

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

วงจรรขยายความถี่สูงและสัญญาณรบกวนต่ำ
HIGH FREQUENCY AND LOW NOISE AMPLIFIER



โดย
นายฉลอง แซ่ซำ
นายวิสูตร อิ่มเข้ม

เลขหม.....
เลขทะเบียน... 33924
วัน, เดือน, ปี 20 ก.ย. 2542

ปริญญาบัตรฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชา เทคโนโลยีอิเล็กทรอนิกส์ ภาควิชาเทคนิคอุตสาหกรรม
คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้นานี้เห็นนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ปีการศึกษา 2541
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์ วงจรขยายความถี่สูงและสัญญาณรบกวนต่ำ
(HIGH FREQUENCY AND LOW NOISE AMPLIFIER)

จัดทำโดย นายฉลอง แชนซ์ 40012004
 นายวิสูตร อิมแย้ม 40012029

ภาควิชา เทคนิคอุตสาหกรรม

อาจารย์ที่ปรึกษา รศ.ประกิจ ตังติสานนท์
 อ.มนต์ชัย แชนซ์ชัย

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง อนุมัติให้วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาค้นคว้าหลักสูตรปริญญาอุตสาหกรรมบัณฑิต



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	วงจรรขยายความถี่สูงและสัญญาณรบกวนต่ำ		
จัดทำโดย	นายฉลอง	แซ่ซ่า	40012004
	นายวิสูตร	อิมแฮม	40012029
อาจารย์ที่ปรึกษา	รศ.ประกิจ	ดั่งศิษานนท์	
	อ.มนต์ชัย	แฮมซ้อย	
ระดับการศึกษา	ปริญญาตรีอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต		
ปีการศึกษา	2541		



วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอวงจรรขยายความถี่สูงที่มีสัญญาณรบกวนต่ำ (LNA) แบบภาคเดียว โดยกรรมวิธีในการออกแบบอาศัยหลักการของสัญญาณขนาดเล็ก, พารามิเตอร์การกระจาย, สมิททาร์ต ซึ่งเป็นแนวทางในการช่วยออกแบบวงจรที่ความถี่ 8 GHz และ 10 GHz วงจรรขยายความถี่สูงสัญญาณรบกวนต่ำสร้างมาจาก MESFET ที่มีสัญญาณรบกวนต่ำ จากผลการสังเกตการวัดวงจรรขยายความถี่สูงสัญญาณรบกวนต่ำ สามารถทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพและมีเสถียรภาพ โดยมีสัญญาณรบกวนประมาณ 1.3 dB และมีค่า VSWR ทางอินพุท 1.3:1 และรักษาระดับอัตราขยายประมาณ 10 dB ที่ 10 GHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PROJECT HIGH FREQUENCY AND LOW NOISE AMPLIFIER

NAME Mr.Chalong SAE-SUM
Mr.Wisuth IMYAM

ADVISOR Assoc. Prof. Prakrit TANGTISANON
Ajarn Monchai CHAMCHOY

LEVEL OF STUDY BACHELOR'S DEGREE IN INDUSTRIAL
(ELECTRONICS TECHNOLOGY)

ACADEMIC 1998

ABSTRACT

This project present the single state low noise figure and high frequency amplifier (LNA). The design method is base on the small-signal S-parameter,smith chart is used to help in the design procedure 8 GHz and 10 GHz LNAs were fabricated with low noise MESFET. From measured result observed that the LNAs can be also operated with a good performance and stable operation which noise figure is about 1.3 dB and input VSWR is 1.3:1 while maintain the opetating gain is about at 10 dB at 10 GHz.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

ปริญญาบัตรฉบับนี้ สำเร็จลุล่วงไปด้วยดีเกิดจากความร่วมมือร่วมใจของคณะผู้จัดทำ โดยได้รับความช่วยเหลือในการให้คำแนะนำและข้อมูลต่างๆ จากอาจารย์ที่ปรึกษาปริญญาบัตร คือ รศ.ประภิจ ตั้งติสานนท์, อ.มนต์ชัย แซ่มซ้อย, อ.สถาพร พรมหวงษ์, รุ่งที่ปริญญาโท และร้าน อาณาตรอน ซึ่งได้ให้คำแนะนำและให้การสนับสนุนอุปกรณ์ในการทำโครงการนี้ จึงได้ขอขอบคุณไว้ ณ ที่นี้ด้วย

สุดท้ายต้องขอขอบคุณอาจารย์ทุกท่านที่ช่วยประสาทวิชาให้ความต่างความรู้ต่างๆจนสามารถทำโครงการนี้ขึ้นได้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

บทคัดย่อภาษาไทย	ก
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	ข
กิตติกรรมประกาศ	ค
สารบัญ	ง
สารบัญรูป	ช
สารบัญตาราง	ฉ
คำศัพท์	ฐ
สัญลักษณ์	ท
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ	3
2.1 ความรู้พื้นฐาน	3
2.1.1 แถบสเปกตรัมความถี่	3
2.1.2 สนามไฟฟ้า และสนามแม่เหล็กแปรเปลี่ยนตามเวลา	3
2.1.3 ตัวแปรต่างๆที่สำคัญสำหรับการวัดในย่านไมโครเวฟ	10
2.1.4 ความถี่	11
2.1.5 ความยาวคลื่นและความเร็วคลื่น	11
2.1.6 ค่าอิมพีแดนซ์จริงของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า	13
2.1.7 เดซิเบล	13
2.1.8 สัญลักษณ์รบกวน	16
2.2 ทฤษฎีสายนำสัญญาณ	17
2.2.1 ความแตกต่างในการวิเคราะห์วงจรที่ใช้สัญญาณความถี่ต่ำและสูง	18
2.2.2 สายนำสัญญาณ	19
2.2.3 สมการที่ใช้ในการหาค่าอินพุตอิมพีแดนซ์	31
2.2.4 ลักษณะสมบัติของสายนำสัญญาณครึ่งคลื่นและหนึ่งส่วนสี่คลื่น	32
2.2.5 ความสูญเสียบนสายนำสัญญาณ	34

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่เผยแพร่โดยไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3 ทฤษฎีที่ใช้ในการออกแบบ

3.1 พารามิเตอร์เมตริกซ์การกระจาย	
3.1.1 พารามิเตอร์เมตริกซ์การกระจาย	37
3.1.2 นิยามและความหมายของเมตริกซ์การกระจาย	37
3.1.3 เมตริกซ์การกระจายสำหรับวงจร 2 พอร์ต	38
3.2 กราฟการไหลสัญญาณ	43
3.3 สมิมิซาร์ต	44
3.3.1 บทนำ	44
3.3.2 เส้นผ่านศูนย์กลางของสมิมิซาร์ต	46
3.3.3 วงกลมแทนความต้านทานและคอนดัคแตนซ์คงที่	48
3.3.4 เส้นโค้งแทนรีแอกแตนซ์และซัพเพสแตนซ์คงที่	48
3.3.5 การนำสมิมิซาร์ตไปใช้งานด้านไมโครเวฟ	50
3.3.6 การพล็อตอิมพีแดนซ์เชิงซ้อนบนสมิมิซาร์ต	51
3.3.7 การหาค่า VSWR เมื่อทราบค่าโหนดที่ต่อปลายสายนำสัญญาณ	51
3.3.8 การหาค่าแอดมิตแตนซ์ Y_L เมื่อทราบค่าอิมพีแดนซ์ Z_L	52
3.4 การแมตซ์สายท่อน	53
3.5 การแมตซ์สายท่อนแบบปิดและแบบเปิด	55
3.6 ไมโครสตริป	58
3.6.1 บทนำ	58
3.6.2 โครงสร้างและคุณสมบัติของไมโครสตริป	58
3.6.3 การส่งผ่านของคลื่นในไมโครสตริป	62
3.6.4 การออกแบบไมโครสตริป	65
3.6.5 ตัวประกอบคุณภาพ (Quality Factor Q)	68
3.7 ฟิวด์เอฟเฟคทรานซิสเตอร์	70
3.7.1 ชนิดของฟิวด์เอฟเฟคทรานซิสเตอร์	71
3.7.2 ลักษณะการจัดวางตัวฟิวด์เอฟเฟคทรานซิสเตอร์	71
3.7.3 ฟิวด์เอฟเฟคทรานซิสเตอร์มีข้อได้เปรียบมากกว่าทรานซิสเตอร์	72
3.7.4 โครงสร้างของไมโครเวฟเฟทแบบต่างๆ	73
3.7.5 ตระกูลของเกทที่ใช้ในย่านความถี่ไมโครเวฟ	76

3.7.6	ทรานซิสเตอร์ที่มีการเคลื่อนที่ของอิเล็กตรอนสูง	77
3.7.7	Radial Stub	79
3.8	วงจรไบแอส	
3.8.1	วงจรไบแอสสำหรับ GaAs MESFETs	81
บทที่ 4	การออกแบบวงจร	85
4.1	เสถียรภาพของวงจรขยาย	85
4.2	ชนิดของเสถียรภาพของวงจรขยาย	85
4.3	วงกลมเสถียรภาพ	85
4.4	เสถียรภาพวิกฤต	88
4.5	การเกิดการไม่เสถียร	88
4.6	ลำดับขั้นการออกแบบวงจร	89
4.7	อัตราขยายกำลัง	91
4.8	พารามิเตอร์ของสัญญาณรบกวน	94
4.9	ขั้นตอนการออกแบบวงจรขยายความถี่สูงสัญญาณรบกวนต่ำ	94
4.9.1	ขั้นตอนในการออกแบบวงจร LNA	95
4.9.2	วิธีการออกแบบวงจร LNA	97
4.10	การใช้งานโปรแกรม LEDIT TUTORIAL	105
4.10.1	การเรียก LEDIT	105
4.10.2	การสร้างภาพบน LEDIT	106
4.10.3	การเลือก	108
4.10.4	Cyclic Selection	108
4.10.5	Extend Selection	108
4.10.6	การใช้งานโปรแกรม Puff	111
4.11	ขั้นตอนการสร้าง	116
4.11.1	อุปกรณ์ที่ใช้สร้างวงจรขยายความถี่สูง	116
4.11.2	ขั้นตอนการสร้างชิ้นงาน	116

บทที่ 5	การทดสอบและวัดสัญญาณ	122
----------------	-----------------------------	------------

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า
 5.1 ลำดับขั้นการทดลอง 122
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.2 วัดสัญญาณจากเครื่อง Network Analyzer	122
5.3 สรุปและวิจารณ์ผลการทดลองวงจรขยายความถี่ที่ 8 GHz	129
5.4 สรุปและวิจารณ์ผลการทดลองวงจรขยายความถี่ที่ 10 GHz	136
บทที่ 6 บทสรุป	137
บรรณานุกรม	
ภาคผนวก	



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

รูปที่ 2.1 ลักษณะการแพร่กระจายของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก รอบๆแท่งสายอากาศ	6
รูปที่ 2.2 ลักษณะของสนามไฟฟ้าที่ระยะไกลจากสายอากาศ	7
รูปที่ 2.3 การรวม P (dBm) เข้ากับ P (dB)	17
รูปที่ 2.4 สายนำสัญญาณที่แบ่งออกเป็นส่วนๆ	20
รูปที่ 2.5 แบบจำลองของตัวแปรแบบรวมกลุ่มก่อน	21
รูปที่ 2.6 การประจุของตัวเก็บประจุในแต่ละหนึ่งหน่วยความยาว	21
รูปที่ 2.7 การป้อนแรงดันไฟตรงให้แก่สายนำสัญญาณ	21
รูปที่ 2.8 วงจรสมมูลรูปคลื่นแรงดันและกระแสที่เกิดขึ้นในสาย	25
รูปที่ 2.9 ความสัมพันธ์ระหว่างตัวแปรในสมการที่ 2.35	31
รูปที่ 2.10 หนึ่งรอบหรือหนึ่งคาบเวลาของคลื่น โดยใช้หน่วยวัดทั้งสองแบบ	32
รูปที่ 2.11 ตัวแปรที่เกี่ยวข้องกับสายนำสัญญาณหนึ่งส่วนสี่คลื่น	33
รูปที่ 2.12 การลดทอนของคลื่นแรงดันเนื่องจากความสูญเสียในสาย	35
รูปที่ 2.13 การลดทอนของความหนาแน่นกระแสเนื่องจากความถี่ของพื้นผิว	36
รูปที่ 3.1 วงจรสองพอร์ตที่มีความไวต่อเนื่องที่จุดเชื่อมต่อ	38
รูปที่ 3.2 ตัวอย่างวงจรสองพอร์ตที่ใช้ในการหาพารามิเตอร์การกระจาย	40
รูปที่ 3.3 วงจรสองพอร์ตที่ต่อปลายสายไว้ด้วยโหลดที่ไม่ใช่แมตซ์ชิงโหลด	42
รูปที่ 3.4 กราฟการไหลสัญญาณของพารามิเตอร์การกระจาย	44
รูปที่ 3.5 กราฟการไหลสัญญาณของวงจรสองทางเข้าและออก	44
รูปที่ 3.6 เส้นผ่านศูนย์กลางแสดงความต้านทานหรือคอนดัคแตนซ์คงที่	46
รูปที่ 3.7 แสดงลักษณะของสมิทชาร์ต	47
รูปที่ 3.8 แสดงวงกลมคอนสแตนซ์ R หรือ คอนทราสต์ G	48
รูปที่ 3.9 แสดงเส้นโค้งแทนรีแอกแตนซ์คงที่	49
รูปที่ 3.10 แสดงสเกลรีแอกแตนซ์ที่เป็นบวกและลบ	50
รูปที่ 3.11 แสดงตำแหน่งอิมพีแดนซ์เชิงซ้อนบนสมิทชาร์ต	51
รูปที่ 3.12 แสดงตำแหน่งของ VSWR ที่อ่านจากสมิทชาร์ต	52
รูปที่ 3.13 แสดงซัพสแตนซ์	53
รูปที่ 3.14 แสดงซัพสแตนซ์	53

รูปที่ 3.15 การแมตช์สายท่อน	54
รูปที่ 3.16 ค่าแอดมิตแดนซ์ของสายท่อน	55
รูปที่ 3.17 แสดงการแมตช์วงจร	55
รูปที่ 3.18 สมิตชาร์ตแสดงการแมตช์ทางซอร์ส	56
รูปที่ 3.19 สมิตชาร์ตแสดงการแมตช์ทางโหลด	57
รูปที่ 3.20 วงจรที่ทำการแมตช์แล้ว	58
รูปที่ 3.21 โครงสร้างของไมโครสตริป	59
รูปที่ 3.22 การคิดค่าแทนซีต้า	62
รูปที่ 3.23 เส้นแรงไฟฟ้าในระนาบตามขวางของไมโครสตริป	63
รูปที่ 3.24 แสดงความยาวคลื่นที่นอร์มอลไลซ์แล้วของสายไมโครสตริปกับ W/h	67
รูปที่ 3.25 เป็นการแสดงอิมพีแดนซ์ของสายไมโครสตริประหว่าง W/h กับ ϵ_r	67
รูปที่ 3.26 เปรียบเทียบการจัดหาระหว่างหลอดสูญญากาศทรานซิสเตอร์และเฟท	71
รูปที่ 3.27 ลักษณะ ไมโครเวฟเฟท	73
รูปที่ 3.28 โครงสร้างของ JFET	73
รูปที่ 3.29 โครงสร้างของมอสเฟท	74
รูปที่ 3.30 โครงสร้างของ MESFET	74
รูปที่ 3.31 โครงสร้างของ GaAsFET	75
รูปที่ 3.32 ลักษณะ โครงสร้างภายในของ GaAs	75
รูปที่ 3.33 ลักษณะรูปร่างของ GaAs FET	77
รูปที่ 3.34 โครงสร้างของ HEMT	78
รูปที่ 3.35 เรเดียลสตีปแบบอนุกรมและแบบขนาน	80
รูปที่ 3.36 แสดงพฤติกรรมที่มีผลกับความถี่ของคาร์แอกแดนซ์ของเรเดียลสตีป	80
รูปที่ 3.37 แสดงค่าอิมพีแดนซ์อินพุทของเรเดียลสตีป ($r_0 = 0.5\text{cm}, \alpha = 60^\circ$)	81
รูปที่ 3.38 แหล่งจ่ายไฟเลี้ยงคู่ที่มีแรงดันไฟทั้งบวกและลบ	82
รูปที่ 3.39 แหล่งจ่ายไฟเลี้ยงวงจรแบบคู่	83
รูปที่ 3.40 แหล่งจ่ายไฟเลี้ยงวงจรแบบเดี่ยว	83
รูปที่ 3.41 วงจรไบแอสแบบแอกทีฟ	84
รูปที่ 4.1 เสถียรภาพแบบไม่มีเงื่อนไข	89
รูปที่ 4.2 เสถียรภาพแบบมีเงื่อนไข	89
รูปที่ 4.3 วงจรที่ได้จากการออกแบบที่ความถี่ 8 GHz	101

รูปที่ 4.4 วงจรที่ได้จากการออกแบบที่ความถี่ 10 GHz	105
รูปที่ 4.5 แสดงหน้าจอการทำงานของโปรแกรม LEDIT	106
รูปที่ 4.6 แสดงการกำหนดขนาดของเซลล์ที่จะทำการสร้าง	106
รูปที่ 4.7 แสดงเลขอร์ที่จะทำการเลือก	107
รูปที่ 4.8 เครื่องมือที่ใช้ในการวาด	107
รูปที่ 4.9 ตัวอย่างการวาดวงจรบนพื้นที่ทำการ	110
รูปที่ 4.10 แสดงการรวมเซลล์ทั้งหมดให้เป็นเซลล์เดียวกัน	111
รูปที่ 4.11 แสดงการสร้างวงจรที่ออกแบบจาก โปรแกรม Puff	115
รูปที่ 4.12 แสดงการพล็อตกราฟหาค่าเกณฑ์ต่างๆ	115
รูปที่ 4.13 ติดแผ่นครายฟิล์มลงบนแผ่นเพปลอน	118
รูปที่ 4.14 ลอกแผ่นพลาสติกที่ติดอยู่กับครายฟิล์มออก	119
รูปที่ 4.15 ล้างครายฟิล์มส่วนที่ไม่ต้องการออก	120
รูปที่ 4.16 วงจรที่ทำการกัดเอาทองแดงส่วนที่ไม่ต้องการออกไปแล้ว	121
รูปที่ 4.17 รูปวงจรที่เสร็จสมบูรณ์แล้ว	121
รูปที่ 5.1 แสดงค่า SWR ของวงจร LNA ที่ความถี่ 8.205 GHz (วัดที่ S_{22})	123
รูปที่ 5.2 แสดงค่า SWR ของวงจร LNA ที่ความถี่ 8.205 GHz (วัดที่ S_{11})	123
รูปที่ 5.3 แสดงสัญญาณที่วัดได้ของ S_{11}	124
รูปที่ 5.4 แสดงสัญญาณที่ได้จากโปรแกรม Puff	125
รูปที่ 5.5 แสดงสัญญาณที่วัดได้ของ S_{12}	125
รูปที่ 5.6 แสดงสัญญาณที่วัดได้ของ S_{12} จากการใช้โปรแกรม Puff	126
รูปที่ 5.7 แสดงสัญญาณที่วัดได้ของ S_{21}	126
รูปที่ 5.8 แสดงสัญญาณที่ได้จากโปรแกรม Puff ของ S_{21}	127
รูปที่ 5.9 แสดงสัญญาณที่วัดได้ของ S_{22}	128
รูปที่ 5.10 แสดงสัญญาณที่ได้จากโปรแกรม Puff	128
รูปที่ 5.11 แสดงค่า SWR ของวงจร LNA ที่ความถี่ 10.08 GHz (S_{22})	129
รูปที่ 5.12 แสดงค่า SWR ของวงจร LNA ที่ความถี่ 10.12 GHz (S_{11})	130
รูปที่ 5.13 แสดงสัญญาณที่วัดได้ของ S_{11}	131
รูปที่ 5.14 แสดงสัญญาณที่ได้จากโปรแกรม Puff	131
รูปที่ 5.15 แสดงสัญญาณที่วัดได้ของ S_{12}	132
รูปที่ 5.16 แสดงสัญญาณที่วัดได้ของ S_{12} จากโปรแกรม Puff	133

รูปที่ 5.17 แสดงสัญญาณที่วัดได้ของ S_{21}	133
รูปที่ 5.18 แสดงสัญญาณที่ได้จากโปรแกรม Puff ของ S_{21}	134
รูปที่ 5.19 แสดงสัญญาณที่วัดได้ของ S_{22}	135
รูปที่ 5.20 แสดงสัญญาณที่ได้จากโปรแกรม Puff ของ S_{22}	135



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

ตารางที่ 2.1	คำเรียกแถบความถี่แต่ละย่านที่ใช้กันทั่วไป	3
ตารางที่ 2.2	คำเรียกแถบความถี่ย่าน ไมโครเวฟเมื่อเริ่มแรก	4
ตารางที่ 2.3	การแบ่งแถบความถี่ย่อยของ IEEE	4
ตารางที่ 2.4	การเปรียบเทียบค่าอัตราส่วนในรูป V(dB) และ P(dB)	15
ตารางที่ 2.5	เปรียบเทียบค่ากำลังวัตต์กับค่ากำลัง dBm	17
ตารางที่ 2.6	ค่าความต้านทานของโลหะตัวนำ	36
ตารางที่ 3.6.1	คุณสมบัติของวัสดุฐานรองแบบต่างๆ	60
ตารางที่ 3.6.2	ค่า ϵ_r และ $\sigma/\omega\epsilon'$ ของสารชนิดต่างๆ	60
ตารางที่ 3.7.1	แสดงการเปรียบเทียบกันระหว่าง GaAsFET กับ HEMT	78



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คำศัพท์

Ampere	หน่วยของกระแสไฟฟ้าในระบบหน่วย “เมตร- กิโลกรัม - วินาที” หน่วยของกระแสไฟฟ้านี้กำหนดขึ้น ในพจน์ของแรงดึงดูดระหว่างตัวนำสองตัวที่มีกระแสไฟฟ้าไหล ผ่าน เรียกโดยย่อว่า แอมป์
Atten	ตัวลดขนาดของสัญญาณไฟฟ้าในทางอุดมคติ มีหน่วย เป็นเดซิเบล
Branch	ส่วนของวงจรขั้วประกอบด้วย two – terminal elements ตั้งแต่ 1 ตัว ขึ้นไปในทางอนุกรม หรือ เรียกอีกอย่างว่า อาร์ม (arm)
Broad band	สัญญาณในย่านแถบความถี่ที่มีการตอบสนองแบนราบ ภายใน ช่วงกว้างของความถี่
Capacitance	อัตราส่วนของจำนวนประจุบนตัวนำของตัวเก็บประจุ (จะมีตัว นำประจุบวกและตัวนำประจุลบด้วยขนาดเท่า ๆ กันของประจุ) ต่อความแตกต่างของศักย์ไฟฟ้าระหว่างสองตัวนำนี้
Capacitor	อุปกรณ์ที่ประกอบด้วยตัวนำสองชิ้น เช่น แผ่นตัวนำขนานแยก ห่างจากกันโดยอาศัยไดอิเล็กตริก ซึ่งทำให้เกิดความจุประจุขึ้น ในวงจรใช้เป็นตัวเก็บพลังงานทางไฟฟ้า หรือเป็นตัวกันกระแส ตรงให้เฉพาะกระแสสลับผ่านตามสภาวะค่าความจุ
Channel	วิถีกระแสหลักระหว่างขั้วต่อฮอรัสและเดรนใน ทรานซิสเตอร์ชนิดฟิลด์เอฟเฟกต์ หรืออุปกรณ์ประเภทสารกึ่ง ตัวนำอื่นๆ
Chip capacitor	ตัวเก็บประจุ โมโนลิติกชนิดชั้นเดียว หรือหลายชั้น โดย สร้างในรูปแบบของชิป มีโหนดปลายสายฉาบด้วยโลหะ ซึ่งช่วย ในการต่อเข้าวงจร
Conductance	ส่วนจริงของแอดมิตแดนซ์ของวงจรเมื่อเพิ่มอิมพีแดนซ์ จะไม่มีรีแอกแตนซ์เหมือนในวงจรกระแสตรง โดยเป็น ส่วนกลับของความต้านทาน และเป็นการวัดความสามารถของวง จรที่จะนำไฟฟ้า สัญลักษณ์คือ G

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Conductivity	อัตราส่วนของความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้า ต่อสนามไฟฟ้า ในวัสดุ
Conjugate impedance	อิมพีแดนซ์ที่มีส่วนประกอบความต้านทานที่เท่ากัน
c : connector separation	ระยะห่างของพอร์ตแต่ละด้าน
dBm : decibel above 1 milliwatt	หน่วยวัดของกำลังมีค่าเท่ากับ $10 \log (P/0.001 \text{ watt})$ โดยที่ P เป็นกำลังมีหน่วยเป็นวัตต์
Depletion	การลดลงของความหนาแน่นพาหะนำประจุในสารกึ่งตัวนำ จน ต่ำกว่า ค่าปกติในอุณหภูมิที่กำหนดให้ และระดับการโด๊ป
Depletion layer	ชั้นคู่เชิงไฟฟ้าที่ผิวหน้าสัมผัสของโลหะและสารกึ่งตัวนำที่มีฟังก์ชัน การทำงานที่แตกต่างกัน ทั้งนี้เนื่องจากความหนาแน่นประจุพาหะ เคลื่อนไหวได้ไม่เพียงพอต่อการทำให้ความหนาแน่นประจุ ของ ผู้ให้และผู้รับเป็นกลางได้
Dielectric strength	เกรเดียนต์ศักย์ไฟฟ้าสูงสุดที่วัสดุสามารถทนได้โดยไม่แตกกร้าว ส่วนมากอยู่ในรูปของ โวลต์ต่อมิลลิเมตรของความหนา
Diffused junction	รอยต่อสารกึ่งตัวนำที่ถูกร้างโดยการแพร่ซึมของความไม่ บริสุทธิ์ภายในผลึกของสารกึ่งตัวนำ
Equivalent noise resistance	ความหนาแน่นสเปกตรัมของเครื่องกำเนิดความต่างศักย์ การรบกวนวัดเป็น โอห์มที่ความถี่ที่กำหนดแล้ว หรือ ค่าความต้าน ทานสมมูลแทนสัญญาณรบกวน
electric field	สนามไฟฟ้า
	1. สนามหลักมูลสนามหนึ่งในหลักธรรมชาติ ซึ่งก่อให้เกิดสารมี ประจุที่ถูกดูดหรือถูกผลักดันด้วยสารมีประจุอื่น ๆ ที่สัมพันธ์กับ คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า หรือการเปลี่ยนแปลงของสนามแม่เหล็ก
	2. ตามที่กำหนด แรงทาง ไฟฟ้าต่อหน่วยประจุทดสอบ
Epitaxial layer	ชั้นของสารกึ่งตัวนำที่มีการจัดเรียงตัวแบบผลึก
fd : design frequency	ค่าความถี่ที่ใช้ในการออกแบบ
Feedback	การกลับมาของส่วนหนึ่งของเอาต์พุตของวงจร หรือการป้อน กลับสู่อินพุต
Feed through	จุดต่อป้อนผ่านที่ให้ค่าความจุไฟฟ้าที่ต้องการ ระหว่างตัวนำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับบุคลากรภายในหน่วยงานนี้ ไม่สามารถนำไปใช้ประโยชน์ในการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

	และฐานโลหะ หรือแผง ซึ่งตัวนำที่ต่อผ่านส่วนมากใช้ในการบายพาสในวงจรความถี่สูงมาก
GaAs : Gallium arsenide	สารตัวนำที่มีช่องว่างแถบต้องห้ามเท่ากับ 1.4 เล็กตรอนโวลท์ และที่อุณหภูมิทำงานสูงสุด เท่ากับ 400 °C เมื่อใช้ในทรานซิสเตอร์
Grown junction	รอยต่อที่สร้างขึ้น โดยการเปลี่ยนชนิด และปริมาณโดเนอร์ และแอกเซพเตอร์ของสารเจือปน ซึ่งผลสมระหว่างการสร้างผลึกของสารกึ่งตัวนำจาก สารหลอม
h : dielectric thickness	ค่าความหนาของวัสดุฐานรองที่นำมาสร้าง
Hetero junction	ขอบเขตระหว่างวัสดุสารกึ่งตัวนำต่างกัน 2 ตัว ซึ่งมักจะมีคุณสมบัติไม่ต่อเนื่องที่ตัดทิ้งได้ใน โครงสร้างผลึก
Impedance	อิมพีแดนซ์ทางไฟฟ้า <ol style="list-style-type: none"> 1. การต้านทานรวมทั้งหมดที่วงจรกระทำกับไฟฟ้ากระแสสลับ มีค่าเท่ากับอัตราส่วนเชิงซ้อนระหว่างแรงดันกับกระแสในรูปแบบเชิงซ้อน เรียกว่าอิมพีแดนซ์เชิงซ้อน 2. อัตราส่วนระหว่างแรงดันสูงสุดในวงจร ไฟฟ้ากระแสสลับ กับกระแสสูงสุด
Inductive reactance	รีแอกแตนซ์ที่เกิดจากความเหนี่ยวนำของขดลวด หรือ วงจร
Inductive susceptance	ส่วนกลับของรีแอกแตนซ์ที่เกิดจากความเหนี่ยวนำในวงจร ที่เกือบจะ ไม่มีค่าต้านทาน
Isolation	ความสามารถของวงจรตรรกะที่มีมากกว่าหนึ่งอินพุท เพื่อให้แน่ใจว่าสัญญาณอินพุทแต่ละตัวจะไม่ถูกรบกวนโดยสัญญาณอื่น
Isotropic	การไหลใด ๆ ที่มีทิศทางของสนามไฟฟ้า และขนาดที่ไม่ขึ้นอยู่กับการไหลของสนามไฟฟ้า
Instability	สภาวะของระบบที่มีการป้อนกลับแบบบวกมากเกินไป จนเป็นเหตุของการเกิดออสซิลเลชันที่ไม่ต้องการ ซึ่งยังคงอยู่ในเอาต์พุทของระบบ
JFET : junction field – effect	

เอกสทรานซิสเตอร์ที่สงวนไว้สำหรับฟิลด์เอฟเฟกทรานซิสเตอร์ ชนิดที่มีช่องทางทำด้วยสารกึ่งตัวนำ การคำนวณว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดำเนินการนำไฟฟ้าค่าเชื่อมระหว่างขอร์สและเดรน ช่องทางนี้จะถูกใช้

	ทำให้เล็กลง หรือหายไปซึ่งจะลดการนำไฟฟ้า โดยบริเวณรอยต่อชนิดขาดแคลนตัวนำ เมื่อมีแรงดันไฟฟ้าระหว่างเกิด
LNA : Low noise amplifier	วงจรรขยายสัญญาณความถี่สูงสัญญาณรบกวนต่ำ
lumped	อุปกรณ์จำพวกตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุ และตัวเหนี่ยวนำ
Magnetic field	สนามมูลฐานในธรรมชาติ มักพบในเขตใกล้ขั้วของลำตัวขอบแม่เหล็กหรือตัวนำพาหะกระแส และด้วยสนามไฟฟ้าในคลื่นแสงประจุจะวิ่งผ่านสนามแม่เหล็กและมีแรงลอเรนซ์
Matching	การเชื่อมต่อสองวงจรหรือสองส่วนเข้าด้วยกัน โดยอุปกรณ์การเชื่อมต่อในลักษณะการถ่ายทอดพลังงานเกิดขึ้นสูงสุดระหว่างสองวงจร และอิมพีแดนซ์ของแต่ละวงจรจะมีปลายอยู่ในเงาของมันเอง
MESFET : metal semiconductor field – effect transistor	ฟิลด์เอฟเฟคทรานซิสเตอร์ โดยใช้แผ่นฟิล์มของแกเลียมอาร์เซไนด์กับเกตแบร์ริเออร์ schottkly ซึ่งตั้งโดยการวางของชั้นโลหะตรง ๆ บนผิวของฟิล์ม
Microstrip	เส้นการส่งสตริป โดยพื้นฐานประกอบด้วยสตริปฟิล์มบางสัมผัสใกล้ๆกับด้านหนึ่งของวัสดุฐานรองไดอิเล็กตริก เรียบบกับตัวนำกราวนด์เพลนฟิล์มบางที่คล้าย ๆ กัน บนอีกด้านหนึ่งของวัสดุฐานรอง
Microwave	คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าซึ่งมีความยาวคลื่นระหว่าง 0.3 ถึง 30 เซนติเมตร ตรงกับความถี่ 1 - 100 มิกะเฮิร์ตซ์ อย่างไรก็ตามไม่ได้มีขอบเขตที่แน่นอน แบ่งแยกระหว่างไมโครเวฟจากคลื่นอินฟราเรดและคลื่นวิทยุ
Microwave amplifier	อุปกรณ์ซึ่งเพิ่มกำลังของการแพร่กระจายไมโครเวฟ
Microwave integrated circuit	วงจรไมโครเวฟซึ่งใช้วงจรอินทิเกรต โปรดักชันเทคนิคเกี่ยวกับลักษณะหนาบางของฟิล์ม วัสดุฐานรองไดอิเล็กตริกตัวนำ ตัวต้านทานและเส้นไมโครสตริป เพื่อสร้างชุดประกอบพาสซีฟบน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับ **ไดอิเล็กตริก (MIC)** เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MOSFET : metal oxide

semiconductor field - effect

transistor

ฟิลด์เอฟเฟคทรานซิสเตอร์ ที่ขากทซึ่งถูกทำฉนวนจากการทำ
วัสดุฐานรองสารกึ่งตัวนำโดยใช้แผ่นบางของซิลิคอน -
ไดออกไซด์

Narrow band

สัญญาณในย่านแถบความถี่ที่แบนด์วิดท์แคบ เมื่อเทียบกับความ
ถี่เฉลี่ย ของแถบความถี่นั้น

Ohm

หน่วยของความต้านทานไฟฟ้าในระบบหน่วยเมตร - กิโลกรัม -
วินาที มีค่าเท่ากับความต้านทานที่กระแส 1 แอมแปร์จะไหล
ผ่านเมื่อมีความต่างศักย์ขนาด 1 โวลต์ สัญลักษณ์คือ Ω

Ohmic loss

ความสูญเสียพลังงานไฟฟ้าเพื่อกระแสไหลผ่านความต้านทาน
อันเนื่องมาจากการแปรผันเป็นความร้อน

Permeability

ตัวประกอบซึ่งเป็นคุณลักษณะของวัสดุที่แปรผันกับการเหนี่ยวนำ
แม่เหล็กในวัสดุ ทหารด้วยความแข็งของสนามแม่เหล็ก

Permittivity

ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกคูณด้วยสภาพยอมของปริภูมิว่างเปล่า ที่
สภาพยอมของปริภูมิว่างเปล่า (ϵ_0) เป็นค่าคงตัวที่ปรากฏในกฎ
ของคูลอมบ์ มีค่าเท่ากับ 1 ในหน่วยไฟฟ้าสถิตย์เซนติเมตร-กรัม-
วินาที และเท่ากับ 8.854×10^{-12} ฟารัด/เมตร ในระบบเมตร-
กิโลกรัม-วินาที สัญลักษณ์ คือ ϵ

Pinch - off voltage

แรงดันของทรานซิสเตอร์ชนิดผลสนามที่การไหลของกระแส ะ
หว่างซอร์สและเดรนถูกกั้นไว้ เพราะว่าช่องว่างระหว่างอิเล็ก
โทรดเหล่านี้มีการปลดพาหะอย่างสมบูรณ์

Reactance

ส่วนจินตภาพของอิมพีแดนซ์ของวงจรกระแสสลับ

Resistor

อุปกรณ์ที่ถูกออกแบบมาให้มีความต้านทานจำนวนที่แน่นอน ใช้
ในวงจรเพื่อจำกัดการไหลของกระแส หรือทำให้เกิดความต่าง
ศักย์ตกคร่อม

Reverse bias

ความต่างศักย์ไบแอส ป้อนไปยังขั้วทางกึ่งตัวนำด้วยขั้วที่มี
กระแสไหลน้อย หรือไม่มีกระแสไหลเลย

เอกสาร : **circuit board side length** รับก ค่าขนาดของวงจรที่ทำการสร้าง อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

S - parameter :

Scattering parameter	พารามิเตอร์การกระจาย
Scattering matrix	แถวลำดับสี่เหลี่ยมของจำนวนเชิงซ้อน ประกอบด้วยสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน และสัมประสิทธิ์การสะท้อนของรอยต่อที่นำคลื่น
Schottky barrier	บริเวณจุดเปลี่ยนที่จัดรูปภาพในพื้นที่ผิวสารกึ่งตัวนำ เพื่อทำหน้าที่เป็นคันเร่งกระแสที่รอยต่อด้วยเยื่อของโลหะ
Skin depth	ความลึกใต้พื้นผิวของตัวนำที่มีกระแสที่ความถี่ที่กำหนด อันเกิดจากคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าตกกระทบบนพื้นผิว โดยที่ความหนาแน่นกระแสตกลง 1 เนเปอร์ จากความหนาแน่นกระแสที่พื้นผิว
Skin effect	แนวโน้มของกระแสลัดที่ จะไหลใกล้กับพื้นผิวของตัวนำ ดังนั้นจึงถูกจำกัดอยู่แค่ส่วนเล็กๆของพื้นที่หน้าตัดทั้งหมด และผลผลิตของการเพิ่มความต้านทาน
Skin resistance	ความต้านทานของกระแสตรงของชั้นที่พื้นผิวของตัวนำ ที่มีความหนาแน่นเท่ากับความลึกผิว
Smith chart	แผนภาพเชิงขั้วพิเศษ ที่บรรจุวงกลมของความต้านทานคงตัว วงกลมของรีแอกแตนซ์คงตัว วงกลมของอัตราคลื่นนิ่งคงตัว และรัศมีที่แทนโลซีมัมของเส้นคงตัว ใช้ในการแก้ปัญหาในสายส่งและในท่อนำคลื่น
Strip line	สายส่งแบบแถบกว้างที่ประกอบด้วยตัวนำกลางแถบกว้างโลหะแบน ที่แยกจากตัวนำด้านบนและด้านล่างด้วยแถบไดอิเล็กตริก
Strip transmission line	สายส่งไมโครเวฟที่ประกอบด้วยแถบกว้างโลหะสี่เหลี่ยมบางแถบที่ถูกยึดอยู่เหนือตัวนำระนาบดิน หรือระหว่างตัวนำระนาบดินแบบกว้าง 2 ตัว และมักจะแยกจากตัวนำนั้นด้วยวัสดุไดอิเล็กตริก
Stub	ส่วนสั้นของสายส่งอาจจะเป็นแบบเปิด หรือแบบปิดที่ปลายสุด ที่ถูกต่อขนานกับสายส่ง เพื่อแมตซ์อิมพีแดนซ์ของสายส่ง

เอกสาร Substrate ที่สงวนไว้สำหรับกรวดูเชิงกายภาพที่วงจรขนาดเล็กลูกทำด้วยเส้นใยที่สานอยู่บนแผ่นการคำนวณการคำนวณไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ใช้สำหรับเป็นตัวยึดเชิงกล และใช้เป็นฉนวน เช่น วัสดุฐานรอง เซรามิก พลาสติก และแก้ว อย่างไรก็ตามวัสดุฐานรองสารกึ่งตัวนำและเฟอร์ไรต์ อาจจะใช้ฟังก์ชันเชิงไฟฟ้าด้วย

- SWR : Standing wave ratio** อัตราส่วนคลื่นนิ่ง
- TEM transverse electromagnetic mode** การแพร่กระจายคลื่นสนามแม่เหล็กไฟฟ้าตามขวางในท่อนำคลื่นหรือโพรง
- tline** เป็นสายส่งสัญญาณในทางอุดมคติ
- VSWR : Voltage standing wave ratio** อัตราส่วนของแรงดันสูงสุดต่อแรงดันต่ำสุด หรืออัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดัน
- Xformer** เป็นหม้อแปลงในทางอุดมคติ ซึ่งจะบอกเป็นอัตราส่วน
- zd : normalizing impedance** ค่าอิมพีแดนซ์ที่ทำการเปรียบเทียบค่ามาแล้ว



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญลักษณ์

C	=	Capacitance, linville stability
f_B	=	Bandwith, or upper frequency limit
f_C	=	cut-off frequency of lumped line
f_{max}	=	maximum frequency oscillation, frequency at which power gain of FET or HEMT falls to unity
f_T	=	transition frequency, frequency at which current gain of FET or HEMT
g_f	=	small-signal value of feedback conductance
g_m	=	microwave value of transconductance
g_o	=	microwave output conductance FET or HEMT
G	=	conductance ; gain
G_{g-o}	=	power gain from generator to output
G_i	=	small-signal current gain
G_{LS}	=	large-signal power gain
G_P	=	small-signal power gain of FET or HEMT
G_T	=	transducer power gain
G_{TU}	=	unilateral transducer power gain
h	=	substrate thickness
HEMT	=	high electron mobility transistor
i	=	small-signal current
i_d	=	small-signal drain current
i_D	=	total instantaneous value of drain current
i_g	=	small-signal gate current
i_s	=	small-signal source current
I	=	dc current
I_D	=	dc value of drain current
I_{DSS}	=	drain current with gate shorted to source
I_{DSS}	=	Value of I_{DSS} per unit gate width

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ในการเรียนการสอนที่มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ไม่ควรเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต

k	=	boltzmann's constant
l_d	=	length of microstrip in a drain line section
l_g	=	length of microstrip in a gate-line section
N	=	N-type semiconductor a layer
NF_{min}	=	minimum noise figure
P_o	=	output power
P_{IN}	=	input power
Q	=	quality factor
R	=	resistance ; random number
R_d	=	microwave value of drain series resistance
R_{de}	=	dc value of channel resistance
R_D	=	dc value of drain series resistance
R_g	=	gate resistance at microwave frequency
R_G	=	dc resistance of gate strip
R_N	=	resistance of N-layer in schottky diode
R_S	=	microwave value of source resistance
V_{GS}	=	dc value between gate and actual source
V_F	=	forward gate bias or drive
V_P	=	pinch - off voltage
$VSWR$	=	voltage standing wave ratio
y_{ij}	=	small-signal admittance parameters
Y_L	=	load admittance
Z_C	=	Characteristic impedance of transmission line
α	=	Attenuation per unit distance
β	=	phase coefficient
γ	=	Complex propagation coefficient
Γ_R	=	Reflection coefficient
Γ_L	=	load reflection coefficient

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามเผยแพร่ลงบนสื่อโซเชียลต่างๆ รวมถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ϵ_{eff}	=	Effective permittivity of microstrip
ϵ_r	=	Relative permittivity
λ	=	Mean-free path between scattering events
λ_g	=	Guided wavelength
μ	=	drift mobility ; absolute permeability
σ	=	Conductivity



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

1.1 แนวความคิดในการทำปริญญานิพนธ์

ปัจจุบันการสื่อสารในย่านไมโครเวฟมีบทบาทสำคัญมาก การที่จะศึกษาและทดลองจะต้องมีอุปกรณ์ที่ใช้สำหรับทดลองอย่างครบถ้วนจึงจะได้ผลการศึกษาและการวิเคราะห์อย่างมีบทสรุปแน่นอน ซึ่งอุปกรณ์แต่ละชิ้นในการทดลองมีราคาสูงมาก ไมโครสตริปเป็นอุปกรณ์ชนิดหนึ่งที่ใช้ในการสื่อสารย่านไมโครเวฟ ปัจจุบันมีราคาแพงและยังไม่แพร่หลาย ไมโครสตริปเป็นสายนำสัญญาณที่สร้างบนแผ่นวงจรพิมพ์ใช้ในการเชื่อมโยงชิ้นส่วนอุปกรณ์ต่างๆของวงจรไมโครเวฟซึ่งมีคุณสมบัติที่ดีคือ น้ำหนักเบาและมีขนาดเล็ก

วิวัฒนาการในด้านการสื่อสารทุกระบบ มีการพัฒนาอย่างไร้ขอบเขต ดังนั้นในการจัดสรรแบ่งความถี่ที่มีอยู่จึงต้องจัดให้มีประโยชน์อย่างสูงสุด เพื่อหลีกเลี่ยงการทับกันของความถี่ ในด้านความถี่ที่สูงขึ้นไม่ว่าจะเป็น VHF,UHF,MICROWAVE เมื่อความถี่ยิ่งสูงขึ้นเท่าใดสัญญาณที่ได้ยังมีขนาดเล็กลงเท่านั้น ซึ่งง่ายต่อการสูญเสีย ทำให้สัญญาณเกิดการขาดหายไปจึงจำเป็นต้องขยายสัญญาณนั้นให้มีขนาดใหญ่ขึ้นและมีสัญญาณรบกวนต่ำ ซึ่งในปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ได้วิเคราะห์เกี่ยวกับการขยายสัญญาณความถี่สูงที่ 8 GHz และ 10 GHz

ถ้าสามารถคิดค้น วิเคราะห์ และทดลองนำไมโครสตริปมาใช้งานจริงได้จะสามารถประหยัดต้นทุนในการสร้าง และนำไมโครสตริปที่ได้จากการทดลองไปเป็นแบบอย่างในการศึกษาและค้นคว้าต่อไป

1.2 วัตถุประสงค์ในการทำปริญญานิพนธ์

- 1) เพื่อศึกษาและออกแบบไมโครสตริป ให้สามารถนำมาใช้ในย่านความถี่สูงได้
- 2) เพื่อศึกษาและนำสมิธชาร์ตมาใช้งานในการออกแบบวงจรขยายได้
- 3) เพื่อเป็นแนวทางในการพัฒนาการออกแบบวงจรขยายต่อไปในอนาคต

1.3 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

- 1) ทำให้ประสิทธิภาพของการรับส่งสัญญาณมีค่าสูงขึ้น

- 2) ได้ชุดวงจรขยายความถี่สูงที่มีคุณภาพและราคาถูก

- 3) ได้ทำความรู้จักเครื่องมือวัด เช่น Micrometer, Network analyzer

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับงานวิชาการเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีเหตุผลแบบสงวนเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- 4) สามารถเข้าใจการจัดสรรความถี่ และประโยชน์ของความถี่ในย่านไมโครเวฟสามารถนำมาใช้ประโยชน์อะไรได้บ้าง
- 5) ได้เป็นส่วนหนึ่งในการพัฒนาการวิจัยการใช้งานในย่านความถี่สูง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

ทฤษฎีและหลักการ

2.1 ความรู้พื้นฐาน

2.1.1 แถบสเปกตรัมความถี่

แถบความถี่ (Spectrum) ของความถี่เริ่มตั้งแต่ 30 เฮิรตซ์ (Hz) ในย่านต่ำกว่าความถี่เสียง ขึ้นไปถึง 1×10^{28} เฮิรตซ์ ในย่านรังสีคอสมิก

ตารางที่ 2.1 คำเรียกแถบความถี่แต่ละย่านที่ใช้กันทั่วไป

แถบความถี่	ชื่อเรียกแถบความถี่
3-30 Hz	VLF (Very Low Frequency)
30-31 kHz	LF (Low Frequency)
300 kHz-3 MHz	MF (Medium Frequency)
3-30 MHz	HF (High Frequency)
30-300 MHz	VHF (Very High Frequency)
300 MHz-3 GHz	UHF (Ultra High Frequency)
3-30 GHz	SHF (Super High Frequency)
30-300 GHz	EHF (Extremely High Frequency)

