพิมพ์มีความหนาของวัสดุฐานรอง) ต่ออนุกรมกับค่าความเหนี่ยวนำด้านบนแผ่นวงจรพิมพ์ หากเราเพิ่มจำนวนจุดเชื่อมต่อกราวด์ได้  $N$  จุด จะสามารถลดค่าความเหนี่ยวนำค่าน้อยๆ นี้ลงได้  $N$  เท่า (ในทางทฤษฎีสามารถทำได้  $N$  จุด แต่มีข้อจำกัดในทางปฏิบัติ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.12(ค) และ 2.12(ง) เป็นการต่อค่าความเก็บประจุเข้าที่กึ่งกลางและที่ปลายทั้งสองด้านของตัวเชื่อมต่อแบบมีทิศทาง ตามลำดับ โดยในรูปที่ 2.12(ค) นั้น ตำแหน่งการบัดกรีในทางปฏิบัติค่อนข้างสำคัญเพราะหากตำแหน่งของการบัดกรีเคลื่อนออกไปนิดหน่อยจากจุดกึ่งกลางทางด้านซ้ายหรือขวาก็จะส่งผลต่อการปรับค่าความเร็วเฟสให้มีค่าเท่ากันทั้งสองโหมดด้วย หากเมื่อพิจารณาเพิ่มเติมในรูปที่ 2.12(ง) พบว่าสามารถทำได้ง่ายกว่าเพราะมีระนาบอ้างอิงที่ปลายของตัวเชื่อมต่อนั่นเอง

ส่วนรูปที่ 2.12(จ) ถึง 2.12(ข) นั้น เป็นการดัดแปลงลักษณะทางกายภาพเดิมของตัวเชื่อมต่อแบบมีทิศทาง โดยรูปที่ 2.12(จ) เป็นการต่อสายส่งที่เรียกว่า สปอร์ไลน์ (spur-line) เข้าที่ปลายทั้ง 4 พอร์ตของตัวเชื่อมต่อ ลักษณะของสปอร์ไลน์นี้เป็นสายส่งแบบเปิดปลายที่มีความยาวน้อยกว่าหนึ่งในสี่ส่วนความยาวคลื่น (มีพฤติกรรมเป็นตัวเก็บประจุ) โดยค่าความเก็บประจุที่เกิดขึ้นนี้จะส่งโดยตรงกับความเร็วเฟสที่ต้องการปรับชดเชย จากผลวัดชิ้นงานต้นแบบกลับพบว่า เกิดการสูญเสียในโครงสร้างสูงมาก ที่เป็นเช่นนี้เพราะส่วนของสายส่งสปอร์ไลน์ซึ่งต่อที่ปลายพอร์ตนี้ แท้ที่จริงแล้วเป็นตัวเชื่อมต่อที่มีความยาวอยู่ค่าหนึ่ง หากผู้ออกแบบไม่สามารถควบคุมสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อในส่วนปลายพอร์ตนี้ได้ตามที่ออกแบบไว้ จะทำให้ค่าเบี่ยงเบนไปจากที่ต้องการได้ง่ายมาก

จากการที่ตัวเชื่อมต่อแบบมีทิศทางประกอบขึ้นจากสายส่งเดี่ยว (single transmission line) จำนวน 2 เส้นวางไว้ใกล้กัน ดังนั้นในรูปที่ 2.12(ฉ) นั้นได้ใช้แนวคิดนี้ในการแทนที่สายส่งเดี่ยวด้วยสายส่งคู่ (dual transmission line) ดังนั้นตัวเชื่อมต่อแบบมีทิศทางดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.11(ฉ) นี้จึงประกอบขึ้นจากสายส่งคู่จำนวน 2 เส้นนั่นเอง เรามักใช้การเลย์เอาต์แบบวกเวียน (meander line) เพิ่มเข้าไปเพื่อความสะดวกในกรณีที่ต้องการเพิ่มความยาวของสายส่ง

และรูปที่ 2.12(ข) เป็นการแทนตัวเชื่อมต่อแบบมีทิศทางโครงสร้างพื้นฐานที่มีขนาดความกว้างของสายส่งเท่ากัน (uniform line) ด้วยสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนานแบบขั้น (step coupled-line coupler) ด้วยโครงสร้างนี้มีข้อดีคือมีความสมมาตรตลอดความยาวของสายส่งคู่ขนาน แต่ก็มีข้อเสียคือด้วยความไม่ต่อเนื่องกันของสายส่งเชื่อมต่อนี้ อาจมีบางสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อที่ไม่สามารถทำได้จริงในทางปฏิบัติเนื่องด้วยไม่สามารถเลย์เอาต์ชิ้นงานจริงได้ นั่นเอง

นอกจากนี้เมื่อพิจารณารูปที่ 2.12(ก) ถึง 2.12(ข) แล้วเราพบว่าโครงสร้างทั้งหมดที่เคยมีการนำเสนอแล้วแต่จะมีความสมมาตรกันทั้งสิ้นตามแนวแกนนอนและแกนตั้งทั้งสิ้นซึ่งด้วยโครงสร้างที่สมมาตรนี้เองทำให้ เราสามารถประยุกต์ใช้การกระตุ้นในโหมดคู่และคี่ เพื่อหาวงจรสมมูลในแต่ละโหมด ซึ่งจะช่วยให้ผู้ออกแบบสามารถวิเคราะห์ได้อย่างง่าย

ครั้นเมื่อพิจารณาในรายละเอียดและข้อจำกัดในทางปฏิบัติแล้ว เราพบว่าโครงสร้างตัวเชื่อมต่อแบบมีทิศทางตามที่ได้นำเสนอไว้ในรูปที่ 2.12(ก) มีความเหมาะสมในทางปฏิบัติมากกว่าโครงสร้างอื่นๆ เพราะสามารถเลย์เอาต์ชิ้นงานจริงได้และมีการนำเสนออย่างกว้างขวาง แต่ด้วยในบทวิจัย [9] ที่มีการนำเสนอสมการไว้นั้น ได้ใช้การวิเคราะห์บนพื้นฐานโครงข่ายแบบ 4 พอร์ต ด้วยการใช้อิมพีแดนซ์พารามิเตอร์ (impedance parameter) จากผลที่ได้เราพบว่า ค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มีค่าเบี่ยงเบนไปมากจากความต้องการ ที่เป็นเช่นนี้ก็อันเนื่องมาจากการต่อตัวเหนี่ยวนำเพิ่มเข้าไปนั้น จะส่งผลโดยตรงต่อค่าอิมพีแดนซ์สุทธิในแต่ละโหมดของตัวเชื่อมต่อแบบมีทิศทาง นั่นเอง

เพื่อเป็นการแก้ไขข้อจำกัดของงานวิจัยดังกล่าวมาแล้วข้างต้น ในวิทยานิพนธ์นี้จึงได้เลือกเอาตัวเชื่อมต่อแบบมีทิศทางโครงสร้างตามรูปที่ 2.12(ก) มาศึกษาในรายละเอียด โดยแนวทางการวิเคราะห์และออกแบบจะได้นำเสนอในบทถัดๆ ไป

## 2.5 สรุป

ในบทนี้ เราได้ทราบถึงลักษณะโครงสร้างทางกายภาพสายส่งสัญญาณ ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ การคำนวณหาค่าอิมพีแดนซ์และพารามิเตอร์ที่สำคัญ และตามด้วยคุณลักษณะของตัวเชื่อมต่อแบบมีทิศทาง การกระตุ้นด้วยโหมดคู่และโหมดคี่ และการปรับชดเชยความเร็วเฟสของตัวเชื่อมต่อแบบมีทิศทางโครงสร้างไมโครสตริปในแบบต่างๆ ซึ่งก็มีข้อเด่น-ข้อด้อยที่แตกต่างกันทั้งทางทฤษฎีและปฏิบัติ และในส่วนท้ายของบทนี้ เราได้เลือกตัวเชื่อมต่อแบบมีทิศทางที่มีการชดเชยด้วยค่าความเหนี่ยวนำเข้ากับทั้ง 4 พอร์ต ด้วยเป็นโครงสร้างที่ง่ายและสามารถสร้างขึ้นได้จริงในทางปฏิบัติ

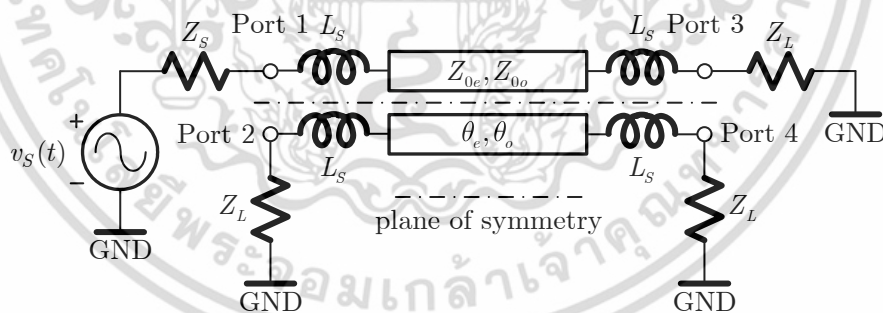
### บทที่ 3

## การวิเคราะห์โครงสร้างตัวเชื่อมต่อมีทิศทางที่ชดเชย ด้วยตัวเหนี่ยวนำ

### 3.1 กล่าวนำ

จากที่ได้อธิบายมาแล้วในบทที่ 2 ถึงเทคนิคการปรับความเร็วเฟสในโหมดคู่และคี่ให้มีความเท่ากันด้วยเทคนิคต่างๆ เมื่อเราพิจารณาแล้วพบว่าเทคนิคที่มีความง่ายและสะดวกในการนำไปใช้งานคือการต่ออนุกรมตัวเหนี่ยวนำเข้ากับทุกๆ พอร์ตของตัวเชื่อมต่อ แต่เทคนิคดังกล่าวนี้ยังต้องได้รับการปรับปรุงแก้ไขให้มีความถูกต้องมากยิ่งขึ้นซึ่งในบทที่ 3 นี้จะเป็นการนำเสนอเทคนิคการวิเคราะห์เพื่อแก้ปัญหาดังกล่าว โดยจะได้นำเสนอแนวทางการแยกกระตุ้นด้วยโหมดคู่และคี่ เพื่อให้ได้สมการอิมพีแดนซ์ และจะนำไปเปรียบเทียบกับสมการอิมพีแดนซ์ของสายส่งที่มีความยาวหนึ่งในสี่ส่วนความยาวคลื่นที่ถูกต่ออิมพีแดนซ์เข้าที่ปลายสายส่งด้านหนึ่ง จะทำให้เราสามารถจัดหาสมการที่มีความยาวทางไฟฟ้าในโหมดคู่และคี่เท่ากันได้

### 3.2 เทคนิคการกระตุ้นในโหมดต่างๆ ให้กับตัวเชื่อมต่อแบบมีทิศทางที่มีการชดเชยด้วยตัวเหนี่ยวนำ



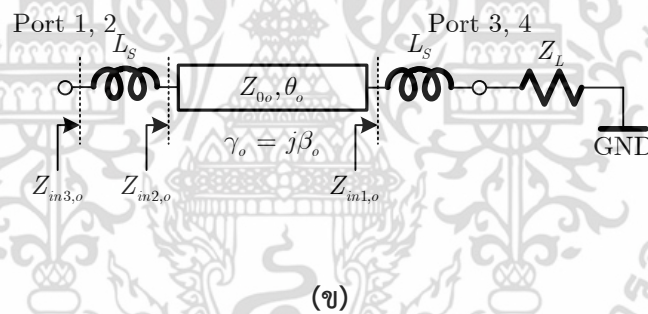
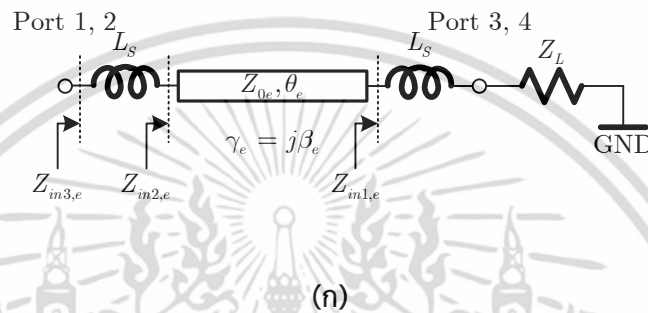
รูปที่ 3.1 โครงสร้างตัวเชื่อมต่อแบบมีทิศทางที่ต่อตัวเหนี่ยวนำอนุกรม

โครงสร้างของตัวเชื่อมต่อแบบมีทิศทางที่มีตัวเหนี่ยวนำต่ออนุกรมเข้ากับทุกพอร์ต (ทั้ง 4 พอร์ต) สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.1 มีเส้นประที่ซึ่งปรากฏในรูปใช้แสดงระนาบความสมมาตรตามแนวนอน (horizontal symmetry plane) ตลอดความยาวตัวเชื่อมต่อ

การวิเคราะห์ตัวเชื่อมต่อแบบมีทิศทางตามรูปที่ 3.1 จะแยกพิจารณาออกเป็น 2 กรณี กล่าวคือ กรณีการกระตุ้นด้วยโหมดคู่ (even-mode excitation) และกรณีการกระตุ้นด้วยโหมดคี่ (odd-mode excitation) ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**3.2.1 กรณีการกระตุ้นด้วยโหมดคู่ (even-mode excitation)** เป็นการต่อแหล่งจ่ายที่มีขนาดเท่ากันและมีเฟสเดียวกันให้กับโครงสร้างตัวเชื่อมต่อตามรูปที่ 3.1 ทางด้านซ้ายมือหรือขวามือ ได้วงจรสมมูลเป็นดังรูปที่ 3.2(ก) โดยวงจรสมมูลที่ได้ประกอบด้วยตัวเหนี่ยวนำ  $L_s$  ต่อเข้าทางด้านซ้ายและขวามือของสายส่งเดี่ยวที่มีอิมพีแดนซ์คุณลักษณะในโหมดคู่ค่าเท่ากับ  $Z_{0e}$  มีความยาวทางไฟฟ้าค่าเท่ากับ  $\theta_e$  นั่นคือ เราสามารถวิเคราะห์ตัวเชื่อมต่อแบบมีทิศทางโครงสร้างสมมาตรขนาด 4 พอร์ต ด้วยวงจรสมมูลสายส่งเดี่ยวแบบพอร์ตเดียว (อีกพอร์ตหนึ่งต่อเข้ากับอิมพีแดนซ์โหลดค่าเท่ากับ  $Z_L$ )



รูปที่ 3.2 วงจรสมมูลของตัวเชื่อมต่อมีทิศทางที่ต่อตัวเหนี่ยวนำอนุกรม กรณีการกระตุ้น (ก) ด้วยโหมดคู่ และ (ข) ด้วยโหมดคี่

**3.2.2 กรณีการกระตุ้นด้วยโหมดคี่ (odd-mode excitation)** เป็นการต่อแหล่งจ่ายที่มีขนาดเท่ากัน แต่มีเฟสตรงกันข้ามให้กับโครงสร้างตัวเชื่อมต่อตามรูปที่ 3.1 ทางด้านซ้ายมือหรือขวามือ อีกเช่นกัน ทำให้ได้วงจรสมมูลเป็นดังรูปที่ 3.2(ข) มีตัวเหนี่ยวนำ  $L_s$  ต่อเข้าทางด้านซ้ายและขวามือของสายส่งเดี่ยว

