

# สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การออกแบบสร้างและวัดสายอากาศแบบแอคทีฟ

A Design Fabrication and Measurement of Active Integrated Antenna



เลขหมู่.....  
เลขทะเบียน...33911...  
วัน, เดือน, ปี 20 ก.ย. 2542

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาเทคโนโลยีโทรคมนาคม ภาควิชาเทคนิคอุตสาหกรรม

คณะวิศวกรรมศาสตร์


สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานภายในเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อปริญญานิพนธ์	การออกแบบสร้างและวัดสายอากาศแบบแอกทีฟ	
ชื่อนักศึกษา	นายณัฐวุฒิ	จีคดี
	นายเอกทัศน์	ทองประยูร
อาจารย์ที่ปรึกษา	อาจารย์สถาพร	พรหมวงศ์
	อาจารย์พิชญ	สุพรรณกุล
ภาควิชา	เทคนิคอุตสาหกรรม	
ปีการศึกษา	2541	

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง อนุมัติให้  
ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต

คณะกรรมการสอบปริญญานิพนธ์

  
 .....(ประธานกรรมการ)  
 (.....)  
 .....(กรรมการ)  
 (.....)  
 .....(กรรมการ)  
 (.....)  
 .....(กรรมการ)  
 (.....)  
 .....(กรรมการ)  
 (.....)

ลิขสิทธิ์ของคณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## การออกแบบสร้างและวัดสายอากาศแบบแอกทีฟ

โดย นายณัฐวุฒิ ชีคดี  
นายเอกทัศน์ ทองประยูร

อาจารย์ที่ปรึกษา อาจารย์สถาพร พรหมวงค์  
อาจารย์พิชญ์ สุพรรณกุล

ปีการศึกษา 2541

### บทคัดย่อ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ เสนอการออกแบบและวัดผลของสายอากาศแบบแอกทีฟ โดยใช้เทคนิคควอไซออปติคัล สายอากาศที่ได้สาริตมีขนาด 2-องค์ประกอบ ซึ่งประกอบด้วย เฟดทำหน้าที่เป็นออสซิลเลเตอร์ และสายอากาศได้ใช้สายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปทำหน้าที่แผ่กระจายคลื่น จากการวัดและทดสอบสายอากาศที่ได้สร้างขึ้น สังเกตเห็นได้ว่าเฟดทั้งสองทำงานที่เฟสเดียวกัน และได้แบบรูปการแผ่กระจายคลื่น เป็นไปตามทฤษฎีของสายอากาศแบบแอกทีฟ ได้มีการอธิบายทางทฤษฎีและสูตรต่าง ๆ ที่ใช้ ได้เปรียบเทียบกับทางทฤษฎี รวมทั้งเหตุผลของความแตกต่างระหว่างผลที่ได้จากการวัดกับทางทฤษฎี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## A Design Fabrication and Measurement of Active Integrated Antenna

**BY** MR. Natthawuth Kheeddee  
 MR. Ackatuch Tongprayoon  
  
**ADVISOR** Arjan. Sathaporn Promwong  
 Arjan. Pichaya Supeenkul  
**YEAR** 1998

---

### Abstract

This project presents a design and measurement of an active integrated antenna using quasi – optical technique. Two elements active integrated antenna designed consists of FETs used as oscillator and microstrip patch antenna used as radiator. The measured results are found that two FET operate at same phase and the measured radiation pattern is in good agreement with theoretical radiation pattern. Theory formulation of the active integrated antenna and the different between the measured results and the theoretical results are described in this paper.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## กิตติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงด้วยดีเนื่องมาจากความร่วมมือของสมาชิกภายในกลุ่มทุกคน และได้รับคำแนะนำที่ดีจากอาจารย์ที่ปรึกษาทั้งทางด้านข้อมูล แนะนำการแก้ปัญหาตลอดจนแนวคิดต่างๆ เป็นอย่างดีเสมอมา

ขอขอบคุณอาจารย์ สถาพร พรหมวงษ์ อาจารย์ที่ปรึกษา ที่ให้คำแนะนำโครงการรายละเอียดตลอดจนเนื้อเพื่อเครื่องมือ อุปกรณ์และห้องปฏิบัติงานในการทำโครงการครั้งนี้

ขอขอบคุณอาจารย์ พิชญ์ สุพรรณกุล อาจารย์ที่ปรึกษาอีกหนึ่งท่าน ที่คอยช่วยเหลือและแนะนำรายละเอียดต่าง ๆ ของโครงการนี้

ขอขอบคุณอาจารย์ มนต์ชัย แซ่มซ้อย ที่ให้คำแนะนำเกี่ยวกับการสร้าง รายละเอียดของอุปกรณ์ และวิธีการวัด สุกทำยที่ควรระมัดระวังอย่างยิ่ง บิดา และมารดา ที่เป็นผู้ให้การสนับสนุนด้านการศึกษา และเป็นผู้ให้กำลังใจด้วยดีตลอดมา ตลอดจนเพื่อนทุกคนที่คอยให้กำลังใจเสมอ จึงขอขอบคุณ ทุกท่านที่กล่าวมา ณ โอกาสนี้ด้วย

นายณัฐวุฒิ ชีตดี  
นายเอกทัสน์ ทองประยูร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	ก
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	ข
กิตติกรรมประกาศ	ค
สารบัญ	ง
สารบัญรูปภาพ	ฉ
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง	4
2.1 ไมโครสตริป (microstrip)	4
2.1.1 โครงสร้าง	4
2.1.2 การส่งผ่านของคลื่นในไมโครสตริป	5
2.1.3 รูปแบบสนามของไมโครสตริป (Microstrip field configuration)	9
2.1.4 การวิเคราะห์หาค่าเวกเตอร์ - สแตติก ของไมโครสตริป (Quasi - Static Analyses of Microstrip)	10
2.1.5 การลดทอนกำลังสัญญาณของไมโครสตริป	15
2.1.6 การออกแบบไมโครสตริป	17
2.1.7 แฟกซ์รูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า	19
2.1.8 การป้อนสัญญาณ	28
2.2 ออสซิลเลเตอร์ ( OSCILLATORS )	30
2.2.1 การใช้สมิทชาร์ตช่วยในการออกแบบออสซิลเลเตอร์	31
2.2.1.1 รีซีพโรคัลอิมมิตแดนซ์ (Reciprocal of immittance)	33
2.2.1.2 ความต้านทานเชิงลบ (Negative Resistance)	35
2.2.1.3 Immittance Matching	36
2.2.2 อิมมิตแดนซ์ชาร์ต( IMMITTANCE CHART)	41
2.2.2.1 การแมทชิงแบบอิมมิตแดนซ์ค่าจริง (Matching Real Immitance)	42
2.2.2.2 การแมทชิงแบบอิมมิตแดนซ์จำนวนเชิงซ้อน (Matching Complex Immittance)	43
2.2.3 ไมโครสตริป (MICROSTRIP)	46

## สารบัญ ( ต่อ )

	หน้า
2.2.4 การแมทชิ่งแบบสายเดี่ยว (Single-Line Matching)	47
2.3 ทฤษฎีสายนำสัญญาณ ( Transmission line Theory )	52
2.3.1 สายนำสัญญาณที่ต่อปลายแบบเปิด	54
2.3.2 การสะท้อนกลับจากโหลดตัวต้านทาน	55
2.3.3 สายนำสัญญาณต่อปลายแบบปิด	57
2.3.4 สายนำสัญญาณต่อปลายแบบเปิด	57
2.3.5 สมการที่ใช้ในการหาค่าอิมพีแดนซ์	57
2.3.6 ลักษณะสมบัติของสายนำสัญญาณฮาร์ดไฟฟ์ และควอเตอร์วฟ์	58
2.3.7 กราฟคุณลักษณะแสดงอินพุทอิมพีแดนซ์ของสายนำสัญญาณ ซึ่งต่อปลายแบบปิด หรือแบบเปิด (Short or Open Termination)	59
2.3.8 อินพุทอิมพีแดนซ์ของสายนำสัญญาณ เมื่อต่อปลายแบบเปิด	60
บทที่ 3 ขั้นตอนการออกแบบ และการวัดสายอากาศแบบแอกทีฟ	62
3.1 การออกแบบสายอากาศไมโครสตริป	62
3.2 การออกแบบสร้างในส่วนของฮอสซิลเลเตอร์	65
3.3 การสร้างแผ่นวงจรพิมพ์	71
3.4 การวัดสายอากาศแบบแอกทีฟ	75
บทที่ 4 การทดลอง และผลการทดลอง	77
4.1 การทดลองสร้างแบบซึ่งเกิด โดยสร้างบนวัสดุฐานรองอีพอกซี	77
4.2 ผลการวัดของสายอากาศแอกทีฟ แบบแถวลำดับขนาด 2 องค์ประกอบ โดยสร้างบนวัสดุฐานรองเทฟลอน	78
บทที่ 5 บทสรุป	83
5.1 สรุปวิจารณ์	83
5.2 เสนอแนะ	84
บรรณานุกรม	
ภาคผนวก ก ข้อมูลของแผ่นเทฟลอน	
ภาคผนวก ข ข้อมูลของเฟด	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูปภาพ

	หน้า
รูปที่ 2.1.1 โครงสร้างของไมโครสตริป	4
รูปที่ 2.1.2 เส้นแรงไฟฟ้าในระนาบตามขวางของไมโครสตริป	5
รูปที่ 2.1.3 ไมโครสตริปที่มี $w/h \gg 1$ และ $w/h \ll 1$	7
รูปที่ 2.1.4 ตัวอย่างการเปลี่ยนแปลงตามความถี่ของค่า $\epsilon_{eff}(f)$	8
รูปที่ 2.1.5 แสดงวิวัฒนาการของไมโครสตริป จากสายส่งแบบสองสาย	9
รูปที่ 2.1.6 การแปลงและการหาค่าคงที่ประสิทธิภาพไดอิเล็กทริก	13
รูปที่ 2.1.7 คาแรคเตอร์istik อิมพีแดนซ์ค่าคงที่ประสิทธิภาพ ไดอิเล็กทริกของไมโครสตริป	15
รูปที่ 2.1.8 การส่งผ่านของคลื่น TEM แบบอุดมคติในไมโครสตริป	16
รูปที่ 2.1.9 สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป และลักษณะของค่าคงที่ ไดอิเล็กทริกประสิทธิภาพ	20
รูปที่ 2.1.10 การเปลี่ยนแปลงของค่าคงที่ไดอิเล็กทริกประสิทธิภาพต่อ ความถี่ความยาวประสิทธิภาพ	21
รูปที่ 2.1.11 ความยาวประสิทธิภาพของสายอากาศไมโครสตริป รูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า	21
รูปที่ 2.1.12 สายอากาศไมโครสตริปรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าและ วงจรถ่ายเท้าของแบบจำลองสายส่งสัญญาณ	23
รูปที่ 2.1.13 ค่าความนำของร่องซึ่งเป็นฟังก์ชันของความกว้างของร่อง	26
รูปที่ 2.1.14 ตำแหน่งการป้อนสัญญาณและการเปลี่ยนแปลง ของความต้านทานอินพุต	28
รูปที่ 2.1.15 การป้อนสัญญาณให้กับสายอากาศไมโครสตริป	29
รูปที่ 2.1.16 วงจรถ่ายเท้าของการป้อนสัญญาณตามรูปที่ 2.1.15	30
รูปที่ 2.2.1 แสดงการสร้าง สมิธชาร์ต; (a) วงกลม $r$ ; (b) วงกลม $x$	32
รูปที่ 2.2.2 แสดงวิธีหิฟโรเคลบนสมิธชาร์ต ที่อยู่ตรงกันข้ามที่มีรัศมีเท่ากัน	35
รูปที่ 2.2.3 แสดงวงจรมัทซิงแบบ EII-section	37
รูปที่ 2.2.4 (a-d) แสดงการสร้างสมิธชาร์ตสำหรับการแมทช์ระหว่างสายส่งกับโหลด	38

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ขออนุญาต

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูปภาพ ( ต่อ )

	หน้า
รูปที่ 2.2.5 (a) วงจรแมทซิ่งแบบ Tappe d-capacitor ;	40
(b) วงจรแมทซิ่งแบบ p-section	
รูปที่ 2.2.6 แสดงตัวอย่างวงจรที่ใช้ วงจรแมทซิ่งแบบ Tapped-capacitor	40
รูปที่ 2.2.7 แสดงอิมมิตแดนซ์ชาส์รต์	41
รูปที่ 2.2.8 (a-d) อิมมิตแดนซ์ชาส์รต์อย่างง่าย	43
รูปที่ 2.2.9 (a-d) แสดงวงจร และการรวม อิมมิตแดนซ์ชาส์รต์สำหรับ โหลดเชิงซ้อน	45
รูปที่ 2.2.10 แสดงโครงสร้างแผ่นตัวนำ geometry	48
รูปที่ 2.3.1 สายนำสัญญาณที่ถูกแบ่งออกเป็น ส่วน ๆ ที่เรียกว่า Unit length	52
รูปที่ 2.3.2 แบบจำลองของพารามิเตอร์แบบรวมกลุ่มก่อน	52
รูปที่ 2.3.3 แสดงการประจุของตัวเก็บประจุในแต่ละ Unit length	53
รูปที่ 2.3.4 ป้อนแรงดันไฟตรงให้แก่สายนำสัญญาณ	53
รูปที่ 2.3.5 แสดงให้เห็นสนามไฟฟ้า	54
รูปที่ 2.3.6 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างตัวแปรในสมการที่ (2.3.9)	58
รูปที่ 2.3.7 หนึ่งรอบหรือหนึ่งคาบเวลาของคลื่น โดยใช้หน่วยวัดทั้งสองแบบ	58
รูปที่ 2.3.8 (ก) การกระจายของคลื่นแรงดันและกระแสบนสายนำสัญญาณ ค่อปลายแบบเปิด	60
(ข) การกระจายของอิมพีแดนซ์บนสายนำสัญญาณค่อปลายแบบเปิด	
รูปที่ 3.1 บล็อกการสร้าง	66
รูปที่ 3.2 การออกแบบความยาวสตรีปในส่วนขาเกิด	68
รูปที่ 3.3 การออกแบบสลับและไลน์เลงซ์	69
รูปที่ 3.4	70
รูปที่ 3.5 การเชื่อมต่อแบบสตรง	71
รูปที่ 3.6 สายอากาศแบบแอกทีฟซึ่งมีการเชื่อมต่อแบบสตรง	71
รูปที่ 3.7 โปรแกรม L-Edit	72
รูปที่ 3.8 फिल्मเนกาทีฟ	72
รูปที่ 3.9 แผ่นเทพล่อนที่ติดครายฟิล์มแล้ว	73
รูปที่ 3.10 แผ่นเทพล่อนที่ติดด้วยฟิล์มเนกาทีฟ	73

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูปภาพ ( ต่อ )

	หน้า
รูปที่ 3.11 การกัศลายทองแดง	74
รูปที่ 3.12 สายอากาศแบบแอกทีฟที่เสร็จแล้ว	75
รูปที่ 3.13 การป้อนแรงดันของสายอากาศแบบแอกทีฟ	76
รูปที่ 4.1 เครื่องเนตเวอร์ค อนาคตไฮเซอร์	77
รูปที่ 4.2 สเปกตรัมที่วัดได้ของสายอากาศแบบแอกทีฟ ที่สร้างบนวัสดุฐานรองอีพอกซี	78
รูปที่ 4.3 สเปกตรัมที่วัดได้ของสายอากาศแบบแอกทีฟแถวลำดับชนิด 2 องค์ประกอบ ที่สร้างบนวัสดุฐานรองเทฟลอน	79
รูปที่ 4.4 รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศแอกทีฟ ในระนาบสนามไฟฟ้า (E-plane)	79
รูปที่ 4.5 รูปแบบการแพร่กระจายคลื่น ของสายอากาศแอกทีฟ ในระนาบสนามแม่เหล็ก (H-plane)	80
รูปที่ 4.6 ผลอิมพีแดนซ์ด้านออกของออสซิลเลเตอร์	80
รูปที่ 4.7 รูปแบบในระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็ก ของสายอากาศแอกทีฟ	81
รูปที่ 4.8 รูปแบบการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานและค่ารีแอกทีฟ ของสายอากาศแบบแอกทีฟต่อความถี่	82

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 1

### บทนำ

ปัจจุบันเทคโนโลยีการสื่อสารที่ใช้ความถี่สูง และเทคโนโลยีสื่อสารสมัยใหม่นั้น ไม่ได้ถูกใช้แค่เฉพาะด้านการทหารเท่านั้นแต่ระบบสื่อสารดังกล่าวนี้ยังได้รับความสนใจและเป็นที่ต้องการของระบบสื่อสารส่วนบุคคลทั่วๆ ไปอีกด้วย อาทิเช่นระบบ LAN ไร้สายภายใน โทรศัพท์เคลื่อนที่ระบบ PHS (Personal Handy – Phone System) และเรดาร์ที่ใช้หลักการเล็งการชนกันของรถยนต์ ปัจจัยที่สำคัญในระบบเหล่านี้คือ ประสิทธิภาพสูง ขนาดเล็ก น้ำหนักเบา และราคาต่ำ สิ่งที่สำคัญในระบบ ไร้สายข้างต้นอย่างหนึ่งคือสายอากาศ จะต้องอาศัยเทคโนโลยีที่เหมาะสมที่สุดคือสายอากาศแบบแอคทีฟ (Active Integrated Antenna:AIA) ซึ่งประกอบด้วยวงจรแอคทีฟ (Active Circuit) กับสายอากาศแบบแพทช์ที่มีขนาดเล็ก โดยอาศัยเทคนิคควอไซออพติกอล และสายอากาศแบบแอคทีฟสามารถทำให้มีกำลังสูงได้โดยอาศัยการรวมกำลังจากอุปกรณ์โซลิดสเตต (Combiner array) ซึ่งความถี่ย่านมิลลิเมตรเวฟ (Millimeter Wave) นั้นอุปกรณ์โซลิดสเตตเหล่านี้จะให้กำลังงานต่ำจากงานวิจัยที่ผ่านๆ มาดูเหมือนว่าจะเน้นในการทำวิจัยเพื่อใช้ในทางทหารเป็นส่วนใหญ่ แต่ความเป็นจริงแล้วการใช้งานสำหรับการสื่อสาร ส่วนบุคคลก็มีความจำเป็นอยู่ด้วยเช่นกัน เพียงแต่ความต้องการกำลังเอาต์พุต อยู่ในระดับปานกลางเท่านั้น อย่างไรก็ตามอุปกรณ์โซลิดสเตต(Solid State Device) ที่ถูกใช้ใน MMIC (Monolithic Microwave Integrated Circuit) เช่นเฟต (FET) มีความสามารถในการขยายกำลังงานที่ต่ำ ดังนั้นจึงต้องนำเทคนิคการรวมกำลังงาน ( Spation Power Combinig Technique ) มาใช้ในโครงสร้างแบบแถวลำดับ (Array Configuration) เพื่อเพิ่มกำลังที่รับจากเครื่องส่งให้มากขึ้น สำหรับวิธีในการรวมกำลังงานนั้น วิธีการเชื่อมต่อแบบสตรองก็เป็นวิธีการหนึ่ง ที่มีประสิทธิภาพมากที่สุด และมีความเหมาะสมในการใช้ร่วมกับอุปกรณ์ โซลิดสเตต

สำหรับการออกแบบโดยใช้วิธีควอไซออพติกอลนี้สายอากาศแอคทีฟแบบลำดับเชิงเส้นกับการเชื่อมต่อแบบสตรอง จะถูกแยกออกเป็นเซลล์หนึ่งหน่วย (Unit Cell) ตามธรรมชาติของโครงสร้างแบบคาบ (Periodic Structure) และสายเชื่อมต่อที่ใช้สำหรับต่อโดยตรงระหว่างออสซิลเลเตอร์ที่อยู่ใกล้กันก็จะถูกแทนด้วยสายท่อนสั้น (Stub) เพื่อปรับให้เหมาะสม นั่นคือสายอากาศท่อนสั้นแบบชอร์ต (Shorted Stub) สำหรับโหมดแอนติเฟส (Anti-phase Mode) ก็จะใช้สายท่อนสั้นแบบเปิด (Open Stub) จากผลที่ได้ จุดกึ่งกลางของสายที่มีสนามสูงสุดนั้นจะถูกสร้างขึ้นในกรณีของโหมดที่อินเฟสกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในบทความนี้ได้กล่าวถึงแนวคิดในการออกแบบและผลการทดลองของสายอากาศแบบแอคทีฟที่ประกอบด้วยเฟดออสซิลเลเตอร์แบบป้อนกลับอนุกรม (Series feedback oscillator) และสายอากาศแบบแพทช์เป็นตัวแพร่กระจายคลื่น เป็นสายอากาศแอคทีฟแบบแถวลำดับขนาด 2 องค์ประกอบ โดยใช้เทคนิคควาไซออปติคอลด้วยการเชื่อมต่อแบบสตรง และในการออกแบบได้ใช้ S พารามิเตอร์ในการออกแบบ

### 1.1 วัตถุประสงค์โครงการ

1. เพื่อศึกษาพื้นฐาน และหลักการของการสื่อสาร สายอากาศแบบแอคทีฟ ( Active Integrated Antenna )
2. เพื่อเป็นแนวทางในการพัฒนาไปสู่ การออกแบบสายอากาศ แบบร่อง ( Slot Antenna ) และแบบวัสดุฐานรองหลายชั้น ( Double Layered Substrate )

### 1.2 ขอบเขตของโครงการ

สร้างสายอากาศแบบแอคทีฟ ( Active Integrated Antenna ) โดยวงจรแอคทีฟที่ประกอบด้วย เฟด ออสซิลเลเตอร์แบบอนุกรมป้อนกลับ ( Series feed back Oscillator ) สร้างเป็นแบบแถวเรียงลำดับ ( Array Configuration ) ขนาด 2 องค์ประกอบ ( 2 – Element Linear ) มีการเชื่อมต่อแบบสตรง ( Strong Coupling ) โดยจะสร้างบนวัสดุฐานรองชนิดเพปต์อน ผลิตความถี่ใกล้เคียง  $10 \text{ GHz}$

### 1.3 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1. มีความเข้าใจหลักการ โครงสร้างและคุณสมบัติต่างๆของสายอากาศแบบแอคทีฟ ( Active Integrated Antenna )
2. สามารถออกแบบและสร้างสายอากาศแบบแอคทีฟได้ ( Active Integrated Antenna )
3. สามารถใช้อุปกรณ์เครื่องมือทดสอบและโปรแกรมที่ใช้ร่วมในการออกแบบได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 1.4 ข้อกำหนดของโครงการ

สร้างสายอากาศแบบแอคทีฟ ( Active Integrated Antenna ) ที่ผลิตความถี่ 10 GHz เป็นแบบแถวลำดับขนาด 2 องค์ประกอบ ( 2 - Element Linear )

#### 1.5 ข้อดีของสายอากาศแบบแอคทีฟ ( Active Integrated Antenna )

1. มีขนาดเล็กน้ำหนักเบา
2. ถ้าทำจำนวนมากๆ จะมีราคาถูก
3. สร้างได้ง่ายเนื่องจาก ทำบนแผ่นวงจรพิมพ์
4. เนื่องจากมีลักษณะบางเป็นแผ่น จึงติดตั้งง่ายกับอุปกรณ์ต่างๆ
5. โครงสร้างง่ายและไม่ซับซ้อน

#### 1.6 ข้อเสียของ ( Active Integrated Antenna )

1. มีกำลังงานต่ำ แต่ถ้าเพิ่มจำนวนเซลล์ จะทำให้มีกำลังงานที่สูงขึ้น
2. ถ้าทำจำนวนน้อยเช่นในงานวิจัยจะมีราคาแพงมาก
3. การออกแบบสร้างทำได้ยาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

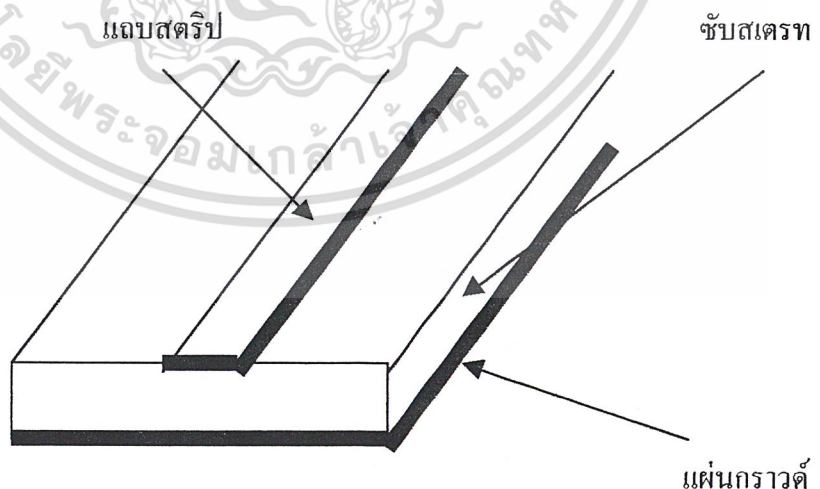
## บทที่ 2

### ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

#### 2.1 ไมโครสตริป (microstrip)

##### 2.1.1 โครงสร้าง

ไมโครสตริปเป็นสายนำสัญญาณที่สร้างบนแผ่นวงจรพิมพ์ และใช้ในการเชื่อมโยงชิ้นส่วนวงจรต่างๆ ของวงจรไมโครเวฟเนื่องจากไมโครสตริปมีขนาดเล็กจึงเหมาะสำหรับทำวงจรรวมของไมโครเวฟ (microwave integrated circuit ย่อ MIC) แต่มีข้อจำกัดตรงที่สามารถรับกำลังได้ต่ำ เมื่อเปรียบเทียบกับเวฟไกด์นั้นยังมีค่าการลดทอนสัญญาณค่อนข้างสูงด้วย ส่วนโครงสร้างของไมโครสตริปนั้น จะมีรูปร่างเป็นสตริปหรือแถบโลหะแคบๆ อยู่บน ชั้นสเตรท (substrate) ซึ่งเป็นสารไดอิเล็กตริกและด้านล่างของชั้นสเตรทจะเป็นผิวโลหะ หรือเรียกว่าแผ่นกราวด์ (ground plane) พลังงานของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจะส่งผ่านอยู่ในชั้นสเตรทที่อยู่ระหว่างแถบสตริปกับผิวโลหะด้านล่าง ความหนาของชั้นสเตรทจะประมาณ 2 มิลลิเมตร หรือต่ำกว่า ขึ้นอยู่กับค่าอิมพีแดนซ์ ตามที่เราต้องการ สำหรับชั้นสเตรทนั้น จะมีค่าคุณสมบัติที่สำคัญคือ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ โดยที่ค่านี้จะส่งผลทำให้อิมพีแดนซ์ลักษณะสมบัติของไมโคร สตริปเปลี่ยนแปลง



รูปที่ 2.1.1 โครงสร้างของไมโครสตริป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2.1.2 การส่งผ่านของคลื่นในไมโครสตริป

ไมโครสตริปถึงแม้จะมีโครงสร้างที่ง่าย แต่การวิเคราะห์คุณสมบัติของไมโครสตริปโดยละเอียดทางทฤษฎีนั้นเป็นสิ่งที่ยุ่งยากมาก ทั้งนี้เป็นเพราะระบบแกนประสานที่ใช้และเงื่อนไขขอบเขตของระบบค่อนข้างยุ่งยากเมื่อเทียบกับท่อนำคลื่นหรือสายนำสัญญาณชนิดอื่นๆ โดยพบว่าคลื่นที่ส่งผ่านไปตามไมโครสตริปนั้นจะใกล้เคียงกับโหมด TEM มากแต่จะไม่ใช้โหมด TEM เสียทีเดียว เพราะมีสนามในแนวแกนอยู่ จึงเรียกโหมดนี้ว่า โหมดกึ่ง TEM (quasi-TEM mode) ดังรูปที่ 2.1.2 ได้แสดงเส้นแรงไฟฟ้าในระนาบตามขวางของไมโครสตริป การที่มีสนามในแนวแกนอยู่เป็นเพราะโครงสร้างที่มีสารไดอิเล็กตริก และอากาศอยู่ในระบบเดียวกัน และในสภาพที่มีสนามในแนวแกนเกิดอยู่ โหมดที่ส่งผ่านอยู่นั้นก็จะเป็นไฮบริดโหมด



รูปที่ 2.1.2 เส้นแรงไฟฟ้าในระนาบตามขวางของไมโครสตริป

การที่คลื่นส่งผ่านในโหมดกึ่ง TEM ซึ่งพออนุโลมให้เป็นโหมด TEM นี้ทำให้สามารถใช้หลักการวงจรกระจายในการวิเคราะห์หาค่าคุณสมบัติของไมโครสตริปได้ กล่าวคือ ถ้าเราสามารถหาค่าอินดักแตนซ์และค่าคาปาซิแตนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาวได้ก็จะนำค่าทั้งสองนี้ไปคำนวณค่าอิมพีแดนซ์ลักษณะสมบัติได้ แต่การหาค่าคาปาซิแตนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาวของไมโครสตริป จะยุ่งยากกว่าของสายคู่ขนานหรือสายโคแอกเซียล เพราะไมโครสตริปมีทั้งสารไดอิเล็กตริก และอากาศอยู่ในบริเวณที่พลังงานของคลื่นส่งผ่าน สำหรับการหาค่าอินดักแตนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาวนั้นจะไม่ถูกรบกวนจากการมีสารไดอิเล็กตริก

ถึงแม้การหาค่าคาปาซิแตนซ์จะยุ่งยากกว่าปกติ แต่ก็มีวิธีที่ทำให้ง่ายขึ้นโดยใช้วิธีหาค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผล ( effective dielectric constant ย่อว่า  $\epsilon_{eff}$  ) ของระบบซึ่งจะรวมผลของสารไดอิเล็กตริกและอากาศเข้าด้วยกัน และเนื่องจากสารไดอิเล็กตริกทั้งหลายมีคุณสมบัติเปลี่ยนแปลงไปตามความถี่หรือมีดิสเพอร์ชันเชิงวัสดุ ดังนั้น  $\epsilon_{eff}$  ที่หาได้ก็จะมีค่าเปลี่ยนแปลงตามความถี่ตามไปด้วย จากการศึกษาและการทดลองพบว่า ในช่วงความถี่ที่ต่ำกว่า 2 GHz ลงมา ค่า  $\epsilon_{eff}$  จะเปลี่ยนแปลงไปจากกรณีของไฟฟ้าสถิตน้อยมาก จึงสามารถอนุโลมให้เอกสารเป็นเอกสารที่ส่งฟรีสำหรับการศึกษาเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไมออนุญาตเห็นไปเซประโยชน์ต้นการค่าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ใช้ค่า  $\epsilon_{eff}$  ของไฟฟ้าสถิตได้ สำหรับในช่วงความถี่ที่สูงกว่า 2 GHz ก็ต้องคำนึงถึงค่าดิสเพอร์ชัน โดยทำการปรับแต่งค่า  $\epsilon_{eff}$  ให้เหมาะสมกับความถี่ที่ใช้งาน

ในการหาค่า  $\epsilon_{eff}$  ของกรณีไฟฟ้าสถิตนั้น เมื่อคลื่นที่ส่งผ่านไปโนไมโคร สตรีปเป็น TEM อิมพีแดนซ์ลักษณะสมบัติ  $Z_o$  จะเขียนในรูปของค่าอินดักแตนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาว  $L$  และค่าคาปาซิแตนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาว  $C$  ดังนี้

$$Z_o = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (2.1.1)$$

ขณะเดียวกันความเร็วเฟส  $V_p$  เป็น

$$V_p = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2.1.2)$$

ต่อไปพิจารณากรณีที่ซบสเตรตที่เป็นสาร ไดอิเล็กตริกถูกดึงออกไปเหลือแต่อากาศ โอบล้อมไมโครสตรีปอยู่ สภาพนี้ความเร็วเฟสของคลื่น TEM ที่ส่งผ่านอยู่จะเท่ากับความเร็วแสง และ ค่าคาปาซิแตนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาวจะเปลี่ยนไป โดยที่ค่าอินดักแตนซ์ไม่ถูกกระทบ ถ้าให้ค่าคาปาซิแตนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาวที่เปลี่ยนไปมีค่าเป็น  $C_1$  จะได้ความสัมพันธ์ระหว่าง  $C_1$  กับความเร็วเฟสดังนี้

$$c = \frac{1}{\sqrt{LC_1}} \quad (2.1.3)$$

นำสมการ (2.1.3) หารด้วยสมการ (2.1.2) จะได้ผลดังนี้

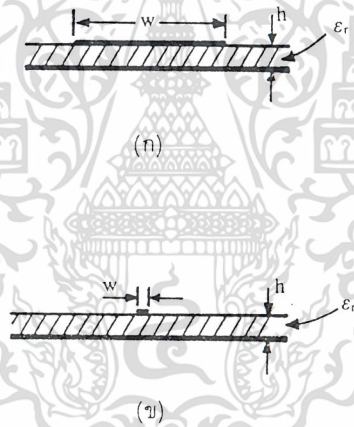
$$\frac{C}{C_1} = \left( \frac{c}{V_p} \right)^2 \quad (2.1.4)$$

ค่า  $C/C_1$  นี้ที่จริงก็คือค่าคงตัว ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ของสาร ไดอิเล็กตริกที่โอบล้อมระบบเก็บประจุอยู่ ในกรณีที่เราพิจารณาอยู่นี้ค่านี้ก็จะเปรียบเหมือนค่าคงตัว ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์-

-ประสิทธิภาพผลของไมโครสตรีปที่มีซบสเตรตเป็นสาร ไดอิเล็กตริกและด้านบนเป็นอากาศอยู่คือ  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\varepsilon_{eff} = \left( \frac{c}{V_P} \right)^2 \quad (2.1.5)$$

จากผลที่ได้จะเห็นว่า ถ้ารู้ค่า  $\varepsilon_{eff}$  ได้ก็จะสามารถคำนวณคุณสมบัติอื่นได้ อย่างไรก็ตามค่า  $\varepsilon_{eff}$  จะเปลี่ยนแปลงไปตามความกว้างของไมโครสตริปเมื่อเปรียบเทียบกับความหนาของชั้นสเตรต โดยพิจารณาได้ 2 กรณี กรณีแรกคือ  $w/h \gg 1$  แสดงในรูปที่ 2.1.3 (ก) ในกรณีนี้เนื่องจากเส้นแรงไฟฟ้าส่วนใหญ่จะอยู่ในบริเวณที่มีแถบสตริปหรือกล่าวอีกในหนึ่งพลังงานแม่เหล็กไฟฟ้าจะถูกส่งผ่านอยู่ในบริเวณดังกล่าวเกือบทั้งหมด สภาพดังกล่าวจะส่งผลให้ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลมีค่าเข้าใกล้ค่า  $\varepsilon_r$  ของชั้นสเตรต หรือ  $\varepsilon_{eff} \rightarrow \varepsilon_r$  สำหรับกรณีที่สองคือกรณีที่  $w/h \ll 1$  ดังรูปที่ 2.1.3 (ข)



รูปที่ 2.1.3 ไมโครสตริปที่มี  $w/h \gg 1$  และ  $w/h \ll 1$

ในกรณีนี้เส้นแรงไฟฟ้าจะผ่านชั้นสเตรตครึ่งหนึ่งและผ่านอากาศครึ่งหนึ่ง ซึ่งจะทำให้ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลมีค่าเข้าใกล้  $(\varepsilon_r + 1)/2$  จะเห็นได้ว่าค่า  $\varepsilon_{eff}$  จะเปลี่ยนแปลงตามค่า  $w/h$  และจะมีขอบบนและขอบล่างตามค่าที่ได้จากกรณีดังนี้

$$\frac{1}{2}(\varepsilon_r + 1) \leq \varepsilon_{eff} \leq \varepsilon_r \quad (2.1.6)$$

เพื่อสะดวกในการคำนวณและการออกแบบ ได้มีการเขียนค่า  $\varepsilon_{eff}$  ดังต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์หรือการแจ้งในเอกสารที่เกี่ยวข้องเท่านั้น ไม่ให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

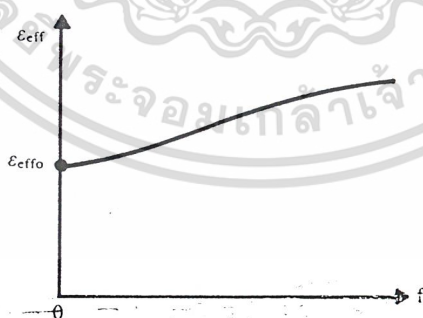
$$\varepsilon_{eff} = 1 + q(\varepsilon_r - 1), \frac{1}{2} \leq q \leq 1 \quad (2.1.7)$$

โดยที่ค่า  $q$  ในสมการ (2.1.7) นี้ถูกเรียกว่าฟิลลิงแฟกเตอร์ (filling factor) ซึ่งหมายถึงตัวประกอบที่แสดงให้รู้ว่าชั้นสเตรตที่เป็นสารไดอิเล็กตริกจะมีผลต่อโครงสร้างของไมโครสตริปมากน้อยเพียงใด เมื่อเขียนค่า  $\varepsilon_{eff}$  ตามสมการ (2.1.7) นี้ ค่า  $q$  ก็จะเป็นค่าที่เปลี่ยนแปลงตามค่า  $w/h$