กรณีแรงดันไฟฟ้าที่ใช้กันตามบ้านเรือนทั่วไป ซึ่งส่งมาจากโรงจักรผลิตกระแสไฟฟ้ามีความถี่ระหว่าง 50 ถึง 60 เฮิรตซ์ ตามสภาพความเหมาะสมของแต่ละประเทศ จัดอยู่ในแถบความถี่เสียง (AF) ซึ่งกำหนดช่วงความถี่ตั้งแต่ 15 เฮิรตซ์ ถึง 20 กิโลเฮิรตซ์ สำหรับวิทยุระบบเอเอ็ม (AM) อยู่ในช่วง 550 กิโลเฮิรตซ์ ถึง 1.6 เมกะเฮิรตซ์ จัดอยู่ในย่านความถี่ปานกลาง (MF) แต่ความถี่วิทยุเอฟเอ็ม (FM) อยู่ในช่วงตั้งแต่ 88 ถึง 108 เมกะเฮิรตซ์ และความถี่วิทยุโทรทัศน์ที่ใช้ความถี่ตั้งแต่ 54 ถึง 210 เมกะเฮิรตซ์ จัดอยู่ในย่านความถี่สูงมาก (VHF) ส่วนวิทยุโทรทัศน์ที่ใช้ความถี่ตั้งแต่ 470 ถึง 880 เมกะเฮิรตซ์ จัดอยู่ในย่านความถี่สูงยิ่ง (UHF) ตารางที่ 2.2 แสดงให้เห็นแถบความถี่ที่เรียกว่า

แถบความถี่ย่อยจากซ้าย ไปขวาหรือจากแถบความถี่ต่ำสุดไปจนถึงความถี่สูงสุดของย่าน ไมโครเวฟ โดยมีการกำหนดชื่อแต่ละแถบความถี่ย่อยนี้ด้วย แต่ปัจจุบันได้มีการกำหนดย่านความถี่ไมโครเวฟไปใช้

ขึ้นใหม่เพื่อให้เห็นขอบเขตได้ชัดเจน และสะดวกต่อการอ้างอิงมากยิ่งขึ้น โดยกำหนดให้เริ่มจาก 1 ไปจนถึง 100 หรือมากกว่า 100 จิกะเฮิรตซ์ขึ้นไป

ตารางที่ 2.2 คำเรียกแถบความถี่ย่านไมโครเวฟเมื่อเริ่มแรก

ชื่อเรียกแถบความถี่	ช่วงความถี่ (จิกะเฮิรตซ์)
L	1.12-2.7
S	2.6-3.95
G	3.95-5.85
C	4.9-7.05
J	5.85-8.2
H	7.05-10.0
X	8.2-12.4
M	10.0-15.0
P	12.4-18.0
N	15.0-22.0
K	18.0-26.5
R	26.5-40.0

สำหรับตารางที่ 2.3 แสดงให้เห็นถึงการจัดแถบสเปกตรัมความถี่ตามมาตรฐานของ IEEE (International of Electrical and Electrical Engineering) ในปัจจุบันมีชื่อเรียกแถบความถี่ย่อยจาก L ถึง Ka สำหรับความถี่ตั้งแต่ 300 เมกะเฮิรตซ์ ถึง 40 จิกะเฮิรตซ์

ตารางที่ 2.3 การแบ่งแถบความถี่ย่อยของ IEEE

แถบความถี่	ย่านความถี่ (จิกะเฮิรตซ์)
HF	0.003-0.030
VHF	0.030-0.300
UHF	0.300-1.00
L	1.00-2.00

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่ควรนำข้อมูลไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงชื่อของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

S	2.00-4.00
C	4.00-8.00
X	8.00-12.0
Ku	12.0-18.0
K	18.0-27.0
Ka	27.0-40.0
Millimeter	40.0-300.0
Submillimeter	มากกว่า 300

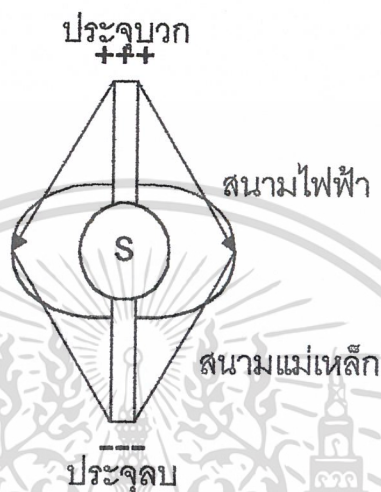
ความถี่ที่อยู่เหนือขึ้นไปจากย่านไมโครเวฟมีชื่อเรียกว่า แลบรังสีความร้อน หรือเรียกว่า แลบความถี่ย่านอินฟราเรดมีแถบสเปกตรัมความถี่ตั้งแต่ 0.3-4.30 เทอราเฮิร์ตซ์ (THz) ความถี่ย่านแสงที่มนุษย์มองเห็นได้ (Visible Light) เป็นแถบความถี่ที่อยู่เหนือย่านอินฟราเรดมีแถบความถี่ตั้งแต่ 430 เทอราเฮิร์ตซ์ จนถึง 1 เพตะเฮิร์ตซ์ (PHz) ซึ่งย่านความถี่ที่กล่าวนี้ถูกนำไปประยุกต์ใช้งานด้านเลเซอร์ (Laser) และเส้นใยแก้วนำแสง (Fiber optic)

2.1.2 สนามไฟฟ้า และสนามแม่เหล็กแปรเปลี่ยนตามเวลา

การเปลี่ยนแปลงจากสนามไฟฟ้า และสนามแม่เหล็กในสภาวะคงที่ไปเป็นสภาวะที่แพร่กระจายออก อธิบายได้โดยพิจารณาจากการแพร่กระจายของพลังงาน จุดพิจารณาที่สำคัญจะอธิบายการแพร่กระจายของทั้งสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กเทียบกับเวลาให้เข้าใจได้ คือ ทำการต่อแหล่งจ่ายแรงดันไฟสลับเข้ากับแท่งสายอากาศ และพิจารณาที่เวลาชั่วขณะหนึ่งในคาบเวลาใดๆ จะพบว่าที่ปลายด้านบนสุดของสายอากาศจะมีประจุไฟฟ้าชนิดหนึ่งออกอยู่มากที่สุด ในขณะที่เวลาเดียวกันที่ปลายด้านล่างสุดของสายอากาศจะมีประจุไฟฟ้าชนิดตรงกันข้ามอยู่มากที่สุดเช่นกัน ในที่นี้ สมมติให้ปลายด้านบนสุดของสายอากาศในเวลาชั่วขณะที่พิจารณานี้เป็นบวกมากที่สุด และปลายด้านล่างสุดของสายอากาศมีประจุลบอยู่มากที่สุด ดังนั้น สนามไฟฟ้าที่เกิดขึ้นจะมีทิศทางพุ่งออกจากประจุบวกเข้าสู่ประจุลบ ขณะเดียวกันทิศทางของกระแสไฟฟ้าจะเคลื่อนที่จากประจุบวกไปยังประจุลบเป็นผลทำให้เกิดสนามแม่เหล็กขึ้นรอบๆแท่งสายอากาศ โดยมีทิศทางตามกฎมือขวา

เมื่อพิจารณาว่าแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าที่ใช้เป็นแรงดันไฟสลับ ปรากฏการณ์ดังกล่าวข้างต้นในชั่วขณะเวลาใดๆการแพร่กระจายหรือการเคลื่อนที่ของประจุไฟฟ้ามีทิศทางกลับไปกลับมา การกลับทิศทางไปมานี้เป็นไปตามความถี่ของแรงดันไฟฟ้าที่ป้อนให้แท่งสายอากาศมีผลให้ทิศทางของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กที่เกิดจากการเหนี่ยวนำสลับทิศทางตามไปด้วยทุกการอธิบายการ

เหนี่ยวนำทำให้เกิดสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าดังกล่าวจะใช้ในกรณีของสนามที่เกิดรอบๆแท่งสายอากาศเท่านั้น



รูปที่ 2.1 ลักษณะการแพร่กระจายของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กกรอบๆแท่งสายอากาศ

การเกิดสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กโดยอาศัยหลักการเหนี่ยวนำสนามแปรเปลี่ยนตามเวลาในสูญญากาศจะเหนี่ยวนำให้เกิดสนามแม่เหล็กที่แปรเปลี่ยนตามเวลาหรือในทางกลับกันสนามไฟฟ้าจะถูกเหนี่ยวนำขึ้นด้วยสนามแม่เหล็กแปรเปลี่ยนตามเวลาซึ่งสนามที่ถูกให้เหนี่ยวนำให้เกิดขึ้นนี้อยู่รอบๆใกล้กับกับสนามที่เป็นตัวเหนี่ยวนำสามารถอธิบายให้เห็นภาพของสนามเหล่านี้ได้ง่ายๆ โดยเทียบกับห่วงโซ่คล้องกันไว้ การเหนี่ยวนำซึ่งกันและกันของทั้งสองสนาม คือสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้า ซึ่งแปรเปลี่ยนตามเวลาสามารถอธิบายในรูปสมการทางคณิตศาสตร์ หรือสมการของเวกเตอร์ดังสมการที่ 2.1

ในสมการที่ 2.1 การ \times (คูณ หรือ cross) ระหว่าง \mathbf{v} และ \mathbf{E} หรือระหว่าง \mathbf{v} และ \mathbf{H} แสดงให้ทราบว่าสมการทั้งสองนี้คือ Cross products หรือ Vector products โดยที่ผลคูณของเวกเตอร์ทั้งสองให้ผลลัพธ์เป็นเวกเตอร์ด้วย และทิศทางของเวกเตอร์จะตั้งฉากกับระนาบที่ผ่านเวกเตอร์ตั้งนั้นเวกเตอร์ \mathbf{v} , \mathbf{E} และ \mathbf{H} จึงทำมุมฉากซึ่งกันและกัน ทิศทางของเวกเตอร์ลัพธ์หาได้จากกฎมือขวา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

$$\mathbf{H} = \mathbf{E} (\mathbf{v} \times \mathbf{E}) \quad (2.1)$$
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แปลงสนามแม่เหล็กทำให้มีการเหนี่ยวนำให้เกิดสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กเช่นนี้ตลอดไปไม่มีที่สิ้นสุด ทั้งสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กจะแผ่ออกไปเป็นรูปคลื่นรวมเรียกว่าคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าเดินทางด้วยความเร็วเท่ากับแสงในที่ว่าง คือ 3×10^8 เมตรต่อวินาที และจะแผ่ขยายคลื่นออกไปอย่างต่อเนื่องจนกว่าพลังงานของคลื่นจะลดทอนไปจนหมดสิ้น ทั้งรูปคลื่นสนามแม่เหล็ก และสนามไฟฟ้าโดยจะมีทิศทางการเคลื่อนที่ไปทางขวาเป็นไปตามสมการที่ 2.1 และ 2.2

คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้ามีชื่อเรียกต่างกันหลายแบบด้วยกัน พิจารณาการจัดหรือการวางตัวของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กเทียบกับทิศทางการเดินทาง หรือการแพร่กระจายของคลื่น ถ้าสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กถูกจัดวางในแนวตั้งฉากกับทิศทางการเคลื่อนที่ของคลื่น คลื่นนี้เรียกว่า คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าในแนวขวาง (Transverse Electromagnetic Wave :TEM) ถ้าสนามไฟฟ้าทำมุมฉากกับทิศทางการแพร่กระจายคลื่น โดยมีเพียงส่วนหนึ่งของสนามแม่เหล็กทำมุมฉากและอีกส่วนประกอบที่เหลืออยู่ในทิศทางการเคลื่อนที่ของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าเรียกว่า คลื่นไฟฟ้าตามแนวขวาง (Transverse Electric Wave :TE) พิจารณาได้ตามรูป กรณีสนามแม่เหล็กทำมุมฉากกับทิศทางการแพร่กระจายของคลื่นและมีส่วนประกอบหรือเวกเตอร์ย่อย 2 เวกเตอร์ของสนามไฟฟ้าทำมุมฉาก และอยู่ในแนวการเคลื่อนที่ของคลื่น เรียกคลื่นในลักษณะนี้ว่า คลื่นแม่เหล็กในแนวขวาง (Transverse Magnetic Wave :TM)

หน้าคลื่น (Wave Front)

ในการพิจารณาการกระจายคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจากตัวสายอากาศ ที่เวลาชั่วขณะใดๆ ณ จุดซึ่งอยู่ห่างออกมาเป็นระยะทางคงที่ค่าหนึ่งจะสามารถกำหนดรูปทรงกลม ซึ่งเสมือนเป็นตัวแทนของการมีเฟสของสนามไฟฟ้าเดียวกัน (In phase) ตลอดทั่วผิวของรูปทรงกลมและรูปผิวทรงกลมของเฟสที่เหมือนกันนี้จะเคลื่อนที่ขยายตัวออกจากสายอากาศด้วยความเร็วเท่ากับความเร็วแสงด้วย ทิศทางที่หาจากเวกเตอร์ทิศทางพื้นผิวทรงกลมนี้ เรียกว่า หน้าคลื่น (Wave front) เมื่อพิจารณาที่ระยะห่างจากตัวสายอากาศออกไปที่ส่วนเล็กๆ ส่วนหนึ่งของพื้นผิวจะไม่ใช่ระนาบโค้งอีกแล้วนั้น จะได้สนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กทำมุมตั้งฉากต่อกัน จะเรียกคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าลักษณะนี้ว่า คลื่นระนาบ

การจัดขั้วคลื่น

เอกสารนี้เพื่อที่จะนิยามหรือระบุลักษณะของหน้าคลื่น (Wave front) วิธีหนึ่งที่ใช้ คือ อ้างอิงจากการจัดวางตัวของสนามไฟฟ้า หรือสนามแม่เหล็ก มีชื่อเรียกว่า การจัดขั้วคลื่น โดยวิธีที่นิยมใช้และไปใช้

เป็นหลักปฏิบัติทั่วไปจะอ้างอิงทิศทางของสนามไฟฟ้า ถ้าคลื่นระนาบที่พิจารณามีสนามไฟฟ้าในแกน y หรือกล่าวอีกนัยหนึ่งสนามไฟฟ้ามีทิศตั้งขึ้น เรียกคลื่นลักษณะนี้ว่า การจัดขั้วคลื่นแบบแนวตั้ง (Vertical Polarization) แต่กรณีสนามไฟฟ้าวางตัวอยู่ในแนวแกน x หรือสนามไฟฟ้ามีทิศทางขนานไปกับแนวระนาบเรียกคลื่นลักษณะนี้ว่า ขั้วคลื่นแนวนอน (Horizontal Polarization)

เพื่อให้สายอากาศส่งและสายอากาศรับทำงานได้ผลดีที่สุด คือ สามารถรับส่งได้อย่างมีประสิทธิภาพมากที่สุด สายอากาศทั้งส่งและรับจำเป็นต้องมีการจัดวางขั้วคลื่นเหมือนกัน ถ้าสายอากาศส่งทำการส่งขั้วคลื่นแบบแนวนอน ทางด้านสายอากาศรับก็ต้องวางตัวในแนวที่รับขั้วคลื่นแบบแนวนอนด้วย หรือถ้าสายอากาศส่งทำการส่งขั้วคลื่นแบบแนวตั้ง ทางด้านสายอากาศรับจะต้องวางตัวในแนวรับขั้วคลื่นแบบแนวตั้งด้วย สัญญาณวิทยุที่ใช้ผสมคลื่นทางแอมพลิจูด (Amplitude Modulation) จะมีการจัดวางขั้วคลื่นแบบแนวตั้งส่วนสัญญาณโทรทัศน์ที่ส่งออกจากสถานีต่างๆจะมีการจัดขั้วคลื่นเป็นแบบแนวนอน

สถานะของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กที่รอยต่อ

เพื่อความเข้าใจเรื่องการสะท้อนของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าการแพร่กระจายของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าในสายนำสัญญาณ (Transmission Line) และการก่อดั้วหรือจัดเรียงตัวของคลื่นไฟฟ้าและคลื่นแม่เหล็กในท่อนำคลื่น (Wave Guide) ต้องศึกษาเกี่ยวกับสถานะสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กที่รอยต่อซึ่งเชื่อมระหว่างสูญญากาศกับพื้นผิวดำ ถ้าให้สนามไฟฟ้าทำมุมตั้งฉากกับพื้นผิวของเวกเตอร์สนามไฟฟ้านี้ต้องเชื่อมต่อที่ประจุไฟฟ้าบนพื้นผิว ดังนั้นเวกเตอร์สนามไฟฟ้าจึงไม่สามารถจะทำแนวขนานไปกับพื้นผิวของตัวนำได้เงื่อนไขของสนามไฟฟ้าที่พื้นผิวของตัวนำสรุปได้ดังนี้

1. สนามไฟฟ้าที่พื้นผิวของตัวนำมีได้เฉพาะสนามไฟฟ้าที่ทำมุมฉากกับพื้นผิวของตัวนำเท่านั้น

2. สนามไฟฟ้าที่ขนานกับพื้นผิวตัวนำต้องมีค่าเท่ากับศูนย์

สำหรับกรณีสนามแม่เหล็กที่พื้นผิวตัวนำจะมีได้กรณีเดียว คือ สนามที่มีทิศทางขนานไปกับพื้นผิวตัวนำ เพราะว่าสนามแม่เหล็กจะเกิดล้อมรอบกระแสที่ไหลผ่านตัวนำจึงเป็นไปไม่ได้ที่สนามแม่เหล็กจะทำมุมฉากกับพื้นผิวตัวนำเงื่อนไข เงื่อนไขมีดังนี้

1. สนามแม่เหล็กมีได้กรณีเดียวเท่านั้น คือ มีทิศทางขนานเป็นวงล้อมรอบพื้นผิวของตัวนำ

2. สนามแม่เหล็กในแนวตั้งฉากกับพื้นผิวตัวนำจะต้องเท่ากับศูนย์ คือ ไม่เกิดขึ้นเลย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การสะท้อนของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า

คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าเดินทางผ่านสุญญากาศ โดยที่พลังงานทั้งหมดของคลื่นแบ่งอยู่ในสนามไฟฟ้าครึ่งหนึ่ง และในสนามแม่เหล็กอีกครึ่งหนึ่ง ถ้าคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้ามีทิศพุ่งเข้าสู่พื้นผิวของตัวนำ พลังงานทั้งหมดจะสะท้อนกลับที่พื้นผิวนั้นเนื่องจากพื้นผิวที่เป็นตัวนำไม่มีความต้านทานพลังงานจึงไม่มีการสูญเสีย พิจารณาการสะท้อนกลับของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่พื้นผิวดำนำจากเงื่อนไขที่รอยต่อของสนามไฟฟ้ากล่าวไว้ว่า สนามไฟฟ้าขนานที่พื้นผิวของตัวนำต้องมีค่าเท่ากับศูนย์ ตามรูปคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าชั่วคราวเป็นแบบแนวตั้ง ดังนั้นมีเพียงวิธีเดียวเท่านั้นที่สนามไฟฟ้าขนานจะมีค่าเท่ากับศูนย์ที่พื้นผิวดำนำ คือ คลื่นสะท้อนที่สะท้อนออกมาจากพื้นผิวดำนำจะต้องกลับเฟสตรงข้ามกับเฟสของคลื่นตกกระทบ ผลรวมของคลื่นตกกระทบและคลื่นสะท้อนซึ่งกลับเฟสทำให้สนามไฟฟ้าที่พื้นผิวของตัวนำมีค่าเป็นศูนย์ และเวกเตอร์ทิศทางแสดงให้เห็นว่าทิศทางของคลื่นตกกระทบพุ่งเข้าหาพื้นผิวดำนำส่วนคลื่นสะท้อนมีทิศทางพุ่งออกจากพื้นผิวดำนำ

การสะท้อนและการส่งผ่านของคลื่น

เมื่อ ไรก็ตามที่คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าเดินทางจากตัวกลางตัวหนึ่งไปยังอีกแห่งหนึ่งซึ่งมีค่าพหุมิตติวิสัยที่แตกต่างกัน พลังงานบางส่วนถูกส่งผ่านไปยังตัวกลางใหม่ และพลังงานบางส่วนจะถูกสะท้อนกลับมายังตัวกลางเดิม พลังงานรวมทั้งหมดของคลื่นตกกระทบมีค่าเท่ากับผลรวมของพลังงานที่สะท้อนกลับ และพลังงานส่วนที่ส่งผ่านไปยังตัวกลางใหม่

2.1.3 ตัวแปรต่างๆที่สำคัญสำหรับการวัดในย่านไมโครเวฟ

สำหรับการวัดความถี่ไมโครเวฟใช้คลื่นแรงดัน คลื่นกระแส และคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าซึ่งอยู่ในรูปที่แปรเปลี่ยนตามเวลา และในรูปสัญญาณ ไซน์โดยในรูปสัญญาณ ไซน์โดยที่ความถี่ต่ำการวัดจะออกมาในรูปของแรงดันและกระแส ที่ความถี่ไมโครเวฟจะใช้การวัดออกมาในรูปหรือในทอมของควมถี่ความยาวคลื่นและกำลังงาน ซึ่งมีความหมายและประโยชน์ในการใช้งานมากกว่า

2.1.4 ความถี่

ความถี่ หมายถึง จำนวนลูกคลื่นต่อวินาทีในหน่วยเฮิรตซ์ ความเร็วและความยาวคลื่นของคลื่นมีค่าเปลี่ยนแปลงไปตามตัวกลางที่คลื่นเดินทางผ่าน แต่ความถี่จะมีค่าคงที่เสมอ คาบเวลาของคลื่นซึ่งเป็นเวลาของหนึ่งลูกคลื่นนั้นมีค่าแปรเปลี่ยนผกผันกับความถี่ อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$T = \frac{1}{f} \quad (2.3)$$

โดยที่ T = คาบเวลา, วินาที (1 ลูกคลื่น)

f = ความถี่, เฮิรตซ์

2.1.5 ความยาวคลื่นและความเร็วคลื่น

คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าเดินทางในอวกาศด้วยความเร็วเท่ากับ 299,792,462 เมตรต่อวินาที หรือประมาณ 300,000,000 เมตรต่อวินาที จะใช้ค่าประมาณนี้ในการคำนวณต่อไป ความยาวคลื่นของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจะแปรโดยตรงกับความเร็วของคลื่นและแปรผกผันกับความถี่ ในการคำนวณจะพบว่าที่ความถี่เดียวกัน ค่าความยาวคลื่นในตัวกลางที่เป็นฉนวนจะสั้นกว่าเสมอ สำหรับวิธีแสดงค่าความยาวคลื่นมีดังนี้

ค่าความยาวคลื่นของคลื่นแรงดัน และกระแสสามารถแสดงได้คือ

1. แสดงด้วยค่าระยะทาง ซึ่งมีเฟสเปลี่ยนไป 2π เรเดียน หรือ 360 องศา (Phase scale)
2. แสดงด้วยค่าความยาวจริงในหน่วยที่ใช้วัดกันทั่วไป (Physical length scale)
3. แสดงด้วยค่าความยาวทางไฟฟ้า (Wavelength scale)

$$\lambda = \frac{c}{f} \quad (2.4)$$

โดยที่

λ = ความยาวคลื่น, เมตร

f = ความถี่, เฮิรตซ์

c = ความเร็วของคลื่น, เมตร/วินาที

สำหรับข้อได้เปรียบของการแสดงค่าความยาวคลื่นในหน่วยของความยาวคลื่นเอง คือเป็นอิสระไม่ขึ้นต่อความถี่ใช้งาน ซึ่งอธิบายการเปลี่ยนแปลงรูปไซน์ของลูกคลื่นเรียกว่าค่าคงตัวของเฟส (B) ความเร็วของเฟสซึ่งเดินทางไปในสูญญากาศเป็นสัดส่วนกับความเร็วเชิงมุมของคลื่น (ω) และเป็นสัดส่วนผกผันกับค่าคงตัวของเฟส (B) ดังนั้น ได้ว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อ $\omega = \frac{v}{B}$ วัตถุประสงค์เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เพราะว่า $\omega = 2\pi f$ ดังนั้น ความเร็ว v จะเท่ากับ

$$v = \frac{2\pi f}{B}$$

ความถี่ (f) สัมพันธ์กับความเร็วและความยาวคลื่นตามสมการที่ 2.4 สมการ v จะเป็น

$$v = \frac{2\pi v}{B\lambda}$$

ค่าคงตัวของเฟสจะเป็น

$$B = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (2.5)$$

โดยที่ B = เเรเดียนต่อความยาวคลื่น
 λ = ความยาวคลื่น, เมตร

สำหรับความเร็วคลื่นตามที่ได้กล่าวไว้ว่าความเร็วของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าในสุญญากาศเท่ากับ 3×10^8 เมตรต่อวินาที ความยาวคลื่นในตัวกลางที่เป็นฉนวนสั้นกว่าในสุญญากาศ และโดยข้อเท็จจริงนี้เอง เป็นผลให้ความเร็วคลื่นในตัวกลางที่เป็นฉนวนลดลงด้วยความเร็วของคลื่นนั้นขึ้นอยู่กับค่าเพอิมิตติวิตี (Permittivity) และค่าเพอิมิอะบิลิตี (Permiability) ของตัวกลางที่คลื่นเดินทางผ่านความเร็วของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าในตัวกลางใดๆเป็นตามสมการต่อไปนี้

$$v = \frac{1}{\sqrt{\mu\epsilon}} \quad (2.6)$$

โดยที่ v = ความเร็วของคลื่น, เมตร/วินาที
 μ = ค่าเพอิมิอะบิลิตี, เฮนรี/เมตร
 ϵ = ค่าเพอิมิตติวิตี, ฟารัด/เมตร

ในการคำนวณหาความเร็วของคลื่นในตัวกลางใดๆ ค่า μ และ ϵ จะหามาจากค่า μ_0 และ ϵ_0 เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์สงวนไว้สำหรับการใช้งานเท่านั้น เมื่อผู้เผยแพร่เห็นประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในสูญญากาศกับค่า μ และ ϵ สัมพันธ์ของตัวกลางที่พิจารณานั้นจากสมการที่ 2.6 จะได้ค่า เพอิมิตติวิตี $\epsilon = \epsilon' \epsilon_0$ และจากสมการที่ 2.6 จะได้ค่าเพอิมิตติวิตี $\mu = \mu' \mu_0$ ดังนั้น สมการที่ 2.6 จะเป็น

$$v = \frac{1}{\sqrt{\mu' \mu_0 \epsilon' \epsilon_0}} \quad (2.7)$$

2.1.6 ค่าอิมพีแดนซ์จริงของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า

อัตราของสนามไฟฟ้ากับสนามแม่เหล็กมีชื่อเรียกว่า ค่าอิมพีแดนซ์จริง (Intrinsic impedance) ของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า โดยสนามไฟฟ้ามีหน่วยเป็นโวลต์ต่อเมตร ส่วนสนามแม่เหล็กมีหน่วยเป็นแอมแปร์ต่อเมตร ค่าอัตราส่วนจะอยู่ในรูปโวลต์ต่อแอมแปร์หรือโอห์มนั่นเอง

$$\frac{E}{H} = \text{โอห์ม}$$

สำหรับคลื่นระนาบในตัวกลางฉนวน ค่าอิมพีแดนซ์จริงกำหนดได้ตามสมการที่ 2.8

$$\eta = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \quad (2.8)$$

โดยที่ η = ค่าอิมพีแดนซ์จริงของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า, โอห์ม

μ = ค่าเพอิมิตติวิตี, เฮนรี/เมตร

ϵ = ค่าเพอิมิตติวิตี, ฟารัด/เมตร

2.1.7 เดซิเบล

เดซิเบล (Decibel) เป็นค่าที่กำหนดมาจาก 10 เท่าของค่าลอการิทึมฐาน 10 ของอัตราส่วนของกำลังในเรื่องไมโครวฟต์ต้องมีความเกี่ยวข้องกับเรื่องลอการิทึม และค่าส่วนกลับของลอการิทึม เพราะว่าลอการิทึมมีประโยชน์ในการลดรูปการคูณและหารให้เป็นการบวกและลบแทน และนำมาทำการเปรียบเทียบได้ง่ายกว่าสะดวกกว่า

กำลังไฟฟ้าในหน่วยเดซิเบล

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
กำลังไฟฟ้าในหน่วยเดซิเบลหาได้ตามสมการ
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีเหตุผลเบื้องหลังเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$P = 10 \log \frac{P_2}{P_1} \quad (2.9)$$

โดยที่ P = ค่าอัตราส่วนอยู่ในหน่วยเดซิเบล

P_1 = กำลังไฟฟ้าอินพุท

P_2 = กำลังไฟฟ้าเอาต์พุท

ในสมการที่ 2.9 P_1 และ P_2 เป็นค่ากำลังไฟฟ้าที่นำมาเปรียบเทียบกัน โดยค่าอัตราส่วน P_2/P_1 ออกมาเป็นตัวเลขซึ่งไม่มีหน่วย ดังนั้น ค่ากำลังไฟฟ้าในหน่วยเดซิเบลจะแสดงให้เห็นว่า กำลังไฟฟ้ค่าใด จะมีความน้อยกว่ากัน ถ้า P_2/P_1 มีค่ามากกว่า 1 ผลจะได้เป็นบวก แต่ถ้า P_2/P_1 มีค่าน้อยกว่า 1 ผลเดซิเบลจะได้เป็นลบ แต่ต้องจำไว้ว่า P_1 และ P_2 จะต้องแปลงให้อยู่ในหน่วยเดียวกันด้วย ส่วนกรณีค่ากำลังไฟฟ้าในหน่วยเดซิเบลเป็นศูนย์แสดงว่ากำลังไฟฟ้าทั้งสองมีค่าเท่ากัน

แรงดันในหน่วยเดซิเบล

ค่าอัตราส่วนของแรงดัน 2 ค่า เปรียบเทียบกัน แสดงออกมาในรูปเดซิเบล โดยการแทนสมการกำลังไฟฟ้าในสมการที่ 2.9

ทำการแทนสมการ $P = V^2/R$ ลงในสมการที่ 2.9 ได้เป็น

$$P = 10 \log \frac{(V_2)^2 / R_2}{(V_1)^2 / R_1}$$

กรณีตัวความต้านทานทั้งสองมีค่าเท่ากัน สมการจะเป็น

$$P = 10 \log \left| \frac{P_2}{P_1} \right|$$

เพราะว่าตัวแปรทุกตัวเป็นแรงดันไฟฟ้า ดังนั้น สมการจึงเปลี่ยนรูปเป็น

$$V = 20 \log \frac{V_2}{V_1} \quad (2.10)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษา V_1 เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ V คืออัตราส่วนของแรงดันไฟฟ้า (dB) และ V1, V2 ต้องเป็นหน่วยเดียวกัน

ตารางที่ 2.4 การเปรียบเทียบค่าอัตราส่วนในรูป V (dB) และ P (dB)

P (dB) = 10 log P2/P1	Numerical Ratio	V(dB) = 10 log V2/V1
60	10^6	120
50	10^5	100
40	10^4	80
30	10^3	60
20	10^2	40
10	10	20
0	1	0
-10	10^{-1}	-20
-20	10^{-2}	-40
-30	10^{-3}	-60
-40	10^{-4}	-80

กำลังไฟฟ้าแสดงในหน่วย dBm

ค่ากำลังไฟฟ้าที่อ้างอิงกับระดับกำลังไฟฟ้า 0.001 วัตต์ หรือ 1 มิลลิวัตต์ เรียกว่า dBm และแสดงได้ตามสมการดังนี้

$$P(\text{dBm}) = 10 \log \frac{P}{0.001} \quad (2.11)$$

โดยที่ P = กำลังไฟฟ้าในหน่วยวัตต์ (W)

กำลังไฟฟ้าที่คิดเทียบระดับกำลังไฟฟ้า 1 มิลลิวัตต์ ในหน่วย dBm นี้ มีความสัมพันธ์โดยตรงกับค่าวัตต์ (Watt) ซึ่งทั้งสองตัวแปรนี้สามารถแปลงกลับไปกลับมาได้ถ้าทราบค่าตัวแปร P สามารถหาค่าในรูป P (dBm) ได้ หรือในทางกลับกันเมื่อทราบ P (dBm) สามารถหาค่า P ได้เช่น เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

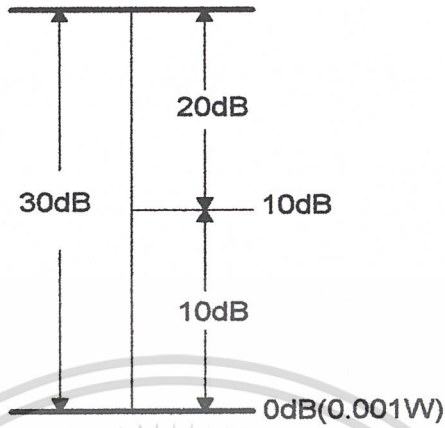
กันโดยใช้สมการที่ 2.11 นี้ การเปรียบเทียบค่ากำลังเป็นวัตต์กับค่าในหน่วย dBm แสดงดังในตารางที่ 2.6

เนื่องจากค่า dBm เป็นค่าที่อ้างอิงกับค่า 0.001 วัตต์ การรวมค่าเดซิเบลที่เป็นบวกหรือลบจะเป็นผลให้ค่าเดซิเบลที่ได้เป็น dBm ดังในรูปที่ 2.3 ซึ่งตามรูปนี้ 20 dB นำมารวมเข้ากับ 10 dB ผลออกมาได้เป็น 30 dBm จะเห็นว่าการรวมหรือเพิ่มค่าเดซิเบลเข้าไปในทอม dBm ผลที่ได้จะเป็นหน่วย dBm เสมอ

2.1.8 สัญญาณรบกวน

ในที่นี้จะกล่าวถึงสัญญาณรบกวนที่เกิดจากอุณหภูมิ ที่ส่วนหน้าสุด (Front end) ของวงจรซึ่งจะมีผลต่อการทำงานในระดับสัญญาณต่ำ โดยมีรูปร่างของสัญญาณรบกวน (Noise figure) และสิ่งทีก่อให้เกิดสัญญาณรบกวน (Noise factor) เป็นตัวกำหนดระดับการวัดของสัญญาณรบกวน ด้วยความเร็วและทิศทางที่ไม่แน่นอน แต่ความเร็วในการเคลื่อนที่นั้นขึ้นอยู่กับค่าอุณหภูมิสัมบูรณ์ (Absolute temperature) ของสถานะแวดล้อม ซึ่งเราจะเรียกสัญญาณรบกวนในลักษณะนี้ว่า สัญญาณรบกวนที่เกิดจากอุณหภูมิ (Thermal Noise หรือ Jonson Noise) โดยค่าสัญญาณรบกวนที่จะเกิดขึ้นในเนื้อวัสดุโลหะ โดยปราศจากการไหลของกระแสผ่านเลย ค่าแรงดันอาร์เอ็มเอส (Root mean square) ของสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นอยู่กับค่าอุณหภูมิ ความต้านทานของเนื้อวัสดุและความกว้างของแถบความถี่ที่ใช้ในวงจรดังสมการที่ 2.12 ค่าสัญญาณรบกวนที่เกิดจากอุณหภูมินั้นไม่ได้ขึ้นอยู่กับค่าความถี่ที่ใช้งานในวงจร แต่ขึ้นอยู่กับแถบความถี่ของความถี่ที่ใช้งาน ในการที่จะลดสัญญาณรบกวนชนิดนี้ให้ได้มากที่สุด จะต้องทำให้ความต้านทานที่ส่วนหน้าของวงจรมีค่าต่ำ อุณหภูมิในการทำงานต่ำ รวมทั้งจำกัดแถบความถี่ของความถี่ใช้งานให้แคบที่สุดเท่าที่จะทำได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.3 การรวม P (dBm) เข้ากับ P (dB)

ตารางที่ 2.5 เปรียบเทียบค่ากำลังวัตต์กับค่ากำลัง dBm

กำลังในหน่วยวัตต์	กำลังเปรียบเทียบในหน่วย dBm
1 kW	60 dBm
100 W	50 dBm
10 W	40dBm
1 W	30 dBm
100 mW	20 dBm
10 mW	10 dBm
1 mW (จุดอ้างอิง)	0 dBm
100 μ W	-1 dBm
10 μ W	-20 dBm
1 μ W	-30 dBm

$$V_{\text{อุณหภูมิ}} = \sqrt{4kTR\Delta f} \quad (2.12)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า โดยที่ $V_{\text{อุณหภูมิ}}(rms)$ = ค่า root mean square ของสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้น ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น มิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงชื่อเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- k = ค่าคงตัวของ Boltzmann, 1.38×10^{-23} จูล/เคลวิน
 R = ค่าความต้านทานของวัสดุ, โอห์ม
 Δf = แถบความถี่ในวงจร, เฮิรตซ์
 T = ค่าอุณหภูมิสัมบูรณ์, เคลวิน

รูปร่างและส่วนประกอบที่ทำให้เกิดสัญญาณรบกวน

ในสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นกับวงจรหรืออุปกรณ์อื่นใดก็ตามมักจะกำหนดหรือวัดค่าออกมาในรูปอัตราส่วนของกำลังอินพุตสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเทียบกับกำลังเอาต์พุตสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน ที่อุณหภูมิปกติ (25 องศาเซลเซียส) ค่าอัตราส่วนที่ได้จะเป็นค่ารูปร่างของสัญญาณรบกวน มีรูปสมการดังนี้

$$F = \frac{S_{\text{power-i/p}} / N_{\text{power-i/p}}}{S_{\text{power-o/p}} / N_{\text{power-o/p}}} \quad (2.13)$$

สำหรับค่าส่วนประกอบสัญญาณรบกวนวัดออกมาในหน่วยเดซิเบล มีรูปสมการดังนี้

$$NF = 10 \log_{10} |F| \quad (2.14)$$

โดยที่ S/N เป็นอัตราส่วนระหว่างสัญญาณเสียงกับสัญญาณรบกวน

2.2 ทฤษฎีสายนำสัญญาณ

2.2.1 ความแตกต่างในการวิเคราะห์วงจรที่ใช้สัญญาณความถี่ต่ำและสูง

เมื่อพิจารณาในเรื่องความถี่ของสัญญาณที่ป้อนให้วงจรที่ความถี่ต่ำคลื่นแรงดันและกระแสไฟฟ้าจะมีค่าเหมือนกันในทุกส่วนของวงจรที่เวลาชั่วขณะหนึ่งขณะใดทำการให้การพิจารณา อุปกรณ์จำพวกตัวความต้านทาน ตัวเก็บประจุ และตัวเหนี่ยวนำคิดเป็นอุปกรณ์กลุ่มก้อน (Lumped device) ประกอบกันเป็นวงจรนี้ขึ้นมาได้ แต่เมื่อความถี่สูงๆขึ้นไปการวิเคราะห์แบบอุปกรณ์กลุ่มก้อน (Analysis Based on Lumped-Parameter Assumption) ไม่สามารถนำมาอธิบายการทำงาน ของวงจรได้ ฉะนั้น ที่ความถี่ของสัญญาณสูงๆจึงไม่สามารถนำตัวแปรต่างๆ (R,L,C หรือตัวแปรอื่นๆ) มารวมกันเป็นกลุ่มเป็นก้อนอีกต่อไป ณ ความถี่ย่านไมโครเวฟ คลื่นแรงดันและกระแสจะไม่มีผลต่อทั้งวงจรพร้อมกันที่เวลาชั่วขณะใดขณะหนึ่งทีจุดต่างๆในวงจรจะมีค่าของคลื่นแรงดัน

และกระแสแตกต่างกันไปที่เวลาชั่วขณะหนึ่งๆ ที่ความถี่สูงวงจรถูกแบ่งออกเป็นส่วนๆ คือ ตัวแปรต่างๆ ในวงจรจะรวมกลุ่มก่อนเป็นส่วนย่อยๆ ประกอบเป็นวงจรความแตกต่างในการแพร่กระจายของคลื่นที่ความถี่สูงและความถี่ต่ำ พิจารณาได้จากตัวอย่างความถี่ 1 เมกกะเฮิรตซ์ และ 1 จิกะเฮิรตซ์ ที่ป้อนให้วงจรเดียวกันในขั้นแรกหาค่าความยาวคลื่นมาประกอบการพิจารณาก่อน

$$\lambda \text{ (เมตร/วินาที)} = \frac{3 \times 10^8}{f}$$

ที่ 1 เมกกะเฮิรตซ์, $f = 1 \times 10^6$ เฮิรตซ์ จะได้

$$\lambda = \frac{3 \times 10^8}{1 \times 10^6} = 300 \text{ เมตร}$$

ที่ 1 จิกะเฮิรตซ์, $f = 1 \times 10^9$ เฮิรตซ์ จะได้

$$\lambda = \frac{3 \times 10^8}{1 \times 10^9} = 0.300 \text{ เมตร}$$

พิจารณาที่วงจรเดียวกันพบว่าความยาวคลื่น 300 เมตร ของความถี่ 1 เมกกะเฮิรตซ์จะยาวมาก และการพิจารณาค่าแรงดันที่วงจรที่เวลาขณะหนึ่งมีค่าเดียวกันตลอด ส่วนที่ 1 จิกะเฮิรตซ์ ค่าความยาวคลื่นเป็น 0.300 เมตร พบว่าค่าของแรงดันตลอดทั้งวงจรไม่เท่ากัน ณ เวลาชั่วขณะหนึ่ง ความแตกต่างของค่าแรงดันนี้เป็นผลให้ไม่สามารถนำตัวแปรต่างๆ มารวมกลุ่มก่อนประกอบขึ้นเป็นวงจรได้ดังเช่นปรากฏที่ความถี่ต่ำๆ

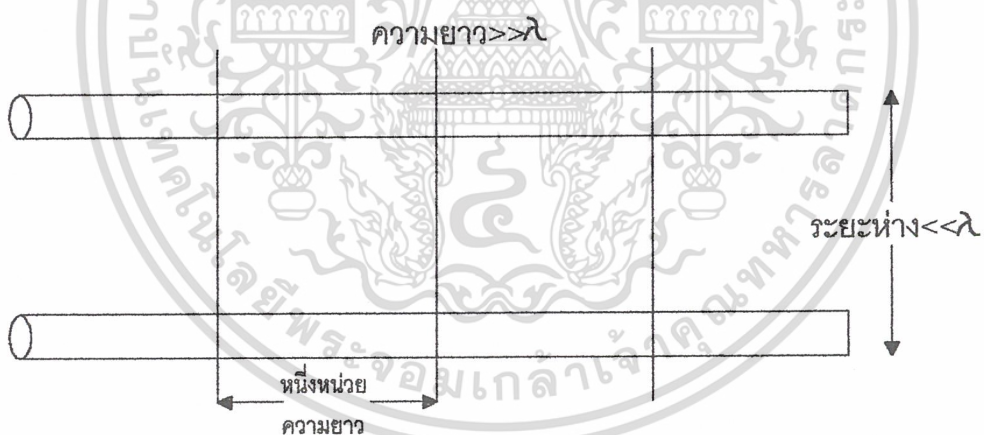
2.2.2 สายนำสัญญาณ

เพื่อทำการป้อนคลื่นแรงดัน หรือกระแสให้กับสายนำสัญญาณด้วยความถี่สูงโดยจัดให้สายนำสัญญาณแบบแท่งตัวนำขนานอยู่ใกล้กันมากๆ จนกระทั่งสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าสามารถเหนี่ยวนำแท่งตัวนำซึ่งกันและกันได้สามารถพิจารณาสายนำสัญญาณซึ่งยาวกว่าความยาวคลื่นของสัญญาณที่ป้อนมากหลายเท่าตัวออกเป็นส่วนๆ มีชื่อเรียกว่าความยาวหนึ่งหน่วย (Unit length) ดังรูปที่ 2.4 และในความยาวหนึ่งหน่วยนี้ด้วยการป้อนสัญญาณความถี่สูง รูปคลื่นเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรูเซงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไปอนญาติไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าแรงดันและกระแสมีค่าคงที่ค่าหนึ่ง ณ เวลาขณะใดขณะหนึ่งที่พิจารณา ดังนั้น ตัวความต้านทานไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีเหตุดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(R) , ตัวความเหนี่ยวนำ (L) , ตัวเก็บประจุ (C) , และความนำไฟฟ้า (G) ในแต่ละหนึ่งหน่วยความยาวสามารถจับรวมกลุ่มก้อนกันได้

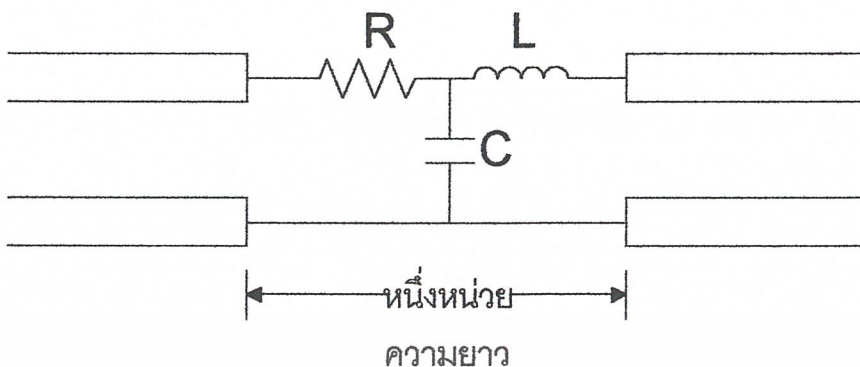
ถ้าให้ค่าความต้านทานของสายมีค่าเป็นศูนย์ และไม่มีการรั่วไหลเกิดขึ้นระหว่างแท่งตัวนำทั้งสอง จะได้สายนำสัญญาณที่ประกอบด้วยชุดตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุต่อกัน โดยแต่ละชุดหรือแต่ละหนึ่งหน่วยความยาวนี้จะมีค่าคงตัวของเวลา (Time constant) ที่เกิดจากค่าของตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุ ดังนั้น ค่าของตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำนี้จะเป็นตัวกำหนดความเร็วในการเดินทาง หรือถ่ายพลังงานในสายนำสัญญาณ

ถ้าทำการต่อแบตเตอรี่เข้ากับสายนำสัญญาณ เมื่อเปิดสวิตช์จะเกิดกระแสไหลไปทำการประจุให้ตัวเก็บประจุ ใช้เวลาเท่ากับค่าคงตัวของเวลาในการประจุให้ค่าแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุเท่ากับแรงดันของแบตเตอรี่ และค่าคงตัวเวลานี้จะมากขึ้นอยู่กับค่าคงตัวของตัวเหนี่ยวนำ และตัวเก็บประจุที่ประกอบขึ้นมา ทิศทางของกระแสจะพุ่งเข้าไปในแท่งตัวนำบน และมีทิศพุ่งออกในแท่งตัวนำข้างล่าง ส่วนทิศทางการแพร่กระจายของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กหาได้จากเวกเตอร์ทิศทาง