เมื่อพิจารณาการกระตุ้นด้วยโหมดคู่และคี่แล้ว จะเห็นได้ว่า การแยกวิเคราะห์ตัวเชื่อมต่อแบบมีทิศทางตามรูปที่ 3.1 ในแต่ละโหมดนั้นจะเหมือนกับการวิเคราะห์สายส่งที่มีการต่อตัวเหนี่ยวนำเข้าที่ปลายทั้งสองด้านของสายส่งเดี่ยวนั่นเอง

### 3.3 แนวทางการวิเคราะห์ที่นำเสนอ

ในที่นี้เรากำหนดให้ตัวเชื่อมต่อแบบมีทิศทางมีความเป็นอูทมคติ (ไม่มีการสูญเสียเกิดขึ้น โครงสร้าง) ดังนั้นค่าคงตัวการแพร่กระจาย (propagation constant:  $\gamma$ ) มีค่าตามสมการ

$$\begin{aligned}\gamma &= \alpha + j\beta \\ &= j\beta\end{aligned}\quad (3.1)$$

เมื่อ  $\alpha$  แทนค่าคงตัวการลดทอน (attenuation constant) มีค่าเท่ากับ 0 เนเปอร์ต่อเมตร

$\beta$  แทนค่าคงตัวเฟส (phase constant) มีหน่วยเป็นเรเดียนต่อเมตร

#### 3.3.1 การวิเคราะห์ในโหมดคู่ (even-mode analysis)

เมื่อพิจารณารูปที่ 3.2(ก) ค่าอิมพีแดนซ์  $Z_{in1,e}$  มีค่าเท่ากับ

$$Z_{in1,e} = Z_L + j\omega L_S \quad (3.2)$$

ขณะที่อิมพีแดนซ์  $Z_{in2,e}$  มีค่าเท่ากับ

$$Z_{in2,e} = Z_{0e} \frac{Z_{in1,e} + jZ_{0e} \tan(\theta_e)}{Z_{0e} + jZ_{in1,e} \tan(\theta_e)} \quad (3.3)$$

จัดรูปสมการใหม่ด้วยการเริ่มต้นแทนค่า  $Z_{in1,e}$  ที่ได้จากสมการที่ (3.2) ลงไปในสมการที่ (3.3) จะได้

$$Z_{in2,e} = Z_{0e} \frac{Z_L + j\omega L_S + jZ_{0e} \tan(\theta_e)}{Z_{0e} + jZ_L + j\omega L_S \tan(\theta_e)} \quad (3.4)$$

ส่วนอิมพีแดนซ์  $Z_{in3,e}$  หาได้จากสมการความสัมพันธ์ต่อไปนี้

$$Z_{in3,e} = Z_{in2,e} + j\omega L_S \quad (3.5)$$

แทนค่า  $Z_{in2,e}$  ที่ได้จากสมการที่ (3.4) ลงไปในสมการที่ (3.5) พร้อมกับจัดรูปสมการใหม่จะได้  $Z_{in3,e}$  มีค่าเท่ากับ

$$Z_{in3,e} = \frac{\omega L_S Z_L \tan(\theta_e) - Z_{0e} Z_L - j2\omega L_S Z_{0e} + j(\omega L_S)^2 \tan(\theta_e) - jZ_{0e}^2 \tan(\theta_e)}{\omega L_S \tan(\theta_e) - Z_{0e} - jZ_L \tan(\theta_e)} \quad (3.6)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าอิมพีแดนซ์  $Z_{in3,e}$  ในสมการที่ (3.6ก) เป็นค่าเชิงซ้อน (complex number) ซึ่งประกอบด้วยเทอมจริง  $\Re(Z_{in3,e})$  และเทอมจินตภาพ  $\Im(Z_{in3,e})$  ดังนั้นเราสามารถเขียนสมการที่ (3.6ก) ใหม่ได้ดังนี้

$$Z_{in3,e} = \Re(Z_{in3,e}) + j\Im(Z_{in3,e}) \quad (3.6ข)$$

โดยที่

$$\Re(Z_{in3,e}) = \frac{Z_{0e}^2 Z_L \sec^2(\theta_e)}{Z_L^2 \tan^2(\theta_e) + Z_{0e} - \omega L_S \tan(\theta_e)^2} \quad (3.6ค)$$

$$\Im(Z_{in3,e}) = \left\{ \begin{array}{l} 2\omega L_S Z_{0e}^2 - 3(\omega L_S)^2 Z_{0e} \tan(\theta_e) + \omega L_S Z_L^2 \tan^2(\theta_e) \\ + (\omega L_S)^3 \tan^2(\theta_e) - Z_{0e} Z_L^2 \tan(\theta_e) + Z_{0e}^3 \tan(\theta_e) \\ - \omega L_S Z_{0e}^2 \tan^2(\theta_e) \end{array} \right\} \quad (3.6ง)$$

### 3.3.2 การวิเคราะห์โหมดคี่ (odd-mode analysis)

เมื่อพิจารณารูปที่ 3.2(ข) ค่าอิมพีแดนซ์  $Z_{in1,o}$  มีค่าเท่ากับ

$$Z_{in1,o} = Z_L + j\omega L_S \quad (3.7)$$

ขณะที่อิมพีแดนซ์  $Z_{in2,o}$  มีค่าเท่ากับ

$$Z_{in2,o} = Z_{0o} \frac{Z_{in1,o} + jZ_{0o} \tan(\theta_o)}{Z_{0o} + jZ_{in1,o} \tan(\theta_o)} \quad (3.8)$$

แทนค่า  $Z_{in1,o}$  ที่ได้จากสมการที่ (3.7) ลงไปในสมการที่ (3.8) จะได้

$$Z_{in2,o} = Z_{0o} \frac{Z_L + j\omega L_S + jZ_{0o} \tan(\theta_o)}{Z_{0o} + jZ_L + j\omega L_S \tan(\theta_o)} \quad (3.9)$$

ส่วนอิมพีแดนซ์  $Z_{in3,o}$  หาได้จาก

$$Z_{in3,o} = Z_{in2,o} + j\omega L_S \quad (3.10)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แทนค่า  $Z_{in2,o}$  ที่ได้จากสมการที่ (3.9) ลงไปในสมการที่ (3.10) พร้อมกับจัดรูปสมการใหม่จะได้  $Z_{in3,o}$  มีค่าเท่ากับ

$$Z_{in3,o} = \frac{\omega L_S Z_L \tan(\theta_o) - Z_{0o} Z_L - j2\omega L_S Z_{0o} + j(\omega L_S)^2 \tan(\theta_o) - jZ_{0o}^2 \tan(\theta_o)}{\omega L_S \tan(\theta_o) - Z_{0o} - jZ_L \tan(\theta_o)} \quad (3.11ก)$$

ค่าอิมพีแดนซ์  $Z_{in3,o}$  ในสมการที่ (3.11ก) เป็นค่าเชิงซ้อน (complex number) ซึ่งประกอบด้วยเทอมจริง  $\Re(Z_{in3,o})$  และเทอมจินตภาพ  $\Im(Z_{in3,o})$  ดังนั้นเราสามารถเขียนสมการที่ (3.11ก) ใหม่ได้ดังนี้

$$Z_{in3,o} = \Re(Z_{in3,o}) + j\Im(Z_{in3,o}) \quad (3.11ข)$$

โดยที่

$$\Re(Z_{in3,o}) = \frac{Z_{0o}^2 Z_L \sec^2(\theta_o)}{Z_L^2 \tan^2(\theta_o) + Z_{0o} - \omega L_S \tan(\theta_o)^2} \quad (3.11ค)$$

และ

$$\Im(Z_{in3,o}) = \left\{ \begin{array}{l} 2\omega L_S Z_{0o}^2 - 3(\omega L_S)^2 Z_{0o} \tan(\theta_o) + \omega L_S Z_L^2 \tan^2(\theta_o) \\ +(\omega L_S)^3 \tan^2(\theta_o) - Z_{0o} Z_L^2 \tan(\theta_o) + Z_{0o}^3 \tan(\theta_o) \\ -\omega L_S Z_{0o}^2 \tan^2(\theta_o) \end{array} \right\} \quad (3.11ง)$$

### 3.3.3 การเปรียบเทียบผลการวิเคราะห์กับสายส่งหนึ่งในสี่ส่วนความยาวคลื่น

จากสมการที่ (3.6ค) และ (3.6ง) ซึ่งเป็นผลที่ได้จากการวิเคราะห์ในโหมดคู่ และจากสมการที่ (3.11ค) และ (3.11ง) ซึ่งเป็นผลที่ได้จากการวิเคราะห์ในโหมดคี่แล้ว เราพบว่าสมการที่ (3.6ค) มีความคล้ายคลึงกับสมการที่ (3.11ค) ต่างกันเฉพาะตัวห้อย (subscript) “e” กับ “o” เท่านั้น ดังนั้น เราสามารถเขียนสมการเทอมจริงของโหมดคู่ ( $Z_{in3,e}$ ) และคี่ ( $Z_{in3,o}$ ) ได้ดังนี้

$$\Re(Z_{in3,e}) = \frac{Z_{0e,o}^2 Z_L \sec^2(\theta_{e,o})}{Z_L^2 \tan^2(\theta_{e,o}) + [Z_{0e,o} - \omega L_S \tan(\theta_{e,o})]^2} \quad (3.12ก)$$

และ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\Im(Z_{me,o}) = \left\{ \begin{array}{l} 2\omega L_S Z_{0e,o}^2 - 3(\omega L_S)^2 Z_{0e,o} \tan(\theta_{e,o}) + \omega L_S Z_L^2 \tan^2(\theta_{e,o}) \\ + (\omega L_S)^3 \tan^2(\theta_{e,o}) - Z_{0o} Z_L^2 \tan(\theta_{e,o}) + Z_{0o}^3 \tan(\theta_{e,o}) \\ - \omega L_S Z_{0e,o}^2 \tan^2(\theta_{e,o}) \end{array} \right\} \quad (3.12ข)$$

เนื่องจากตัวเชื่อมต่อแบบมีทิศทางมีความยาวเท่ากับ 90 องศา ( $\pi/2$  เรเดียน หรือหนึ่งในสี่ส่วน ความยาวคลื่น) อาศัยความรู้พื้นฐานเกี่ยวกับสายส่งที่มีความยาวหนึ่งในสี่ส่วนความยาวคลื่น ซึ่งมีคุณสมบัติเป็นตัวแปลงอิมพีแดนซ์จากเทอมจริงไปเป็นเทอมจริงเท่านั้น นั่นหมายความว่า คุณสมบัติการแปลงนี้จะให้เทอมจินตภาพมีค่าเป็นศูนย์ ทำให้เราสามารถเขียนสมการที่ (3.12ข) ใหม่ได้เป็น

$$\Im(Z_{me,o}) = \left\{ \begin{array}{l} 2\omega L_S Z_{0e,o}^2 - 3(\omega L_S)^2 Z_{0e,o} \tan(\theta_{e,o}) + \omega L_S Z_L^2 \tan^2(\theta_{e,o}) \\ + (\omega L_S)^3 \tan^2(\theta_{e,o}) - Z_{0o} Z_L^2 \tan(\theta_{e,o}) + Z_{0o}^3 \tan(\theta_{e,o}) \\ - \omega L_S Z_{0e,o}^2 \tan^2(\theta_{e,o}) \end{array} \right\} = 0 \quad (3.13)$$

นั่นแสดงว่า  $Z_{me,o} = \Re(Z_{me,o})$  ดังนั้น ความยาวทางไฟฟ้าในโหมดคู่และคี่ ( $\theta_{e,o}$ ) ที่ทำให้สมการที่ (3.13) มีค่าเท่ากับศูนย์นั้น สามารถแสดงได้ตามความสัมพันธ์ต่อไปนี้

$$\theta_{e,o} = \tan^{-1} \left[ \frac{Z_{0e,o}}{\omega L_S} \right] \quad (3.14)$$

แทนค่า  $\theta_{e,o}$  ที่ได้จากสมการที่ (3.14) ลงไปในสมการที่ (3.12ก) จะได้

$$\begin{aligned} Z_{me,o} &= \Re(Z_{me,o}) \\ &= \frac{Z_{0e,o}^2 + (\omega L_S)^2}{Z_L} \end{aligned} \quad (3.15)$$

จากความสัมพันธ์ของตัวแปลงอิมพีแดนซ์ที่มีอิมพีแดนซ์คุณลักษณะค่าเท่ากับ  $Z_{0,TL}$  และมีขนาดหนึ่งในสี่ส่วนความยาวคลื่น โดยมีอิมพีแดนซ์โหลดค่าเท่ากับ  $Z_L$  ต่อเข้าที่ปลายสายส่ง เราสามารถเขียนสมการอิมพีแดนซ์ทางด้านอินพุตได้ดังนี้

$$Z_{in}|_{\lambda/4} = \frac{Z_{0,TL}^2}{Z_L} \quad (3.16)$$

หากเปรียบเทียบสมการที่ (3.15) กับ (3.16) เราสามารถสรุปได้ว่า อิมพีแดนซ์คุณลักษณะสุทธิ (effective characteristic impedance) ของตัวเชื่อมต่อแบบมีทิศทางที่ต่อตัวเหนี่ยวนำมีค่าเท่ากับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Z_{0e,o}^{eff} = \sqrt{Z_{0e,o}^2 + (\omega L_s)^2} \quad (3.17)$$

อนึ่ง เนื่องจากความยาวทางไฟฟ้าในโหมดคู่ ( $\theta_e$ ) และคี่ ( $\theta_o$ ) มีค่าแตกต่างกัน ซึ่ง  $\theta_e > \theta_o$  ถ้าเรา กำหนดเพิ่มเติมให้  $\Theta = \sqrt{\varepsilon_{ro}^{eff} / \varepsilon_{re}^{eff}}$  โดย  $\varepsilon_{re}^{eff}$  และ  $\varepsilon_{ro}^{eff}$  แทนค่าคงที่ไดอิเล็กตริกในโหมดคู่และคี่ เรา สามารถเขียนสมการเพิ่มเติมได้ดังนี้

$$\theta_o = \Theta \theta_e \quad (3.18)$$

เมื่อพิจารณาร่วมกับสมการที่ (3.14) จะทำให้เราสามารถหาค่าความเหนี่ยวนำ ( $L_s$ ) ที่จำเป็นต้องใช้ งานเพื่อต่อใช้งานร่วมกับตัวเชื่อมต่อแบบมีทิศทาง ตามสมการต่อไปนี้

$$L_s = \frac{Z_{0e}^{eff} \cos \theta_e}{\omega} \quad (3.19)$$

### 3.4 สรุป

ในบทนี้ เราได้แสดงการวิเคราะห์ตัวเชื่อมต่อแบบมีทิศทางที่มีการชดเชยความเร็วเฟสด้วยตัวเหนี่ยวนำเข้าทุกพอร์ตของตัวเชื่อมต่อ การวิเคราะห์ได้อาศัยการแยกกระแต้นในโหมดคู่และโหมดคี่ทำให้ตัวเชื่อมต่อซึ่งมีอยู่ 4 พอร์ตนั้นกลายเป็นสายส่งเดี่ยวที่มีการต่อปลายสายส่งด้วยอิมพีแดนซ์โหลด ดังนั้นในการวิเคราะห์เราเพียงแต่ใช้สมการหาอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายส่งก็เพียงพอที่จะวิเคราะห์หาสมการสำเร็จรูปที่ช่วยการออกแบบได้อย่างรวดเร็ว