ในกรณีที่ความถี่ใช้งานสูงขึ้นไปกว่า 2 GHz นั้นคิสเปอร์ชันเชิงวัสดุของชั้นสเตรตจะมีผลมากการคำนึงถึงผลกระทบของคิสเปอร์ชันในส่วนนี้จะทำได้โดยพิจารณาว่าเมื่อความถี่เปลี่ยนไปความเร็วเฟสก็จะเปลี่ยนไปด้วย ซึ่งทำให้ค่า  $\varepsilon_{eff}$  ตามสมการที่ (2.1.5) เขียนได้ดังนี้

$$\varepsilon_{eff}(f) = \left\{ \frac{c}{V_P(f)} \right\}^2 \quad (2.1.8)$$

จากสมการ (2.1.8) พบว่าในช่วงความถี่ค่า  $f \rightarrow 0$  นั้นค่า  $\varepsilon_{eff}(f)$  ก็จะเข้าหาค่า  $\varepsilon_{eff}$  ของกรณีไฟฟ้าสถิตและเมื่อ  $f \rightarrow \infty$  ค่า  $\varepsilon_{eff}(f)$  ก็จะเข้าหาค่า  $\varepsilon_r$  ของชั้นสเตรต เพราะความเร็วเฟสจะเข้าหาความเร็วของแสงในสารไดอิเล็กตริกที่เป็นชั้นสเตรต ดังนั้นโดยทั่วไปการเปลี่ยนแปลงของค่า  $\varepsilon_{eff}(f)$  ตามความถี่จะเป็นดังรูปที่ 2.1.4 ซึ่งค่า  $\varepsilon_{eff}(f)$  จะสูงขึ้นตามความถี่

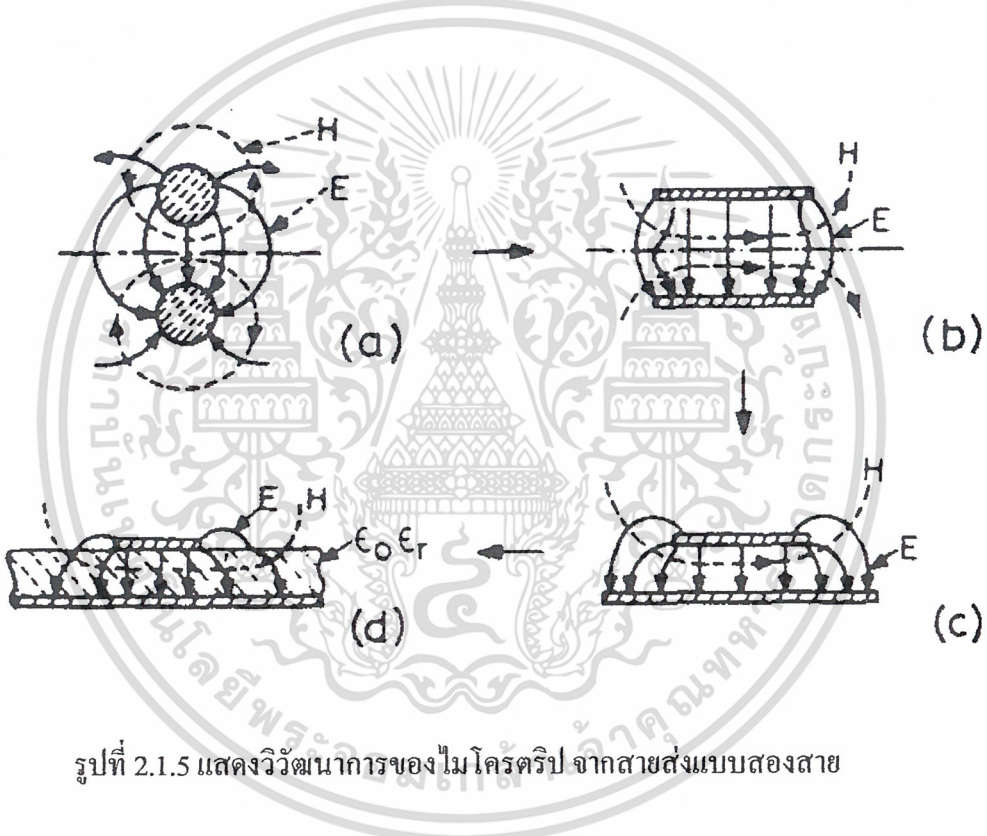


รูปที่ 2.1.4 ตัวอย่างการเปลี่ยนแปลงตามความถี่ของค่า  $\varepsilon_{eff}(f)$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.1.3 รูปแบบสนามของไมโครสตริป (Microstrip field configuration)

ไมโครสตริปเป็นสายส่งสองตัวนำสามารถพิจารณาในลักษณะวิวัฒนาการของสายส่งสองสาย (two-wire) ในรูปที่ 2.1.5 ซึ่งแปลงจาก (a) ไป (b) เป็นปัจจัยในการเปลี่ยนรูปร่างของตัวนำ และจาก (b) ไป (c) นำไปสู่การวางแผ่นตัวนำในระนาบที่สมมาตร ในรูป (d) ได้โดยการใส่ไดอิเล็กทริกเบาๆเข้าไประหว่างตัวนำทั้งสองและผลที่เกิดขึ้นหลังจากขั้นสุดท้ายนี้คือ ไดอิเล็กทริกตรงกลางของสายส่งจะกลายเป็น (inhomogeneous)



รูปที่ 2.1.5 แสดงวิวัฒนาการของไมโครสตริป จากสายส่งแบบสองสาย

ไมโครสตริปไลน์เมื่อพิจารณาเปรียบเทียบ กับสายส่งอื่นๆเช่นเปรียบเทียบกับ สตริปไลน์จะสังเกตเห็นว่าแผ่นไมโครสตริปจะเปิดที่ด้านบนรูปแบบที่เปิดนี้จะทำให้ไมโครสตริป เหมาะสมมากสำหรับใช้ในวงจรรวมไมโครเวฟ (MICs) เมื่อมีอุปกรณ์ (แอคทีฟ หรือ พาสซีฟ) ที่ ต้องสร้างในวงจรดังนั้นการเปลี่ยนแปลงเล็กน้อยเป็นไปได้ที่รวมเข้าไว้หลังจากวงจรได้สร้างเสร็จ แล้วอย่างไรก็ตามแผ่นเปิดของไมโครสตริปก็เป็นเหตุให้เกิดความยุ่งยากบางอย่างในการวิเคราะห์ และออกแบบไมโครสตริป เพราะความจริงนั้นการที่ไดอิเล็กทริกเป็นอากาศจะเปลี่ยนโหมดใน การแพร่ในไมโครสตริปเป็น non-TEM hybrid

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2.1.4 การวิเคราะห์ควอไซ – สแตติก ของไมโครสตริป (Quasi – Static Analyses of Microstrip)

ในการวิเคราะห์ ควอไซ – สแตติก โหมดของการแพร่กระจายคลื่นในไมโครสตริป สมมุติเป็นโหมด TEM บริสุทธิ์ คุณลักษณะการส่งเป็นการคำนวณจาก คาปาซิแตนซ์สองค่า ค่าแรก  $C_a$  สำหรับหน่วยความยาวของไมโครสตริปซึ่งได้อิเล็กทริกแทนด้วยอากาศ และ  $C$  สำหรับหน่วยความยาวของไมโครสตริปซึ่งเป็นไดอิเล็กทริกใช้ในปัจจุบัน ค่าของคาแรคเตอร์ิสติกอิมพีแดนซ์  $Z_{om}$  และค่าคงที่เฟส  $\beta$  สามารถเขียนในเทอมของคาปาซิแตนซ์ดังนี้

$$Z_{om} = Z_{om}^a (C_a / C)^{1/2} \quad (2.1.9)$$

และ

$$\beta = \beta_o (C/C_a)^{1/2} \quad (2.1.10)$$

การแปลงจากไมโครสตริป (ระนาบ  $Z$ ) เป็นแผ่นคาปาซิเตอร์ขนาน (ระนาบ  $Z'$ ) แสดงในเทอม logarithmic ของเซตค่าฟังก์ชัน  $\theta_4$  และพารามิเตอร์  $k = K/K'$

$$z = -\frac{2hK}{\pi} \frac{\partial}{\partial z'} \ln [\theta_4(z', k)] \quad (2.1.11)$$

เมื่อ  $k = K(m)$  และ  $k' = K'(m)$  เป็นอินทิกรัลรอบวงรีชนิดที่ 1 กับโมดูลัส  $m$  (modulus  $m$ ) คาแรคเตอร์ิสติกอิมพีแดนซ์  $Z_{om}$  ของไมโครสตริปความกว้าง  $W$  และสูง  $h$  ( $t=0$ ) จะได้สมการ

$$\frac{W}{h} = \frac{2}{\pi} \frac{\partial}{\partial \zeta} \ln [\theta_4(\zeta, k)] \quad (2.1.12)$$

$$dn^2(2K\zeta) = E/K \quad (2.1.13)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับ  $Z_{om}^a = \frac{1}{2} (\mu_o / \epsilon_o)^{1/2} K'/K$  เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ (2.1.14) การคำนวณค่าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ  $\mu_o$  และ  $\epsilon_o$  เป็นค่าคงที่ เพอร์มิบิลิตี (permeability) และเพอร์มิตตีวิตี้ (permittivity) ของสูญญากาศตามลำดับ และ  $Z_{om}^a$  เป็นค่าแรมคเตอร์สติกอิมพีแดนซ์ของไมโครสตริปซึ่งมีไดอิเล็กทริกเป็นอากาศ ฟังก์ชัน  $E = E(m)$  เป็นอินทิกรัลรอบวงรี ชนิดที่ 2 และ  $dn$  เป็นฟังก์ชันวงรีจาโคเบน (Jacobian elliptic) logarithmic ของเซต้าฟังก์ชัน กำหนดโดย

$$\frac{\partial}{\partial \zeta} \ln [\theta_4(\zeta, k)] = 4\pi \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin(2n\pi\zeta)}{\exp(n\pi k) - \exp(-n\pi k)} \quad (2.1.15)$$

สมการ (2.1.12) ถึง (2.1.14) สามารถใช้สำหรับออกแบบไมโครสตริปถ้าทราบค่าคาแรมคเตอร์สติกอิมพีแดนซ์  $Z_{om}^a$  ค่า  $K/K'$  เป็นการคำนวณจากสมการ (2.1.14) โมดูลัส  $m$  ของฟังก์ชันวงรีหาโดยตารางที่ค่า  $K/K'$  ดังนั้น  $E$  และ  $K$  หาได้โดยใช้ค่า  $m$  นี้ การแก้สมการ (2.1.13) โดยกำหนดค่า  $\zeta$  ถ้าทราบค่า  $\zeta$  และ  $k = K/K'$   $W/h$  ของไมโคร สตริปคำนวณจาก (2.1.12) และ (2.1.15) การแปลงใช้สำหรับสตริปกว้าง ( $W/h > 2$ ) เป็น

$$z = j\pi + d \tanh(z'/2) - z' \quad (2.1.16)$$

การเปลี่ยน  $z$  เทียบกับระนาบไมโครสตริป (ดูรูปที่ 2.1.6) และ  $Z'$  เป็นระนาบซึ่งรูปแบบไมโครสตริปแปลงเป็นระนาบแผ่นคาปาซิเตอร์ขนานพารามิเตอร์  $d$  ประมาณเท่ากับ  $g'$  ของรูปที่ 2.1.6 (b) รอยต่อไดอิเล็กทริกอากาศของไมโครสตริปแปลงเป็นเคิร์ฟวงรี  $ba'$  แสดงในรูป 2.1.6 (b) และแปลงเป็นรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าโดยประมาณในรูปที่ 2.1.6 (c) พื้นที่ ( $\pi s'$ ) นอกเคิร์ฟสีเขียวในเทอมของ “พื้นที่ขนาน” (parallel area)  $\pi s''$  และ “พื้นที่อนุกรม” (series area)  $\pi(s' - s'')$  พื้นที่อนุกรมและขนานสามารถเขียนในเทอมของ พื้นที่ขนานสมมูลย์ (equivalent parallel area)  $s$  แสดงโดยรูปที่ 2.1.6 d

$$s = s'' + (s' - s'') / \epsilon_r \quad (2.1.17)$$

ประสิทธิภาพเต็มส่วน (effective filling fraction)

$$q = (g' - a' - s) / g' \quad (2.1.18)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ประสิทธิภาพค่าคงที่ไดอิเล็กทริก (effective dielectric constant) สัมพันธ์กับประสิทธิภาพเต็มส่วน ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\varepsilon_{re} = (1-q) - q\varepsilon_r \quad (2.1.19)$$

ความแตกต่างสำหรับ  $\varepsilon_{er}$  ของไมโครสตริปกว้าง ( $W/h > 2$ ) และไมโครสตริปแคบ ( $W/h < 2$ ) ที่ใช้โดยประมาณทั้งสองกรณี คือ

สำหรับสตริปกว้าง

$$q = 1 - \frac{1}{d} \ln \frac{d+c}{d-c} + \frac{0.732}{d\varepsilon_r} \left[ \ln \frac{d+c}{d-c} - \cos a h^{-1} (0.358d + 0.595) \right] + \frac{\varepsilon_r - 1}{d\varepsilon_r} \left[ 0.386 - \frac{1}{2(d-1)} \right] \quad (2.1.20)$$

เมื่อ  $d = 1 + \sqrt{1+c^2}$  และ  $c$  หาได้จาก

$$\frac{\pi W}{2h} = c - \sinh^{-1} c \quad (2.1.21)$$

สำหรับสตริปแคบ

$$\varepsilon_{\text{reff}} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \frac{\ln(\pi/2) + (1/\varepsilon_r) \ln(4/\pi)}{\ln(8h/W)} \quad (2.1.22)$$

อิมพีแดนซ์ของไมโครสตริปไลน์สามารถเขียนได้ทั้งกรณีสำหรับการวิเคราะห์ ( $Z_{om}$  ในเทอมของ  $W/h$  และ  $\varepsilon_r$ ) และสำหรับการสังเคราะห์ ( $W/h$  ในเทอมของ  $Z_{om}$  และ  $\varepsilon_r$ ) ซึ่งมีความสัมพันธ์ดังนี้

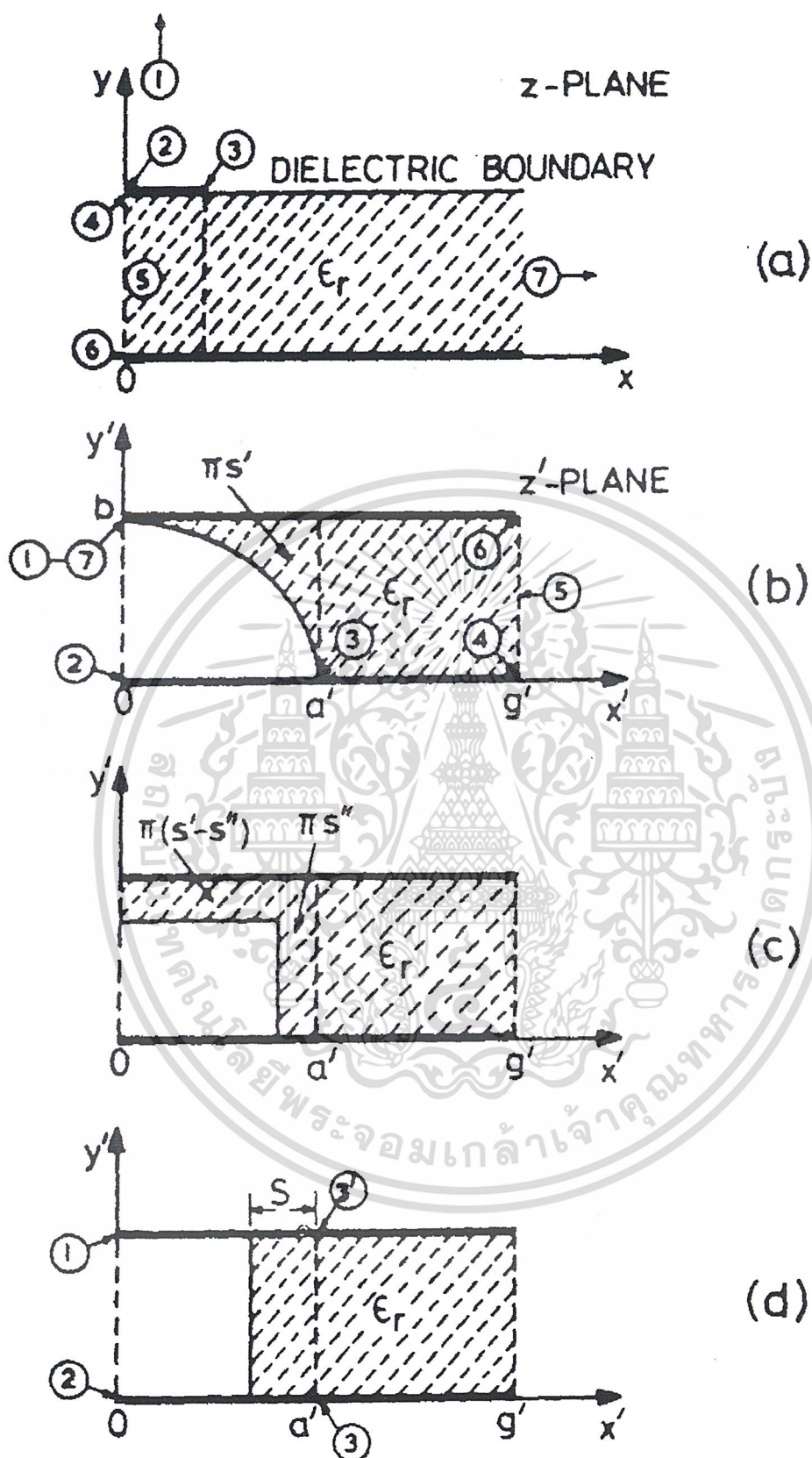
สำหรับสตริปกว้าง ( $W/h > 2$ )

$$Z_{om} = \frac{377}{(\varepsilon_r)^{1/2}} \left[ \frac{W}{h} + 0.883 + \frac{\varepsilon_r + 1}{\pi\varepsilon_r} \left\{ \ln \left( \frac{W}{2h} + 0.94 \right) + 1.451 \right\} + 0.165 \frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r^2} \right]^{-1} \quad (2.1.23)$$

สำหรับสตริปแคบ ( $W/h < 2$ )

$$Z_{om} = \frac{377}{2\pi \{(\varepsilon_r + 1)/2\}^{1/2}} \left[ \ln \left( \frac{8h}{W} \right) + \frac{1}{8} \left( \frac{w}{2h} \right)^2 - \frac{1}{2} \frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r - 1} \left\{ \ln \frac{\pi}{2} + \frac{1}{\varepsilon_r} \ln \frac{4}{\pi} \right\} \right] \quad (2.1.24)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้ใช้ภายในหน่วยงานราชการเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.1.6 การแปลงและการหาค่าคงที่ประสิทธิภาพไดอิเล็กทริก  
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แสดงการหาความกว้างสตริป สำหรับค่าอิมพีแดนซ์ที่ต้องการเขียนไว้ดังนี้

สำหรับสตริปกว้าง ( $W/h > 2$ )

$$\begin{aligned} \frac{W}{2h} \pi = & \frac{377\pi}{2(\epsilon_r)^{1/2} Z_{om}} - 1 - \ln \left\{ \frac{377\pi}{(\epsilon_r)^{1/2} Z_{om}} - 1 \right\} \\ & + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left[ \ln \left\{ \frac{377\pi}{2(\epsilon_r)^{1/2} Z_{om}} - 1 \right\} + 0.2293 - \frac{0.517}{\epsilon_r} \right] \end{aligned} \quad (2.1.25)$$

สำหรับสตริปแคบ ( $W/h < 2$ )

$$2h/W = \frac{1}{4} e^{h'} - \frac{1}{2} e^{-h'} \quad (2.1.26)$$

เมื่อ

$$h' = \left( \frac{\epsilon_r + 1}{2} \right)^{1/2} \frac{Z_{om}}{60} + \frac{\epsilon_r + 1}{\epsilon_r - 1} \left( 0.226 + \frac{0.120}{\epsilon_r} \right) \quad (2.1.27)$$

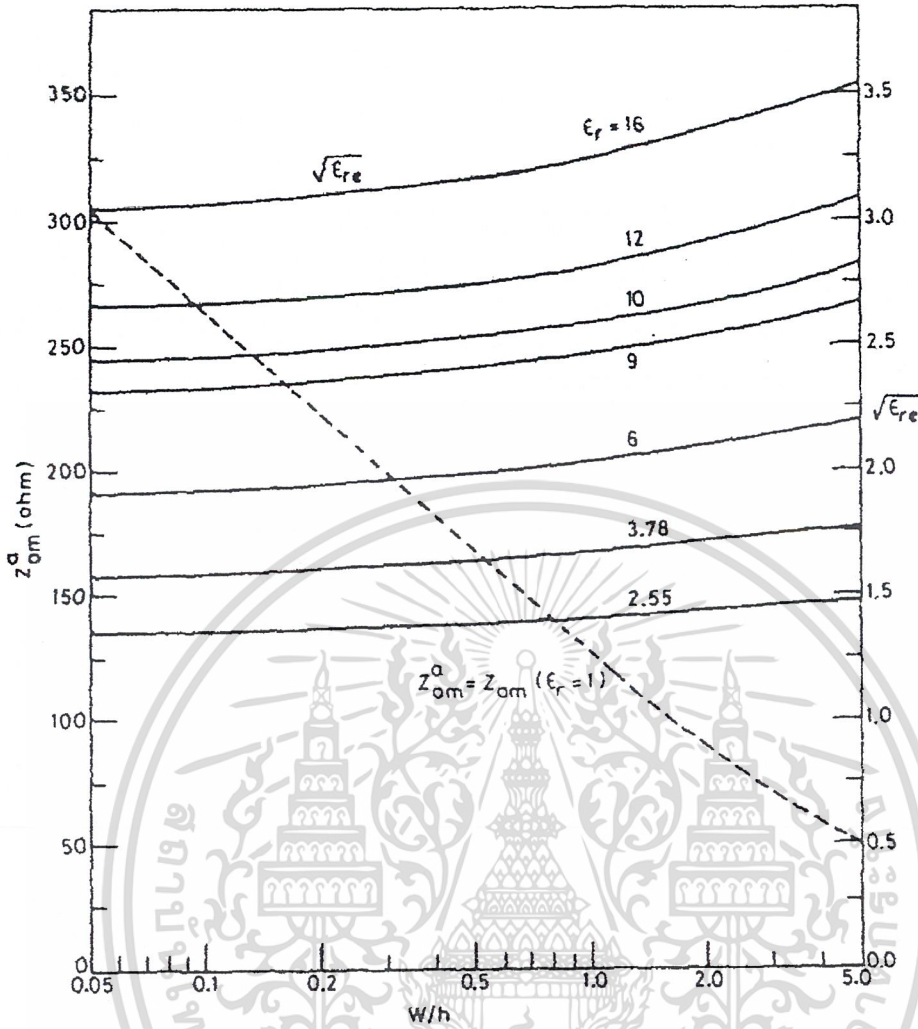
ค่าของคาบเรคเตอร์อิมพีแดนซ์ และประสิทธิภาพค่าคงที่ไดอิเล็กทริกของไมโครสตริป ซึ่งอาจสามารถหาได้จากรูปที่ 1.8 ซึ่งในรูปแบบนี้ค่าของ  $\sqrt{\epsilon_{re}}$  เป็นการพล็อตในฟังก์ชันของ  $W/h$  โดยเปลี่ยนแปลงค่าคงที่ไดอิเล็กทริก  $\epsilon_r$  และการเปลี่ยนแปลงของคาบเรคเตอร์อิมพีแดนซ์ สำหรับไมโครสตริปอากาศ ( $Z_{om}^a$  สำหรับ  $\epsilon_r = 1$ ) ซึ่งแสดงด้วยจุดเคิร์ฟ อิมพีแดนซ์สำหรับบางค่าของ  $\epsilon_r$  หาได้ด้วยแกน  $Z_{om}^a$  ตามค่าของ  $\sqrt{\epsilon_{re}}$  มีนอาจดูจากรูปที่ 2.1.8 ค่าอิมพีแดนซ์ลดลง เมื่อ อัตราส่วนความกว้างกับความสูง ( $W/h$ ) เพิ่มขึ้นเพราะการเพิ่มของ  $W$  (หรือการลด  $h$ ) จะเป็นการเพิ่มเส้นคาพาซิแตนซ์

แต่ความยาวคลื่น (wavelength) ในไมโครสตริป  $\lambda_m$  จะสัมพันธ์กับ  $\epsilon_{er}$  ดังสมการ

$$\lambda_m = \frac{\lambda_o}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \quad (2.1.28)$$

เราทราบจากรูปที่ 2.1.7 ว่า  $\lambda_m$  เป็นฟังก์ชันของ  $W/h$  และ  $Z_{om}^a$  ดังนั้นตัวอย่างเช่น ถ้า ความยาวสำหรับส่วน ควอเตอร์วฟที่อิมพีแดนซ์  $25 \Omega$  จะต่างจากส่วนที่อิมพีแดนซ์  $100 \Omega$  ที่

ความถี่เดียวกัน เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.1.7 คาบเรคเตอร์สตริกิมพีแดนซ์ค่าคงที่ประสิทธิภาพไดอิเล็กทริกของไมโครสตริป

### 2.1.5 การลดทอนกำลังสัญญาณของไมโครสตริป

เนื่องจากไมโครสตริปทำด้วยโลหะที่ไม่สมบูรณ์แบบและมีสารไดอิเล็กทริกคั่นในบริเวณที่คลื่นส่งผ่าน ดังนั้นการลดทอนสัญญาณจึงเกิดจากทั้งสองสาเหตุนี้เมื่อพิจารณาว่าไมโครสตริปส่งผ่านคลื่นในโหมด TEM เราจะสามารถเขียนค่าคงที่ของการลดทอนสัญญาณดังนี้

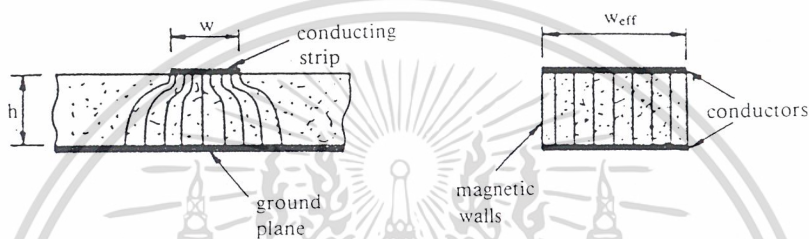
$$\alpha = \frac{R}{2Z_o} + \frac{GZ_o}{2} \equiv \alpha_m + \alpha_d \tag{2.1.29}$$

โดยที่  $\alpha_m$  และ  $\alpha_d$  เป็นค่าคงที่ของการลดทอนสัญญาณที่เกิดจากโลหะและสารไดอิเล็กทริกตาม

ลำดับ การหาค่า  $\alpha_m$  โดยการวิเคราะห์ให้ละเอียดตามทฤษฎีทำได้ลำบากเพราะ การกระจายของเอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ในการค้า สนามแม่เหล็กบนผิวโลหะมีความสลับซับซ้อนมากเช่นเดียวกับการกระจายของสนามไฟฟ้า และไม่ว่ากรณีใดๆ ฟังก์ชัน อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะเปลี่ยนแปลงไปตามค่า  $w/h$  และความหนาของแถบสตริป  $t$  อีกด้วย ในทางปฏิบัตินั้นจึงมักใช้วิธีคิดที่ง่ายโดยสมมติให้คลื่น TEM ส่งผ่านอยู่ภายในบริเวณข้างใต้แถบสตริปที่เท่านั้นดังรูปที่ 2.1.8 เสร็จแล้วคำนวณการสูญเสียในเนื้อโลหะในสภาพดังกล่าว แล้วจึงนำผลที่ได้นั้นไปคูณกับค่าคงที่ค่าหนึ่งเพื่อทำการชดเชยให้มีความถูกต้องมากขึ้น เมื่อให้ค่าคงที่เป็น  $K$  จะได้  $\alpha_m$  ดังนี้

$$\alpha_m = \frac{KR}{2Z_o} = \frac{KR_s}{wZ_o} = \sqrt{\frac{\omega\mu_o}{2\sigma}} \sqrt{\frac{K}{wZ_o}} = \sqrt{\frac{\omega\mu_o}{2 \times 5.8 \times 10^7 \sigma_r}} \cdot \frac{K}{wZ_o} \text{ Nep/m} \quad (2.1.30)$$



รูปที่ 2.1.8 การส่งผ่านของคลื่น TEM แบบอุดมคติในไมโครสตริป

โดยที่  $\sigma_r$  คือค่าคงตัวของการนำไฟฟ้าสัมพัทธ์ (relative conductivity) ที่เทียบกับทองแดงซึ่งมี  $\sigma = 5.8 \times 10^7 \text{ S/m}$  ค่า  $K$  นั้นจะขึ้นอยู่กับค่า  $w/h$  และความถี่ โดยที่ในกรณีที่ค่า  $w/h$  มีค่าใหญ่มาก ๆ ซึ่งหมายถึงคลื่น TEM จะเข้าใกล้แบบอุดมคติที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.1.8 ค่า  $K$  ก็จะดูเข้าหา 1 ในกรณีกลับกันคือ  $w/h \ll 1$  ค่า  $K$  ก็จะดูเข้าหา 0.5 และค่า  $\alpha_d$  คือ

$$\alpha_d = \frac{GZ_o}{2} = \frac{Z_o}{2} (\omega C \tan \delta_{eff}) = \frac{\sqrt{\epsilon_{eff}}}{2cC} (\omega C \tan \delta_{eff}) = \frac{\pi f \sqrt{\epsilon_{eff}}}{c} \tan \delta_{eff} \text{ Nep/m} \quad (2.1.31)$$

โดยที่ค่า  $\tan \delta_{eff}$  นั้นเปรียบเหมือนค่า  $\tan \delta$  ประสิทธิภาพ ซึ่งจะสัมพันธ์กับ  $\tan \delta$  ดังนี้

$$\frac{\tan \delta_{eff}}{\tan \delta} = \frac{1 - (1/\epsilon_{eff})}{1 - (1/\epsilon_r)} \quad (2.1.32)$$

จากสมการ (2.1.32) จะเห็นได้ว่าเมื่อแทนค่า  $\epsilon_{eff}$  ด้วย 1 ซึ่งหมายถึงตัวกลางเป็นอากาศ ค่า  $\tan \delta_{eff}$  จะเท่ากับ 0 และเมื่อแทนค่า  $\epsilon_{eff} = \epsilon_r$  ซึ่งหมายถึงตัวกลางจะเป็นสารไดอิเล็กตริกทั้งหมด ค่า  $\tan \delta_{eff}$  จะเท่ากับ  $\tan \delta$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ในการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อนำค่า  $\alpha_m$  และ  $\alpha_d$  ในสมการ (2.1.30) และในสมการ (2.1.31) แทนกลับเข้าไปในสมการ (2.1.29) ก็จะได้ค่า  $\alpha$  ผลรวมออกมา และถ้าเขียนให้ค่า  $\alpha$  มีหน่วยเป็น dB/m ความถี่หน่วยเป็น GHz และความกว้างของแถบสตริปหน่วยเป็น mm ค่า  $\alpha$  จะเป็นดังนี้

$$\alpha = \frac{72K}{wZ_c} \sqrt{\frac{f}{\sigma_r}} + 91f \sqrt{\epsilon_{eff}} \frac{1 - (1/\epsilon_{eff})}{1 - (1/\epsilon_r)} \tan \delta \quad \text{dB/m} \quad (2.1.33)$$

จากผลที่ได้นี้จะเห็นได้ว่า  $\alpha_m$  แปรตาม  $\sqrt{f}$  ในขณะที่  $\alpha_d$  แปรตาม  $f$  ซึ่งทำให้ดูเหมือนว่า  $\alpha_d$  จะมีค่าสูงกว่า  $\alpha_m$  อย่างไรก็ตามในระยะหลังนี้ได้มีการพัฒนาวัสดุที่มีคุณสมบัติดีขึ้น คือมีค่า  $\tan \delta$  ต่ำมาก ทำให้ในช่วงความถี่ที่  $f < 10$  GHz ค่า  $\alpha_m$  จะใหญ่กว่าค่า  $\alpha_d$  และเป็นค่าสูญเสียหลักของไมโครสตริป

### 2.1.6 การออกแบบไมโครสตริป

การออกแบบไมโครสตริปโดยใช้วิธีคำนวณจากสูตรนั้นได้มีการรวบรวมเป็นสูตรที่ละเอียดขึ้นโดยระบุช่วงของค่าต่าง ๆ ที่สูตรเหล่านั้นจะใช้งานได้ดี โดยแบ่งเป็นช่วงสตริปแคบและสตริปกว้าง ดังนี้

(1) กรณีที่  $Z_0$  และ  $\epsilon_r$  ถูกกำหนดมาให้

เมื่อแบ่งเป็นกรณีสตริปแคบและสตริปกว้าง จะได้สูตรในการคำนวณค่าต่าง ๆ ดังต่อไปนี้

กรณีสตริปแคบ เมื่อกำหนดเงื่อนไขของสตริปแคบจาก  $Z_0 > (44 - 2\epsilon_r)\Omega$  จะได้สูตรคำนวณดังนี้

$$\frac{w}{h} = \left( \frac{\exp H'}{8} - \frac{1}{4 \exp H'} \right)^{-1} \quad (2.1.34)$$

โดยที่

$$H' = \frac{Z_0 \sqrt{2(\epsilon_r + 1)}}{119.9} + \frac{1}{2} \left( \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \right) \left( \ln \frac{\pi}{2} + \frac{1}{\epsilon_r} \ln \frac{4}{\pi} \right) \quad (2.1.35)$$

และเมื่อกำหนดเงื่อนไขของสตริปแคบจาก  $w/h < 1.3$  หรือ  $Z_0 > (63 - 2\epsilon_r)\Omega$  จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} \left\{ 1 - \frac{1}{2H'} \left( \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \right) \left( \ln \frac{\pi}{2} + \frac{1}{\epsilon_r} \ln \frac{4}{\pi} \right) \right\}^{-2} \quad (2.1.36)$$

กรณีสตริปกว้าง เมื่อกำหนดเงื่อนไขของสตริปกว้างจาก  $Z_0 \langle (44 - 2\epsilon_r) \Omega \rangle$  จะได้สูตรในการคำนวณดังนี้

$$\frac{w}{h} = \frac{2}{\pi} \left\{ (d-1) - \ln(2d-1) \right\} + \frac{\epsilon_r - 1}{\pi \epsilon_r} \left\{ \ln(d-1) + 0.293 - \frac{0.517}{\epsilon_r} \right\} \quad (2.1.37)$$

โดยที่

$$d = \frac{59.95^2}{Z_0 \sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.1.38)$$

และเมื่อกำหนดเงื่อนไขของสตริปกว้างจาก  $w/h > 1.3$  หรือ  $Z_0 \langle (63 - 2\epsilon_r) \Omega \rangle$  จะได้สูตรในการคำนวณค่า  $\epsilon_{eff}$  ดังนี้

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left( 1 + 10 \frac{h}{w} \right)^{-0.555} \quad (2.1.39)$$

(2) กรณีที่  $w/h$  และ  $\epsilon_r$  ถูกกำหนดมาให้

เมื่อแบ่งช่วงสตริปแคบจากเงื่อนไข  $w/h < 3.3$  จะได้สูตรในการคำนวณค่า  $Z_0$  ดัง

$$Z_0 = \frac{119.9}{\sqrt{2(\epsilon_r + 1)}} \left[ \ln \left\{ 4 \frac{h}{w} + \sqrt{16 \left( \frac{h}{w} \right)^2 + 2} \right\} - \frac{1}{2} \left( \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \right) \left( \ln \frac{\pi}{2} + \frac{1}{\epsilon_r} \ln \frac{4}{\pi} \right) \right] \quad (2.1.40)$$

ในกรณีของสตริปกว้างจะกำหนดจากเงื่อนไข  $w/h > 3.3$  และได้สูตรในการคำนวณ

ดังนี้

$$Z_0 = \frac{119.9\pi}{2\sqrt{\epsilon_r}} \left[ \frac{w}{2h} + \frac{\ln 4}{\pi} + \frac{\ln(\epsilon_r \pi^2 / 16)}{2\pi} \left( \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r^2} \right) + \frac{\epsilon_r + 1}{2\pi \epsilon_r} \left\{ \ln \frac{\pi e}{2} + \ln \left( \frac{w}{2h} + 0.94 \right) \right\} \right]^{-1}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารต้นฉบับสำหรับใช้ในการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่โดยไม่ผ่านการคัดลอก  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้ง (2.1.41)

## 2.1.7 แพ้ทซ์รูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า

แพ้ทซ์รูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าเป็นลักษณะที่นิยมใช้กันมากที่สุด เนื่องจากง่ายต่อการวิเคราะห์ ด้วยวิธีสายส่งสัญญาณซึ่งจะมีความแม่นยำมากสำหรับวัสดุฐานรองที่บางๆ ดังนั้นเราจึงมาเริ่มต้นด้วยวิธีสายส่งสัญญาณ ซึ่งเป็นวิธีที่ง่ายที่สุดก่อน