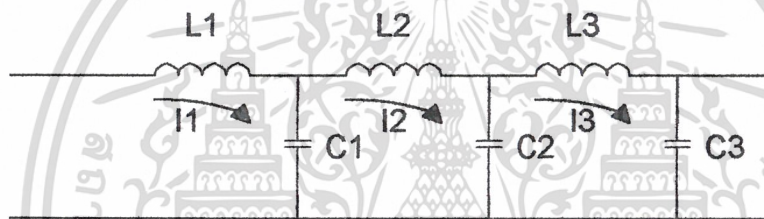


รูปที่ 2.4 สายนำสัญญาณที่แบ่งออกเป็นส่วนๆ

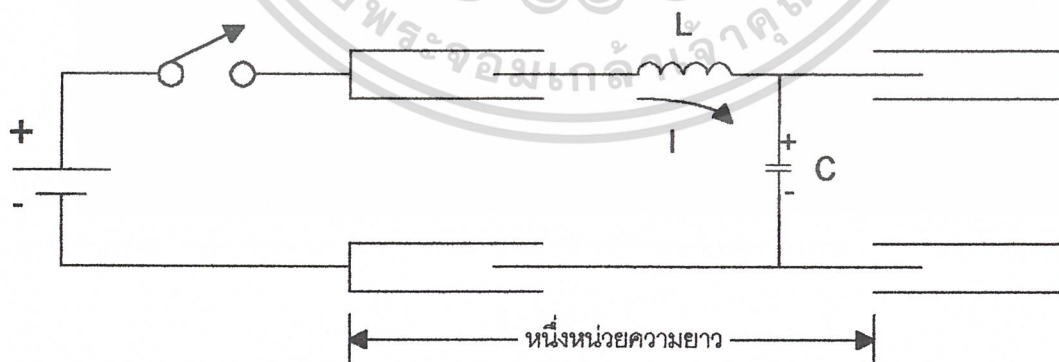
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.5 แบบจำลองของตัวแปรแบบรวมกลุ่มก้อน



รูปที่ 2.6 การประจุของตัวเก็บประจุในแต่ละหนึ่งหน่วยความยาว



รูปที่ 2.7 การป้อนแรงดันไฟตรงให้แก่สายนำสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เวลาที่ใช้ในการเดินทางของคลื่นคิดต่อหน่วยความยาวหนึ่งหน่วยหาได้จาก

$$T = \sqrt{LC} \quad (\text{วินาที}) \quad (2.15)$$

ดังนั้นเวลาที่ใช้ในการที่คลื่นเดินทางในสายนำสัญญาณของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจะขึ้นอยู่กับค่าปาริตแดนซ์และอินดักแตนซ์เท่านั้น เมื่อไม่คำนึงถึงความต้านทานและสภาพการนำของสาย ส่วนความเร็วของคลื่นในสายหาได้จากสมการ

$$v = \frac{1}{T} \quad (\text{เมตร/วินาที}) \quad (2.16)$$

แทนค่าในสมการที่ 2.15 ลงในสมการที่ 2.16 จะได้ความเร็วคลื่นคือหนึ่งหน่วยความยาว ขึ้นอยู่กับค่าอินดักแตนซ์และค่าปาริตแดนซ์

$$v = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (\text{เมตร/วินาที}) \quad (2.17)$$

ค่าอิมพีแดนซ์ที่ตำแหน่งใดๆบนสายนำสัญญาณหาได้โดยใช้ค่าแรงดันรวมทั้งที่จุดนั้นหารด้วยค่ากระแสรวมทั้งที่จุดเดียวกันนั้น

คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าเดินทางไปตามสายนำสัญญาณด้วยความเร็วที่คิดต่อหนึ่งหน่วยความยาวเท่านั้น ณ เวลาชั่วขณะนั้น ดังนั้น อิมพีแดนซ์ที่ได้จึงเป็นอิมพีแดนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาวของสายนำสัญญาณนั้น และมีค่าตามสมการ

$$Z = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (\text{โอห์ม}) \quad (2.18)$$

ค่าอัตราส่วนจากสูตรมีความสำคัญต่อสายนำสัญญาณ ไม่ว่าจะมีความยาวเพียงใดที่เวลาหนึ่งๆคลื่นที่ผ่านจะมีผลต่อความยาวหนึ่งหน่วยเท่านั้น และแต่ละหนึ่งหน่วยความยาวสามารถคำนวณค่าความต้านทานได้จากสมการที่ 2.18 โดยค่าอิมพีแดนซ์ที่ได้ ณ ตำแหน่งใดก็ตามบนสายนำสัญญาณ เรียกว่า ค่าของอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ (Characteristic impedance) สัญลักษณ์ใช้แทนคือ Z_0 ดังนั้น ค่าของอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายนำสัญญาณแบบแท่งตัวนำคู่ขนานแสดงได้ดังสมการใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Z_o = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (\text{โอห์ม}) \quad (2.19)$$

สายนำสัญญาณที่ต่อปลายด้วยค่าคุณสมบัติของอิมพีแดนซ์ของสายนั่นเอง

ถ้าที่ปลายสายนำสัญญาณถูกต่อด้วยตัวความต้านทานค่าเท่ากับค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของตัวสายนำสัญญาณ การต่อปลายด้วยค่าของอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายนั้นจะเป็นผลให้แรงดันและกระแสเกิดขึ้นพร้อมกันหรือตรงกัน ทำให้ไม่มีกระแสสะท้อนกลับพลังงานของคลื่นจะเสียหายให้ตัวการะในรูปของความร้อน คลื่นแรงดัน และกระแสจะปรากฏที่จุดต่อหรือตัวความต้านทาน ซึ่งต่อปลายสายนำสัญญาณในลักษณะตรงกัน หรือมีเฟสเดียวกันตลอด

สายนำสัญญาณต่อปลายแบบเปิด

ถ้าที่ปลายสายนำสัญญาณถูกตัดวงจร หรือตัวการะมีค่าเป็นศูนย์จะให้ค่าแรงดันที่ตรงบริเวณปลายเปิด หรือจุดตัดวงจรเท่ากับผลคูณของกระแสและความต้านทาน

$$\begin{aligned} V &= IR \\ &= I(0) \\ &= 0 \text{ โวลต์} \end{aligned}$$

จากการที่ไม่มีค่าความต้านทาน ทำให้กำลังงานเคลื่อนที่ป้อนเข้ามาในสายไม่มีการสูญเสียหรือสิ้นเปลืองที่จุดปลายสายเลย คลื่นที่มากระทบจุดปลายสายจะสะท้อนกลับเพื่อทำให้ตัดวงจรปลายสายมีค่าแรงดันเท่ากับศูนย์ และจากการที่คลื่นสะท้อนกลับมีการกลับเฟสตรงข้ามกัน 180° กับคลื่นทางด้านอินพุท จึงเป็นผลให้คลื่นรวมมีค่าแรงดันเป็นศูนย์ส่วนคลื่นกระแสจะสะท้อนกลับที่ปลายปิดของสายให้คลื่นที่มีเฟสเดิม

สายนำสัญญาณที่ต่อปลายแบบเปิด

กรณีปลายสายนำสัญญาณข้างหนึ่งถูกเปิดวงจรไว้ ส่งผลให้ความต้านทานที่ตำแหน่งปลายเปิดมีค่าเป็นอนันต์ ดังนั้น กระแสที่ตำแหน่งปลายเปิดนี้มีค่าเป็นศูนย์ คือ ไม่มีกระแสไหล แสดงว่าคลื่นกระแสสะท้อนกลับที่ตำแหน่งปลายเปิดมีเฟสตรงกันข้ามกับคลื่นกระแสที่ตกกระทบ

$$I_i - I_r = 0$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่วนคลื่นแรงดันตกกระทบบจะรวมเข้ากับคลื่นแรงดันสะท้อนกลับที่มีเฟสตรงกันได้ คลื่นแรงดันรวมเป็นสองเท่าของคลื่นตกกระทบบ

$$V_i + V_r = 2V_t$$

การสะท้อนกลับจากภาวะตัวต้านทาน

จากหัวข้อที่ผ่านมาแล้ว การต่อปลายสายนำสัญญาณด้วยภาระที่มีค่าของอิมพีแดนซ์เท่ากับค่าของอิมพีแดนซ์คุณลักษณะทำให้เกิดการสมมูลทางอิมพีแดนซ์ จึงไม่มีการสะท้อนกลับของคลื่นสัญญาณ และกำลังงานสูญเสียเป็นความร้อนที่ตัวภาระ ส่วนการต่อปลายแบบปิด(ลัดวงจร) หรือแบบเปิด (เปิดวงจร) จะเกิดการสะท้อนกลับของกำลังงานทั้งหมด

สำหรับหัวข้อนี้กล่าวถึงการต่อปลายสายด้วยภาวะตัวความต้านทานซึ่งไม่ใช่ค่าของอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสาย ผลที่ได้ คือ กำลังงานจะถูกแบ่งเป็นสองเท่าส่วนหนึ่งจะสะท้อนกลับไปตามสาย อีกส่วนหนึ่งจะสูญเสียที่ตัวภาระเป็นความร้อน ในส่วนกำลังงานที่สะท้อนกลับจะมีปริมาณเล็กน้อยเพียงใดขึ้นอยู่กับสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของแรงดัน

จากสมการที่ 2.20 ถ้าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับแรงดันมีค่าเป็นบวก แสดงว่าแรงดันสะท้อนกลับมีเฟสตรงกัน แต่ถ้าเครื่องหมายเป็นลบแรงดันสะท้อนกลับจะกลับเฟสเป็นตรงกันข้าม

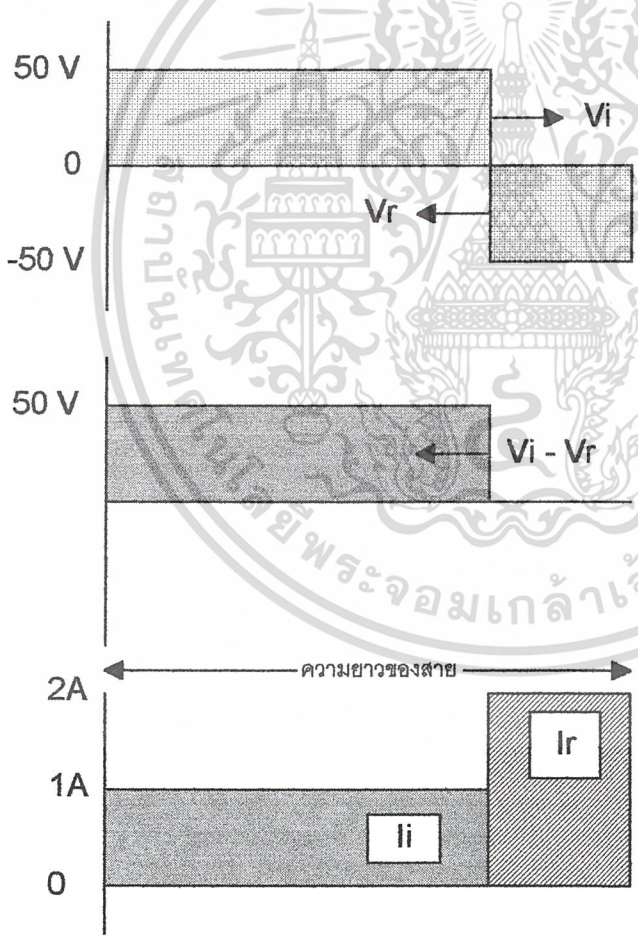
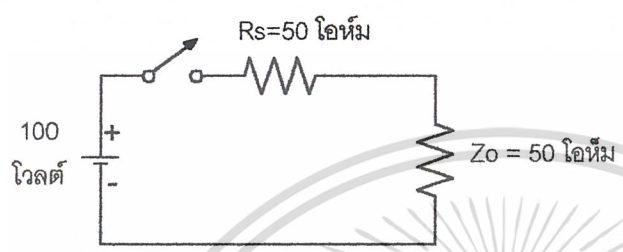
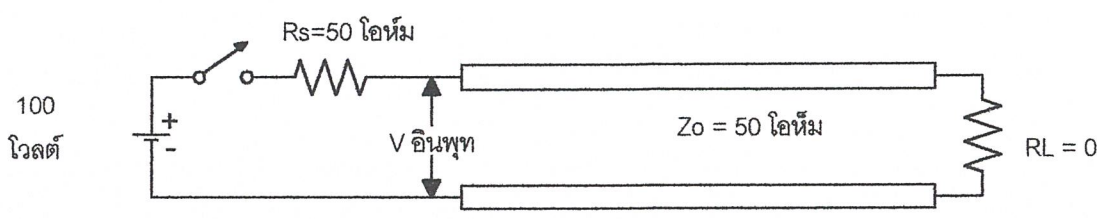
$$\Gamma = \frac{V_r}{V_i} \quad (2.20)$$

Γ = สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับแรงดัน

V_r = แรงดันสะท้อนกลับ, โวลต์

V_i = แรงดันตกกระทบบ, โวลต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.8 วงจรสมมูลรูปคลื่นแรงดันและกระแสที่เกิดขึ้นในสาย
 เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของกรมการขนส่งทางบก กระทรวงคมนาคม
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การหาค่าเปอร์เซ็นต์ของคลื่นสะท้อนกลับ ได้เท่ากับ

$$\text{เปอร์เซ็นต์แรงดันสะท้อนกลับ} = \Gamma \times 100 \quad (\%) \quad (2.21)$$

กำลังงานหาได้จากแรงดันยกกำลังสองหารด้วยค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของ Z_0

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

ดังนั้น สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับกำลังงาน (Power Reflection Coefficient) มีค่าเท่ากับกำลังสองของค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับแรงดัน

$$\Gamma^2 = \frac{P_r}{P_i} \quad (2.22)$$

เมื่อ Γ^2 = สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับกำลังงาน

P_r = กำลังงานสะท้อนกลับ, วัตต์

P_i = กำลังงานตกกระทบ, วัตต์

เทียบเป็นเปอร์เซ็นต์ได้โดย

$$\text{เปอร์เซ็นต์กำลังงานสะท้อนกลับ} = \Gamma^2 \times 100 \quad (\%) \quad (2.23)$$

สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับแรงดันยังสามารถหาได้จากอัตราส่วนของผลต่างและผลรวมระหว่างตัวหารกับค่าของอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสาย

$$\Gamma = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (2.24)$$

โดยที่ Γ = ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมีเหตุตบแต่งสิ่งเหล่านี้และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$Z_0 =$ อิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายนำสัญญาณ, โอห์ม

การสะท้อนกลับเนื่องจากการไม่สมดุลของทั้งสองปลายสายนำสัญญาณ

การสะท้อนกลับที่เกิดขึ้นในสายนำสัญญาณสามารถปรากฏได้ที่คั่นทาง คือ อินพุทและปลายทางคือ เอาท์พุท การสะท้อนกลับที่ปลายสายเนื่องจากการต่อภาระแบบไม่สมดุลเช่นเดียวกัน ถ้าเกิดคลื่นสะท้อนกลับไปยังอินพุท และพบว่าอิมพีแดนซ์ของแหล่งกำเนิดสัญญาณต้นทางเกิดความไม่สมดุลกับค่าของอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายนำสัญญาณแล้วทำให้เกิดการสะท้อนกลับอีกครั้ง และเป็นเช่นนี้จนกระทั่งเข้าสู่สมดุล

คลื่นนิ่ง

ด้วยคุณสมบัติเช่นเดียวกับคลื่นไฟฟ้ากระแสตรง คลื่นแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับที่จ่ายให้กับสายนำสัญญาณจะสูญเสียและสิ้นเปลืองพลังงานทั้งหมดเป็นความร้อนที่ตัวภาระ ความต้านทานมีค่าเท่ากับค่าของอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายนั้น และเกิดการสะท้อนกลับเมื่อมีการต่อปลายแบบเปิดและแบบปิด สำหรับการใช้ตัวความต้านทานอื่นที่ไม่ใช่ค่าของอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ สัญญาณคลื่นส่วนหนึ่งจะถูกดูดกลืนหรือสิ้นเปลืองที่ตัวภาระความต้านทาน อีกส่วนหนึ่งที่เหลือจะสะท้อนกลับไปตามสาย และเนื่องจากค่าแอมพลิจูดของคลื่นตกกระทบและคลื่นสะท้อนกลับจะแปรเปลี่ยนตามเวลาคลื่นรวมหรือคลื่นผลลัพธ์จะ ได้มาจากการรวมแอมพลิจูดของคลื่นตกกระทบและคลื่นสะท้อนกลับนี้เรียกว่าคลื่นนิ่ง

คลื่นนิ่งเกิดจากการรวมหรือบวกกันของคลื่นตกกระทบและคลื่นสะท้อนกลับ โดยมีจุดต่ออยู่กับที่ระหว่างจุดต่อทั้งหลาย ขนาดรูปคลื่นจะเปลี่ยนขึ้น ไปถึงจุดสูงสุดและลดลงจนถึงจุดต่ำสุด และคลื่นนิ่งจะสามารถเกิดขึ้น ได้ในกรณีที่มีความถี่ของคลื่นตกกระทบและคลื่นสะท้อนกลับมีค่าเท่ากันเท่านั้น ค่าแรงดันสูงสุด V_{max} ของคลื่นนิ่ง ได้มาจากการบวกกันของคลื่นตกกระทบและคลื่นสะท้อนกลับที่มีเฟสตรงกัน

$$V_{max} = V_i + V_r \quad (2.25)$$

ค่าแรงดันต่ำสุด V_{min} ของคลื่นนิ่ง ได้มาจากการบวกกันของคลื่นตกกระทบและคลื่นสะท้อนกลับที่มีเฟสตรงกันข้ามกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ V_{min} แปลงเป็น $V_i - V_r$ และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุก(2.26)มีการนำไปใช้

อัตราส่วนของแรงดันสูงสุดต่อแรงดันต่ำสุดเรียกว่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดัน

$$VSWR = \frac{V_{\max}}{V_{\min}} \quad (2.27)$$

อัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดัน (VSWR) แสดงในหน่วย dB จะมีชื่อว่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง (Standing Wave Ratio :SWR)

$$SWR \text{ (dB)} = 20 \log (VSWR) \quad (2.28)$$

ค่าอิมพีแดนซ์สูงสุดและต่ำสุดของสายนำสัญญาณ

ค่าอิมพีแดนซ์สูงสุดที่สามารถเกิดขึ้นได้บนสายสามารถคำนวณได้จากสมการต่อไปนี้

$$VSWR = \frac{V_{\max}}{V_{\min}}$$

ค่ากระแสสูงสุด I_{\max} มาจากกระแสตกกระทบ I_i และกระแสสะท้อนกลับ I_r ที่มีเฟสตรงกันนำมารวมกันดังนั้น

$$VSWR = \frac{I_i + I_r}{I_{\min}}$$

จากกฎของโอห์ม

$$I = \frac{V}{R}$$

จะได้

$$VSWR = \frac{V_i / Z_o + V_r / Z_o}{I_{\min}}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษานั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$VSWR = \frac{V_i + V_r}{Z_0 I_{\min}}$$

$$VSWR = \frac{V_{\min}}{Z_0 I_{\min}}$$

แต่ที่อิมพีแดนซ์มีค่าสูงสุดได้จะต้องใช้ค่าแรงดันสูงสุดและค่ากระแสต่ำสุดคั้งนั้น

$$Z_{\max} = \frac{V_{\max}}{I_{\min}}$$

จะได้ดังสมการที่ 2.29

$$Z_{\max} (\text{โอห์ม}) = (VSWR) Z_0 \quad (2.29)$$

ความสัมพันธ์ระหว่างอัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดันกับสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ

ความสัมพันธ์ระหว่างอัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดัน (VSWR) และสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของแรงดันสามารถคำนวณ โดยเริ่มจากสมการที่ 2.30

$$VSWR = \frac{V_{\max}}{V_{\min}}$$

แทนค่าของ V_{\max} และ V_{\min} ลงในสมการ

$$VSWR = \frac{V_i + V_r}{V_i - V_r}$$

ทำการหารเศษและส่วนด้วย V_i

$$VSWR = \frac{1 + V_r/V_i}{1 - V_r/V_i} \quad (2.30)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หาค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ

$$\Gamma = \frac{V_r}{V_i}$$

หาค่าในสมการ VSWR

$$VSWR = \frac{1+|\Gamma|}{1-|\Gamma|} \quad (2.31)$$

จะได้ค่า Γ เป็น

$$\Gamma = \frac{VSWR - 1}{VSWR + 1} \quad (2.32)$$

ความสัมพันธ์ระหว่างอัตราส่วนคลื่นนิ่งแรงดัน (VSWR) Z_L และ Z_o กรณี Z_L มากกว่า Z_o แทนในสมการที่ 2.32

$$VSWR = \frac{1 + \frac{Z_L - Z_o}{Z_L + Z_o}}{1 - \frac{Z_L - Z_o}{Z_L + Z_o}}$$

ทำการคูณทั้งเศษและส่วนด้วย $Z_L + Z_o$

$$VSWR = \frac{Z_L + Z_o + Z_L - Z_o}{Z_L + Z_o - Z_L + Z_o}$$

$$VSWR = \frac{2Z_L}{2Z_o}$$

$$VSWR = \frac{Z_o}{Z_L} \quad \text{เมื่อ } Z_o < Z_L \quad (2.33)$$

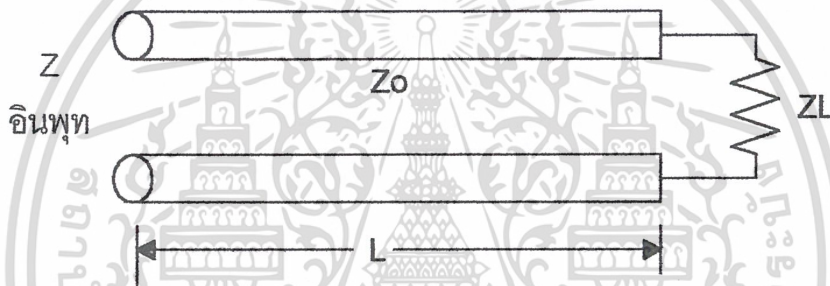
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาร่วมกัน ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
กรณี Z_L น้อยกว่า Z_o เทอมของสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับจะมีค่าเป็นลบ ดังนั้นค่า
ไม่ว่ากรณีใดก็ตาม อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
VSWR จะ ได้เป็นดังสมการที่ 2.34

$$VSWR = \frac{Z_o}{Z_L} \quad \text{เมื่อ } Z_o > Z_L \quad (2.34)$$

2.2.3 สมการที่ใช้ในการหาค่าอินพุทอิมพีแดนซ์

ค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ของสายนำสัญญาณที่ระยะห่าง (L) จากค่าภาระอิมพีแดนซ์ Z_L โดยที่สายนำสัญญาณมีค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ Z_o หาได้จากสูตร

$$Z_{\text{อินพุท}} = Z_o \frac{Z_L + jZ_o \tan \beta L}{Z_o + jZ_L \tan \beta L} \quad (2.35)$$



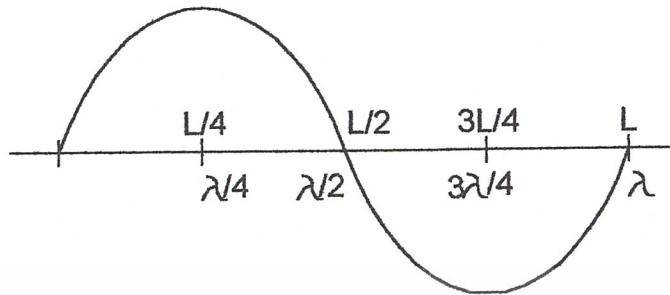
รูปที่ 2.9 ความสัมพันธ์ระหว่างตัวแปรในสมการที่ 2.35

ค่า β ในสมการมีชื่อเรียกว่าตัวคงตัวของเฟส (Phase constant) หรือค่าคงตัวของความยาวคลื่น (Wavelength constant) มีค่าดังนี้

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

สายนำสัญญาณนั้นวัดหน่วยความยาวเป็นเมตรหรือเป็นหน่วยของความยาวคลื่นหน่วยของความยาวคลื่นได้จากการเทียบค่า (Normalized) ความถี่ที่ใช้งานในขณะที่หน่วยเมตรนั้นไม่มีการเทียบค่าสามารถเทียบทั้งสองวิธีได้ตามรูป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.10 หนึ่งรอบหรือหนึ่งคาบเวลาของคลื่น โดยใช้หน่วยวัดทั้งสองแบบ

2.2.4 ลักษณะสมบัติของสายนำสัญญาณครึ่งคลื่นและหนึ่งส่วนสี่คลื่น

ความสัมพันธ์ของอินพุทอิมพีแดนซ์ของสายนำสัญญาณครึ่งคลื่น ซึ่งต่อปลายสายไว้ด้วย ตัวภาระที่มีค่าอิมพีแดนซ์ค่าหนึ่ง

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

$$\beta L = \pi \text{ เรเดียน}$$

$$\beta L = 180 \text{ องศา}$$

ดังนั้น

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

หาค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ของสายนำสัญญาณ

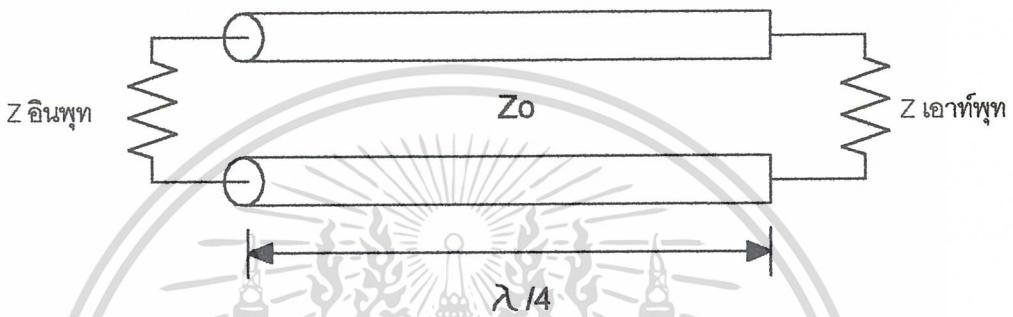
$$Z_{\text{อินพุท}} = Z_o \left(\frac{Z_L + jZ_o \tan \beta L}{Z_o + jZ_L \tan \beta L} \right)$$

$$Z_{\text{อินพุท}} = Z_o \left(\frac{Z_L}{Z_o} \right)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับครูใช้วงเพื่อการศึกษาเท่านั้น (ไอเอ็ม) อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นสายนำสัญญาณใดๆที่มีความยาวเท่ากับ $\lambda/2$ ค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ของสายจะมีค่าเท่ากับภาระอิมพีแดนซ์ที่ปลายสาย

สายนำสัญญาณหนึ่งส่วนสี่คลื่น คุณสมบัติพิเศษที่มีประโยชน์มาก คือ ใช้ทำการปรับสมดุล (Matching) ของสายนำสัญญาณที่มีค่าคุณสมบัติของอิมพีแดนซ์ต่างกัน 2 สายเข้าด้วยกัน ความสัมพันธ์ค่าอินพุทและเอาต์พุทอิมพีแดนซ์แสดงดังรูปที่ 2.11



รูปที่ 2.11 ตัวแปรที่เกี่ยวข้องกับสายนำสัญญาณหนึ่งส่วนสี่คลื่น

สมการซึ่งแสดงความสัมพันธ์ของ Z_0 , $Z_{\text{อินพุท}}$ และ $Z_{\text{เอาต์พุท}}$ สามารถหาค่าได้ดังนี้

$$Z_{\text{อินพุท}} = Z_0 \left(\frac{Z_L + jZ_0 \tan \beta L}{Z_0 + jZ_L \tan \beta L} \right)$$

เพราะว่า $\beta L = 1.57$ เรเดียน หรือ 90 องศา ดังนั้นจะได้ว่า

$$Z_{\text{อินพุท}} = Z_0 \left(\frac{Z_{\text{output}} + jZ_0 \tan 90^\circ}{Z_0 + jZ_L \tan 90^\circ} \right) \quad (2.36)$$

ทำการหารทั้งตัวเศษและส่วนด้วย $\tan 90^\circ$

$$Z_{\text{อินพุท}} = Z_0 \left(\frac{Z_{\text{output}} / \tan 90^\circ + jZ_0}{Z_0 / \tan 90^\circ + jZ_{\text{output}}} \right)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 เพราะว่า $\tan 90^\circ = \alpha$ ดังนั้นจะได้ แปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Z_{input} = Z_o \left(\frac{jZ_o}{jZ_{output}} \right)$$

$$Z_{input} = \frac{Z_o^2}{Z_{output}} \quad (\text{โอห์ม}) \quad (2.37)$$

เพราะว่าค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายนำสัญญาณนั้นมีค่าคงที่ ค่าอินพุต และเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ของสายจึงแปรผกผันกันตามสมการที่ 2.38

$$Z_{input} = \frac{\text{ค่าคงที่}}{Z_{output}} \quad (2.38)$$

หากความสัมพันธ์ของอิมพีแดนซ์คุณลักษณะกับอินพุตและเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ได้โดยการแก้สมการได้ว่า

$$Z_o^2 = Z_{input} Z_{output}$$

$$Z_o = \sqrt{Z_{input} Z_{output}} \quad (2.39)$$

2.2.5 ความสูญเสียบนสายนำสัญญาณ

ความต้านทานของสายนำสัญญาณจะทำให้แอมพลิจูดของคลื่นแรงดันและกระแสทั้งที่ตกกระทบและสะท้อนกลับถูกลดทอนลงอย่างต่อเนื่อง ดังรูปที่ 2.12

ความสูญเสียเนื่องจากผิวของตัวนำ (Skin Effect)

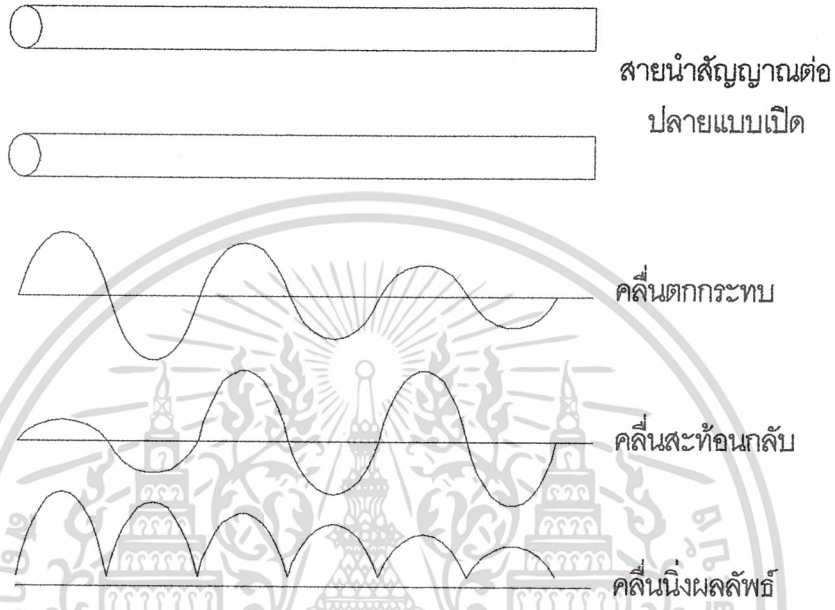
เมื่อความถี่ของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่จ่ายให้แก่แท่งตัวนำเพิ่มขึ้น ความลึกของกระแสที่ผ่านที่ผิวตัวนำจะลดลง ความลึกของกระแสที่ผิวตัวนำเรียกว่าความลึกพื้นผิวตัวนำ (Skin depth) ที่ชั้นความลึกหรือระยะความลึกจากพื้นผิวตัวนำซึ่งมีความหนาแน่นของกระแสลดลงเป็น $1/E$ ของกระแสที่พื้นผิว ($E = 2.718$) แสดงดังรูปที่ 2.13

$$\text{Skin-depth} = \frac{1}{\pi f \mu \gamma} \quad (\text{เมตร}) \quad (2.40)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งยังขอให้ผู้ดูแลเอกสารต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้ โดยที่ $f = \text{ความถี่, เฮิรตซ์}$

μ = ค่าพหุมีอะบิลิตี, เฮนรี/เมตร

γ = สภาพความเป็นตัวนำ (Conductivity), ซีเมนส์/เมตร



รูปที่ 2.12 การลดทอนของคลื่นแรงดันเนื่องจากความสูญเสียในสาย

จากสมการ Skin depth จะได้

$$\text{Skin depth} = \sqrt{\frac{R}{\pi f \mu}} \quad (\text{เมตร}) \quad (2.41)$$

โดยที่ f = ความถี่, เฮิรตซ์

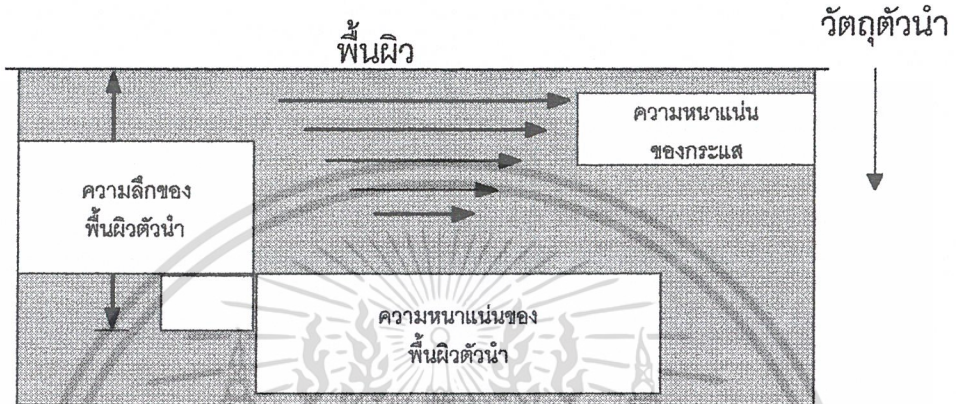
μ = ค่าพหุมีอะบิลิตี, เฮนรี/เมตร

R = ความต้านทาน, โอห์ม/เมตร

เพราะว่าสภาพความต้านทานเป็นส่วนกลับหรือแปรผกผันกับสภาพความเป็นตัวนำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานที่การศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การที่ระยะความลึกถูกลดลงที่ความถี่สูงนั้นทำให้ความหนาแน่นของกระแสที่บริเวณพื้นผิวตัวนำเพิ่มขึ้น



รูปที่ 2.13 การลดทอนของความหนาแน่นกระแสเนื่องจากความลึกของพื้นผิว

ตารางที่ 2.6 ค่าความต้านทานของโลหะตัวนำ

โลหะตัวนำ	โอห์ม/เมตร
อลูมิเนียม	2.620×10^{-8}
ทองคำ	2.493×10^{-8}
ทองแดง	1.724×10^{-8}
เงิน	1.620×10^{-8}

ในการใช้งานสามารถลดผลจากความสูญเสียเนื่องจากผิวของตัวนำได้ด้วยการชุบหรือเคลือบผิวด้วยโลหะ ซึ่งมีค่าความต้านทานต่ำและมีราคาสูง วิธีการนี้นิยมใช้กันในอุปกรณ์หรือเครื่องมือใช้งานที่มีความถี่สูง เช่น การฉาบผิวด้านในของท่อนำคลื่นด้วยทองหรือเงินเพื่อลดความต้านทานที่ผิวตัวนำเป็นต้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

ทฤษฎีที่ใช้ในการออกแบบ

3.1 พารามิเตอร์เมตริกซ์การกระจาย

3.1.1 พารามิเตอร์การกระจาย (S-parameter)

พารามิเตอร์การกระจาย เริ่มมีการนำมาใช้ตั้งแต่ปี 1960 และเป็นที่ยอมรับกันอย่างแพร่หลายมากกว่า พารามิเตอร์ 2 พอร์ต อื่นๆ เช่น Y-parameter เนื่องจากง่ายและสะดวกในการใช้งาน นอกจากนี้แล้วยังเป็นวิธีการออกแบบวงจรขยายกำลังค่าที่มีประสิทธิภาพสูงเป็นที่ยอมรับโดยทั่วไป

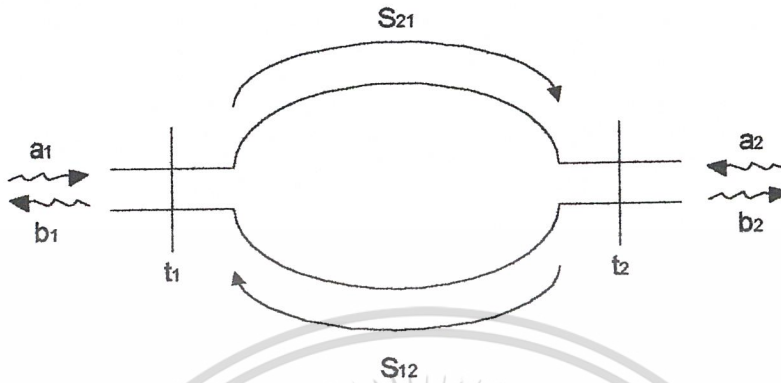
พารามิเตอร์การกระจาย สามารถบอกถึงคุณสมบัติต่างๆ ของวงจรขยาย เช่น อิมพีแดนซ์, อัตราขยาย, VSWR ที่อินพุตและเอาต์พุต และเสถียรภาพของวงจรซึ่งจะแสดงในรูปของสมการแนวคิดของพารามิเตอร์การกระจาย นั้นได้จากการส่งคลื่นที่สร้างจากแหล่งกำเนิดส่งผ่านสายส่งไปยังโหลด เรียกว่าคลื่นกระทบ ถ้าหากอิมพีแดนซ์เกิดการ mismatch จะทำให้เกิดการสูญเสียสะท้อนกลับมายังแหล่งกำเนิด เรียกว่า คลื่นสะท้อน

3.1.2 นิยามและความหมายของเมตริกซ์การกระจาย (Scattering Matrix)

ก่อนที่จะกล่าวถึงนิยามของเมตริกซ์การกระจายจะขอสรุปข้อดีและข้อเสียของ Z เมตริกซ์ และ Y เมตริกซ์ ข้อดีของ Z เมตริกซ์ก็คือ การนิยามแรงดันไฟฟ้าสมมูลและกระแสไฟฟ้าสมมูลขึ้นในวงจรที่นำคลื่นก็ทำให้ได้วงจรสมมูล และสามารถนำทฤษฎีของสายนำสัญญาณกับวงจรสมมูลนั้นได้ อย่างไรก็ตามแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้านั้นเป็นเพียงค่าสมมูล ซึ่งจะไม่เชื่อมโยงโดยตรงกับค่าที่ได้จากการวัด จึงทำให้เป็นข้อเสียที่ทำให้ Z เมตริกซ์ไม่ถูกใช้ในวงจรไมโครเวฟ ในทางปฏิบัติเราจะวัดค่า SWR ,สัมประสิทธิ์การส่งผ่านซึ่งก็จะสามารถทำได้โดยการป้อนกำลังคลื่นเข้าที่พอร์ตใดพอร์ตหนึ่ง แล้ววัดกำลังคลื่นที่ออกไปที่พอร์ตที่เหลือการวัดในสภาพดังกล่าวนี้จะทำได้ง่ายและให้ผลที่ชัดเจน นอกจากนั้นยังสามารถวัดได้ทั้งขนาดและเฟสของคลื่นเมื่อเทียบกับคลื่นที่ส่งผ่านเข้ามาได้ ดังนั้นถ้าเรานิยามพารามิเตอร์ที่เชื่อมโยงความสัมพันธ์ระหว่างคลื่นที่ส่งผ่านเข้ามา (V_n^+) กับคลื่นที่สะท้อนและคลื่นที่ส่งผ่านออกไปทางพอร์ตต่างๆ (V_n^-) หรืออาจเรียกรวมๆกันว่า คลื่นที่กระจาย (Scatter) ออกไป พารามิเตอร์ชุดดังกล่าวนี้ก็จะมีความสัมพันธ์อย่างใกล้ชิดกับค่าที่วัดได้ และพารามิเตอร์นี้ก็คือเมตริกซ์การกระจายนั่นเอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.1.3 เมตริกซ์การกระจายสำหรับวงจร 2 พอร์ต



รูปที่ 3.1 วงจร 2 พอร์ตที่มีความไม่ต่อเนื่องที่จุดเชื่อมต่อ

วงจร 2 พอร์ตจัดว่าเป็นวงจรพื้นฐานที่สุดในการนิยาม เมตริกซ์การกระจาย แล้วก็เป็นวงจรที่พบบ่อยครั้งในภาคปฏิบัติ ยกตัวอย่างเช่น การนำท่อนำคลื่นหรือสายนำสัญญาณอย่างอื่นที่มีค่าอิมพีแดนซ์ลักษณะสมบัติที่ต่างกันมาต่อกัน หรือท่อนำคลื่นที่มีชิ้นส่วนรีแอกติฟอยู่ภายใน เป็นต้น ในการนิยามเมตริกซ์การกระจายความไม่ต่อเนื่องต่างๆ จะถูกจำกัดบริเวณให้อยู่ภายในจุดเชื่อมต่อดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 3.1 ในกรณีทั่วไปอิมพีแดนซ์คุณลักษณะสมบัติของพอร์ตทั้งสองอาจจะไม่เท่ากัน ซึ่งเราจะให้เท่ากับ Z_1 และ Z_2 ตามลำดับ ตามนิยามของเมตริกซ์การกระจาย เราจะได้ความสัมพันธ์ดังนี้

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \quad (3.1)$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \quad (3.2)$$

โดยที่ความหมายของพารามิเตอร์การกระจาย แต่ละตัวจะชัดเจนคือ S_{11} และ S_{22} เป็นสัมประสิทธิ์ของการสะท้อนที่วัดที่พอร์ตที่ 1 และพอร์ตที่ 2 ในขณะที่อีกพอร์ตหนึ่งถูกต่อไว้ด้วยแมตซ์ซึ่งโหลด สำหรับ S_{12} และ S_{21} เป็นสัมประสิทธิ์ของการส่งผ่านจากพอร์ตที่ 2 ไปพอร์ตที่ 1 และจากพอร์ตที่ 1 ไปพอร์ตที่ 2 โดย S_{12} เท่ากับ S_{21} ในกรณีที่วงจร 2 พอร์ตนี้มีคุณสมบัติตามทฤษฎีบทภาวะย้อนกลับ ในกรณีที่จุดเชื่อมต่อเป็นแบบไม่มีการสูญเสียของเมตริกซ์การกระจาย จะเป็นแบบยูนิทารีและมีเงื่อนไขสำหรับพารามิเตอร์การกระจายตามสมการซึ่งเขียนรายละเอียดได้ดังนี้ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$S_{11}S_{11}^* + S_{21}S_{21}^* = 1 \quad (3.3)$$

$$S_{22}S_{22}^* + S_{12}S_{12}^* = 1 \quad (3.4)$$

$$S_{11}S_{12}^* + S_{21}S_{22}^* = 0 \quad (3.5)$$

เนื่องจาก $S_{12} = S_{21}$ ดังนั้นสมการ (3.3) จะเท่ากับสมการ (3.4) และทำให้ S_{11} และ S_{22} มีความสัมพันธ์กันดังนี้

$$|S_{11}| = |S_{22}| \quad (3.6)$$

และจากสมการ (3.3) เราจะได้

$$|S_{12}| = \sqrt{1 - |S_{11}|^2} \quad (3.7)$$

ดังนั้นเมื่อเราให้ $S_{11} = |S_{11}| e^{j\theta_1}$, $S_{22} = |S_{22}| e^{j\theta_2} = |S_{11}| e^{j\theta_2}$ และ $S_{12} = (1 - |S_{11}|^2)^{1/2} e^{j\varnothing}$ แล้วแทนค่าลงในสมการ (3.5) จะได้ผลดังนี้

$$|S_{11}| (1 - |S_{11}|^2)^{1/2} (e^{j\theta_1 - j\varnothing} + e^{j\varnothing - j\theta_2}) = 0$$

หรือ

$$e^{j(\theta_1 + \theta_2)} = -e^{j2\varnothing} \quad (3.8)$$

ซึ่งจะหา \varnothing ในรูปของ θ_1 และ θ_2 ได้ดังนี้

$$\theta_1 + \theta_2 = 2\varnothing \pm \pi$$

หรือ

$$\varnothing = (\theta_1 + \theta_2)/2 \pm \pi/2 \quad (3.9)$$

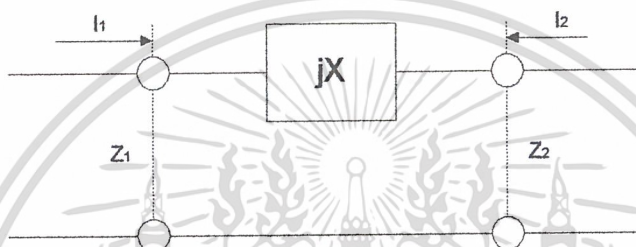
ผลที่ได้ตามสมการ (3.7) กับสมการ (3.9) เป็นการระบุว่า S_{12} และ S_{21} หาได้จาก S_{11} และ S_{22} และเห็นได้ว่าพารามิเตอร์ที่มีค่าอิสระนั้นจะมีเพียง 3 ตัวเท่านั้นคือ $|S_{11}|$, θ_1 และ θ_2 ซึ่งก็ตรงกับ

ผลการคำนวณจำนวน V^+ บนพารามิเตอร์อิสระที่เท่ากับ $N(N+1)/2 = 2 \times 3/2 = 3$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในลำดับต่อไปจะแสดงวิธีหาค่าพารามิเตอร์การกระจายของวงจร 2 พอร์ตแบบง่าย ๆ ที่แสดงไว้ในรูปที่ 3.2 คือเป็นสายนำสัญญาณ 2 ชุดต่อกันด้วยตัวรีแอกแตนซ์ในลักษณะอนุกรม เมื่อให้ $V_1^+, V_1^-, V_2^+, V_2^-$ เป็นแรงดันไฟฟ้าสมมูลที่ไม่ได้นอร์มอลไลซ์ไว้เราจะหา S_{11} ได้โดยการต่อพอร์ตที่ 2 ด้วยแมตซ์ซิ่งโหลดคือ Z_2 ซึ่งจะได้ผลดังนี้

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} = \frac{V_1^-}{V_1^+} = \frac{Z_{in} - Z_1}{Z_{in} + Z_1} = \frac{Z_2 - Z_1 + jX}{Z_2 + Z_1 + jX} \quad (3.10)$$



รูปที่ 3.2 ตัวอย่างวงจร 2 พอร์ตที่ใช้ในการหาพารามิเตอร์การกระจาย

ในการทำงานเดียวกันสามารถหาค่า S_{22} ได้ดังนี้

$$S_{22} = \frac{b_2}{a_2} = \frac{V_2^-}{V_2^+} = \frac{Z_1 - Z_2 + jX}{Z_1 + Z_2 + jX} \quad (3.11)$$

ในการหา S_{21} นั้น เราจะได้โดยการต่อแมตซ์ซิ่งโหลดไว้ที่พอร์ตที่ 2 แล้วหาค่า b_2/a_1 ซึ่งในขั้นแรกจะติดอยู่ในรูปของ V_2^- และ V_1^+ ดังนี้

$$S_{12} = S_{21} = \frac{b_2}{a_1} = \sqrt{\frac{Z_1}{Z_2}} \frac{V_2^-}{V_1^+} \quad (3.12)$$