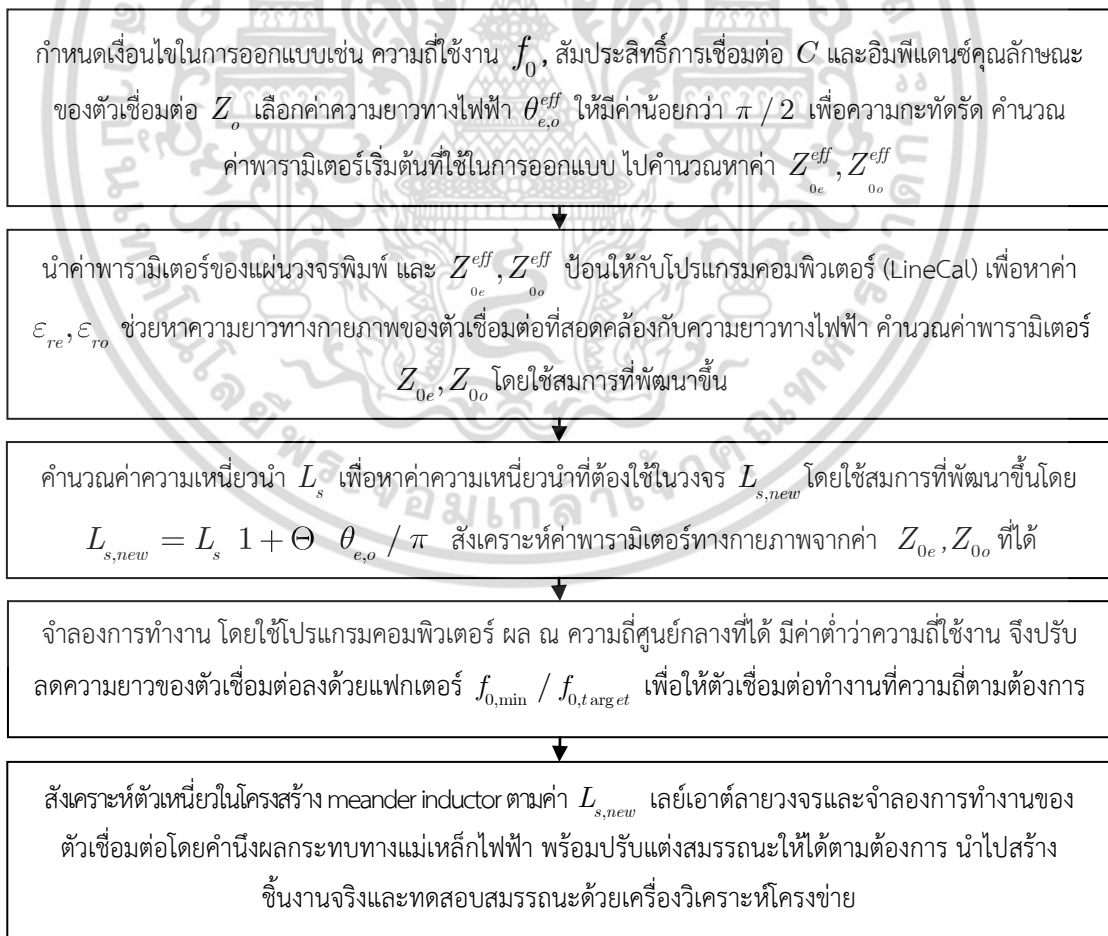
## บทที่ 4

### การออกแบบและทดสอบสมรรถนะ

#### 4.1 กล่าวนำ

ในบทนี้ จะได้กล่าวถึงการขั้นตอนการออกแบบตัวเชื่อมต่อมีทิศทางแบบไมโครสตริปที่มีการชดเชยด้วยตัวเหนี่ยวนำ โดยใช้สมการที่ได้พัฒนาขึ้นมา เพื่อให้มีสมรรถนะตามที่ต้องการ พร้อมนำเสนอโครงสร้างโดยอาศัยการจำลองการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม Advanced Design System: ADS เพื่อยืนยันผลการทดลองในส่วนของการจำลองข้างต้นว่าวงจรที่ออกแบบนั้นให้คุณสมบัติผลตอบสนองการทำงานเป็นไปตามต้องการและใกล้เคียงกับความเป็นจริง หลังจากนั้นนำวงจรที่ออกแบบไปสร้างเป็นชิ้นงาน แล้วทำการวัดทดสอบสมรรถนะการทำงาน เพื่อเป็นการยืนยันผลที่ได้อีกครั้ง ว่าถูกต้องและสอดคล้องตามทฤษฎีที่วางไว้

#### 4.2 ลำดับการออกแบบตัวเชื่อมต่อแบบมีทิศทาง



รูปที่ 4.1 ขั้นตอนการออกแบบตัวเชื่อมต่อแบบมีทิศทางโครงสร้างที่นำเสนอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.1 แสดงถึงลำดับขั้นตอนออกแบบตัวเชื่อมต่อแบบมีทิศทางโครงสร้างไมโครสตริป โดยจะเริ่มตั้งแต่การกำหนดเงื่อนไขในการออกแบบในขั้นตอนแรกสุดและจะตามด้วยการคำนวณเพื่อหาค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ที่สำคัญ การเลย์เอาต์ชิ้นงาน การสร้างและทดสอบชิ้นงานต้นแบบ และจะต้องมีการตรวจสอบสมรรถนะของวงจรในขั้นตอนสุดท้ายด้วยเครื่องวิเคราะห์โครงข่าย

ในหัวข้อนี้ จะได้อธิบายถึงลำดับของการออกแบบตัวเชื่อมต่อแบบมีทิศทางบนโครงสร้างไมโครสตริปที่น่าเสนอ โดยในขั้นเริ่มต้นจะอาศัยสมการสำเร็จรูปที่ได้วิเคราะห์มาก่อนหน้าช่วยในการออกแบบตามข้อกำหนดทางไฟฟ้า จากนั้นจะเป็นการสังเคราะห์และสร้างตัวเชื่อมต่อแบบมีทิศทาง เพื่อแสดงให้เห็นถึงสมรรถนะของตัวเชื่อมต่อที่น่าเสนอ มีค่าไดเร็กทิวิตีสูง มีสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับต่ำมาก และมีค่าไอโซเลชันสูงมาก ณ ความถี่ศูนย์กลางที่ใช้ในการออกแบบ

ตัวเชื่อมต่อแบบมีทิศทางสร้างขึ้นบนพื้นฐานสมการที่เราพัฒนา ได้สังเคราะห์และสร้างบนตัวสายส่งไมโครสตริปที่สร้างขึ้นบนแผ่นวงจรพิมพ์ RF-35 มีค่าคงที่ไดอิเล็กตริก ( $\epsilon_r$ ) ประมาณ 3.5 มีความหนาของแผ่นฐานรอง ( $h$ ) เท่ากับ 1.52 มิลลิเมตร ตัวนำเป็นทองแดงหนา ( $t$ ) 18 ไมโครเมตร และมีความสูญเสียเนื่องจากวัสดุไดอิเล็กตริก (dielectric loss tangent) ประมาณ 0.0018 จากนั้นจะนำตัวเชื่อมต่อต้นแบบที่ได้ไปทดสอบด้วยเครื่องวิเคราะห์โครงข่าย (network analyzer) แบบเวกเตอร์ของบริษัท Agilent รุ่น N5230A โดยอาศัยเทคนิคการปรับเทียบแบบ SOLT (short, open load และ thru)

เพื่อแสดงให้เห็นถึงความเข้าใจในการออกแบบ ในที่นี้ขออธิบายวิธีและขั้นตอนในการได้มาซึ่งค่าตัวแปรต่างๆ ทางไฟฟ้าของตัวเชื่อมต่อแบบมีทิศทางที่มีการชดเชยด้วยตัวเหนี่ยวนำทั้ง 4 พอร์ต เราสามารถสรุปเป็นขั้นตอนการหาค่าพารามิเตอร์ต่างๆ เป็นดังนี้

**ขั้นตอนที่ 1** ให้พิจารณาข้อกำหนดทางไฟฟ้าของตัวเชื่อมต่อแบบมีทิศทาง เช่น ค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อของตัวเชื่อมต่อ (Coupling factor:  $C$ ) ในหน่วยดีบี อิมพีแดนซ์คุณลักษณะของตัวเชื่อมต่อแบบมีทิศทาง (characteristic impedance:  $Z_0$ ) และความถี่ศูนย์กลาง (center frequency:  $f_0$ )

**ขั้นตอนที่ 2** เลือกแผ่นวงจรพิมพ์ที่สามารถทำงานครอบคลุมถึงย่านความถี่ศูนย์กลางได้ โดยมีค่าพารามิเตอร์ของวัสดุฐานรองที่ใช้คือ ค่าคงที่ไดอิเล็กตริก ( $\epsilon_r$ ) ประมาณ 3.5 มีความหนาของแผ่นฐานรอง ( $h$ ) เท่ากับ 1.52 มิลลิเมตร ตัวนำเป็นทองแดงหนา ( $t$ ) 18 ไมโครเมตร และมีความสูญเสียเนื่องจากวัสดุไดอิเล็กตริก (dielectric loss tangent) ประมาณ 0.0018

- ขั้นตอนที่ 3** นำค่า  $Z_0$  และ  $C$  ไปคำนวณหาค่า  $Z_{0e}^{eff}$  และ  $Z_{0o}^{eff}$  ของตัวเชื่อมต่อ นำค่าพารามิเตอร์ของแผ่นวงจรพิมพ์ และ  $Z_{0e}^{eff}, Z_{0o}^{eff}$  ป้อนให้กับโปรแกรมคอมพิวเตอร์ (LineCal) เพื่อหาค่าตัวแปรทางไฟฟ้าค่า  $\epsilon_{re}$  และ  $\epsilon_{ro}$  ซึ่งจะสอดคล้องกับแผ่นวงจรพิมพ์ตามที่เราเลือกไว้ในขั้นตอนที่ 2
- ขั้นตอนที่ 4** เลือกค่าความยาวทางไฟฟ้า  $\theta_{e,o}^{eff}$  ในหน่วยเรเดียน โดยจะต้องมีค่าความยาวที่น้อยกว่า  $\pi/2$  เรเดียน จากนั้นใช้สมการความสัมพันธ์ที่เราได้พัฒนาขึ้น ทั้ง 2 สมการ คือ  $\theta_{e,o}^{eff} = \tan^{-1} Z_{0e,o} / \omega L_s$  และ  $Z_{0e,o}^{eff} = \sqrt{Z_{0e,o}^2 + \omega L_s^2}$  ช่วยในการหาค่า  $L_s$ , สังเคราะห์ค่าพารามิเตอร์ทางกายภาพจากค่า  $Z_{0e}$ , และ  $Z_{0o}$  ตามลำดับ
- ขั้นตอนที่ 5** เนื่องจากการชดเชยด้วยตัวเหนี่ยวนำ  $L_s$  ทำให้ความยาวทางไฟฟ้าเพิ่มขึ้น เป็นผลให้ตัวเชื่อมต่อทำงานที่ความถี่ศูนย์กลางต่ำลง ดังนั้นจึงต้องลดค่า  $L_{s,new}$  ลงด้วยแฟกเตอร์  $(1 + \sqrt{\epsilon_{ro}/\epsilon_{re}})(\theta_{e,o}/\pi)$  แล้วนำค่าเนื่องจากการชดเชยด้วยตัวเหนี่ยวนำ  $L_s$  ที่มีค่าลดลงตามแฟกเตอร์ดังกล่าว ไปใช้ในการออกแบบ
- ขั้นตอนที่ 6** สังเคราะห์ขนาดทางกายภาพ (ด้วยโปรแกรม LineCalc ซึ่งเป็นโปรแกรมย่อยของโปรแกรม Advanced Design System: ADS) บนแผ่นวงจรพิมพ์ที่เราเลือกไว้ในขั้นตอนที่ 2 ซึ่งจากพารามิเตอร์ทางไฟฟ้าและพารามิเตอร์ของวัสดุฐานรองดังกล่าวข้างต้น ซึ่งจะได้ค่าพารามิเตอร์ทางกายภาพของตัวเชื่อมต่อออกมาคือ ค่าความกว้าง  $w$ , ค่าความยาว  $s$  และค่าระยะห่าง  $l$  ของตัวเชื่อมต่อ
- ขั้นตอนที่ 7** จำลองการทำงานในระดับวงจร (circuit level) ของตัวเชื่อมต่อแบบมีทิศทางด้วยโปรแกรม ADS
- ขั้นตอนที่ 8** วาดลายเลย์เอาต์ตัวเชื่อมต่อและจำลองการทำงานของวงจรที่ได้เลย์เอาต์โดยคำนึงถึงผลกระทบจากสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่เกิดขึ้นเนื่องจากการเลย์เอาต์ (Electromagnetic Simulation: EM Simulation) พร้อมกับปรับแต่งลายเลย์เอาต์วงจรเพื่อให้ได้สมรรถนะที่ดีที่สุด
- ขั้นตอนที่ 9** เป็นขั้นตอนสุดท้าย ใช้สำหรับสร้างชิ้นงานต้นแบบจริงขึ้นจากลายเลย์เอาต์ที่ได้ในขั้นตอนที่ 8 และนำไปทดสอบสมรรถนะด้วยเครื่องวิเคราะห์โครงข่าย โดยพารามิเตอร์ที่จำเป็นต้องทดสอบประกอบด้วย ความถี่ศูนย์กลาง สัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อ การสะท้อนกลับทางอินพุตทุกพอร์ต ไอโซเลชัน และ ไดเรกทิวิตี เป็นต้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 4.3 การออกแบบตัวเชื่อมต่อแบบมีทิศทางบนพื้นฐานสมการสำเร็จรูปที่พัฒนาขึ้น

เพื่อยืนยันถึงความถูกต้องและแม่นยำของสมการที่เราได้พัฒนาขึ้นบนพื้นฐานของตัวเชื่อมต่อแบบมีทิศทางที่มีการชดเชยด้วยตัวเหนี่ยวนำทั้ง 4 พอร์ต ในที่นี้ได้เลือกออกแบบตัวเชื่อมต่อต้นแบบให้ทำงานที่ความถี่ศูนย์กลาง 900 เมกกะเฮิร์ตซ์ มีสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อค่าเท่ากับ 10 ดีบี ตัวเชื่อมต่อมีอิมพีแดนซ์คุณลักษณะค่าเท่ากับ 50 โอห์ม