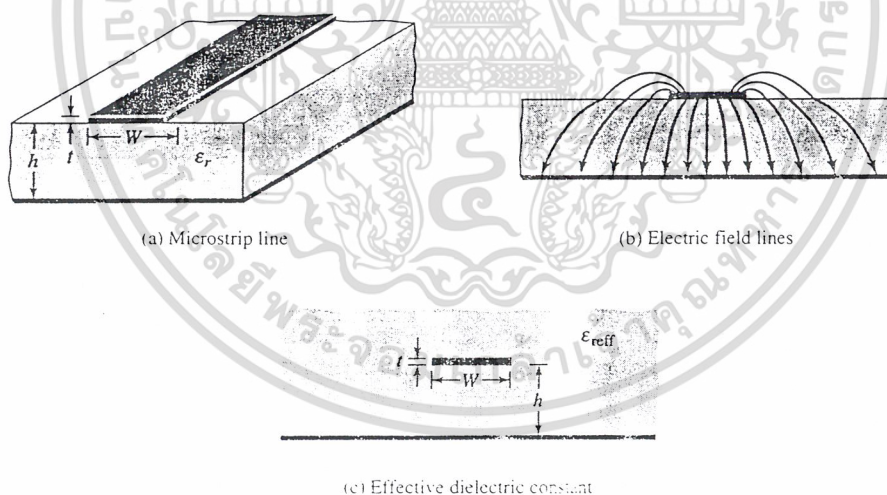
แบบจำลองสายส่งสัญญาณ ดังที่กล่าวไว้ตั้งแต่ต้นว่าแบบจำลองสายส่งสัญญาณนั้นเป็นวิธีที่ง่ายที่สุด แต่ให้ผลที่ไม่ถูกต้องนักและมีความยืดหยุ่นน้อย แต่วิธีนี้จะทำให้เห็นภาพทางฟิสิกส์ ได้ดีกรณีที่ใช้แบบจำลองโพรงสายอากาศไมโครสตริปรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าจะถูกแทนด้วยอาร์เรย์ของตัวแพร่กระจายคลื่น 2 ตัวที่มีช่องเปิดแคบๆ (slot) แต่ละอันกว้าง  $W$  และสูง  $h$  วางห่างกันด้วยระยะ  $L$  โดยพื้นฐานแล้วแบบจำลองสายส่งสัญญาณ จะแทนสายอากาศไมโครสตริปด้วยร่อง 2 ร่อง แยกจากกันโดยมีอิมพีแดนซ์ค่าต่างๆ  $Z_c$  ของสายส่งสัญญาณคั่นอยู่ระหว่างร่องทั้งสอง ด้วยระยะทาง  $L$

ก). ผลของฟริงกิง (fringing effect) เนื่องจากขนาดของแพทซ์นั้นจะถูกจำกัดไว้ด้วยขนาดความกว้างและความยาวที่แน่นอน ดังนั้นสนามที่บริเวณขอบของแพทซ์ จะเกิดการเปลี่ยนแปลงระหว่างร่องทั้งสองปริมาณของสนามฟริงกิงจะเป็นฟังก์ชันของขนาดของแพทซ์และความสูงของขนาดของฐานรอง สำหรับในระนาบของสนามไฟฟ้า (E-plane) สนามที่แผ่กระจายจะเป็นฟังก์ชันของอัตราส่วนระหว่างความยาวของแพทซ์  $L$  ต่อความสูง  $h$  ของวัสดุฐานรอง ( $L/h$ ) และค่าคงที่ไดอิเล็กตริก  $\epsilon_r$  ของวัสดุฐานรอง ดังนั้นสายอากาศไมโครสตริปที่มี  $L/h \gg 1$  สนามที่แผ่กระจายลดลง ซึ่งค่าพวกนี้จะมีผลต่อความถี่เรโซแนนซ์ของสายอากาศ ซึ่งจะต้องนำมาพิจารณาด้วย

สำหรับสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปดังแสดงในรูปที่ 2.1.9(a) ลักษณะของสนามไฟฟ้าจะแสดงได้ดังรูปที่ 2.1.9(b) ซึ่งเป็นลักษณะของเส้นที่แสดงสนามระหว่างไดอิเล็กตริก 2 ชั้นที่ไม่เอกพันธ์หรือไม่เป็นเนื้อเดียวกันนั่นเอง ซึ่งปกติมักจะเป็นวัสดุฐานรองกับอากาศ สนามไฟฟ้าส่วนใหญ่จะเกิดขึ้นภายในวัสดุฐานรองและบางส่วนจะเกิดขึ้นในอากาศ เมื่อค่า  $L/h \gg 1$  และ  $\epsilon_r \gg 1$  สนามไฟฟ้าจะรวมกันอยู่ภายในวัสดุฐานรองมากขึ้น การแผ่กระจายของสนามในลักษณะนี้จะทำให้ขนาดทางไฟฟ้าของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปกว้างกว่าขนาดจริงๆของมัน ดังนั้นคลื่นจะเดินทางไปในวัสดุฐานรองและบางส่วนเดินทางไปในอากาศ ซึ่งเราจะต้องมาเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

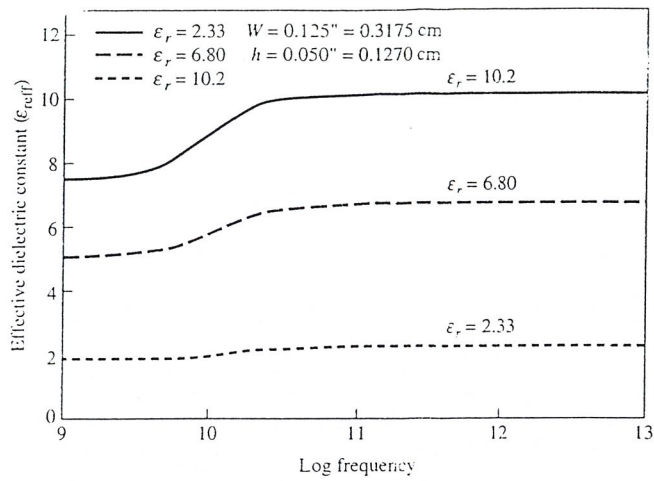
ศึกษาเกี่ยวกับค่าคงที่ไดอิเล็กตริกประสิทธิผล (effective dielectric constant)  $\epsilon_{\text{reff}}$  เพื่อพิจารณาเกี่ยวกับการแผ่กระจายของสนามและการเดินทางของคลื่นในสายส่งสัญญาณ

เพื่อทำความเข้าใจกับค่าคงที่ไดอิเล็กตริกประสิทธิผล เราจะสมมุติให้ตัวนำของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปถูกวางอยู่เหนือระนาบสร้างเงาภายในวัสดุฐานรองไดอิเล็กตริกเดียวกัน ดังแสดงในรูปที่ 2.1.9(c) ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกประสิทธิผล จะถูกนิยามให้เป็นค่าคงที่ไดอิเล็กตริกของวัสดุฐานรองที่สม่ำเสมอดังในรูปที่ 2.1.9(c) ว่าเป็นคุณสมบัติทางไฟฟ้าในอุดมคติซึ่งลักษณะที่เกิดขึ้นจริงนั้นแสดงในรูปที่ 2.1.9(a) สำหรับสายส่งสัญญาณที่มีอากาศอยู่เหนือวัสดุฐานรอง ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกประสิทธิผลจะมีค่าอยู่ในช่วง  $1 < \epsilon_{\text{reff}} < \epsilon_r$  กรณีที่ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกมีค่ามากกว่าหนึ่งมากๆ ( $\epsilon_r \gg 1$ ) ค่า  $\epsilon_{\text{reff}}$  จะเข้าใกล้ค่าคงที่ไดอิเล็กตริก  $\epsilon_r$  จริงๆ ของวัสดุฐานรอง ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกประสิทธิผลนี้จะเป็นฟังก์ชันของความถี่เมื่อความถี่ในการทำงานมีค่าสูงขึ้น สนามไฟฟ้าส่วนใหญ่จะรวมกันอยู่ภายในวัสดุฐานรองดังนั้นสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปจะมีพฤติกรรมคล้ายกับสายส่งสัญญาณที่อยู่ในวัสดุฐานรองเดียวกันการเปลี่ยนแปลงความถี่ที่มีผลต่อค่าคงที่ไดอิเล็กตริกประสิทธิผลบนวัสดุฐานรองที่แตกต่างกัน 3 แบบ ดังแสดงในรูปที่ 2.1.10

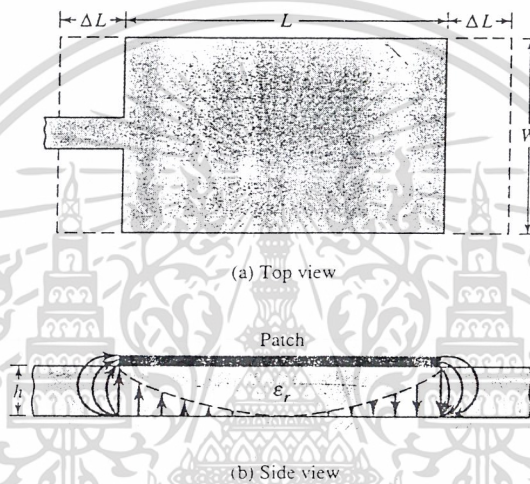


รูปที่ 2.1.9 สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป และลักษณะของค่าคงที่ไดอิเล็กตริกประสิทธิผล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.1.10 การเปลี่ยนแปลงของค่าคงที่ไดอิเล็กตริกประสิทธิภาพต่อความถี่



รูปที่ 2.1.11 ความยาวประสิทธิภาพของสายอากาศไมโครสตริปรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า

จ). กรรณวิธีการออกแบบ สำหรับขั้นตอนในการออกแบบนั้นเราจะเน้น ไปในการออกแบบสร้างสายอากาศไมโครสตริปรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า ขั้นตอนออกแบบเราจะต้องระบุค่าคงที่ไดอิเล็กตริกของวัสดุฐานรอง( $\epsilon_r$ )ความถี่รีโซแนนซ์( $f_r$ )และความสูงของวัสดุฐานรอง( $h$ )กล่าวคือ

กำหนด :  $\epsilon_r, f_r$  (Hz), และ  $h$

หา :  $W, L$

ขั้นตอนการออกแบบ

1. เพื่อให้การแผ่กระจายคลื่นมีประสิทธิภาพ ความกว้างของแพทช์สามารถคำนวณได้จาก

$$W = \frac{1}{2f_r \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} = \frac{V_0}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \tag{2.1.42}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่  $v_0$  คือความเร็วของแสงในสุญญากาศ

2. หาค่าคงที่ไดอิเล็กตริกประสิทธิภาพ
3. เมื่อได้ค่า  $w$  แล้วจึงหาค่าความยาว  $\Delta L$  จากสมการ

$$\Delta L = 0.412h \frac{(\epsilon_{\text{reff}} + 0.3) \left( \frac{W}{h} + 0.264 \right)}{(\epsilon_{\text{reff}} - 0.258) \left( \frac{W}{h} + 0.8 \right)} \quad (2.1.43)$$

4. ความยาวที่แท้จริงสามารถหาได้จากสมการ

$$L = \frac{1}{2fr \sqrt{\epsilon_{\text{reff}}} \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} - 2\Delta L \quad (2.1.44)$$

ค) ค่าความนำร่องสำหรับแผ่กระจายคลื่นแต่ละร่อง จะถูกแทนด้วยค่าแอดมิตแดนซ์สมมูล  $Y$  แบบขนาน (ซึ่งประกอบด้วยค่าความนำ  $G$  และค่ารีแอกแตนซ์  $B$ ) ซึ่งแสดงในรูปที่ 2.1.12 แต่ละร่องให้ชื่อว่า  $\#1$  และ  $\#2$  ค่าแอดมิตแดนซ์สมมูลของร่องที่  $\#1$  ซึ่งสมมุติให้มีความกว้างเป็นอนันต์และสม่ำเสมอ จะได้ว่า

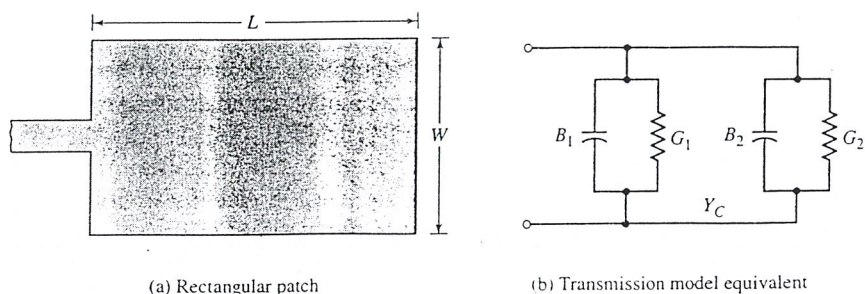
$$Y_1 = G_1 + jB_1 \quad (2.1.45)$$

สำหรับร่องที่มีความกว้างจำกัด  $W$  จะได้ว่า

$$G_1 = \frac{W}{120\lambda_0} \left[ 1 - \frac{1}{24} (k_0 h)^2 \right] \quad (2.1.45a)$$

$$B_1 = \frac{W}{120\lambda_0} \left[ 1 - 0.636 \ln(k_0 h) \right] \quad (2.1.45b)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.1.12 สายอากาศไมโครสตริปรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าและวงจรเทียบเท่าของแบบจำลองสายส่งสัญญาณ

ดังนั้นร่องที่ #2 ก็มีค่าเหมือนกับร่องที่ #1 แอดมิตแดนซ์สมมูลจะมีค่าเป็น

$$Y_2=Y_1 , G_2=G_1 , B_2=B_1 \tag{2.1.46}$$

ค่าความนำของร่องเพียงร่องเดียว สามารถหาได้โดยอาศัยแบบจำลองโพรงได้ด้วย ซึ่งโดยทั่วไปแล้วค่าความนำถูกนิยามเป็น

$$G_1 = \frac{2P_{rad}}{|V_0|^2} \tag{2.1.47}$$

เมื่ออาศัยสนามไฟฟ้า กำลังงานที่แพร่กระจายออกมา สามารถเขียนเป็นสมการได้ว่า

$$P_{rad} = \frac{|V_0|^2}{2\pi\eta_0} \int_0^\pi \left[ \frac{\sin\left(\frac{k_0 W}{2} \cos\theta\right)}{\cos\theta} \right]^2 \sin^3\theta d\theta \tag{2.1.48}$$

ดังนั้นค่าความนำในสมการ (2.1.47) สามารถเขียนได้เป็น

$$G_1 = \frac{I_1}{120\pi^2} \tag{2.1.49}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่

$$I_1 = \int_0^\pi \left[ \frac{\sin\left(\frac{k_0 W}{2} \cos\theta\right)}{\cos\theta} \right]^2 \sin^3 \theta d\theta$$

$$= -2 + \cos(X) + X \text{Si}(X) + \frac{\sin(X)}{X} \quad (2.1.49a)$$

$$X = k_0 W \quad (2.1.49b)$$

ค่าของสมการ ( 2.1.49 ) และ ( 2.1.49a ) ในลักษณะที่ไม่สมมาตรคือ

$$G_1 = \begin{cases} \frac{1}{90} \left( \frac{W}{\lambda_0} \right)^2 W \ll \lambda_0 \\ \frac{1}{120} \left( \frac{W}{\lambda_0} \right) W \gg \lambda_0 \end{cases} \quad (2.1.50)$$

ค่าของสมการ ( 2.1.50 ) สำหรับ  $W \gg \lambda_0$  เป็นค่าในอุดมคติซึ่งกำหนดโดยสมการ (2.1.45a) กราฟของค่า  $G$  ซึ่งเป็นฟังก์ชันของ  $W/\lambda_0$  แสดงในรูปที่ 2.1.13

ง). ความต้านทานอินพุตที่จุดรีโซแนนซ์ ค่าแอดมิตแตนซ์รวมของร่องที่ B1 (อินพุตแอดมิตแตนซ์) สามารถหาได้โดยการแปลงค่าแอดมิตแตนซ์ของร่อง B2 จากจุดต่อที่เอาท์พุตไปยังจุดต่ออินพุตโดยใช้สมการการแปลงแอดมิตแตนซ์ของสายส่งสัญญาณ ในอุดมคติร่องทั้งสองจะห่างกันด้วยระยะ  $\lambda/2$  โดยที่  $\lambda$  คือความยาวคลื่นในไดอิเล็กตริก (วัสดุฐานรอง) แต่อย่างไรก็ตามเนื่องจากผลของฟริงกิงความยาวทางไฟฟ้าของแพ็ทช์จะยาวกว่าความยาวจริงของแพ็ทช์ ดังนั้นร่องทั้งสองจะวางอยู่ห่างกันน้อยกว่า  $\lambda/2$  และการแปลงแอดมิตแตนซ์ของร่องที่ B2 จะ

ได้ว่า  $\tilde{Y}_2 = \tilde{G}_2 + j\tilde{B}_2 = G_1 - jB_1 \quad (2.1.51)$

หรือ  $\tilde{G}_2 = G_1 \quad (2.1.51a)$

$$\tilde{B}_2 = -B_1 \quad (2.1.51b)$$

ดังนั้นอินพุตแอดมิตแตนซ์รวมที่จุดรีโซแนนซ์จะเป็นค่าจำนวนจริง ซึ่งกำหนดโดย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 $Y_{in} = Y_1 + \tilde{Y}_2 = 2G_1 \quad (2.1.52)$   
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นอินพุตแอดมิตแตนซ์รวมจะมีค่าเป็นจำนวนจริง และอินพุตอิมพีแดนซ์ที่จู่คร โชนแนนซ์ จะเป็นจำนวนจริงด้วย

$$Z_{in} = \frac{1}{Y_{in}} = R_{in} = \frac{1}{2G_1} \quad (2.1.53)$$

ความต้านทานอินพุตที่จู่คร โชนแนนซ์ดังสมการ ( 2.1.53 ) นั้นไม่ได้คำนึงถึงผลของมิตชวล คัปปลิง ระหว่างร่องทั้งสองซึ่งเมื่อรวมผลของมิตชวลคัปปลิงแล้วสมการ (2.1.53) จะกลายเป็น

$$R_{in} = \frac{1}{2(G_1 \pm G_{12})} \quad (2.1.54)$$

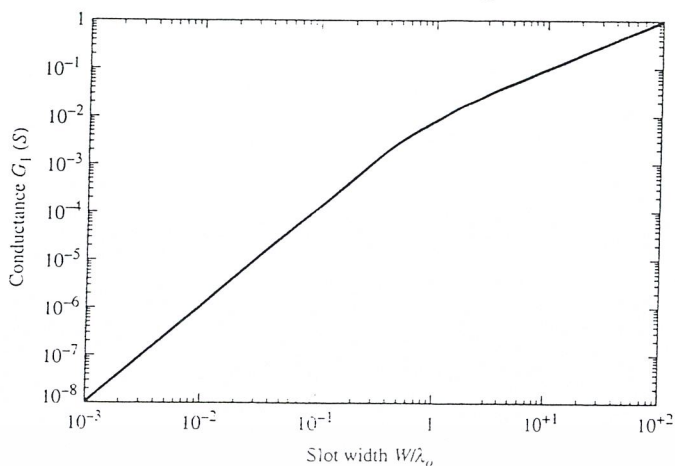
โดยเครื่องหมาย (+) แสดงว่าเป็นโหมคคี และเครื่องหมาย (-) แสดงว่าเป็นโหมคคู้ ค่ามิตชวล ของค่าความนำถุกนิยามให้อยู่ในเทอมของสนามไฟฟ้าระยะไกล

$$G_{12} = \frac{1}{|V_0|^2} \text{Re} \iint_s E_1 \times H_2^* \cdot ds \quad (2.1.55)$$

โดยที่  $E_1$  เป็นสนามไฟฟ้าที่แผ่กระจายโดยร่องที่ #1 ส่วน  $H_2$  เป็นสนามแม่เหล็กที่แผ่กระจาย โดยร่องที่ #2 ,  $V_0$  เป็นแรงดันคคร่อมระหว่างร่อง และการอินทิกรัลจะเป็นการอินทิกรัล ทรงกลมที่มีรัศมีใหญ่มาก ค่า  $G_{12}$  นี้จึงสามารถคำนวณได้จากสมการ

$$G_{12} = \frac{1}{120\pi^2} \int_0^\pi \left[ \frac{\sin\left(\frac{k_0 W}{2} \cos\theta\right)}{\cos\theta} \right]^2 J_0(k_0 L \sin\theta) \sin^3 \theta d\theta \quad (2.1.55a)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.1.13 ค่าความนำของร่องซึ่งเป็นฟังก์ชันของความกว้างของร่อง

โดยที่  $J_0$  คือเบสของฟังก์ชันประเภทที่หนึ่งอันดับที่ศูนย์ (first kind of order zero) ปกติแล้วสำหรับเสาอากาศไมโครสตริปค่ามิวชวลของค่าความนำสามารถหาได้โดยใช้สมการ (2.1.55a) จะมีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับค่าความนำของตัวเอง (self conductance)  $G_1$  ของสมการ (2.1.55a) หรือ (2.1.49)

ดังแสดงในสมการ ( 2.1.55a) และ ( 2.1.54 ) ความต้านทานอินพุตจะไม่ขึ้นอยู่กับความสูง( $h$ )ของวัสดุฐานรอง ซึ่งในความเป็นจริงแล้วค่า  $h$  นี้จะมีค่าน้อยมาก ดังนั้น  $k_0h \ll 1$  ความต้านทานอินพุตจึงไม่ขึ้นอยู่กับ  $h$  ดังนั้นความต้านทานอินพุตสามารถทำให้ลดลงได้โดยการเพิ่มความกว้าง  $W$  ของแพ็ทช์ ซึ่งค่าอัตราส่วน  $W/L$  ต้องมีค่าไม่เกิน 2 เนื่องจากประสิทธิภาพของช่องเปิดของแพ็ทช์เดี่ยวจะเริ่มลดลงเมื่อค่า  $W/L$  นี้มากกว่า 2

ความต้านทานอินพุตที่จู่โรโซแนนซ์ คำนวณได้ด้วยสมการ ( 2.1.54 ) แต่ค่าความต้านทานอินพุตนี้สามารถเปลี่ยนแปลงได้โดยอาศัยการป้อนเข้าไปภายในแพ็ทช์ ด้วยระยะทาง  $y_0$  จากร่องที่  $\#1$  ดังแสดงในรูปที่ 2.1.14(a) เทคนิคนี้สามารถใช้ได้อย่างมีประสิทธิภาพเมื่อทำการแมตช์สายอากาศไมโครสตริป โดยอิมพีแดนซ์คุณสมบัติกำหนดได้จาก

$$Z_c = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{\text{reff}}}} \ln \left[ \frac{8h}{W_0} + \frac{W_0}{4h} \right], & \frac{W_0}{h} \leq 1 \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{\text{reff}} \left[ \frac{W_0}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left( \frac{W_0}{h} + 1.444 \right) \right]}}, & \frac{W_0}{h} > 1 \end{cases} \quad (2.1.56)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดย  $W_0$  คือความกว้างของสายป้อนสัญญาณแบบไมโครสตริป ดังแสดงในรูปที่ 2.1.14 อาศัยการวิเคราะห์โดย โมเดล-เอ็กซ์เพนชัน (Modal-expansion) ความต้านทานอินพุตที่จุดป้อนเข้าแพทช์สามารถประมาณได้จาก

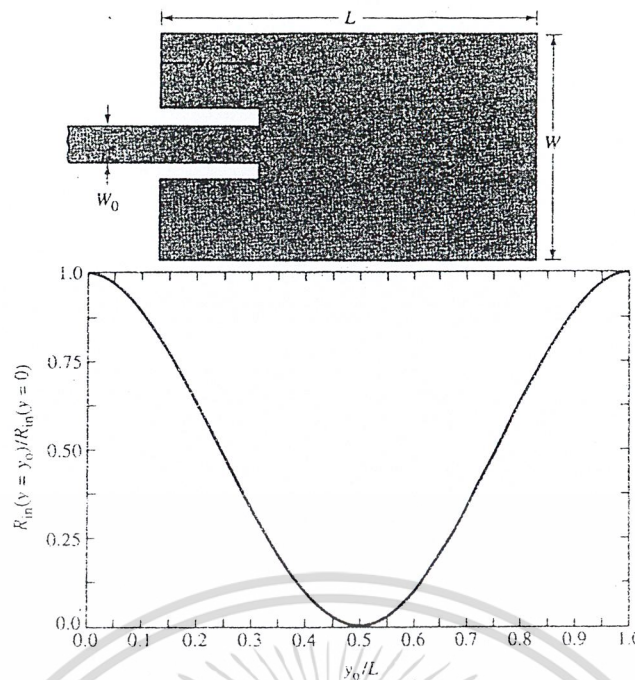
$$R_{in}(y=y_0) = \frac{1}{2(G_1 \pm G_{12})} \left[ \cos^2\left(\frac{\pi}{L} y_0\right) + \frac{G_1^2 + B_1^2}{Y_c^2} \sin^2\left(\frac{\pi}{L} y_0\right) - \frac{B_1}{Y_c} \sin\left(\frac{2\pi}{L} y_0\right) \right] \quad (2.1.57)$$

โดยที่  $Y_c = 1/Z_c$  ซึ่งโดยทั่วไปแล้ว  $G_1/Y_c \ll 1$  และ  $B_1/Y_c \ll 1$  ดังนั้นสมการ(1.16)นี้จะเหลือ

$$\begin{aligned} R_{in}(y=y_0) &= \frac{1}{2(G_1 \pm G_{12})} \cos^2\left(\frac{\pi}{L} y_0\right) \\ &= R_{in}(y=0) \cos^2\left(\frac{\pi}{L} y_0\right) \end{aligned} \quad (2.1.57a)$$

กราฟของค่าสมการ (2.1. 57a) ที่นอมัลไลซ์แล้วแสดงดังรูปที่ 2.1.14(b)

ค่าคงที่ที่ได้จากสมการ ( 2.1.57 ) นี้จะสอดคล้องกับข้อมูลที่ได้จากผลการทดลองแต่การป้อนสัญญาณเข้าไปในแพทช์นี้จะทำให้เกิดค่าความจุที่จุดต่อซึ่งจะมีผลต่อความถี่เรโซแนนซ์ซึ่งปกติแล้วจะมีผลทำให้มีการเปลี่ยนแปลงประมาณ 1% จากสมการ( 2.1.57a) และรูปที่ 2.1.14(b) ค่าสูงสุดจะเกิดขึ้นเมื่อป้อนเข้าที่ขอบร่อง ( $y_0=0$ ) โดยที่แรงดันจะมีค่าสูงสุดและกระแสมีค่าต่ำสุด โดยปกติแล้วจะมีค่าอยู่ในช่วง 150-300 โอห์ม ค่าต่ำสุด (0) จะปรากฏขึ้นที่ตำแหน่งกึ่งกลางของแพทช์ ( $y_0=L/2$ ) โดยที่แรงดันจะมีค่าเป็นศูนย์และกระแสมีค่ามากที่สุด เมื่อย้ายจุดป้อนจากขอบเข้าไปยังจุดกึ่งกลางของแพทช์อินพุตอิมพีแดนซ์ที่จุดเรโซแนนซ์จะลดลงอย่างช้าๆและจะเป็นศูนย์ที่จุดกึ่งกลางแพทช์แต่เมื่อค่อยๆย้ายจุดป้อนเข้าใกล้กึ่งกลางของแพทช์( $y_0=L/2$ ) ฟังก์ชัน  $\cos^2(\pi y_0/L)$  จะเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็ว



รูปที่ 2.1.14 ตำแหน่งการป้อนสัญญาณและการเปลี่ยนแปลงของความต้านทานอินพุต

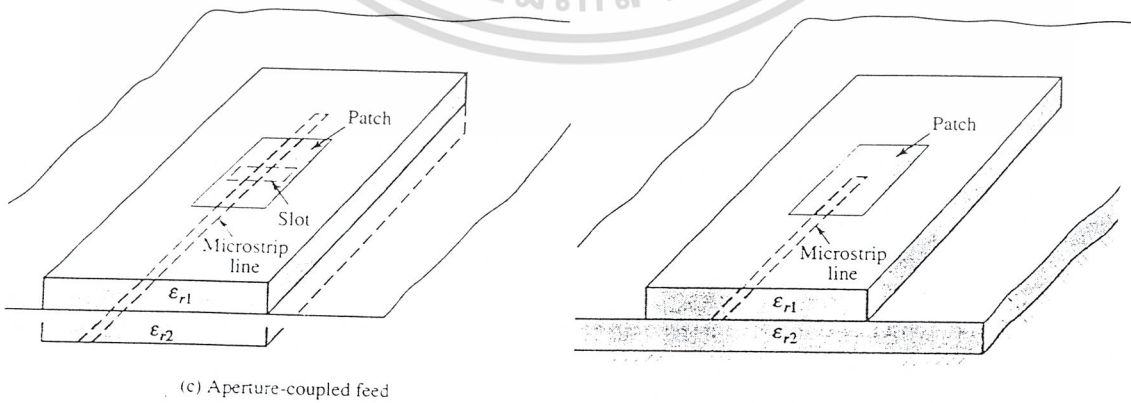
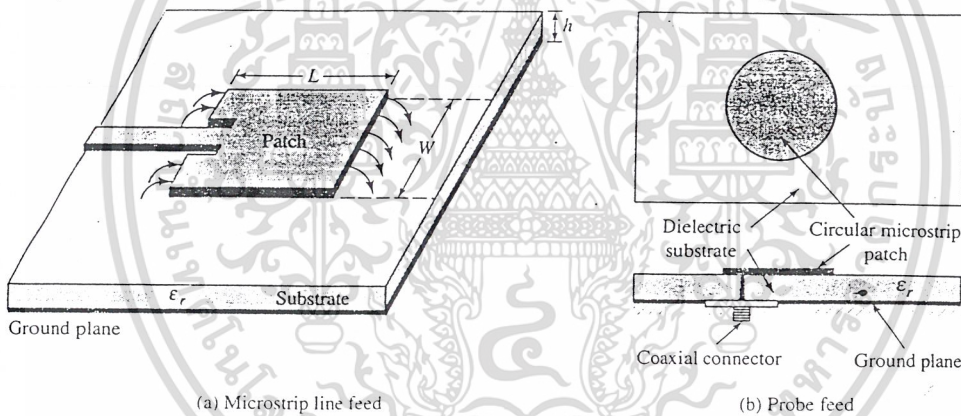
## 2.1.8 การป้อนสัญญาณ

การป้อนสัญญาณให้กับสายอากาศไมโครสตริปนั้นสามารถทำได้หลายวิธีแต่ที่นิยม นั้นจะมีอยู่ 4 วิธีคือการป้อนสัญญาณด้วยสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป (microstrip line) ,สายโคแอกเซียล ,การคัปปลิงผ่านช่องเปิด(aperture)และการคัปปลิงด้วยการวางไว้ใกล้กัน (proximity) ดังแสดงในรูปที่ 2.1.15 และวงจรสมมูลของการป้อนสัญญาณในแต่ละแบบ จะแสดงในรูปที่ 2.1.16 ลักษณะของสายป้อนสัญญาณแบบไมโครสตริปจะเป็นแผ่นตัวนำซึ่งปกติแล้วจะมีความกว้างน้อยกว่าความกว้างของแพทช์มาก การป้อนสัญญาณด้วยสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปจะง่ายต่อการสร้างและการแมตช์อิมพีแดนซ์โดยการควบคุมตำแหน่งจุดป้อน อีกทั้งยังค่อนข้างง่ายต่อการวิเคราะห์ แต่ถ้าความหนาของวัสดุฐานรองเพิ่มขึ้นจะทำให้เกิดคลื่นผิวมากขึ้น และยังทำให้เกิดการแผ่กระจายปลอมปนจากตัวป้อนสัญญาณอีกด้วยซึ่งในทางปฏิบัติแล้วการป้อนด้วยวิธีนี้จะมีแบนด์วิธประมาณ 2-5%

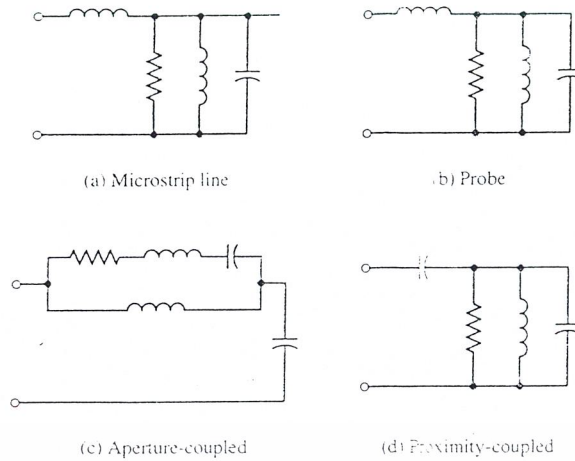
การป้อนสัญญาณด้วยสายโคแอกเซียล ตัวนำด้านในของสายโคแอกเซียลจะต่ออยู่ที่แพทช์ที่ทำหน้าที่แผ่กระจายคลื่นในขณะที่ตัวนำด้านนอกของสายจะต่ออยู่กับระนาบสร้างเงา การป้อนสัญญาณให้กับสายอากาศไมโครสตริปแบบนี้เป็นแบบที่นิยมใช้กันมาก เนื่องจากง่ายต่อการสร้างและการแมตช์อิมพีแดนซ์และมีการแผ่กระจายปลอมปนน้อย แต่วิธีนี้ยังคงทำให้แบนด์วิธแคบและยากต่อการสร้างแบบจำลอง

การป้อนสัญญาณทั้งแบบไมโครสตริปและแบบสายโคแอกเซียล โดยธรรมชาติแล้ว จะไม่สมมาตรกัน ซึ่งเป็นสาเหตุทำให้เกิดโหมดในอันดับที่สูงกว่าขึ้น (higher order mode) ทำให้

การแผ่กระจายมีโพลาไรซ์ไขว้เกิดขึ้น เพื่อที่จะแก้ปัญหาเหล่านี้จึงต้องอาศัยการป้อนสัญญาณด้วยการคัปปลิงผ่านช่องเปิด ดังแสดงในรูปที่ 2.1.15(c) และ 2.1.15(d) การคัปปลิงผ่านช่องเปิดดังแสดงในรูปที่ 2.1.15(c) เป็นแบบที่สร้างได้ยากที่สุดในทั้ง 4 แบบ และยังคงมีแบนด์วิธที่แคบ การคัปปลิงในลักษณะนี้จะช่วยลดการแผ่กระจายปลอมปนได้ลักษณะโครงสร้างของการคัปปลิงผ่านช่องเปิดนั้นจะประกอบด้วยวัสดุฐานรอง 2 ชั้นถูกแยกออกจากกันด้วยระยะนาบสร้างเงา ด้านล่างของวัสดุฐานรองแผ่นล่างสุดจะเป็นสายป้อนสัญญาณแบบไมโครสตริปซึ่งพลังงานจะถูกคัปปลิงผ่านร่อง(slot)ที่อยู่บนระยะนาบสร้างเงาไปยังตัวแผ่กระจายคลื่นโดยปกติแล้ววัสดุฐานรองด้านล่างจะเป็นวัสดุที่มีค่าคงที่ไดอิเล็กทริกสูง ส่วนวัสดุฐานรองอันบนจะเป็นวัสดุที่มีค่าคงที่ไดอิเล็กทริกสูงกว่าระยะนาบสร้างเงาที่แบ่งวัสดุฐานรองทั้งสองออกจากกันนั้นจะช่วยป้องกันส่วนที่แผ่กระจายคลื่น



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น คือสิ่งที่ห้ามมิให้คัดลอกหรือเผยแพร่ต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้  
 รูปที่ 2.1.15 การป้อนสัญญาณให้กับสายอากาศไมโครสตริป



รูปที่ 2.1.16 วงจรเทียบเท่าของการป้อนสัญญาณตามรูปที่ 2.1.15

นอกจากส่วนป้องกันที่แพร่กระจายคลื่นออกจากส่วนป้อนสัญญาณซึ่งจะช่วยลดการแพร่กระจายปลอมปนและทำให้ได้โพลาริเซชันที่บริสุทธิ์ขึ้น โดยทั่วไปแล้วการแมตช์อิมพีแดนซ์ทำได้โดยการควบคุมความกว้างของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปและควบคุมความยาวของร่องการคัปปลิงผ่านร่องนี้สามารถสร้างแบบจำลองได้โดยอาศัยทฤษฎีของ เบทเทอร์ (Bether) ซึ่งจะพิจารณาเกี่ยวกับการคัปปลิงผ่านช่องเปิดเล็กๆ บนระนาบของตัวนำ การป้อนสัญญาณทั้ง 4 แบบนี้ การคัปปลิงโดยการวางไว้ใกล้ๆ กันนี้จะมีแบนวิธกว้างที่สุด อีกทั้งยังง่ายต่อการสร้างแบบจำลองและมีการปลอมปนของการแผ่กระจายคลื่นต่ำแต่การสร้างยังทำได้ยากอยู่

2.2 ออสซิลเลเตอร์ ( OSCILLATORS )

ค่าของจำนวนตัวเลขที่เราใช้ช่วยในการออกแบบวงจร จะอยู่ในรูปของ ชาร์ต (charts), กราฟ(graphs), โมนोगราฟ (nomographs) และตารางคำนวณค่าและมีอีกสิ่งหนึ่งที่ใช้ในการแก้ปัญหาได้เกือบทุกชนิดนั่นก็คือ สมิทชาร์ต เราไม่เพียงใช้สมิทชาร์ตในการแก้ปัญหาของสายส่ง(transmissionline), เวฟไกด์(waveguide) และสายอากาศ(antenna) แต่ยังสามารถแสดงตัวแปร พารามิเตอร์ กับความถี่ การออกแบบวงจรในเทอมของ สกัตเตอร์ริงพารามิเตอร์(Scattering parameter) จะดีเหมือนการออกแบบวงจรที่เป็น วงจรไม่เสถียรภาพ (unstable) โดยวิธีที่ดีคือการ ใช้ สมิทชาร์ต ช่วยในการออกแบบ วงจรแมตซ์จิง(matching network) เพื่อต้องการให้การต่อวงจรให้ผลดีที่สุด หรือตามเงื่อนไขอื่น ๆ ที่ต้องการ และจะออกแบบได้เร็วขึ้นถ้าใช้สมิทชาร์ต สามารถช่วยในการเพิ่มค่าพารามิเตอร์ สมิทชาร์ตสามารถใช้จัดจุดที่ปกติ, จุดที่ดีและจุดที่มากเกินไปของ