การหาค่า V_2^- ในรูปของ V_1^+ นั้นจะทำได้โดยคำนึงถึงแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าที่ไหลในวงจรดังนี้คือ ก่อนอื่นที่พอร์ตที่ 1 จะมีแรงดันไฟฟ้ารวมในรูป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 $V_1 = V_1^+ + V_1^- = V_1^+ (1 + S_{11})$ (3.13)
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และกระแสไฟฟ้าที่ไหลเข้าที่พอร์ตที่ 1 จะเขียนได้ดังนี้

$$I_1 = \frac{1}{Z_1}(V_1^+ - V_1^-) = \frac{V_1^+}{Z_1}(1 - S_{11}) \quad (3.14)$$

เนื่องจากกระแสที่ไหลผ่านวงจรถอนุกรมจะมีขนาดเท่ากัน เมื่อให้ I_2 เป็นกระแสที่ไหลออกจากพอร์ตที่ 2 จะได้

$$I_1 = -I_2 = I_2^- = \frac{V_2^-}{Z_2} \quad (3.15)$$

จากสมการ (3.14) และสมการ (3.15) จะสามารถหาความสัมพันธ์ระหว่าง $V_2^- + V_2^+$ ได้ดังนี้

$$\frac{V_2^-}{V_1^+} = \frac{Z_2}{Z_1}(1 - S_{11}) \quad (3.16)$$

เมื่อแทนค่าสมการ (3.16) และ S_{11} จากสมการ (3.10) ลงในสมการ (3.12) จะได้ S_{12} ในรูปต่อไปนี้

$$S_{12} = S_{21} = \frac{\sqrt{Z_2}}{\sqrt{Z_1}} \frac{2Z_1}{Z_1 + Z_2 + jX} = \frac{2\sqrt{Z_1 Z_2}}{Z_1 + Z_2 + jX} \quad (3.17)$$

ถ้าเราทำการหาค่า S_{21} จาก V_2^-/V_1^+ ในสมการ (3.16) โดยตรงจะได้

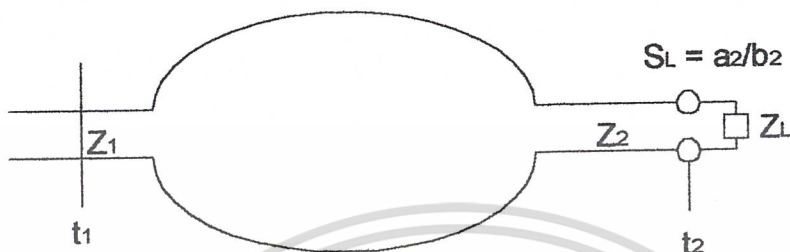
$$S_{21} = \frac{2Z_2}{Z_1 + Z_2 + jX} \quad (3.18)$$

ในทำนองเดียวกัน

$$S_{12} = \frac{V_1^-}{V_2^+} = \frac{2Z_2}{Z_1 + Z_2 + jX} \quad (3.19)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งจะเห็นได้ว่า S_{21} และ S_{12} ในกรณีนี้จะไม่เท่ากัน และทำให้เมตริกซ์การกระจายที่นิยามแบบนี้ไม่มีคุณสมบัติสมมาตร ดังนั้นโดยทั่วไปเราจึงนิยมใช้เมตริกซ์การกระจายที่นิยามจาก a_n และ b_n มากกว่า



รูปที่ 3.3 วงจร 2 พอร์ตที่ต่อปลายสายไว้ด้วยโหลดที่ไม่ใช่แมตซ์ชิงโหลด

ในการพิจารณาในกรณีที่มีการป้อนกำลังคลื่นเข้าที่พอร์ตหนึ่งแล้วอีกพอร์ตหนึ่งต่อไว้ด้วยโหลดที่ไม่ใช่แมตซ์ชิงโหลด ในกรณีนี้สามารถหาค่าสัมประสิทธิ์ของการสะท้อนในรูปของพารามิเตอร์การกระจายดังต่อไปนี้ ก่อนอื่นให้มีการป้อนกำลังเข้าที่พอร์ตที่ 1 และพอร์ตที่ 2 ต่อไว้ด้วยอิมพีแดนซ์ Z_L ตามรูปที่ 3.3 เมื่อต่อด้วยโหลด Z_L ซึ่งไม่แมตซ์กับอิมพีแดนซ์ลักษณะสมบัติของสายนำสัญญาณก็จะเกิดการสะท้อนกลับตรงตำแหน่งที่ต่อ Z_L นั้น S_L เป็นสัมประสิทธิ์ของการสะท้อนกลับตรงตำแหน่งดังกล่าวนี้ S_L จะเขียนได้ดังต่อไปนี้

$$S_L = \frac{a_2}{b_2} = \frac{Z_L - Z_2}{Z_L + Z_2} = \frac{Z_L - 1}{Z_L + 1} \quad (3.20)$$

โดยที่ $Z_L = Z_1/Z_2$ หรือเป็นโหลดที่ถูกนอร์มอลไลซ์ไว้ เมื่อแทนค่า $a_2 = S_L b_2$ ลงในสมการ (3.3) และ (3.4) จะได้ผลดังนี้

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}S_L b_2 \quad (3.21)$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}S_L b_2 \quad (3.22)$$

จากสมการ (3.21) และ (3.22) นี้ หาความสัมพันธ์ระหว่าง b_1 และ a_1 ได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{b_1}{a_1} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}S_L}{1 - S_{22}S_L} \quad (3.23)$$

ผลที่ได้คือสัมประสิทธิ์ของการสะท้อนกลับในกรณีที่ต่อพอร์ตที่ 2 ไว้โดยโหลด Z_L ที่ไม่ใช่แมตซ์ซิ่ง โหลดและสมการ (3.23) แสดงให้เห็นว่าสัมประสิทธิ์ของการสะท้อนกลับนั้นจะเปลี่ยนแปลงไปจาก S_{11} อย่างไร และจากสมการ (3.20) จะเห็นได้ว่า กรณีที่ต่อไว้ด้วยแมตซ์ซิ่ง โหลด S_L จะเท่ากับ 0 ทำให้สมการ (3.23) มีค่าเท่ากับ S_{11}

โดยที่

S_{11} = สัมประสิทธิ์การสะท้อนที่อินพุต

S_{21} = อัตราขยาย/การสูญเสีย

S_{12} = การแยกโคคเคียว (Isolation)

S_{22} = สัมประสิทธิ์การสะท้อนที่เอาท์พุต

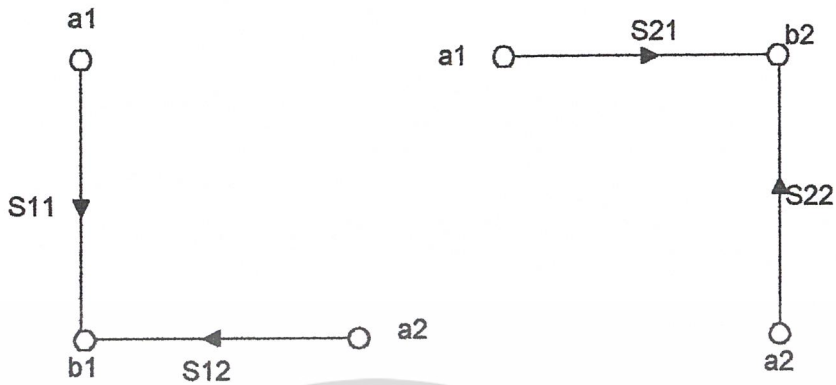
3.2 กราฟการไหลสัญญาณ (Signal Flow Graph)

กราฟการไหลสัญญาณเป็นเทคนิคที่สะดวก, เหมาะสมที่จะแสดงและวิเคราะห์การสะท้อนของสัญญาณในระบบไมโครเวฟ กราฟการไหลสัญญาณแสดงถึง เช่น อัตราขยาย และอัตราขยายทางแรงดันที่เป็นค่าในรูปแบบเชิงซ้อนเหมือนกฎของเมสัน (Mason's Rule) มีลักษณะดังนี้

- (1). โหนดแต่ละโหนดแทนค่าเป็นตัวแปร หรือสัญญาณ
- (2). พารามิเตอร์การกระจายและสัมประสิทธิ์การสะท้อน ถูกแทนสาขาโดยแต่ละสาขา (Branches)
- (3). สาขาแต่ละสาขาจะขึ้นอยู่กับค่าของตัวแปรแต่ละโหนด และเคลื่อนตกกระทบกับคลื่นตกกระทบ
- (4). โหนดแต่ละโหนดจะเท่ากับผลรวมของแต่ละสาขา

กราฟการไหลสัญญาณของพารามิเตอร์การกระจายของวงจรสองทางเข้าและออก (Two - Port Network) แสดงดังรูปที่ 3.4 โดยที่ b_1 และ b_2 ขึ้นอยู่กับโหนด a_1 และ a_2 กราฟการไหลสัญญาณที่สมบูรณ์ของวงจรสองทางเข้าและออกแสดงดังรูปที่ 3.5

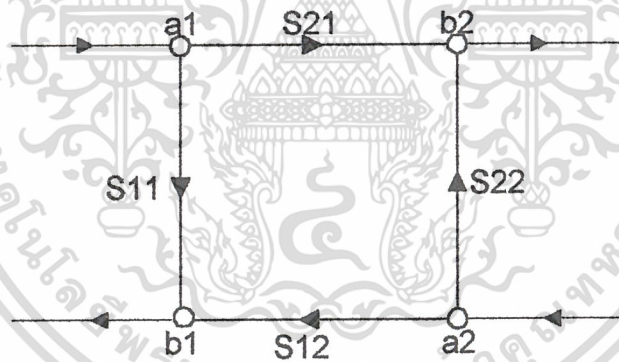
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2$$

รูปที่ 3.4 กราฟการไหลสัญญาณของพารามิเตอร์การกระจาย



รูปที่ 3.5 กราฟการไหลสัญญาณของวงจรสองทางเข้าและออก

กราฟการไหลสัญญาณในรูปที่ 3.5 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างคลื่นที่เคลื่อนที่ตกกระทบทาง a_1 ที่พอร์ท 1 โดยมาจากบางส่วนของ $S_{21}a_1$ ไป b_2 และบางส่วนของคลื่นสะท้อนกลับ ($S_{11}a_1$) ไปยัง b_1 คลื่นตกกระทบที่ a_2 ที่พอร์ท 2 ($S_{12}a_2$) ไป b_1 และคลื่นสะท้อนกลับบางส่วน $S_{22}a_2$ สะท้อนไปยัง b_2 เช่นกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3 สมมิชชาร์ต

3.3.1 บทนำ

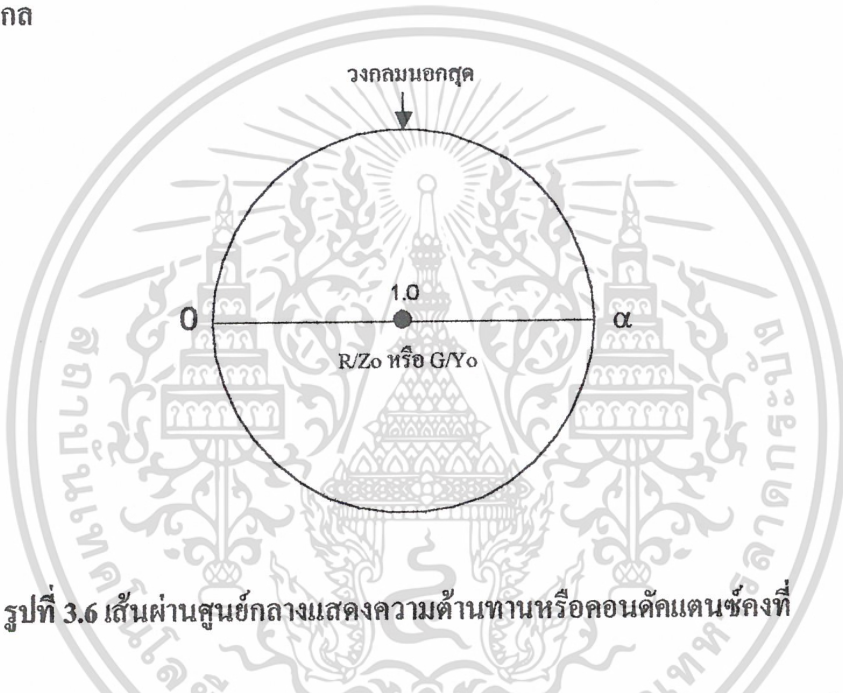
สมมิชชาร์ตเป็นกราฟหรือชาร์ตชนิดหนึ่งที่มีรูปร่างเป็นวงกลม ซึ่งแสดงให้เห็นในรูปที่ 3.7 โดยที่ข้างใต้ชาร์ตรูปวงกลมมีสเกลบอกพารามิเตอร์ต่างๆ มีชื่อเรียกว่าเรเดียลลิสสเกลพารามิเตอร์ หมายถึงว่าสเกลพารามิเตอร์ถูกแบ่งตามระยะรัศมีของชาร์ตวงกลม (Radially Scaled Parameter) ต่อไปนี้จะได้ทำการแจกแจงส่วนประกอบของสมมิชชาร์ต โดยเริ่มจากเส้นกลางแนวนอน หรือเส้นผ่านศูนย์กลางของวงกลมวงนอกสุด ระบุตามรูปที่ 3.7 ก็คือ Scale A จะเป็นสเกลแสดงค่าความต้านทานหรือคอนดักแตนซ์ และจะมีส่วนที่เป็นวงกลมมีจุดสัมผัสร่วมที่ด้านขวาปลายสุดของ Scale A ที่มีชื่อเรียกว่าวงกลมแทนความต้านทานคงที่ (Constant R) หรือวงกลมแทนคอนดักแตนซ์คงที่ (Constant G) สำหรับเส้นโค้งที่เริ่มจากขอบของวงกลมความต้านทานคงที่ วงนอกสุดเข้ามาบรรจบที่ปลายขวาสุดของเส้นกลางแนวนอนมีชื่อเรียกว่า เส้นโค้งแทนรีแอกแตนซ์คงที่หรือเส้นโค้งแทนซัพเซสแตนซ์คงที่ โดยมีค่าสเกลของเส้นโค้งบนขอบวงกลมวงนอกสุดซึ่งก็คือ Scale B นั้นเอง สเกลสุดท้ายคือ Scale C ซึ่งเป็นสเกลวงกลมที่ล้อมรอบวงกลมความต้านทานคงที่ จะบอกค่าความยาวคลื่นที่เทียบกับค่าหรือทำการนอร์มอลไลซ์แล้ว ความยาวตลอดของสายนำสัญญาณที่พิจารณาที่แสดงบนสมมิชชาร์ต Scale C นี้ โดยกำหนดให้ทิศทางเข้าสู่โหนดเป็นแบบทวนเข็มนาฬิกา ส่วนทิศทางเข้าสู่เครื่องกำเนิดหรือแหล่งจ่ายพลังงานมีทิศทวนเข็มนาฬิกาและกำหนดให้หนึ่งรอบของวงกลมสมมิชชาร์ตใช้แทนครึ่งความยาวคลื่นของสายนำสัญญาณ (สายนำสัญญาณความยาวจริงที่เทียบเป็นความยาวคลื่น ได้ตามจำนวนรอบของวงกลมสมมิชชาร์ต)

ในการใช้สมมิชชาร์ต ค่าอินพุตที่จะนำมาพล็อตไม่ว่าจะเป็นความต้านทาน คอนดักแตนซ์ รีแอกแตนซ์หรือซัพเซสแตนซ์ต้องทำการนอร์มอลไลซ์กับอิมพีแดนซ์คุณลักษณะหรือคุณลักษณะแอดมิตแตนซ์ของสายส่งสัญญาณเสียก่อน เพราะว่า Scale A และ B บนสมมิชชาร์ตเป็นค่าสเกลที่ทำการนอร์มอลไลซ์ไว้แล้ว โดย Scale A นอร์มอลไลซ์กับอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ Scale B ทำการนอร์มอลไลซ์กับค่าแอดมิตแตนซ์คุณลักษณะ สำหรับวงกลมวงนอกสุดที่แสดงค่าความยาวคลื่น (Scale C) ก็ทำการนอร์มอลไลซ์กับความยาวคลื่นเช่นกัน ในการใช้งานจะต้องนำความยาวของสายมา นอร์มอลไลซ์กับความยาวคลื่นด้วย ดังนั้นวิธีการสร้างชาร์ตแบบนี้จะทำให้สามารถใช้ชาร์ตกับสายนำสัญญาณทุกแบบ และทุกความถี่ใช้งานโดยมีข้อจำกัดตรงที่ว่าสายนำสัญญาณนั้นจะต้องทราบค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะแล้วเท่านั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3.2 เส้นผ่านศูนย์กลางกลางของสมิทชาร์ต

เส้นผ่านศูนย์กลางกลางกลางของสมิทชาร์ตจะใช้แทนส่วนที่เป็นความต้านทาน หรือคอนดักแตนซ์ดังรูปที่ 3.6 โดยเริ่มจากซ้ายสุดจะแสดงค่าความต้านทาน หรือคอนดักแตนซ์เป็นศูนย์ สเกลจะเพิ่มขึ้นจนถึงจุดขวาสุดของเส้นนี้จะแทนค่าความต้านทาน หรือคอนดักแตนซ์เป็นอนันต์ สเกลตามแนวเส้นกลางนี้จะไม่ขึ้นกับอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายส่งสัญญาณเพราะได้ทำการนอร์มอลไลซ์ก่อนนำมาลงสเกลแล้ว ซึ่งทำได้โดยนำค่าความต้านทานหารด้วยค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายส่งสัญญาณคือ Z_0 หรือนำค่าคอนดักแตนซ์หารด้วยแอดมิตแตนซ์คุณลักษณะ Y_0 เพื่อนำมาพล็อตลงสเกล



รูปที่ 3.6 เส้นผ่านศูนย์กลางแสดงค่าความต้านทานหรือคอนดักแตนซ์คงที่

จุดศูนย์กลางของเส้นกลาง (เป็นจุดศูนย์กลางของชาร์ตด้วย) นี้ มีค่าเท่ากับหนึ่ง หมายความว่า $R = Z_0$ หรือ $G = Y_0$ แสดงว่าถูกต่อปลายไว้ด้วยโหลดที่มีอิมพีแดนซ์เท่ากับอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายส่งเอง ซึ่งจะไม่มีการสะท้อนกลับของพลังงานเลยและควรทำความเข้าใจตรงนี้ว่า ค่าแอดมิตแตนซ์คุณลักษณะของสายเท่ากับค่าส่วนกลับของอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ คือ

$$Z_0 = \frac{1}{Y_0}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 3.7 แสดงลักษณะของสมิทชาร์ต

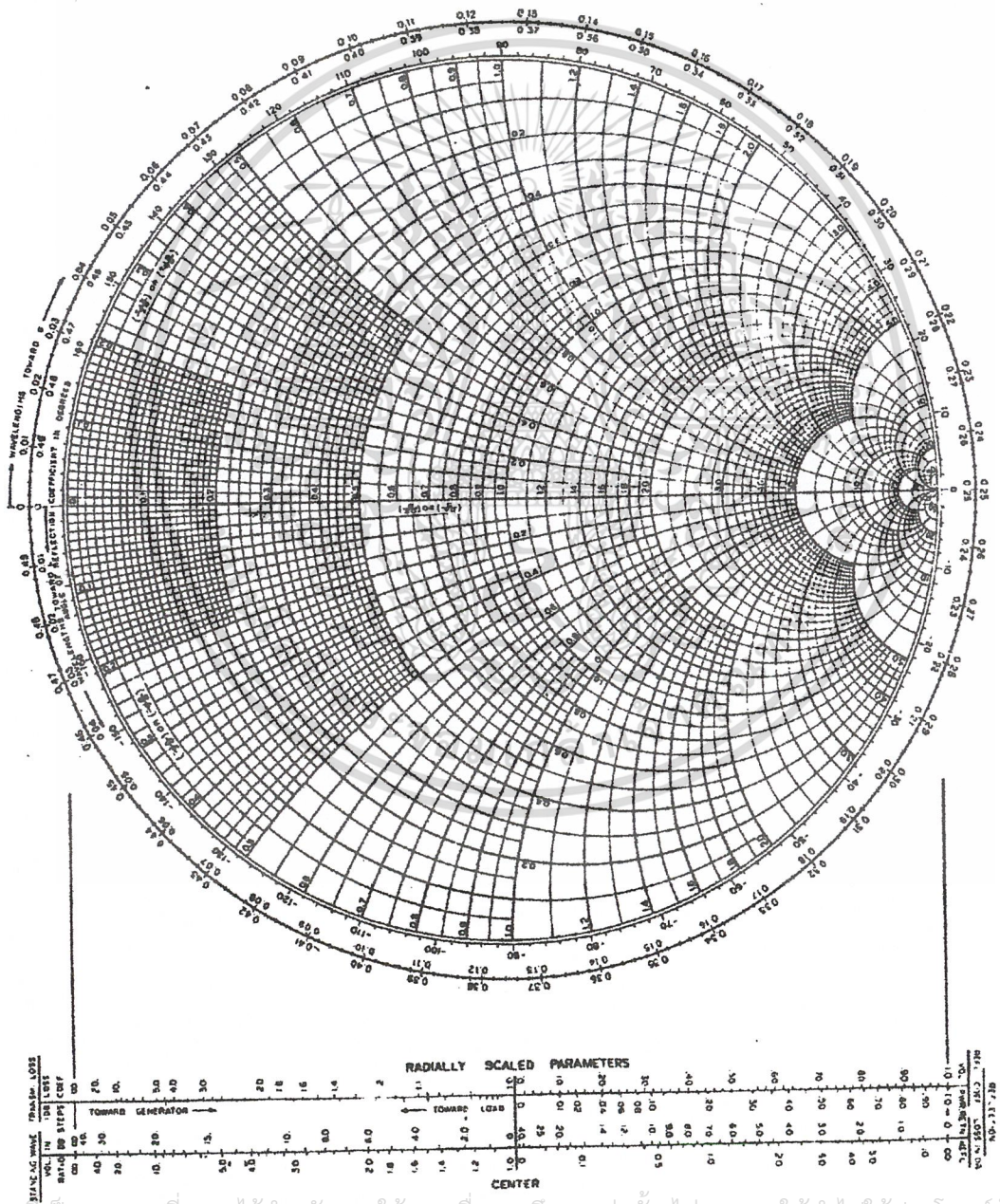
SMITH CHART

TITLE _____

$$z = R - jX, Z_0 = \Omega$$

$$y = G - jB, Y_0 = U$$

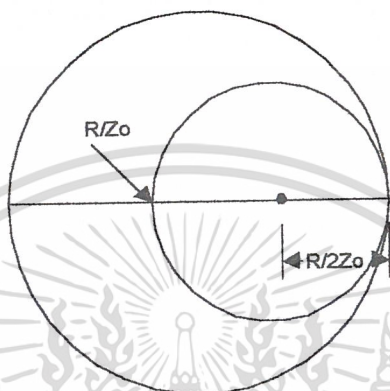
DATE _____



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3.3 วงกลมแทนความต้านทานและคอนดัคแตนซ์คงที่

วงกลมแทนความต้านทานคงที่ หรือ Constant R ทุกวงจะมีจุดสัมผัสร่วมกันที่จุดขวาสุดของชาร์ต และทุกวงจะตัดกับเส้นผ่านศูนย์กลางของสมิทชาร์ต แสดงดังรูปที่ 3.8

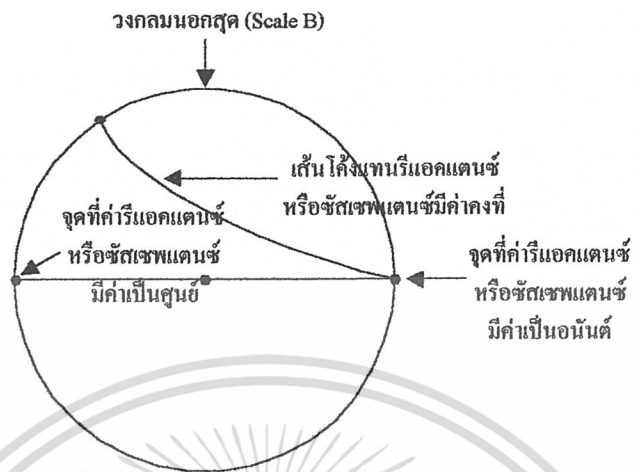


รูปที่ 3.8 แสดงวงกลม Constant R หรือ Constant G

การสร้างวงกลมความต้านทานคงที่ หรือ G บนสมิทชาร์ตนี้ เริ่มโดยนำค่าความต้านทานหรือค่าความนำมาทำการหารด้วยอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ หรือแอดมิตแตนซ์ (Z_0 หรือ Y_0) ค่าที่ทำการนอร์มอลไลซ์แล้วนี้จะนำไปพล็อตเป็นสเกลของเส้นผ่านศูนย์กลาง หลังจากนั้นจึงทำการวาดวงกลมโดยมีรัศมีเป็นครึ่งหนึ่งของระยะจากจุดที่พล็อตไปยังจุดขวาสุดของเส้นสเกล และจุดกึ่งกลางวงกลมจะอยู่ระหว่างจุดทั้งสองนี้ ซึ่งเป็นผลให้วงกลมที่ได้มีจุดสัมผัสที่ขวาสุดของเส้นสเกล และมีชื่อเรียกว่า วงกลมแทนความต้านทานและความนำคงที่ (ทุกจุดบนวงกลมจะมีค่า R หรือ G เดียวกันตลอด)

3.3.4 เส้นโค้งแทนรีแอกแตนซ์และซัพเซสแตนซ์คงที่

เส้นโค้งแทนรีแอกแตนซ์คงที่บนสมิทชาร์ตแสดงในรูปที่ 3.9 มีจุดเริ่มจากค่ารีแอกแตนซ์ที่ทำการนอร์มอลไลซ์แล้ว (โดยรีแอกแตนซ์หารด้วยอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ และซัพเซสแตนซ์หารด้วยแอดมิตแตนซ์คุณลักษณะ) พล็อตบนวงกลมนอกสุดของความต้านทานคงที่ (ได้เป็น Scale B ในรูปที่ 3.7) ถากเส้นโค้งมาจบที่ปลายขวาสุดของเส้นกลาง สำหรับเส้นแสดกรีแอกแตนซ์ หรือไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



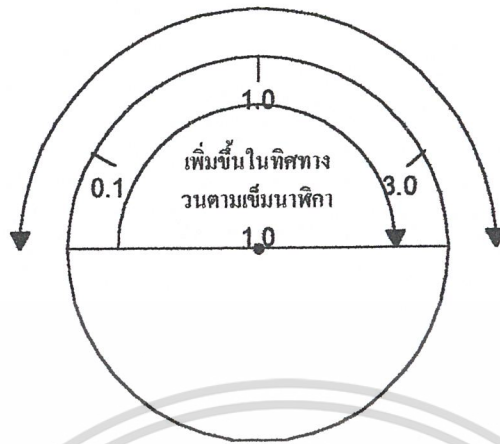
รูปที่ 3.9 แสดงเส้นโค้งแทนรีแอกแตนซ์คงที่

รีแอกแตนซ์เป็นศูนย์นั้นจะกลายเป็นเส้นตรง คือเส้นผ่านศูนย์กลางของสมิธชาร์ตนั่นเอง ส่วนเส้นโค้งแทนรีแอกแตนซ์หรือรีแอกแตนซ์อนันต์นั้นจะกลายเป็นขวาคอนจูเกตผ่านศูนย์กลาง ค่ารีแอกแตนซ์และรีแอกแตนซ์ที่ทำการนอร์มอลไลซ์แล้วจะนำมาพล็อตเป็นสเกลเทียบจากรูปที่ 3.6 ก็คือ Scale B และวงกลมนอกสุด หรือวงกลมแทนความต้านทานเป็นศูนย์ จะเป็นวงกลมที่มีเฉพาะค่ารีแอกแตนซ์เท่านั้น

ถ้าพิจารณาจากจุดที่ความต้านทานเป็นศูนย์วนตามเข็มนาฬิกาไปตามเส้นรอบวงจนถึงจุดขวาคอนจูเกตของเส้นกลาง ซึ่งความต้านทานเป็นค่าอนันต์จะได้ว่ารีแอกแตนซ์มีค่าเป็นบวก และเพิ่มขึ้นจากศูนย์ถึงอนันต์แสดงให้เห็นตามรูปที่ 3.10 (ก) และเมื่อวนทวนเข็มนาฬิกาจากจุดความต้านทานเป็นศูนย์จะพบว่ารีแอกแตนซ์มีค่าเป็นลบ และเพิ่มจากศูนย์ถึงอนันต์เช่นกัน แสดงไว้ดังรูปที่ 3.10 (ข) สเกลครึ่งวงกลมส่วนบนของสมิธชาร์ตจะแทนค่ารีแอกแตนซ์แบบตัวเหนี่ยวนำ $+jX_L/Z_0$ หรือค่ารีแอกแตนซ์แบบตัวเก็บประจุ $+jB/Y$ สเกลครึ่งวงกลมส่วนล่างจะแทนค่ารีแอกแตนซ์แบบตัวเก็บประจุ $-jX_C/Z_0$ หรือค่ารีแอกแตนซ์แบบตัวเหนี่ยวนำ $-jB/Y_0$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

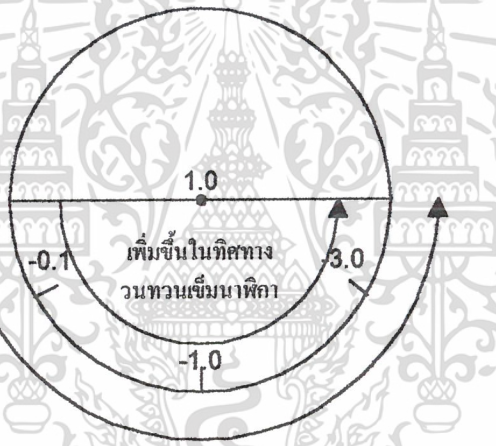
อินดักทีฟรีแอกแตนซ์มีค่าเป็นบวก



รูปที่ 3.10 (ก) แสดงสเกลรีแอกแตนซ์เป็นบวก

อินดักทีฟรีแอกแตนซ์มีค่าเป็นลบ

รูปที่ 3.10 (ข) แสดงสเกลรีแอกแตนซ์เป็นลบ



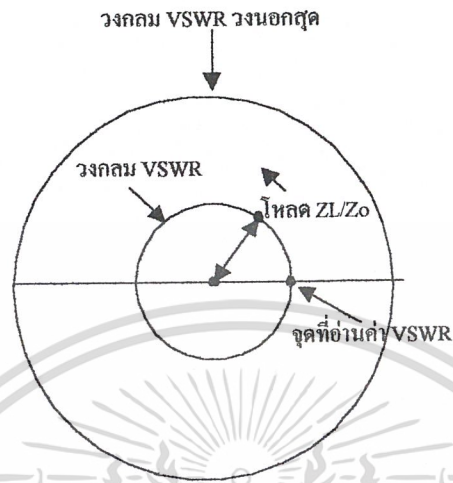
3.3.5 การนำสมิธชาร์ตไปใช้งานด้านไมโครเวฟ

การนำสมิธชาร์ต ไปประยุกต์ใช้งานด้าน ไมโครเวฟมีหลายประการด้วยกัน ซึ่งสามารถ
จำแนกการใช้ประโยชน์จากสมิธชาร์ต ได้ดังนี้

- ใช้สำหรับพล็อตอิมพีแดนซ์เชิงซ้อน (Complex Impedance) บนสมิธชาร์ต
- การหา VSWR เมื่อทราบค่าโวลต์ที่ต่อปลายสายนำสัญญาณ
- การหาค่าแอดมิตแตนซ์เมื่อทราบค่าอิมพีแดนซ์
- การหาอินพุทอิมพีแดนซ์ของสายนำสัญญาณต่อปลายแบบปิดหรือแบบเปิด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มอดไลซ์โหนด Z_L/Z_0 เป็นรัศมีจุดตัดระหว่างด้านขวามือของวงกลมกับแนวนอนซึ่งบอกสเกลค่าความต้านทานที่ได้จะเป็นค่าของ VSWR แสดงให้เห็นในรูปที่ 3.12

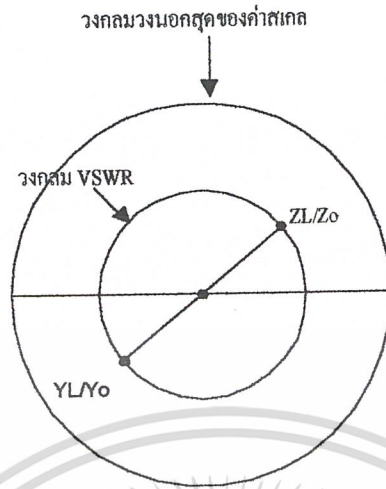


รูปที่ 3.12 แสดงตำแหน่งของ VSWR ที่อ่านจากสมิทชาร์ต

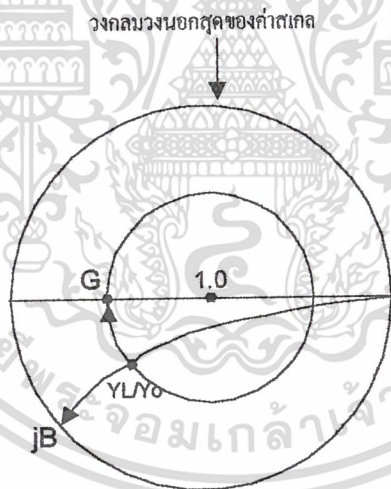
3.3.8 การหาค่าแอดมิตแตนซ์ Y_L เมื่อทราบค่าอิมพีแดนซ์ Z_L

การหาค่าแอดมิตแตนซ์ Y_L เมื่อทราบค่าอิมพีแดนซ์ Z_L เริ่มโดยการพล็อตอิมพีแดนซ์ Z_L บนสมิทชาร์ต และวาดวงกลม VSWR ตามวิธีที่ได้อธิบายในหัวข้อก่อน หลังจากนั้นจึงทำการลากเส้นตรงจากจุดโคออร์ดิเนต Z_L/Z_0 ผ่านจุด Prime Center หรือ จุด 1.0 ไปตัดกับวงกลม VSWR ด้านตรงข้าม ดูตามรูปที่ 3.13 จุดตัดระหว่างเส้นตรงดังกล่าวกับวงกลม VSWR จะเป็นจุดโคออร์ดิเนตแสดงตำแหน่งของ Y_L/Y_0 ค่าแอดมิตแตนซ์ที่อ่านได้มาจากจุดตัดกันของวงกลม Constant R และเส้นโค้ง Constant X ซึ่งอ่านค่าโคออร์ดิเนตจาก Scale A และ Scale B (ตามที่แสดงไว้ในรูปที่ 3.9) ตามลำดับ จะได้ค่าคอนดัคแตนซ์ และค่าซัพเซสแตนซ์ดังรูป 3.13

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.13 แสดงค่าคอนคัคเตนซ์



รูปที่ 3.14 แสดงค่าซัพเรสแตนซ์

3.4 การแมตช์สายท้อสั้น (Matching Stub)

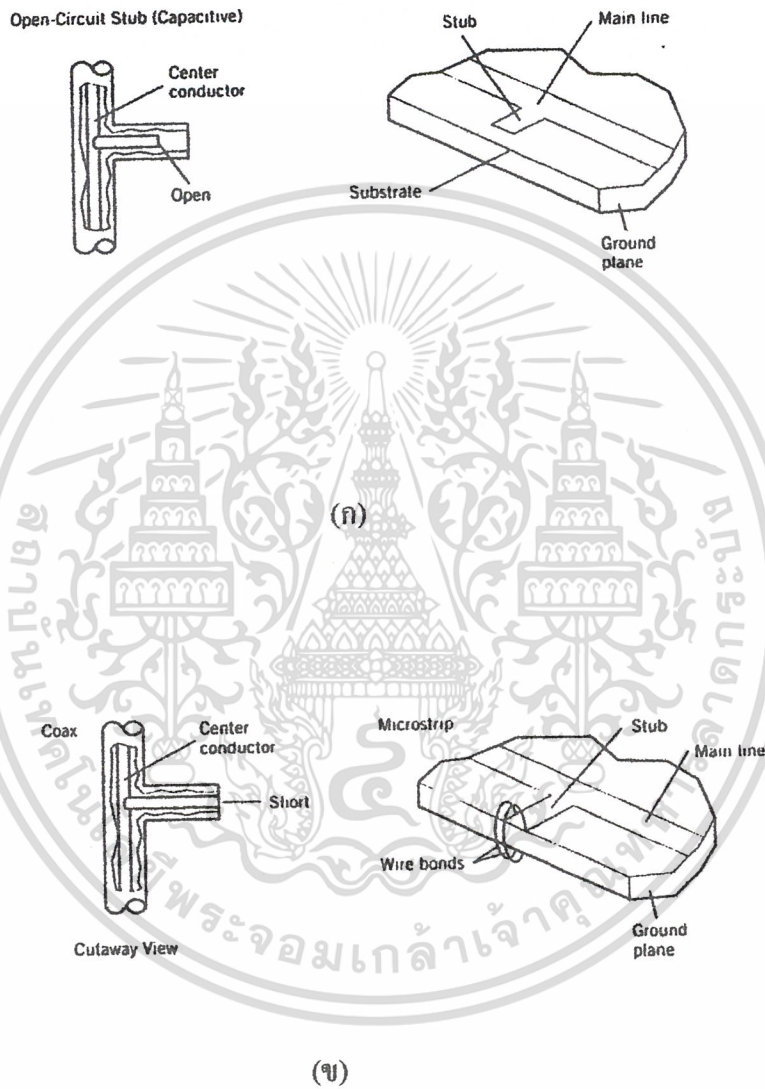
สำหรับความถี่ย่านไมโครเวฟ การที่จะหาค่า L และ C เป็นสิ่งที่ทำได้ยาก ดังนั้นการแมตช์สายท้อสั้นสามารถที่จะแก้ปัญหาดังกล่าวได้

รูปที่ 3.10 (ก) เป็นการแมตช์แบบปิดของสายท้อสั้น

รูปที่ 3.10 (ข) เป็นการแมตช์แบบเปิดของสายท้อสั้น

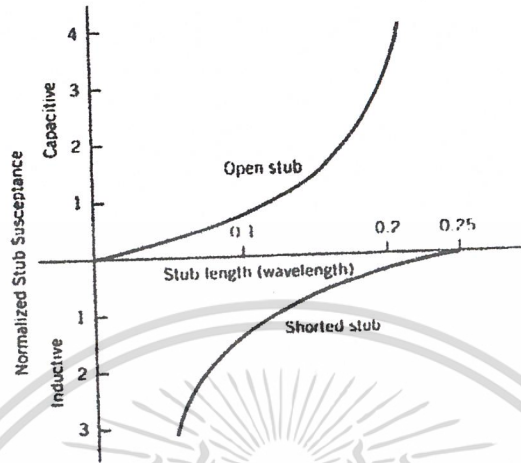
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับวงจรรวมเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่วนรูปที่ 3.11 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความยาวของสายท่อน้ำและค่าอินดักแตนซ์, ค่าคาปาซิแตนซ์ที่นอร์มอลไลซ์แล้ว



รูปที่ 3.15 การแมตซ์สายท่อน้ำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.16 ค่าแอดมิตแดนซ์ของสายท่อนสั้น

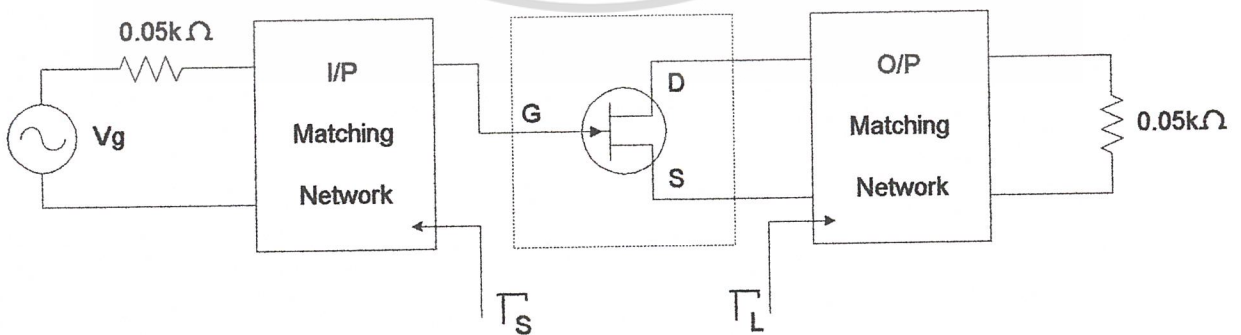
3.5 การแมตช์สายท่อนสั้นแบบเปิดและแบบปิด

Open and Short Stub Matching

วงจรสายท่อนสั้นแบบเปิดและแบบปิดนิยมใช้ในวงจรไมโครเวฟ มีลักษณะดังรูปที่ 3.12 โดยจะมีตัวอย่างประกอบ เช่น ให้ออกแบบวงจรแบบเปิดและแบบปิดของสายท่อนสั้น มีรายละเอียด ดังนี้ เป็นเฟทชนิดเอ็น GaAs FET มี Γ_S และ Γ_L ทำงานที่ความถี่ 10 GHz ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ 50 โอห์ม

$$\Gamma_S = 0.606 \angle 155^\circ$$

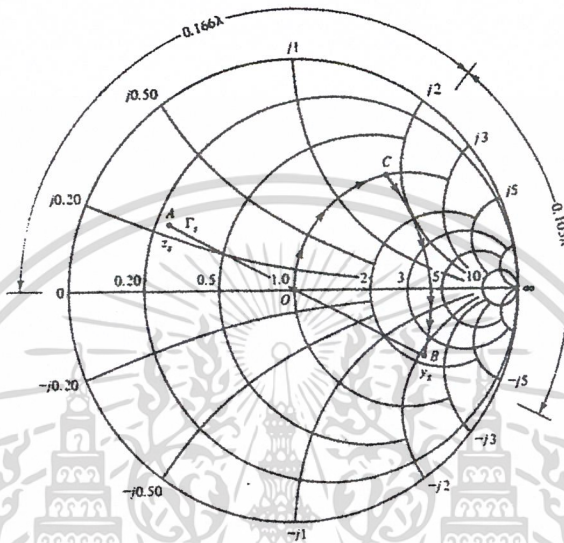
$$\Gamma_L = 0.707 \angle 120^\circ$$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับรูปที่ 3.17 แสดงการแมตช์วงจร อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วิธีทำ

- นำค่า Γ_s พล็อตลงบนสมิธชาร์ตได้จุด A แสดงดังรูปที่ 3.13 แล้วอ่านค่าอิมพีแดนซ์และค่าแอดมิตแตนซ์ทางแหล่งกำเนิด (ค่าที่อ่านได้จากสมิธชาร์ตถูกนอร์มอลไลซ์แล้ว) จะได้



รูปที่ 3.18 สมิธชาร์ตแสดงการแมตซ์ทางซอร์ส

$$Z_s = 0.22 + j0.215$$

$$y_s = 2.38 - j2.02$$

- วัดส่วนโค้ง OB อ่านค่าที่จุด C จะได้

$$y_c = 1 + j1.70$$

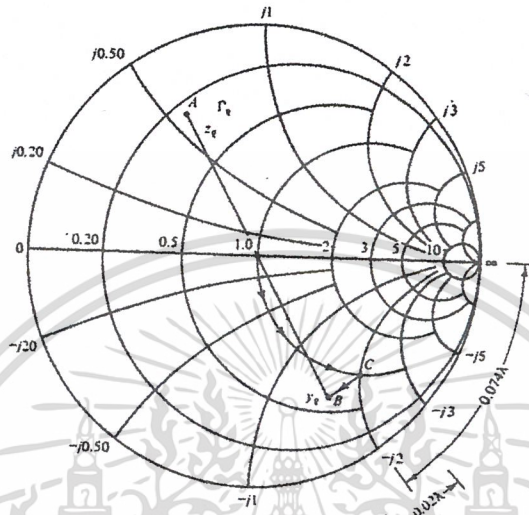
- จากจุด O (จุดกำเนิด) ถึงจุด C จะได้ความยาว (วงจรมอบเปิดของสายท้อสั้น)

$$l = 0.166\lambda ; +j1.70 \text{ ที่จุด C}$$

- จากจุด C ถึง จุด B จะได้ความยาว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ภายในเท่านั้น ไม่ควรเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5. นำค่า Γ_L พล็อตลงบนสมิธชาร์ตได้จุด A แสดงดังรูปที่ 3.14 อ่านค่าอิมพีแดนซ์และแอดมิตแตนซ์ จะ ได้



รูปที่ 3.19 สมิธชาร์ตแสดงการแมตซ์ทางไหล

$$Z_L = 0.22 + j0.56$$

$$y_L = 0.65 - j1.55$$

6. จากจุด O (จุดกำเนิด) ถึงจุด C ได้ความยาว

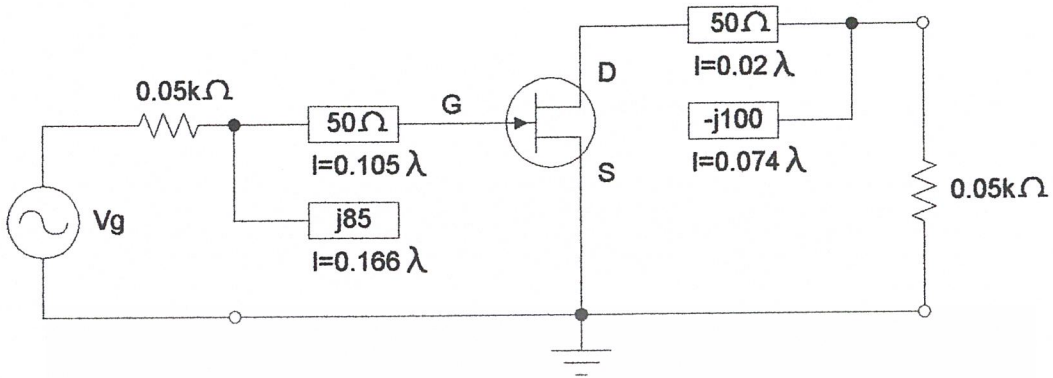
$$l = 0.074\lambda ; -j2.0 \text{ ที่จุด C}$$