จากขั้นตอนที่ได้อธิบายมาแล้วในหัวข้อที่ 4.2 ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ที่คำนวณได้เป็นดังนี้  $Z_{0e}^{eff} = 69.3713$  โอห์ม และ  $Z_{0o}^{eff} = 36.0380$  โอห์ม มีค่า  $\epsilon_{re} = 2.890$  และ  $\epsilon_{ro} = 2.340$  ประกอบกับ  $\theta_{e,o}^{eff} = \tan^{-1} Z_{0e,o}^{eff} / (\omega L_s)$  และ  $Z_{0e,o}^{eff} = \sqrt{Z_{0e,o}^2 + (\omega L_s)^2}$  ในขั้นต้นได้เลือกให้  $\theta_{e,o}^{eff} = 1.4$  เรเดียน จะได้  $L_s = 2.085$  นาโนเฮนรี จากนั้นคำนวณค่าได้  $Z_{0e} = 68.362$  โอห์ม และ  $Z_{0o} = 34.054$  โอห์ม จากนั้นนำค่าที่ได้ไปจำลองด้วยโปรแกรมในระดับ Schematic โดยผลการสูญเสียที่เกิดจากฐานรองและแผ่นตัวนำ ซึ่งการต่อตัวเหนี่ยวนำ  $L_s$  อนุกรมกับตัวเชื่อมต่อนี้ พบว่าผลตอบสนองทางความถี่ที่ได้ ทำงานที่ความถี่ต่ำกว่าที่ต้องการ ดังนั้น เราจึงต้องลดความยาวของตัวเชื่อมต่อแบบมีทิศทางและลดค่า  $L_s$  ลงด้วยแฟกเตอร์  $(1 + \Theta)(\theta_{e,o} / \pi)$  ไปพร้อมๆ กันเพื่อให้ได้ความถี่กลางตามต้องการ ภายใต้ข้อกำหนดเดียวกัน บทความวิจัย [9] ได้ค่า  $L_s = 2.103$  นาโนเฮนรี (หาเฉพาะค่าความยาวของตัวเชื่อมต่อใหม่ แต่ไม่ได้หาค่า  $Z_{0e}$  และ  $Z_{0o}$  ใหม่แต่อย่างใด) โดยค่าพารามิเตอร์ทางไฟฟ้าของตัวเชื่อมต่อแบบมีทิศทางโครงสร้างพื้นฐานและโครงสร้างที่พัฒนาขึ้นสามารถสรุปได้ดังตารางที่ 4.1

ตารางที่ 4.1 พารามิเตอร์ทางไฟฟ้าของตัวเชื่อมต่อแบบมีทิศทางที่มีสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อขนาด 10 ดีบี

ตัวเชื่อมต่อโครงสร้างพื้นฐาน โดยใช้แผ่นวงจรพิมพ์ RF-35	$Z_{0e}^{eff} = 69.3713$ โอห์ม $Z_{0o}^{eff} = 36.0380$ โอห์ม $\epsilon_{re} = 2.890$ $\epsilon_{ro} = 2.340$
ตัวเชื่อมต่อที่ อาศัยสมการที่พัฒนาขึ้น โดยใช้แผ่นวงจรพิมพ์ RF-35	$Z_{0e} = 68.362$ โอห์ม $Z_{0o} = 34.054$ โอห์ม $\epsilon_{re} = 2.897$ $\epsilon_{ro} = 2.329$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หากเรานำค่าในตารางที่ 4.1 ไปสังเคราะห์ให้อยู่บนโครงสร้างไมโครสตริปที่สร้างขึ้นจากแผ่นวงจรพิมพ์ RF-35 ของบริษัท Tarconic จำกัด (พารามิเตอร์ของแผ่นวงจรพิมพ์ตามที่ได้อธิบายรายละเอียดไปแล้วในหัวข้อที่ 4.2 โดยใช้โปรแกรม LineCalc จะได้ขนาดทางกายภาพของตัวเชื่อมต่อดังแสดงไว้ในตารางที่ 4.2

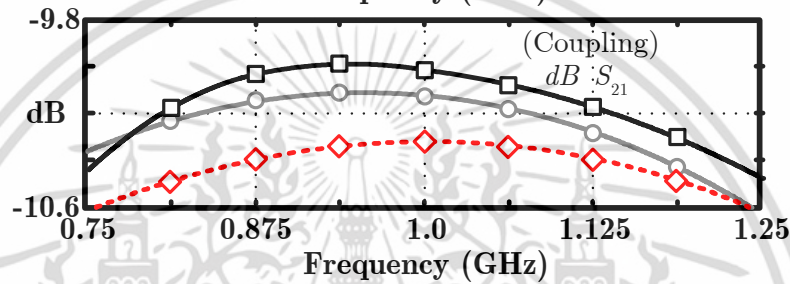
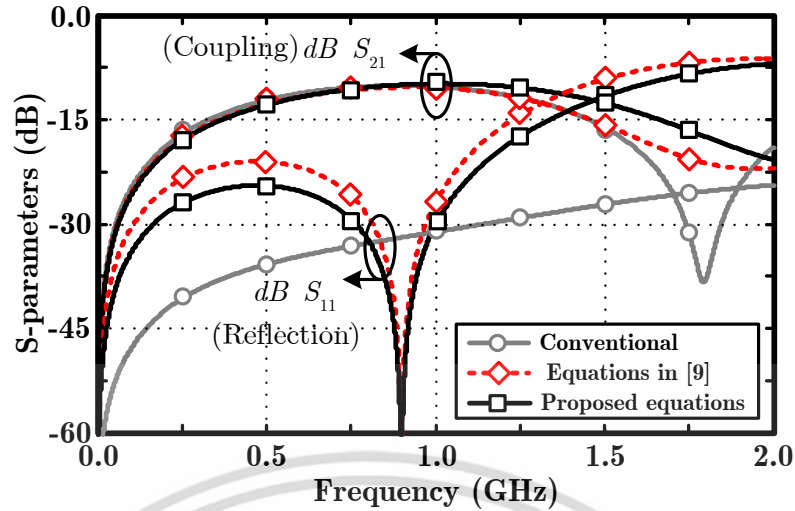
ตารางที่ 4.2 พารามิเตอร์ทางกายภาพของตัวเชื่อมต่อแบบมีทิศทางที่มีสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อขนาด 10 ดบี

ตัวเชื่อมต่อโครงสร้างพื้นฐาน โดยใช้แผ่นวงจรพิมพ์ RF-35	$w = 2.82$ มิลลิเมตร $s = 0.265$ มิลลิเมตร $l = 51.56$ มิลลิเมตร
ตัวเชื่อมต่อที่ อาศัยสมการที่พัฒนาขึ้น โดยใช้แผ่นวงจรพิมพ์ RF-35	$w = 2.91$ มิลลิเมตร $s = 0.20$ มิลลิเมตร $l = 46.94$ มิลลิเมตร $L_S = 1.765$ นาโนเฮนรี

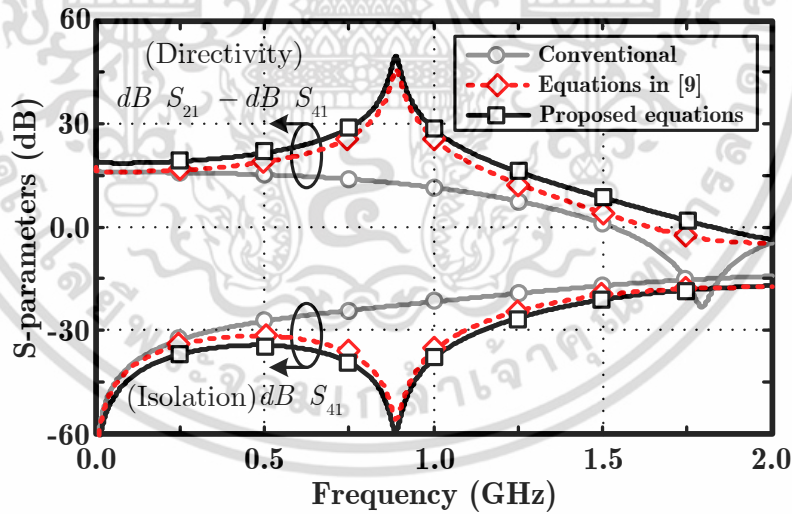
#### 4.4 การจำลองการทำงานของตัวเชื่อมต่อที่พัฒนาขึ้น

รูปที่ 4.2 แสดงสมรรถนะของตัวเชื่อมต่อแบบมีทิศทางในระดับวงจร (schematic level) ที่ได้จากการใช้โปรแกรม Advanced Design System (ADS) พร้อมปรับค่าความยาวของตัวเชื่อมต่อที่สังเคราะห์ขึ้นบนแผ่นวงจรพิมพ์ให้เหมาะสม ผลของการใช้สมการสำเร็จรูปที่เราพัฒนาขึ้นได้สัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อ 9.98 ดบี ณ ความถี่กลาง 900 เมกกะเฮิร์ตซ์ มีการสะท้อนกลับทางอินพุตต่ำกว่า 60 ดบี ขณะเดียวกัน ไอโซเลชันมีค่าสูงกว่า 59.70 ดบี และค่าไดเรคตีวิตีสูงถึง 49.68 ดบี ส่วนผลที่ได้จากบทความวิจัย [9] พบว่า ณ ความถี่ 900 เมกกะเฮิร์ตซ์ ตัวเชื่อมต่อแบบมีทิศทางมีสมรรถนะดังนี้ สัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อเท่ากับ 10.34 ดบี การสะท้อนกลับทางอินพุตต่ำกว่า 60 ดบี ส่วนไอโซเลชันและไดเรคตีวิตีมีค่ามากกว่า 55.92 ดบี และ 45.55 ดบี เราพบว่าสมรรถนะที่ได้มีค่าใกล้เคียงกันมาก แต่ถ้าหากพิจารณาในรายละเอียดจะเห็นได้ว่า สมการที่เราได้พัฒนาขึ้นมาบนพื้นฐานการแยกกระตุนในโหมดคู่และคี่ ให้สัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อที่ใกล้เคียงกับข้อกำหนดมากกว่า ด้วยเหตุที่สมการอิมพีแดนซ์คุณลักษณะประสิทธิผล (effective characteristic impedance) ถูกรวมเข้าเป็นส่วนหนึ่งในการออกแบบ นอกจากนี้แล้ว ยังมีข้อดีอีกประการที่สำคัญคือ ความเหนี่ยวนำ  $L_{S,new}$  ที่ใช้มีค่า 1.765 นาโนเฮนรี  $2.085 \times (1 + \Theta)(\theta_{e,o} / \pi) = 1.765$  ซึ่งมีค่าน้อยกว่า บทความวิจัย [9] ได้ค่า  $L_S = 2.103$  นาโนเฮนรี บ่งเป็นนัยว่าอุปกรณ์แฝงที่เกิดขึ้นจากการใช้ตัวเหนี่ยวนำทางปฏิบัติ จะส่งผลกระทบต่อสมรรถนะของตัวเชื่อมต่อแบบมีทิศทางน้อยกว่า นั่นเอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก) สัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อและสัมประสิทธิ์การสะท้อน



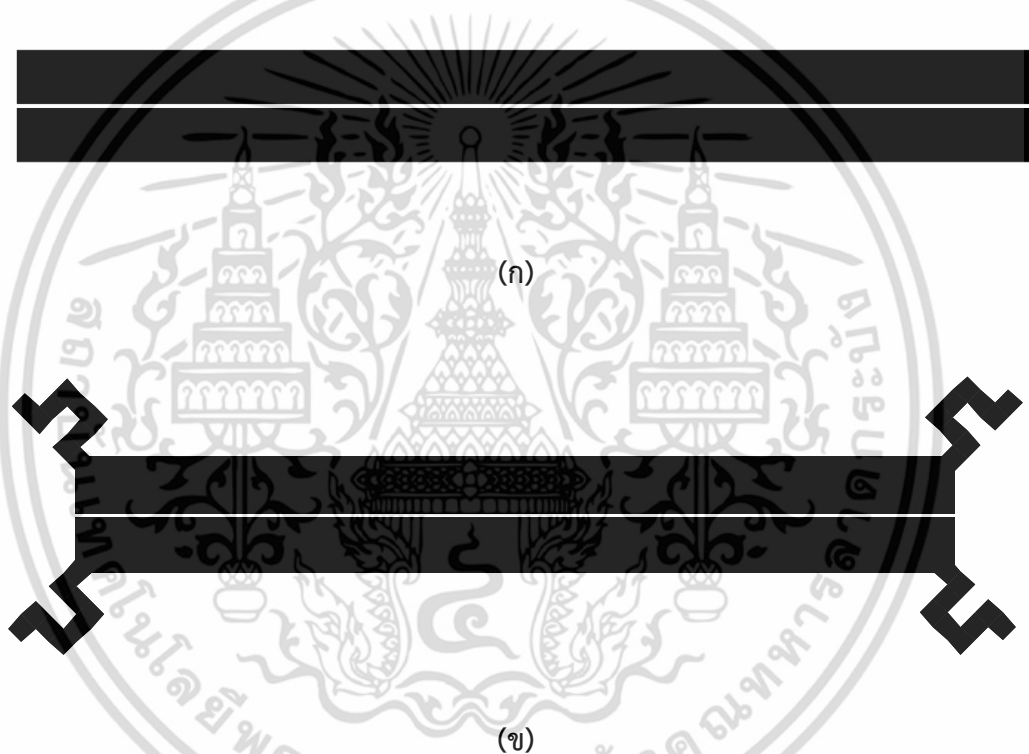
(ข) ไดร็กติวิตี้และไอโซเลชัน

รูปที่ 4.2 สมรรถนะตัวเชื่อมต่อแบบมีทิศทางในระดับวงจรที่ใช้ค่าตั้งต้นจากสมการที่พัฒนาขึ้นในการจำลองการทำงาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ ณ ตำแหน่ง พอร์ต 1 ในหน่วยดีบี คือ  $dB S_{11}$
- สัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อจากพอร์ต 1 ไปยังพอร์ต 2 ในหน่วย ดีบี คือ  $dB S_{21}$
- สัมประสิทธิ์การแยกโคดเดี่ยวระหว่างพอร์ต 1 และพอร์ต 4 .ในหน่วยดีบี  $dB S_{41}$
- ค่าไดเรกทิวิตี้ ในหน่วยดีบี  $dB S_{21} - dB S_{41}$

จากนั้นนำค่าพารามิเตอร์ทางกายภาพที่ได้ไปวาดลายเลย์เอาต์ตัวเชื่อมต่อแบบมีทิศทางได้ลายเลย์เอาต์เป็นดังรูปที่ 4.3 โดยจากรูปที่ 4.3 นี้ เราได้เลือกสังเคราะห์ตัวเหนี่ยวนำโครงสร้างแบบคดเคี้ยว (meander line inductor) ให้อยู่บนแผ่นวงจรพิมพ์เพื่อให้มีขนาดเล็กและสามารถที่จะผนวกเข้ากับลายเลย์เอาต์ของตัวเชื่อมต่อได้ง่าย โดยไม่ต้องการบัดกรีแต่อย่างใด

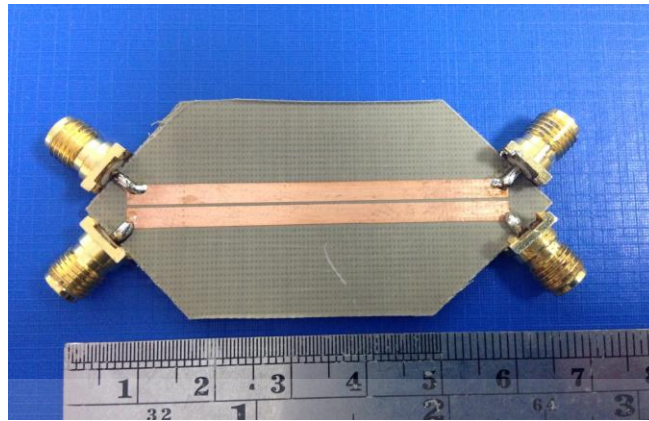


รูปที่ 4.3 ลายเลย์เอาต์ตัวเชื่อมต่อแบบมีทิศทาง (ก) โครงสร้างพื้นฐาน และ (ข) โครงสร้างที่พัฒนาขึ้นจากสมการสำเร็จรูป