เอกสารนี้เป็นเอกสารสำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไมโครสตริป เป็นส่วนประกอบพื้นฐานของวงจรที่มีความถี่สูง ดังนั้นข้อมูลของไมโครสตริปจะสามารถแสดงบนสมิธชาร์ตได้

วงจรขยายที่มีความถี่สูง บางครั้งสามารถใช้ความยาวสั้นๆ ของไมโครสตริปทำเป็นทูนนิ่งสตัป(tuning stups), วงจรแมทซิ่ง(matching network) และอินเตอร์คอนเน็คชั่น(inter connection) ได้ และการคำนวณที่เกี่ยวกับไมโครสตริปจะต้องใช้สมิธชาร์ตช่วยในการออกแบบด้วย

### 2.2.1 การใช้สมิธชาร์ตช่วยในการออกแบบออสซิลเลเตอร์

หลักการเบื้องต้นของ สมิธชาร์ตเป็นการแสดงความสัมพันธ์ระหว่างอิมพีแดนซ์  $Z$  และสัมประสิทธิ์การสะท้อน  $\Gamma$  ของสายส่ง หาได้จาก

$$|\Gamma| / \phi = \frac{Z - Z_0}{Z + Z_0} \quad (2.2.1)$$

เมื่อ  $Z_0$  แทน คาแรคเตอร์ิสติก อิมพีแดนซ์(characteritic impedace) ของสาย หรืออิมพีแดนซ์เปรียบเทียบ (reference impedance) ซึ่งขึ้นอยู่กับค่าบน สมิธชาร์ตที่ใช้

$$\text{กำหนดให้} \quad \frac{Z}{Z_0} = z = r + jx \quad (2.2.2)$$

$$\text{และ} \quad |\Gamma| / \phi = u + jv \quad (2.2.3)$$

$$\text{จาก (2.2.1) จะได้} \quad u + jv = \frac{r-1+jx}{r+1+jx} \quad (2.2.4)$$

แยกส่วนจริง(real) และจินตภาพ (imaginary) จะได้

$$U = \frac{r^2 - 1 + jx}{(r+1)^2 + x^2}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V = \frac{2x}{(r+1)^2 + x^2} \quad (2.2.5)$$

เมื่อกำจัดเทอม  $x$  จะได้

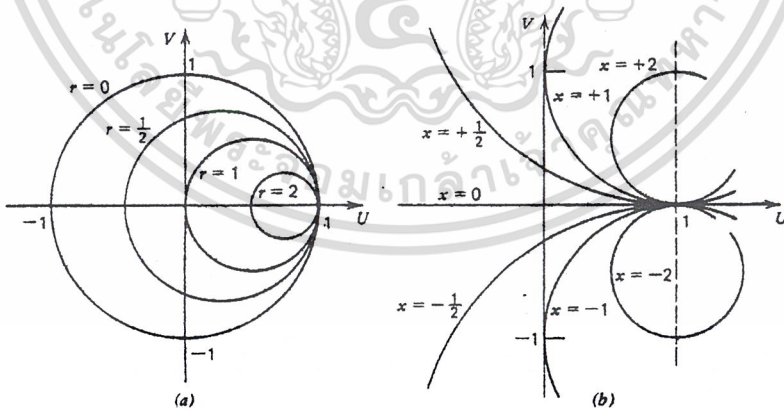
$$[U - (r/(r+1))]^2 + V = [1/(r+1)]^2 \quad (2.2.6)$$

ซึ่งเป็นสมการวงกลมที่มีจุดศูนย์กลางอยู่ที่  $U = \frac{r}{(r+1)}$ ,  $V = 0$  และรัศมีเป็น  $\frac{1}{(r+1)}$  วงกลมต่าง ๆ แสดงดังรูปที่ 2.1a สำหรับ  $r$  ที่มีค่าเป็นบวกเท่านั้น เพราะค่าลบไม่พบในวงจรพาสซีฟ (passive)

เมื่อกำจัดเทอม  $r$  ออกจากสมการ (2.2.5) จะได้

$$[U - 1]^2 + [V - (1/x)]^2 = [1/x]^2 \quad (2.2.7)$$

ซึ่งแทนกลุ่มของวงกลมที่มีจุดศูนย์กลางอยู่ที่  $U = 1, V = \frac{1}{x}$  และรัศมีเป็น  $\frac{1}{x}$  เป็นได้ทั้งค่าบวกและค่าลบ



รูปที่ 2.2.1 แสดงการสร้าง สมิทชาร์ต; (a) วงกลม  $r$ ; (b) วงกลม  $x$

เมื่อเซตของวงกลมทั้งสองรวมกันจะอยู่ในรูปของ สมิทชาร์ตแกน  $U$  และ  $V$  จะถูกตัดทิ้งไป เส้นยี่สิบองศาของสัมประสิทธิ์การสะท้อน  $\Gamma$  จะถูกสร้างขึ้น มุม  $\phi$  ทั้งค่าบวกและลบจะถูกไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สร้างขึ้นที่ขอบนอกของวงกลม  $r = 0$  การเพิ่มขึ้นของสเกลพารามิเตอร์ ในแนวรัศมีจะเกี่ยวข้องกับค่า การสูญเสีย(loss) และ อัตราคลื่นนิ่ง(standing-wave ratio) และ สเกลของความยาวคลื่นที่รอบนอกของเส้นรอบวง

กลุ่มที่เหมือนกันของวงกลม  $r$  ใช้แทนส่วนประกอบของ คอนดัคแตนซ์ของ แอดมิตแตนซ์  $Y$  หาดด้วย  $\Gamma_0$  ค่าตัวเลขของส่วนนอร์มอลไลซ์รีซิสแตนซ์(normalize resistance component) หรือ ส่วนนอร์มอลไลซ์คอนดัคแตนซ์(normalize conductance components) จะถูกกำหนดตามแกน  $U$  ที่ถูกตัดที่ ส่วนวงกลม  $x$  ที่อยู่เหนือแกนแนวนอนแทน ส่วนนอร์มอลไลซ์ อินดักทีฟรีแอคแตนซ์(normalize inductive reactance component) หรือ ส่วนนอร์มอลไลซ์ คาปาซิทีฟซีเอสเซนซ์ (nonnormalize capacitive susceptance component) ส่วนด้านล่างของแกนแนวนอนวงกลม  $x$  จะแทน ส่วนนอร์มอลไลซ์คาปาซิทีฟรีแอคแตนซ์ (normalize capacitive reactance component) หรือ ส่วนนอร์มอลไลซ์อินดักทีฟซีเอสเซนซ์ (normalize inductive susceptance component)

เครื่องมือส่วนใหญ่ที่ใช้งานกับ สมัชชาต์เช่น ไม้มบรรทัด วงเวียน และเครื่องคิดเลข ความถูกต้องแม่นยำในการใช้จะได้จากความระมัดระวังในการสร้างกราฟไฟคอย่างซ้ำ ๆ

### 2.2.1.1 รีซีพโรคัลอิมมิตแตนซ์ (Reciprocal of immittance)

ค่าของอิมมิตแตนซ์(immittance) ที่ใช้ใน สมัชชาต์ถ้าให้จุดเริ่มต้น  $1 + j2$  และจุดปลายที่  $0.2 - j'0.4$  เป็นตำแหน่งที่อยู่คนละมุมที่ตรงกันข้ามกัน มีรัศมีของชาร์ต เท่ากันทั้ง 2 ค่า นี้ จะเป็น รีซีพโรคัล(recipsocals) กันเพราะ

$$\frac{1}{1 + j2} = \frac{1 - j2}{1^2 + 2^2} = \frac{1}{5} - j\frac{2}{5} = 0.2 - j0.4$$

ถ้าสายส่ง ไม่มีความยุ่งยากซับซ้อนมากค่านอร์มอลไลซ์อิมพีแดนซ์(normalized impedance) ของ  $1 + j2$ จะมี รีซีพโรคัล  $0.2 - j'0.4$  นั่นก็คือ นอร์นอลไลซ์แอดมิตแตนซ์(normalized admittance)

พิสูจน์

$$|\Gamma| / \phi = \frac{Z - 1}{Z + 1} \quad (2.2.8)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับค่านอร์มอลไลซ์อิมพีแดนซ์ (normalized impedance) จะได้

$$Z = \frac{1 + |\Gamma| \angle \phi}{1 - |\Gamma| \angle \phi} \quad (2.2.9)$$

รีซีพโรคัลของ (2.9) จะเป็นนอร์มอลไลซ์แอดมิตแตนซ์ (normalize admittance)

$$Y = \frac{1 - |\Gamma| \angle \phi}{1 + |\Gamma| \angle \phi} \quad (2.2.10)$$

กำหนดค่าของ  $\phi$  ใน (2.2.9) มีการเปลี่ยนแปลงมุมไป  $\pm 180^\circ$  บน สมิรชาร์ตเท่ากับ จุดที่อยู่คนละมุมตรงกันข้ามกับ  $z$  นั่นคือทางด้านขวาของสมการ (2.2.9) จะกลายเป็น

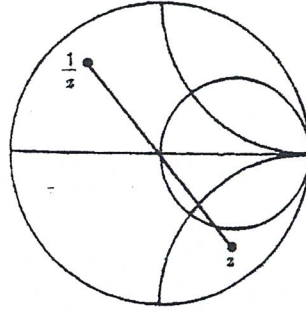
$$\frac{1 + |\Gamma| \angle \phi \pm 180^\circ}{1 - |\Gamma| \angle \phi \pm 180^\circ} \quad (2.2.11)$$

เมื่อมุม  $\pm 180^\circ$  ที่เพิ่มให้กับมุมของจำนวนเชิงซ้อน ผลที่ได้จะเหมือนกับการกลับเศษส่วนกัน ของจำนวนเริ่มต้น ดังนั้น (2.2.11) จะกลายเป็น

$$\frac{1 - |\Gamma| \angle \phi}{1 + |\Gamma| \angle \phi} \quad (2.2.12)$$

ซึ่งรีซีพโรคัล (reciprocal) ของ (2.2.9) แสดงในรูปที่ 2.2.2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.2.2 แสดงรีซิทโวลบนสมิทชาร์ต ที่อยู่ตรงกันข้ามที่มีรีซิทมีเท่ากัน

### 2.2.1.2 ความต้านทานเชิงลบ (Negative Resistance)

บางครั้งจะมีปัญหาเกิดขึ้นซึ่งต้องระมัดระวัง โดยทั่วไปจะเกี่ยวข้องกับความต้านทานเชิงลบ (negative resistance) หรือค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนมากกว่าปกติและจะเกิดขึ้นเมื่อความแตกต่างระหว่างมุมของ  $Z$  และ  $Z_0$  มากกว่า  $90^\circ$  สำหรับ ถ้า  $Z = j5$  และ  $Z_0 = 3 - j4$  เมื่อ  $Z = 0.8 + j0.6, \Gamma = j3 = 3 \angle 90^\circ$  ไม่ใช่  $r = -0.8$  หรือ  $\Gamma = 3 \angle 90^\circ$  สามารถกำหนดตำแหน่งใน สมิทชาร์ตที่ใช้

$$|\Gamma| \angle \phi = \frac{-r - 1 + jx}{-r + 1 - jx} \quad (2.2.13)$$

พิจารณา คอนจูเกตรีซิทโวล (conjugate reciprocal) ของ (2.2.13)

$$\frac{1}{|\Gamma| \angle -\phi} = \left( \frac{-r + 1 + jx}{-1 - 1 + jx} \right)^* = \frac{-r + 1 - jx}{-r - 1 - jx} \quad (2.2.14)$$

กำหนดให้

$$\frac{1}{|\Gamma| \angle -\phi} = U + jv \quad (2.2.15)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
จาก (2.2.14)  $U = \frac{r^2 - 1 - x^2}{(r+1)^2 + x^2}$  อย่างไรก็ตามมีให้ตัดแปลงเป็น (r+1) และ x อ่างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และ 
$$V = \frac{2x}{(r+1)^2 + x^2} \quad (2.2.16)$$

ซึ่งจะเหมือนกับสองความสัมพันธ์ก่อนหน้านี้ของสมิธชาร์ต ดังนั้น ถ้า  $|\Gamma| > 1$ , ค่าแห่ง  $\frac{1}{\Gamma^*}$  จะแสดงด้วยวงกลมของรีซิสแตนซ์ ที่เป็นลบและวงกลมรีแอกแตนซ์ ที่กำหนดไว้ สำหรับ  $\Gamma = 3 \angle 90^\circ$   $\frac{1}{\Gamma^*} = 0.33 \angle 90^\circ$  ซึ่งมี  $Z = -0.8 + j0.6$

การเป็นความต้านทานเชิงลบ(negative resistance) ไม่ได้เปลี่ยนแปลงความสัมพันธ์ของรีซิฟโรเคด ที่กล่าวไว้ในส่วนแรก ถ้าจุดเริ่มต้นมีความต้านทานเชิงลบ(negative resistance) ค่า reciprocal ของมันก็จะมีส่วนประกอบของ real เป็นลบด้วย ดังตัวอย่างเช่น  $z = -0.8 + j0.6$  มี reciprocal ที่ตำแหน่ง  $-0.8 - j0.6$

### 2.2.1.3 Immittance Matching

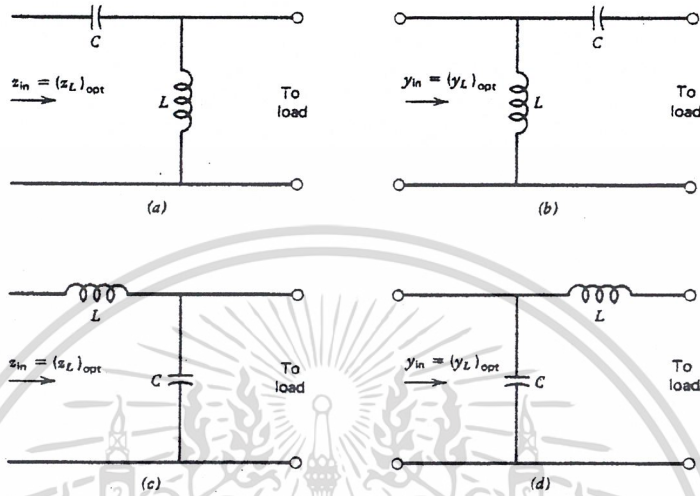
การใช้งานสมิธชาร์ตในการออกแบบ matching networks amplifiers ที่ความถี่สูงส่งกำลังให้กับจุดต่อ 50  $\Omega$  ของสายส่ง ถ้าวงจรขยาย (amplifier) ทำงานภายในเงื่อนไขของ เกนกำลังสูงสุด(maximum power gain) ที่จุดต่อที่ดีที่สุดต่างจาก 50  $\Omega$  นั่นคือ เนทเวอร์ค(network) ที่มีการสูญเสียจะน้อยจะต้องเปลี่ยนความต้านทานโหลด 50  $\Omega$  ของสายส่งให้เป็นการต่อที่ได้ผลสูงสุดตามที่ต้องการ

กำหนดให้โหลดขณะนี้เป็น 50  $\Omega$  แต่ ทรานซิสเตอร์ต้องการ  $(Y_L)_{opt}$  ที่ไม่เท่ากับ  $\frac{1}{50} S$  จุดประสงค์ของวงจรแมทซิง(matching network) เพื่อเปลี่ยนโหลด 50  $\Omega$  เป็นค่า  $Y_{in}$  เท่ากับ  $(Y_L)_{opt}$  และจะทำให้ไม่มีกำลังสูญเสีย สามารถทำได้โดยเพิ่มส่วนของวงจรลดค่าสูญเสีย (Inductors และ capacitor) ต่ออนุกรมหรือขนานเริ่มที่โหลด 50  $\Omega$  จนกระทั่งถึง  $Y_{in}$  เท่ากับ  $(Y_L)_{opt}$  ที่จุดต่อด้านข้างของทรานซิสเตอร์ส่วนของวงจรลดค่าสูญเสียเป็นส่วนประกอบของ วงจรแมทซิง(matching network)

เมื่อส่วนของวงจรแมทซิง (matching network) เพิ่มขึ้นในทางอนุกรม กับส่วนประกอบตัวอื่น จะดีที่สุดในกรณีเป็นอิมพีแดนซ์ เพราะว่าเมื่อรวมอิมพีแดนซ์จะทำได้ง่ายเมื่อส่วนของวงจรแมทซิง (matching network) ที่เพิ่มในทางขนานกับส่วนประกอบตัวอื่น ๆ มันจะดีถ้าใช้เป็นการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แอดมิตแตนซ์ เพราะว่าเมื่อรวมแอดมิตแตนซ์จะทำได้ง่าย วงจรแมทซิ่ง (matching network)

ชนิด (ell sections) แสดงในรูปที่ 2.2.3 การจะเลือกใช้ชนิดใดขึ้นอยู่กับค่า  $(Z_L)_{opt} = \frac{1}{(Y_L)_{opt}}$



รูปที่ 2.2.3 แสดงวงจรแมทซิ่งแบบ ELL-section

พิจารณาวงจรและสมิธชาร์ตในรูปที่ 2.2.4a มีอินดักทีฟซ์สเชพแตนซ์ (inductive susceptance) ต่อขนานกับ โหลดซ์สเชพแตนซ์ (load susceptance) สมมติว่าโหลดที่จุดต่อของสายส่งมีค่าเป็น  $Z_0$  (รีซีฟทิฟ ที่ความถี่สูง) ใช้  $Z_0$  เมื่อต้องการ นอร์มอลไลซ์อิมพีแดนซ์ (normalize impedance) และ  $Y_0 = \frac{1}{Z_0}$  เมื่อต้องการนอร์มอลไลซ์แอดมิตแตนซ์ (normalize admittance) นั่นคือ นอร์มอลไลซ์ของโหลดเป็น  $Y_L = 1 + jo$  ดังนั้นเมื่อเพิ่ม นอร์มอลไลซ์อินดักทีฟซ์สเชพแตนซ์ (normalize inductive susceptance) ต่อขนานให้กับนอร์มอลไลซ์แอดมิตแตนซ์ (normalize admittance)  $Y_{AB} = 1 - jb_{AB}$  วัตถุประสงค์ของ  $Y_{AB}$  เป็นครึ่งวงกลมส่วนล่างของวงกลมคอนดัคแตนซ์ที่  $G/Y_0 = 1$  เหมือนกับที่แสดงในรูปที่ 2.2.4a ส่วนวิธีของจุดของ รีซีฟโรเคล (reciprocal)  $Y_{AB}$  ก็จะเป็นวงกลมเล็ก ๆ รัศมีเท่ากับวงกลม  $G/Y_0$  ในการออกแบบ วงจรแมทซิ่ง (matching network) ต้องใช้วงกลมทั้งสองนี้ ซึ่งมันจะเขียนอยู่บนสมิธชาร์ต

แต่ถ้าเพิ่ม คาปาซิทีฟรีแอกแตนซ์ (capacitive reactance) ให้กับ  $Z_{AB}$  สมิธชาร์ต ก็จะพิจารณาในทอมของอิมพีแดนซ์แทนแอดมิตแตนซ์ ค่าของนอร์มอลไลซ์คาปาซิทีฟรีแอกแตนซ์ (normalize capacitive reactance) จะเพิ่มขึ้น วัตถุประสงค์ของ  $Z_{in}$  จะย้ายไปตามวงกลม r ที่คงที่ โดยค่าจะขึ้นอยู่กับ C และความถี่จุดบนพื้นที่ไม่แรงเงาของสมิธชาร์ต แทนค่าของ  $Z_{in}$  ที่สามารถใช้ไม่วาร์ณใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมีเหตุดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มาไปใช้

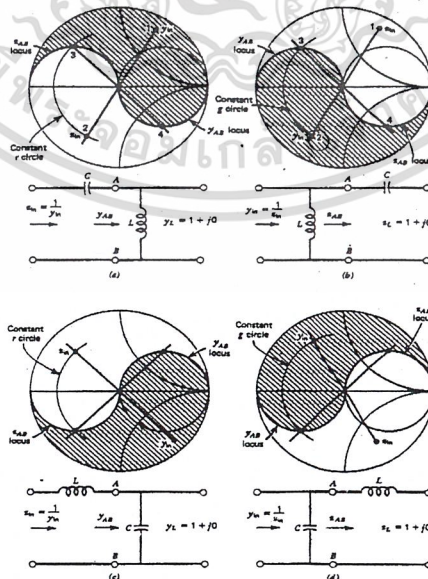
ได้กับวงจร ส่วนพื้นที่ที่ที่แรงเงาแทนรีซีพโรเคล(reciprocal) ของ  $Z_{in}$  นั่นคือ แสดงตำแหน่งของ  $Y_{in}$  ทั้งหมดที่สามารถใช้ได้กับวงจร

การออกแบบจะใช้วงจรตามความเหมาะสม คำนวณ  $Y_{in}$  และตรวจสอบว่ามันตกอยู่ในพื้นที่แรงเงาของรูปที่ 2.2.4a ถ้าถูกต้อง กำหนดเป็นจุดที่ 1 และสร้างรีซีพโรเคล( reciprocal) ของ  $Y_{in}$  และกำหนดเป็นจุดที่ 2 จุดค่าของวงกลม  $r$  และ  $x$  ที่ผ่านจุด 2 เขียนวงกลมเล็ก ๆ แทนวิถีจุดของ  $Z_{AB}$  สังเกตว่ามันจะตัดกับวงกลม  $r$  ที่จุดที่ 3 จุดค่าของวงกลม  $x$  ผ่านจุดที่ 3 ดังนั้นค่าพาสซีฟริแมคแตนซ์(capacitive reactance) ที่ต่ออนุกรมเอง  $C$  หาได้จาก

$$X_C = \frac{1}{WC} = Z_0(X_3 - X_2) \tag{2.2.17}$$

เมื่อ  $X_3$  และ  $X_2$  คือค่าของวงกลม  $X$  ที่ผ่านจุดที่ 3 และ 2 ตามลำดับ ขั้นต่อไปสร้างรีซีพโรเคล(reciprocal) ของจุดที่ 3 จะได้เป็นจุดที่ 4 ซึ่งต้องตกลงบนวงกลม  $G/Y_0 = 1$  จุดขนาดของซัสเซพแตนซ์ (susceptance) ของวงกลมที่ผ่านจุดที่ 4 ดังนั้น อินดักแตนซ์ซัสเซพแตนซ์(inductance susceptance) ของ  $L$  หาได้จาก

$$B = -\frac{1}{WL} = Y_0(-b_4) = \frac{-b_4}{Z_0} \tag{2.2.18}$$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 รูปที่ 2.2.4(a-d) แสดงการสร้าง สมิตชาร์ตสำหรับการแมทช์ ระหว่างสายส่งกับโหลด  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมีเหตุดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้น อินดักทีฟรีแอกแตนซ์(inductive reactance) ของ L ได้จาก

$$XL = WL = \frac{Z_0}{b_4} \quad (2.2.19)$$

เมื่อ  $b_4$  เป็นขนาดของวงกลม ซัสเซพแตนซ์(susceptance) ที่ผ่านจุดที่ 4 เมื่อทราบ  $Z_0$  และความถี่จะสามารถหาค่า L และ C ได้

พิจารณาวงจรในรูปที่ 2.2.3b ในที่นี้เพิ่ม คาปาซิแตนซ์(capacitance) ให้กับ โหลด รีซิสแตนซ์(load resistance) ในกรณีนี้ วิถีจุดของ  $Z_{AB}$  จะไปตามวงกลม  $r = 1$  เหมือนที่แสดงในรูปที่ 2.2.4b ค่า (reciprocal) ของจุดนั้นจะได้เป็นวงกลมเล็ก ๆ ซึ่งแทนวิถีจุดของ  $Y_{AB}$  อีกด้วย ถ้าเพิ่ม อินดักทีฟซัสเซพแตนซ์(inductive susceptance) ให้ขนานกับ L เป็นเหตุให้ค่าที่ใช้ได้ของ  $Y_{in}$  ตกลงบนพื้นที่ที่แรเงาของรูปที่ 2.2.4b

ขั้นตอนการออกแบบจะใช้วงจรที่เหมาะสม คำนวณค่า  $Y_{in}$  และตรวจสอบว่ามันตกลงในพื้นที่แรเงาที่เหมาะสม กำหนดเป็นจุดที่ 2 ในรูปที่ 2.2.4b แน่ใจว่าถ้าเรารู้  $Z_{in}$  ที่จุดที่ 1 รีซีพโรคัล(reciprocal) ของมันจะเป็นจุดที่ 2 จุดค่าของวงกลม  $g$  และ  $b$  ที่ผ่านจุดที่ 2 เขียนวงกลมเล็ก ๆ แทนวิถีของ  $Y_{AB}$  สังเกตว่ามันจะตัดกับวงกลม  $g$  ที่จุด 3 จุดค่าของวงกลม  $b$  ที่ผ่านจุดที่ 3 ดังนั้น อินดักทีฟซัสเซพแตนซ์(inductive susceptance) ของ L หาโดย

$$B = \frac{1}{WC} = Y_0(b_3 - b_2) = \frac{b_3 - b_2}{Z_0} \quad (2.2.20)$$

หรือ อินดักทีฟรีแอกแตนซ์(inductive reactance) เป็น

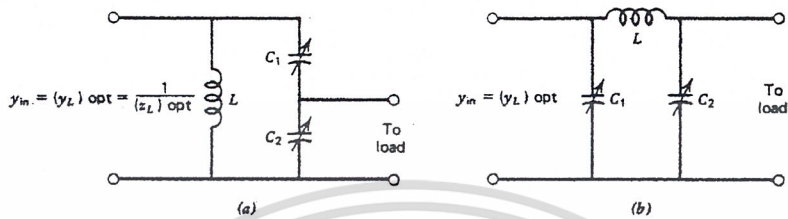
$$WL = \frac{Z_0}{b_3 - b_2} \quad (2.2.21)$$

เมื่อ  $b_3$  และ  $b_2$  เป็นค่าของวงกลม  $b$  ที่ผ่านจุดที่ 3 และ 2 ตามลำดับ ต่อไปสร้าง รีซีพโรคัล(reciprocal) ของจุดที่ 3 จะได้เป็นจุดที่ 4 ซึ่งต้องตกลงบนวงกลม  $R/Z_0 = 1$  จุดค่าขนาดของรีแอกแตนซ์ ที่ผ่านจุดที่ 4 ค่าของ คาปาซิทีฟรีแอกแตนซ์(capacitive reactance) ของ C เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดต่อเปลี่ยนแปลง และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$X_C = \frac{1}{WC} = Z_0(-X_4) \quad (2.2.22)$$

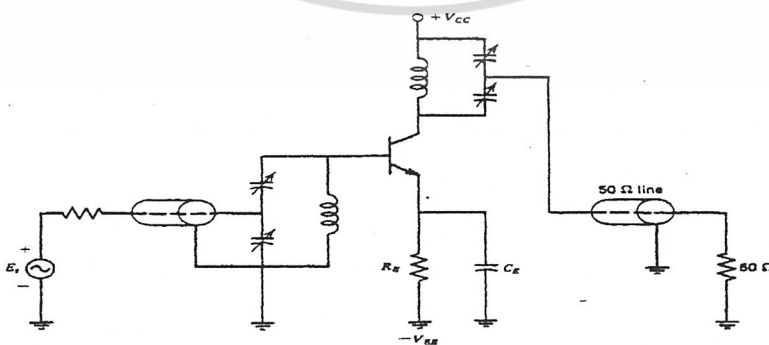
เมื่อ  $X_4$  เป็นขนาดของวงกลม รีแอกแตนซ์(reactance) ที่ผ่านจุดที่ 4 เมื่อทราบ  $Z_0$  และ ความถี่ก็จะสามารถหาค่า L และ C ได้



รูปที่ 2.2.5 (a) วงจรแมทซิ่งแบบ Tapped-capacitor ; (b) วงจรแมทซิ่งแบบ p-section

แต่ค่าพาสซีแชนซ์(capacitance) ที่ต้องการใน cll-section ทั่วไปไม่ใช่ค่าที่เป็นค่ามาตรฐาน ฉะนั้นจึงใช้ คาปาซิเตอร์(capacitor) ปรับค่าได้มาใช้ในช่วง คาปาซีแชนซ์(capacitance) ที่ต้องการ ส่วนอินดักแตนซ์(inductance) ที่ต้องการสามารถปรับโดยการเปลี่ยนตัว หรือปรับจำนวนรอบของ ขดลวดทางกายภาพ หรือโดยใส่คาปาซิเตอร์(capacitor) ปรับค่าได้ต่ออนุกรมกับ อินดักแตนซ์ (inductance) ที่มีค่ามากตามต้องการ เมื่อปรับค่า คาปาซีแชนซ์(capacitance) ที่ต่ออนุกรม ผลจะเปลี่ยนแปลง อินดักแตนซ์(inductance) ของผลรวมเป็นค่าที่ถูกต้องตามต้องการ

ทั้งสองส่วนประกอบใน (ell) เนทเวิร์ค ต้องปรับเป็นการชดเชยค่าการผิดพลาดจากการ วัดและการคำนวณและ คาปาซีแชนซ์(capacitance) ที่ผิดพลาด เพื่อปรับวงจรให้ได้ เกนกำลังสูงสุด (maximum power gain) แอดมิทแตนซ์(admittance) จะอยู่ที่ตำแหน่งใด ๆ บน สมิทชาร์ต ยกเว้นในพื้นที่วงกลม  $g = 1$  ชนิดที่ใช้แสดงในรูปที่ 2.2.6

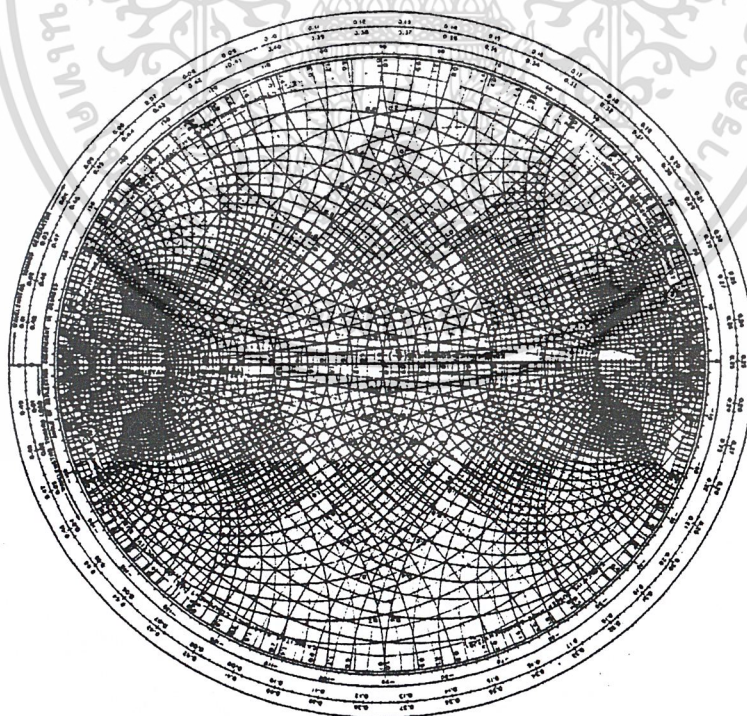


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นด้วยระบบอัตโนมัติของศูนย์บริการลูกค้าของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี  
รูปที่ 2.2.6 แสดงตัวอย่างวงจรที่ใช้ วงจรแมทซิ่งแบบ Tapped-capacitor  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่วน II-section เนทเวอร์ค ในรูปที่ 2.2.5b มีลักษณะเด่น คือ ทุกจุดบน สมิทชาร์ต สามารถใช้ได้ มันมักใช้ใน ตัวส่ง(transmitter) แต่โดยทั่วไปต้องเพิ่ม DC blocking คาปาซิเตอร์ และ RF choke ให้กับแหล่งจ่ายที่ไบอัสไฟ DC

## 2.2.2 อิมมิตแดนซ์ชาร์ต( IMMITTANCE CHART)

การสร้างรูปทั้งหมดที่กล่าวมาข้างต้นจะถูกยกเลิกไปโดย อิมมิตแดนซ์ชาร์ต(immittance chart) เพราะว่ามันแสดงได้ทั้งพิกัดของอิมพีแดนซ์และแอดมิตแดนซ์ที่จุดใด ๆ ทำโดยการซ้อนทับของ 2 สมิทชาร์ตพิมพ์ในสองสีที่ต่างกัน ซึ่งสมิทชาร์ต อันหนึ่งจะถูกหมุนไป  $180^\circ$  ซึ่งสัมพันธ์กับอีกอันหนึ่งอิมมิตแดนซ์ชาร์ต (immittance chart) แสดงในรูปที่ 2.2.7 ถ้าจุดบนสมิทชาร์ตเข้ม(dark smith chart) แทน รีซีพโรคัลนอร์มอลไลซ์อิมพีแดนซ์(normalize impedance reciprocal) ของมันหาได้ง่าย ๆ โดยดูที่พิกัดจุดเดียวกันที่แสดงโดย สมิทชาร์ตอ่อน(light smith chart) ไม่จำเป็นต้องสร้างจุดใหม่ การวิเคราะห์และออกแบบทำได้โดยไม่ต้องสร้างจุดใหม่ การวิเคราะห์และออกแบบทำได้โดยไม่ต้องเคลื่อนย้ายและมีความถูกต้องแม่นยำสูงกว่าเดิม แสดงในรูปที่ 2.2.7



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับรูปที่ 2.2.7 แสดงอิมมิตแดนซ์ชาร์ต อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.2.2.1 การแมทชิงแบบอิมมิตแดนซ์ค่าจริง(Matching Real Immittance)

การใช้ อิมมิตแดนซ์ชาร์ต (immittance chart) นั้นขั้นแรกเราจะเลือกสมิทชาร์ตที่จะแทน นอร์มอลไลซ์อิมพีแดนซ์ (normalize impedance) และแทนนอร์มอลไลซ์แอดมิตแดนซ์ (normalize admittance) มันอาจจะเกิดการสับสนขึ้นได้โดยจะหลอกตาเกี่ยวกับสิ่งที่เรากำลังพิจารณาว่าชาร์ตไหน เป็นอะไร นั่นคือเราต้องทำเครื่องหมายในที่สะดวกในการพิจารณา สำหรับตัวอย่างให้ dark  $\rightarrow Z$  และ light  $\rightarrow y$  เมื่อ โหลดแอดมิตแดนซ์(load admittance) ที่ใช้เป็นค่าจริง  $Y_0 = G_L + j_0$  นอร์มอลไลซ์ของมันและ แอดมิตแดนซ์(admittance) อื่น ๆ ที่เป็นค่าจริง( real) หรือจำนวนเชิงซ้อน (complex) เทียบกับ  $G_L$  ได้ดังนี้

$$Y_L = \frac{Y_L}{G_L} = \frac{G_L + J_0}{G_L} = 1 + J_0 \quad (2.2.23)$$

ซึ่งจะอยู่บนวงกลม  $g = 1$  เสมอ ที่จุดศูนย์กลางกลางของ อิมมิตแดนซ์ชาร์ต(immittance chart) ส่วนนอร์มอลไลซ์อิมพีแดนซ์(normalize impedance)นั้นเทียบกับ  $\frac{1}{G_L}$

เมื่อ โหลดอิมพีแดนซ์(load impedance) ที่ใช้เป็น  $Z_L = R_L + j_0$  นอร์มอลไลซ์ของมัน และ อิมมิตแดนซ์ ตัวอื่นๆ เป็นค่าจริง( real) หรือ จำนวนเชิงซ้อน(complex) เทียบกับ  $R_L$  ได้ดังนี้

$$Z_L = \frac{Z_L}{R_L} = \frac{R_L + J_0}{R_L} = 1 + J_0 \quad (2.2.24)$$

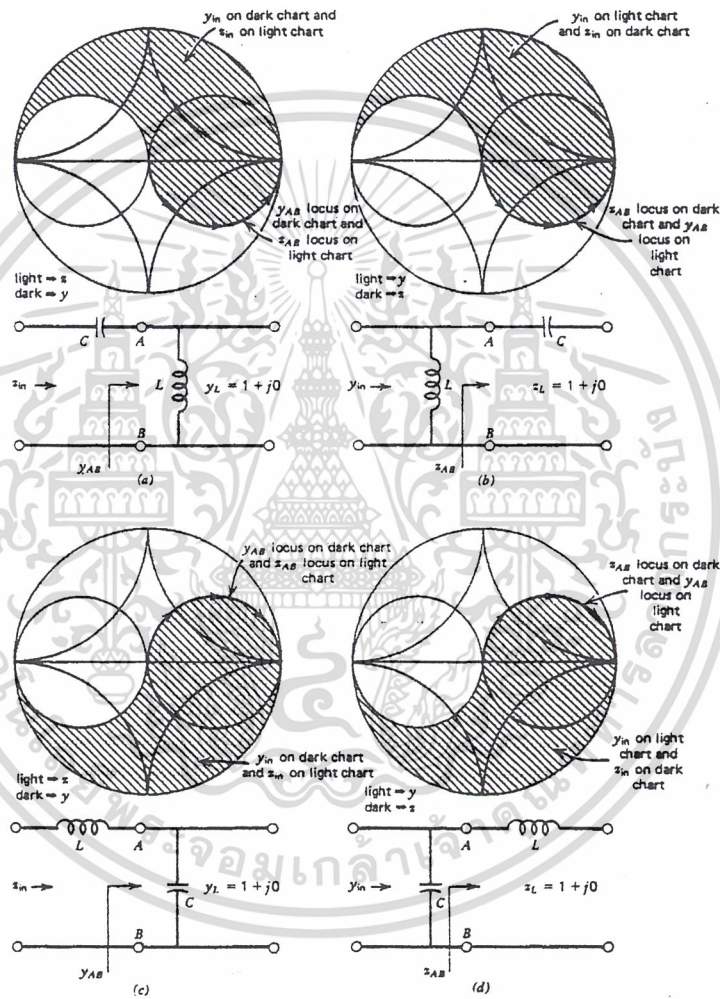
ซึ่งจะอยู่บนวงกลม  $r = 1$  เสมอที่จุดศูนย์กลางกลางของ อิมมิตแดนซ์ชาร์ต(immittance chart) ส่วน นอร์มอลไลซ์แอดมิตแดนซ์(normalize admittance) เทียบกับ  $\frac{1}{R_L}$