7. จากจุด C ถึงจุด B ได้ความยาว

$$l = 0.02\lambda ; \text{เป็นค่าที่ได้จากจุด C ถึง จุด B}$$

8. จะได้วงจรที่ทำการแมตซ์แล้ว แสดงดังรูปที่ 3.20

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.20 วงจรที่ทำการแมตช์แล้ว

3.6 ไมโครสตริป

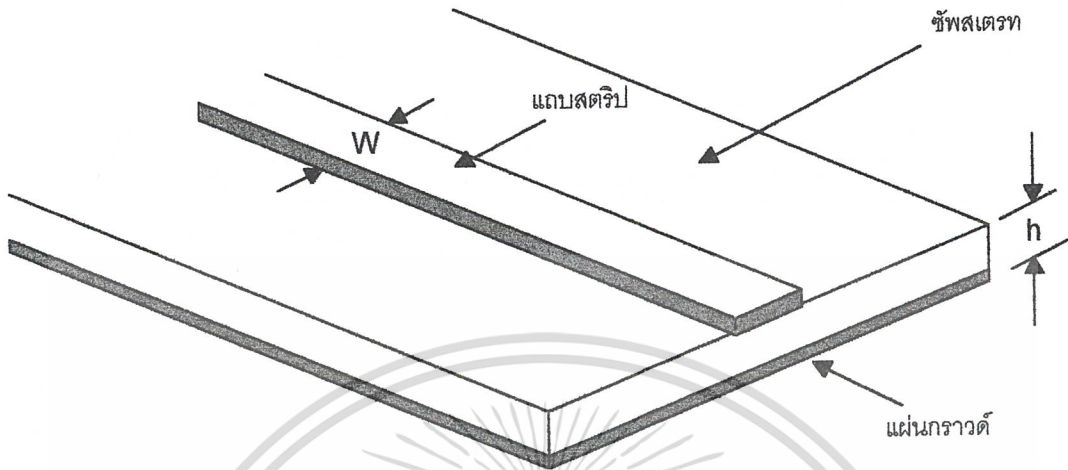
3.6.1 บทนำ

ไมโครสตริปเป็นสายนำสัญญาณที่สร้างบนแผ่นวงจรพิมพ์ และใช้ในการเชื่อมโยงชิ้นส่วนวงจรต่างๆของวงจรไมโครเวฟ เนื่องจาก ไมโครสตริปมีขนาดเล็กจึงเหมาะสำหรับทำวงจรรวมของไมโครเวฟ (Microwave Integrated Circuit) แต่ก็มีจำกัดที่สามารถรับกำลังได้ต่ำเมื่อเปรียบเทียบกับท่อนำคลื่น นอกจากนั้นยังมีค่าการลดทอนสัญญาณค่อนข้างสูงด้วย ดังนั้นจึงใช้ในการส่งผ่านและการจัดการกับสัญญาณที่มีระดับต่ำและในบริเวณจำกัด เช่น ภายในแผ่นวงจรพิมพ์ อันเดียวเป็นต้น ในที่นี้จะกล่าวถึงแนวคิดในการวิเคราะห์คุณสมบัติของไมโครสตริป การออกแบบไมโครสตริป ชิ้นส่วนของวงจรไมโครสตริปแบบต่างๆและตัวอย่างไมโครสตริปที่มีใช้งานอย่างกว้างขวางในทางปฏิบัติ

3.6.2 โครงสร้างและคุณสมบัติของไมโครสตริป

ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงโครงสร้าง และวิธีวิเคราะห์คุณสมบัติของไมโครสตริป และตัวอย่างการออกแบบไมโครสตริปให้มีอิมพีแดนซ์ลักษณะสมบัติตามต้องการ ไมโครสตริปที่ใช้งานอยู่โดยทั่วไปนั้นจะมีโครงสร้างดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 3.21 กล่าวคือจะมีรูปร่างเป็นสตริปหรือแถบโลหะแคบๆ อยู่บนวัสดุฐานรอง (Substrate) ซึ่งเป็นสาร ไดอิเล็กตริก และด้านล่างของระนาบสร้างเงา (Ground Plane) พลังงานของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจะส่งผ่านอยู่ในวัสดุฐานรองบริเวณที่อยู่ระหว่างแถบโลหะแคบๆกับผิวโลหะด้านล่าง ความหนาของวัสดุฐานรองนั้นหนาประมาณ 2 mm หรือต่ำกว่าลงมา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.21 โครงสร้างของไมโครสตริป

ความกว้างของสตริปนั้นจะขึ้นอยู่กับค่าอิมพีแดนซ์ลักษณะสมบัติที่ต้องการ สำหรับความหนาของตัวสตริปเองนั้นจะมีค่าประมาณ $5\ \mu\text{m}$ หรือ $10\ \mu\text{m}$ ขึ้นอยู่กับการใช้เทคโนโลยีแบบฟิล์มบาง หรือแบบฟิล์มหนาในการสร้างสตริปนั้น สำหรับวัสดุฐานรองนั้นที่ใช้งานกันอยู่หลายชนิดด้วยกัน ตารางที่ 3.6.1 แสดงตัวอย่างของวัสดุฐานรองชนิดต่างๆ และคุณสมบัติที่สำคัญของวัสดุฐานรองซึ่งได้แก่ ค่าสภาพยอมสัมพัทธ์ ค่า $\tan \delta$ ณ ความถี่ $10\ \text{GHz}$ ค่าคงตัวของการนำความร้อน (Thermal Conductivity) ความขรุขระของผิวและความสามารถในการทนต่อแรงดันไฟฟ้า (Dielectric Strength)

ความหมายของคุณสมบัติที่กล่าวมาจะเป็นดังนี้คือ ค่าสภาพยอมสัมพัทธ์จะบ่งบอกคุณสมบัติของการเป็นสารไดอิเล็กตริกโดยจะเทียบกับอวกาศว่าง (Free Space) ค่านี้จะส่งผลทำให้อิมพีแดนซ์คุณลักษณะสมบัติของไมโครสตริปเปลี่ยนแปลง ค่า $\tan \delta$ นั้นคือค่าที่แสดงอัตราส่วนระหว่างกระแสการนำกับกระแสขจัด เมื่อนำสารไดอิเล็กตริกนั้นไปคั่นระหว่างแผ่นโลหะคู่หนึ่งซึ่งทำหน้าที่เป็นคาปาซิเตอร์ดังแสดงไว้ในรูปที่ 3.22 เมื่อเขียน $\epsilon = \epsilon' - j\sigma/\omega$ ค่า $\tan \delta$ ก็จะเท่ากับ $\sigma/\omega\epsilon'$ ซึ่งค่านี้ก็จะแสดงให้เห็นว่าสารไดอิเล็กตริกนั้นมีการสูญเสียเนื่องจากการนำกระแสเล็กน้อยเพียงใด โดยที่ยิ่งต่ำก็ยิ่งดี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 3.6.1 คุณสมบัติของวัสดุฐานรองแบบต่างๆ

วัสดุ	ค่าสภาพยอมสัมพัทธ์	Tan δ ที่ความถี่ 10 GHz	ค่าคงตัวของ การนำความร้อน $w/cm^2/^\circ c$	ความขรุขระของผิว μm	ความสามารถในการทนต่อแรงดันไฟฟ้า
อะลูมินา (alumina)					
99.5%	10	$1-2 \times 10^{-4}$	0.3	2-8	4×10^3
96%	9	6×10^{-4}	0.28	20	4×10^3
แซฟไฟร์ (sapphire)	9.4 และ 11.6 (ผลึกเดี่ยว)	1×10^{-4}	0.4	1	4×10^3
แก้ว	5	20×10^{-4}	0.01	1	-
ควอตซ์	3.8	1×10^{-4}	0.01	1	10×10^3
GaAs	13	6×10^{-4}	0.30	1	350

ตารางที่ 3.6.2 ค่า ϵ_r และ $\sigma/\omega\epsilon'$ ของสารชนิดต่างๆ

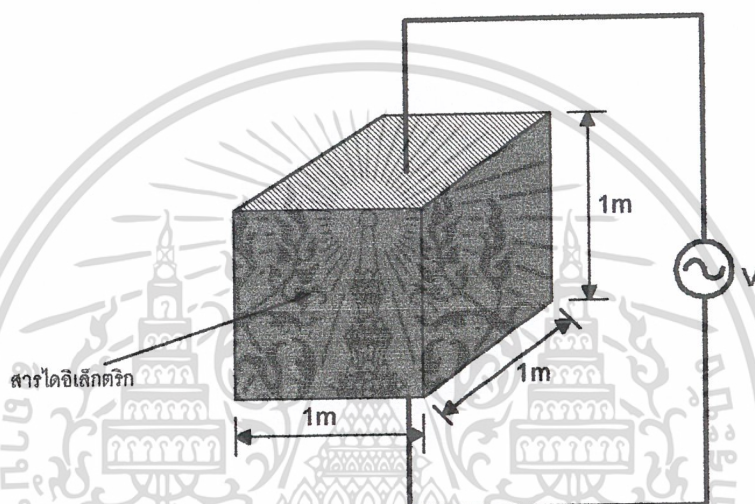
สารหรือวัสดุ	ϵ_r	$\sigma/\omega\epsilon'$
Air	1.0005	0
Alcohol, ethyl	25	0.1
Aluminum oxide	8.8	0.0006
Amber	2.7	0.002
Bakelite	4.74	0.022
Barium titanate	1200	0.013
Carbon dioxide	1.001	0
Ferrite (NiZn)	12.4	0.00025

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ซึ่งงานเพื่อการศึกษานานาชาติ โดยคุณลิขิตไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Glass	4.7	0.002
Ice	4.2	0.05
Mica	5.4	0.0006
Neoprene	6.6	0.011
Nylon	3.5	0.02
Peper	3	0.008
Plexiglas	3.45	0.03
Polyethylene	2.26	0.0002
Poly propylene	2.25	0.0003
Polystyrene	2.56	0.00005
Porcelain (dry process)	6	0.014
Pyranol	4.4	0.0005
Pyrex glass	4	0.0006
Quartz (Fused)	3.8	0.00075
Rubber	2.5 - 3	0.002
Silica or SiO ₂ (Fused)	3.8	0.00075
Wood (dry)	1.5 - 4	0.01
Germanium	16	0
Silicon	11.8	0
Snow	3.3	0.05
Sodium Chloride	5.9	0.0001
Soil (dry)	2.8	0.05
Sreatite	5.8	0.003
Styrofoam	1.03	0.0001
Teflon	2.1	0.0003
Water (distilled)	80	0.04
Water (sea)	0	4
Water (dehydrated)	1	0

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับใช้ในการเรียนการสอนเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามเผยแพร่ต่อสาธารณะและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าคงตัวของการนำความร้อนนั้นจะแสดงให้เห็นว่าสารไดอิเล็กตริกนั้นจะมีความสามารถในการระบายความร้อนได้ดีมากน้อยเพียงใด ค่าที่สูงก็ยิ่งดี ความขรุขระของผิวนั้นจัดว่ามีความสำคัญมากเช่นกันเพราะถ้าผิวขรุขระเกินไปก็จะทำให้การใช้เทคโนโลยีแบบฟิล์มบางทำได้ลำบาก นอกจากนั้นก็จะมีผลกระทบต่อ การส่งผ่านของคลื่นไปตามไมโครสตริปด้วย เพราะฉะนั้นความขรุขระน้อยจะดีกว่า สำหรับความสามารถในการทนต่อแรงดันไฟฟ้านั้นจะบ่งถึงความสามารถในการรับกำลังคลื่นด้วย ดังนั้นค่าสูงจะดีกว่าค่าต่ำ



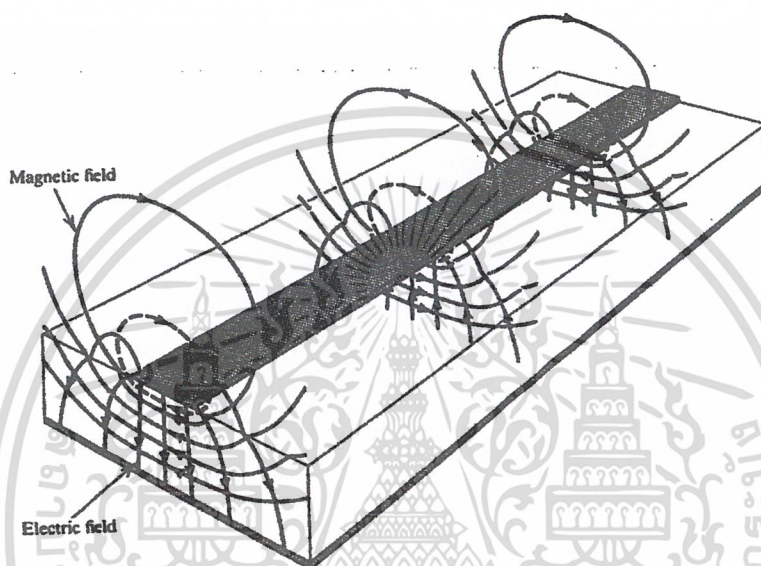
รูปที่ 3.22 การคิดค่า $\tan \delta$

เมื่อพิจารณาคคุณสมบัติของวัสดุฐานรอนแบบต่างๆ ตามตารางที่ 3.4.1 จะเห็นได้ว่าวัสดุฐานรอนแบบบอลูมินามีคุณสมบัติในหลายๆ ข้อ ถึงแม้จะมีความขรุขระไม่ต่ำมากนัก ดังนั้นบอลูมินาจึงเป็นวัสดุฐานรอนที่นิยมใช้กันมาก สำหรับ GaAs นั้นจะใช้กรณีที่ทำวงจรรวมของไมโครเวฟเป็นหลัก เนื่องจาก GaAs เป็นวัสดุฐานรอนที่ใช้ทำชิ้นส่วนแอคทีฟสารกึ่งตัวนำแบบต่างๆ ในย่านไมโครเวฟได้ดี

3.6.3 การส่งผ่านของคลื่นในไมโครสตริป

ไมโครสตริปถึงแม้จะมีโครงสร้างง่าย ๆ ดังกล่าวข้างต้น แต่การวิเคราะห์คุณสมบัติของไมโครสตริปโดยละเอียดทางทฤษฎีนั้นเป็นสิ่งยุ่งยากมาก ทั้งนี้เป็นเพราะระบบแกนประสานที่ใช้ และเงื่อนไขขอบเขตของระบบค่อนข้างยุ่งยากเมื่อเทียบกับท่อนำคลื่นหรือสายนำสัญญาณชนิดอื่นๆ อย่างไรก็ตาม ได้มีผู้ทำการศึกษาทางทฤษฎีและพบว่าคลื่นที่ส่งผ่านไปตามไมโครสตริปไม่วอร์มใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นั่นจะใกล้เคียงกับโหมด TEM มากแต่จะไม่ใช่โหมด TEM เสียทีเดียว เพราะมีสนามในแนวแกนอยู่ด้วย จึงนิยมเรียกโหมดดังกล่าวนี้ว่าโหมดควอไซ TEM (Quasi-TEM mode) รูปที่ 3.23 แสดงเส้นแรงไฟฟ้าในระนาบตามขวางของไมโครสตริป การที่มีสนามในแนวแกนอยู่ข้างนั้นเป็นเพราะโครงสร้างที่มีสารไดอิเล็กตริก และอากาศอยู่ในระบบเดียวกัน และในสภาพที่มีสนามในแนวแกนเกิดอยู่ โหมดที่ส่งผ่านอยู่นั้นก็จะเป็นไฮบริดโหมด



รูปที่ 3.23 เส้นแรงไฟฟ้าในระนาบตามขวางของไมโครสตริป

การที่คลื่นส่งผ่านในโหมดกึ่ง TEM ซึ่งพออนุโลมให้เป็นโหมด TEM นี้ทำให้สามารถใช้หลักการวงจรกระจายในการวิเคราะห์หาคุณสมบัติของไมโครสตริปได้ กล่าวคือ ถ้าเราสามารถหาค่าอินดักแตนซ์และค่าคาปาซิแตนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาวได้ ก็จะนำค่าทั้งสองนี้ไปคำนวณค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะสมบัติได้ อย่างไรก็ตามการหาค่าคาปาซิแตนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาวของไมโครสตริปจะยุ่งยากมากกว่าของสายคู่ขนานหรือสายโคแอกเซียล เพราะไมโครสตริปมีทั้งสารไดอิเล็กตริกและอากาศอยู่ในบริเวณที่พลังงานของคลื่นส่งผ่าน สำหรับการหาค่าอินดักแตนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาวนั้นจะไม่ถูกรบกวนจากการมีสารไดอิเล็กตริก

ถึงแม้การหาค่าคาปาซิแตนซ์จะยุ่งยากกว่าปกติ แต่ก็มีวิธีที่ทำให้ง่ายขึ้นโดยใช้วิธีหาค่าสภาพยอมรับประสิทธิผล (Effective Dielectric Constant หรือ ϵ_{eff}) ของระบบซึ่งจะรวมผลของสารไดอิเล็กตริกและอากาศเข้าด้วยกัน และเนื่องจากสารไดอิเล็กตริกทั้งหลายมีคุณสมบัติเปลี่ยนค่าไม่เท่ากันทุกประการ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แปลงไปตามความถี่ ดังนั้น ϵ_{eff} ที่หาได้ก็จะมีค่าเปลี่ยนแปลงตามความถี่ตามไปด้วย อย่างไรก็ตามจากการศึกษาทางทฤษฎีและการทดลองของผู้เชี่ยวชาญพบว่า ในช่วงความถี่ที่ต่ำกว่า 2 GHz ลงมา ค่า ϵ_{eff} จะเปลี่ยนแปลงไปจากกรณีของไฟฟ้าสถิตน้อยมาก จึงสามารถอนุมานให้ใช้ค่า ϵ_{eff} ของไฟฟ้าสถิตได้ สำหรับในช่วงความถี่ที่สูงกว่า 2 GHz ก็ต้องคำนึงถึงค่าดิสเพอร์ชันโดยทำการปรับแต่งค่า ϵ_{eff} ให้เหมาะสมกับความถี่ที่ใช้งาน

ในการหาค่า ϵ_{eff} ของกรณีไฟฟ้าสถิตนั้นจะใช้แนวคิดของวงจรกระจายดังต่อไปนี้ เมื่อคลื่นที่ส่งผ่านไปไมโครสตริปเป็นโหมด TEM อิมพีแดนซ์ลักษณะสมบัติ Z_c จะเขียนอยู่ในรูปของค่าอินดักแตนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาว L และค่าคาปาซิแตนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาว C ได้ในรูปแบบต่อไปนี้

$$Z_c = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (3.24)$$

ในขณะเดียวกันความเร็วเฟส V_p จะเขียนได้ดังนี้

$$V_p = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (3.25)$$

จากทั้งสองสมการนี้ทำให้เขียน Z_c ในรูปของ V_p กับ L หรือ C ดังได้ดังนี้

$$Z_c = V_p L = \frac{1}{V_p C} \quad (3.26)$$

ในขั้นต่อไปเราจะพิจารณากรณีที่วัสดุฐานรองที่เป็นสารไดอิเล็กตริกถูกดึงออกไปเหลือแต่อากาศเพียงอย่างเดียวที่โอบล้อมไมโครสตริปอยู่ ในสภาพเช่นนี้ค่าความเร็วเฟสของคลื่น TEM ที่ส่งผ่านอยู่จะเท่ากับความเร็วแสง และค่าคาปาซิแตนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาวจะเปลี่ยนไป โดยที่ค่าอินดักแตนซ์ไม่ถูกกระทบถ้าให้ค่าคาปาซิแตนซ์ที่เปลี่ยนไปนี้มีค่าเป็น C_0 จะได้ความสัมพันธ์ระหว่าง C_0 กับความเร็วเฟสในรูปแบบต่อไปนี้

$$C = \frac{1}{\sqrt{LC_0}} \quad (3.27)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในขณะที่เดียวกันค่าอิมพีแดนซ์ลักษณะสมบัติก็จะเขียนได้ดังนี้

$$Z_o = \sqrt{\frac{L}{C_o}} \quad (3.28)$$

เมื่อนำสมการ (3.28) ทหารด้วยสมการ (3.26) ได้ผลดังนี้

$$\frac{C}{C_o} = \left(\frac{c}{V_p}\right)^2 \quad (3.29)$$

ค่า C/C_o นี้ตามนิยามโดยทั่วไปก็คือค่าสภาพยอมสัมพัทธ์ของสารไดอิเล็กตริกที่โอบล้อมระบบเก็บประจุอยู่ ในกรณีที่เรากำลังพิจารณาค่านี้เปรียบเหมือนค่าสภาพยอมรับประสิทธิผลของไมโครสตริปที่มีวัสดุฐานรองเป็นสารไดอิเล็กตริกและด้านบนเป็นอากาศอยู่ นั่นคือ

$$\epsilon_{\text{eff}} = \left(\frac{c}{V_p}\right)^2$$

จากสมการ (3) ถึงสมการ (7) จะสามารถเขียนความสัมพันธ์ระหว่าง Z_c , Z_o และ ϵ_{eff} ได้ดังนี้

$$Z_c = \frac{Z_o}{\sqrt{-\epsilon_{\text{eff}}}} \quad \text{หรือ} \quad Z_o = Z_c \sqrt{-\epsilon_{\text{eff}}} \quad \text{หรือ} \quad \epsilon_{\text{eff}} = \left(\frac{Z_o}{Z_c}\right)^2 \quad (3.40)$$

3.6.4 การออกแบบไมโครสตริป

ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงวิธีการออกแบบไมโครสตริปโดยจะพิจารณากรณีที่วัสดุฐานรองมีคุณสมบัติแบบไอโซโทรปิกเป็นหลัก และเนื่องจากการวิเคราะห์คุณสมบัติของไมโครสตริปทางทฤษฎีนั้นยุ่งยากมากในที่นี้จึงนำผลที่ได้มาใช้งาน โดยจะไม่แสดงรายละเอียดของที่มา

การออกแบบไมโครสตริปนั้นวัตถุประสงค์หลัก คือการกำหนดค่าความกว้างของสตริปและความหนาของวัสดุฐานรองเพื่อให้ได้ค่าอิมพีแดนซ์ลักษณะตามต้องการ โดยที่ค่าสภาพยอมสัมพัทธ์ไดอิเล็กตริกในกรณีที่ $t/h \leq 0.05$ ใช้สมการดังต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\epsilon_{re} = \frac{\epsilon_r + \epsilon_r - 1}{2} \left[\left(1 + \frac{12}{W/h} \right)^{-1/2} + 0.04 \left(1 - \frac{W}{h} \right)^2 \right]; \text{กรณี } \frac{W}{h} \leq 1 \quad (3.41)$$

หรือ

$$\epsilon_{re} = \frac{\epsilon_r + 1 + \epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{12}{W/h} \right)^{-1/2}; \text{กรณี } \frac{W}{h} \geq 1 \quad (3.42)$$

ความยาวคลื่นในสายไมโครสตริป กรณี $t/h \leq 0.05$ จะใช้ตามสมการที่ (3.43)

$$\lambda = \frac{\lambda_o}{\sqrt{\epsilon_r}} \left[\frac{\epsilon_r}{1 + 0.63(\epsilon_r - 1)(W/h)^{0.1255}} \right]^{1/2}; \text{กรณี } \frac{W}{h} \geq 0.6 \quad (3.43)$$

หรือ

$$\lambda = \frac{\lambda_o}{\sqrt{\epsilon_r}} \left[\frac{\epsilon_r}{1 + 0.60(\epsilon_r - 1)(W/h)^{0.0297}} \right]^{1/2}; \text{กรณี } \frac{W}{h} < 0.6 \quad (3.44)$$

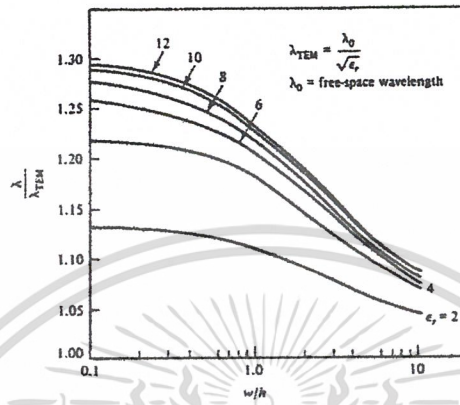
เมื่อ $\lambda_o = \frac{c}{f}$ เป็นความยาวคลื่นในอวกาศว่าง
 $c = 3 \times 10^8$ เมตรต่อวินาที (ความเร็วแสง)
 $\epsilon_r =$ ค่าสภาพยอมสัมพัทธ์ของวัสดุฐานรอง

ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายไมโครสตริป ในกรณีที่ $t/h < 0.005$ จะใช้สมการที่ (3.44)

$$Z_o = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \ln \left(\frac{8}{W/h} + 0.25 \frac{W}{h} \right); \text{กรณีที่ } \frac{W}{h} \leq 1 \quad (3.45)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

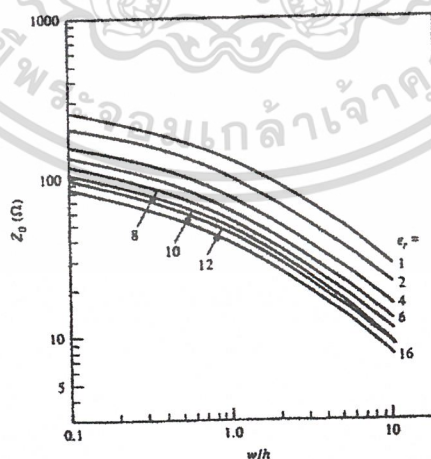
ส่วนรูปที่ 3.24 แสดงความยาวคลื่นที่นอร์มอลไลซ์แล้วของสายไมโครสตริปกับ W/h



รูปที่ 3.24 แสดงความยาวคลื่นที่นอร์มอลไลซ์แล้วของสายไมโครสตริปกับ W/h

$$Z_0 = \frac{120\pi / \sqrt{\epsilon_{re}}}{W/h + 1.393 + 0.667 \ln(W/h + 1.444)}; \text{กรณีที่ } W/h \geq 1 \quad (3.46)$$

ส่วนรูปที่ 3.25 แสดงอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายไมโครสตริประหว่างค่า W/h กับค่า ϵ_r



รูปที่ 3.25 เป็นการแสดงอิมพีแดนซ์ของสายไมโครสตริประหว่าง W/h กับ ϵ_r

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.6.5 ตัวประกอบคุณภาพ (Quality Factor)

วงจรไมโครสตริปต้องการค่าตัวประกอบคุณภาพที่สูงมาก ตัวประกอบคุณภาพของสายไมโครสตริปจึงต้องสูงตามไปด้วย แต่จะต้องถูกจำกัดด้วยค่าของการสูญเสียจากการแผ่พลังงาน (Radiation Loss) ของวัสดุฐานรอง และค่าไดอิเล็กตริกที่ต่ำ ส่วนกระแสจะแพร่กระจายอย่างสม่ำเสมอภายในสายไมโครสตริป ซึ่งการลดทอนของค่าโอห์มมิกตามความกว้างของไมโครสตริปจะได้ดังสมการ

$$\alpha_c = \frac{8.68R_s}{Z_0W} \quad \text{dB/cm} \quad (3.47)$$

เมื่อ

$$R_s = \sqrt{\pi f \mu / \sigma} \quad \text{เป็นค่าความต้านทานพื้นผิว (โอห์ม)}$$

$$R_s = 1 / \delta \sigma \quad \text{(โอห์ม)}$$

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu \sigma}} \quad \text{เป็นความลึกของพื้นผิว (เซนติเมตร)}$$

อิมพีแดนซ์คุณลักษณะของความกว้างของไมโครสตริป ดังสมการที่ (3.48)

$$Z_0 = \frac{h}{W} \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} = \frac{377}{\sqrt{\epsilon_r}} \frac{h}{W} \quad \text{โอห์ม} \quad (3.48)$$

ความยาวคลื่นในไมโครสตริป

$$\lambda_g = \frac{30}{f \sqrt{\epsilon_r}} \quad \text{cm} \quad (3.49)$$

เมื่อ f เป็นความถี่ระดับ GHz แต่ Q_c จะเป็นค่าของการลดทอนของความนำ

$$Q_c = \frac{27.3}{\alpha_c} \quad (3.50)$$

เมื่อ α_c มีหน่วยเป็น dB/λ_g ฉะนั้นค่า Q_c ของแถบกว้างไมโครสตริป จะได้
 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Q_c = 39.5 \left(\frac{h}{R_s} \right) f_{\text{GHz}} \quad (3.51)$$

เมื่อ h มีหน่วยเป็นเซ็นติเมตร และ R_s โดยหาได้จาก

$$R_s = \sqrt{\frac{\pi f \mu}{\sigma}} = 20\pi \sqrt{\frac{f_{\text{GHz}}}{\sigma}} \quad (\text{MKS}) \quad (3.52)$$

ดังนั้นค่าของตัวประกอบคุณภาพของแถบกว้างไมโครสตริป สามารถหาได้จากสมการที่ (3.53)

$$Q_c = 0.63h\sqrt{\sigma f_{\text{GHz}}} \quad (3.53)$$

เมื่อ σ เป็นค่าความนำของแผ่นวัสดุฐานรองไดอิเล็กตริก ซึ่งแผ่นทองแดงจะมีค่า σ เท่ากับ 5.8×10^7 ฉะนั้น จะได้ค่า Q_c ดังสมการ

$$Q_{\text{COP}} = 4780h\sqrt{f_{\text{GHz}}} \quad (3.54)$$

ส่วนตัวประกอบคุณภาพ Q_d เป็นค่าของการสูญเสียไดอิเล็กตริก ดังสมการ

$$Q_d = \frac{27.3}{\alpha_d} \quad (3.55)$$

เมื่อ α_d มีหน่วยเป็น dB/λ_g จะได้สมการ

$$\alpha_d = 27.3 \left(\frac{q\varepsilon_r}{\varepsilon_{re}} \right) \frac{\tan \theta}{\lambda_g}$$

และ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา $\lambda_g = \frac{\lambda_o}{\sqrt{\varepsilon_{re}}}$ ต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ฟิลด์เอฟเฟคทรานซิสเตอร์มีการทำงานที่ไม่เหมือนกับทรานซิสเตอร์ธรรมดา กล่าวคือ ทรานซิสเตอร์ธรรมดามีการทำงานที่เรียกว่าเป็นแหล่งกำเนิดกระแส หรือควบคุมการไหลของ กระแสคอลเลคเตอร์ด้วยกระแสเบส พูดย่าง ๆ ก็คือกระแสที่ไหลเข้าทางคอลเลคเตอร์จะขึ้นอยู่กับ กระแสที่เบส ส่วนฟิลด์เอฟเฟคทรานซิสเตอร์มีการทำงานในลักษณะที่แรงดันเป็นตัวควบคุม กระแสเหมือนกับหลอดสูญญากาศ กระแสจะถูกควบคุมด้วยสนามไฟฟ้าที่เกิดจากแรงดัน สิ่งนี้เองเป็นเหตุเป็นผลที่ทำให้สิ่งประดิษฐ์สารกึ่งตัวนำชนิดนี้มีชื่อเรียกว่าฟิลด์เอฟเฟคทรานซิสเตอร์ หรือเฟทนั่นเองเพราะฟิลด์ (field) แปลว่า สนามไฟฟ้า

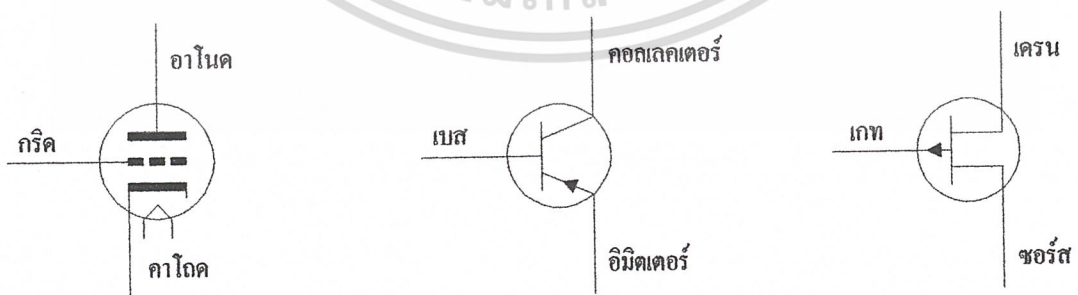
3.7.1 ชนิดของฟิลด์เอฟเฟคทรานซิสเตอร์

ฟิลด์เอฟเฟคทรานซิสเตอร์มีอยู่ 2 ชนิดคือ

- (1) ฟิลด์เอฟเฟคทรานซิสเตอร์ชนิดมีหัวต่อ P-N (Junction field effect transistor) หรือ JFET แต่โดยทั่วไปเรียกว่าเฟท
- (2) ฟิลด์เอฟเฟคทรานซิสเตอร์ที่ประกอบด้วยสารกึ่งตัวนำที่เคลือบผิวบางส่วนด้วยโลหะ ออกไซด์ (Metal oxid semiconductor field effect transistor) หรือ MOSFET ในบางครั้งเรียกฟิลด์เอฟเฟคทรานซิสเตอร์แบบนี้ว่าฟิลด์เอฟเฟคทรานซิสเตอร์ที่เกทมีจำนวน กี่

3.7.2 ลักษณะการจัดวางตัวฟิลด์เอฟเฟคทรานซิสเตอร์

ฟิลด์เอฟเฟคทรานซิสเตอร์ประกอบด้วย 3 ขา มีชื่อว่า เกรน ซอร์ส และเกท ซึ่งเมื่อเปรียบ เทียบกับทรานซิสเตอร์และหลอดสูญญากาศแล้ว ได้ดังรูปที่ 3.26



ก. หลอดไดโอด

ข. ทรานซิสเตอร์

ค. ฟิลด์เอฟเฟคทรานซิสเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่ 3.26 เปรียบเทียบการจัดขาระหว่างหลอดสูญญากาศ ทรานซิสเตอร์ และเฟท
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.7.3 ฟิลต์เอพเฟคทรานซิสเตอร์มีข้อได้เปรียบมากกว่าทรานซิสเตอร์ คือ

- (1) ใช้แรงดันในการควบคุมกระแสเหมือนกับหลอดสูญญากาศ
- (2) มีประสิทธิภาพที่สูงกว่าทรานซิสเตอร์
- (3) มีค่าสัญญาณรบกวนที่ต่ำ
- (4) ทำงานในย่านความถี่ X Band ได้ดี
- (5) มีค่าความต้านทานอินพุทที่สูงมาก (เมกกะ โอห์ม)

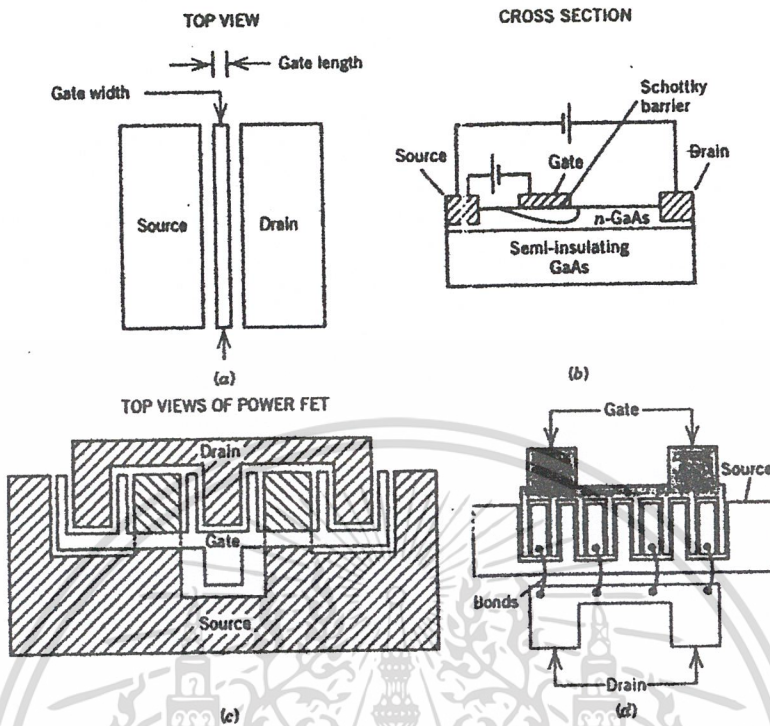
การทำงานของเฟทอยู่ที่การเปลี่ยนแปลงความกว้างของเกต (G) เพื่อควบคุมกระแสไหลจาก Drain สู่ Source การทำงานของเฟท คือ การเพิ่มลดความกว้างของ Chanal เพื่อสามารถควบคุม I_D ซึ่งวิธีการเพิ่มความกว้างของเกตทำได้ด้วยการเพิ่ม Reverse Bias เข้าไปที่ V_{GS} เมื่อชั้น P ได้รับโฟลนและ N เป็นบวกจะได้รับไบอัสกลับ ชั้น Depletion จะขยายกว้างขึ้นเท่ากับเกตแผ่กว้างขึ้น Chanal จึงแคบลง I_D จึงไหลน้อย การควบคุมความกว้างของ Chanal ทำได้ 2 วิธี

1. โดยการปรับเปลี่ยนค่า V_{GS} เมื่อ V_{GS} เพิ่มขึ้นความกว้างของ Chanal ก็จะแคบลงมาสามารถสรุปได้คือ V_{GS} เพิ่มขึ้น I_D ก็จะลดลง
2. โดยการเปลี่ยน V_{DS} ขณะที่คงที่ V_{GS}

วัสดุสารกึ่งตัวนำของเฟทที่ใช้งานในย่านความถี่ไมโครเวฟ จะใช้สารกึ่งตัวนำจำพวกแกลเลียมอาร์เซไนด์ (GaAs) ส่วนสารกึ่งตัวนำแบบซิลิกอนจะไม่นิยมใช้ เพราะว่าถ้าทำจากสารแกลเลียมอาร์เซไนด์การเคลื่อนที่ของอิเล็กตรอนจะเร็วกว่าทำจากซิลิกอน ดังนั้นจึงสามารถใช้งานที่ความถี่สูงที่สูงกว่า ในลักษณะเดียวกันถ้านำสารแกลเลียมอาร์เซไนด์มาผลิตเป็นทรานซิสเตอร์แทนซิลิกอน จะมีราคาที่สูงมาก สร้างยาก และมีราคาที่สูง ซึ่งเฟทที่ทำด้วยสารแกลเลียมอาร์เซไนด์เรียกว่า GaAsFETs บางครั้งก็เรียกว่า GaAsMESFETs เพราะทำมาจากสารแกลเลียมอาร์เซไนด์และสารที่เป็นโลหะเป็นจุดเชื่อมต่อที่ขาเกต

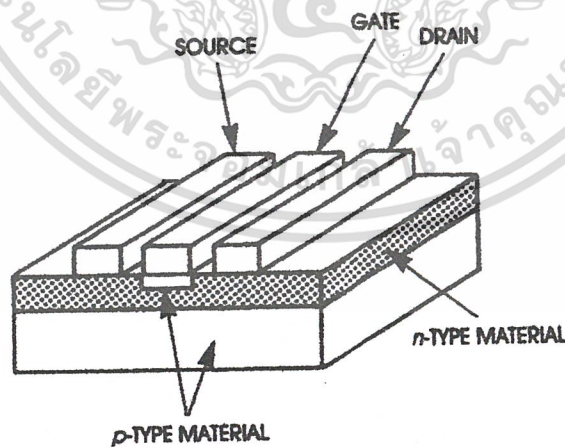
โดยทั่วไปขาเกตของเฟทยาว 0.5 ไมครอน ในรูปที่ 3.27 รูปที่ 3.21 (ก) ขาเกตของเฟทกว้าง 20-50 ไมครอน ส่วนในรูปที่ 3.27 (ข), (ค) แสดงลักษณะของเฟทเหมือนกันแต่จะมีกำลังขยายที่สูงกว่า (มองจากด้านบน) ซึ่งก็จะต้องเพิ่มขนาดและจำนวนในส่วนของขาเดรน เกท ซอร์ส ตามไปด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



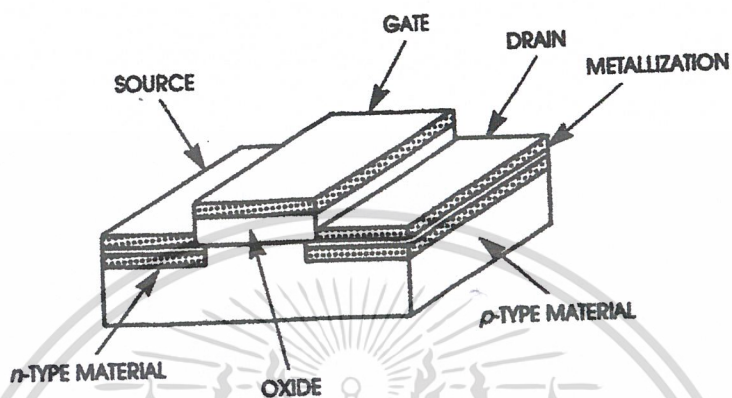
รูปที่ 3.27 ลักษณะไมโครเวฟเฟต

3.7.5 โครงสร้างของไมโครเวฟเฟตแบบต่างๆ

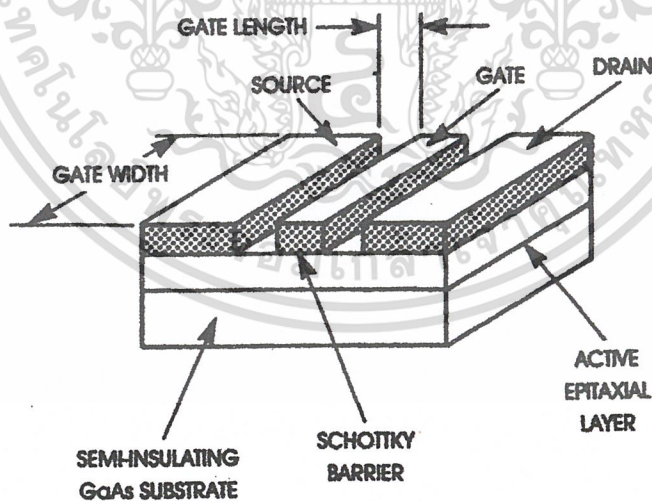


รูปที่ 3.28 โครงสร้างของ JFET

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

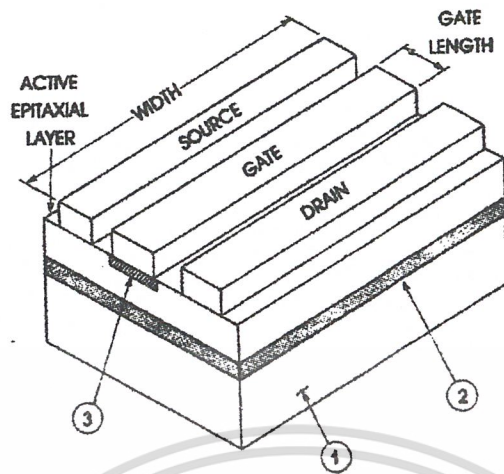


รูปที่ 3.29 โครงสร้างของ MOSFET

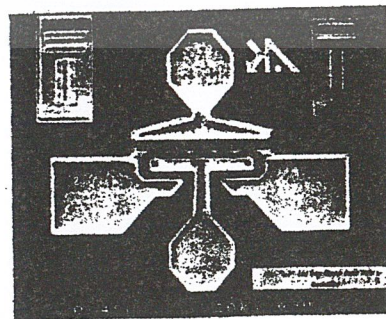
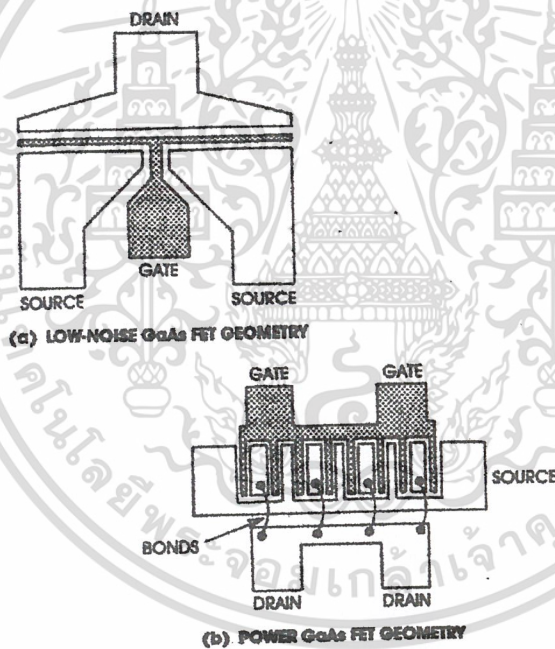