#### 4.5 การทดสอบการทำงานของตัวเชื่อมต่อที่พัฒนาขึ้น

รูปที่ 4.4 แสดงภาพถ่ายวงจรจริงต้นแบบที่ได้ออกแบบไว้ โดยในโครงสร้างพื้นฐานตามรูปที่ 4.4(ก) วัดขนาดได้เท่ากับ  $32 \times 74$  ตารางมิลลิเมตร (รวมความยาวของคอนเน็คเตอร์ SMA) ขณะที่ รูปที่ 4.4(ข) นั้นเป็นวงจรต้นแบบที่ได้พัฒนาขึ้นโดยอาศัยสมการสำเร็จรูปช่วยในการออกแบบวัดขนาดของวงจรได้เท่ากับ  $28 \times 68$  ตารางมิลลิเมตร (รวมความยาวของคอนเน็คเตอร์ SMA) อีกเช่นกัน จะสังเกตได้ว่าโครงสร้างที่นำเสนอ นั้น แม้ว่าจะรวมความยาวของตัวเหนี่ยวนำโครงสร้างแบบคดเคี้ยวเข้าไปแล้วก็ยังคงมีขนาดเล็กกว่าโครงสร้างดั้งเดิมตามที่แสดงไว้ในรูปที่ 4.4(ก)

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี หากมีการนำเอกสารนี้ไปใช้โดยไม่ได้รับอนุญาตจากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี ถือว่าผิดกฎหมาย และจะดำเนินการฟ้องดำเนินคดีตามกฎหมายที่เกี่ยวข้อง



(ก)

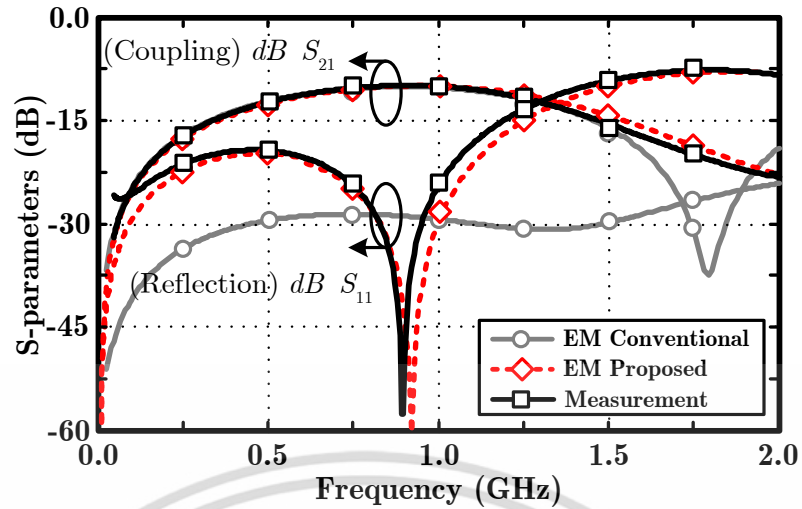


(ข)

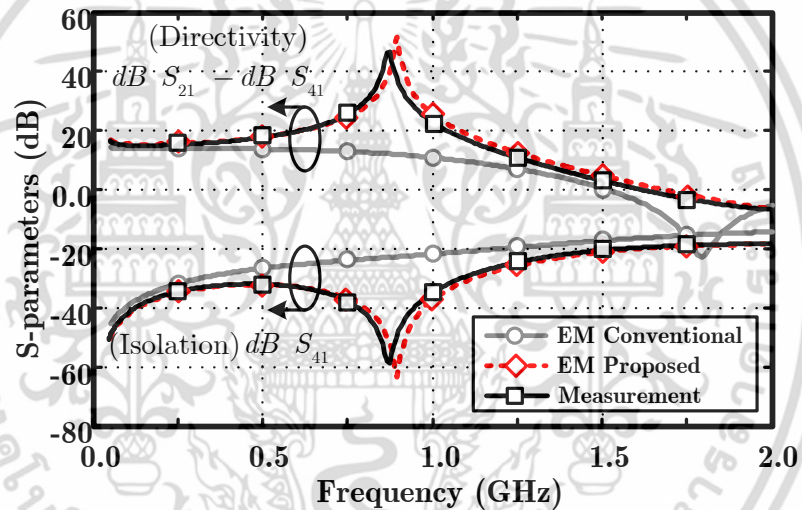
รูปที่ 4.4 ภาพถ่ายชิ้นงานต้นแบบ (ก) โครงสร้างพื้นฐาน และ (ข) โครงสร้างที่พัฒนาขึ้นจากสมการสำเร็จรูปที่ใช้สมการสำเร็จรูปที่ได้พัฒนาขึ้น

รูปที่ 4.5 แสดงผลเปรียบเทียบการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรมและผลการวัดชิ้นงานด้วยเครื่องวิเคราะห์โครงข่ายแบบเวกเตอร์รุ่น Agilent N5230A โดยรูปที่ 4.5(ก) แสดงสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อและสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับทางพอร์ตอินพุต ผลการวัด ณ ความถี่กลาง 891.2 เมกกะเฮิร์ตซ์ (ผลที่ได้ในทางปฏิบัติทำให้ความถี่เลื่อน อาจเป็นผลมาจากสนามแม่เหล็กไฟฟ้า การสร้างชิ้นงานทำด้วยมือ จึงเกิดข้อผิดพลาดได้ ดังนั้นถ้าต้องการให้ได้ความถี่ 900 เมกกะเฮิร์ตซ์ อาจจะต้องทำการปรับจูนค่าความยาวและค่านวนค่าไปเรื่อยๆ จึงจะได้ค่าความถี่ที่กำหนดไว้) ได้สัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อ 10.15 ดีบี (ผลจากการจำลอง ณ ความถี่ศูนย์กลาง 908 เมกกะเฮิร์ตซ์ ได้ค่าเท่ากับ 10.08 ดีบี ส่วนโครงสร้างพื้นฐานเท่ากับ 10.05 ดีบี) ขณะที่วัดค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับได้เท่ากับ 58 ดีบี (จากการจำลองได้ค่าต่ำกว่า 60 ดีบี ส่วนโครงสร้างพื้นฐานเท่ากับ 28.89 ดีบี)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก) สัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อและสัมประสิทธิ์การสะท้อนทางอินพุต



(ข) ไดร็คติวิตีและไอโซเลชัน

รูปที่ 4.5 สมรรถนะตัวเชื่อมต่อแบบมีทิศทางที่วัดได้ด้วยเครื่องวิเคราะห์โครงข่าย

ส่วนรูปที่ 4.5(ข) นั้น จะแสดงค่าไอโซเลชันและไดเร็คติวิตี โดยวัดค่าไอโซเลชันของตัวเชื่อมต่อต้นแบบได้สูงถึง 58.59 ดบี (จากการจำลองการทำงานได้ค่าเท่ากับ 63.34 ดบี ส่วนโครงสร้างพื้นฐานเท่ากับ 22.69 ดบี) ซึ่งมีค่าที่สูงกว่าตัวเชื่อมต่อโครงสร้างพื้นฐานถึง 35.90 ดบี ขณะเดียวกัน วัดค่าไดเร็คติวิตีได้ค่าเท่ากับ 48.44 ดบี (จากการจำลองการทำงานได้ค่าเท่ากับ 53.26 ดบี ส่วนโครงสร้างพื้นฐานเท่ากับ 12.64 ดบี) นั้นแสดงว่า ไดเร็คติวิตีของตัวเชื่อมต่อต้นแบบที่นำเสนอวัดค่าได้สูงกว่าโครงสร้างพื้นฐานถึง 35.82 ดบี ตามลำดับ (เมื่อพิจารณาว่าไดเร็คติวิตี จะเห็นว่าจากความสัมพันธ์  $Directivity(dB) = Coupling(dB) - Isolation(dB)$ )

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เพราะฉะนั้นถ้าเราทำให้ค่าไอโซเลชันมีระหว่างพอร์ตมีค่ายิ่งเยอะเท่าไร ทำให้ค่าไดเรคทิวตี้สูงตามไปด้วย เพราะจะทำให้ความสัมพันธ์ระหว่างพอร์ตไม่มีความเกี่ยวเนื่องกัน) เมื่อพิจารณาผลลัพธ์ที่ได้จากรูปที่ 5 จะเห็นได้อย่างชัดเจนว่า ทั้งการจำลองการทำงานและการวัดชิ้นงานต้นแบบ มีสอดคล้องกันเป็นอย่างดี อีกทั้งมีความสอดคล้องกับผลการทำนายทางทฤษฎีด้วย

#### 4.6 สรุป

จากการที่บทนี้เราได้นำเสนอลำดับขั้นตอนการออกแบบอย่างละเอียด พร้อมกับนำเสนอตัวอย่างการออกแบบตัวเชื่อมต่อแบบมีทิศทางให้ทำงานที่ความถี่ 900 เมกกะเฮิร์ตซ์ และได้คำนวณค่าพารามิเตอร์ทางไฟฟ้าที่จำเป็นต้องใช้ในการออกแบบ เราได้ทราบว่า การต่อตัวเหนี่ยวนำเข้าไปกับตัวเชื่อมต่อจะทำให้ความยาวทางไฟฟ้าโดยรวมมีค่ามากกว่าปกติ (พิจารณาได้จากการที่ตัวเชื่อมต่อมีความถี่ต่ำกว่าความถี่กลาง) ดังนั้นเราจึงต้องลดขนาดความเหนี่ยวนำลงด้วยค่าแพกเตอร์ที่เปลี่ยนแปลงไป การกระทำดังกล่าวเป็นการพยายามทำให้ความยาวทางไฟฟ้ามีค่าเท่ากับ  $\pi/2$  เรเดียน ณ ความถี่ศูนย์กลางตามที่ออกแบบนั่นเอง ผลที่ได้ทั้งจากการจำลองและการวัดชิ้นงานจริงสามารถยืนยันถึงสมรรถนะของสมการที่เราได้พัฒนาขึ้นเป็นอย่างดี

## บทที่ 5

# สรุปผลและวิจารณ์

### 5.1 สรุปผล

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอวิธีการออกแบบตัวเชื่อมต่อมีทิศทางโครงสร้างไมโครสตริปแบบชดเชยด้วยตัวเหนี่ยวนำให้มีความถูกต้องและแม่นยำสูง โดยมุ่งเน้นที่จะแก้ไขข้อด้อยของงานวิจัยที่ผ่านมา ในเรื่องของสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อ ไอโซเลชัน และไดเรกทิวิตี พร้อมกับนำเสนอการออกแบบอย่างเป็นระบบ เป็นขั้นตอนเพื่อให้ผู้สนใจจะได้ทำความเข้าใจได้ง่าย และสามารถนำสมการที่เราได้พัฒนาขึ้น ไปออกแบบตัวเชื่อมต่อแบบมีทิศทางโครงสร้างไมโครสตริป ณ ความถี่และค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อใดๆ ได้ตามต้องการ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอวิธีการออกแบบตัวเชื่อมต่อมีทิศทางโครงสร้างไมโครสตริปแบบชดเชยด้วยตัวเหนี่ยวนำให้มีความถูกต้องและแม่นยำสูง โดยในช่วงแรกของวิทยานิพนธ์นั้นได้อธิบายโครงสร้างคุณลักษณะของตัวเชื่อมต่อแบบมีทิศทาง รวมไปถึงคุณสมบัติทางไฟฟ้าที่เกิดขึ้น โดยพยายามอธิบายตัวเชื่อมต่อที่สร้างขึ้นบนสายส่งไมโครสตริป ด้วยเหตุที่เป็นสายส่งที่มีการใช้งานกันอย่างแพร่หลาย รวมไปถึงได้อธิบายเทคนิคต่างๆ ที่มีงานวิจัยได้นำเสนอมาเพื่อการปรับชดเชยความเร็วเฟสซึ่งมีความแตกต่างกันในโหมดคู่และคี่ ซึ่งส่งผลกระทบต่อพารามิเตอร์ที่สำคัญของตัวเชื่อมต่อ จากนั้นเราได้อธิบายคุณลักษณะของสายส่งผ่านทางสมการสายส่ง เพื่อให้เห็นถึงสมการที่อยู่ในรูปทั่วไป และกรณีสายส่งที่ซึ่งมีความยาวหนึ่งในสี่ส่วนความยาวคลื่น (quarter-wavelength transmission line) ซึ่งเป็นจุดที่เราได้เน้นในงานวิจัยนี้ เนื่องจากการพิจารณาตัวเชื่อมต่อที่มีการชดเชยด้วยตัวเหนี่ยวนำนี้ได้อาศัยการกระตุ้นในโหมดคู่และคี่ ทำให้การพิจารณาตัวเชื่อมต่อที่ซึ่งเป็นอุปกรณ์ที่มี 4 พอร์ต สามารถลดความซับซ้อนในการพิจารณาเหลือเป็นเพียงการพิจารณาสายส่งที่มีความยาวหนึ่งในสี่ส่วนความยาวคลื่นนั่นเอง นั้นหมายความว่าผู้วิเคราะห์ไม่จำเป็นต้องมีความรู้เกี่ยวกับทฤษฎีโครงข่ายสี่พอร์ต จากนั้นเราได้นำเสนอการวิเคราะห์ที่ใช้ความรู้พื้นฐานของสายส่งที่มีอิมพีแดนซ์ต่อเข้าที่ปลายสายส่ง จะทำให้เราได้สมการอิมพีแดนซ์ในโหมดคู่และคี่ ซึ่งใช้เทียบกับอิมพีแดนซ์ของสายส่งความยาวหนึ่งในสี่ส่วนความยาวคลื่น นับเป็นจุดสำคัญของวิทยานิพนธ์นี้ ผลของการวิเคราะห์ ทำให้เราได้สมการออกแบบตัวเชื่อมต่ออย่างเป็นระบบ การนำสมการสำเร็จรูปที่ได้พัฒนาขึ้นในงานวิจัยนี้ไปใช้งาน ได้เลือกนำเสนอผ่านตัวอย่างการออกแบบ ณ ความถี่ 900 เมกะเฮิร์ตซ์ ที่มีสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อค่าเท่ากับ 10 ดบี ผลการออกแบบได้นำเสนอผ่านการจำลองการทำงานทั้งในระดับวงจร (circuit level) การจำลองผ่านทางเทคนิคผลกระทบทางแม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic simulation) และการสร้างชิ้นงานจริงบนแผ่นวงจรพิมพ์ การใช้เครื่องวิเคราะห์โครงข่ายแบบเวกเตอร์ (vector network analyzer) จากผลการจำลองและทดสอบ พบว่า

ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ที่ได้จากวิธีการออกแบบที่นำเสนอสามารถใช้เป็นค่าตั้งต้นที่มีความเหมาะสม เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เป็นอย่างยิ่งในการใช้งาน นอกจากนี้สมการสำเร็จรูปที่พัฒนาขึ้นนี้ยังมีศักยภาพในการเลือกค่าความยาวทางไฟฟ้าเป็นค่าใดๆ ที่สามารถเลือกได้เพื่อการลดขนาดความยาวของตัวเชื่อมต่อ ซึ่งเอื้อประโยชน์ในการออกแบบได้เป็นอย่างดี