พิจารณาวงจรและอิมมิตแดนซ์ชาร์ต (immittance chart) ของรูปที่ 2.2.8a ซึ่ง dark  $\rightarrow y$  และ light  $\rightarrow Z$  ถ้า อินดักทีฟซีเซพแตนซ์(inductive susceptance) เพิ่มขึ้นที่  $Y_L$  จุดที่ได้จะเคลื่อนไปตามวิถีจุดของ  $Y_{AB}$  บน ชาร์ตเข้ม(dark chart) แต่จุดนั้นจะเป็นจุดเดียวกับ  $Z_{AB}$  บน ชาร์ตอ่อน(light chart)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้า คาปาซิทีฟรีแอกแตนซ์(capacitive reactance) เพิ่มขึ้นในทางอนุกรมกับ  $Z_{AB}$  จุดของ  $Z_{in}$  จะวิ่งไปตามวงกลม  $r$  ที่คงที่ของ ชาร์ตอ่อน(light chart) ได้อยู่ในพื้นที่ที่แรงเงาและพื้นที่นี้จะแทนด้วย  $Y_{in}$  บน ชาร์ตเข้ม(dark chart)

ลักษณะของวงจรและการรวมอิมิตแดนซ์ชาร์ต( immittance chart) ในกรณีอื่น ๆ แสดงในรูปที่ 2.2.8( a-d)



รูปที่ 2.2.8(a-d) อิมิตแดนซ์ชาร์ตอย่างง่าย

### 2.2.2.2 การแมทชิงแบบอิมิตแดนซ์จำนวนเชิงซ้อน(Matching Complex Immittance)

การที่จะเปลี่ยนโหลดที่มีส่วนจินตภาพ ในโหลดให้มีเพียงส่วนค่าจริงอย่างเดียวกันทำได้ง่าย ๆ โดยเพิ่ม อิมิตแดนซ์จำนวนเชิงซ้อน(imaginary immittance) ที่มีขนาดเท่ากันและมี

เครื่องหมายตรงกันข้ามให้กับโหลด วิธีข้างต้นนี้สามารถใช้ได้ตรงกับการออกแบบ วงจรแมตซิง (matching network)

เมื่อ โหลดอิมิตแดนซ์(load admittance) เป็น  $Y_L = G_L + jB_L$  นอร์มอลไลซ์ ของมัน และ แอดอิมิตแดนซ์(admittance) ตัวอื่นเทียบกับ  $G_L$  เป็นดังนี้

$$Y_L = \frac{Y_L}{G_L} = \frac{G_L + jB_L}{G_L} = 1 + j\frac{B_L}{G_L} = 1 + jB_1 \quad (2.2.25)$$

ซึ่งจะอยู่ตำแหน่งใดตำแหน่งหนึ่งบนวงกลม  $g = 1$  เสมอ โดยตำแหน่งจะขึ้นอยู่กับ  $b_2 = \frac{B_L}{G_L}$  ส่วน นอร์มอลไลซ์อิมพีแดนซ์นั้นจะเทียบกับ  $\frac{1}{G_L}$

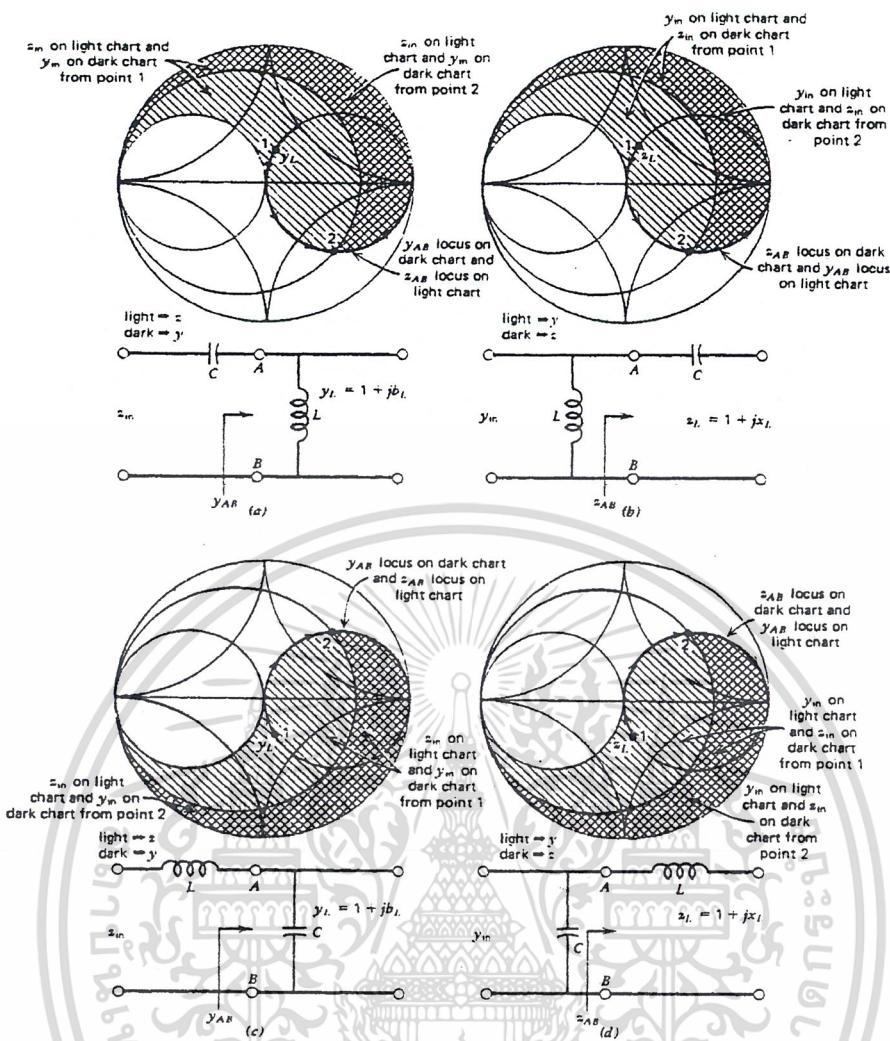
เมื่อ โหลดอิมพีแดนซ์(load impedance) เป็น  $Z_L = R_L + jX_L$  นอร์มอลไลซ์ ของมัน และ อิมพีแดนซ์(impedance) ตัวอื่น ๆ เทียบกับ  $R_L$  ดังนี้

$$Z_L = \frac{Z_L}{R_L} = \frac{R_L + jX_L}{R_L} = 1 + j\frac{X_L}{R_L} = 1 + jX_1 \quad (2.2.26)$$

ซึ่งจะอยู่ตำแหน่งใดตำแหน่งหนึ่งบนวงกลม  $r = 1$  เสมอ โดยตำแหน่งจะขึ้นอยู่กับ  $X_2 = \frac{X_L}{R_L}$  ส่วน นอร์มอลไลซ์แอดอิมิตแดนซ์เทียบ  $\frac{1}{R_L}$

พิจารณาวงจรและการรวมของ อิมิตแดนซ์ชาร์ต(immittance chart) ในรูปที่ 2.2.9a ซึ่ง แทนสำหรับ dark  $\rightarrow y$  และ light  $\rightarrow Z$  สมมุติ  $Y_2$  เป็นจุดที่ 1 บน ชาร์ตเข้ม(dark chart) เมื่อ อินดักทีฟซ์เซพแตนซ์(inductive susceptance) ของ L เพิ่มขึ้นในทางขนาน จุดที่ได้จะต่อออกไป จากจุดที่ 1 ไปตามวงกลม  $g = 1$  ในทิศทางตามเข็มนาฬิกาเท่านั้น นั่นคือ การสร้างวิถีของ  $Y_{AB}$  บน ชาร์ตเข้ม(dark chart) ซึ่งจะเป็นวิถีจุดของ  $Z_{AB}$  บน ชาร์ตอ่อน(light chart)ด้วยเมื่อคาปาซิทีฟ รีแอดแดนซ์(capacitive reactance) เพิ่มขึ้นในทางอนุกรมกับ  $Z_{AB}$  ก็จะได้  $Z_{in}$  ซึ่งเป็นไปได้ว่า ตำแหน่งของ  $Z_{in}$  จะพบที่ตำแหน่งต่อออกไปจากวิถีจุดของ  $Z_{AB}$  ที่ครึ่งวงกลมด้านล่างของ อิมิตแดนซ์ชาร์ต(immittance chart) ไปตามวงกลม  $r$  ที่ตั้งที่บน ชาร์ตอ่อน(light chart) ในทิศ ทางตามเข็มนาฬิกา พื้นที่ถูกแรเงาทั้งหมดแทนตำแหน่งที่เป็นไปได้ของ  $Z_{in}$  บน ชาร์ตอ่อน(light chart) หรือ  $Y_{in}$  บน ชาร์ตเข้ม(dark chart) นั้นสามารถได้มาจาก  $Y_2$  ใด ๆ เหมือนกับในจุดที่ 1 ครึ่ง

บนของวงกลม  $g=1$  เอกสารนี้เป็นลิขสิทธิ์งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.2.9 (a-d) แสดงวงจร และการรวม อิมิตแดนซ์ชาร์ตสำหรับ โหลดเชิงซ้อน

พื้นที่ที่แรงเงาจะแคบมากขึ้น จะเป็นไปได้ถ้าแทนตำแหน่งของ  $Z_{in}$  หรือ  $Y_{in}$  ที่ได้จาก  $Y_L$  ใดๆ ที่เหมือนกันที่จุดที่ 2 ในส่วนของครึ่งล่างของวงกลม  $g = 1$  นี้จะทำให้บางครึ่งพื้นที่ที่เหมาะสมแคบลง ถ้าต้องการใช้  $Y_{in}$  หรือ  $Z_{in}$  ที่อยู่ด้านนอกพื้นที่ กรณีเช่นนี้ จุดที่ 2 สามารถจะย้ายเส้นตัดพื้นที่ไปไว้ที่จุดศูนย์กลางของ อิมิตแดนซ์ โดยการเพิ่ม ซัสเซพแตนซ์(susceptance) หรือ รีแอคแตนซ์(reactance) ที่มีเครื่องหมายเป็นตรงกันข้ามให้กับ โหลดวิธีนี้พื้นที่ที่เหมาะสมก็จะขยายขึ้นขอบเขตสุดท้ายของพื้นที่ก็จะใกล้เคียงกับจุดที่ 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.2.3 ไมโครสทริป (MICROS TRIP)

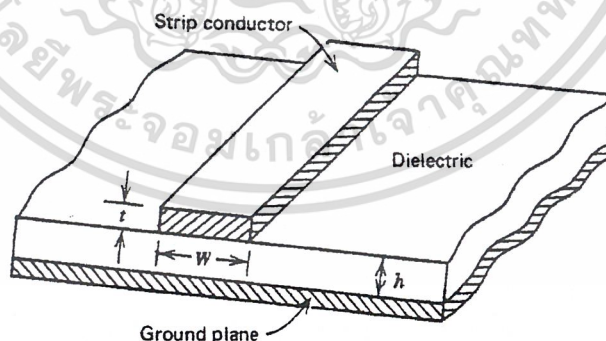
เมื่อความถี่ที่ใช้งานเป็นความถี่สูง การใช้ส่วนของสายส่งจะมีลักษณะเหมือนกับหน่วยเล็ก ๆ ของวงจรซึ่งจะเป็นวิธีที่ใช้กันมาก เพราะว่าการความยาวไม่มาก

ไมโครสทริป ชนิดสายส่งระนาบ (planar transmission line) ประกอบด้วย แผ่นตัวนำ (strip conductor) เดี่ยว ๆ แยกจากระนาบกราว (ground plane) โดยที่มีวัสดุที่เป็นไดอิเล็กทริกเป็นตัวยึดอยู่ตรงกลาง

ไมโครสทริปชนิด geometry ที่แสดงในรูปที่ 2.2.10 เป็นชนิดที่เป็นพื้นฐานของ สทริปไลน์ ( มีสองระนาบกราว และหนึ่งแผ่นตัวนำอยู่ตรงกลาง ) แต่สิ่งที่สำคัญ คือ การแพร่กระจายคลื่นและสนามที่ปกคลุมอยู่ การแพร่กระจายคลื่นจะเป็นทั้ง TEM โหมด ซึ่งต่างจาก TEM arise เพราะว่าคุณสมบัติของ ไดอิเล็กทริกของวัสดุที่อยู่ระหว่างแผ่นตัวนำและระนาบกราว(ground plane)

ค่าคาเรคเตอร์ิสติกอิมพีแดนซ์(characteristic impedance) ของไมโครสทริปที่ไม่มีอะไรหุ้ม และความหนาของ แผ่นตัวนำ(strip conductor) เป็นศูนย์ จะมีค่าเป็น

$$Z_0 = \frac{377}{\sqrt{\epsilon_r}} \frac{h}{W} \frac{1}{1 + 1.735 \epsilon_r^{-0.724} (W/h)^{-0.836}} \quad (2.2.27)$$



รูปที่ 2.2.10 แสดงโครงสร้างแผ่นตัวนำ geometry

เมื่อ  $W$  เป็นความกว้างของ แผ่นตัวนำ ส่วน  $h$  และ  $\epsilon_r$  เป็นความหนาและ ไดอิเล็กทริกสัมพัทธ์(relative dielectric constant) ของไดอิเล็กทริกชั้นล่าง และให้จนวนไดอิเล็กทริกเป็น เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์การใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นับเป็นเอกสารที่เผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต การค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โครงสร้างที่จำเป็นของ ไมโครสตริป ถ้าแผ่นตัวนำ (strip conductor) มีความหนาไม่ใช่น้อย (คือ  $t$ ) ความกว้าง  $W$  ใน (27) จะต้องแทนด้วยผลของความกว้าง (effective) หาได้โดย

$$W_{eff} = W + \frac{t}{\pi} \left( \ln \frac{2h}{t} + 1 \right) \quad (2.2.28)$$

ความยาวคลื่น  $\lambda_m$  สำหรับ สายส่งไมโครสตริป (microstrip line) ต่างจากความยาวคลื่น  $\lambda_{TEM}$  สำหรับ TEM โหมด เพราะว่าชนิดของการสร้างและความยาวคลื่น TEM ต่างจากความยาวคลื่นที่ สูญญากาศ (free-space)  $\lambda_0$  เพราะค่า ไดอิเล็กทริกสัมพัทธ์ (relative dielectric constant) ของฉนวนโดยจะมีความสัมพันธ์สำหรับที่ความหนาของ แผ่นตัวนำ (strip conductor) เป็นศูนย์ ดังนี้

$$\frac{\lambda_m}{\lambda_{TEM}} = \left[ \frac{\epsilon_r}{1 + 0.63(\epsilon_r - 1)(w/h)^{0.1255}} \right]^{1/2} ; \text{ สำหรับ } \frac{w}{h} > 0.6 \quad (2.2.29)$$

$$\frac{\lambda_m}{\lambda_{TEM}} = \left[ \frac{\epsilon_r}{1 + 0.6(\epsilon_r - 1)(w/h)^{0.0297}} \right]^{1/2} ; \text{ สำหรับ } \frac{w}{h} > 0.6 \quad (2.2.30)$$

$$\lambda_{TEM} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.2.31)$$

เมื่อ  $\lambda_0$  เป็นความยาวคลื่นที่สูญญากาศ (free-space) ผลของความกว้าง  $w_{eff}$  ต้องใช้สำหรับแผ่นตัวนำ (strip conductor) ที่ความหนาไม่เท่ากับศูนย์ สร้างไว้บน เซรามิคฐานจะเป็น อลูมินา (alumina) ( $Al_2O_3$ ) มี  $\epsilon_r = 9.9$  และ  $h = 25$  mils และ แผ่นตัวนำเป็นทองซึ่งถูกทำให้บางมาก ๆ เป็นเหตุของค่าสูญเสียตัวนำ ซึ่งจะมีค่าน้อยถ้ามีไดอิเล็กทริก ที่เป็นทั้งเซรามิค และ Teflon - fiberglass ไดอิเล็กทริกจะมีการสูญเสียต่ำ

## 2.2.4 การแมทชิงแบบสายเดี่ยว (Single-Line Matching)

คุณสมบัติการเปลี่ยนอิมิตแดนซ์ของสายส่ง ทำให้มันมีประโยชน์เหมือนวงจรแมทชิง (matching network) ถ้าอิมิตแดนซ์ที่ปลายสายมีความสัมพันธ์ที่แน่นอนของ ซิงเกิลไลต์ (single line) ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

line) กับคาแระเตอร์สติกอิมพีแดนซ์(characteristic impedance) แต่ไม่มีสลับ สามารถใช้ได้ เมื่อสายมีการสูญเสียต่ำ ที่ปลายต่อกับ  $Y = G + jB$  จะมีอินพุทแอดมิตแดนซ์เป็น

$$Y_{in} = G_{in} + jB_{in} = Y_0 \frac{Y_0 \int Y_0 \tan \theta}{Y_0 + jY \tan \theta} \quad (2.2.32)$$

เมื่อ  $Y_0 =$  รีซีพโรคัล(reciprocal) ของ  $Z_0$

$\theta =$  ความยาวไฟฟ้าของสาย

ซึ่งเกลดไลท์ต้องเปลี่ยนให้ค่า  $Y$  ใช้ค่า อินพุทแอดมิตแดนซ์  $Y_{in}$  ที่ต้องการแต่ต้องทราบ ปริมาณที่สามารถจะ แมทชิง จาก (2.2.32)  $Y_0$  และ  $\theta$  สมการส่วนค่าจริงของทั้งสองข้างของ (2.2.32) จัดใหม่จะได้เป็น

$$\tan \theta = Y_0 \frac{G_{in} - G}{G_{in} B + G B_{in}} \quad (2.2.33)$$

สมการส่วน จินตภาพ ของทั้งสองข้างของ (2.2.32) แทนใน (2.2.33) และแก้สมการหาได้ ดังนี้

$$Y_0 = \left\{ G G_{in} \left[ 1 + \frac{B_{in}^2 - B_{Gin}^2}{G G_{in} (G_{in} - G)} \right] \right\}^{1/2} \quad (2.2.34)$$

แต่  $Y_0$  ต้องเป็นจำนวนจริงสำหรับสายส่งความสูญเสียต่ำ

$$1 + \frac{B_{in}^2 - B_{Gin}^2}{G G_{in} (G_{in} - G)} \rightarrow 0 \quad (2.2.35)$$

สมการความไม่เท่ากัน (2.2.35) จะแสดงเงื่อนไขที่ถูกต้องสำหรับ ซึ่งเกลดไลท์(Single-line) ซึ่งสามารถจะแมทชิงได้ สังเกตถ้า  $B = B_{in} = 0$  เงื่อนไขการแมทชิงจะถูกต้อง และ familiar guartes-WAVE tranfarmer จะได้จาก (2.2.33) และ (2.2.34) สมการความไม่เท่ากัน (2.2.35) จะถูก

ต้องถ้าข้างซ้ายเป็นค่าน้อยสุด ถึงค่ามากที่สุดของตัวเลขที่เป็นบวก เมื่อใช้ใน (2.2.34) ค่าที่ปลายสุด จะเป็นค่าน้อยสุดหรือมากที่สุดของ  $Y_0$  ฉะนั้น  $Z_0$  จะต้องอยู่ตำแหน่งใด ๆ ระหว่างเข้าใกล้

อินพีดิติ้ ถึงเข้าใกล้ศูนย์ แต่สายส่งไม่สามารถทำให้เกิดได้หลาย ๆ ค่า สำหรับ คาแรคเตอร์ิสติก (characteristic impedance) ระหว่าง อินพีดิติ้และศูนย์สำหรับ ไมโครสตริป ค่าสูงสุดของ คาแรคเตอร์ิสติก(characteristic impedance)  $Z_{max}$  จะถูกกำหนดขอบเขตโดยความแคบของสตริป และความสูงเป็นค่าเท่าไร สำหรับค่า ริซีสแดนซ์ ของ สตริปแคบๆ ที่สามารถเป็นได้ และยังคงพิจารณาที่สายส่งสูญเสียต่ำของค่าต่ำสุด  $Z_{min}$  ถูกกำหนดโดยช่องว่างที่มีอยู่ สำหรับความกว้างของสตริปนั้นจะทำให้เกิด highed-order mode ที่สูงกว่า TEM เมื่อความกว้างสตริป เข้าใกล้ควอเตอร์เวฟ(quarter waveleagth) นั่นคือ

$$Y_0 = \frac{1}{Z_0}, Y_{min} = \frac{1}{Z_{max}} \text{ และ } Y_{max} = \frac{1}{Z_{min}}$$

$$Y_{min} \leq Y_0 \leq Y_{max} \quad (2.2.36)$$

การกำหนดสมการความไม่เท่ากับ (2.2.36) และเงื่อนไขการแมทชิงใน (2.2.35) สามารถแทนโดยวงกลมบน สมิทชาร์ตโดยใช้

$$U + jv = \frac{Y - G_{in}}{Y + G_{in}} = \frac{g - 1 + jb}{g + 1 + jb} \quad (2.2.37)$$

เมื่อ นอร์มอลไลซ์โหลดแอดมิตแตนซ์ เป็น

$$Y = \frac{Y}{G_{in}} = \frac{G + jB}{G_{in}} = \frac{G}{G_{in}} + j \frac{B}{G_{in}} = g + jb \quad (2.2.38)$$

ดังนั้น นอร์มอลไลซ์อินพุทแอดมิตแตนซ์ เป็น

$$Y_{in} = \frac{Y_{in}}{G_{in}} = \frac{G_{in} + jB_{in}}{G_{in}} = 1 + j \frac{B_{in}}{G_{in}} = 1 + jb_{in} \quad (2.2.39)$$

หารทั้งสองตัวตั้งและตัวหารของ ( 2.2.35 ) โดย  $G_{in}^3$  แสดงเงื่อนไขการแมทชิงในรูปของ นอร์มอลไลซ์ที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$1 + \frac{b_{ing}^2 - b^2}{g(1-g)} > 0 \quad (2.2.40)$$

นอร์มอลไลซ์ (2.2.36) เทียบกับ  $G_{in}$  ซึ่ง  $Y_{min} = Y_{min}/G_{in}$

$$Y_{max} = \frac{T_{max}}{G_{in}} \quad \text{และ} \quad Y_0 = \frac{Y_0}{G_{in}}$$

ผลก็คือ

$$Y_{min} \leq Y_0 \leq \max \quad (2.2.41)$$

ดังนั้น (2.2.34)

$$Y_0 = \left\{ g \left[ 1 + \frac{b_{ing}^2 - b^2}{g(1-g)} \right] \right\}^{1/2} \quad (2.2.42)$$

จะมีการพิจารณา 2 กรณี ขึ้นอยู่กับว่า  $Y < 1$  หรือ  $g < 1$  ใน (2.2.40) ทั้ง 2 กรณี  $Y_0$  เป็นปัจจัยสำคัญ ถูกกำหนดไว้ด้วย 2 ขอบเขตใน (2.2.41)

กรณีที่ 1  $g < 1$  เงื่อนไข  $Y_0 \geq Y_{min}$  จะถูกต้องถ้า  $Y = g + jb$  ตกลงข้างในวงกลม  $Y_{min}$  ซึ่งกำหนดโดย

$$\left[ U - \frac{Y_{min}^2 - 1}{2(1 + Y_{min}^2) + b_{in}^2} \right]^2 + V^2 \leq \left( \left\{ (1 + b_{in}^2) + Y_{min}^2 [Y_{min}^2 + 2(b_{in}^2 - 1)] \right\}^{1/2} \right)^2 \quad (2.2.43)$$

ส่วนเงื่อนไข  $Y_0 \leq Y_{max}$  จะถูกต้องถ้า  $Y = g + jb$  ตกลงข้างนอกวงกลม  $Y_{max}$  ซึ่งกำหนดโดย

$$\left[ U - \frac{Y_{max}^2 - 1}{2(1 + Y_{max}^2) + b_{in}^2} \right]^2 + V^2 \geq \left( \frac{\left\{ (1 + b_{in}^2) + Y_{max}^2 [Y_{max}^2 + 2(b_{in}^2 - 1)] \right\}^{1/2}}{2(1 + Y_{max}^2) + b_{in}^2} \right)^2 \quad (2.2.44)$$

ทั้ง (2.2.43) และ (2.2.44) จะต้องถูกต้องเมื่อ  $g < 1$  แน่แน่นอนว่า  $g < 1$  จะอยู่ข้างนอกวงกลม การค้า  $g = 1$  มิได้ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กรณีที่ 2  $g > 1$  เงื่อนไข  $Y_0 \geq Y_{\min}$  จะถูกต้องถ้า  $Y = g + jb$  ตกลงข้างนอกวงกลม  $Y_{\min}$  ซึ่งกำหนดโดย

$$\left[ U - \frac{Y_{\max}^2 - 1}{2(1 + Y_{\max}^2) + b_{in}^2} \right]^2 + V^2 \leq \left( \frac{\left\{ (1 + b_{in}^2) + Y_{\max}^2 [Y_{\max}^2 + 2(b_{in}^2 - 1)] \right\}^{1/2}}{2(1 + Y_{\max}^2) + b_{in}^2} \right)^2 \quad (2.2.46)$$

ประโยชน์ของการสร้างวงกลมนั้นจะเมทซึ่งได้มากกว่าการใช้สมการ (2.2.42) โดยตรง ในกรณีใดกรณีหนึ่งที่เกิดขึ้น เมื่อจุดของ  $Y$  ไม่ตกลงข้างในหรือข้างนอกของวงกลมที่เหมาะสมกับ กรณีชุดที่สร้างจะแสดงให้เห็น ชัศเชิงพแดนซ์ของสลับ ที่ค่อนข้างนานกับ  $Y$  เพื่อย้ายจุดไปเป็นบนหรือ นอกวงกลมที่เหมาะสม เมื่อได้ค่าที่เหมาะสมของ  $g$  และ  $b$  (ที่รวมทั้ง stub) ก็จะเป็นจุดที่ใช้ได้ตาม เงื่อนไขใช้ (2.43) เพื่อหา  $Y_0$  นั่นคือ  $Y_0 = Y_0 G_{in}$  และ  $Z_0 = \frac{1}{Y_0}$

ความยาวไฟฟ้า (electrical length) หาได้จาก (2.2.33) หลังจากทำเป็น นอร์มอลไลซ์ได้ ดังนี้

$$\theta = \tan^{-1} \frac{Y_0(1-g)}{b + g b_{in}} \text{ deg} \quad (2.2.47)$$

การคำนวณหาควรจะมีระว่างโดยการแยกหาส่วนตัวตั้งและตัวหารจะทำให้ได้ ตำแหน่งของ  $\theta$  ในควอดแรนต์ ที่ถูกต้อง เมื่อหา อินเวอร์สแทนเจน (inverse tangent) จะใช้มุมที่เป็นบวกสำหรับมุมระหว่าง  $180^\circ$  และ  $360^\circ$  จะลบออกด้วย  $180^\circ$  จะได้มุมที่เป็นพื้นฐาน เพราะ อิมมิตแดนซ์ ซ้ำทุกครั้ง ของความยาวคลื่นบนสายส่งสูญเสียค่า ความยาวทางกายภาพของสายใน หน่วยเดียวกับ ความยาวคลื่น เป็น

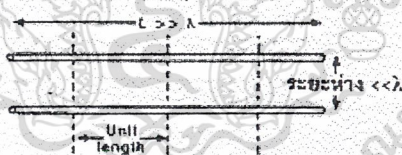
$$d = \frac{0}{360} \lambda_m \quad (2.2.48)$$

เมื่อ  $\lambda_m$  = ความยาวคลื่น (wavelength) บนสาย  
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

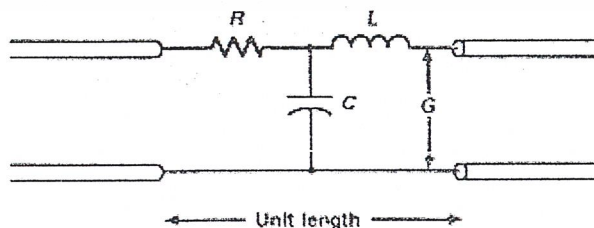
## 2.3 ทฤษฎีสายนำสัญญาณ (Transmission line Theory)

สายนำสัญญาณจะเป็นตัวเชื่อมต่อระหว่างสายอากาศกับวงจรออสซิลเลเตอร์ โดยที่สายนำสัญญาณจะมี คาแรคเตอร์ิสติกอิมพีแดนซ์ (Characteristic impedance) ประจำตัวของแต่ละสายนำสัญญาณ

เมื่อทำการป้อนคลื่นแรงดัน หรือกระแสให้กับสายนำสัญญาณด้วยความถี่สูงโดยจัดให้สายนำสัญญาณแบบแท่งตัวนำขนานอยู่ใกล้กันมาก ๆ ( ระยะห่างน้อยกว่าค่าความยาวคลื่นของสัญญาณมาก ๆ ) จนกระทั่งสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าสามารถเหนี่ยวนำซึ่งกันและกันได้ เราจึงสามารถพิจารณาสายนำสัญญาณซึ่งยาวกว่าความยาวคลื่นของสัญญาณที่ป้อนมากหลายเท่าตัวออกเป็นส่วน ๆ ที่เรียกว่า ความยาวหนึ่งหน่วย (Unit length) ดังรูปที่ 2.3.1 และในความยาวหนึ่งหน่วยนี้ด้วยการป้อนสัญญาณที่ความถี่สูง รูปคลื่นแรงดันและกระแสจะมีค่าคงที่ค่าหนึ่ง ณ. เวลาขณะใดขณะหนึ่งที่พิจารณา ฉะนั้นค่าความต้านทาน ( R ), ค่าความเหนี่ยวนำ ( L ), ตัวเก็บประจุ ( C ) และความนำไฟฟ้า ( G ) ในแต่ละหนึ่งหน่วยความยาว (Unit length) จึงสามารถจับรวมกลุ่มก้อนกันได้ ตามรูปที่ 2.3.2



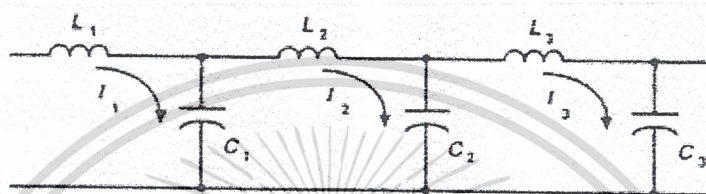
รูปที่ 2.3.1 สายนำสัญญาณที่ถูกแบ่งออกเป็นส่วน ๆ ที่เรียกว่า Unit length



รูปที่ 2.3.2 แบบจำลองของพารามิเตอร์แบบรวมกลุ่มก้อน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

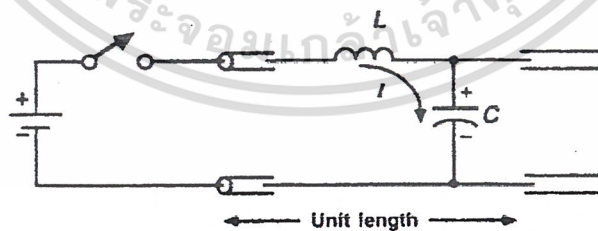
ถ้าให้ความต้านทานของสายมีค่าเป็นศูนย์และไม่มีการรั่วไหลเกิดขึ้นระหว่างแท่งตัวนำทั้งสอง จะได้สายนำสัญญาณที่ประกอบด้วยชุดตัวเหนี่ยวนำ และตัวเก็บประจุต่อกัน ดังรูปที่ 2.3.3 โดยแต่ละชุดหรือแต่ละหนึ่งหน่วยความยาวนี้จะมีค่าคงตัวของเวลา ( Time constant ) ที่เกิดจากค่าของตัวเหนี่ยวนำ และตัวเก็บประจุ ฉะนั้นค่าของตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำนี้จะเป็นตัวกำหนดความเร็วในการเดินทางหรือถ่ายเทพลังงานในสายนำสัญญาณ



รูปที่ 2.3.3 แสดงการประจุของตัวเก็บประจุในแต่ละ Unit length

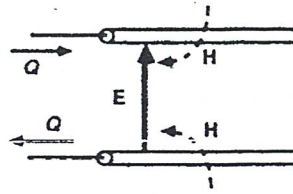
ถ้าทำการต่อแบตเตอรี่เข้ากับสายนำสัญญาณ ดังรูปที่ 2.3.4 สวิตช์จะเกิดกระแสไหลไปทำการประจุให้แก่ตัวเก็บประจุให้ค่าแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุเท่ากับแรงดันแบตเตอรี่ และค่าคงตัวนี้จะมากเพียงใดขึ้นอยู่กับค่าของตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุที่ประกอบขึ้นมา

และทิศทางที่ของกระแสจะพุ่งเข้าไปในแท่งตัวนำบน และมีทิศทางพุ่งออกในแท่งตัวนำล่าง ดังรูปที่ 2.3.5 โดยจะเหนี่ยวนำให้เกิดสนามแม่เหล็กขึ้นรอบตัวนำตามกฎมือขวา ส่วนทิศทางการแพร่กระจายของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กหาได้จากพอยน์คิงเวกเตอร์



รูปที่ 2.3.4 ป้อนแรงดันไฟตรงให้แก่สายนำสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.3.5 แสดงให้เห็นสนามไฟฟ้า

เวลาที่ใช้ในการเดินทางของคลื่นคิดต่อความยาวหนึ่งหน่วยหาได้จาก

$$T(\text{sec}) = \sqrt{LC} \quad (2.3.1)$$

ดังนั้นเวลาที่ใช้ในการการเดินทางในสายนำสัญญาณของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า จะขึ้นอยู่กับค่า C และ L เท่านั้น เมื่อไม่คำนึงถึงความต้านทาน และสภาพการนำของสาย ส่วนความเร็วของคลื่นในสายหาได้จากสมการ

$$v(m/s) = \frac{1}{T} \quad (2.3.2)$$

แทนค่าสมการที่ (2.3.1) ในสมการที่ (2.3.2) จะได้ความเร็วคลื่นต่อหนึ่งหน่วยความยาวขึ้นอยู่กับค่า L และ C

$$v(m/s) = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2.3.3)$$

### 2.3.1 สายนำสัญญาณที่ต่อปลายแบบเปิด

กรณีปลายสายนำสัญญาณข้างหนึ่งถูกเปิดวงจรไว้ ส่งผลให้ค่าความต้านทานที่ตำแหน่งปลายเปิดมีค่านันต์ ดังนั้นกระแสที่ตำแหน่งปลายเปิดนี้มีค่าเป็นศูนย์ คือ ไม่มีกระแสไหล แสดงว่าคลื่นกระแสสะท้อนกลับที่ตำแหน่งปลายเปิดมีค่าตรงกันข้าม ( Out of phase ) กับคลื่นกระแสที่ตกกระทบ

$$I_i - I_r = 0$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่วนคลื่นแรงดันตกกระทบจะรวมเข้ากับคลื่นแรงดันสะท้อนกลับที่มีเฟสตรงกันได้  
คลื่นแรงดันรวมเป็นสองเท่าของคลื่นตกกระทบ

$$V_i + V_r = 2V_i$$

### 2.3.2 การสะท้อนกลับจากโหลดตัวต้านทาน

การต่อปลายสายนำสัญญาณด้วยโหลดที่มีค่าอิมพีแดนซ์เท่ากับค่าความแรงเคอร์รีสติกอิมพีแดนซ์ ทำให้เกิดการสมดุลทางอิมพีแดนซ์หรือแมทซ์ชิงอิมพีแดนซ์ จึงไม่มีการสะท้อนกลับของคลื่นสัญญาณและกำลังสูญเสียเป็นความร้อนที่ตัวโหลดส่วนเทอร์มินัลปลายแบบปิดหรือแบบเปิดจะเกิดการสะท้อนกลับของกำลังทั้งหมด