รูปที่ 3.30 โครงสร้างของ MESFET

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



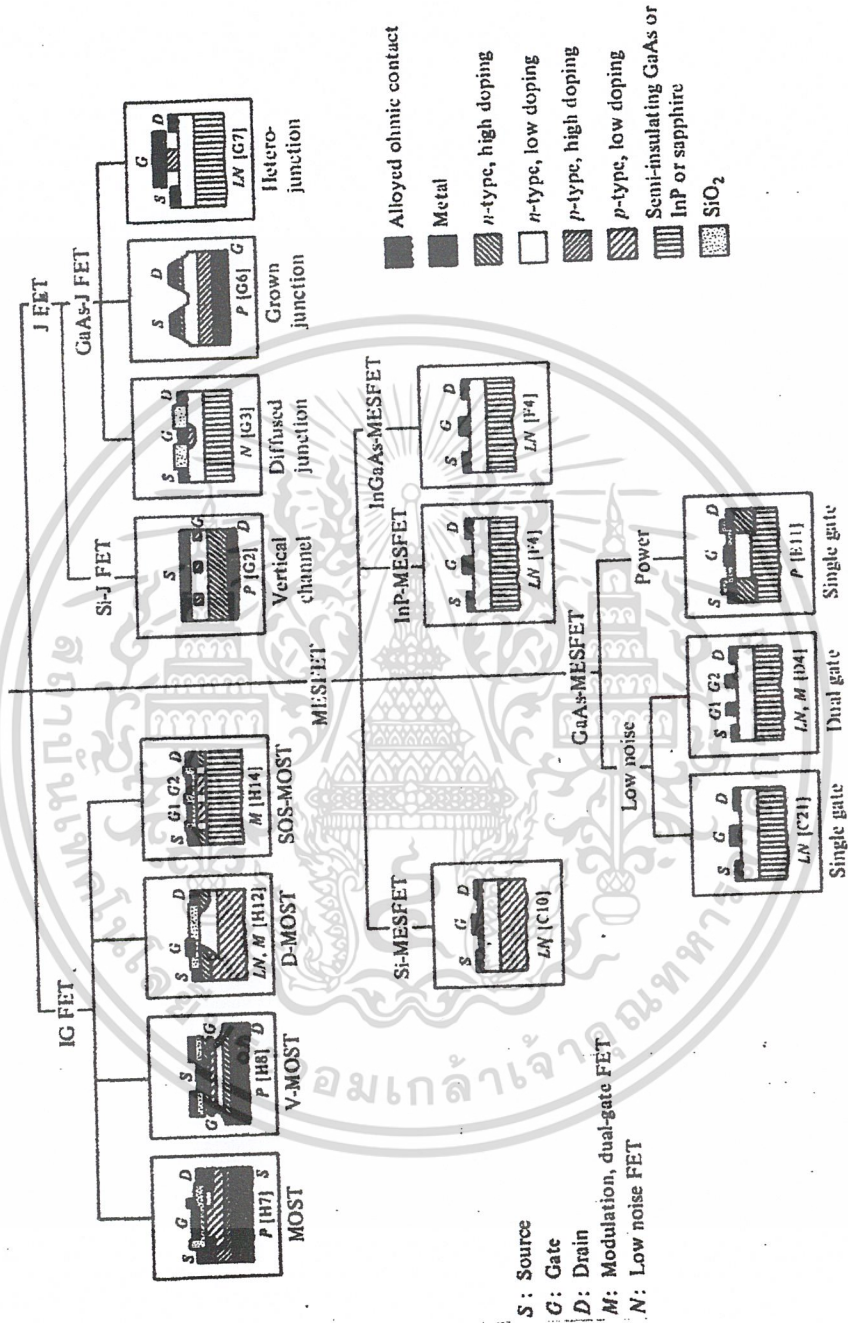
รูปที่ 3.31 โครงสร้างของ GaAsFET



รูปที่ 3.32 ลักษณะ โครงสร้างภายในของ GaAs

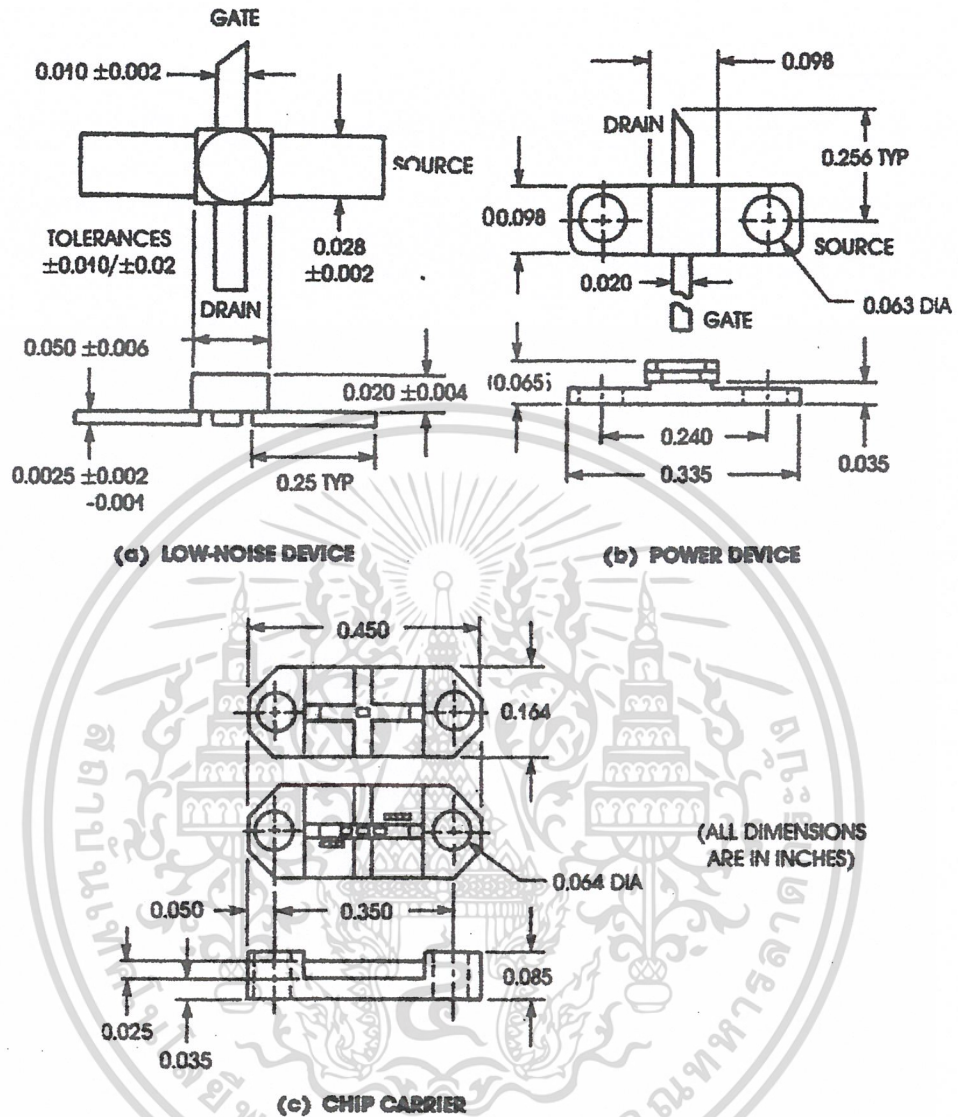
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์และสงวนสิทธิ์ในเนื้อหาและข้อมูลทั้งหมด ไม่ให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.7.5 ตระกูลของเกตที่ใช้ในย่านความถี่ไมโครเวฟ



ในรูปที่ 3.32 แสดงลักษณะภายในของ GaAs โดยรูปที่ 3.32 (ก) เป็นแบบสัญญาณรบกวนต่ำ รูปที่ 3.32 (ข) เป็นแบบที่มีกำลังขยายสูง ซึ่งแบบสัญญาณรบกวนต่ำจะมีขาเกตที่เล็กมาก จึงทำให้การรบกวนภายในของมันเองอยู่ในระดับต่ำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.33 ลักษณะรูปร่างของ GaAs FET

3.7.6 ทรานซิสเตอร์ที่มีการเคลื่อนที่ของอิเล็กตรอนสูง

HIGH ELECTRON MOBILITY TRANSISTOR (HEMT)

ความแตกต่างระหว่าง FET กับ HEMT โดยที่เฟทมีการเคลื่อนที่ของอิเล็กตรอนในชั้น N-doped ของแกลเลียมอาร์เซไนด์ แต่ HEMT มีการเคลื่อนที่ของอิเล็กตรอนในชั้นรอยต่อแบบวิวิธพันธุ์ (Hetero junction) สองชั้น โดยอิเล็กตรอนจะเกิดการชนกันกับอะตอมที่เกิดจากการโด๊ป เป็นผลให้การเคลื่อนที่ของอิเล็กตรอนสูงมาก ซึ่งจะไหลจากขาซอร์สไปยังขากเกต ทำให้ HEMT เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า สามารถทำงานที่ความถี่สูงๆ ได้ดี ไม่วอร์มเตาๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 3.34 แสดงลักษณะโครงสร้างของ HEMT ส่วนตารางที่ 3.7.1 เป็นการเปรียบเทียบกันระหว่าง GaAs FET กับ HEMT

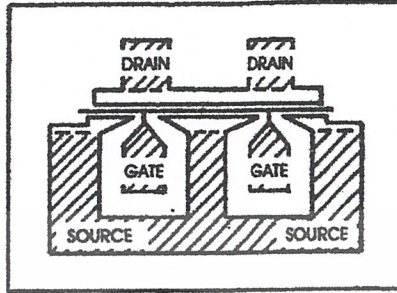
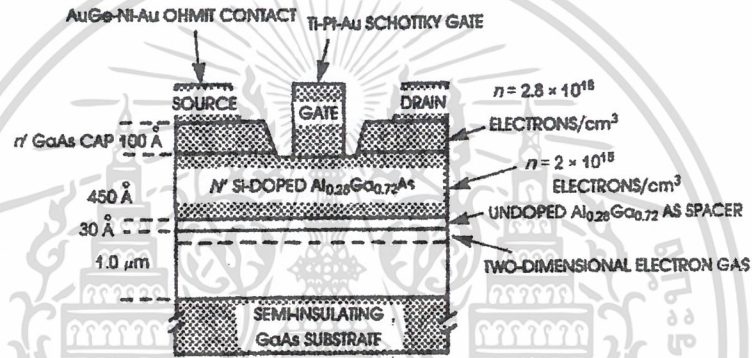


Figure 5.33 HEMT Geometry



รูปที่ 3.34 โครงสร้างของ HEMT

ตารางที่ 3.7.1 แสดงการเปรียบเทียบกันระหว่าง GaAs FET กับ HEMT

พารามิเตอร์และเงื่อนไข	GaAs FET	HEMT
สัญญาณรบกวนต่ำสุด (dB) ที่		
$V_{DS} + 3.5 V_{dc}$ และ $I_{DS} + 10$ ถึง 15 มิลลิแอมป์		
4 GHz	0.4	0.4
8 GHz	1.4	0.8
12 GHz	1.9	1.2
18 GHz	2.6	1.8
อัตราขยาย (dB) ที่		
$V_{DS} + 3.5 V_{dc}$ และ $I_{DS} + 10$ ถึง 15 มิลลิแอมป์		
8 GHz	11.5	12.0

12 GHz	9.5	10.5
18 GHz	7.5	9.5
พารามิเตอร์และเงื่อนไข	GaAs FET	HEMT
อัตราขยายสูงสุด (dB) ที่		
$V_{DS}+4 V_{dc}$ และ $I_{DS}+0.5 I_{DSS}$		
4 GHz	17.0	17.0
8 GHz	13.0	15.0
12GHz	11.5	14.0
18 GHz	9.5	11.5
กำลังเอาต์พุต ที่ 1 dB ที่		
$V_{DS}+4 V_{dc}$ และ $I_{DS}+0.5 I_{DSS}$		
ที่ 12 GHz	13.0	13.0
กระแสทรานส์คอนดักชัน (มิลลิแอมป์) ที่		
$V_{DS}+3 V_{dc}$ และ $V_{GS}+0 V_{dc}$	45	35
ค่าทรานคอนดักชันที่		
$V_{DS}+3 V_{dc}$ และ $V_{GS}+0.2 V_{dc}$	40	45
ระดับอุณหภูมิที่ 25 +25° C		

3.7.7 Radial Stub

Radial Stub นิยมใช้งานเป็นวงจรกรองความถี่ต่ำ, ไบแอสฟิลเตอร์, มิกเซอร์ เป็นต้น ส่วนลักษณะรูปร่างของ Radial Stub แสดงดังรูปที่ 3.35 เป็น Radial Stub แบบอนุกรม และ Radial Stub แบบขนาน เราสามารถคำนวณค่า r_{ie} , r_{oe} ดังสมการ

$$r_{ie} = \frac{W_e}{2\text{Sin}(\alpha/2)} \quad (3.55)$$

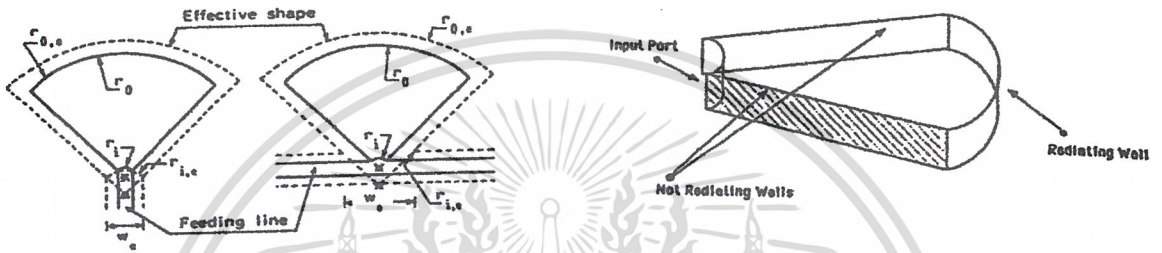
$$r_{oe} = r_e \left\{ 1 + \frac{2h}{\pi r_o} \left[\ln \left(\frac{\pi r_o}{2h} + 1.7726 \right) \right] \right\}^{1/2} \quad (3.56)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ภายในเท่านั้น การนำออกเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา (แต่) อย่างถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หรือ

$$+ \frac{W_e - W}{2} \quad (1) \quad \text{กรณี } \pi < \alpha < 3\pi/2$$

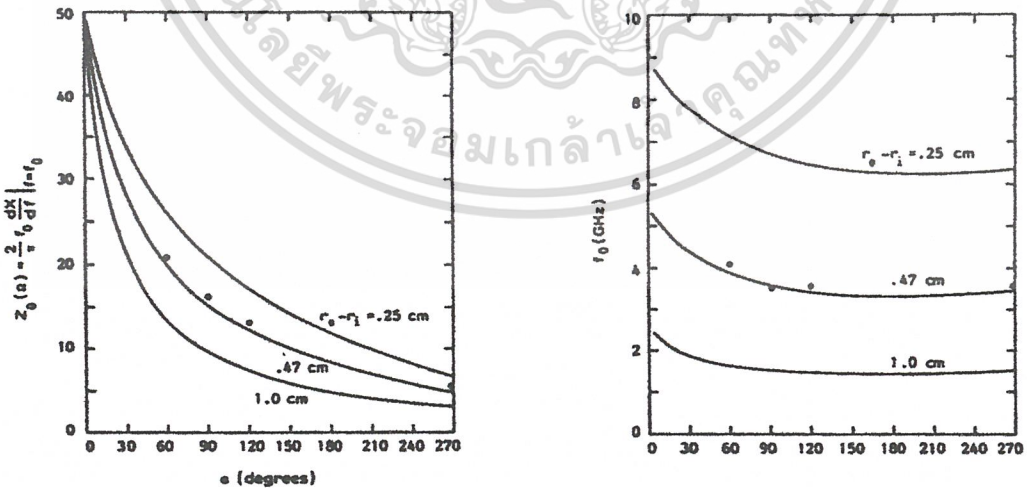
โดยที่ h = ความหนาของวัสดุฐานรองไดอิเล็กตริก
 W และ W_e = ความกว้างที่เป็นค่าที่ใช้จริงและค่า Feeding Line



รูปที่ 3.35 Radial Stub แบบอนุกรม และ Radial Stub แบบขนาน

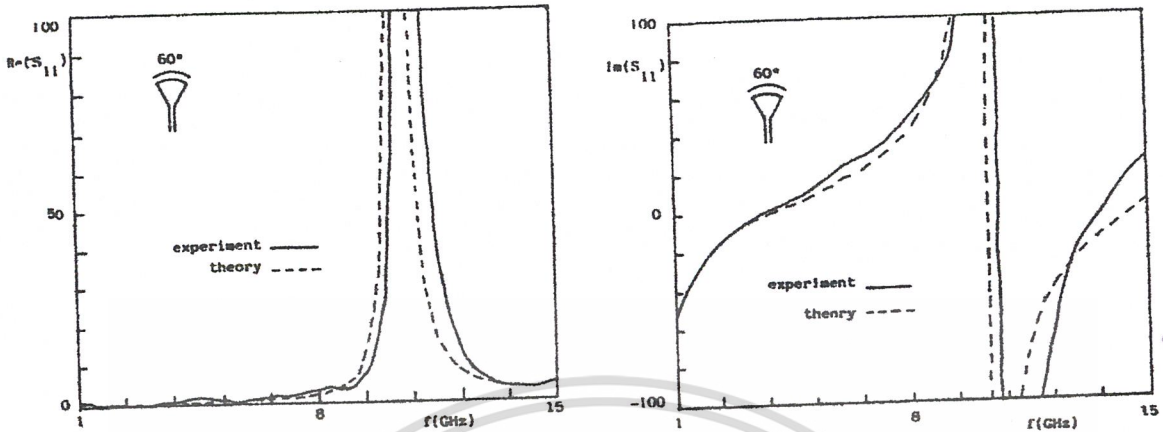
รูปที่ 3.36 แสดงพฤติกรรมที่มีผลกับความถี่ของค่ารีแอกแตนซ์ของ Radial Stub ที่มีค่า

$$r_o - r_i = 0.47 \text{ cm.}$$



รูปที่ 3.36 แสดงพฤติกรรมที่มีผลกับความถี่ของค่ารีแอกแตนซ์ของ Radial Stub

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.37 แสดงค่าของอิมพีแดนซ์อินพุทของ Radial Stub ($r_o = 0.5 \text{ cm.}, \alpha = 60^\circ$)

3.8 วงจรไบแอส

การออกแบบวงจรไบแอสสำหรับวงจรรขยายไมโครเวฟ เป็นส่วนที่สำคัญในการออกแบบวงจรเหมือนกัน เพราะวงจรรขยายจะมีค่าอัตราขยายที่สูง มีประสิทธิภาพสูง และมีสัญญาณรบกวนที่ต่ำ สิ่งเหล่านี้จะขึ้นอยู่กับวงจรไบแอสทั้งสิ้น

3.8.1 วงจรไบแอสสำหรับ GaAs MESFETs

วงจรไบแอสสำหรับ GaAs MESFETs สามารถแบ่งได้ 2 ประเภท คือ

- (1) วงจรไบแอสแบบพาสซีฟ
- (2) วงจรไบแอสแบบแอ็กทีฟ

(1) แบบพาสซีฟ สามารถแบ่งได้อีก 3 ชนิด คือ

(1.1) แหล่งจ่ายไฟคู่ (แรงดันไฟทั้งบวกและลบ) แสดงดังรูปที่ 3.38

สำหรับ GaAs MESFETs จะใช้แรงดันที่จ่ายให้ขาเกตต้องมีค่าอยู่ระหว่าง

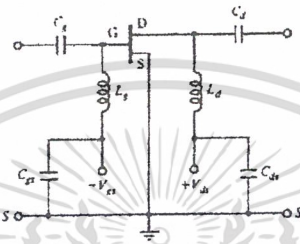
$$V_p < V_{gs} < 0$$

เมื่อ V_p เป็นแรงดันพินชออฟ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{gs} = V_p \left(1 - \sqrt{\frac{I_{ds}}{I_{dss}}} \right)$$

เมื่อ

 I_{ds} = กระแสเดรน I_{dss} = กระแสเดรนอิ่มตัว ที่ $V_{gs} = 0$ 

รูปที่ 3.38 แหล่งจ่ายไฟคู่ (แรงดันไฟทั้งบวกและลบ)

สิ่งที่ควรคำนึงถึงในลักษณะวงจรแบบนี้คือ ในการให้ไบแอสจะต้องให้ไบแอสที่ขาเกตก่อน แล้วจึงค่อยจ่ายแรงดันไฟบวกให้กับขานเดรน หลังจากนั้นก็เปิดแรงดันจ่ายให้กับขาทั้งสองพร้อมกัน แล้วจึงปรับ V_{ds} และ V_{gs} ตามลำดับ โดยต่อขอร์สตรงกราวนด์โดยตรง ขาขอร์สต้องตัดให้สั้นที่สุด เพราะอาจทำให้เกิดค่าเหนี่ยวนำได้ การต่อวงจรดังกล่าวจะทำให้วงจรมีสัญญาณรบกวนที่ต่ำ อัตราการขยายสูง เกณฑ์สูง และมีประสิทธิภาพที่ดีขึ้นด้วย

(1.2) แบบแหล่งจ่ายไฟเดี่ยว ดังรูปที่ 3.39 สามารถแบ่งได้ 2 ชนิด คือ

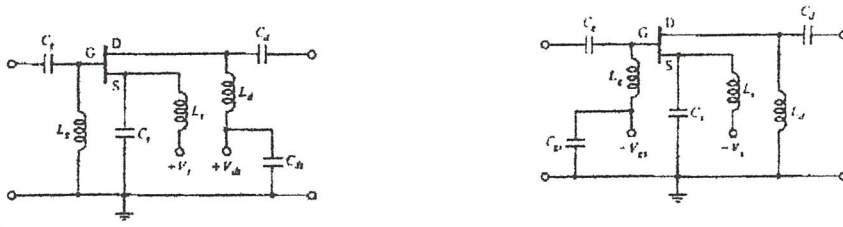
- แบบแรงดันไฟบวกทั้งคู่ ($+V_{gs}$ และ $+V_{ds}$) แสดงดังรูปที่ 3.39 (ก) โดยต้องต่อแรงดัน V_{gs} จะต้องต่อลงกราวนด์โดยมี L_g ต่ออนุกรมอยู่ แล้วป้อนแรงดัน $+V_{ds}$ และ $+V_{gs}$ (ปรับแรงดันนี้ก่อน)
- แบบแรงดันไฟลบทั้งคู่ ($-V_{gs}$ และ $-V_{ds}$) ดังรูปที่ 3.39 (ข) โดยป้อนแรงดัน $-V_{gs}$ ก่อนที่จะให้แรงดัน $-V_{ds}$

วงจรไบแอสทั้งสองแบบนี้ ต้องใช้คาปาซิเตอร์ที่มีเกรดดีมากเพื่อทำการบายพาสที่ขาขอร์ส แต่มักก่อให้เกิดปัญหาในเรื่องการมีค่าอิมพีแดนซ์ต่ำ อาจทำให้เกิดสัญญาณรบกวนที่มีระดับสูง และเกิดการออสซิลเลตได้

(1.3) แบบแหล่งจ่ายไฟเดี่ยว ดังรูปที่ 3.40 โดยที่รูป 3.40 (ก) มีเงื่อนไข

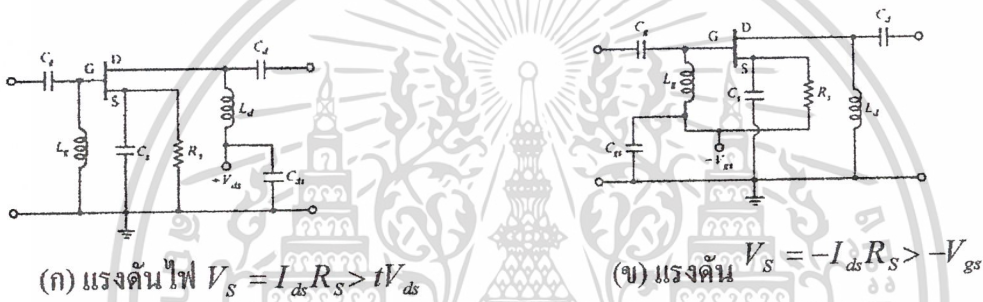
ไขว้ทำให้แรงดันไฟ $V_{gs} = I_{ds} R_S > V_{ds}$ และ (ข) แรงดัน $V_{gs} = -I_{ds} R_S > -V_{ds}$ วงจรนี้จะต่อตัวต้าน

เอกรวมแล้วจะได้อิมพีแดนซ์ที่ขาขอร์สที่ต่ำกว่า ซึ่งจะมีสัญญาณรบกวนที่ขาขอร์สที่ต่ำกว่า การคำนวณค่าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก) แรงดันไฟบวกทั้งคู่ ($+V_S$ และ $+V_{ds}$) (ข) แบบแรงดันไฟลบทั้งคู่ ($-V_{gs}$ และ $-V_S$)

รูปที่ 3.39 แหล่งจ่ายไฟเลี้ยงวงจรแบบคู่



(ก) แรงดันไฟ $V_S = I_{ds}R_S > V_{ds}$ (ข) แรงดัน $V_S = -I_{ds}R_S > -V_{gs}$

รูปที่ 3.40 แหล่งจ่ายไฟเลี้ยงวงจรแบบเดี่ยว

ทานเพื่อป้องกันการเกิดทรานเซียนท์ อย่างไรก็ตาม จะทำให้ประสิทธิภาพของการขยายและสัญญาณรบกวนมีค่าต่ำ ส่วนคาปาซิเตอร์ที่นำมาบายพาส อาจทำให้เกิดการออสซิลเลตได้เช่นกัน

(3) วงจรไบแอสแบบแอกทีฟ

นอกจากวงจรไบแอสแบบพาสซีฟแล้ว วงจรไบแอสแบบแอกทีฟก็สามารถนำมาใช้เป็นวงจรไบแอสให้ GaAs MESFET ได้ ดังรูปที่ 3.41 โดยมี R_{B2} เป็นตัวปรับแรงดันไบแอสให้ขานกทและชาซอร์ส R_E ใช้ปรับกระแส I_{ds} ส่วนชาซอร์สจะต้องต่อลงกราวด์ เพื่อป้องกันทรานเซียนท์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

การออกแบบวงจร

4.1 เสถียรภาพของวงจรถยาย (Amplifier Stability)

เสถียรภาพของวงจรถยายเป็นส่วนที่สำคัญมากในการออกแบบวงจรถยายไมโครเวฟ ในการออกแบบนั้นจะใช้วิธีการพารามิเตอร์การกระจาย การวิเคราะห์จากแหล่งกำเนิด และ โหลดอิมพีแดนซ์

4.2 ชนิดของเสถียรภาพของวงจรถยาย

ชนิดเสถียรภาพของวงจรถยาย มี 2 ชนิด คือ

4.2.1 เสถียรภาพแบบมีเงื่อนไข โดยมีส่วนจริงของอินพุทอิมพีแดนซ์ (Z_{in}) และเอาต์พุทอิมพีแดนซ์ (Z_{out}) มีค่ามากกว่าศูนย์สำหรับค่าจริงบางค่าที่เป็นบวกทางแหล่งกำเนิดและโหลดอิมพีแดนซ์ ที่ความถี่ใดความถี่หนึ่ง

4.2.2 เสถียรภาพแบบไม่มีเงื่อนไข โดยมีส่วนจริงของอินพุทอิมพีแดนซ์ และเอาต์พุทอิมพีแดนซ์ มีค่ามากกว่าศูนย์สำหรับค่าจริงทั้งหมดที่เป็นบวกทางแหล่งกำเนิดและโหลดอิมพีแดนซ์ ที่ความถี่ใดความถี่หนึ่ง

โดยที่ค่าจริงมีค่าเป็นบวกทางแหล่งกำเนิดและโหลดอิมพีแดนซ์ หมายความว่า

$$\Gamma_S \leq 1 \text{ และ } \Gamma_L \leq 1$$

4.3 วงกลมเสถียรภาพ

อัตราขยายสูงสุด (G_{max}) สามารถหาได้โดยตรง โดยให้ Γ_S ของแหล่งกำเนิดเท่ากับการสังยุคของสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับทางอินพุท (Γ_{in}) และสัมประสิทธิ์การสะท้อนของโหลด (Γ_L) เท่ากับการสังยุคของสัมประสิทธิ์การสะท้อนทางเอาต์พุท (Γ_{out}) จะได้

$$\Gamma_S = \Gamma_{in}^* \text{ และ } \Gamma_L = \Gamma_{out}^*$$

สำหรับวงจรถยายไมโครเวฟที่เสถียรภาพแบบไม่มีเงื่อนไขนั้น ขนาดของ $S_{11}, S_{22}, \Gamma_{in},$ และ Γ_{out} จะต้องมีค่าน้อยกว่า 1 และธรรมชาติพิเศษของตัวทรานซิสเตอร์ (Transistor Inherent) โดยไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่ตัวประกอบเสถียรภาพ K ต้องมากกว่า 1 และมีค่าเป็นบวก โดยที่ค่า K หาได้จากสมการที่ (4.1)

$$K = \frac{1 + |\Delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2|S_{12}S_{21}|} > 1 \quad (4.1)$$

เมื่อ

$$|\Delta| = |S_{12}S_{22} - S_{12}S_{21}| < 1$$

หรือ

$$(1 - |S_{11}|^2) > 1 - |S_{12}S_{21}|$$

$$(1 - |S_{22}|^2) > 1 - |S_{12}S_{21}|$$

ค่าอินพุตและเอาต์พุตของสัมประสิทธิ์การสะท้อน หาได้จากสมการ

$$\Gamma_{in} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_l}{1 - S_{22}\Gamma_l} \quad (4.2)$$

$$\Gamma_{out} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_s}{1 - S_{11}\Gamma_s} \quad (4.3)$$

เงื่อนไขของขอบเขตของการเสถียร

$$|\Gamma_{in}| = 1 = \left| S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_l}{1 - S_{22}\Gamma_l} \right| \quad (a)$$

$$|\Gamma_{out}| = 1 = \left| S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_s}{1 - S_{11}\Gamma_s} \right| \quad (b)$$

นำค่าจริงและค่าจินตภาพของพารามิเตอร์การกระจายในสมการ (a) และสมการ (b) จะได้

$$r_s \text{ (รัศมีของวงกลม } \Gamma_s) = \frac{|S_{12}S_{21}|}{|S_{21}|^2 - |\Delta|^2}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$c_s (\text{จุดศูนย์กลางของวงกลม } \Gamma_s) = \frac{C_s^*}{\left| |S_{11}|^2 - |\Delta|^2 \right|}$$

$$r_l (\text{รัศมีของวงกลม } \Gamma_l) = \frac{|S_{12}S_{21}|}{\left| |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 \right|}$$

$$c_l (\text{จุดศูนย์กลางของวงกลม } \Gamma_l) = \frac{c_i^*}{\left(|S_{22}|^2 - |\Delta|^2 \right)}$$

เมื่อ

$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$$

$$c_s = S_{11} - \Delta S_{22}^*$$

$$c_l = S_{22} - \Delta S_{11}^*$$

สัมประสิทธิ์การสะท้อนของขอร์สอิมพีแดนซ์ จะต้องการเข้าคู่แบบสังยุคที่อินพุทของวงจรรขยาย สำหรับอัตราขยายสูงสุด จะได้

$$\Gamma_{sm} = c_s^* \frac{B_s \pm \sqrt{B_s^2 - 4|C_s|^2}}{2|C_s|^2} \quad (c)$$

เมื่อ

$$B_s = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2$$

ในลักษณะเดียวกัน ค่า Γ_{lm} จะได้

$$\Gamma_{lm} = C_l^* \left[\frac{B_l \pm \sqrt{B_l^2 - 4|C_l|^2}}{2|C_l|^2} \right] \quad (d)$$

เมื่อ

$$B_l = 1 + |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 - |\Delta|^2$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้าคำนวณค่าของ B_s และ B_l เป็นค่าลบ ให้ใช้ค่าที่เป็นบวก (ตรงเครื่องหมาย \pm) ในสมการที่ (c) และสมการที่ (d) ในทางกลับกัน ถ้าค่า B_s และค่า B_l เป็นค่าบวก ให้ใช้เครื่องหมายเครื่องหมายลบ (ตรงเครื่องหมาย \pm)

วงกลมเสถียรภาพสามารถพล็อตลงบนสมิทซชาร์ต ได้โดยตรง วงกลมนี้จะแยกจากกันระหว่างอินพุทและเอาต์พุท

4.4 เสถียรวิกฤต

4.4.1 เสถียร เมื่อ $K > 1$ และ $|\Delta| < 1$

4.4.1.1 เสถียรแบบไม่มีเงื่อนไข :

$$\begin{array}{ll} \|c_s - r_s\| > 1 & \text{กรณี } |S_{22}| < 1 \\ \|c_s - r_l\| > 1 & \text{กรณี } |S_{11}| < 1 \end{array}$$

4.4.1.2 เสถียรแบบมีเงื่อนไข :

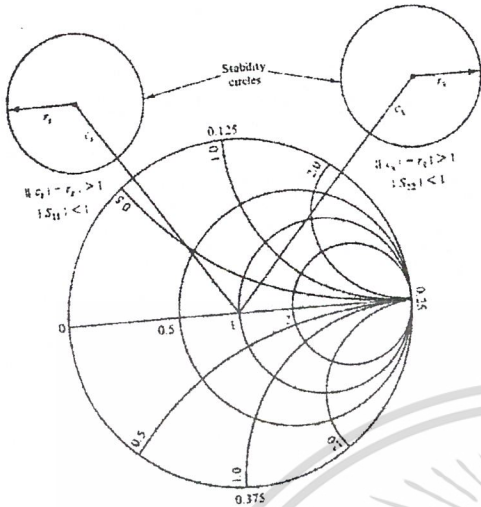
$$\begin{array}{ll} \|c_s - r_s\| < 1 & \text{กรณี } |S_{22}| < 1 \\ \|c_s - r_l\| < 1 & \text{กรณี } |S_{11}| < 1 \end{array}$$

สรุป: สำหรับการเสถียรภาพแบบไม่มีเงื่อนไข ต้องให้วงกลมเสถียรภาพอยู่ภายนอกสมิทซชาร์ต ดังรูปที่ 4.1 ถ้าวงกลมเสถียรภาพทับซ้อนกับสมิทซชาร์ต ดังนั้นการเสถียรภาพจะเป็นแบบเงื่อนไข แสดงดังรูปที่ 4.2

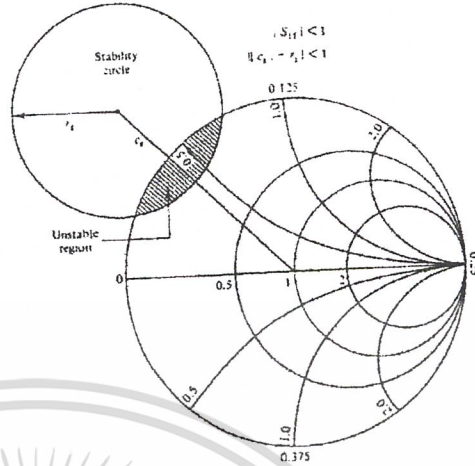
4.5 การเกิดการไม่เสถียร (Potentially)

เมื่ออุปกรณ์ไมโครเวฟที่เป็นแบบไม่เสถียร, ให้นำวงกลมเสถียรภาพทางเอาต์พุท ซึ่งจะต้องถูกวาดลงบนสมิทซชาร์ตเป็นอันดับแรก หลังจากนั้นก็เลือกอัตราขยาย และพล็อตลงบนสมิทซชาร์ตด้วย โดยค่าของ จุดศูนย์กลางของวงกลมอัตราขยาย (c_p) จะอยู่ในเขตที่เสถียรตามที่เรานำเลือกค่าโพลดิมพีแดนซ์ (ที่นอร์มอลไลซ์แล้ว) สามารถอ่านค่าจากสมิทซชาร์ตได้เลย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.1 เสถียรภาพแบบไม่มีเงื่อนไข



รูปที่ 4.2 เสถียรภาพแบบมีเงื่อนไข

4.6 ลำดับขั้นการออกแบบวงจร

4.6.1 วาดวงกลมอัตราขยาย (G_p) มีหน่วยเป็นเดซิเบล ตงบนสมิธชาร์ต

4.6.2 วาดวงกลมเสถียรทางเอาต์พุต

4.6.3 เลือกค่า Γ_i ในขอบเขตที่เสถียร

4.6.4 คำนวณค่า Γ_{in} และหาค่าส่งยู่คี่อื่นพหุ (พิจารณาค่าที่เป็นไปได้)

4.6.5 วาดวงกลมเสถียรทางอินพุต และหาค่า $\Gamma_s = \Gamma_{in}^*$ ในขอบเขตเสถียร

4.6.6 ถ้า $\Gamma_s = \Gamma_{in}^*$ ไม่อยู่ในขอบเขตเสถียร (หรืออยู่ขอบเขตเสถียร แต่อยู่ในวงกลมเสถียรทางอินพุตด้วย) ให้หาค่า Γ_s ใหม่ ต้องเด็กค่า G_p ตามความต้องการอีกครั้ง แต่ควรระมัดระวังในการเลือกค่าของ Γ_i และ Γ_s เพราะมันจะเกิดการออสซิลเลตได้

โดยพารามิเตอร์การกระจายจะทำให้เราสามารถหาวงกลมเสถียรภาพ (STABILITY CIRCLE) ได้ โดยจะทำการพล็อตตงบนสมิธชาร์ต ในส่วนของ STABILITY และส่วนของ INSTABILITY จะแยกออกจากกัน เมื่อเลือกซอร์สและโหลดอิมพีแดนซ์ ต้องระวังค่าที่ทำให้ instability ข้อมูลของ supply gain และ noise circle ของทรานซิสเตอร์จะถูกพล็อตตงในช่วง instability และค่า K ต้องมากกว่า 1

1) หาวงกลมเสถียรภาพทางด้านอินพุต (Input Stability Circle)

- ตำแหน่ง ณ จุดศูนย์กลางทางอินพุต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$r_{s1} = \frac{C_1^*}{[|S_{11}|^2 - |D_s|^2]}$$

เมื่อ

$$D_s = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$$

$$C_1 = S_{11} - D_s S_{22}^* C_1$$

r_{s1} = จุดศูนย์กลางของสมิทชาร์ตถึงจุดศูนย์กลางของวงกลมเสถียรภาพทางด้านอินพุท

- รัศมีของวงกลมเสถียรภาพทางด้านอินพุท

$$p_{s1} = \frac{|S_{21}S_{22}|}{[|S_{11}|^2 - |D_s|^2]}$$

2). หวงกลมเสถียรภาพทางด้านเอาต์พุท (Output Stability Circle)

- ตำแหน่ง ณ จุดศูนย์กลางทางเอาต์พุท

$$r_{s2} = \frac{C_2^*}{[|S_{22}|^2 - |D_s|^2]}$$

เมื่อ

$$C_2 = S_{22} - D_s S_{11}^*$$

r_{s2} = จุดศูนย์กลางของสมิทชาร์ตถึงจุดศูนย์กลางของวงกลมเสถียรภาพทางด้านเอาต์พุท

- รัศมีของวงกลมเสถียรภาพทางด้านเอาต์พุท

$$p_{s2} = \frac{|S_{12}S_{21}|}{[|S_{22}|^2 - |D_s|^2]}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.7 อัตราขยายกำลัง (Power Gain)

G_t เป็นอัตราขยายกำลังซึ่งเป็นผลมาจากกำลังที่ตกกระทบที่โหลดด้วยกำลังที่สะท้อนจากโหลด สามารถหาได้จากสมการดังนี้

$$G_t = \frac{|S_{11}|^2 (1 - |\Gamma_S|^2) (1 - |\Gamma_L|^2)}{[(1 - S_{11}\Gamma_S)(1 - S_{22}\Gamma_L) - S_{12}S_{21}\Gamma_S\Gamma_L]^2}$$

หรือ

$$G_t = \left(\frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - \Gamma_{IN}\Gamma_S|^2} \right) |S_{21}|^2 \left(\frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2} \right) \quad (4.4)$$

หรือ

$$G_t = \left(\frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - S_{11}\Gamma_S|^2} \right) |S_{21}|^2 \left(\frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - \Gamma_{OUT}\Gamma_L|^2} \right) \quad (4.5)$$

เมื่อ

$$\Gamma_{IN} = S_{11} + \frac{(S_{12}S_{21}\Gamma_L)}{(1 - S_{22}\Gamma_L)}$$

$$\Gamma_{OUT} = S_{22} + \frac{(S_{12}S_{21}\Gamma_S)}{(1 - S_{11}\Gamma_S)}$$

สมการที่ (4.5) เป็นสมการที่ใช้หาค่า G_t โดยมีเทอมอินพุตเป็น

$$\frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - \Gamma_{IN}\Gamma_S|^2} |S_{21}|^2$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และเทอมอินพุตที่ขึ้นอยู่กับขนาดของเอาต์พุต สมการ (4.4) จะคล้ายกับสมการที่ (4.5) แต่ต่างกันตรงที่เอาต์พุตขึ้นอยู่กับขนาดของอินพุตส่วน Γ_S ถูกทำให้มีค่าเท่ากับการคอนจูเกตของทรานซิสเตอร์ ซึ่งก็คือ Γ_{IN} นั่นเอง G_p จะเรียกว่า การ Operate ของอัตราขยายกำลัง โดยที่ความสำคัญของ G_p ขึ้นอยู่กับอิมพีแดนซ์ทางซอร์ส เพราะ Γ_S เท่ากับ S_{11}^* ฉะนั้นสมการ G_p คือ

$$G_p = \left(\frac{1}{|\Gamma_{IN}|^2} \right) |S_{11}|^2 \left(\frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2} \right) \quad (4.6)$$

จากสมการดังกล่าวสามารถนำมาใช้แก้ปัญหาได้จากค่าของโหลด และสัมประสิทธิ์การสะท้อนของแหล่งกำเนิด (Γ_S) สมการนี้สามารถแก้ปัญหาได้ แต่ต้องทำวิธีเดิมซ้ำๆ กันตลอดปัญหาในการถอดรอกคือ เทอม S_{12} มีขนาดของสัญญาณเล็กมากพอที่จะสมมุติให้เท่ากับศูนย์ โครงข่ายนี้เรียกว่า “วงจรโครงข่ายข้างเดียว” (Unilateral Network) ในบางกรณี S_{12} ไม่สามารถสมมุติให้เท่ากับศูนย์ได้ ถ้าหากต้องการทราบค่าที่แท้จริงในกรณีนี้ S_{12} ไม่เท่ากับศูนย์ จะต้องใช้สมการที่ (4.7)

เงื่อนไขที่ทำให้ S_{12} เท่ากับศูนย์นั้น จริงๆ แล้วไม่สามารถเป็นไปได้ แต่มันเป็นการประมาณค่าที่ให้ผลดี ถ้าพิจารณาให้โครงข่ายเป็นวงจร โครงข่ายข้างเดียวแล้วคำนวณเทอมที่เรียกว่า “Unilateral Figure of Merit” ซึ่งแทนด้วย U

$$U = \frac{|S_{11}||S_{21}||S_{12}||S_{22}|}{(1 - |S_{11}|^2)(1 - |S_{22}|^2)}$$

ให้นิยาม G_u ว่าเหมือนกับอัตราขยายกำลังของทรานซิสเตอร์และให้ S_{12} เท่ากับศูนย์ และ G_t เป็นค่าอัตราขยายกำลังของทรานซิสเตอร์จริงๆ โดยที่ค่าผิดพลาดสูงสุด (Maximum Error) จะเป็นดังนี้

$$\frac{1}{(1+U)^2} < \frac{G_t}{G_u} < \frac{1}{(1-U)^2} \quad (4.7)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หาค่า G_{tu} ได้จาก

$$G_{tu} = \left(\frac{1-|\Gamma_S|^2}{|1-S_{11}\Gamma_S|^2} \right) |S_{11}|^2 \left(\frac{1-|\Gamma_S|^2}{|1-S_{22}\Gamma_L|^2} \right)$$

หาอัตราขยายของแหล่งกำเนิด 3 ค่าดังนี้

$$G_{to} = |S_{21}|^2$$

อัตราขยายเนื่องจากตัวทรานซิสเตอร์เอง

$$G_S = \frac{1-|\Gamma_S|^2}{|1-S_{11}\Gamma_S|^2}$$

อัตราขยายจากอินพุทของวงจร

$$G_L = \frac{1-|\Gamma_L|^2}{|1-S_{22}\Gamma_L|^2}$$

ถ้าออกแบบเป็นความถี่แบบแถบแคบ (Narrow Band) และต้องการให้ได้อัตราขยายสูงสุด เราต้องทำให้ $\Gamma_S = S_{11}$ และ $\Gamma_L = S_{22}$ ถ้าต้องการวงจรที่ต้องการความถี่แบบแถบกว้าง (Broad Band) จะต้องมีค่าอัตราขยายที่คงที่แน่นอน โดยต้องใช้วงจรที่มีการชดเชยค่าอัตราขยายที่เปลี่ยนไปตามความถี่

ส่วน Γ_S จะต้องเปลี่ยนแปลงไปตามค่าอื่นๆ เพราะ G_S จะได้จากอินพุทมิสมัทซ์ซึ่งของโครงข่าย มีค่าอยู่ระหว่าง $0 - G_{S,max}$ การหาค่า แทนด้วยค่า Γ_S บนวงกลม ซึ่งจะมีลักษณะคล้ายกับ Noise Circle โดยที่จุดศูนย์กลางของวงกลมที่มีรัศมีเท่ากับศูนย์ เป็นตำแหน่งของจุด S_{11} ซึ่งรัศมีของอัตราขยายจะเพิ่มขึ้นก็ต่อเมื่อเพิ่มค่า G_S และเส้นผ่านศูนย์กลางของอัตราขยาย ในแนวนอนจะเป็น S_{11} คือ ตั้งแต่จุดกำเนิดของสมิธชาร์ตจนถึงปลายสุดที่ตำแหน่ง S_{11} โดยตำแหน่งที่เกิดขึ้นเหมือนกับโครงข่ายของเอาท์พุทเมทซ์ซึ่ง ส่วน G_L สามารถหาแวกเตอร์ของ S_{22} ได้คือ ตั้งแต่จุดกำเนิดของสมิธชาร์ตจนถึงตำแหน่งของ S_{22}

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สิ่งที่คล้ายกันระหว่าง Noise Circle กับ Gain Circle คือ อินพุตและเอาต์พุตของโครงข่ายสามารถวาดลงบนสมิทชาร์ตได้

4.8 พารามิเตอร์ของสัญญาณรบกวน (Noise Parameter)

พารามิเตอร์ของสัญญาณรบกวน โดยพื้นฐานประกอบด้วย 3 ส่วน ซึ่งจะอธิบายถึงคุณสมบัติของสัญญาณรบกวนที่เกิดในทรานซิสเตอร์กำลังต่ำ (Low Power Transistor) ได้เป็นอย่างดี สมบูรณ์ คือ ค่าตัวเลขสัญญาณรบกวน (Noise Figure (NF)) ค่าที่สุดที่ได้จากทรานซิสเตอร์ เรียกว่า NF_{min} , ค่าความต้านทานสมมูลแทนสัญญาณรบกวน (Equivalent Noise Resistance) ของทรานซิสเตอร์ เรียกว่า R_n และสัมประสิทธิ์การสะท้อนสูงสุดของแหล่งกำเนิด เรียกว่า Γ_{opt} บางครั้งจะพิจารณาพารามิเตอร์ของสัญญาณรบกวน มีส่วนประกอบด้วย 4 ส่วน เพราะ Γ_{opt} เป็นจำนวนเชิงซ้อน ประกอบด้วยส่วนของมุมและขนาด สำหรับ R_n บางทีจะถูกรวมอดไลซ์ด้วย อิมพีแดนซ์คุณลักษณะ โดยหารด้วยค่า R_n ด้วย Z_o และค่า R_o ที่ทำการนอร์มอลไลซ์แล้ว จะแทนด้วย r_n ดังนี้

$$r_n = \frac{R_n}{Z_o} \quad (4.8)$$

และค่า NF สามารถหาได้จากสมการ

$$NF = NF_{min} + 4r_n \left\{ \frac{|\Gamma_s - \Gamma_{opt}|^2}{(1 - |\Gamma_s|^2)(1 + |\Gamma_{opt}|^2)} \right\} \quad (4.9)$$

เมื่อทราบค่าพารามิเตอร์ของสัญญาณรบกวนทั้ง 3 สามารถหาค่า NF ของทรานซิสเตอร์ได้จากสมการดังกล่าว สำหรับเงื่อนไขของการ ใบอัสและความถี่ขึ้นอยู่กับค่าอิมพีแดนซ์ของแหล่งกำเนิดที่มองจากทรานซิสเตอร์ ซึ่งก็คือ Γ_s

4.9 ขั้นตอนการออกแบบวงจรขยายความถี่สูงสัญญาณรบกวนต่ำ

วงจร LNA นั้นใช้เป็นวงจรขยายสัญญาณภาคแรกของทางด้านรับสำหรับการออกแบบนั้น

จะใช้ พารามิเตอร์การกระจาย (Scattering parameter) ในการออกแบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.9.1 ขั้นตอนในการออกแบบวงจร LNA

1. เลือกเฟทให้เหมาะสมกับความถี่ที่ใช้งาน โดยที่วงจร LNA ที่ใช้ในโครงการนี้ใช้ความถี่ 8 GHz และ 10 GHz จึงเลือกใช้เฟทเบอร์ MGF 4XXX Series (MGF 4310E) เป็นแบบเอ็นแซกแนล มีค่าสัญญาณรบกวนที่ต่ำ สามารถนำมาใช้งานในแถบความถี่ย่าน X หรือ K ได้ดี เป็นเฟทแบบที่มีการเคลื่อนที่ของอิเล็กตรอนสูง (HEMT) ซึ่งมีค่า $R_n = 19\Omega$, $r_n = 0.38$ และค่า $NF = 0.89dB$ และมีเงื่อนไขในการไบแอสดังนี้ คือ $V_{DS} = 2V$, $V_{GS} = -0.39V$, $I_D = 10mA$

2. หา S_{11} , S_{12} , S_{21} , S_{22} จาก Data sheet ในภาคผนวก

3. หาวงกลมเสถียรภาพ (Stability Circle)