## 5.2 แนวทางการพัฒนาต่อไปในอนาคต

เนื่องจากวิธีการที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ใช้การแยกกระตุ้นในโหมดคู่และโหมดคี่ตามความยาวของตัวเชื่อมต่อ ซึ่งมีความสมมาตรตลอดระนาบตามแนวนอน (horizontal symmetry plane) อย่างไรก็ตาม เราสามารถเพิ่มการกระตุ้นในโหมดคู่และคี่ ในระนาบแนวตั้ง (vertical symmetry plane) จากสมการที่ได้ มีความกระชับมากยิ่งขึ้น โดยเหลือเพียงสายส่งที่มีความยาวหนึ่งในแปดส่วนความยาวคลื่นแบบเปิดปลายสาย (open-ended transmission line) เท่านั้น



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## เอกสารอ้างอิง

- [1] R. K. Mongia, I. J. Bahl, P. Bhartia, and J. Hong, **RF and Microwave Coupled-Line Circuits**, Boston., Artech House, 2007
- [2] E. M. T. Jones, “IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques” Volume:4 ,– 81, April 1956 , pp:75
- [3] W. J. Parris, “P-I-N Variable Attenuator with Low Phase Shift”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques , Volume: 20, Sup 1972, pp: 618 - 620
- [4] Cloete, J.H., “Exact Design of the Marchand Balun,” Microwave J., Vol. 23, May 1980 pp.99-110
- [5] H. R. Ahn and B. Kim, “Transmission-Line Directional Couplers for Impedance Transforming”, IEEE MICROWAVE AND WIRELESS COMPONENTS LETTERS, VOL. 16, NO. 10, OCT 2006, pp. 537-539
- [6] R. Phromloungsri, and M. Chongcheawchamnan, “A high directivity design using an inductive compensation technique”, in 2005 Asia Pacific Microwave Con., Dec. 2005, pp. 2840- 2843
- [7] Z. Tian, Design of directional couplers using multilayer thick-film technology, IEEE Radio and Wireless Conference, 2002.. , pp.261-264
- [8] M. Dydyk, “Microstrip directional couplers with ideal performance via single-element compensation”, IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 47, no.6, pp. 956-964, Jun. 1999
- [9] R. Phromloungsri et al., “Design high-directivity parallel-coupled lines using quadrupled inductive-compensated technique”, in 2006 Asia-Pacific Microwave Conference (APMC2006)., Dec. 2006, pp. 1380–1383
- [10] H. Amemiya, “Time domain analysis of multiple parallel transmission line”, RCA rev. vol.28, June.1967 pp.241-276,
- [11] G. I. Zysman, and A. K. Johnson, “Coupled transmission line network in an inhomogeneous dielectric medium”, IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 17, no. 10, pp. 753-759, Apr. 1969.
- [12] C. A. Desoer, **Basic Circuit Theory**. New York: McGraw-Hill, 1966, pp. 409–469.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## เอกสารอ้างอิง (ต่อ)

- [13] S. Lee and Y. Lee, “A design method for microstrip directional couplers loaded with shunt inductors for directivity enhancement”, IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 58, no. 4, pp. 994-1002, Apr. 2010.
- [14] S. L. March, “Phase velocity compensation in parallel-coupled microstrip”, in 1982 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., June, 1982, pp. 581-584.
- [15] C. Y. Ng, M. Chongcheawchamnan, and I. D. Robertson, “Analysis and design of a high-performance planar Marchand balun”, in 2002 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., June 2002, pp. 113-116.
- [16] S. F. Chang et al., “New high-directivity coupler design with coupled spurlines”, IEEE Microw. Wireless Compon. Lett., vol. 14, no. 2, pp. 65-67, Feb. 2004.
- [17] M. Dydyk, “Accurate design of microstrip directional couplers with capacitive compensation”, in 1990 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., May 1990, pp. 581-584.
- [18] J.-L. Chen, S.-F. Chang, and C.-T. Wu, “A high-directivity microstrip directional coupler with feedback compensation,” in IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig., Jun. 2002, pp. 101-104.
- [19] D.-Z. Chen, X.-W. Shi, Y.-Y. Yang, and F. Wei, “Compact microstrip parallel coupler with high isolation”, Electron. Lett., vol. 44, no. 12, pp. 740-741, Jun. 2008.
- [20] J. Muller, C. Friesicke, and A. F. Jacob, “Stepped impedance microstrip couplers with improved directivity”, in 2009 IEEE MTT-S Int. Dig., Jun. 2009, pp. 621-624.
- [21] D. M. Pozar, **Microwave Engineering**, 3<sup>rd</sup> ed. Hoboken, NJ: Wiley, 2005.
- [22] E. H. Fook and R. A. Zakarevicius, **Microwave Engineering Using Microstrip Circuits**. New York: Prentice-Hall, 1990.
- [23] G. L. Matthaei, L. Young, and E. M. T. Jones, **Microwave Impedance-Matching Network and Coupling Structures**. New York: McGraw-Hill, 1964, pp. 583-593.
- [24] T. Edward, **Foundation for Microstrip Circuit Design**. West Sussex, U.K.: Wiley, 1992, pp. 173-228.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## เอกสารอ้างอิง (ต่อ)

- [25] J. A. G. Malherbe, **Microwave Transmission Line Filters**. Boston, MA: Artech House, 1979
- [26] Kajfez, C.: ‘**Raised coupler directivity with lumped compensation**’, *Microw. J.*, 1978, 27, pp. 64–70
- [27] K. C. Gupta, R. Garg, and P. Bhartia, “**Microstrip lines and slotlines**’, 2nd Edition, Artech House, Boston, 1996.
- [28] D. K. Misra, **Radio-Frequency and Microwave Communication Circuits**, New York: John Wiley & Sons, Inc,
- [29] R. K. Mongia, I. J. Bahl, P. Bhartia, and J. Hong, **RF and Microwave Coupled-Line Circuits**, 2nd ed. Norwood, MA: Artech House, 2007.
- [30] Y.-H. Chun, J.-Y. Moon, S.-W. Yun, and J.-K. Rhee, “**Microstrip line directional couplers with high directivity**,” *Electron. Lett.*, vol. 40, no.5, pp. 317–318, Mar. 2004.
- [31] D.-Z. Chen, X.-W. Shi, Y.-Y. Yang, and F. Wei, “**Compact microstrip parallel coupler with high isolation**,” *Electron. Lett.*, vol. 44, no. 12, pp.740–741, Jun. 2008.
- [32] A. Podell, “**A high directivity microstrip coupler technique**,” in *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, May 1970, pp. 33–36.
- [33] “**Advanced Design System 2006A**,” Agilent Technol., Palo Alto, CA,2006.
- [34] “**High Frequency Structure Simulator v10.0**,” Ansoft Corporation,Pittsburgh, PA, 2005.
- [35] G.Schaller,**Directivity improvement of microstrip  $\lambda/4$  directional couplers**,” *Int. J. Electron. Commun. (AEU)*, pp. 508–509, 1972.
- [36] B. Sheleg and B. Spielmann, “**Broad-band directional couplers using microstrip with dielectric overlays**,” *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, pp. 1216–1220, 1974.
- [37] T. Fujii, I. Ohta, T. Kawai, and Y. Kokubo, “**Parallel coupled microstrip couplers compensated with periodic floating-conductors on coupled edges**,” *IEICE Trans. Fundam. Electron. Commun. Comp. Sci.*, vol. E91-C, no. 5, pp. 780–787, May 2008.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## เอกสารอ้างอิง (ต่อ)

- [38] M. Kirschning and R. Jansen, “Accurate wide-range design equations for the frequency-dependent characteristic of parallel coupled microstrip lines,” IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 32, no. 1, pp. 83–90, 1984.
- [39] Chun, Y.-H., and Hong, J.-S.: ‘High directivity directional coupler using metamaterial’. Eur. Microwave Conf., Manchester, UK, 2006, pp. 329–331
- [40] Kim, D.-J.: ‘A novel design of high directivity CPW directional coupler design by using DGS’, IEEE MTT-S Dig., 2005, pp. 12–17.
- [41] A. Riddle, “High performance parallel coupled microstrip filter,” in IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig., May 1988, pp. 427–430.
- [42] I. J. Bahl, “Capacitively compensated performance parallel coupled microstrip filter,” in IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig., Jun. 1989, pp. 679–682.
- [43] มิตรชัย จงเขี้ยวชำนาญ และกันต์พงษ์ ศรีสถิตย์. 2549. โครงข่าย สายส่ง และการประยุกต์ใช้งาน. กรุงเทพฯ : มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร

## ภาคผนวก ก

ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่

1. นางสาวศุภานัน ภพตระกูล รศ.ชนิษฐา แซ่ตั้ง นายเจตวรา ต่างจิตร์ ผศ.ดร.กัณฑ์พงษ์ ศรีสถิตย์ และ ศ.ดร.วัลลภ สุระกำพลธร “สมการออกแบบที่มีความถูกต้องสำหรับตัวเชื่อมต่อมีทิศทาง โครงสร้างไมโครสตริปที่ชดเชยด้วยตัวเหนี่ยวนำ” การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 36 (EECON 36), vol.1 หน้า 555 – 558 จัดโดย มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ ระหว่างวันที่ 11 -13 ธันวาคม 2556, ณ เฟลิกซ์ ริเวอร์แคว รีสอร์ท จังหวัดกาญจนบุรี (ได้รับคัดเลือกให้เป็นบทความดีเด่น สาขาไฟฟ้าสื่อสาร (CM))



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สมการออกแบบที่มีความถูกต้องสำหรับตัวเชื่อมต่อมีทิศทางโครงสร้างไมโครสตริปที่ชดเชยด้วยตัวเหนี่ยวนำ

## Exact Design Equations of Microstrip Directional Coupler with Inductive Compensation

ศุภานัน ภพตระกูล<sup>✧</sup> ขนิษฐา แซ่ตั้ง<sup>✧</sup> เจตวรา คำจิตร<sup>✧</sup> กัณฑ์พงษ์ ศรีสถิตย์<sup>✧</sup> และ วัลลภ สุระกำพลธร<sup>✧</sup>

<sup>✧</sup> สาขาวิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เลขที่ 3 หมู่ที่ 2 ถ.ฉลองกรุง แขวงลาดกระบัง เขตลาดกระบัง กรุงเทพฯ 10520 โทรศัพท์: 0-2329-8344 E-mail: kskhanit@kmitl.ac.th

<sup>✧</sup> กลุ่มวิจัยนวัตกรรมเพื่อการสื่อสาร สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี

เลขที่ 96 หมู่ 3 ถ.พุทธมณฑลสาย 5 ต.ศาลายา อ.พุทธมณฑล จ.นครปฐม 73170 โทรศัพท์: 0-2441-6000 ต่อ 2632

<sup>✧</sup> สำนักงานคณะกรรมการนโยบายวิทยาศาสตร์ เทคโนโลยีและนวัตกรรมแห่งชาติ

เลขที่ 319 อาคารจัตุรัสจามจุรี ชั้น 14 ถ.พญาไท แขวงปทุมวัน เขตปทุมวัน กรุงเทพฯ 10330 โทรศัพท์: 0-2160-5432 ต่อ 104

### บทคัดย่อ

บทความนี้ นำเสนอเทคนิคการวิเคราะห์ตัวเชื่อมต่อแบบมีทิศทางโครงสร้างไมโครสตริปที่มีการชดเชยด้วยตัวเหนี่ยวนำ โดยอาศัยการกระตุ้นในโหมดคู่และคี่กับโครงสร้างที่สมมาตรพิจารณาพร้อมกับตัวแปลงอิมพีแดนซ์จะทำให้ได้สมการออกแบบที่กะทัดรัด มีความแม่นยำสูง จากการออกแบบและสร้างตัวเชื่อมต่อมีทิศทางที่ความถี่ 900 MHz บนแผ่นวงจรพิมพ์ RF-35 ให้มีสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อ 10 dB ผลการวัด ณ ความถี่กลาง 891.2 MHz ได้สัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อ 10.15 dB มีสัมประสิทธิ์การสะท้อนต่ำกว่า 58 dB และมีค่าไดเรกทิวิตีสูงกว่าเดิมถึง 35.80 dB การจำลองการทำงานและการวัดชิ้นงานต้นแบบได้ผลที่สอดคล้องกับการวิเคราะห์ทางทฤษฎีเป็นอย่างดี

คำสำคัญ: ตัวเชื่อมต่อแบบมีทิศทาง, การกระตุ้น, สัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อ, การสะท้อนกลับ, ไดเรกทิวิตี

### Abstract

This paper presents a technique to analyze the microstrip directional coupler incorporated inductive compensation. Based upon the even- and odd-mode excitations and an impedance transformer characteristic, the compact equations with exact solution can be obtained. A 10-dB 900-MHz microstrip directional coupler is fabricated on an RF-35 substrate. The measured performances exhibit the coupling coefficient of 10.15-dB at 891.2-MHz center frequency, and reflection coefficient of 58-dB. The directivity is improved more than 35.80-dB. Both simulation and measurement are in good agreement with the theoretical prediction.

Keywords: directional coupler, excitation, coupling coefficient, reflection, directivity

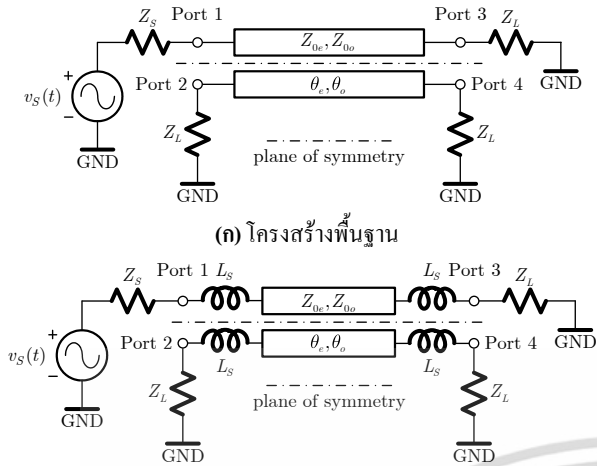
### 1. บทนำ

นับตั้งแต่ B. A. Lippman [1] และ R. J. Harrison [2] ได้เสนอทฤษฎีและข้อพิจารณาในการออกแบบตัวเชื่อมต่อแบบมีทิศทาง ทำให้ตัวเชื่อมต่อถูกพัฒนาขึ้นในโครงสร้างต่างๆ โดยเฉพาะอย่างยิ่งโครงสร้างไมโครสตริป เพราะมีน้ำหนักเบา ราคาถูก และสามารถต่อเข้ากับวงจรอื่นๆ ได้สะดวก ตัวอย่างการนำไปใช้งาน [3] เช่น การตรวจวัดกำลังงานหรือการวัดอัตราส่วนคลื่นนิ่ง เป็นต้น แต่ด้วยไมโครสตริปเป็นตัวกลางที่มีคุณสมบัติไม่เป็นเนื้อเดียวกัน (inhomogeneous medium) ทำให้คลื่นที่เดินทางในตัวเชื่อมต่อที่ถูกสร้างขึ้นในโครงสร้างไมโครสตริปมีความเร็วเชิงเฟสในโหมดคู่สูงกว่าในโหมดคี่ [3] ผลดังกล่าวได้ทำให้สมรรถนะของตัวเชื่อมต่อแบบมีทิศทางด้อยลง