การต่อปลายสายด้วยโหลดตัวต้านทานซึ่งไม่ใช่ค่าความแรงเคอร์รีสติกอิมพีแดนซ์ของสายนั้น ผลที่ได้คือกำลังงานจะถูกแบ่งเป็นสองส่วน ส่วนหนึ่งจะสะท้อนกลับไปตามสาย อีกส่วนหนึ่งจะสูญเสียเป็นความร้อน ในส่วนของกำลังที่สะท้อนกลับ ปริมาณเล็กน้อยเพียงใดขึ้นอยู่กับสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับแรงดัน (Voltage reflection coefficient)

$$\Gamma = \frac{V_r}{V_i} \quad (2.3.4)$$

เมื่อ  $\Gamma$  = สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของแรงดัน

$V_r$  = แรงดันสะท้อนกลับ  $V$

$V_i$  = แรงดันตกกระทบ  $V$

จากสมการที่ (2.3.4) ถ้าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของแรงดันมีค่าเป็นบวก แสดงว่าแรงดันสะท้อนกลับมีเฟสตรงกัน (In phase) แต่ถ้าเครื่องหมายเป็นลบ แรงดันสะท้อนกลับจะกลับเฟสตรงกันข้าม (Out of phase)

การหาค่าเปอร์เซ็นต์ของคลื่นแรงดันสะท้อนกลับจะได้เท่ากับ

$$\% \text{ แรงดันสะท้อนกลับ} = \Gamma \times 100 \quad (2.3.5)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กำลังงานหาได้จากแรงดันยกกำลังสองหารด้วยค่าแรงเคอร์รีสติกอิมพีแดนซ์  $Z_0$

$$P = \frac{V^2}{Z_0}$$

ฉะนั้น สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับกำลังงาน (Power reflection coefficient) จะมีกำลังเท่ากับกำลังสองของสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับแรงดัน

$$\Gamma^2 = \frac{P_r}{P_i} \quad (2.3.6)$$

เมื่อ  $\Gamma^2 =$  สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับกำลังงาน

$P_r =$  กำลังงานสะท้อนกลับ W

$P_i =$  กำลังงานตกกระทบ W

เทียบเป็นเปอร์เซ็นต์ได้โดย

$$\% \text{ กำลังการสะท้อนกลับ} = \Gamma^2 \times 100 \quad (2.3.7)$$

สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับแรงดันยังสามารถหาได้จากอัตราส่วนของผลต่างและผลรวมระหว่างโหลดกับค่าแรงเคอร์รีสติกอิมพีแดนซ์ของสาย

$$\Gamma = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (2.3.8)$$

โดยที่  $\Gamma =$  สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับแรงดัน

$Z_L =$  โหลดอิมพีแดนซ์  $\Omega$

$Z_0 =$  ค่าแรงเคอร์รีสติกอิมพีแดนซ์ของสายนำสัญญาณ  $\Omega$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่เห็นว่าคุณสมบัติการสะท้อนเป็นบวก เมื่อ  $Z_L$  มากกว่า  $Z_0$  และเป็นลบเมื่อ  $Z_L$  น้อยกว่า  $Z_0$  ทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.3.3 สายนำสัญญาณต่อปลายแบบปิด

เมื่อคลื่นแรงดันเดินทางไปตามสายนำสัญญาณถึงปลายสาย ซึ่งต่อสายแบบปิดไว้ จะเกิดการสะท้อนกลับมาตามสาย และรวมตัวกับคลื่นตกกระทบได้เป็นคลื่นนิ่ง แรงดันที่ปลายปิดจะต้องมีค่าเท่ากับศูนย์ ดังนั้นแรงดันสะท้อนกลับจะต้องกลับเฟส  $180^\circ$  เทียบกับแรงดันตกกระทบ เพื่อให้แรงดันทั้งสองเท่ากับศูนย์

$$V_i - V_r = 0$$

ที่จุดอื่น โดบนสายนำสัญญาณนอกเหนือจากปลายสาย แรงดันทั้งสองอาจนำมาบวกกันหรือหักล้างกัน

### 2.3.4 สายนำสัญญาณต่อปลายแบบเปิด

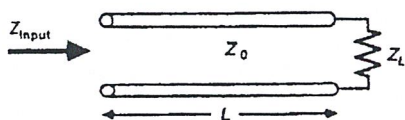
ถ้าสายนำสัญญาณถูกต่อแบบปลายเปิด คลื่นกระแสที่ปลายเปิดจะต้องเท่ากับศูนย์ ฉะนั้นคลื่นสะท้อนกลับจะต้องมีเฟสตรงข้าม  $180^\circ$  กับคลื่นตกกระทบ เพื่อให้ผลรวมของกระแสที่ปลายเปิดเท่ากับศูนย์ สำหรับคลื่นแรงดันจะสะท้อนกลับให้เฟสตรงกันกับคลื่นแรงดันที่ตกกระทบ

### 2.3.5 สมการที่ใช้ในการหาค่าอิมพีแดนซ์

ค่าอิมพีแดนซ์ที่ระยะห่าง  $L$  จากค่าโหลด อิมพีแดนซ์  $Z_L$  โดยที่สายนำสัญญาณมีค่าคาบเรกเตอร์รีสติคอิมพีแดนซ์  $Z_0$  หาได้จากสมการ

$$Z_{input} = Z_0 \frac{Z_L + Z_0 \tan \beta L}{Z_0 + jZ_L \tan \beta L} \quad (2.3.9)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

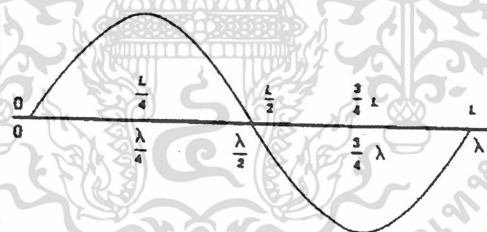


รูปที่ 2.3.6 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างตัวแปรในสมการที่ (2.3.9)

ค่า  $\beta$  ในสมการที่ (2.3.9) คือค่าคงตัวของเฟส (Phase Constant) หรือค่าคงตัวของความยาวคลื่น (Wavelength Constant)

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$$

สายนำสัญญาณนั้นวัดหน่วยความยาว เป็นเมตรหรือหน่วยความยาวคลื่นก็ได้ หน่วยความยาวคลื่นได้จากการเทียบค่า (Normalized) ความถี่ที่ใช้งานในขณะนั้นกับหน่วยเมตรนั้นไม่มีการเทียบค่า สามารถเปรียบเทียบทั้งสองวิธีได้ตามรูปที่ 2.3.7



รูปที่ 2.3.7 หนึ่งรอบหรือหนึ่งคาบเวลาของคลื่นโดยใช้หน่วยวัดทั้งสองแบบ

### 2.3.6 ลักษณะสมบัติของสายนำสัญญาณฮาล์ฟเวฟ และควอเตอร์เวฟ

ความสัมพันธ์ของอินพุทอิมพีแดนซ์ที่อินพุทของสายนำสัญญาณ ฮาล์ฟเวฟ ซึ่งต่อปลายสายไว้ด้วยโหลด

$$\beta L = \frac{2\pi}{\lambda} \left( \frac{\lambda}{2} \right)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 =  $\pi \text{ rad}$   
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ฉะนั้น

$$\beta L = 180^\circ$$

$$\tan \beta L = \tan 180^\circ = 0$$

ใช้สมการที่ (2.3.9) เพื่อหาอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายนำสัญญาณ

$$\begin{aligned} Z_{input} &= Z_o \frac{Z_L + jZ_o \tan \beta L}{Z_o + jZ_L \tan \beta L} \\ &= Z_o \frac{Z_L}{Z_o} \\ Z_{input} &= Z_L \Omega \end{aligned} \quad (2.3.10)$$

ดังนั้นสายนำสัญญาณใด ๆ ที่มีความยาวเท่ากับ  $\lambda/2$  ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ของสาย จะมีค่าเท่ากับโหลดอิมพีแดนซ์ที่ปลายสายนั้น

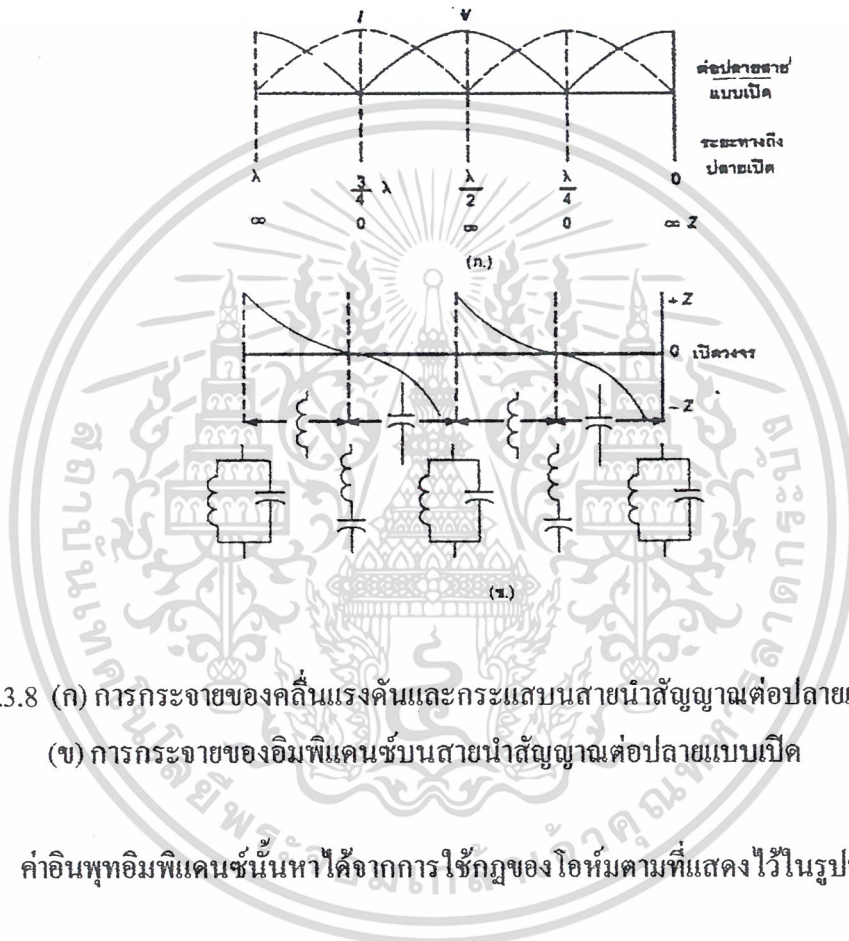
### 2.3.7 กราฟคุณลักษณะแสดงอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายนำสัญญาณ ซึ่งต่อปลายแบบปิด หรือแบบเปิด (Short or Open Termination)

ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายนำสัญญาณต่อปลายไม่ว่าจะเป็นแบบปิดหรือแบบเปิด มีการนำไปใช้ประโยชน์ในด้านต่างๆ สำหรับการสื่อสารในระบบไมโครเวฟ การแสดงค่าอิมพีแดนซ์เหล่านี้ได้จากการหาอิมพีแดนซ์ของทุกตำแหน่งบนสายนำสัญญาณ โดยใช้สมการที่ (2.3.9) และเพราะว่าค่าของ  $\tan \beta L$  ในสมการที่ (2.3.9) จะซ้ำกันทุกๆ  $360^\circ$  ฉะนั้นกราฟเหล่านี้ทำได้โดยคำนวณเฉพาะในช่วงหนึ่งความยาวคลื่นเท่านั้นก็เพียงพอ ถ้าสังเกตกราฟคุณลักษณะแสดงอินพุตอิมพีแดนซ์ ที่คำนวณมาได้นี้จะพบว่า ค่าอิมพีแดนซ์มีได้ 3 แบบคือ ศูนย์ ค่าอนันต์ (infinity) หรือค่ารีแอกติฟ และจะไม่เกิดอิมพีแดนซ์เชิงซ้อน (Complex impedance) ในกรณีต่อปลายสายแบบเปิด หรือแบบปิด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.3.8 อินพุทอิมพีแดนซ์ของสายนำสัญญาณ เมื่อต่อปลายแบบเปิด

คลื่นแรงดันและกระแสกรณีสายนำสัญญาณ ต่อปลายแบบเปิด เฉพาะในช่วงหรือระยะเพียงหนึ่งความยาวคลื่นแสดงไว้ในรูปที่ 2.3.8 (ก)



รูปที่ 2.3.8 (ก) การกระจายของคลื่นแรงดันและกระแสบนสายนำสัญญาณต่อปลายแบบเปิด  
(ข) การกระจายของอิมพีแดนซ์บนสายนำสัญญาณต่อปลายแบบเปิด

ค่าอินพุทอิมพีแดนซ์นั้นหาได้จากการใช้กฎของโอห์มตามที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.3.8 (ข)

$$Z_{input} = \frac{V}{I}$$

ที่จุดเทอร์มินัลหรือปลายสาย จะได้ว่าค่า limit ของ  $I$  เข้าใกล้ศูนย์ ดังนั้นค่าอัตราส่วน  $V/I$  จะมีค่าเข้าใกล้อนันต์

$$Z_{input} = \lim_{I \rightarrow 0} \frac{V_{max}}{I} = \infty \Omega$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าอิมพีแดนซ์อนันต์นี้เกิดขึ้นบนสายนำสัญญาณทุกๆ ช่วงครึ่งความยาวคลื่นจากปลายที่เปิดอยู่ และที่จุดหรือระยะหนึ่งด้วยสี่ของความยาวคลื่น (ควอเตอร์เวฟ) จากปลายเปิด อินพุตอิมพีแดนซ์จะมีค่าเท่ากับ

$$\begin{aligned} Z_{input} &= \frac{V}{I} \\ &= \frac{0}{I_{max}} \\ &= 0\Omega \end{aligned}$$

อิมพีแดนซ์เป็นศูนย์นี้จะเกิดขึ้นที่  $1/4\lambda, 3/4\lambda$  และที่ระยะอื่นๆ ที่เท่ากับควอเตอร์เวฟต่อไปจนตลอดสายนำสัญญาณ

จากรูปที่ 2.3.8(ข) ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ที่ตำแหน่งใดๆ ตลอดระยะหนึ่งความยาวคลื่นจะแตกต่างกันแบ่งออก ได้ดังนี้ที่ตำแหน่งอิมพีแดนซ์เท่ากับศูนย์จะเสมือนเป็นวงจรรีโซแนนซ์แบบขนานค่าแห่งอิมพีแดนซ์ เท่ากับศูนย์จะเสมือนเป็นวงจรรีโซแนนซ์แบบอนุกรม ส่วนค่าอิมพีแดนซ์ระหว่างศูนย์กับอนันต์ จะเสมือนเป็นอินดักทีฟ และคาปาซิทีฟสลับกันไป สำหรับค่าอินพุตอิมพีแดนซ์จริง หรือค่าที่ถูกต้องแน่นอนนั้นหาได้โดยสมการที่ (2.3.9)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### บทที่ 3

#### ขั้นตอนการออกแบบ และการวัดสายอากาศแบบแอกทีฟ

##### 3.1 การออกแบบสายอากาศไมโครสตริป

เนื่องจากการออกแบบสายอากาศนี้จะใช้หลักการของสายอากาศแบบไมโครสตริป และหลักการของไมโครสตริป ลายด์ ดังนั้นสิ่งที่เราจำเป็นต้องรู้ก็คือ วัสดุฐานรองเป็นอะไร มีค่าคงที่ไดอิเล็กตริก ( $\epsilon_r$ ) เท่าใด มีค่าความหนาของตัวกลางหรือซับสเตรท (substrate) เท่าใด และใช้ในช่วงความถี่เท่าใด เพื่อใช้ในการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปที่ต้องการนั้นได้

จากค่าต่างๆดังที่กล่าวมาข้างต้น สามารถนำไปออกแบบได้ดังนี้

1. หาความกว้าง (W) ของแพ็ทช์โดยใช้สมการ

$$W = \frac{1}{2fr\sqrt{\mu_0\epsilon_0}} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} = \frac{V_0}{2fr} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (3.1.1)$$

โดยที่  $v_0$  คือ ความเร็วของแสงในสุญญากาศ

$f_r$  คือ ความถี่ที่ใช้งาน

$\epsilon_r$  คือ ค่าคงที่ไดอิเล็กตริก

2. หาค่าคงที่ไดอิเล็กตริกประสิทธิผล ( $\epsilon_{reff}$ ) โดยใช้สมการ

$$\epsilon_{reff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[ 1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-1/2} \quad (3.1.2)$$

3. เมื่อได้ค่าความกว้าง (W) แล้วจึงหาค่าความยาว  $\Delta L$  จากสมการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\Delta L = 0.412h \frac{(\epsilon_{\text{reff}} + 0.3) \left( \frac{W}{h} + 0.264 \right)}{(\epsilon_{\text{reff}} - 0.258) \left( \frac{W}{h} + 0.8 \right)} \quad (3.1.3)$$

4. ความยาวที่แท้จริง (L) สามารถหาได้จากสมการ

$$L = \frac{1}{2fr \sqrt{\epsilon_{\text{reff}}} \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} - 2\Delta L = \frac{\lambda}{2\sqrt{\epsilon_{\text{reff}}}} - 2\Delta L \quad (3.1.4)$$

จากสมการข้างบนทั้งหมดนี้ ( 3.1.1 ถึง 3.1.4 ) เมื่อเราแทนค่าตัวแปรต่าง ๆ ลงไปเราก็จะได้ ค่าความกว้าง ความยาว ของสายอากาศไมโครสตริป ที่เป็นส่วนที่เรียกว่า แพทช์รูปสี่เหลี่ยม

โดยจากค่า  $\epsilon_r$  ของแผ่นคูลอยด์เท่ากับ 2.2 ความสูงของวัสดุฐานรอง  $h=1.6$  mm. กำหนดความถี่ที่ใช้งานเป็น  $10$  GHz นำค่าตัวแปรเหล่านี้แทนลงในสมการ (3.1.1) เราจะได้ความกว้าง  $W = 11.8585$  mm. แล้วหาค่า  $\epsilon_{\text{reff}}$  จากสมการ (3.1.2) จะเท่ากับ 1.9707 แล้วนำค่านี้มาแทนลงในสมการ (3.1.3) เพื่อหาค่า  $\Delta L$  (เท่ากับ 0.8169) เมื่อได้ค่า  $\Delta L$  มาแล้วให้แทนลงในสมการ (3.1.4) เพื่อหาค่าความยาวที่แท้จริง โดยค่าความยาว  $L = 9.0513$  mm.

จากนั้นเราก็จะทำการออกแบบสายพีคเตอร์โดยใช้หลักการของไมโครสตริปได้โดยที่เราที่รู้ค่าของ  $Z_0$  และค่าของ  $\epsilon_r$  แต่วิธีนี้จะมีกรณีให้พิจารณาอยู่ 2 กรณี

กรณีที่ 1 สตริปแคบ โดยเงื่อนไขของสตริปแคบนั้นจะพิจารณาจากค่าของ  $Z_0$  นั้นจะมากกว่า  $(44 - 2\epsilon_r) \Omega$  ในกรณีนี้ สูตรในการคำนวณจะเป็นดังนี้

$$\frac{w}{h} = \left( \frac{\exp H'}{8} - \frac{1}{4 \exp H'} \right)^{-1} \quad (3.1.5)$$

โดยที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ภายในเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งยังขอสงวนสิทธิ์ในเนื้อหาและข้อมูลของเอกสารทุกครั้งที่มีลิขสิทธิ์ไปใช้  

$$H' = \frac{Z_0 \sqrt{2(\epsilon_r + 1)}}{119.9} + \frac{1}{2} \left( \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \right) \left( \ln \frac{\pi}{2} + \frac{1}{\epsilon_r} \ln \frac{4}{\pi} \right) \quad (3.1.6)$$

กรณีที่ 2 สตรีปกว้าง โดยเงื่อนไขของสตรีปกว้างนั้นจะพิจารณาจากค่าของ  $Z_0$  นั้นจะน้อยกว่า  $(44 - 2\epsilon_r)\Omega$  ในกรณีนี้ สูตรในการคำนวณจะเป็นดังนี้

$$\frac{w}{h} = \frac{2}{\pi} \left\{ (d-1) - \ln(2d-1) \right\} + \frac{\epsilon_r - 1}{\pi\epsilon_r} \left\{ \ln(d-1) + 0.293 - \frac{0.517}{\epsilon_r} \right\} \quad (3.1.7)$$

โดยที่

$$d = \frac{59.95^2}{Z_0 \sqrt{\epsilon_r}} \quad (3.1.8)$$

จากทั้ง 2 กรณีดังกล่าวค่า  $Z_0$  ของส่วนที่ทำสายฟีดเดอร์มีค่าเท่ากับ 92.45  $\Omega$  โดยประมาณเห็นได้ว่า  $Z_0$  นั้นจะมีค่ามากกว่า  $(44 - 2\epsilon_r)\Omega$  ดังนั้นจะใช้สูตรที่ (3.1.5) และ (3.1.6) ของกรณีที่ 1 ในการหาความกว้างของไมโครสตรีปในส่วนที่เป็นสายฟีดเดอร์จะเท่ากับ 1.697 mm.

ต่อจากนั้นเราก็จะมาดูในส่วนของ ควอเตอร์เวฟ โดยที่การควอเตอร์เวฟนั้นก็คือการแมทซ์จิ้งแบบหนึ่งที่จะทำให้ส่วนของสายอากาศไมโครสตรีปแมทซ์กับส่วนของวงจรออสซิลเลเตอร์

การออกแบบควอเตอร์เวฟนั้น จะเหมือนกับสายฟีดเดอร์ โดยที่ใช้หลักการของไมโครสตรีปเหมือนกัน แตกต่างกันที่ค่าของ  $Z_0$  โดย  $Z_0$  ของควอเตอร์เวฟนั้นจะมีค่าเท่ากับ 50  $\Omega$  เพื่อที่จะได้แมทซ์กับส่วนของวงจรออสซิลเลเตอร์และเมื่อ  $Z_0 = 50 \Omega$  จะมีค่ามากกว่า  $(44 - 2\epsilon_r)\Omega$  ดังนั้นจะใช้สูตรที่ (3.1.5) และ (3.1.6) ของกรณีที่ 1 ในการหาความกว้างของไมโครสตรีปในส่วนที่เป็นควอเตอร์เวฟเช่นกันจะเท่ากับ 4.9193 mm.

### 3.2 การออกแบบสร้างในส่วนของออสซิลเลเตอร์

การออกแบบสร้างจะทำบนแผ่นคลอไซด์วัสดุฐานรองเทพล่อนผลิต โดยบริษัทโรเจอร์ เบอร์ 5880 ซึ่งมีค่า  $\epsilon_r = 2.2 \pm 1$  ความสูงของวัสดุฐานรอง  $h = 1.6$  mm. ในส่วนของเฟดจะใช้เฟดแบบแกลเลียมอาร์เซไนด์ (*GaAs* FET) เบอร์ MG 4310 D Series ผลิตโดยบริษัทมิซูบิชิ เลือกค่าที่ทำงานที่ความถี่  $10$  GHz ซึ่งจะมีค่า S พารามิเตอร์เท่ากับ

$$S_{11} = 0.649 \angle -163.3$$

$$S_{21} = 3.129 \angle 30.8$$

$$S_{12} = 0.089 \angle -9.8$$

$$S_{22} = 0.436 \angle -128.1$$

ทำงานที่อุณหภูมิห้อง  $T = 25^\circ \text{C}$ ,  $V_{DS} = 2\text{V}$ ,  $I_D = 10\text{mA}$

1. ในการออกแบบสร้างจะเลือกค่า  $\Gamma_L$  ที่ขอบของสมิทชาร์ตที่จุด  $Z_L = 0 + j0.15$  จะได้ค่า  $\Gamma_L = 1 \angle 163^\circ$  โดยจะเลือกในส่วนที่ตัดกันระหว่างส่วนของวงกลมอินพุตและเอาต์พุต

2. หา  $\Gamma_{in}$  จากสูตร

$$S_{11} = \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_L}{1 - S_{22} \Gamma_L} \quad (3.2.1)$$

หรือ

$$\Gamma_{in} = \frac{1}{\Gamma_L} = \frac{1 - S_{22} \Gamma_L}{S_{11} - \Delta \Gamma_L} \quad (3.2.2)$$

โดยที่

$$\Delta = S_{11} S_{22} - S_{12} S_{21} \quad (3.2.3)$$

3. หา  $Z_{in}$  และ  $Y_{in}$  จาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ของนักศึกษาเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า  
 $Z_{in} = \frac{-Z_0 - \Gamma_{in} Z_0}{\Gamma_{in} - 1} \quad (3.2.4)$   
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่  $Z_o = 50\Omega$  และหา  $Y_{in}$  จากสมการ

$$Y_{in} = \frac{1}{Z_{in}} \quad (3.2.5)$$

4. หาค่า  $Y_t$  จากสมการ

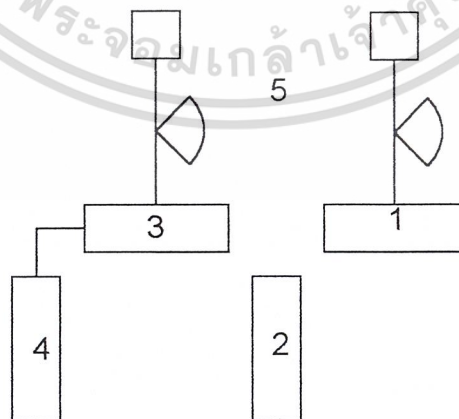
$$Y_t = \frac{1}{Z_t} = \frac{1}{0 + j0.15} \quad (3.2.6)$$

5. หาค่าความกว้างของสตริปซึ่งหาได้จากสมการ

$$Z_o = \frac{377}{\sqrt{\epsilon_r}} \cdot \frac{h}{W} \cdot \frac{1}{1 + 1.735\epsilon_r^{-0.0724} \left(\frac{W}{h}\right)^{-0.836}} \quad (3.2.7)$$

โดยที่  $Z_o$  คือเออาร์ทพูทอิมพีแดนซ์,  $h$  คือความสูงของวัสดุฐานรอง

ความกว้างที่ได้จะมีขนาดเท่ากับความกว้างของ คิวเตอร์เวฟของสายอากาศซึ่งออกแบบอินพุทอิมพีแดนซ์ไว้เท่ากับ  $50\Omega$



รูปที่ 3.1 บล็อกการสร้าง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6. การออกแบบในส่วนที่ 1 คือจุดต่อเชื่อมขาเกตของเฟตจะมีความกว้างเท่ากับ  $W$  หาได้จากสมการที่ (3.2.5) โดยที่จะเท่ากับ 4.957 mm. ส่วนความยาวได้จากการนำค่า  $Y_1$  ที่หาได้จากสมการที่ (3.2.6) มาพล็อตลงในสมิทชาร์ท แล้วอ่านค่าความยาวที่วงขอบของสมิทชาร์ท ค่าที่ได้จะนำมาคูณด้วย  $\lambda_g$  โดยที่  $\lambda_g$  หาได้จาก

$$\lambda_g = \frac{\lambda_o}{\sqrt{\epsilon_{\text{reff}}}} \quad (3.2.8)$$

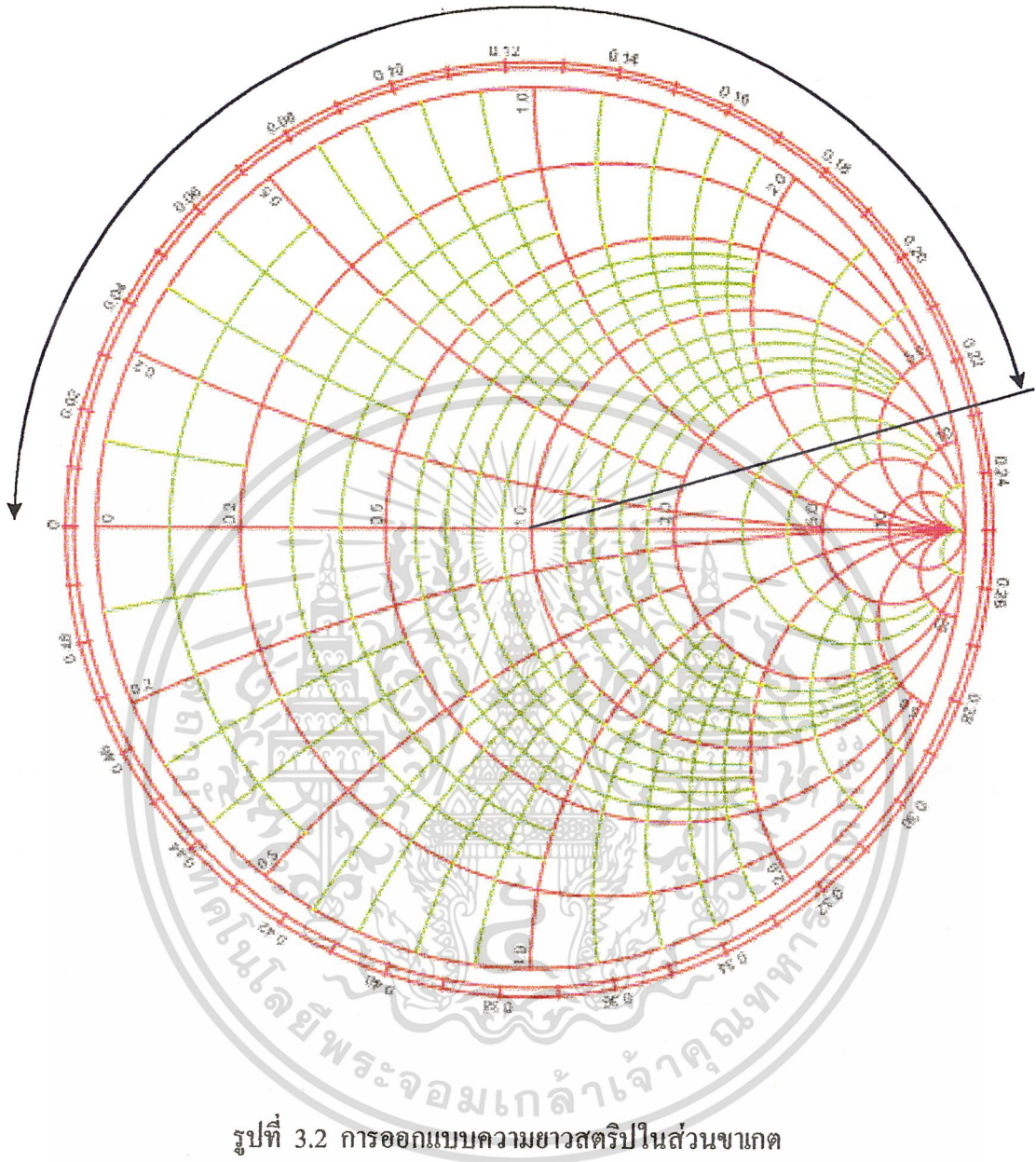
โดยที่  $\lambda_o = \frac{C}{f}$

$$\epsilon_{\text{reff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[ 1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-1/2} \quad (3.2.9)$$

จะได้ความยาวออกมาโดยแสดงดังรูปที่ 3.2 แต่ควรจะออกแบบในรูปของ โอเพ่นสแต็บ เพื่อให้ง่ายในการสร้าง (ค่าความยาวจะเท่ากับ 6.0075)

7. การออกแบบในส่วนที่ 2 เป็นส่วนที่ต่อกับขาซอร์สของเฟต ซึ่งจะต่อลงกราวด์ การออกแบบความกว้างจะกว้างเท่ากับ  $W$  ตามสมการที่ (3.2.7) ซึ่งกว้างเท่ากับ 4.957 mm. ความยาวจะเท่ากับ  $\frac{\lambda_g}{4}$  มีขนาด 5.48134 mm.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.2 การออกแบบความยาวสตริปในส่วนขาเกต

8. การออกแบบไลน์ลงจันในส่วนที่ 3 จะใช้  $Y_L$  ซึ่งหาได้จาก

$$Y_L = \frac{1}{Z_L} \quad (3.2.10)$$

และ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับ  $Z_L = \frac{-Z_0 - \Gamma_L Z_0}{\Gamma_L - 1}$  ภาษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประการใด (3.2.11) การค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

9. การออกแบบสลับในส่วนที่ 4 จะหาได้โดยการอ่านค่าวงขอบของสมิทซาร์ทโดยหมุนจากซ้ายสุดของสมิทซาร์ทซึ่งแสดงคังรูปที่ 3.3 มีค่าเท่ากับ 5.02529 mm.
10. การออกแบบในส่วนที่ 5 จะเป็นจุดเชื่อมต่อสายโดยจะแบ่งการออกแบบคัง รูปที่ 3.4



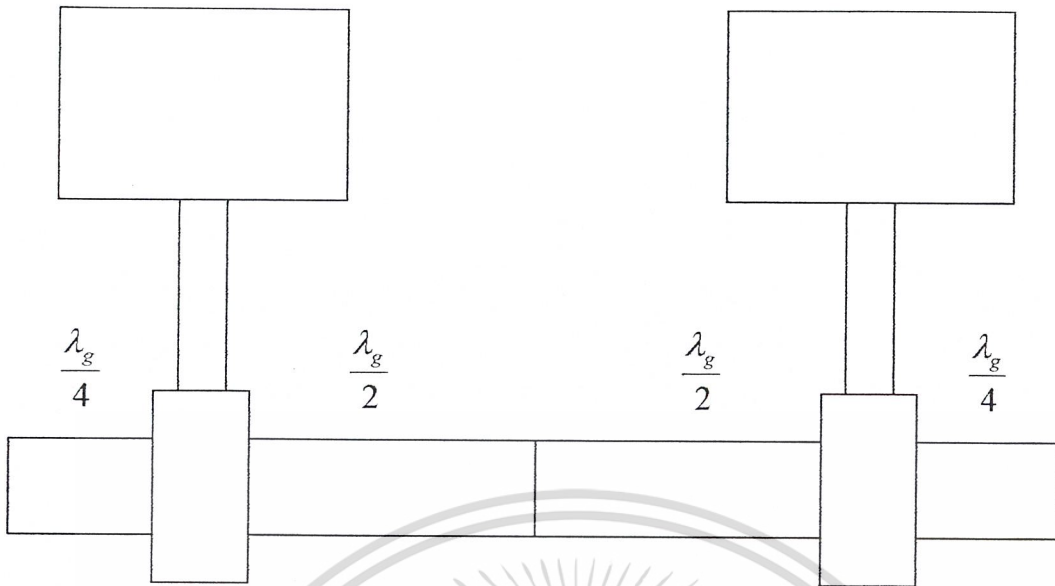
ในส่วนที่ 1 จะออกแบบให้มีขนาดพอที่จะต่อสายได้คือ  $3 \times 3 \text{ mm}$ .

ในส่วนที่ 2 กับ 3 จะเหมือนกันโดยให้มีขนาดประมาณความกว้าง  $0.2 \text{ mm}$  และยาวเท่ากับ  $\frac{\lambda_g}{4}$

ในส่วนที่ 4 จะออกแบบให้มีขนาดเป็น  $\frac{1}{4}$  ของวงกลม รัศมีเท่ากับกับ  $\frac{\lambda_g}{4}$

11. การออกแบบการเชื่อมต่อแบบสตรง จะมีความกว้างเท่ากับ  $W$  ต่อจากตอนกลางของควอเตอร์เวฟเพื่อให้สายอากาศทั้งสองตัวมีเฟสตรงกันคังแสดงในรูปที่ 3.5 โดยที่  $\frac{\lambda_g}{4}$  มีค่าเท่ากับ 5.48134 mm. ส่วน  $\frac{\lambda_g}{2}$  มีค่าเท่ากับ 10.962682 mm.