3.1 วงกลมเสถียรภาพทางด้านอินพุท

- จุดศูนย์กลางของวงกลม (r_{s1})

$$r_{s1} = \frac{C_1^*}{|S_{11}|^2 - |D_S|^2}$$

เมื่อ

$$D_S = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$$

$$C_1 = S_{11} - D_S S_{22}^* C_1$$

- รัศมีของวงกลม p_{s1}

$$p_{s1} = \frac{|S_{21}S_{22}|}{|S_{11}|^2 - |D_S|^2}$$

3.2 วงกลมเสถียรภาพทางด้านเอาต์พุท

- จุดศูนย์กลางของวงกลม (r_{s2})

$$r_{s2} = \frac{C_2^*}{|S_{22}|^2 - |D_S|^2}$$

เมื่อ

$$C_2 = S_{22} - D_S S_{11}^*$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีเหตุแห่งสงวนเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$p_{s2} = \frac{|S_{12}S_{21}|}{|S_{22}|^2 - |D_s|^2}$$

4. ทา Rollett Factor (K)

$$K = \frac{1 + |D_s|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2|S_{12}||S_{21}|}$$

5. ทาอัตราขยายสูงสุด (G_p)

$$G_p = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|}$$

6. ทาวงกลมอัตราขยาย

$$g_p = \frac{G_p}{|S_{21}|}$$

- รัศมีของวงกลมอัตราขยาย (R_p)

$$R_p = \frac{[1 - 2K|S_{12}S_{21}|g_p + |S_{12}S_{21}|^2g_p^2]^{1/2}}{1 + g_p(|S_{22}|^2 - |D_s|^2)}$$

- จุดศูนย์กลางของวงกลมอัตราขยาย (C_p)

$$C_p = \frac{g_p C_2^*}{1 + g_p(|S_{22}|^2 - |D_s|^2)}$$

โดยที่

$$C_2 = S_{22} - \Delta S_{11}^*$$

$\Delta = \frac{|S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}|}{|S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}|}$
 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับค่าอ้างอิงเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

7. นำค่าของวงกลมเสถียรภาพทั้งอินพุท,เอาต์พุท และวงกลมอัตราขยายไปพล็อตลงบนสมิทชาร์ต
8. หาค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนทางเอาต์พุทของ Γ_L โดยกำหนดให้ Γ_L เป็นค่าที่อยู่บนวงกลมอัตราขยาย และต้องอยู่นอกวงกลมเสถียรภาพทั้งสองด้วย
9. หาค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนทางอินพุท Γ_S
10. หาค่า NF จาก Data Sheet
11. หาค่าอิมพีแดนซ์ทางอินพุท และอิมพีแดนซ์ทางเอาต์พุท จากค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนทางอินพุทและสัมประสิทธิ์การสะท้อนทางเอาต์พุทจากสมิทชาร์ต
12. นำค่าที่ได้ไปทำการนอร์มอลไลซ์กับค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ 50 โอห์มทั้งอินพุทและเอาต์พุท
13. หลังจากนั้นนำค่าที่ได้ในข้อที่ 12. เพื่อออกแบบเป็นแบบวงจรไมโครสตริปอีกครั้ง

4.9.2 วิธีการออกแบบวงจร LNA

การออกแบบที่ความถี่ 8 GHz

$$S_{11} = 0.696 \angle -138.8^\circ$$

$$S_{12} = 0.087 \angle 3.3^\circ$$

$$S_{21} = 3.545 \angle 54.3^\circ$$

$$S_{22} = 0.431 \angle -1.2^\circ$$

$$\Gamma_{OPT} = 0.573 \angle 81.2^\circ$$

$$R_n = 19\Omega$$

$$NF_{min} = 1.3dB$$

$$V_{DS} = 2V, V_{GS} = -0.39V, I_D = 10mA$$

$$40 \leq g_m \leq 60mS$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ในงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$r_n = R_n / Z_0$$

$$= 19/50$$

$$= 0.38$$

$$\begin{aligned} D_s &= S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} \\ &= 0.278 \angle 176.35^\circ \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} K &= \frac{1 + |D_s|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2|S_{12}||S_{21}|} \\ &= 0.660 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} G_{msp} &= \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} \\ &= 16.10 \text{ dB} \end{aligned}$$

ใช้ค่าอัตราขยายที่ 8 dB

$$\begin{aligned} g_p &= \frac{8}{3.545^2} \\ &= 0.637 \end{aligned}$$

$$R_p = 0.826$$

$$C_2 = 0.389 \angle -135.8^\circ$$

$$C_p = 0.232 \angle 135.8^\circ$$

$$r_1 = 2.84$$

$$c_1 = 3.582 \angle 135.8^\circ$$

$$r_s = 0.758$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 $c_s = 1.604 \angle 148.32^\circ$
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\Gamma_I = 0.848 \angle -149.4^\circ$$

$$\Gamma_S = 0.89 \angle -132.4^\circ$$

หาค่าอิมพีแดนซ์อินพุตและอิมพีแดนซ์เอาต์พุต โดยอ่านค่าจากสมิธชาร์ตจากค่า Γ_I และ Γ_S จะได้

$$z_I = 0.09 - j0.272$$

$$y_I = 1.10 + j3.38$$

$$z_S = 0.07 + j0.44$$

$$y_S = 0.38 - j2.24$$

ใช้การแมตซ์สายท่อนแบบเปิดทางอินพุต โดยอ่านค่าจากสมิธชาร์ตจะได้

$$d_{series} = 0.3562\lambda$$

$$d_{open} = 0.21\lambda$$

ใช้การแมตซ์สายท่อนแบบเปิดทางเอาต์พุต โดยอ่านค่าจากสมิธชาร์ตจะได้

$$d_{1,series} = 0.412\lambda$$

$$d_{1,open} = 0.201\lambda$$

หาค่า ϵ_{re} จาก

$$\begin{aligned} \epsilon_{re} &= \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{12}{W/h} \right)^{-1/2} \\ &= 1.94212 \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ

$$\epsilon_r = 2.62$$

$$h = 1.5\text{mm.}$$

$$W/h = 2.4832$$

ความยาวคลื่นในวัสดุฐานรอง

$$\begin{aligned}\lambda &= \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \\ &= 2.6909\text{cm.}\end{aligned}$$

เมื่อ

$$\lambda_0 = 3.75\text{cm.}$$

นำค่า λ ที่ได้มาหาความยาวของสายท่อนั้น จะได้

$$d_{series} = 0.958\text{cm.}$$

$$d_{open} = 0.565\text{cm.}$$

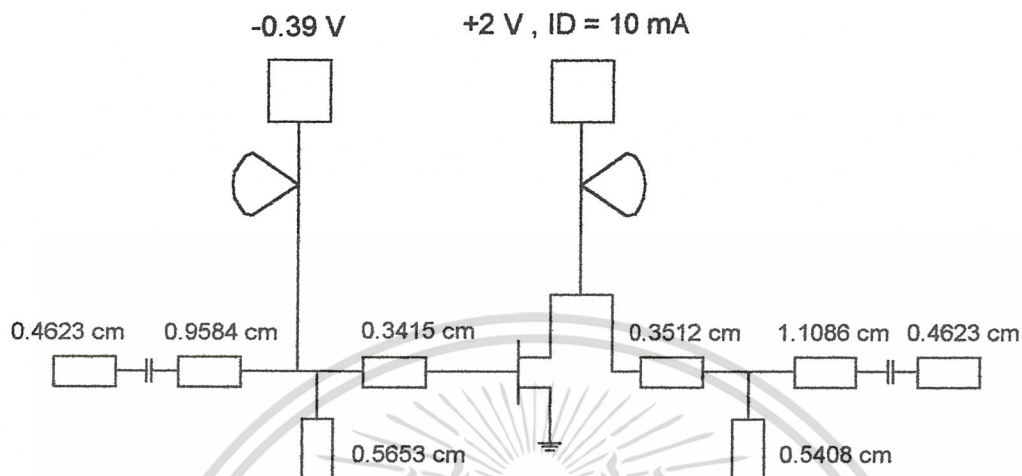
$$d_{1,series} = 1.1086\text{cm.}$$

$$d_{1,open} = 0.5408\text{cm.}$$

$$\begin{aligned}Z_0 &= \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \\ &= \frac{120\pi}{\sqrt{2.62}} \\ &= 50\Omega\end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรที่ได้แสดงคังรูป



รูปที่ 4.3 วงจรที่ได้จากการออกแบบที่ความถี่ 8 GHz

การออกแบบที่ความถี่ 10 GHz

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

$$S_{12} = 0.089 \angle 9.0^\circ$$

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

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

$$\Gamma_{OPT} = 0.531 \angle 98.5^\circ$$

$$R_n = 18 \Omega$$

$$NF_{min} = 1.55 dB$$

$$V_{DS} = 2V, V_{GS} = -0.39V, I_D = 10mA$$

$$40 \leq g_m \leq 60mS$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= 18/50$$

$$= 0.36$$

$$\begin{aligned} D_s &= S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} \\ &= 0.227 \angle 133.76^\circ \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} K &= \frac{1 + |D_s|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2|S_{12}||S_{21}|} \\ &= 0.790 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} G_{msp} &= \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} \\ &= 15.5 \text{ dB} \end{aligned}$$

ใช้ค่าอัตราขยายที่ 10 dB

$$\begin{aligned} g_p &= \frac{10}{3.129^2} \\ &= 1.021 \end{aligned}$$

$$R_p = 0.643$$

$$C_2 = 0.397 \angle -147.76^\circ$$

$$C_p = 0.355 \angle 147.76^\circ$$

$$r_l = 2.001$$

$$c_l = 2.856 \angle 147.76^\circ$$

$$r_s = 0.753$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$c_s = 1.661 \angle 171.71^\circ$$

$$\Gamma_I = 0.48 \angle -109.4^\circ$$

$$\Gamma_S = 0.89 \angle -132.4^\circ$$

หาค่าอิมพีแดนซ์อินพุตและอิมพีแดนซ์เอาต์พุต โดยอ่านค่าจากสมิธชาร์ตจากค่า Γ_I และ Γ_S จะได้

$$z_I = 0.309 - j0.444$$

$$y_I = 1.180 + j0.148$$

$$z_S = 0.175 + j0.240$$

$$y_S = 2.000 - j2.700$$

ใช้การแมตช์สายท่อนแบบเปิดทางอินพุต โดยอ่านค่าจากสมิธชาร์ตจะได้

$$d_{series} = 0.3989\lambda$$

$$d_{open} = 0.176\lambda$$

ใช้การแมตช์สายท่อนแบบเปิดทางเอาต์พุต โดยอ่านค่าจากสมิธชาร์ตจะได้

$$d_{I,series} = 0.353\lambda$$

$$d_{I,open} = 0.153\lambda$$

หาค่า ϵ_{re} จาก

$$\begin{aligned} \epsilon_{re} &= \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{12}{W/h} \right)^{-1/2} \\ &= 1.81856 \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ

$$\begin{aligned}\epsilon_r &= 2.62 \\ h &= 1.5\text{mm.} \\ W/h &= 2.4169\end{aligned}$$

ความยาวคลื่นในวัสดุฐานรอง

$$\begin{aligned}\lambda &= \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \\ &= 2.2246\text{cm.}\end{aligned}$$

เมื่อ

$$\lambda_0 = 3\text{cm.}$$

นำค่า λ ที่ได้มาหาความยาวของสายท่อนั้น จะได้

$$d_{series} = 0.8874\text{cm.}$$

$$d_{open} = 0.3915\text{cm.}$$

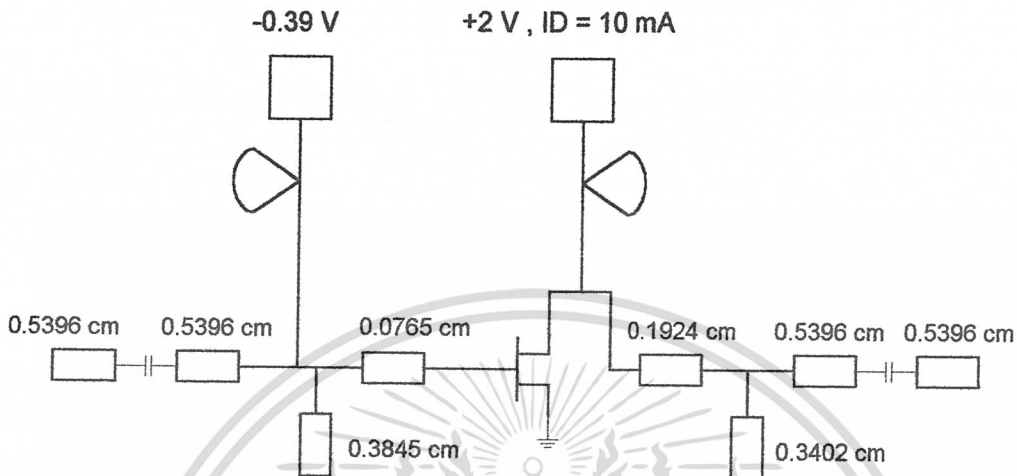
$$d_{1,series} = 0.7853\text{cm.}$$

$$d_{1,open} = 0.3404\text{cm.}$$

$$\begin{aligned}Z_0 &= \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \left[\frac{W/h + 1.393 + 0.667 \ln(W/h + 1.444)}{h} \right] \\ &= 50\Omega\end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรที่ได้แสดงดังรูป



รูปที่ 4.4 วงจรที่ได้จากการออกแบบที่ความถี่ 10 GHz

4.10 การใช้งานโปรแกรม LEDIT TUTORIAL

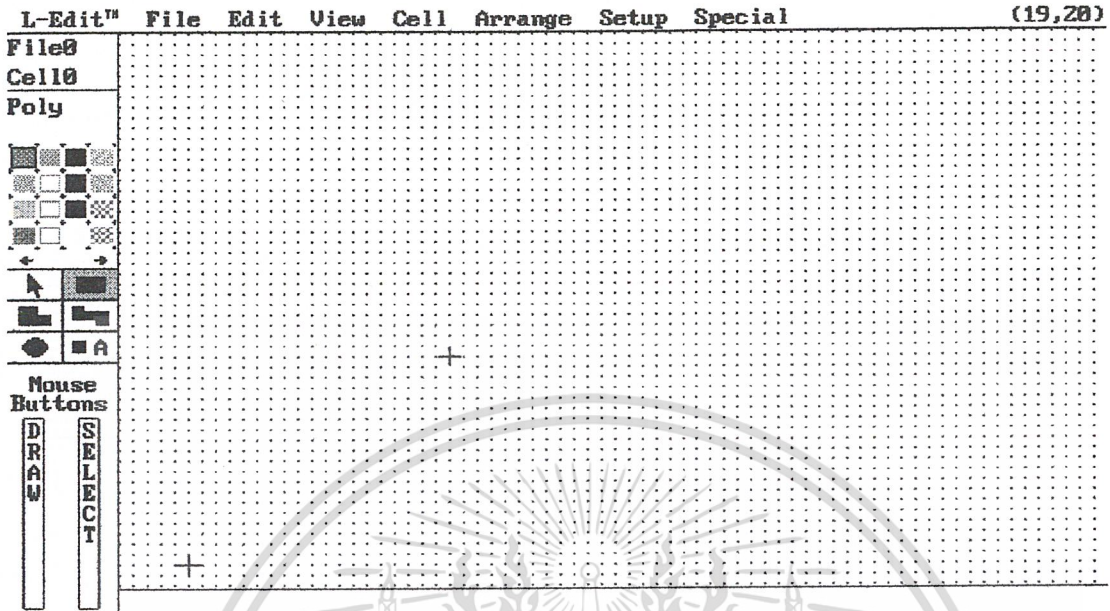
ในการออกแบบชิ้นงานที่จะนำไปทำการสร้างลงบนแผ่นเทพลอนนั้นเนื่องจากค่าที่ทำการออกแบบได้มีขนาดเล็กมากเป็นหน่วยมิลลิเมตร ดังนั้นจึงต้องหาโปรแกรมที่ช่วยในการออกแบบลายวงจรบนแผ่นเทพลอน ซึ่งค่าที่ทำการออกแบบไว้เมื่อนำมาทำการสร้างชิ้นงานจริงแล้วจะต้องมีค่าให้ตรงกันมากที่สุดจึงจะได้ผลซึ่งเป็นไปตามทฤษฎีที่กำหนดไว้

4.10.1 การเรียก LEDIT ทำได้หลายรูปแบบ

1. เรียกตัว execute file C:> LEDIT
2. เรียกตัว execute file ตามด้วยตัวที่ ไฟล์ ต้องการ edit C:>Ledit filename

Ledit จะรับ input file ได้ 3 แบบด้วยกัน คือ ไฟล์ ที่ลงท้ายด้วย .TDB , .CIF , .GDSII
เรียงตามลำดับสิ่งที่จะต้องทำก่อนในการค้นหาเมื่อเรียกโปรแกรม หน้าจอของคอมพิวเตอร์จะเป็น
ดังรูปที่ 1 คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.5 แสดงหน้าจอการทำงานของโปรแกรม LEDIT

4.10.2 การสร้างภาพบน LEDIT

- 1) เริ่มด้วยการเลือกขนาดที่จะทำการกำหนดลงบนหน้าจะว่าต้องการให้มีขนาดเท่าใด

Technology Parameters

Technology Name:

<input type="radio"/> Microns	<input type="radio"/> Mils
<input type="radio"/> Millimeters	<input type="radio"/> Inches
<input type="radio"/> Centimeters	<input checked="" type="radio"/> Other: <input type="text" value="Lambda"/>

1 Internal Unit = Lambda

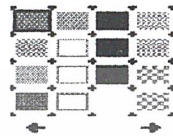
1 Lambda = Microns

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนรูปที่ 4.6 แสดงการกำหนดขนาดของเซลล์ที่จะทำการสร้างไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยเข้าไปที่ Setup จากนั้นให้เลือกไปที่ Technology ทำการกำหนดขนาดตามที่ต้องการ

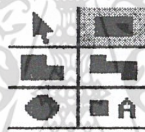
2) เลือกเลขอร์ที่งานสิมูมซ้ายบนโดยนำเมาส์ไปคลิกด้วยปุ่มซ้ายจะปรากฏข้อความบอกชนิดของเลขอร์ที่ถูกเลือก หมายความว่าต่อจากนี้ถ้าเราวาดอะไรลงไปในพื้นที่ทำการ จะต้องกลายเป็นเลขอร์นั้นๆ

Poly



รูปที่ 4.7 แสดงเลขอร์ที่จะทำการเลือก

3) เลือกเครื่องมือหรืออุปกรณ์ที่ใช้ในการวาด มี 6 ชนิด คือ



รูปที่ 4.8 เครื่องมือที่ใช้ในการวาด

- | | |
|--------------------|---|
| 3.1 Arrow Tool | เปลี่ยน LEDIT เป็น Select Mode cursor จะเป็น “↑” |
| 3.2 Rectangle Tool | เปลี่ยน LEDIT เป็น Drawing Mode cursor จะเป็น “+” |
| 3.3 Polygon Tool | เปลี่ยน LEDIT เป็น Drawing Mode cursor จะเป็น “+” |
| 3.4 Wire Tool | เปลี่ยน LEDIT เป็น Drawing Mode cursor จะเป็น “+” |
| 3.5 Circle Tool | เปลี่ยน LEDIT เป็น Drawing Mode cursor จะเป็น “+” |
| 3.6 Port Tool | เขียน Text or Label on layer |

Drawing Mode

Rectangle Tool และ Circle Tool ใช้วาดสี่เหลี่ยมและวงกลมใช้งานในลักษณะเดียวกันคือ ต้องกำหนดจุดเริ่มต้นด้วยเมาส์ปุ่มซ้ายจากนั้นลากแบบ drage จะได้รูปตามต้องการ ถ้าเป็น

สี่เหลี่ยม จุดเริ่มต้นคือ มุมใดมุมหนึ่งของรูปเหลี่ยม

วงกลม จุดเริ่มต้นคือ จุดศูนย์กลางของวงกลม

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Poly gon และ Wire Tool ใช้วาดรูปหลายเหลี่ยมและใช้ลากสาย เช่น สาย Metal , polysilicon ทั้งสอง tool นี้มีลักษณะใช้คล้ายคลึงกัน คือ มี Mode ย่อยๆ 3 แบบ คือ 90 ° Mode , 45° Mode , all angle Mode การใช้งานจะใช้เมาส์ปุ่มซ้ายเป็นจุดสร้างมุม (vertex) เมาส์ปุ่มขวาเป็นจุดหยุด (End)

การเขียน Text เป็นการสร้าง port ให้กับ Layout. Port อาจเป็นจุด ,เส้น ,หรือเป็นพื้นที่สี่เหลี่ยมก็ได้ วิธีสร้างคือ เลือก port tool ,คลิกเมาส์ด้วยปุ่มซ้ายตรงจุดที่จะกำหนด port จะเกิด dialog box ให้เติมข้อความ แบบนี้จะได้ Port เป็นจุด หากต้องการเป็นเส้นหรือพื้นที่ให้ใช้วิธีลากเมาส์แทนการคลิก

4.10.3 การเลือก (Selection)

เป็นการบอก EDIT ว่าเราสนใจเฉพาะวัตถุตัวนั้น หลังจากเลือกวัตถุใดแล้วต่อไม่ว่าจะเป็นการ edit , operate command ใดๆ จะมีผลเฉพาะวัตถุที่ถูกเลือกเท่านั้น ขั้นตอนการเลือก

- 1) เลือก Select tool (เป็นลูกศร)
- 2) ชี้ลูกศรไปยัง วัตถุ ที่จะเลือก
- 3) คลิกเมาส์ (ซ้ายหรือขวาก็ได้) จะเกิดกรอบเส้นสีดำที่เส้นรอบรูป แสดงว่าวัตถุนั้นถูกเลือกแล้ว จะเห็นว่าเราเลือกได้ที่ละวัตถุเท่านั้น

Drag Selection

เป็นการเลือกเป็นหมู่โดยการสร้างกรอบสี่เหลี่ยมขึ้นรอบๆ กลุ่มของวัตถุที่จะเลือก วิธีทำ

- 1) เลือก Select tool
- 2) ใช้การลาก (drag) ด้วยเมาส์ปุ่มซ้ายหรือขวาก็ได้ จะเกิดกรอบสี่เหลี่ยมเมื่อกรอบคลุมวัตถุทั้งหมดที่ต้องการให้ปล่อยปุ่มเมาส์วัตถุทั้งหมดจะถูกเลือก

4.10.4 Cyclic Selection

ปกติตอนคลิกเมาส์สำหรับเลือกถ้าหากลูกศรไม่อยู่บนวัตถุใดเลย LEDIT จะเข้าใจว่าเราต้องการเลือกวัตถุที่ใกล้กับลูกศรมากที่สุด หากเราไม่เลื่อนลูกศรแต่กดคลิกต่อไป LEDIT จะเปลี่ยนไปเลือกวัตถุอื่นที่ใกล้ถัดไป

4.10.5 Extend Selection (Select more)

ปกติถ้าใช้ Select tool ธรรมดาจะเลือกที่ลงวัตถุเท่านั้น แต่หากขณะที่เรากดเมาส์ไว้กด Shift ค้างไว้ด้วยจะเป็นผลให้เลือกวัตถุใหม่เพิ่มเข้ามา โดยที่วัตถุที่เคยถูกเลือกก็ยังคงถูกเลือกต่อไป ไม่ว่างกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Unselect

- 1) กดปุ่ม Alt ค้างไว้ ทำให้เมาส์ขวกกลายเป็นปุ่ม Unselection
- 2) ใช้ปุ่มเมาส์ขวก Unselection วัตถุที่ต้องการ

Move Object

- 1) เลือกวัตถุด้วยลูกศร
- 2) กดปุ่ม Alt ค้างไว้เมาส์ปุ่มซ้ายจะกลายเป็นปุ่ม move/edit ให้วางลูกศรลงบนวัตถุที่จะเคลื่อนย้าย จากนั้นลาก (drag) ด้วยเมาส์ปุ่มซ้ายไปยังจุดที่ต้องการแล้วจึงปล่อย

Resize , Reshape object

ทำเหมือน move object ทุกอย่าง ต่างกันตรงที่วางลูกศรที่ขอบหรือมุมของวัตถุ

- 1) เลือกวัตถุก่อน
- 2) กด Alt ค้าง จะทำให้ปุ่มซ้ายของเมาส์เป็น move/edit ให้วางลูกศรที่ขอบหรือมุมของวัตถุจากนั้นใช้วิธีลาก (drag) เปลี่ยนขนาดและรูปร่างของวัตถุ

Cut , Copy and Paste

เป็นคำสั่งที่ใช้ร่วมกัน เหมาะกับการนำวัตถุจากเซลล์หนึ่งไปคัดลอกลงอีกเซลล์หนึ่ง จริงๆ แล้วทำภายในเซลล์เดียวกันก็ได้ แต่มีคำสั่งอื่นที่สะดวกกว่า มีลักษณะการทำงานคือ คัด และ คัดลอก จะนำวัตถุไปใส่ไว้ใน buffer จากนั้นเราเปิดเซลล์ใหม่ใช้วาง เพื่อนำวัตถุจาก buffer มาคัดลอกลง current cell ที่ตรงกลางของจอ
ขั้นตอน

- 1) เลือกวัตถุที่ต้องการ
- 2) เลือกคำสั่งตัดหรือคัดลอกจาก edit menu หรือกด ^X หรือ ^C
- 3) ถ้าต้องการวางสู่เซลล์ใหม่ ให้เปิดเซลล์จากนั้นเลือกคำสั่งวางจาก edit menu หรือ กด ^V วัตถุที่ต้องการจะปรากฏที่กึ่งกลางของจอ

Controlling View

- 1) ใช้ ← ↑ ↓ → เพื่อ เลื่อนจอ
- 2) Shift + ← ↑ ↓ → เลื่อนจอจนขอบวัตถุถึงริมจอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
4) + ขยายภาพ
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5) - รูปภาพ

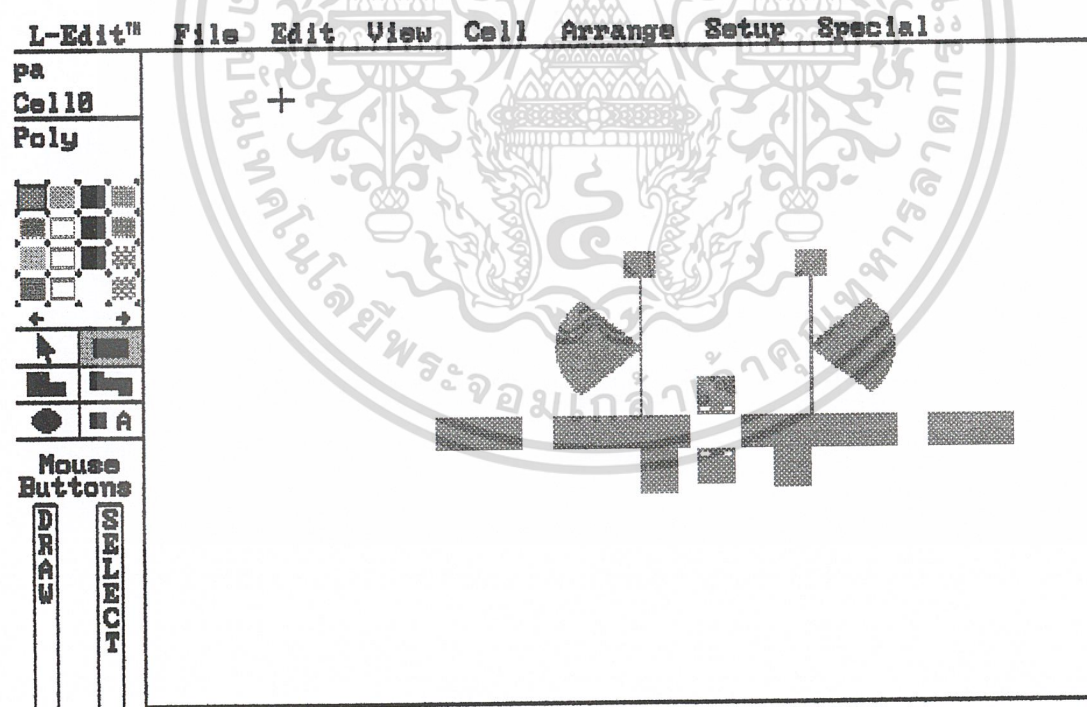
Command สำหรับ Cell menu

Fabricate ใช้เลือกเพื่อกำหนดว่าเซลล์จะเป็น top level cell ที่จะถูกอ้างถึงใน CIF file

Instance เลือกเซลล์อื่นมาเป็น Instance ของ current cell โดยเซลล์อื่นจะอยู่ในไฟล์เดียวกันหรือไม่ก็ได้

- ไม่สามารถ Instance ซ้อนกลับหรือเป็นวงกลมได้
- การ place instance ที่เรียกมาอาจทำเป็น Array ได้ โดยใช้ menu Edit Object
- การใช้ Instance เป็นการช่วยประหยัด memory เพราะเป็นเพียงการอ้างถึง ไม่ใช่การวาดจริงดังนั้นเมื่อมีการแก้ไขเซลล์ต้นฉบับ Instance ทั้งหมดจะเปลี่ยนด้วย

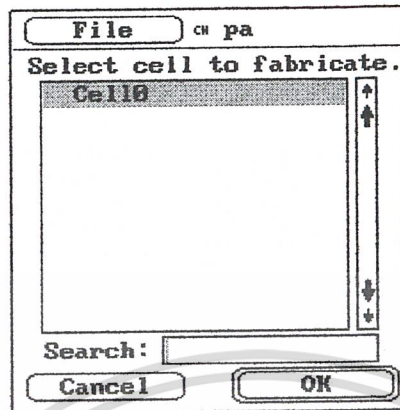
3) ทำการวาดรูปลายวงจรที่ต้องการ โดยใช้คำสั่งที่ได้กล่าวไว้ข้างต้น ดังตัวอย่าง



รูปที่ 4.9 ตัวอย่างการวาดวงจรบนพื้นที่ทำการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4) ทำการรวมเซลล์ทั้งหมดให้เป็นเซลล์เดียวกันโดยใช้คำสั่ง fabricate



รูปที่ 4.10 แสดงการรวมเซลล์ทั้งหมดให้เป็นเซลล์เดียวกัน

5) จากนั้นทำการบันทึกเพื่อที่จะทำการแปลงไฟล์ แล้วนำไปทำฟิล์มมาทำการสร้างวงจร

4.10.6 การใช้งานโปรแกรม Puff

ในการคำนวณหลายวงจรที่จะสร้างลงบนแผ่นเพลตลอนนั้นเนื่องจากว่าราคาของแผ่นเพลตลอนนั้นมีราคาที่สูงมาก ดังนั้นในการที่จะทำการสร้างในแต่ละครั้งจะต้องมีความมั่นใจว่าวงจรที่ได้ทำการออกแบบมานั้นสามารถนำไปสร้างเพื่อใช้งานได้ จึงได้ใช้โปรแกรม PUFF มาช่วยจำลองการทดลอง ซึ่งโปรแกรม PUFF นั้นสามารถนำค่าที่เราคำนวณมาทำการพล็อตอย่างคร่าวๆ ได้

4.10.6.1 ขั้นตอนในการใช้งาน

1.เรียกโปรแกรม Puff.exe ขึ้นมาซึ่งจะมีหน้าต่างทั้งหมด 6 หน้าต่าง ประกอบด้วย

LAYOUT จะเป็นพื้นที่สำหรับแสดงอุปกรณ์และลายวงจรที่ทำการออกแบบ สามารถเข้าถึงหน้าต่างนี้ได้โดยการกดปุ่ม F1 การทำงานของหน้าต่างนี้จะมีความสัมพันธ์กับหน้าต่าง PARTS เพราะว่าเราจะต้องทำการเลือกอุปกรณ์จากหน้าต่าง PARTS เพื่อนำมาเขียนเป็นวงจร ตัวอย่างเช่น หากเราต้องการสร้างตัวอุปกรณ์ขึ้นมา 1 ตัวเราจะต้องกดที่ตัว F3 จากนั้นเมื่อเราเลื่อนลูกศรก็จะเกิดเป็นตัวอุปกรณ์ขึ้นมา หรือถ้าเราคลิกไปที่ตัว a แล้วทำการเลื่อนลูกศรก็จะเกิดเป็นลายเส้นของวงจรขึ้นมา ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับว่าเรากำหนดในส่วนของ PARTS ว่าต้องการให้ตัวอักษรชนิดใด

แทนเป็นสิ่งที่เอกสารที่ส่งมอบไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PLOT เป็นหน้าต่างที่ใช้สำหรับพล็อตค่าที่ทำการออกแบบมาแล้วเพื่อดูว่ามีอัตราขยายเท่าไร ทั้งนี้ต้องทำการสร้างจอร์ในส่วนของ LAOUT ให้เสร็จสิ้นและถูกต้องเสียก่อนจึงจะทำการพล็อตได้โดยกดที่ตัวอักษร P ในการพล็อตแต่ละครั้งสามารถกำหนดความละเอียดของจุดที่ทำการพล็อตได้โดยทำการเปลี่ยน Point ได้ตามต้องการ ถ้าใช้กับงานที่ไม่ต้องการความละเอียดมากก็กำหนดจุดให้มีค่าน้อยๆจะทำให้การพล็อตในแต่ละครั้งสามารถกระทำได้รวดเร็วยิ่งขึ้น ค่าความกว้าง ของความถี่ของช่วงที่จะทำการพล็อตและค่ากำลังการขยายสามารถเปลี่ยนแปลงให้มีความเหมาะสมได้ นอกจากนี้ยังสามารถบอกค่าพารามิเตอร์การกระจายได้อีกด้วย สามารถเข้าหน้าต่างนี้ได้โดยการกดปุ่ม F2

Message box เป็นหน้าต่างที่ทำการบอกข่าวสารเราว่าได้เกิดอะไรขึ้นในการทำงาน เช่น หากเราใช้คำสั่งผิดพลาดก็จะมีข้อความมาเตือนทางหน้าต่างนี้ หรือใช้สำหรับบอกค่าเวลาที่ใช้ในการพล็อตจุด

PARTS เป็นหน้าต่างที่ใช้สำหรับกำหนดค่าต่างๆที่จะทำการนำไปสร้างจอร์ในช่องหน้าต่าง LAYOUT สามารถเข้าถึงได้โดยการกดปุ่ม F3 โดยจะมีอุปกรณ์ที่สำคัญคือ

- Atten จะเป็นตัวลดขนาดคัตยูธานไฟฟ้าในทางอุดมคติ ซึ่งจะใส่เป็นหน่วยเดซิเบล
- Xformer จะเป็นหม้อแปลงในทางอุดมคติ จะบอกค่าเป็นอัตราส่วน
- Lumped จะเป็นอุปกรณ์จำพวก ตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุ และตัวเหนี่ยวนำ
- tline เป็นสายส่งสัญญาณในทางอุดมคติ จะใส่ค่าอิมพีแดนซ์และความยาวคลื่น

BOARD ในหน้าต่างนี้จะแสดงค่าตัวแปรต่างๆที่เกี่ยวข้องกับการออกแบบ สามารถเข้าถึงหน้าต่างนี้ได้โดยการกดปุ่ม F4 ตัวแปรที่สำคัญที่แสดงในหน้าต่างนี้คือ

- zd คือค่าอิมพีแดนซ์ที่ทำการเปรียบเทียบค่ามาแล้ว
- fd คือค่าความถี่ที่ใช้ในการออกแบบ
- h คือค่าความหนาของวัสดุที่นำมาสร้าง
- s คือค่าของขนาดวงจรที่จะทำการสร้าง
- c คือระยะห่างของพอร์ตแต่ละด้าน

Rectangular plot หน้าต่างนี้จะเป็นการพล็อตค่าที่ได้จากวงจรที่ทำการออกแบบไว้ว่ามีผลที่ได้ออกมาเป็นอย่างไร โดยสามารถเลื่อนความถี่เพื่อจะดูผลที่ความถี่ต่างๆกันโดยการกด Page Up และ Page Down เพื่อเลื่อนความถี่ โดยค่าที่ได้ในกราฟนี้จะมีความสัมพันธ์กับค่าพารามิเตอร์การกระจายในหน้าต่าง plot โดยแต่ละตัวจะมีสัญลักษณ์และสีที่แตกต่างกันออกไปเพื่อที่จะสามารถเข้าใจและแยกกันได้ง่าย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. ในการออกแบบจะต้องใส่ค่าพารามิเตอร์การกระจายของตัวอุปกรณ์ที่จะทำการสร้างก่อน โดยอาจจะเขียนในโปรแกรม Notepad แล้วใส่นามสกุลเป็น *.dev เมื่อจะทำการสร้างวงจรที่มีตัวอุปกรณ์ดังกล่าวจะต้องใส่ในหน้าต่างของ PARTS โดยใส่หลัง device ตัวอย่างเช่น

{FHX04FA/LG Fujitsu HEMT (89/90), f=0 extrapolated; Vds=2V, Ids=10mA}

	f	s11	s21	s12	s22			
1.0	0.983	-27.5	5.636	154.1	0.024	69.7	0.620	-15.2
2.0	0.940	-43.7	5.347	139.4	0.038	59.6	0.604	-28.9
3.0	0.897	-59.9	5.058	124.8	0.052	49.6	0.585	-42.4
4.0	0.854	-76.1	4.769	110.1	0.066	40.3	0.564	-55.8
5.0	0.805	-93.8	4.437	95.2	0.073	30.3	0.541	-69.2
6.0	0.756	-111.4	4.105	80.3	0.081	21.0	0.524	-82.0
7.0	0.726	-125.1	3.825	67.3	0.084	14.1	0.521	-93.6
8.0	0.696	-138.8	3.545	54.3	0.087	7.9	0.524	-104.7
9.0	0.672	-151.1	3.337	42.6	0.088	1.6	0.538	-115.4
10.0	0.649	-163.3	3.129	30.8	0.089	-4.0	0.552	-125.7
11.0	0.633	-175.6	2.984	19.1	0.089	-10.1	0.568	-136.4
12.0	0.618	172.2	2.839	7.4	0.089	-15.9	0.587	-146.4
13.0	0.608	162.9	2.722	-3.1	0.087	-21.9	0.611	-156.2
14.0	0.599	153.5	2.605	-13.6	0.084	-28.6	0.644	-165.4
15.0	0.582	143.6	2.536	-24.7	0.085	-36.8	0.676	-174.8
16.0	0.566	133.7	2.468	-35.8	0.086	-48.5	0.707	174.2
17.0	0.545	122.0	2.439	-48.2	0.089	-61.7	0.733	163.6
18.0	0.525	110.3	2.410	-60.5	0.091	-77.9	0.758	150.9
19.0	0.395	99.2	2.363	-73.1	0.090	-97.2	0.783	139.1
20.0	0.465	88.1	2.315	-85.6	0.089	-119.9	0.793	126.6

3. เข้าไปใน setup.puff ทำการกำหนดค่าตัวแปรต่างๆที่เกี่ยวข้องกับการออกแบบ เช่น ต้องการออกแบบที่มีความถี่เท่าใด ดังตัวอย่าง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

v{oard} { .puf file for PUFF, version 2.0}
d 0 {display: 0 VGA or PUFF chooses, 1 EGA, 2 CGA, 3 One-color}
o 1 {artwork output format: 0 dot-matrix, 1 LaserJet, 2 HPGL file}
t 0 {type: 0 for microstrip, 1 for stripline, 2 for Manhattan}
zd 50.000 Ohms {normalizing impedance. $0 < zd$ }
fd 5.000 GHz {design frequency. $0 < fd$ }
er 10.200 {dielectric constant. $er > 0$ }
h 1.270 mm {dielectric thickness. $h > 0$ }
s 25.400 mm {circuit-board side length. $s > 0$ }
c 19.000 mm {connector separation. $c \geq 0$ }
r 0.200 mm {circuit resolution, $r > 0$, use Um for micrometers}
a 0.000 mm {artwork width correction.}
mt 0.010 mm {metal thickness, use Um for micrometers.}
sr 0.000 Um {metal surface roughness, use Um for micrometers.}
lt 0.0E+0000 {dielectric loss tangent.}
cd 5.8E+0007 {conductivity of metal in mhos/meter.}
p 5.000 {photographic reduction ratio. $p \leq 203.2 \text{ mm/s}$ }
m 0.600 {mitering fraction. $0 \leq m < 1$ }
v{ey for plot window}
du 0 {upper dB-axis limit}
dl -20 {lower dB-axis limit}
fl 0 {lower frequency limit. $fl \geq 0$ }
fu 10 {upper frequency limit. $fu > fl$ }
pts 51 {number of points, positive integer}
sr 1 {Smith-chart radius. $sr > 0$ }
S 11 {subscripts must be 1, 2, 3, or 4}
v{arts window} {O = Ohms, D = degrees, U = micro, |=parallel}
lumped 1500
tline 500 90D
qline 500 130D

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

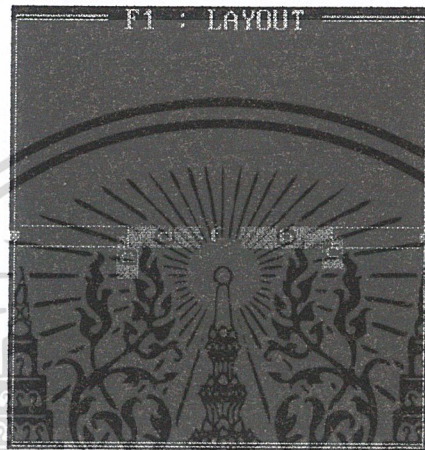
xformer 1.73:1

atten 4dB

device first

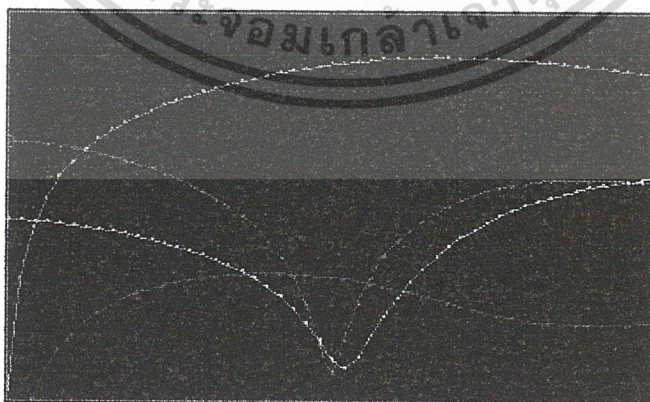
clines 60O 40O 90D

4. หลังจากใส่ค่าต่างๆครบหมดแล้วจากนั้นก็ทำการสร้างวงจรตามทีออกแบบไว้



รูปที่ 4.11 แสดงการสร้างวงจรที่ออกแบบจากโปรแกรม Puff

5. ทำการจำลองค่าคว่าค่าที่ออกแบบมาีผลน่าพอใจหรือยังหากมีผลที่ดีก็ทำการลงมือสร้างตามที่คำนวณได้ หากผลออกมาไม่เป็นที่น่าพอใจก็ทำการออกแบบมาใหม่จนกว่าจะได้ผลเป็นที่น่าพอใจ โดยดูจากค่าที่ทำการพล็อตในหน้าต่าง Rectangular plot ดังรูป



รูปที่ 4.12 แสดงการพล็อตเพื่อหาค่าเกณฑ์ต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6. หากผลเป็นที่น่าพอใจก็สามารถทำการบันทึก และสามารถเรียกคืนได้โดยใช้คำสั่ง

การบันทึกข้อมูล สามารถทำได้โดยการกดปุ่ม Ctrl + S

การเรียกข้อมูล สามารถทำได้โดยการกดปุ่ม Ctrl + R

4.11 ขั้นตอนการสร้าง

เนื่องจากการสร้าง เครื่องขยายที่ทำงานที่ความถี่สูง จะต้องใช้ความละเอียดเป็นอย่างมาก ในการทำขนาดของแผ่นตัวนำให้เท่ากับค่าที่คำนวณไว้ ดังนั้นสารทุกอย่างที่ใช้ในการสร้างจะต้อง มีความเข้มข้นมากเพื่อให้เวลาที่ใช้น้อยลง และจะลดความผิดพลาดลงได้

4.11.1 อุปกรณ์ที่ใช้สร้างวงจรขยายความถี่สูง

1. แผ่นเทฟลอน
2. อะซีโตน (Acetone) หรือ แอลกอฮอล์
3. โซเดียมคาร์บอเนต (Na_2CO_3)
4. แผ่นครายฟิล์ม (Dry Film)
5. กรดกัดแผ่นปริ้นท์
6. คอนเนคเตอร์ SMA
7. เฟท MGF 4310D
8. คาปาซิเตอร์แบบชิป ค่า 100 pf
9. โซดาไฟหรือทินเนอร์
10. กระดาษทรายอย่างหยาบ
11. หลอดไฟ 100 วัตต์ (หลอดไส้แบบใส)
12. เตารีด
13. ผ้าหรือกระดาษหนาๆ
14. Feed through หรือ RFC

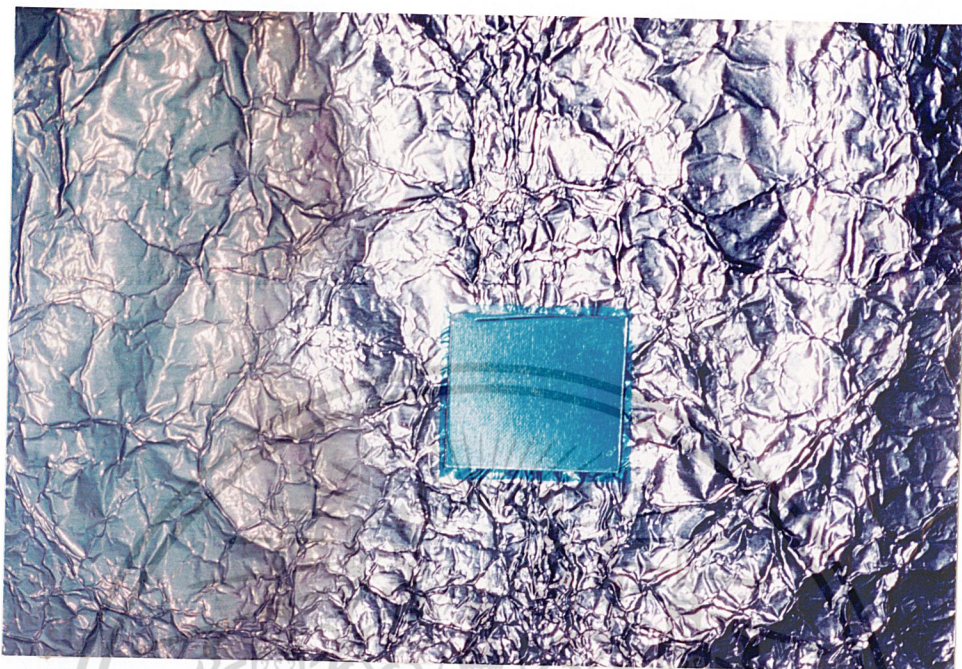
4.11.2 ขั้นตอนการสร้างชิ้นงาน (Process)