การเพิ่มสมรรถนะของตัวเชื่อมต่อแบบมีทิศทางด้วยการปรับชดเชยความเร็วเชิงเฟสทำได้หลายวิธี เช่น การต่อตัวเหนี่ยวนำแบบกลุ่ม (lumped inductor) หรือแบบที่สังเคราะห์ขึ้นบนแผ่นวงจรพิมพ์ (quasi-inductor) [4]-[5] เข้ากับโครงสร้างในลักษณะอนุกรม [4] หรือขนาน [5] แม้ว่าบทวิจัย [5] จะมีสมการช่วยออกแบบ แต่การต่อตัวเหนี่ยวนำที่ขบถราวคี่ได้ทำให้เกิดอุปสรรคแฝงขึ้น ส่วนบทวิจัย [6] ได้เสนอเทคนิคการต่อตัวเก็บประจุแบบกลุ่มเข้าระหว่างเส้นตัวนำพร้อมนำเสนอสมการที่มีความแม่นยำสูงในการออกแบบ โครงสร้างนี้มีข้อเด่นคือความไม่แน่นอนคลาดในการสร้างชิ้นงานส่งผลกระทบต่อสมรรถนะโดยรวมน้อยมาก นอกจากนี้ ยังมีการนำเสนอเทคนิคอื่นๆ เช่น เทคนิคการเซาะร่องที่กึ่งกลาง [7], เทคนิคสเปอริโวลด์ [8] และเทคนิคการหักล้างกำลังงานคลื่นสะท้อน [9] เป็นต้น

หากพิจารณาการต่อตัวเหนี่ยวนำอนุกรมกับโครงสร้าง [4] พบว่าเป็นเทคนิคที่ค่อนข้างง่ายเมื่อเทียบกับเทคนิคอื่น ทั้งยังมีสมการช่วยออกแบบที่พัฒนาขึ้นจากทฤษฎีโครงข่าย 4 พอร์ต แม้ว่าผลการออกแบบจะเกิดการแมตซ์ทางอินพุตและมีค่าไอโซเลชันสูง ซึ่งนับเป็นข้อเด่น แต่เมื่อพิจารณาสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อ เราพบว่ามีความคิดไปจากความเป็นจริงจึงต้องปรับปรุงในทางปฏิบัติ ที่เป็นเช่นนี้ก็เพราะการต่อในลักษณะดัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ข) โครงสร้างที่ต่อตัวเหนี่ยวนำอนุกรมที่ใช้วิเคราะห์

รูปที่ 1 ตัวเชื่อมต่อแบบมีทิศทาง

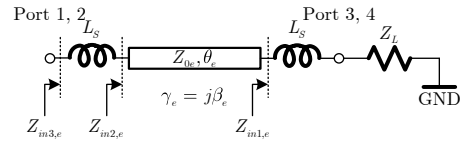
กล่าวได้ทำให้อิมพีแดนซ์คุณลักษณะสุทธิ (effective characteristic impedance) ของตัวเชื่อมต่อแบบมีทิศทางมีค่าเปลี่ยนไปจากเดิม นั่นเอง

ดังนั้น บทวิจัยนี้จึงพยายามที่จะแก้ปัญหาดังกล่าวด้วยการวิเคราะห์หาสมการอิมพีแดนซ์คุณลักษณะสุทธิของแต่ละโหมครวมเข้าเป็นส่วนหนึ่งของการออกแบบ เราใช้เทคนิคแบบแยกการกระตุ้น (excitation) กับตัวเชื่อมต่อแบบมีทิศทาง ทำให้สามารถวิเคราะห์ตัวเชื่อมต่อแบบ 4 พอร์ต ด้วยการวิเคราะห์สายส่งเดียวในโหมคคู่กับที่ยังผลให้สามารถวิเคราะห์หาสมการได้อย่างสะดวกและรวดเร็ว สมการที่ได้มีความถูกต้องและกะทัดรัด

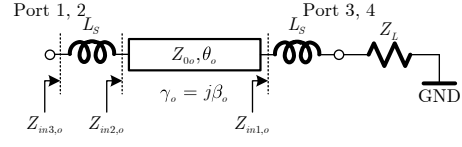
2. การวิเคราะห์โครงสร้างด้วยการกระตุ้นในโหมคคู่และคี่

ตัวเชื่อมต่อแบบมีทิศทางโครงสร้างพื้นฐานแสดงได้ดังรูปที่ 1(ก) ส่วนโครงสร้างที่มีการต่อตัวเหนี่ยวนำอนุกรมเข้าไปทุกพอร์ต [4] (ใช้เป็นโครงสร้างสำหรับการวิเคราะห์ของบทวิจัยนี้) แสดงได้ดังรูปที่ 1(ข) กำหนดให้  $Z_{0e}$  และ  $Z_{0o}$  แทนอิมพีแดนซ์คุณลักษณะในโหมคคู่และคี่ ตามลำดับ  $\theta_e$  และ  $\theta_o$  แทนความยาวทางไฟฟ้าในโหมคคู่และคี่ ส่วน  $L_s$  เป็นตัวเหนี่ยวนำที่อนุกรมเข้ากับทุกพอร์ต กำหนดเพิ่มให้พอร์ตที่ 1, 2, 3 และ 4 เรียกว่า พอร์ตอินพุต, พอร์ตเชื่อมต่อ, พอร์ตตรง และพอร์ตไอโซเลชัน ตามลำดับ มีอิมพีแดนซ์  $Z_L$  ต่อเข้ากับพอร์ต 2, 3 และ 4 ขณะที่พอร์ต 1 จะถูกต่อเข้ากับแหล่งกำเนิดที่มีอิมพีแดนซ์ค่า  $Z_s$

รูปที่ 2 แสดงวงจรสมมูลของรูปที่ 1(ข) โดยกรณีกระตุ้นด้วยโหมคคู่และคี่ได้วงจรสมมูลดังรูปที่ 2(ก) และ (ข) ตามลำดับ วงจรสมมูลที่ได้ประกอบด้วยตัวเหนี่ยวนำ  $L_s$  ต่อเข้าทางด้านซ้ายและขวามือของสายส่งเดี่ยว นั่นคือ เราสามารถวิเคราะห์ตัวเชื่อมต่อแบบมีทิศทางโครงสร้างสมมาตรขนาด 4 พอร์ต ด้วยวงจรสมมูลสายส่งแบบ 2 พอร์ตที่มีความยาวทางไฟฟ้าเท่ากับ 90 องศา ( $\pi/2$  radian) ณ ความถี่กลาง  $f_0$  ซึ่งตรงกับคุณสมบัติของตัวแปลงอิมพีแดนซ์ขนาดหนึ่งในสี่ส่วนความยาวคลื่น (quarter-wave transformer:  $\lambda_g/4$ ) ในที่นี้ การวิเคราะห์จะอยู่



(ก) กรณีการกระตุ้นด้วยโหมคคู่



(ข) กรณีการกระตุ้นด้วยโหมคคี่

รูปที่ 2 วงจรสมมูลของตัวเชื่อมต่อมีทิศทางที่ต่อตัวเหนี่ยวนำอนุกรม

ภายใต้เงื่อนไขที่ทำให้อิมพีแดนซ์คุณลักษณะสุทธิ (รวมตัวเหนี่ยวนำ) ในแต่ละโหมค ( $Z_{0e,o}^{eff}$ ) มีค่าเท่ากับอิมพีแดนซ์คุณลักษณะในแต่ละโหมคของโครงสร้างตามรูปที่ 1(ก) รวมไปถึงการทำให้ความเร็วเชิงเฟสของทั้งสองโหมคมีค่าเท่ากันด้วยการปรับความยาวทางไฟฟ้าสุทธิในโหมคคู่ให้ มีค่าเท่ากับโหมคคี่ ( $\theta_e^{eff} = \theta_o^{eff}$ )

จากรูปที่ 2(ก) และ (ข) ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ของวงจรสมมูลหาได้จากความสัมพันธ์ (ตัวห้อย e และ o แทนโหมคคู่และคี่)

$$Z_{in1,e,o} = Z_L + j\omega L_s \tag{1}$$

$$Z_{in2,e,o} = Z_{0e,o} \frac{Z_{in1,e,o} + jZ_{0e,o} \tan(\theta_{e,o})}{Z_{0e,o} + jZ_{in1,e,o} \tan(\theta_{e,o})} \tag{2}$$

และ

$$Z_{in3,e,o} = Z_{in2,e,o} + j\omega L_s = Z_{ine,o} \tag{3}$$

เมื่อพิจารณาผลลัพธ์จากสมการที่ 3 ซึ่ง  $Z_{ine,o} = \Re(Z_{ine,o}) + j\Im(Z_{ine,o})$  ร่วมกับคุณสมบัติของการเป็นตัวแปลงหนึ่งในสี่ส่วนความยาวคลื่น จะได้

$$\Re(Z_{ine,o}) = \frac{Z_{0e,o}^2 Z_L \sec^2(\theta_{e,o})}{Z_L^2 \tan^2(\theta_{e,o}) + [Z_{0e,o} - \omega L_s \tan(\theta_{e,o})]^2} \tag{4}$$

และ  $\Im(Z_{ine,o}) = 0$  นั่นคือ

$$\left\{ \begin{aligned} &2\omega L_s Z_{0e,o}^2 - 3(\omega L_s)^2 Z_{0e,o} \tan(\theta_{e,o}) + \omega L_s Z_L^2 \tan^2(\theta_{e,o}) \\ &+ (\omega L_s)^3 \tan^2(\theta_{e,o}) - Z_{0e,o} Z_L^2 \tan(\theta_{e,o}) + Z_{0e,o}^3 \tan(\theta_{e,o}) \\ &- \omega L_s Z_{0e,o}^2 \tan^2(\theta_{e,o}) \end{aligned} \right\} = 0 \tag{5}$$

แทนค่า  $\theta_{e,o} = \tan^{-1} Z_{0e,o} / (\omega L_s)$  ซึ่งได้จากสมการที่ 5 ลงไปในสมการที่ 4 จะได้  $\Re(Z_{ine,o}) = Z_{0e,o}^2 + (\omega L_s)^2 / Z_L$  เมื่อพิจารณาร่วมกับเงื่อนไขตัวแปลงอิมพีแดนซ์  $\lambda_g/4$  จะได้อิมพีแดนซ์คุณลักษณะสุทธิของตัวเชื่อมต่อแบบมีทิศทางที่ต่อตัวเหนี่ยวนำมีค่าเท่ากับ

$$Z_{0e,o}^{eff} = \sqrt{Z_{0e,o}^2 + (\omega L_s)^2} \tag{6}$$

ซึ่งตัวเหนี่ยวนำสามารถหาค่าได้จากสมการ

$$L_s = \frac{Z_{0e}^{eff} \cos \theta_e}{\omega} \tag{7}$$

นอกจากนี้ ถ้ากำหนดเพิ่มเติมให้  $\Theta = \sqrt{\epsilon_{ro}^{eff} / \epsilon_{re}^{eff}}$  โดยที่  $\epsilon_{re}^{eff}$  และ  $\epsilon_{ro}^{eff}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

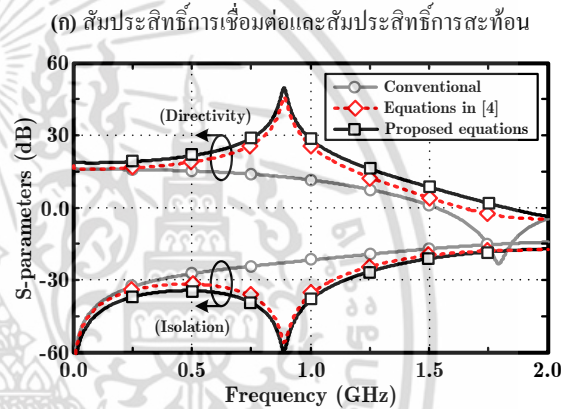
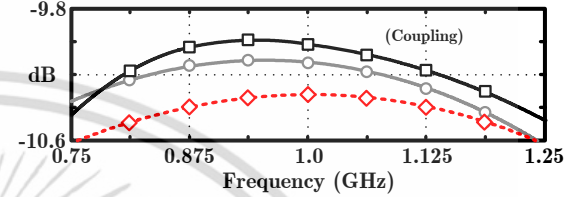
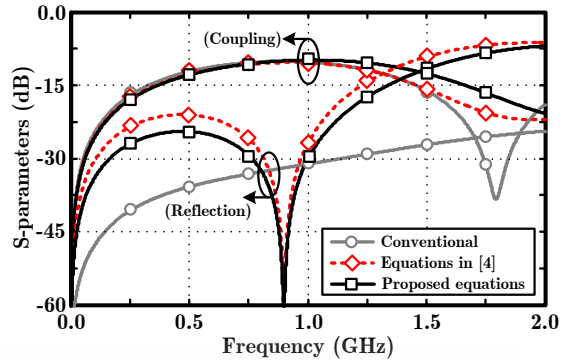
แทนค่าคงที่ไดอิเล็กตริกในโหมคคู่และคี่แล้ว การปรับความเร็วเชิงเฟสในโหมคคู่ให้มีค่าเท่ากับโหมคคี่สามารถทำได้ภายใต้เงื่อนไข  $\theta_o = \ominus\theta_e$

3. ผลการเปรียบเทียบกับสมการที่เคยมีการนำเสนอ

การเปรียบเทียบสมรรถนะของตัวเชื่อมต่อแบบมีทิศทางที่มีการชดเชยด้วยตัวเหนี่ยวนำตามรูปที่ 1(ข) จะอ้างอิงกับสมการที่เคยมีนำเสนอในบทวิจัย [4] และสมการที่ได้พัฒนาขึ้นมาในบทวิจัยนี้ เราใช้ LineCalc จากโปรแกรม ADS (Advanced Design System) ช่วยสังเคราะห์ขนาดทางกายภาพให้อยู่บนแผ่นวงจรพิมพ์ RF-35 ( $\epsilon_r = 3.5, h = 1.52 \text{ mm}, t = 1.8 \text{ }\mu\text{m}$  และ tangent loss = 0.0018) ในที่นี้กำหนดให้อิมพีแดนซ์คุณลักษณะของตัวเชื่อมต่อแบบมีทิศทางเท่ากับ  $50 \Omega$  และสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อเท่ากับ 10 dB ณ ความถี่กลาง 900 MHz

จากข้อกำหนดทางด้านไฟฟ้าจะได้  $Z_{0e}^{eff} = 69.3713 \Omega$  และ  $Z_{0o}^{eff} = 36.0380 \Omega$  มีค่า  $\epsilon_{re} = 2.890$  และ  $\epsilon_{ro} = 2.340$  ประกอบกับ  $\theta_{e,o}^{eff} = \tan^{-1} Z_{0e,o} / (\omega L_S)$  และ  $Z_{0e,o}^{eff} = \sqrt{Z_{0e,o}^2 + (\omega L_S)^2}$  ในขั้นต้นได้เลือกให้  $\theta_{e,o}^{eff} = 1.4 \text{ radian}$  จะได้  $L_S = 2.085 \text{ nH}$  จากนั้นคำนวณค่าได้  $Z_{0e} = 68.362 \Omega$  และ  $Z_{0o} = 34.054 \Omega$  การต่อตัวเหนี่ยวนำ  $L_S$  อนุกรมกับตัวเชื่อมต่อนี้จะทำให้ความถี่กลางใหม่ที่เกิดขึ้นอยู่ต่ำกว่าที่ต้องการ ดังนั้น เราจึงต้องลดความยาวของตัวเชื่อมต่อมีทิศทางและลดค่า  $L_S$  ลงด้วยแฟกเตอร์  $(1 + \Theta)(\theta_{e,o} / \pi)$  ไปพร้อมๆ กันเพื่อให้ได้ความถี่กลางตามต้องการ ภายใต้ข้อกำหนดเดียวกัน ค่า  $L_S$  ที่ใช้ในบทวิจัย [4] มีค่าเท่ากับ  $2.103 \text{ nH}$  (หาเฉพาะค่าความยาวของตัวเชื่อมต่อใหม่ แต่ไม่ได้หาค่า  $Z_{0e}$  และ  $Z_{0o}$  ใหม่แต่อย่างใด)