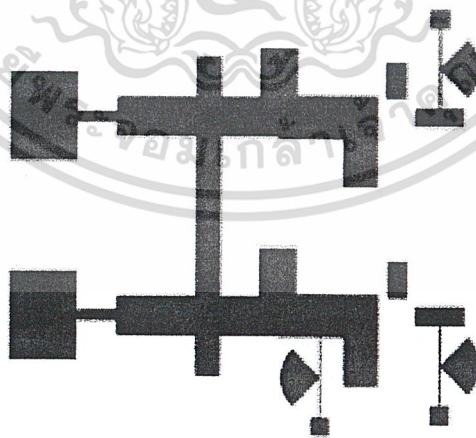
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.5 การเชื่อมต่อแบบสตรง

### 3.3 การสร้างแผ่นวงจรพิมพ์

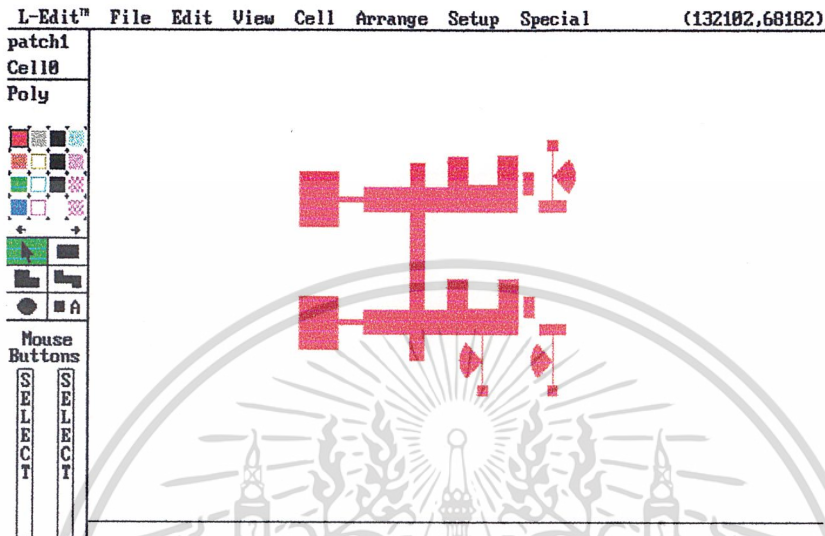
1. เมื่อได้การออกแบบในส่วนของสายอากาศและออตซิลเลเตอร์ นำมาต่อกันโดยมีการแมทซ์ซึ่งแบบควอเตอร์เวฟ และมีการเชื่อมต่อแบบสตรงแล้ว จะได้ดังรูปที่ 3.6 จะนำมาเขียนภาพเพื่อนำไปสร้างฟิล์มเนกาทีฟ



รูปที่ 3.6 สายอากาศแบบแอกทีฟซึ่งมีการเชื่อมต่อแบบสตรง

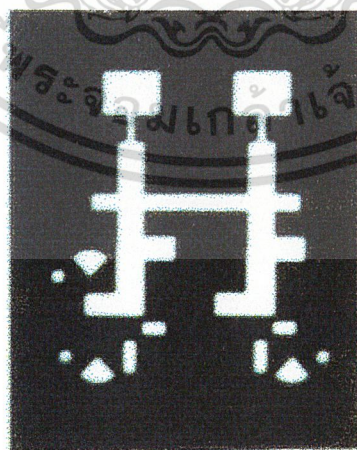
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ต้องนำค่าที่ได้มาเขียนในโปรแกรม L-Edit ดังรูปที่ 3.7



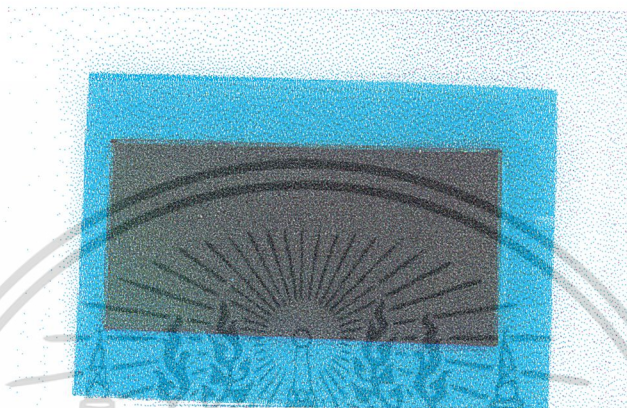
รูปที่ 3.7 โปรแกรม L-Edit

2. ต้องนำไฟล์ที่เขียนเสร็จแล้วไปทำการแปลงจุดจากจุด CIF ไปเป็นจุด PS เพื่อนำไปทำฟิล์มเนกาทีฟ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้รูปที่ 3.8 ฟิล์มเนกาทีฟนั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. ในการเตรียมแผ่นเพลลอน ให้ตัดแผ่นเพลลอนเพื่อพื้นที่ให้ใหญ่กว่าสายอากาศที่ออกแบบไว้ เพื่อให้มีพื้นที่กราวด์เฟลนนำแผ่นเพลลอนที่ได้ล้างคราบไขมันและสิ่งสกปรกออกให้หมด แล้วนำมาติด ครายฟิล์ม การติดฟิล์มจะต้องรีดฟิล์มให้เรียบและไม่มีโพรงอากาศระหว่างทองแดงกับฟิล์ม การติดฟิล์มต้องทำในห้องที่มีดี



รูปที่ 3.9 แผ่นเพลลอนที่ติดครายฟิล์มแล้ว

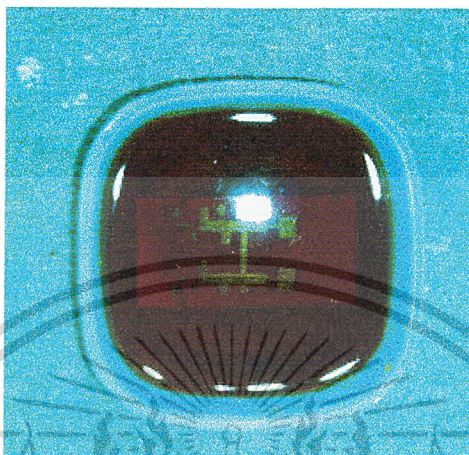
4. นำแผ่นเพลลอนที่ติด ครายฟิล์มแล้วมาทาบด้วยฟิล์มเนกาทีฟแล้วนำไปฉายแสง โดยใช้แสงสว่างและเวลาตามที่คุณผลิต ครายฟิล์มกำหนด



รูปที่ 3.10 แผ่นเพลลอนที่ติดด้วยฟิล์มเนกาทีฟ

5. เมื่อฉายแสงได้ตามเวลาที่กำหนดแล้ว นำมาแกะครายฟิล์มออกแล้วล้างส่วนที่ไม่โดนแสงออกด้วย น้ำปล้ำที่ละลายผงโซเดียมไฮดรอกไซด์ในเตรค

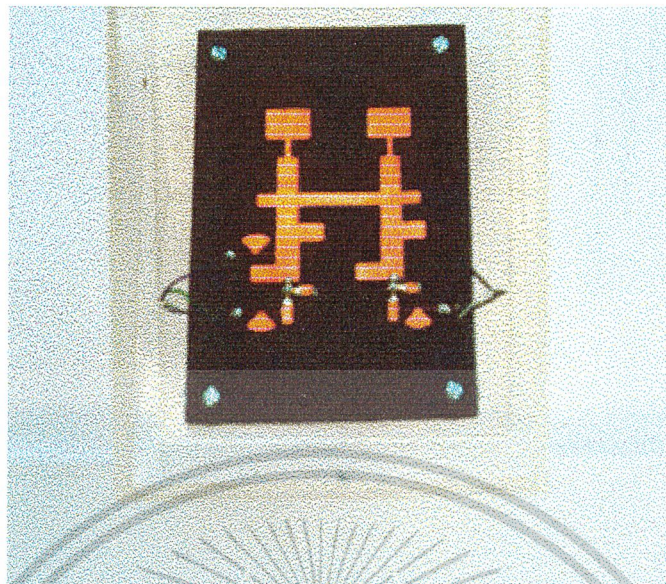
6. ติดด้านหลังของแผ่นวงจรพิมพ์ด้วยแถบกาวยที่กันน้ำได้เพื่อใช้ด้านหลังเป็นกราวด์เพลนแล้วนำไปแช่ใน กรดสำหรับกัดลายทองแดงโดยเฉพาะ



รูปที่ 3.11 การกัดลายทองแดง

7. เมื่อลายทองแดงที่ไม่ต้องการหลุดออกหมดแล้ว จะเหลือส่วนของครายฟิล์มติดอยู่ จะต้องล้างออกด้วยโซดาไฟ หรือแอลกอฮอล์
8. นำแผ่นเทพล่อนที่กัดลายทองแดงเสร็จแล้วมา แกะแถบกาวยด้านหลังออกแล้วทำความสะอาดเพื่อ บัดกรีสายและติดเฟด การบัดกรีสายจะต้องเจาะรูร้อยสายไว้เพื่อกันไม่ให้สายดึงลายทองแดงหลุด ในส่วนของจุดเชื่อมต่อขาเซอร์สของเฟด จะเจาะส่วนปลายสุดเพื่อเชื่อมต่อลงกราวด์ การเชื่อมจะต้องเชื่อมให้เรียบที่สุด ในการเชื่อมเฟดจะตัดขาเฟดให้มีขนาดพอดีพอที่จะเชื่อมได้ การเชื่อมเฟดนั้นต้องใช้หัวแร้งที่มีวัตต์ต่ำ เพราะถ้าความร้อนสูงเกินไปจะทำให้เฟดเสียหายได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

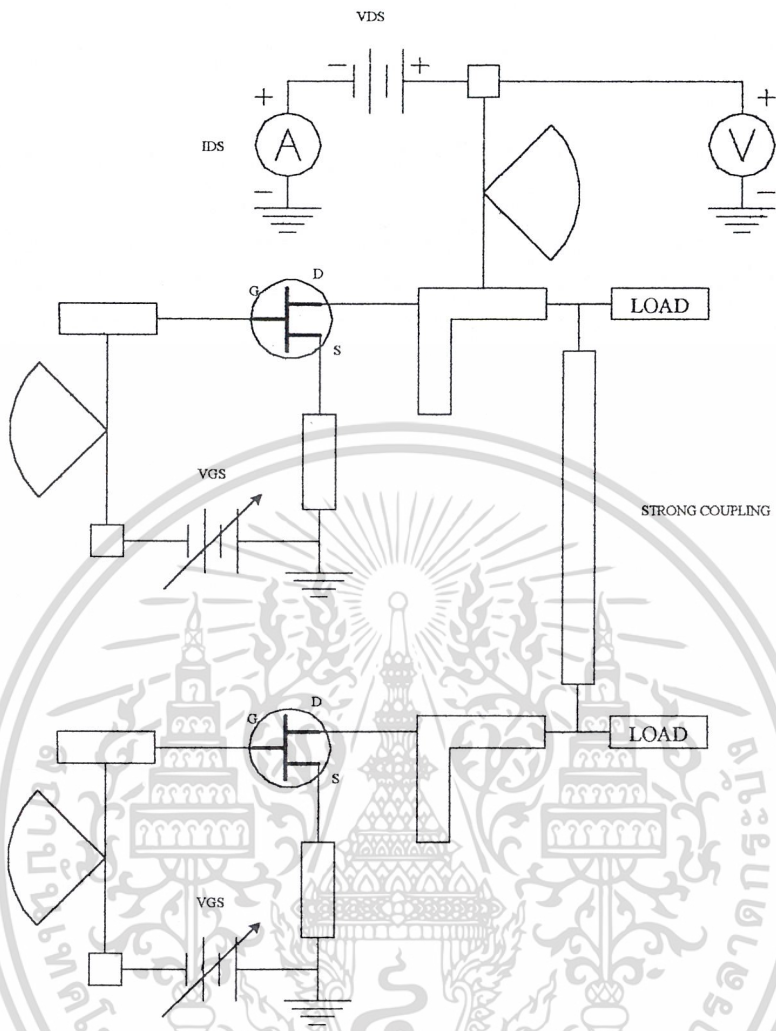


รูปที่ 3.12 สายอากาศแบบแอกทีฟที่เสร็จแล้ว

### 3.4 การวัดสายอากาศแบบแอกทีฟ

การวัดสายอากาศแบบแอกทีฟ จะต้องมีการต่อวงจร จ่ายแรงดันให้เฟดทำงานดังรูปที่ 3.13 เฟดที่ใช้เป็นเฟดแบบแกดเลียมอาเซนไนด์ (GaAs FET) แบบ N-Type ตามที่ออกแบบ และตามที่อยู่ผลิต กำหนดจะมีค่า  $V_{DS} = 2 \text{ V}$ ,  $I_D = 10 \text{ mA}$ ,  $T = 25^\circ \text{C}$ . แต่ในการสร้างจริงอาจเกิดความผิดพลาดเนื่องจาก การทำแผ่นวงจรพิมพ์ จากอุณหภูมิ หรือจากตัวเฟสเองก็ได้ ทำให้ค่าที่วัดได้คลาดเคลื่อนจากที่ออกแบบไว้ จะต้องมีการปรับค่าแรงดันและกระแสที่จ่ายให้เฟส แต่ก็จะทำให้ค่า S พารามิเตอร์ (S parameter) เปลี่ยนแปลงไปด้วย เพื่อให้ผลการวัดที่ได้ตรงตามที่ออกแบบให้มากที่สุด โดยการปรับค่าแรงดันของเฟส จะต้องปรับไม่ให้เกินกว่าที่บริษัทผู้ผลิตเฟสกำหนด ถ้าปรับเกินจะทำให้เฟสเกิดความเสียหายได้ ดังรูปที่ 3.13 เมื่อปรับค่า  $I_D = 10 \text{ mA}$ . แล้ว  $V_{DS}$  ไม่ถึง  $2 \text{ V}$ . จะต้องเพิ่มค่า + ที่ขา G ตามที่บริษัทกำหนดจะต้องป้องกันไม่ให้ค่า  $I_{DS}$  เกินกว่า  $60 \text{ mA}$ . และไม่ต่ำกว่า  $10 \text{ mA}$ . โดย  $V_{GS}$  ต่ำสุดที่  $-1.5 \text{ V}$ . และสูงสุดเท่ากับ  $-0.1 \text{ V}$ .

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.13 การป้อนแรงดันของสายอากาศแบบแอกทีฟ

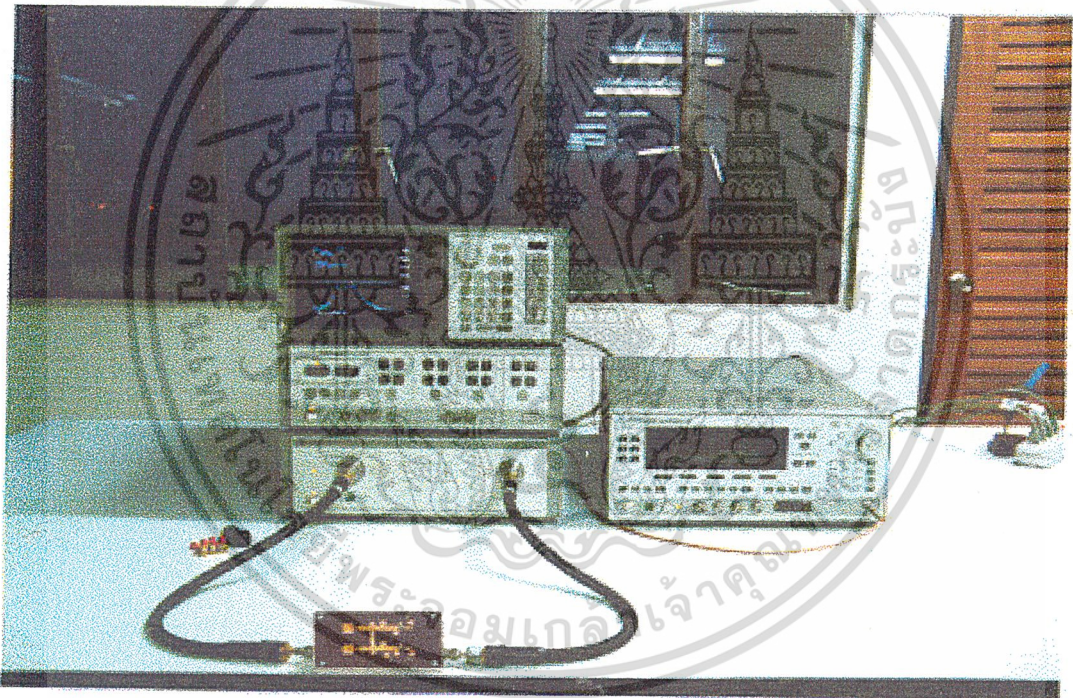
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 4

### การทดลองและผลการทดลอง

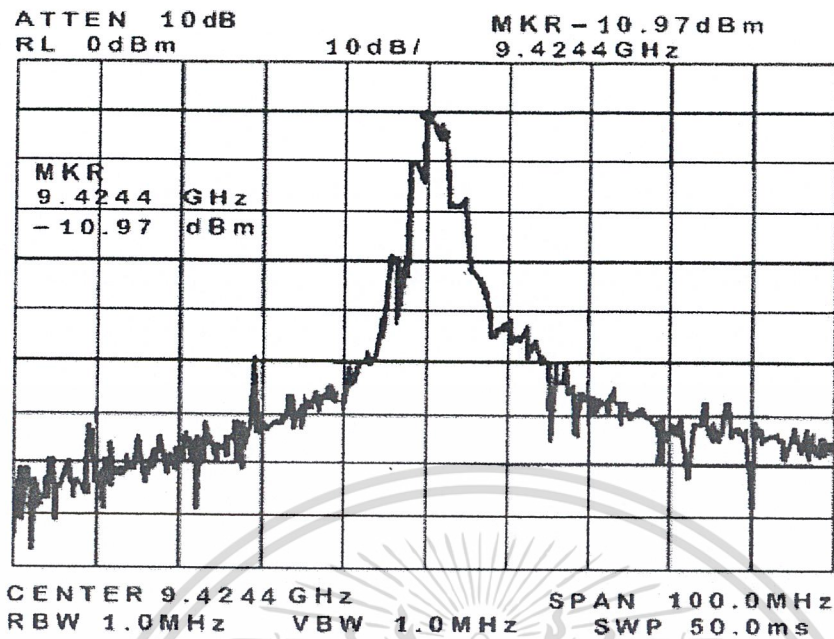
#### 4.1 การทดลองสร้างแบบซิงเกิล โดยสร้างบนวัสดุฐานรองอีพอกซี

ในการทดลองสร้างสายอากาศแบบแอกทีฟแบบซิงเกิล โดยสร้างบนแผ่นอีพอกซีซึ่งมีค่าสภาพยอมตัว  $\epsilon_r = 4.66$  มีความสูงของวัสดุฐานรอง  $h = 1.44 \text{ mm}$ . จากการทดลองสร้าง และทดสอบ ด้วยเครื่อง เนตเวอร์ค อนาไลเซอร์ ดังแสดงการวัดในรูปที่ 4.1 ซึ่งเป็นเครื่อง เนตเวอร์ค อนาไลเซอร์



รูปที่ 4.1 เครื่องเนตเวอร์ค อนาไลเซอร์

ผลการทดลองที่ได้คือสายอากาศแอกทีฟนี้สามารถแพร่กระจายคลื่นได้ที่ความถี่  $9.4244 \text{ GHz}$ . มีกำลังการขยาย  $-10.97 \text{ dB}_m$  ดังรูปที่ 4.2 ผลของสเปกตรัมที่วัดได้ของสายอากาศแบบแอกทีฟแบบซิงเกิล จากการทดลองสร้างในครั้งนี้ ได้พัฒนาสร้างเป็น สายอากาศแอกทีฟ แบบแถวลำดับที่สร้างบนวัสดุฐานรองเทฟลอน ขนาดสององค์ประกอบต่อไป เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

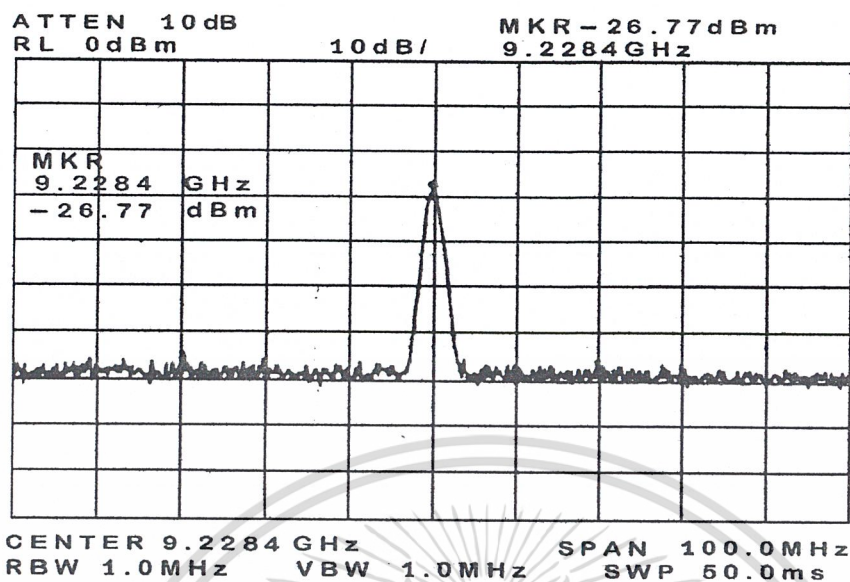


รูปที่ 4.2 สเปกตรัมที่วัดได้ของสายอากาศแบบแอกทีฟที่สร้างบนวัสดุฐานรองอีพอกซี

#### 4.2 ผลการวัดของสายอากาศแอกทีฟ แบบแถวลำดับขนาดสององค์ประกอบ โดยสร้างบนวัสดุฐานรองเทฟลอน

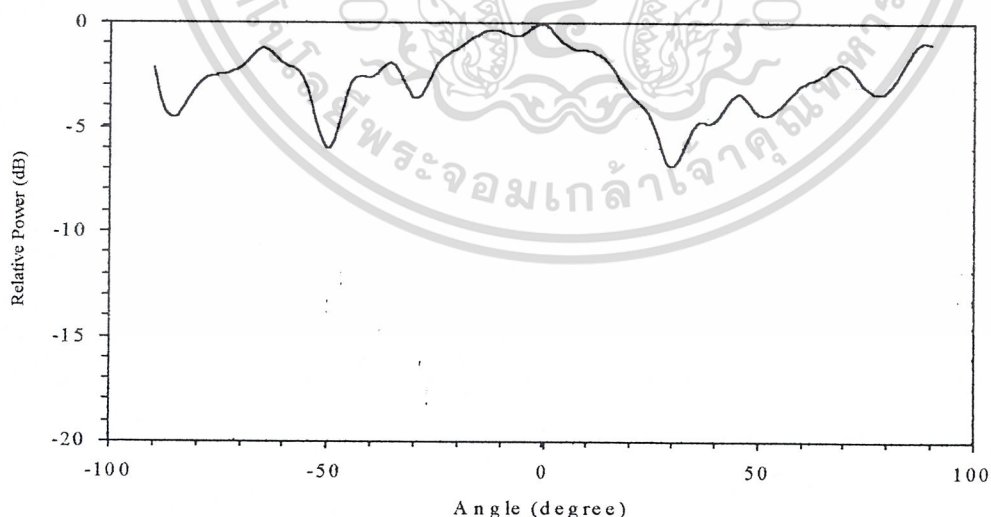
จากพื้นฐานแนวคิดในการออกแบบสร้างสายอากาศแบบซึ่งเกิด ที่ได้กล่าวไปข้างต้นได้มีการพัฒนา สร้างเป็นสายอากาศแบบแอกทีฟแถวลำดับขนาดสององค์ประกอบ ที่สร้างขึ้นโดยใช้เฟด แบบแกแลียมอาร์เซไนด์เฟด (GaAs FET) ผลิตโดยบริษัทมิตซูบิชิ (MITSUBISHI MGF 4310 D Series) และใช้วัสดุฐานรองไดอิเล็กตริกที่มีสภาพยอมสัมพัทธ์  $\epsilon_r = 2.2 \pm 0.1$  ผลิตโดยบริษัทโรเจอร์ (ROGER 5880) และมีค่าความหนา  $h = 1.6 \text{ mm}$ . สำหรับการทดสอบการแพร่กระจายคลื่น ของสายอากาศ และมีสายอากาศแบบปากแตร (Standard gain horn antenna) เป็นตัวรับการแพร่กระจายคลื่น ของสายอากาศแอกทีฟแถวลำดับขนาด 2 องค์ประกอบหลังจากที่วัดด้วยเครื่องสเปกตรัมอานาไลซ์เซอร์แล้วพบว่าสายอากาศทำงานได้ที่ความถี่  $9.2284 \text{ GHz}$  และมีขนาดของสัญญาณเท่ากับ  $-26.77 \text{ dB}_m$  ตามที่แสดงในรูปที่ 4.3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



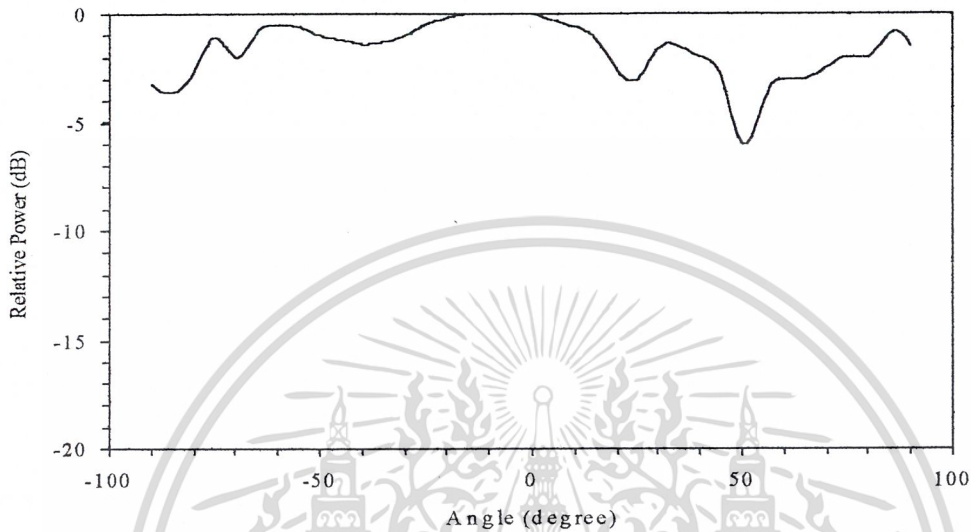
รูปที่ 4.3 สเปกตรัมที่วัดได้ของสายอากาศแบบแอกทีฟแวลวาล์วชนิดสององค์ประกอบ ที่สร้างบนวัสดุฐานรองเทฟลอน

และมีรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของสนามไฟฟ้า (E - plane) ดังรูปที่ 4.4 จากรูปจะเห็นว่า มีกำลังการแพร่กระจายคลื่นสูงที่สุด ที่มุม 0 องศา



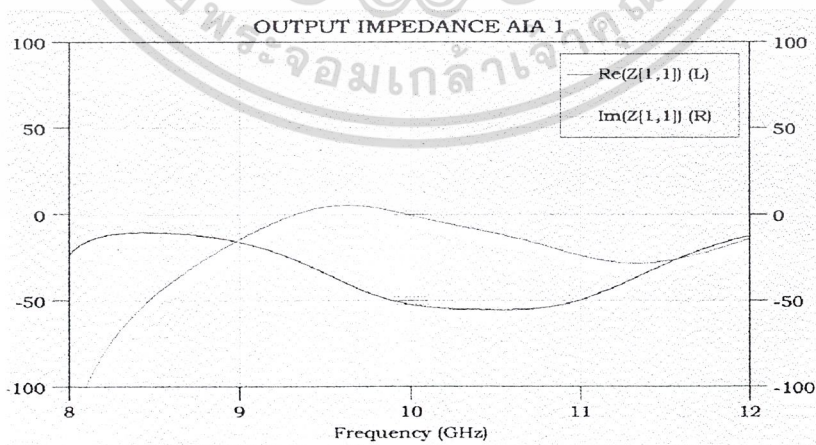
รูปที่ 4.4 รูปแบบการแพร่กระจายคลื่น ของสายอากาศแอกทีฟในระนาบสนามไฟฟ้า (E - plane) เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มีรูปแบบของการแพร่กระจายคลื่นของระนาบสนามแม่เหล็ก (H - plane) ดังรูปที่ 4.5 จะเห็นได้ว่า มีการแพร่กระจายคลื่นสูงสุดที่มุม 0 องศา



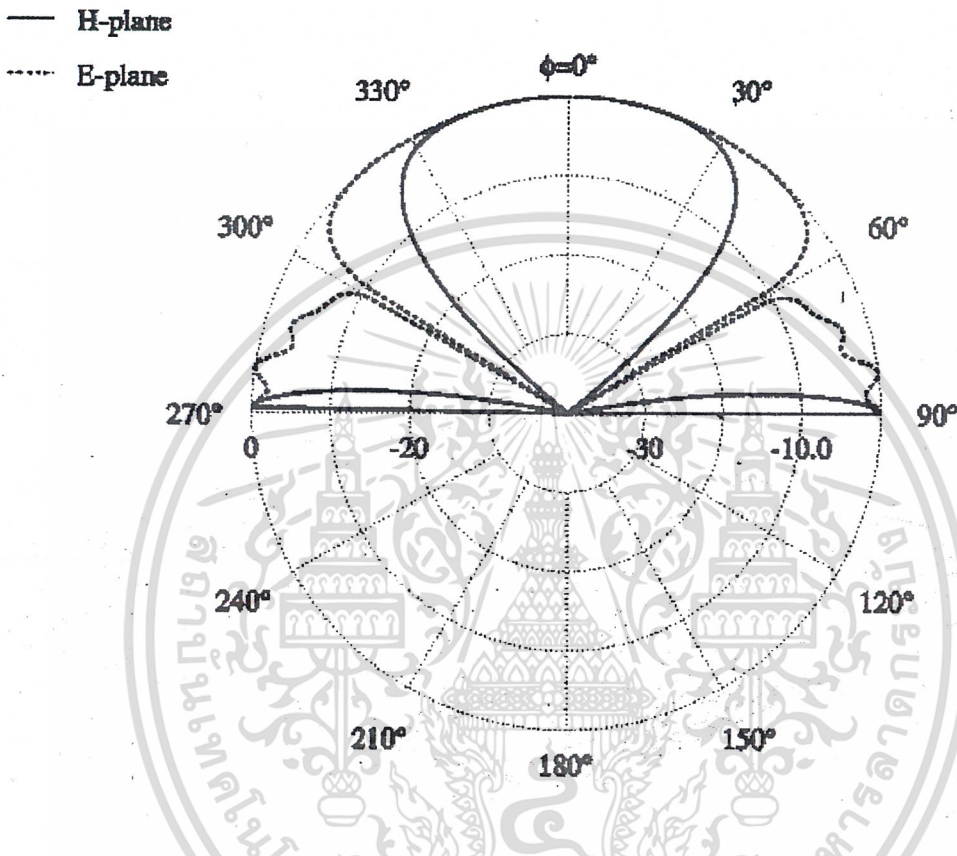
รูปที่ 4.5 รูปแบบการแพร่กระจายคลื่น ของสายอากาศเอกทีพีในระนาบสนามแม่เหล็ก(H-plane)

จากผลการวัด อิมพีแดนซ์ด้านออกของสายอากาศ มีความต้านทานจริงเท่ากับ  $-50 \Omega$  และ มีค่าจินตภาพเท่ากับ  $0 \Omega$  ดังรูปที่ 4.6



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 รูปที่ 4.6 ผลอิมพีแดนซ์ด้านออกของออสซิลเลเตอร์  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมีเหตุดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

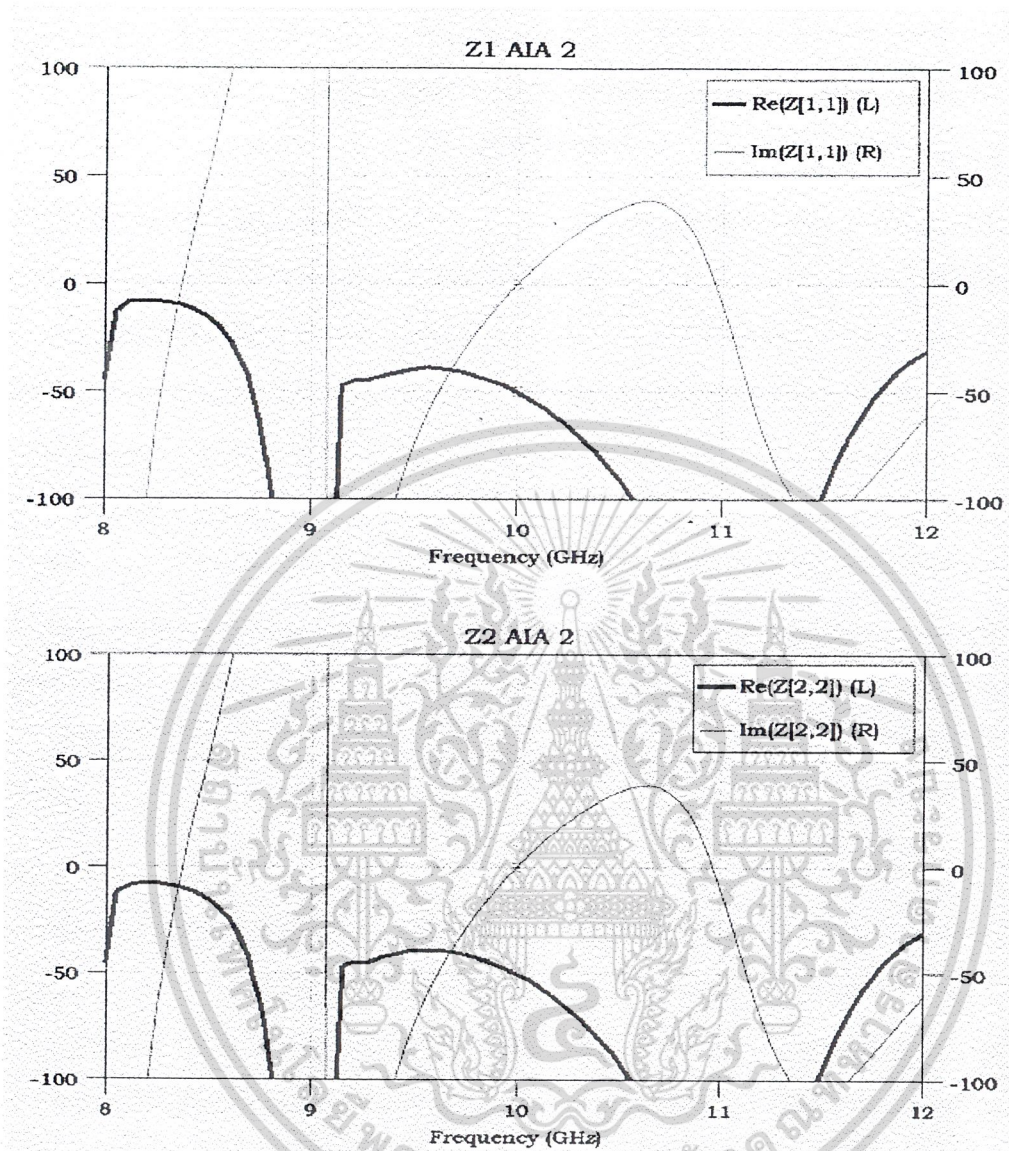
ในรูปที่ 4.7 จะแสดงการเปรียบเทียบ รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้า กับระนาบสนามแม่เหล็ก ของสายอากาศแอกทีฟ



รูปที่ 4.7 รูปแบบระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็ก ของสายอากาศแบบแอกทีฟ

และมีรูปแบบการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานและค่ารีแอกทีฟต่อความถี่ของสายอากาศแบบแอกทีฟ ดังรูปที่ 4.8 ซึ่งเป็นของเฟดทั้งสองตัว จากรูปจะเห็นได้ว่าสายอากาศมีความต้านทานจริงเท่ากับ  $-50 \Omega$  และมีค่าจินตภาพเท่ากับ  $0 \Omega$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.8 รูปแบบการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานและค่ารีแอกทีฟของสายอากาศแบบแอกทีฟ ต่อความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 5

### บทสรุป

ในการทดลองออกแบบสร้างสายอากาศแอกทีฟ แบบซิงเกิล ที่ได้กล่าวไปข้างต้น ได้มีการพัฒนาสร้างเป็นสายอากาศแบบแอกทีฟแถวลำดับชนิดสององค์ประกอบ ที่สร้างขึ้นโดยใช้เฟดแบบแกเลียมอาร์เซไนด์ (GaAs FET) ผลิตโดยบริษัทมิตซูบิชิ (MITSUBISHI MGF 4310 D Series) และใช้วัสดุฐานรองไดอิเล็กตริกที่มีสภาพยอมสัมพัทธ์  $\epsilon_r = 2.2 \pm 0.1$  ผลิตโดยบริษัทโรเจอร์ (ROGER 5880) และมีค่าความหนา  $h = 1.6 \text{ mm}$ . จากการทดสอบ การแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ และมีสายอากาศแบบปากแตร (Standard gain horn antenna) เป็นตัวรับการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศแบบแอกทีฟแถวลำดับขนาด 2 องค์ประกอบหลังจากที่วัดด้วยเครื่องสเปกตรัมอนาล็อกเซอร์แล้วผลการทดลองที่ได้คือสายอากาศทำงานได้จริงที่ความถี่  $9.2284 \text{ GHz}$  และมีขนาดของสัญญาณเท่ากับ  $-26.77 \text{ dB}_m$ .