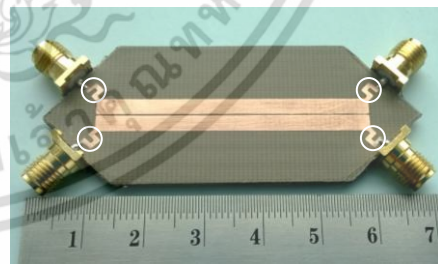
รูปที่ 3 แสดงสมรรถนะของตัวเชื่อมต่อแบบมีทิศทางในระดับวงจร (schematic level) พร้อมปรับค่าความยาวของตัวเชื่อมต่อที่สังเคราะห์ขึ้นบนแผ่นวงจรพิมพ์ให้เหมาะสม ผลของการใช้สมการที่เราพัฒนาขึ้น ได้สัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อ 9.98 dB ณ ความถี่กลาง 900 MHz มีการสะท้อนกลับทางอินพุตต่ำกว่า 60 dB ขณะเดียวกัน ไอโซเลชันมีค่าสูงกว่า 59.70 dB และค่าไดเรกทิวิตีสูงถึง 49.68 dB ส่วนผลที่ได้จากบทวิจัย [4] ณ ความถี่ 900 MHz มีสมรรถนะดังนี้ สัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อเท่ากับ 10.34 dB การสะท้อนกลับทางอินพุตต่ำกว่า 60 dB ส่วนไอโซเลชันและไดเรกทิวิตีมีค่ามากกว่า 55.92 dB และ 45.55 dB ตามลำดับ เราพบว่าสมรรถนะที่ได้มีค่าใกล้เคียงกันมาก แต่ถ้าหากพิจารณาในรายละเอียดจะเห็นได้ว่า สมการที่เราได้พัฒนาขึ้นมาบนพื้นฐานการแยกกระดุนในโหมคคู่และคี่ ให้สัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อที่ใกล้เคียงกับข้อกำหนดมากกว่า ด้วยเหตุที่สมการอิมพีแดนซ์คุณลักษณะสุทธิถูกรวมเข้าเป็นส่วนหนึ่งในการออกแบบ นอกจากนี้แล้ว ยังมีข้อดีอีกประการที่สำคัญคือ ความเหนี่ยวนำ  $L_S$  ที่ใช้มีค่า  $1.765 \text{ nH}$   $2.085 \times (1 + \Theta)(\theta_{e,o} / \pi) = 1.765$  ซึ่งต่ำกว่าบทวิจัย [4] บ่งเป็นนัยว่า อุปกรณ์แฝงที่เกิดขึ้นจากการใช้ตัวเหนี่ยวนำทางปฏิบัติจะส่งผลกระทบต่อสมรรถนะอันพึงประสงค์ของตัวเชื่อมต่อแบบมีทิศทางน้อยกว่า นั่นเอง



(ก) สัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อและสัมประสิทธิ์การสะท้อน

(ข) ไดเรกทิวิตีและไอโซเลชัน

รูปที่ 3 สมรรถนะตัวเชื่อมต่อแบบมีทิศทางในระดับวงจรที่ใช้ค่าตั้งต้นจากสมการที่พัฒนาขึ้นในการจำลองการทำงาน



รูปที่ 4 ภาพถ่ายชิ้นงานที่ใช้ค่าเริ่มต้นจากสมการที่พัฒนาขึ้น

4. การวัดชิ้นงานต้นแบบ

การเลี้ยวตัววงจรต้นแบบโดยใช้ค่าพารามิเตอร์ที่ได้อธิบายไว้ในหัวข้อที่ 3 และเลือกสังเคราะห์ตัวเหนี่ยวนำให้เป็นแบบวงวน (meander-line inductor) เพื่อให้มีขนาดเล็ก พร้อมกับจำลองการทำงานโดยรวมผลกระทบของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่เกิดขึ้นในวงจรด้วยวิธีโมเมนตัม (Momentum method) รูปที่ 4 แสดงภาพถ่ายชิ้นงานต้นแบบที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ออกแบบให้มีขนาดเท่ากับ 28 mm × 68 mm (รวมความยาวของคอนเน็คเตอร์ SMA)

รูปที่ 5 แสดงผลเปรียบเทียบการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรมและผลการวัดชิ้นงานด้วยเครื่องวิเคราะห์โครงข่ายแบบเวกเตอร์รุ่น Agilent N5230A โดยรูปที่ 5(ก) แสดงสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อและสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับทางพอร์ตอินพุต ผลการวัด ณ ความถี่กลาง 891.2 MHz ได้สัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อ 10.15 dB (ผลจากการจำลอง ณ ความถี่ศูนย์กลาง 908 MHz ได้ค่าเท่ากับ 10.08 dB ส่วนโครงสร้างพื้นฐานเท่ากับ 10.05 dB) ขณะที่วัดค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับได้เท่ากับ 58 dB (จากการจำลองได้ค่าต่ำกว่า 60 dB ส่วนโครงสร้างพื้นฐานเท่ากับ 28.89 dB)

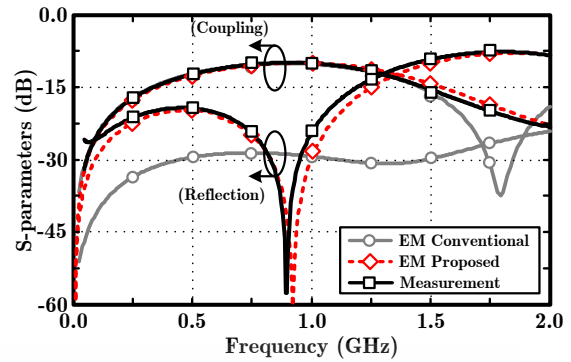
ส่วนรูปที่ 5(ข) นั้น จะแสดงค่าไอโซเลชันและไดเรกทิวิตี โดยวัดค่าไอโซเลชันของตัวเชื่อมต่อต้นแบบ ได้สูงถึง 58.59 dB (จากการจำลองการทำงานได้ค่าเท่ากับ 63.34 dB ส่วนโครงสร้างพื้นฐานเท่ากับ 22.69 dB) ซึ่งมีค่าที่สูงกว่าตัวเชื่อมต่อโครงสร้างพื้นฐานถึง 35.90 dB ขณะเดียวกัน วัดค่าไดเรกทิวิตีได้ค่าเท่ากับ 48.44 dB (จากการจำลองการทำงานได้ค่าเท่ากับ 53.26 dB ส่วนโครงสร้างพื้นฐานเท่ากับ 12.64 dB) นั่นแสดงว่า ไดเรกทิวิตีของตัวเชื่อมต่อต้นแบบที่นำเสนอวัดค่าได้สูงกว่าโครงสร้างพื้นฐานถึง 35.80 dB เมื่อพิจารณาผลลัพธ์ที่ได้จากรูปที่ 5 จะเห็นได้อย่างชัดเจนว่า ทั้งการจำลองการทำงานและการวัดชิ้นงานต้นแบบมีสอดคล้องกันเป็นอย่างดี อีกทั้งมีความสอดคล้องกับผลการทำนายทางทฤษฎีด้วย

## 5. บทสรุป

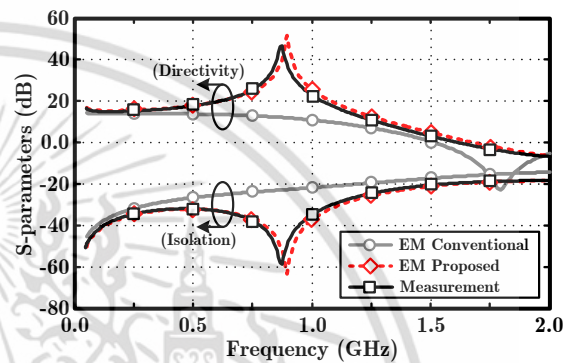
ในบทความนี้ได้นำเสนอสมการสำเร็จรูปที่มีความถูกต้องและแม่นยำสูงในการออกแบบตัวเชื่อมต่อแบบมีทิศทางที่ต่อตัวเหนี่ยวนำอนุกรมเข้ากับทุกพอร์ต การกระตุ้นในโหมมคูล์และถี่กับโครงสร้างที่สมมาตรทำให้การวิเคราะห์อุปกรณ์ที่มี 4 พอร์ต (ดังเช่นตัวเชื่อมต่อแบบมีทิศทาง) มีความสะดวกและรวดเร็ว เพราะสามารถใช้ทฤษฎีสายส่งพื้นฐานพิจารณาร่วมกับทฤษฎีตัวแปลงหนึ่งในสี่ความยาวคลื่น ซึ่งเอื้อต่อการพัฒนาสมการให้อยู่ในรูปแบบที่ง่ายต่อการทำความเข้าใจ ทั้งนี้ เพื่อแสดงศักยภาพของสมการที่ได้พัฒนาขึ้น การเปรียบเทียบสมรรถนะกับโครงสร้างที่เคยมีผู้แนะนำให้เสนอสมการมาก่อนหน้า จึงมีความจำเป็นอย่างยิ่ง จากผลลัพธ์ที่ได้แสดงให้เห็นว่า หลักการที่ได้นำเสนอให้ผลลัพธ์ตรงตามต้องการ อีกทั้งหลักการที่นำเสนอนี้ยังสามารถนำไปประยุกต์ใช้ในการวิเคราะห์อุปกรณ์หรือวงจร โครงสร้างสมมาตรอื่นๆ ได้

## เอกสารอ้างอิง

- [1] B. A. Lippman, "Theory of directional couplers", M.I.T. Rad. Lab. Rep. 860, Dec. 1945.
- [2] R. J. Harrison, "Design considerations for directional couplers", M.I.T. Rad. Lab. Rep. 724, Dec. 1945.



(ก) สัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อและสัมประสิทธิ์การสะท้อนทางอินพุต



(ข) ไดเรกทิวิตีและไอโซเลชัน

รูปที่ 5 สมรรถนะของตัวเชื่อมต่อแบบมีทิศทางต้นแบบที่วัดได้

- [3] R. Mongia, I. J. Bahl, and P. Bhartia, *RF and Microwave Coupled-Line Circuits*, Boston, MA: Artech House, 1999.
- [4] R. Phromloungsri et al., "Design high-directivity parallel-coupled lines using quadrupled inductive-compensated technique", in *2006 Asia-Pacific Microwave Conference (APMC2006)*, Dec. 2006, pp. 1380-1383.
- [5] S. Lee and Y. Lee, "A design method for microstrip directional couplers loaded with shunt inductors for directivity enhancement", *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 58, no. 4, pp. 994-1002, Apr. 2010.
- [6] M. Dydyk, "Microstrip directional couplers with ideal performance via single-element compensation", *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 47, no.6, pp. 956-964, Jun. 1999.
- [7] J. Muller, C. Friesicke, and A. F. Jacob, "Stepped impedance microstrip couplers with improved directivity", in *2009 IEEE MTT-S Int. Dig.*, Jun. 2009, pp. 621-624.
- [8] S. F. Chang et al., "New high-directivity coupler design with coupled spurlines", *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 14, no. 2, pp. 65-67, Feb. 2004.
- [9] D.-Z. Chen et al., "Compact microstrip parallel coupler with high isolation", *Electron. Lett.*, vol. 44, no. 12, pp. 740-741, Jun. 2008.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



# ประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 36

The 36<sup>th</sup> Electrical Engineering Conference (EECON-36)

วันที่ 11-13 ธันวาคม พ.ศ. 2556

## ขอมอบประกาศเกียรติคุณรางวัลความดีเด่น

ให้แก่

ศุภานันท์ กพทรงกฤษ, ชนิษฐา แซ่จิว, เจตวรา ต่างจิตร์, กษัตินพงษ์ ศรีสถิตย์ และวิมลดา สุระก้าพลธร

เรื่อง ส่งผลการออกแบบที่มีความถูกต้องสำหรับขอเชื่อมต่อสมิทที่ทางโครงการไม่เคร่งครัดซึ่งช่วยประหยัดค่าใช้จ่าย

(รองศาสตราจารย์ ดร.ชัยวุฒิ จิตรอุทัย)  
นายกสมาคม  
วิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า(ประเทศไทย)

(รองศาสตราจารย์ ดร.พจน์)  
หัวหน้าภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า  
คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ใด ๆ  
ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการ

## ภาคผนวก ข

จากสมการ (2.2) สามารถเขียนสมการแจกแจงได้ดังนี้

$$Z_0 = \frac{(Z_0 + Z\Delta z) \frac{1}{Y\Delta z}}{Z_0 + Z\Delta z + \frac{1}{Y\Delta z}} \quad (2.2)$$

ถ้าให้  $Z = R + j\omega L$  แทนอิมพีแดนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาว

และ  $Y = G + j\omega C$  แทน แอดมิตแตนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาวแล้ว

$$Z_0^2 + Z_0 Z \Delta z + \frac{Z_0}{Y \Delta z} = Z_0 + Z \Delta z \frac{1}{Y \Delta z}$$

$$\frac{Z_0^2 Y \Delta z + Z_0 Z \Delta z Y \Delta z + Z_0}{Y \Delta z} = Z_0 + Z \Delta z \frac{1}{Y \Delta z}$$

$$Z_0^2 Y \Delta z + Z_0 Z \Delta z Y \Delta z = Z \Delta z$$

$$Z_0^2 Y + Z_0 Z Y \Delta z = Z$$

$$Z_0 Y (Z_0 + Z \Delta z) = Z$$

$$Z_0 Y Z_0 = Z$$

$$Z_0^2 = \frac{Z}{Y}$$

$$Z_0 = \sqrt{\frac{Z}{Y}}$$

สำหรับกรณีที่  $\Delta z \rightarrow 0$ , จะได้

$$Z_0 = \sqrt{\frac{Z}{Y}} = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad (2.3)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ประวัติผู้เขียน

ชื่อ - นามสกุล	ร้อยตำรวจโท หลิ่ง สุภานัน ภพตระกูล
วัน เดือน ปีเกิด	8 พฤศจิกายน พุทธศักราช 2523 ที่จังหวัดนราธิวาส
ที่อยู่	18/266 ซอยศาลาธรรมสพน์ 17 ถนนศาลาธรรมสพน์ แขวงศาลาธรรมสพน์ เขตทวีวัฒนา กรุงเทพฯ 10170
ประวัติการศึกษา	2546 วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร ปัจจุบันกำลังศึกษาอยู่ในระดับปริญญาโท หลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหาร ลาดกระบัง
ประวัติการทำงานและผลงานวิจัย	
ปัจจุบัน	รับราชการตำรวจ กองตำรวจสื่อสาร สำนักงานตำรวจแห่งชาติ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้