### 5.1 สรุปวิจารณ์

การทำงานในการออกแบบทำสายอากาศแบบแอกทีฟนี้จะต้องออกแบบให้สายอากาศนี้ใช้งานได้ที่ความถี่  $10 \text{ GHz}$  มีการขยายในตัวเองสามารถใช้งานได้จริง แต่ในการทำสายอากาศแบบแอกทีฟนี้ต้องออกแบบทุกอย่างทั้งหมดแล้วสร้างในครั้งเดียวจะสร้างทีละส่วนไม่ได้และเมื่อสร้างเสร็จต้องมีการทดลองการแพร่กระจายคลื่น และความถี่ที่ได้จะได้อีกสี่ความถี่  $10 \text{ GHz}$  ถือว่าใช้งานได้ สายอากาศนั้นอาจจะไม่สามารถแพร่กระจายคลื่นได้อย่างสมบูรณ์เนื่องจากอาจเกิดความผิดพลาดในขณะที่ทำแผ่นวงจรพิมพ์ ซึ่งมีโอกาสเกิดขึ้นได้

ปัญหาที่เกิดขึ้นคือ ความผิดพลาดที่เกิดมาจากการฉายฟิล์ม ซึ่งต้องทำใหม่บ่อยครั้งหรือถ้าการฉายฟิล์มทำได้คมชัดดีแล้ว แต่การแช่กรดที่ใช้กัดลายทองแดงนานไปทำให้กรคนั้นกัดเขาเขาไปในลายทองแดงได้ และที่ปัญหาในเรื่องของการคิดเฟดเนื่องจากต้องตัดขาเฟดให้สั้น แต่ถ้าสั้นมากเกินไปการบัดกรีจะทำให้เฟดเกิดการเสียหายได้ และเนื่องจากข้อมูลที่ทำได้จากหนังสือซึ่งส่วนใหญ่เป็นหนังสือภาษาอังกฤษ แต่ละเล่มจะเขียนบรรยายเอาไว้เพียงเล็กน้อยและหนังสือบางเล่มพิมพ์สมการที่ผิด ซึ่งทำให้ยากในการหาตัวแปรกับตัวอย่างในการออกแบบ และการที่จะรวมเนื้อหาข้อมูลจากหนังสือหลายเล่ม ผู้แต่งหลายคน การกำหนดสมการจะแตกต่างกันออกไป ทำให้การรวมข้อมูลมีปัญหาอย่างมาก และในหนังสือส่วนใหญ่จะไม่มีตัวอย่างการออกแบบ

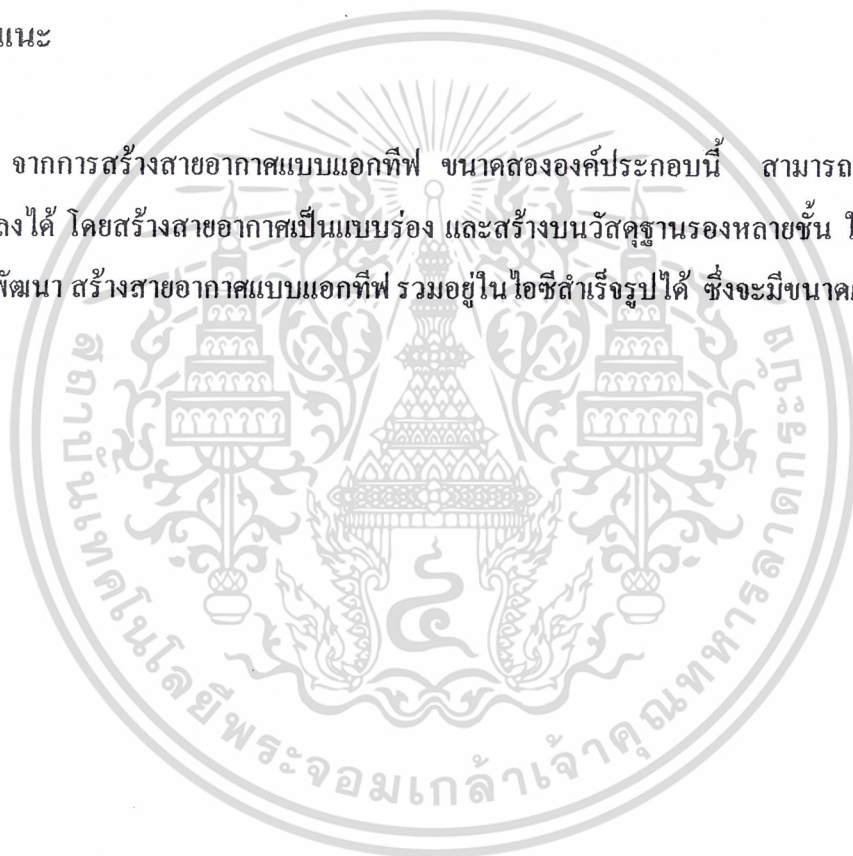
เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทำให้ขาดแนวทางในการทดลองออกแบบ ในการออกแบบจะต้องทำให้ละเอียดนำมาใช้งาน ได้จริงมีโอกาสผิดพลาดน้อยที่สุด เนื่องจากอุปกรณ์ที่ใช้ทำมีราคาแพง และเมื่อใช้แล้วไม่สามารถ นำกลับมาใช้ได้

จากปัญหาที่ได้กล่าว ไปแล้วจึงสามารถบอกได้ว่าการสร้างสายอากาศแบบนี้ นั้น จะต้องใช้ความละเอียดและความแม่นยำสูง ไม่ว่าจะเป็นการคำนวณการสร้างลงบนแผ่นวงจรพิมพ์ การตัดอุปกรณ์ เพราะเป็นสายอากาศที่มีขนาดเล็กนั่นเอง

## 5.2 เสนอแนะ

จากการสร้างสายอากาศแบบแอกทีฟ ขนาดสององค์ประกอบนี้ สามารถพัฒนาให้ มีขนาดเล็กกลงได้ โดยสร้างสายอากาศเป็นแบบร่อง และสร้างบนวัสดุฐานรองหลายชั้น ในอนาคต ยังสามารถพัฒนา สร้างสายอากาศแบบแอกทีฟ รวมอยู่ใน ไอซีตัวจริงรูปได้ ซึ่งจะมีขนาดเล็กมาก



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บรรณานุกรม

1. George D. Vendelin ,“Design of Amplifiers and Osillators by The S-Parameter Method ,” A Wiley-Interscience Publication JOHN WILEY & SONS ,New York 1982
2. Ralph S. Carson ,“High - Frequency Amplifier Secon Edition ,” A Wiley Interscience Publication JOHN WILEY & SONS ,New York 1982
3. Therry Edwards ,“Foundation for Microstrip Circuit Design ,” JOHN WILAY & SON New York 1992
4. Gupta K.C. ,“Microstrip Lines and Slotlines ,” Artech House ,London 1996
5. บัณฑิต โรจน์อารยานนท์ ,“วิศวกรรมไมโครเวฟ ,” สำนักพิมพ์จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย พ.ศ. 2539
6. สถาพร พรหมวงส์ , มนต์ชัย แซ่มซ้อย , ญัฐพล สุทธิพันธ์ , ประกิจ ตั้งติสานนท์ Tomoyuki Goi , Shigeo Kawasaki , “ การลดขนาดร่องของสายอากาศแอกทีฟแบบแถว ลำดับเชิงเส้นขนาด 2 องค์กรประกอบด้วยการทำวัสดุฐานร่องเป็นสองชั้น ,” การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 20 พ.ศ. 2540 หน้า 193 – 197
7. มนต์ชัย แซ่มซ้อย , สถาพร พรหมวงส์ , อุทัย ศรีธีระวิโรจน์ , ประกิจ ตั้งติสานนท์ , “ผลกระทบจากการเปลี่ยนแปลงค่ารีแอกแตนซ์ที่มีต่อวงจรควอไซออปติกคอลเฟด ออสซิลเลเตอร์ ,” การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 21 พ.ศ. 2541 หน้า 162 – 165
8. สถาพร พรหมวงส์ , มงคล ยศสุนทร , ญัฐพล จินดา , ประกิจ ตั้งติสานนท์ ,

Shigeo Kawasaki , “สายอากาศรวมแบบแอกทีฟสำหรับระบบการสื่อสารส่วนบุคคล ,”

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 21 พ.ศ. 2541 หน้า 620 – 623

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

9. สถาพร พรหมวงศ์ , ยรรยง ชุงรัมย์ , ชวลิต เบญจางคประเสริฐ , อุทัย ศรีธีระวิโรจน์ , ประกิจ ตั้งติส้านนท์ , “ ต้นแบบของสายอากาศแอกทีฟแบบแถวลำดับ 3 องค์ประกอบ แถบความถี่เอ็ช โดยใช้เทคนิคควอไซออปติกคอล ,” การประชุมวิชาการทางวิศวกรรม ไฟฟ้า ครั้งที่ 21 พ.ศ. 2541 หน้า 624 – 627



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### RO4003™ High Frequency Material Insertion Loss Comparison With Other Material Types

Microwave circuits require substrate materials that have tight control of dielectric constant as well as low loss. Materials that meet these requirements traditionally have been priced much higher than conventional epoxy/glass boards. The emergence of the commercial microwave market has brought about a strong need to balance performance, manufacturability and cost. The introduction of Rogers RO4003™ High Frequency Material bridges the gap by providing tight control on dielectric constant, and low loss, while processing the same as standard epoxy/glass at a fraction of the cost of conventional microwave laminates. RO4003 is a proprietary woven glass reinforced hydrocarbon/ceramic with the electrical performance of PTFE/woven glass and the manufacturability of epoxy/glass.

An evaluation of insertion loss for a 50Ω microstrip transmission line was conducted on several materials. The materials selected range from standard FR4 (difunctional epoxy), to the more sophisticated PTFE based laminates (GX and RO3003). The goal of the evaluation was to quantify the circuit losses on the various types of materials. This would enable one to better understand the frequency limitations of each material type. The selected materials and advertised  $\epsilon_r$  are presented in Table I.

Table I. Commercial Grade Materials for Microwave Applications

Material	Advertised $\epsilon_r$
RO3003™ (PTFE/ceramic)	3.0
GX (PTFE/woven glass)	2.4 - 2.6
RO4003™ (Hydrocarbon/woven glass)	3.38
BT	3.7 - 3.9
Epoxy/PPO	3.95
BT/Epoxy	4.0
Difunctional Epoxy	4.5

In order to obtain the insertion loss of the 50Ω lines, two different length lines, 3 and 7 inches long, were measured for  $S_{21}$  from 0.1 to 18 GHz on a network analyzer. The difference of the two measured values was divided by the difference in the length of the lines. The result of this operation would yield the insertion loss of the incremental length of the line thus eliminating most of the losses caused by reflections at the launch site. Figure I displays the method used for calculation. All circuits were fabricated on 0.030" material with 1 oz copper.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

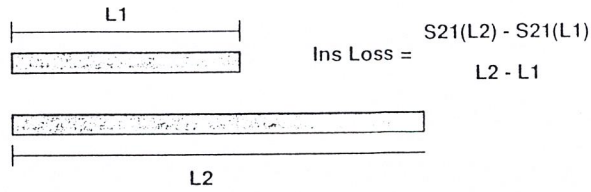


Figure I. Calculation of Insertion Loss Data

Regression analysis was conducted on the various resultant measurements to obtain a linear characterization of the insertion loss versus frequency. Figure II and Table II provide data based on the regression models for all six materials at various frequencies.

Table II. Insertion Loss vs. Frequency in dB/inch

Frequency	RO3003	GX	RO4003	BT Glass	Epoxy/ PPO	BT/Epoxy	Difunct Epoxy
0.5	-0.003	-0.006	-0.009	-0.017	-0.022	-0.027	-0.039
1	-0.007	-0.012	-0.018	-0.033	-0.043	-0.054	-0.078
2.5	-0.017	-0.031	-0.044	-0.082	-0.106	-0.132	-0.192
5	-0.036	-0.063	-0.088	-0.167	-0.216	-0.269	-0.391
10	-0.071	-0.126	-0.176	-0.334	-0.431	-0.538	-0.782
15	-0.107	-0.189	-0.265	-0.501	-0.647	-0.807	-1.174
18	-0.128	-0.226	-0.318	-0.602	-0.777	-0.969	-1.409

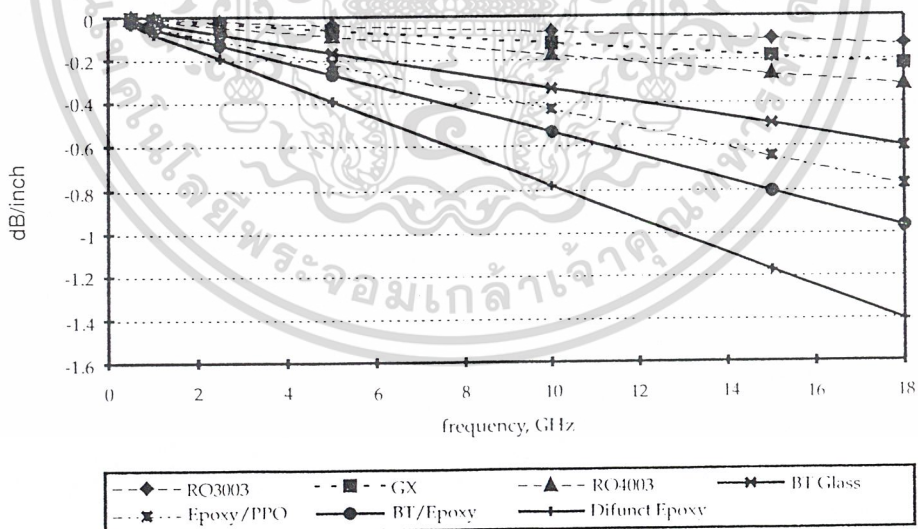


Figure II. Modeled Microstrip Insertion Loss Data



## RT/duroid® 5880 Glass Microfiber Reinforced Polytetrafluoroethylene Composite

RT/duroid® 5880 glass microfiber reinforced PTFE composite is designed for exacting stripline and microstrip circuit applications.

Glass reinforcing microfibers are randomly oriented to maximize benefits of fiber reinforcement in the directions most valuable to circuit producers and in the final circuit application.

The dielectric constant of RT/duroid 5880 laminates is uniform from panel to panel and is constant over a wide frequency range. Its low dissipation factor extends the usefulness of RT/duroid 5880 to Ku-band and above.

RT/duroid 5880 laminate is easily cut, sheared and machined to shape. It has excellent dimensional stability and is resistant to all solvents and reagents, hot or cold, normally used in etching printed circuits or in plating edges and holes.

Normally supplied as a laminate with electrodeposited copper of 1/4 to 2 ounces/ft.<sup>2</sup> on both sides, RT/duroid 5880 composites can also be clad with rolled copper foil for more critical electrical applications. Cladding with aluminum, copper or brass plate may also be specified.

When requested copper-clad, RT/duroid 5880 composite can be certified to MIL-S-13949 Type GRN or Type GPN microwave material specifications.

When ordering RT/duroid 5880 laminates, it is important to specify dielectric thickness, tolerance, rolled or electrodeposited copper foil, and weight of copper foil required.

(See reverse for product data)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# ROGERS

## RT/duroid 5880 Microwave Laminate

PROPERTY	TEST METHOD	CONDITION	UNITS[1]	DIRECTION	TYPICAL VALUE[2]			
Dielectric constant, $\epsilon_r$	1MHz, IPC-TM-650, 2.5.5.3 10GHz, IPC-TM-650, 2.5.5.5	C 24/23/50 C 24/23/50	—	Z	2.20 2.20± 0.02 (± 0.01 available)			
Dissipation factor, $\tan \delta$	1MHz, IPC-TM-650-2.5.5.3 10GHz, IPC-TM-650, 2.5.5.5	C 24/23/50 C 24/23/50	—	Z	0.0004 0.0009			
Volume resistivity	IPC-TM-650,2.5.17.1	C96/35/90	Mohm cm	Z	2 x 10 <sup>7</sup>			
Surface resistivity	IPC-TM-650,2.5.17.1	C96/35/90	Mohm	X,Y	3 x 10 <sup>8</sup>			
Tensile modulus	ASTM D638	A	MPa (kpsi)	X	Test at 23°C		Test at 100°C	
					Y	1070 (156)	450 (65)	
					Y	860 (125)	380 (55)	
					X	29 (4.2)	20 (2.9)	
					Y	27 (3.9)	18 (2.6)	
					X	6.0	7.2	
Compressive modulus	AST D695	A	MPa (kpsi)	X	Test at 23°C		Test at 100°C	
					Y	710 (103)	500 (73)	
					Z	710 (103)	500 (75)	
					X	940 (136)	670 (97)	
					Y	27 (3.9)	22 (3.2)	
					Z	28 (4.0)	21 (3.1)	
ultimate stress			MPa (kpsi)	X	Test at 23°C		Test at 100°C	
					Y	27 (3.9)	22 (3.2)	
					Z	28 (4.0)	21 (3.1)	
					X	52 (7.5)	43 (6.3)	
					Y	8.5	8.4	
					Z	7.7	7.8	
ultimate strain			%	X	Test at 23°C		Test at 100°C	
					Y	12.5	17.6	
					Z	12.5	17.6	
					X	8.5	8.4	
					Y	7.7	7.8	
					Z	7.7	7.8	
Deformation under load	ASTM D621	A	%	Z	Test at 150°C 1.0			
Water absorption	ASTM D570	D 24/23	mg (%)		Test at 150°C			
					1.0			
Thickness = 0.8mm (0.031 in.)			mg (%)		0.9 (0.02)			
Thickness = 1.6mm (0.062 in.)			mg (%)		1.3 (0.015)			
Specific gravity	ASTM D792		—		2.2			
Heat distortion temperature	ASTM D648	1.82MPa (264 psi)	°C(°F)	X, Y	>260 (>500)			
Specific heat	Calculated		J/g/K(BTU/lb°F)		0.96 (0.23)			
Thermal conductivity	Rogers TR2721		W/m/K(BTU in/ft <sup>2</sup> /hr°F)	Z	0.26 (1.8)			
Thermal expansion	ASTM D3386 (10 K/min.)	-100°C	mm/m	→	X	Y	Z	
					15	-6.1	-8.7	-18.7
					25	-0.9	-1.8	-6.9
					75	-0.5	-0.9	-4.5
					150	1.1	1.5	8.7
					250	2.3	3.2	28.3
						3.8	5.5	69.5

[1] SI units given first with other frequently used units in parentheses.  
 [2] References: Internal TRs 143C, 2224, 2854. Tests were at 23°C unless otherwise noted. Typical values should not be used for specification limits.

The above information is not intended to and does not create any warranties, express or implied, including any warranty of merchantability or fitness for a particular purpose. Use of RT/duroid microwave laminate in your particular application may yield different results.

These products may require a validated export license issued by the U.S. Department of Commerce for export of these materials from the United States or Canada.

RT / duroid is a registered trademark of Rogers Corporation for its microwave laminates.

**ROGERS**  
Rogers Corporation



Microwave and Circuit Materials Division, 100 S. Roosevelt Avenue, Chandler, AZ 85226-3415 602 961-1382 Fax: 602 961-4533

RO4003 material provides loss comparable to RO3003 and GX material. A large increase in loss is evident when going to the next material, BT glass. The lossiest material, difunctional epoxy, is 4.5 time lossier than the RO4003. Overall when selecting a material during the design stages, issues like;

- $\epsilon_r$  control
- material loss
- electrical and mechanical thermal stability
- manufacturability
- cost

need to be considered in order to reduce cycle time of the design.

There are many materials being evaluated for commercial microwave applications, but once performance and cost are evaluated, the choices narrow down to a few, RO3003, GX and RO4003 among them. These remaining choices provide good  $\epsilon_r$  control as well as low loss, critical for frequencies at C-band (4 to 8 GHz) and above. RO4003 not only provides the needed electrical characteristics, but can also be manufactured with standard epoxy/glass processes, bringing down fabrication costs. In general, RO4003 combines the best of electrical properties with ease of fabrication at a competitive cost for commercial applications.

**ROGERS**



Rogers Corporation  
Microwave and Circuit Materials Division  
100 S. Roosevelt Avenue  
Chandler, AZ 85226-3415  
602 961-1382 FAX: 602 961-4533

These products may require a validated export license issued by the United States Department of Commerce for export of these materials from the United States or Canada.

The information and guidelines contained in this document are intended to assist you in designing with RO4000<sup>TM</sup> materials. They are not intended to and do not create any warranties express or implied including any warranty of merchantability or fitness for a particular application. Results may vary as conditions and equipment may vary. The user should determine the suitability of Rogers materials for each application. RO4000 and RO3000 are trademarks of Rogers Corporation for its laminates.

©1995 Rogers Corporation

Printed in U.S.A.

5/95

8296-055-15 0-0N

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## RT/duroid® and TMM® Microwave Laminates

PROPERTY	RT/duroid® 5880 (GR, GP)	RT/duroid® 5870 (GR, GP)	ULTRALAM® 2000 (G1, G2)	RT/duroid® 6002	RT/duroid® 6006	RT/duroid® 6010, 6010LM	TMM® Temperature Stable Microwave Laminates				
							3	4	6	10	10I
Dielectric constant and tolerance @10 GHz	2.20±0.020 <i>2.20 ± 0.020</i>	2.33±0.020	2.40±2.60 0.040	2.94±0.040	6.15±0.150	10.2±0.250	3.27 ±0.016	4.50 ±0.045	6.00 ±0.080	9.20 ±0.230	9.80 ±0.245
Dissipation factor (Loss tangent) @10 GHz. Typ.	0.0009	0.0012	0.0019	0.0012	0.0019	0.0023	0.0020	0.0020	0.0023	0.0023	0.0020
Thermal coeff. of ε <sub>r</sub> 0° to 100°C ppm/°C (Typical)	-125	-115	-100	+16	-410	-425	<sup>(4)</sup> +39	—	<sup>(4)</sup> -10	<sup>(4)</sup> -38	<sup>(4)</sup> -43
Volume resistivity Mohm-cm (Minimum)	2x10 <sup>7</sup>	2x10 <sup>7</sup>	2x10 <sup>7</sup>	10 <sup>9</sup>	2x10 <sup>7</sup>	5x10 <sup>9</sup>	3x10 <sup>9</sup>	6x10 <sup>9</sup>	1x10 <sup>9</sup>	2x10 <sup>7</sup>	—
Surface resistivity Mohm (Minimum)	3x10 <sup>9</sup>	2x10 <sup>9</sup>	4x10 <sup>7</sup>	10 <sup>7</sup>	7x10 <sup>7</sup>	5x10 <sup>9</sup>	>9x10 <sup>9</sup>	1x10 <sup>9</sup>	1x10 <sup>9</sup>	4x10 <sup>7</sup>	—
Tensile modulus Kpsi (MPa)	X 156(1076)	189(1340)	1700(11,730)	120(828)	74(511)	135(932)	<sup>(1)</sup> 1916 (13,210)	<sup>(1)</sup> 2000* (13,790)	<sup>(1)</sup> 2200 (15,168)	<sup>(1)</sup> 2400 (16,547)	
(Typical)	Y 125(863)	185(1277)	1300(8970)	120(828)	91(628)	81(559)	<sup>(1)</sup> 1916 (13,210)	<sup>(1)</sup> 2000* (13,790)	<sup>(1)</sup> 2200* (15,168)	<sup>(1)</sup> 2400 (16,547)	—
Compressive modulus-Z axis Kpsi (MPa) (Typical)	136 (938)	120 (828)	—	360* (2482)	155 (1070)	311 (2146)	742 (5116)	752 (5185)	736 (5075)	575 (3964)	—
Moisture absorption D23/24 % (Maximum)	0.015	0.015	0.03	0.1	0.05	0.6 (LM 0.05)	<sup>(2)</sup> 0.04	<sup>(2)</sup> 0.010	<sup>(2)</sup> 0.06	<sup>(2)</sup> 0.09	<sup>(2)</sup> 0.16
Thermal <sup>(4)</sup> conductivity W/m <sup>2</sup> ·K (Typical)	0.20	0.22	0.24	0.60	0.49	0.78	0.70	0.70	0.72	0.76	0.76
Coefficient <sup>(3)</sup> of thermal expansion 0° to 100°C ppm/°C (Typical)	X 31	22	15	16	47	24	16	14	16	16	16*
	Y 48	28	15	16	34	24	16	14	16	16	16*
	Z 237	173	200	24	117	24	20	20	20	20	20*
Specific gravity (Typical)	2.2	2.2	2.2	2.1	2.7	2.9	1.78	2.07	2.37	2.77	2.77

<sup>1)</sup> Estimated  
<sup>2)</sup> Young's Modulus  
<sup>3)</sup> Testing conditions: 50°C, 48 hours, 0.5oz (12.7mm) thick samples.  
<sup>4)</sup> Values reported are based upon data obtained by CTE for the corresponding laminate type. Values for RT/duroid® 6002 and TMM® which do not have a listed tolerance are tested by IPC-TM 650 method 2.5.5.5  
<sup>5)</sup> Tested by ASTM C-16

ข้อมูลนี้จัดทำขึ้นโดยบริษัท RT/duroid และ TMM ซึ่งเป็นผลิตภัณฑ์ของบริษัท RT/duroid และ TMM ซึ่งไม่มีผลผูกพันทางกฎหมาย  
 ไม่สามารถแจกจ่าย หรือใช้เพื่อวัตถุประสงค์อื่นใดโดยไม่ได้รับอนุญาตให้ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่สามารถแจกจ่าย หรือใช้เพื่อวัตถุประสงค์อื่นใดโดยไม่ได้รับอนุญาตให้ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# LOW NOISE InGaAs HEMT

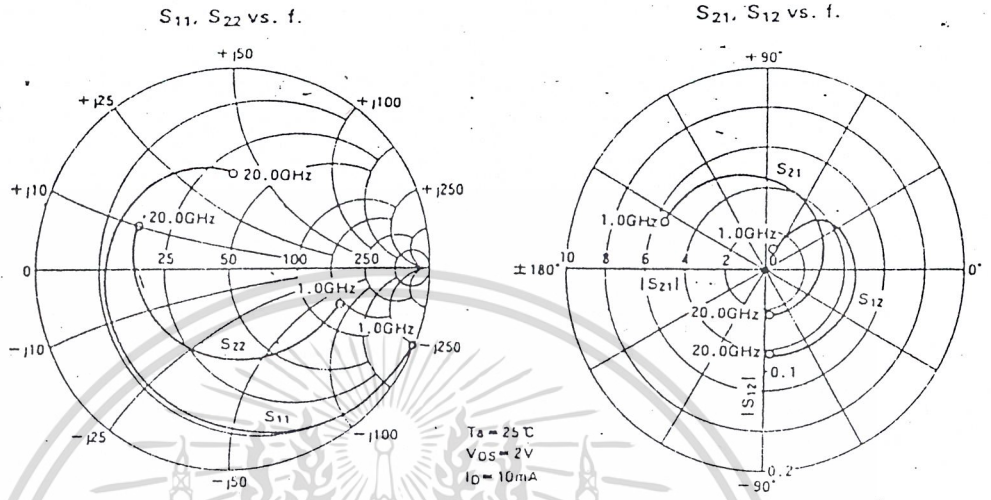
## MGF4xxxx Series

### Typical Characteristics

Type	Freq. (GHz)	NFmin (dB)	Gs. (dB)	Grade	Shipping type	Outline
MGF4314D	12	0.80	11.5	GG	Palette	GD-4
MGF4316D	12	0.75	11.5	GG	Palette	
MGF4317D	12	0.65	11.5	GG	Palette	
MGF4318D	12	0.55	11.5	GG	Palette	
MGF4314E	12	0.80	11.5	GG	Palette	
MGF4318E	12	0.55	11.5	GG	Palette	
MGF4316F	12	0.65	11.5	GG	Palette	
MGF4319F	12	0.45	11.5	GG	Palette	
MGF4416D	12	0.75	11.5	IG	Palette	GD-9
MGF4417D	12	0.65	11.5	IG	Palette	
MGF4418D	12	0.55	11.5	IG	Palette	
MGF4511D	18	1.00	8.0	IG	Palette	GD-15
MGF4714AP	12	0.85	9.0	GG	Tape(Mold package)	GD-18
MGF4914D	12	0.80	11.5	GG	Tape	GD-16
MGF4916D	12	0.75	11.5	GG	Tape	
MGF4917D	12	0.65	11.5	GG	Tape	
MGF4918D	12	0.55	11.5	GG	Tape	
MGF4914E	12	0.80	11.5	GG	Tape	
MGF4918E	12	0.55	11.5	GG	Tape	
MGF4916F	12	0.65	11.5	GG	Tape	
MGF4919F	12	0.45	11.5	GG	Tape	

3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



S PARAMETERS (Ta = 25°C, VDS = 2V, ID = 10mA)

Freq. (GHz)	S <sub>11</sub>		S <sub>21</sub>		S <sub>12</sub>		S <sub>22</sub>		K	MSG/MAG (dB)
	Mag.	Ang.	Mag.	Ang.	Mag.	Ang.	Mag.	Ang.		
1.0	0.983	-27.5	5.636	154.1	0.024	69.7	0.592	-21.7	0.119	23.7
2.0	0.940	-43.7	5.347	139.4	0.038	59.6	0.564	-34.2	0.233	21.5
3.0	0.897	-59.9	5.058	124.8	0.052	49.6	0.536	-46.7	0.305	19.9
4.0	0.854	-76.1	4.769	110.1	0.066	39.5	0.508	-59.2	0.365	18.6
5.0	0.805	-93.8	4.437	95.2	0.073	29.6	0.481	-72.7	0.438	17.8
6.0	0.756	-111.4	4.105	80.3	0.081	19.7	0.453	-86.1	0.520	17.0
7.0	0.726	-125.1	3.825	67.3	0.084	11.5	0.442	-97.7	0.585	16.6
8.0	0.696	-138.8	3.545	54.3	0.087	3.3	0.431	-109.2	0.660	16.1
9.0	0.672	-151.1	3.317	42.6	0.088	-3.3	0.433	-118.7	0.721	15.8
10.0	0.649	-163.3	3.129	30.8	0.089	-9.8	0.436	-128.1	0.790	15.5
11.0	0.633	-175.6	2.984	19.1	0.089	-16.9	0.435	-137.2	0.852	15.3
12.0	0.618	172.2	2.839	7.4	0.089	-23.9	0.434	-146.2	0.921	15.0
13.0	0.608	162.9	2.722	-3.1	0.087	-28.5	0.450	-154.4	0.974	15.0
14.0	0.599	153.5	2.605	-13.6	0.084	-33.0	0.467	-162.5	1.033	13.8
15.0	0.582	143.6	2.536	-24.7	0.085	-39.9	0.484	-169.6	1.061	13.2
16.0	0.566	133.7	2.458	-35.8	0.086	-46.8	0.501	-176.7	1.087	12.8
17.0	0.545	122.0	2.439	-48.2	0.089	-56.1	0.515	-175.9	1.095	12.5
18.0	0.525	110.3	2.410	-60.5	0.091	-65.3	0.529	-168.4	1.101	12.3
19.0	0.495	99.2	2.363	-73.1	0.090	-76.0	0.523	-161.9	1.229	11.3
20.0	0.465	88.1	2.315	-85.6	0.089	-85.6	0.518	-155.4	1.359	10.6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่หรือใช้ประโยชน์ทางการค้า

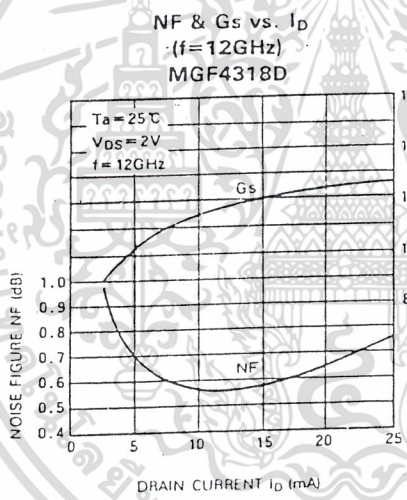
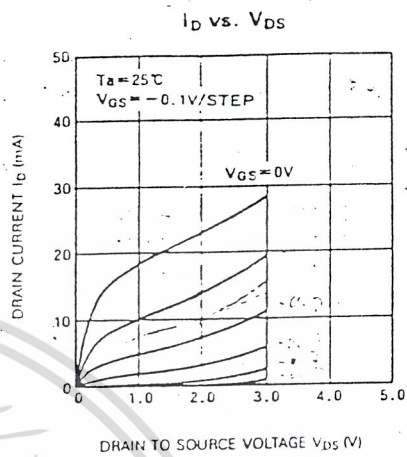
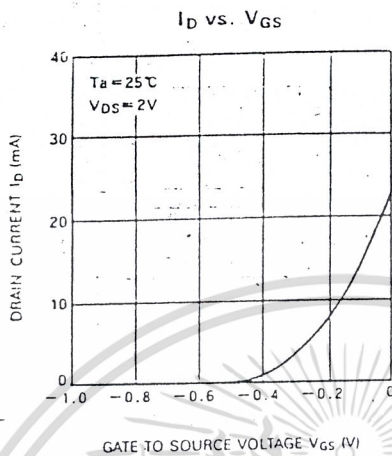
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา หรือ MITSUBISHI ELECTRIC จำกัด ของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



# MGF4310D Series

SUPER LOW NOISE InGaAs HEMT

TYPICAL CHARACTERISTICS (Ta = 25°C)



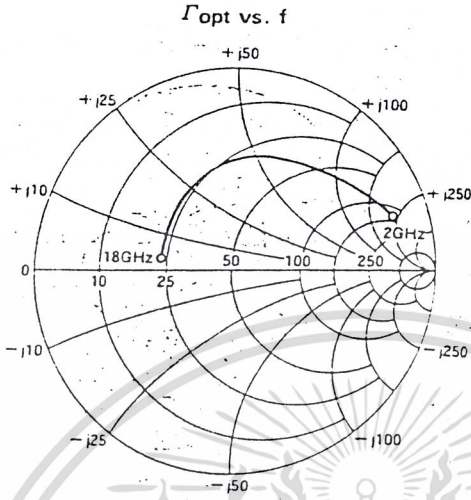
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ภายในเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่ไปใช้ประโยชน์ทางการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและข้อมูลของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



**TAPE CARRIER SMALL SIGNAL GaAs FET**

**NOISE PARAMETERS** ( $V_{DS}=3.0V, I_D=10mA$ )



Frequency (GHz)	$\Gamma_{OPT}$		$R_n$ ( $\Omega$ )	NF <sub>min</sub> (dB)
	MAG	ANG		
2	0.820	18.5	23.5	0.68
4	0.695	36.0	21	0.75
8	0.573	81.2	19	1.30
12	0.489	115.8	17	1.80
18	0.362	173.0	21	2.55

**G<sub>ip</sub> and P<sub>1dB</sub>** ( $T_a=25^\circ C, V_D=3V$ )

	f = 4GHz		f = 12GHz	
	$I_D=10mA$	$I_D=30mA$	$I_D=10mA$	$I_D=30mA$
G <sub>ip</sub> (dB)	15.9	16.9	11.7	12.0
P <sub>1dB</sub> (dBm)	12.4	14.2	10.9	12.8

# MGF4310D Series

SUPER LOW NOISE InGaAs HEMT

## DESCRIPTION

The MGF4310D series super-low-noise HEMT (High Electron Mobility Transistor) is designed for use in X to K band amplifiers. The hermetically sealed metal-ceramic package assures minimum parasitic losses, and has a configuration suitable for microstrip circuits.

## FEATURES

- Low noise figure @f=12GHz  
 MGF4314D: NFmin.=1.00dB (MAX)  
 MGF4316D: NFmin.=0.80dB (MAX)  
 MGF4317D: NFmin.=0.70dB (MAX)  
 MGF4318D: NFmin.=0.60dB (MAX)
- High associated gain G<sub>s</sub>=9.5dB(MIN) @f=12GHz

## APPLICATION

X to K band super-low-noise amplifiers.

## QUALITY GRADE

- GG

## RECOMMENDED BIAS CONDITIONS

- V<sub>DS</sub>=2V I<sub>D</sub>=10mA
- Refer to Bias Procedure

## ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (T<sub>a</sub>=25°C)

Symbol	Parameter	Ratings	Unit
V <sub>GDO</sub>	Gate to drain voltage	-4	V
V <sub>GSO</sub>	Gate to source voltage	-4	V
I <sub>D</sub>	Drain current	60	mA
P <sub>T</sub>	Total power dissipation	50	mW
T <sub>ch</sub>	Channel temperature	125	°C
T <sub>stg</sub>	Storage temperature	-65 ~ 125	°C

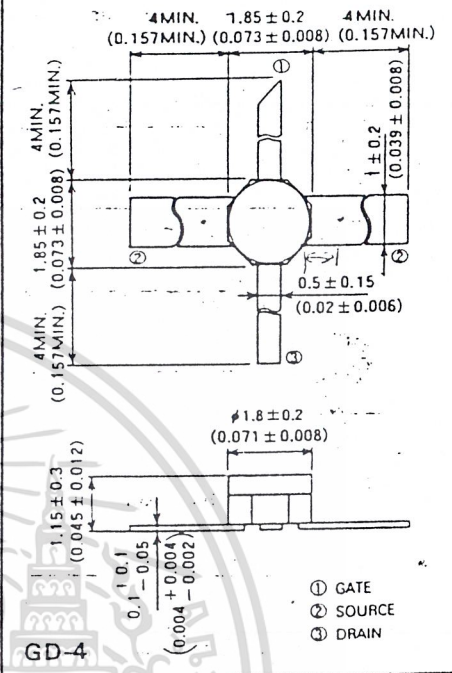
## ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T<sub>a</sub>=25°C)

Symbol	Parameter	Test conditions	Limits			Unit	
			Min	Typ	Max		
V <sub>(BR)GDO</sub>	Gate to drain breakdown voltage	I <sub>G</sub> = -100 μA	-3	—	—	V	
V <sub>(BR)GSO</sub>	Gate to source breakdown voltage	I <sub>G</sub> = -100 μA	-3	—	—	V	
I <sub>GSS</sub>	Gate to source leakage current	V <sub>GS</sub> = -2V, V <sub>DS</sub> = 0V	—	—	50	μA	
I <sub>DSS</sub>	Saturated drain current	V <sub>GS</sub> = 0V, V <sub>DS</sub> = 2V	10	20	60	mA	
V <sub>GS(off)</sub>	Gate to source cut-off voltage	V <sub>DS</sub> = 2V, I <sub>D</sub> = 500 μA	-0.1	—	-1.5	V	
g <sub>m</sub>	Transconductance	V <sub>DS</sub> = 2V, I <sub>D</sub> = 10mA	40	60	—	mS	
G <sub>s</sub>	Associated gain	V <sub>DS</sub> = 2V, I <sub>D</sub> = 10mA, f = 12GHz	9.5	11.5	—	dB	
NF <sub>min</sub>	Minimum noise figure		MGF4314D	—	0.80	1.00	dB
			MGF4316D	—	0.75	0.80	dB
			MGF4317D	—	0.65	0.70	dB
			MGF4318D	—	0.55	0.60	dB
R <sub>th(ch-a)</sub>	Thermal Resistance	• 1 ΔV <sub>f</sub> method	—	—	625	°C/W	

• 1: Channel to ambient

## OUTLINE DRAWING

Unit: millimeters (inches)



GD-4

- ① GATE
- ② SOURCE
- ③ DRAIN



MITSUBISHI  
ELECTRIC