1. ออกแบบวงจรขยายความถี่สูง โดยคำนวณให้สามารถทำการขยายได้ที่ความถี่ 8 GHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. นำค่าที่ได้จากการออกแบบมาทำการ Lay-out ชิ้นงานด้วยโปรแกรม L-Edit ซึ่งเป็นโปรแกรมที่มีความละเอียดสูงมาก ในที่นี้ใช้ความละเอียด 1 นาโนเมตร
3. ที่ Menu – Cell เลือ่ Fabricate แล้วสร้าง Cell0
4. ในโปรแกรม L-Edit ให้เก็บไฟล์เป็นนามสกุล “CIF” เช่น เก็บเป็นไฟล์ชื่อ “A.CIF”
5. ก๊อปปี้ไฟล์นามสกุล “CIF” (เช่น A.CIF) ไปไว้บน UNIX
6. ใช้โปรแกรม psmask ซึ่งรันบน UNIX
7. พิมพ์ \$ psmask < *.CIF (หมายเหตุ psmask ตัวเล็กหมดและ *.CIF หมายถึงไฟล์นามสกุล “CIF” เช่น A.CIF)
8. จากนั้นจะได้ไฟล์ชื่อ CCP, CCA หรือ CCE แล้วแต่ Layer ที่ใช้
9. เปลี่ยนชื่อไฟล์ที่ได้ให้เป็นนามสกุล “PS” เช่น A.PS
10. นำไฟล์นามสกุล “PS” มาเปิดบนโปรแกรม Gsview
11. เปลี่ยนไฟล์นามสกุล “PS” ให้เป็นนามสกุล “EPS” โดยใช้คำสั่ง PS to EPS ในเมนู File
12. สุดท้ายได้ไฟล์ที่มีนามสกุลเป็น “EPS” เช่น A.EPS
13. นำไปทำแผ่นฟิล์มอาร์ทเวิร์ค (Proscript) แบบ Negative ที่ร้านรับทำแผ่น Output ซึ่งมีเครื่องยิงฟิล์มความละเอียดสูง
14. ตัดแผ่นแทฟลอน และฉายฟิล์มตามขนาดที่ต้องการ โดยให้มีขนาดใหญ่กว่าขนาดของแผ่นตัวนำด้านบนที่ได้ออกแบบไว้ ดังรูปที่ 4.13

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



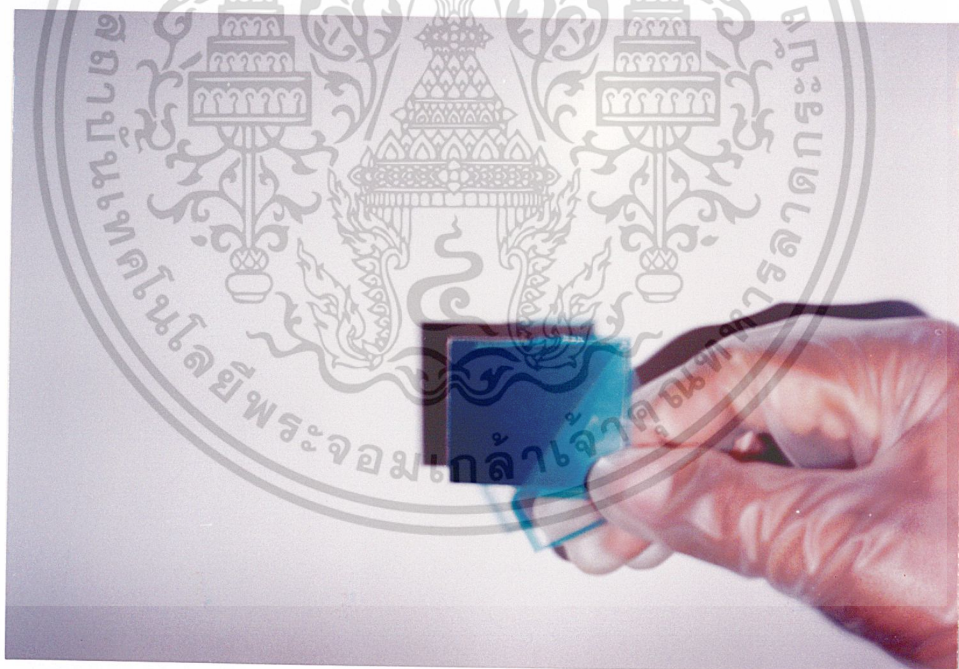
รูปที่ 4.13 ติดแผ่นทรายฟิล์มลงบนแผ่นเทพลอน

15. เนื่องจากการตัดแผ่นเทพลอน จะทำให้บริเวณขอบเกิดการรอยของการตัด ซึ่งจะมีผลเมื่อติดแผ่นทรายฟิล์มจึงต้องขัดขอบโดยรอบของแผ่นเทพลอนให้เรียบด้วยกระดาษทรายชนิดหยาบ
16. ทำความสะอาดผิวทองแดงทั้งสองด้านด้วยอะซิโตนหรือแอลกอฮอล์ เพื่อขจัดออกไซด์
17. นำไปล้างด้วยน้ำที่ไม่มีประจุ (DI) หรือน้ำกลั่น
18. เป่าแผ่นทองแดงให้แห้งโดยไม่ใช่มือจับ เพราะอาจจะเกิดออกไซด์ขึ้นได้
19. ลอกแผ่นพลาสติก (Cover Sheet) ที่ติดอยู่กับแผ่นทรายฟิล์มด้านใดด้านหนึ่งออก แล้วนำไปติดกับแผ่นเทพลอน ที่เตรียมไว้ (ระวังอย่าให้มีฟองอากาศ)
20. ใช้ผ้าวางทับบนเทพลอนจากนั้นนำเตารีดไฟฟ้าปรับความร้อนปานกลาง หรือโดยประมาณ 110 องศาเซลเซียส รีดทับบนแผ่นผ้าให้ทั่ว (ระวังอย่าใช้ความร้อนสูงเกินไปเพราะทรายฟิล์มอาจละลายได้) จากนั้นตรวจสอบดูว่าทรายฟิล์มที่ติดบนแผ่นเทพลอนมีฟองอากาศแทรกอยู่หรือไม่ ถ้ามีอยู่ต้องทำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นับผูกพันไปเสียะไรเชิงงานด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การลอกแผ่นทรายฟิล์มออกแล้วติดใหม่ เพราะฟองอากาศนี้ทำให้ทรายฟิล์มไม่เกาะติดแผ่นเทพลอน ซึ่งเป็นเหตุให้ลายเส้นที่จุดนี้ขาดได้

21. เมื่อได้แผ่นเทพลอนที่ติดทรายฟิล์มเรียบร้อยแล้ว นั่นคือพร้อมที่จะขึ้นลายได้ให้นำหลอดไฟฟ้า (หลอดไส้) ขนาด 100 วัตต์แขวนไว้เหนือแผ่นเทพลอนห่างประมาณ 5 นิ้ว
22. นำฟิล์มอาร์ทเวิร์คแบบ Negative ที่มีขนาดเท่าแบบที่บนบนแผ่นเทพลอนแล้วนำกระจกใสมาวางทับอีกทีเพื่อให้ฟิล์มอาร์ทเวิร์คแนบติดกับแผ่นเทพลอนแน่นขึ้นอีก จากนั้นเปิดไฟให้กับหลอดไฟเพื่อทำการถ่ายขึ้นลายใช้เวลาถ่ายประมาณ 15 นาที โดยในการวางฟิล์มอาร์ทเวิร์คจะต้องให้มีระยะห่างของลายกับขอบของแผ่นเทพลอนเท่ากับความยาวของส่วนป้อนสัญญาณใน SMA ที่ใช้



รูปที่ 4.14 ลอกแผ่นพลาสติกที่ติดอยู่กับทรายฟิล์มออก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

23. นำแผ่นที่ทำการขึ้นลายแล้วมาลอกแผ่นพลาสติกที่ติดอยู่บนแผ่นครายฟิล์มอีกชั้นหนึ่งออก โดยลอกออกเพียงด้านเดียวส่วนด้านกราวนด์พลอนไม่ต้องลอกออก ดังรูปที่ 4.14
24. นำแผ่นเทฟลอนที่ได้มาทำการเอาครายฟิล์มออก (Remove Dry Film) โดยล้างออกด้วยน้ำยา Developer (โซเดียมคาร์บอเนต) ซึ่งจะทำให้แผ่นเทฟลอนเหลือแต่ลายที่เราต้องการ ดังรูปที่ 4.15



รูปที่ 4.15 ล้างครายฟิล์มส่วนที่ไม่ต้องการออก

25. นำแผ่นเทฟลอนที่ได้มากัดด้วยน้ำยากัดทองแดงเพื่อให้ได้ลายเส้นตามต้องการ ดังรูปที่ 4.16
26. จากนั้นนำไปทำการเอาแผ่นครายฟิล์มออกโดยใช้ทินเนอร์หรือโซดาไฟ
27. นำไปทำความสะอาดและนำ SMA มาบัดกรีกับแผ่นเทฟลอนที่ตัวป้อนสัญญาณ ก็จะได้วงจรขยายความถี่สูงตามที่เราต้องการ ดังรูปที่ 4.17

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

การทดสอบและการวัดสัญญาณ

วงจรขยายที่ทำการสร้างเสร็จสมบูรณ์แล้ว ต้องการทราบว่าสามารถที่จะทำงานได้จริงตามที่ได้ออกแบบไว้หรือไม่ จึงต้องมีการวัดค่าต่างๆ เพื่อทำการเปรียบเทียบกับทฤษฎีที่ได้ โดยทำการวัดกับ Network Analyzer

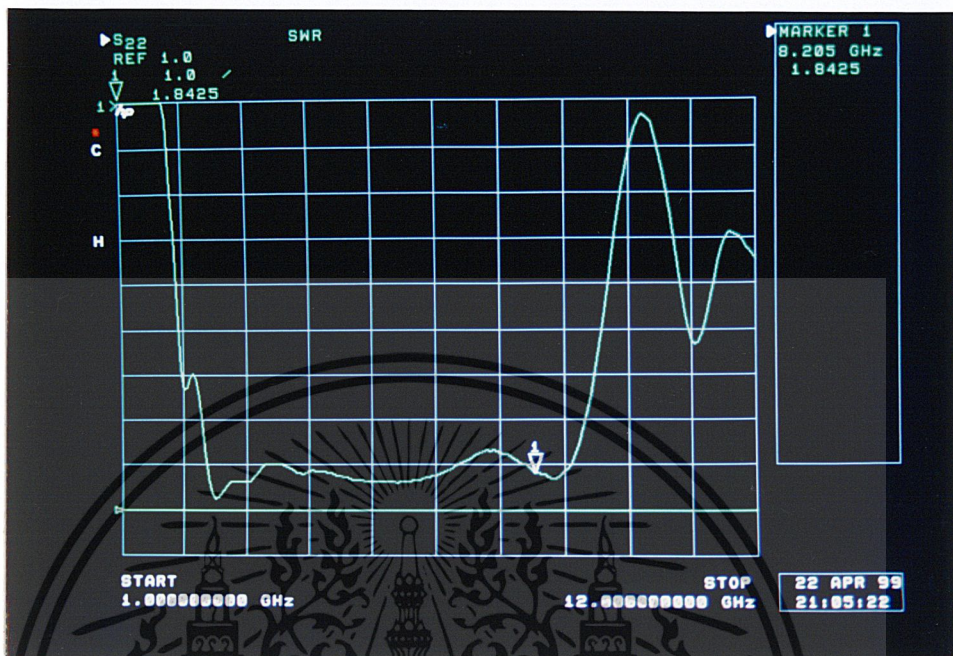
5.1 ลำดับขั้นการทดลอง

1. ทำการต่อวงจรขยายเข้ากับแหล่งจ่ายไฟ
2. ต่อวงจรขยายเข้ากับเครื่อง Network Analyzer
3. เปิดสวิตช์แหล่งจ่ายไฟนำมิเตอร์มาวัดแรงดันและกระแสที่จะทำการจ่ายให้กับเฟทโดยจ่ายกระแส I_D ประมาณ 10.8 มิลลิแอมป์ $V_{GS} = -0.39$ V และแรงดัน V_{DS} ประมาณ 2 โวลต์ ซึ่งค่ากระแสและแรงดันสามารถปรับได้เพื่อหาจุดที่มีอัตราขยายสูงสุดโดยปรับไม่ให้เกิดค่า Max ของเฟท
4. ทำการวัดผลการทดลอง ซึ่งผลการทดลองมีดังนี้

5.2 วัดสัญญาณจากเครื่อง Network Analyzer

จากรูปที่ 5.1 S_{22} ความถี่ที่วัดได้เท่ากับ 8.205 GHz มี SWR (อัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดัน) มีค่าเท่ากับ 1.8245 dB เพราะฉะนั้นค่าอัตราส่วนของแรงดันสูงสุดต่อแรงดันต่ำสุด (VSWR) มีค่าเท่ากับ 1.2337 และมีค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับที่ S_{22} เท่ากับ 0.2964 เปอร์เซ็นต์ของการสะท้อนกลับของแรงดันเท่ากับ 29.64 และเปอร์เซ็นต์ของการสะท้อนกลับของกำลังงานเท่ากับ 8.7853

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.1 แสดงค่า SWR ของวงจร LNA ที่ความถี่ 8.205 GHz (วัดที่ S_{22})

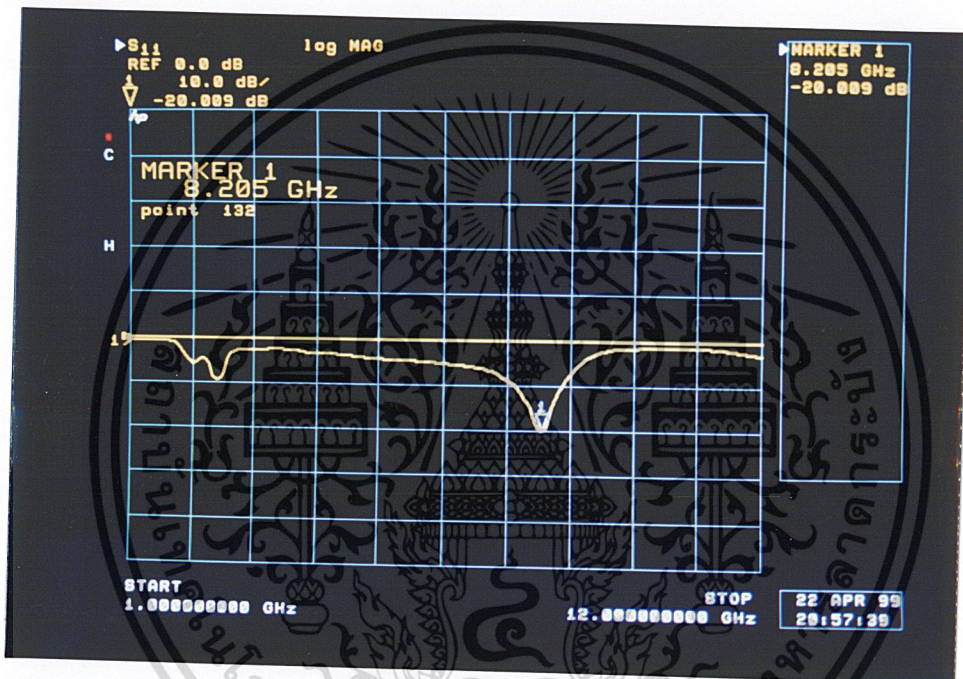


รูปที่ 5.2 แสดงค่า SWR ของวงจร LNA ที่ความถี่ 8.205 GHz (วัดที่ S_{11})

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น ยกเว้นที่ ไม่มีเหตุที่เปลี่ยนแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงชื่อของเอกสารไว้ทุกครั้งที่นำมาใช้

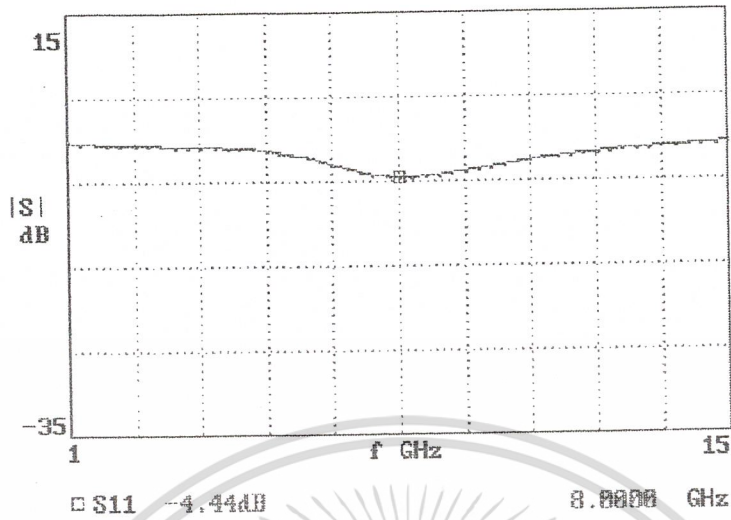
จากรูปที่ 5.2 ความถี่ที่วัดได้เท่ากับ 8.205 GHz โดยมี SWR เท่ากับ 1.2521 dB ฉะนั้นค่า VSWR จะได้เท่ากับ 1.1551 และมีค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนที่ S_{22} เท่ากับ 0.0720 เปอร์เซ็นต์ของการสะท้อนกลับของแรงดันเท่ากับ 7.1952 และเปอร์เซ็นต์ของการสะท้อนกลับของกำลังงานเท่ากับ 0.5177

จากรูปที่ 5.3 ที่ความถี่ 8.025 GHz ค่า Input Return Loss (S_{11}) มีค่าเท่ากับ -20.009 dB ส่วนรูปที่ 5.4 ผลที่ได้ในโปรแกรม Puff ค่า S_{11} เท่ากับ -4.44 dB



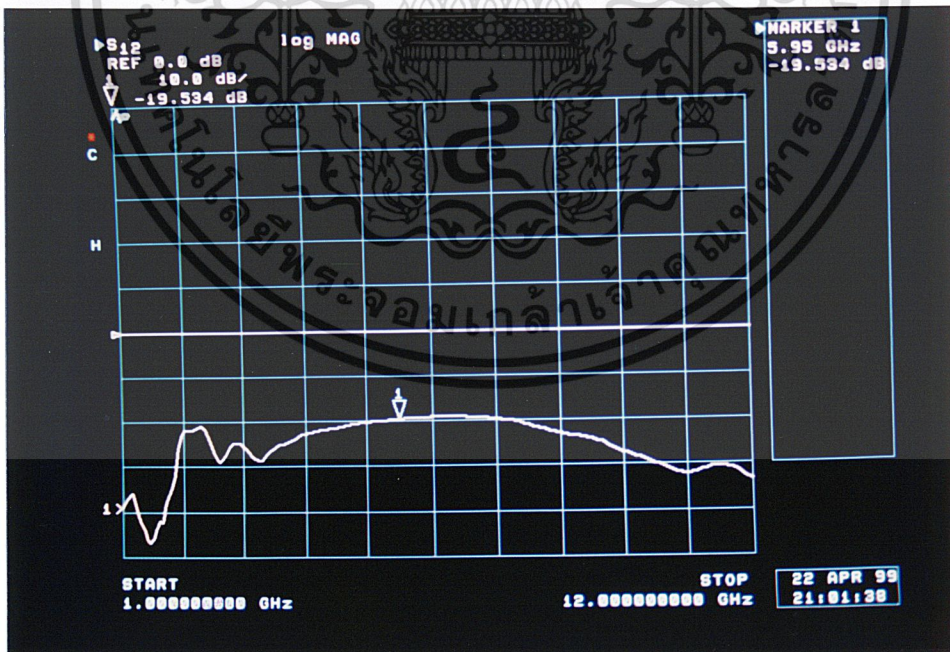
รูปที่ 5.3 แสดงสัญญาณที่วัดได้ของ S_{11}

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



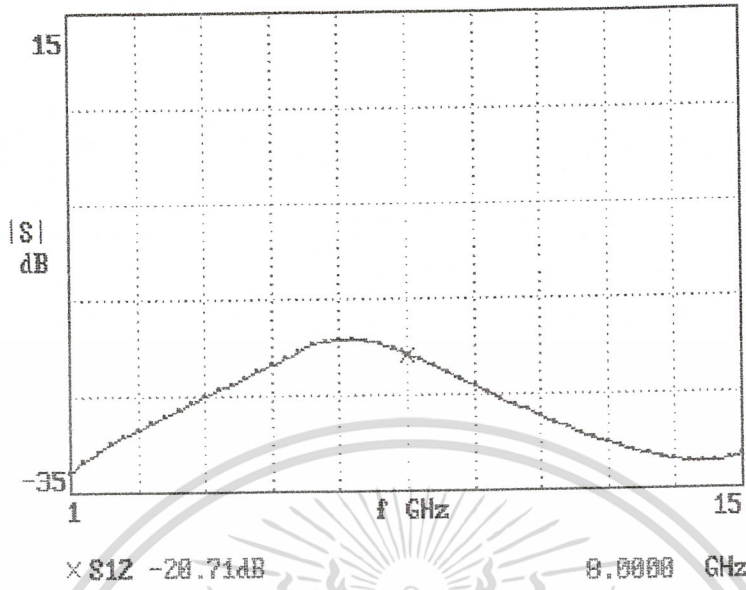
รูปที่ 5.4 แสดงสัญญาณที่ได้จาก โปรแกรม Puff

จากรูปที่ 5.5 ค่าของ S_{12} ที่วัด ได้มีค่าเท่ากับ -19.534 dB ที่ความถี่ 5.95 GHz หมายความว่าที่ความถี่สูงกว่านี้ยังสามารถใช้ได้ เนื่องจากกราฟที่วัด ได้มีลักษณะชันลง



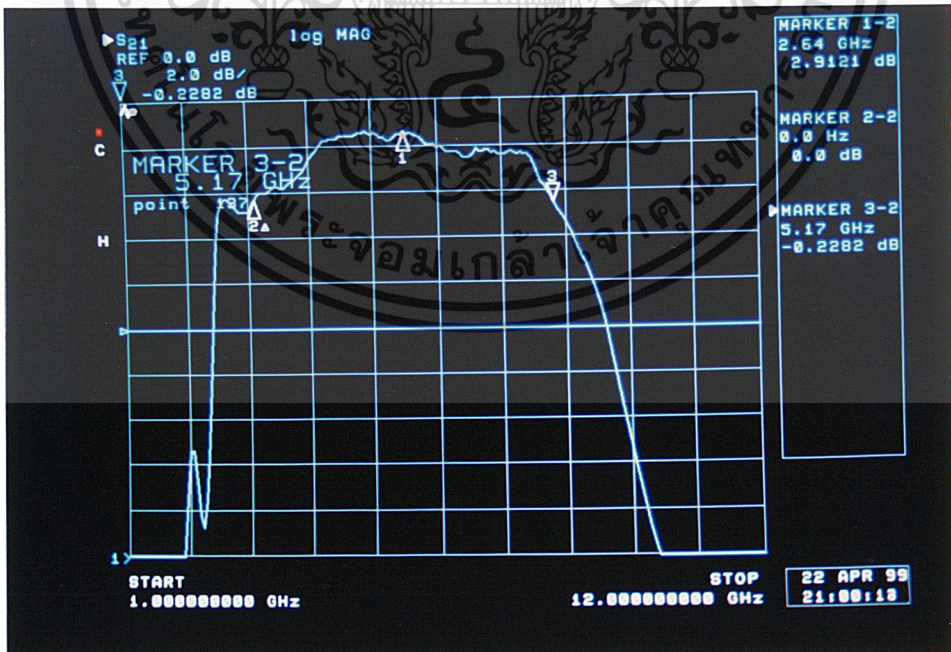
รูปที่ 5.5 แสดงสัญญาณที่วัด ได้ของ S_{12}

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.6 แสดงสัญญาณที่วัดได้ของ S_{12} จากการใช้โปรแกรม Puff

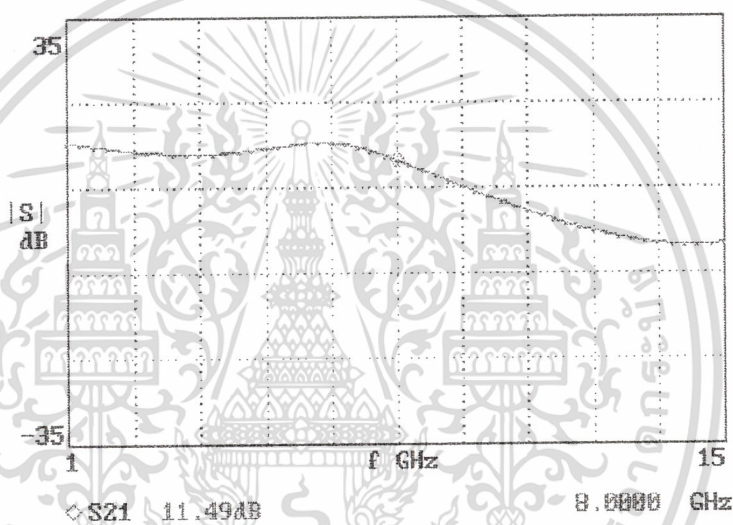
จากรูปที่ 5.6 เป็นผลที่ได้จากการใช้โปรแกรม Puff ที่ S_{12} มีค่าเท่ากับ -20.71 dB ค่าที่ได้จากโปรแกรมและค่าที่วัดได้มีค่าใกล้เคียงกัน และลักษณะของกราฟแสดงลักษณะทิศทางเดียวกัน



รูปที่ 5.7 แสดงสัญญาณที่วัดได้ของ S_{21}

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้เพื่อการเรียนเพื่อการศึกษาเท่านั้น มิอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

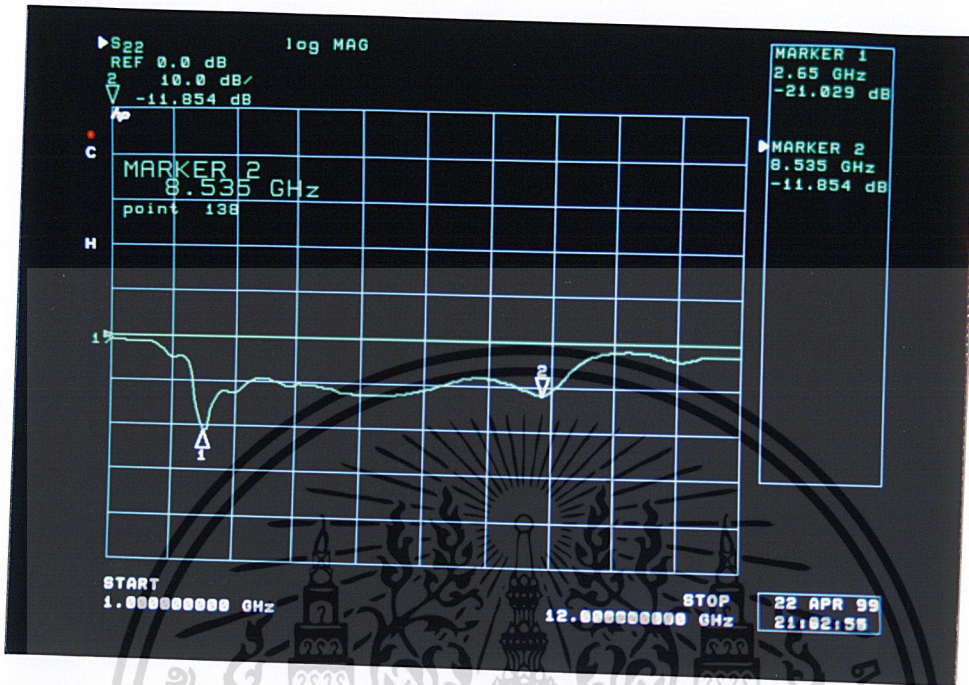
จากรูปที่ 5.7 ที่ตำแหน่งที่ 1 ความถี่ที่วัดได้เท่ากับ 8.205 GHz มีอัตราขยายเท่ากับ 8.4 dB ที่ตำแหน่งระหว่าง 1 กับ 2 เป็นค่า 3 dB down ซึ่งทำให้ตำแหน่งที่ 2 มีความถี่ที่วัดได้เท่ากับ 5.565 GHz ส่วนตำแหน่งที่ 3 ก็เช่นเดียวกัน ความถี่ที่วัดได้เท่ากับ 10.735 GHz ทำให้ตำแหน่งที่ 2 กับตำแหน่งที่ 3 มีแถบความถี่กว้างเท่ากับ 5.17 GHz และในรูปที่ 5.8 เป็นผลที่ได้จากการจำลองแบบ ซึ่งมีอัตราขยายที่ใกล้เคียงกัน ณ ความถี่สูงขึ้นกราฟทั้งสองจะมีอัตราขยายที่ลดลง



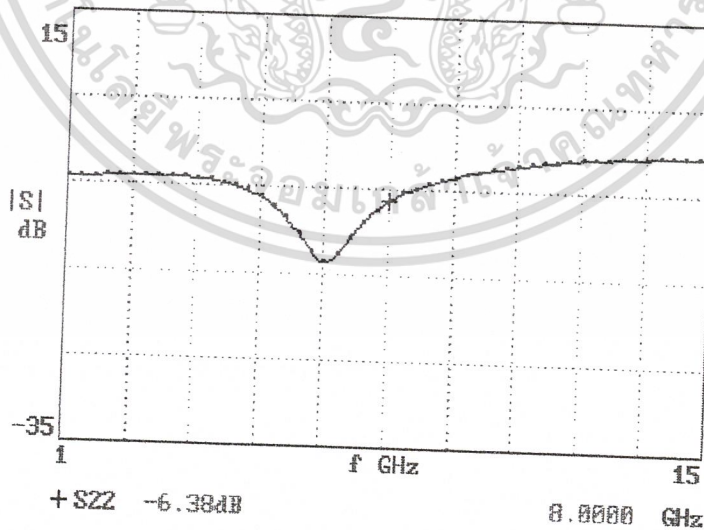
รูปที่ 5.8 แสดงสัญญาณที่ได้จาก โปรแกรม Puff ของ S_{21}

จากรูปที่ 5.9 ที่ตำแหน่งที่ 2 ความถี่ที่วัดได้เท่ากับ 8.535 GHz เท่ากับ -11.854 dB ส่วนตำแหน่งที่ 1 มีความถี่เท่ากับ 2.65 GHz มีค่าเท่ากับ -21.029 dB (เป็นค่าต่ำที่สุดของ S_{22})

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.9 แสดงสัญญาณที่วัด ได้ของ S_{22}



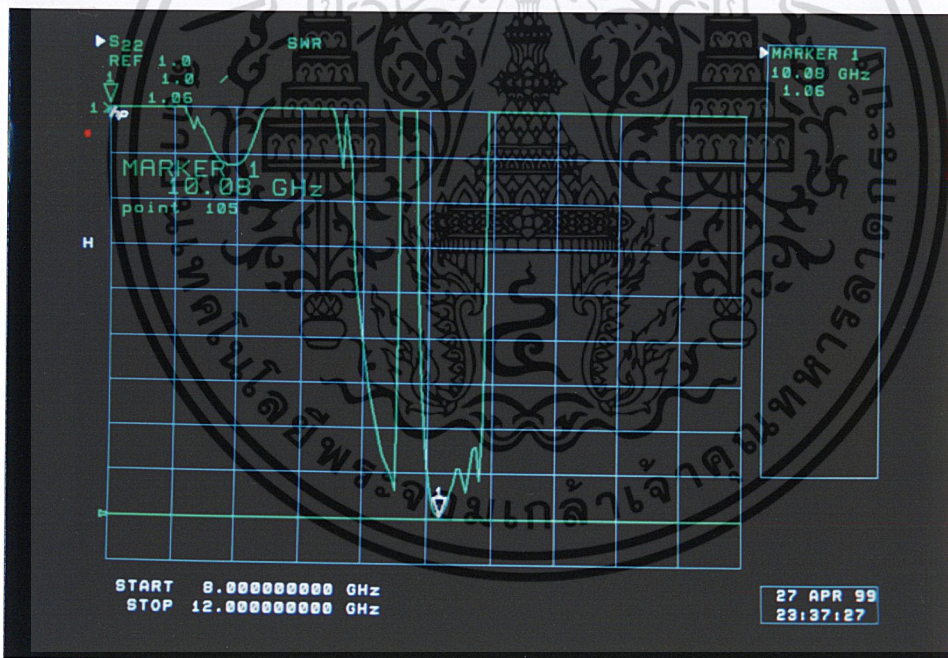
รูปที่ 5.10 แสดงสัญญาณที่ได้จากโปรแกรม Puff ของ S_{22}

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.3 สรุปและวิจารณ์ผลการทดลองวงจรขยายความถี่ที่ 8 GHz

จากผลการทดลองที่ทำการวัดจากเครื่อง Network Analyzer ค่าที่วัดได้เมื่อเทียบกับการใช้โปรแกรม Puff จะมีค่าที่ใกล้เคียงกันในบางค่า ส่วนค่าที่แตกต่างกันและทำให้เกิดการผิดพลาดได้ เนื่องจากความแตกต่างระหว่างโปรแกรม Puff กับการออกแบบ โดยที่โปรแกรม Puff จะทำการจำลองแบบที่เป็นค่าในทางอุดมคติ, ตำแหน่งทศนิยมที่ใช้, วงจรที่ได้จากการจำลองแบบยังไม่ได้ต่อคาปาซิเตอร์ ซึ่งทำหน้าที่เป็นตัวป้องกันสัญญาณแรงดันไฟดีซีทางด้านอินพุทและเอาต์พุท, ไม่มี Radial Stub, ส่วนค่าพารามิเตอร์อื่นๆ จะตรงกันแตกต่างกันที่ตำแหน่งทศนิยม

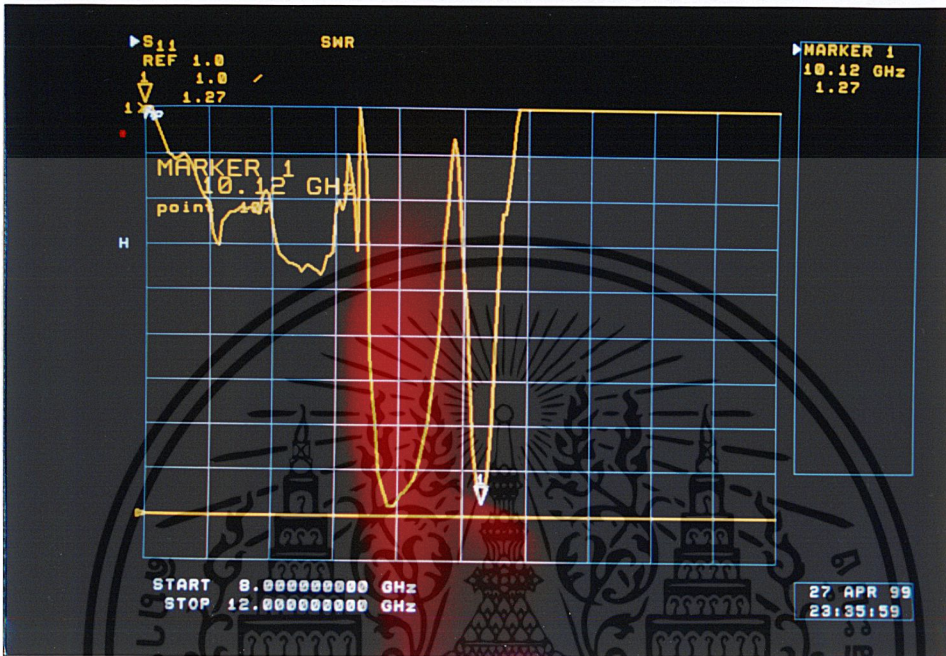
ส่วนวงจรที่ออกแบบนั้นจะมีการต่อคาปาซิเตอร์ทางอินพุทและเอาต์พุท เพื่อป้องกันแรงดันไฟดีซี มีการนำ Radial Stub มาใช้งาน ซึ่งทำหน้าที่เป็น โบนอสฟิลเตอร์ และทำหน้าที่ในการลดสัญญาณรบกวนให้มีค่าลดลง ทำให้เกณฑ์การขยายมีค่าที่สูงขึ้น มีการต่อ Feed Through เป็นฟิลเตอร์ให้กับแหล่งจ่ายไฟ



รูปที่ 5.11 แสดงค่า SWR ของวงจร LNA ที่ความถี่ 10.08 GHz (วัดที่ S_{22})

จากรูปที่ 5.11 S_{22} ความถี่ที่วัดได้เท่ากับ 10.08 GHz มี SWR (อัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดัน) มีค่าเท่ากับ 1.06 dB เพราะฉะนั้นค่าอัตราส่วนของแรงดันสูงสุดต่อแรงดันต่ำสุด (VSWR) มีค่าเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เท่ากับ 1.1298 และมีค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับที่ S_{22} เท่ากับ 0.0609 เปอร์เซ็นต์ของการสะท้อนกลับของแรงดันเท่ากับ 6.0942 และเปอร์เซ็นต์ของการสะท้อนกลับของกำลังงานเท่ากับ 0.3714

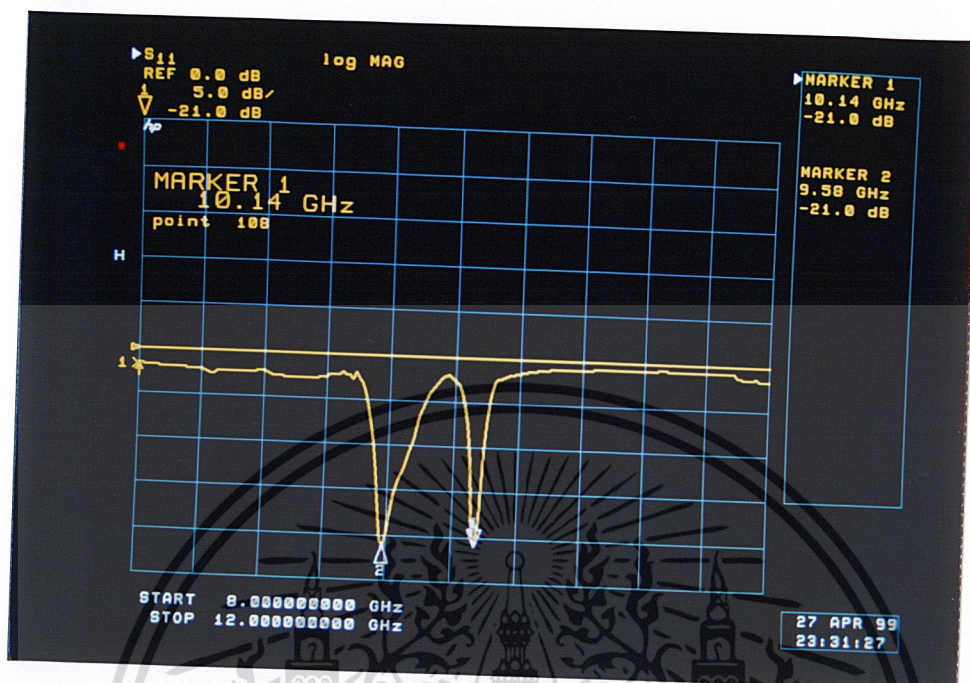


รูปที่ 5.12 แสดงค่า SWR ของวงจร LNA ที่ความถี่ 10.12 GHz (วัดที่ S_{11})

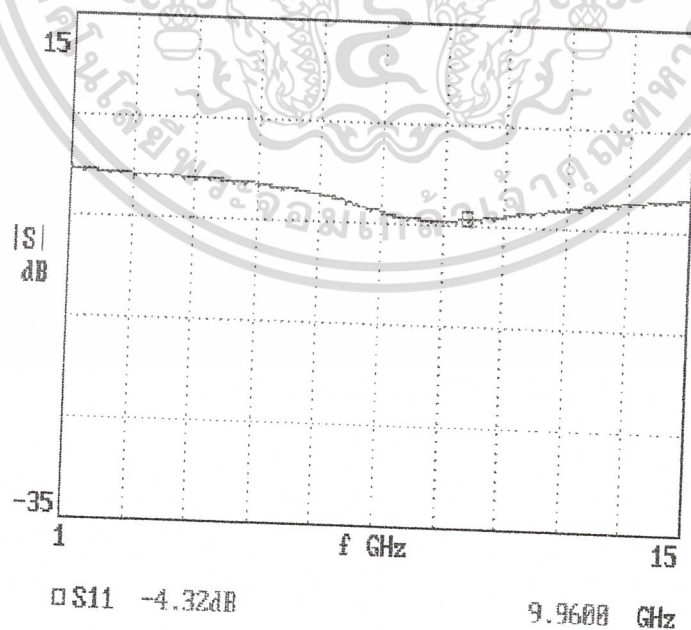
จากรูปที่ 5.12 ความถี่ที่วัดได้เท่ากับ 10.12 GHz โดยมี SWR เท่ากับ 1.27 ฉะนั้นค่า VSWR จะได้เท่ากับ 1.1574 และมีสัมประสิทธิ์การสะท้อนที่ S_{22} เท่ากับ 0.073 เปอร์เซ็นต์ของการสะท้อนกลับของแรงดันเท่ากับ 7.2977 และเปอร์เซ็นต์ของการสะท้อนกลับของกำลังงานเท่ากับ 0.5326

จากรูปที่ 5.13 ที่ความถี่ 10.14 GHz ค่า Input Return Loss (S_{11}) มีค่าเท่ากับ -21.0 dB ทั้งสองตำแหน่ง ส่วนรูปที่ 5.14 ผลที่ได้ในโปรแกรม Puff ค่า S_{11} เท่ากับ -4.32 dB ซึ่งจะมีค่ามากกว่าที่วัดได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.13 แสดงสัญญาณที่วัดได้ของ S_{11}



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สง **รูปที่ 5.14** แสดงสัญญาณที่ได้จากโปรแกรม Puff ไปอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

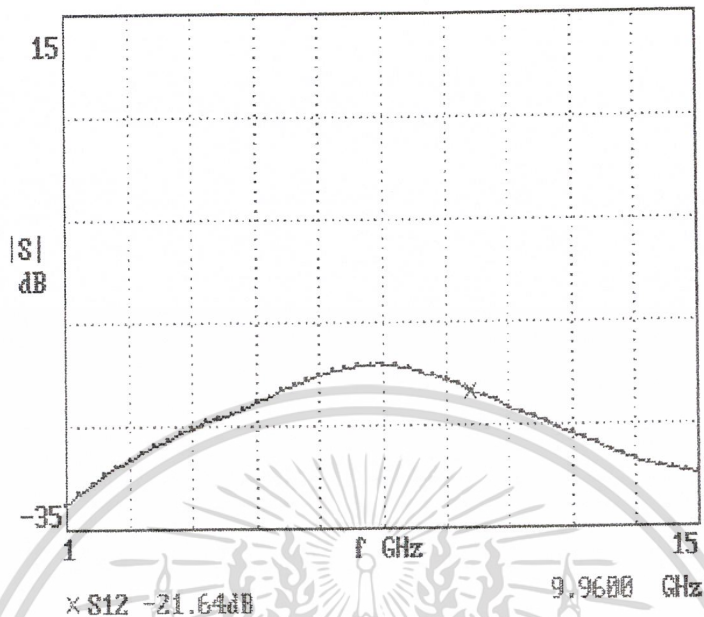
จากรูปที่ 5.15 ค่าของ S_{12} ที่วัดได้มีค่าเท่ากับ -8.522 dB ที่ความถี่ 9.92 GHz หมายความว่า
 ที่ความถี่สูงกว่านี้ยังสามารถใช้ได้ เนื่องจากกราฟที่วัดได้มีลักษณะชันลง



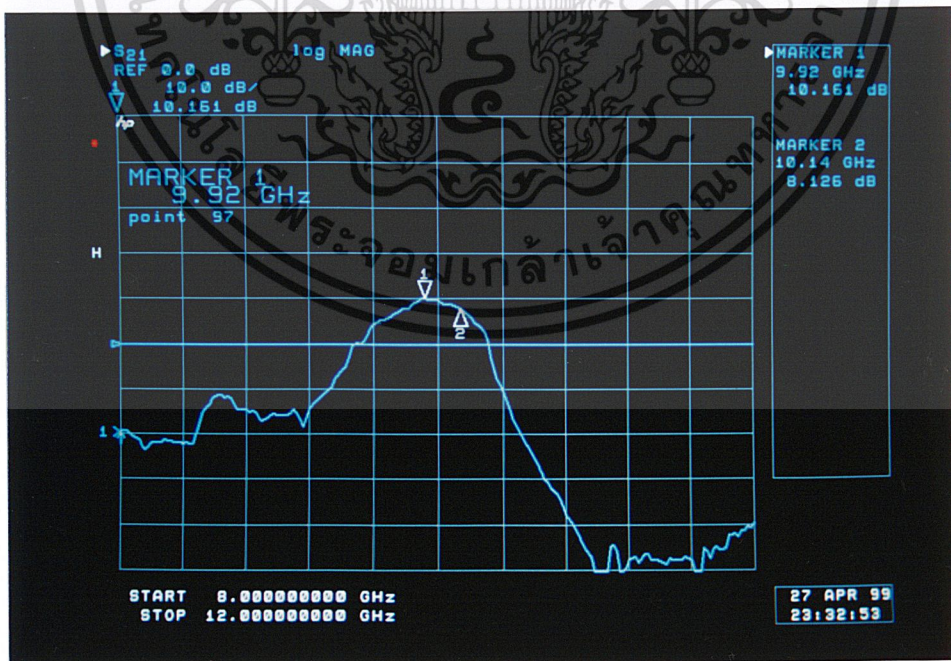
รูปที่ 5.15 แสดงสัญญาณที่วัดได้ของ S_{12}

จากรูปที่ 5.16 เป็นผลที่ได้จากการใช้โปรแกรม Puff ที่ S_{12} มีค่าเท่ากับ -21.64 dB ค่าที่ได้
 จากโปรแกรมและค่าที่วัดได้มีค่าใกล้เคียงกัน และลักษณะของกราฟแสดงลักษณะทิศทางเดียวกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

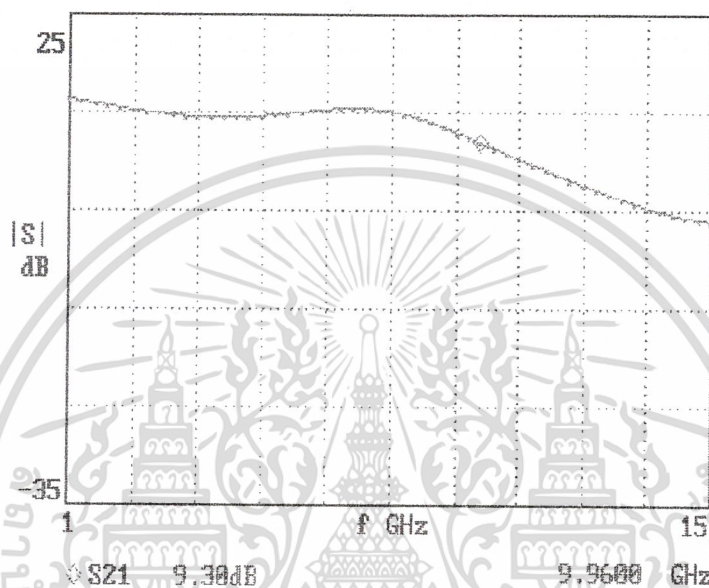


รูปที่ 5.16 แสดงสัญญาณที่วัดได้ของ S_{12} จากการใช้โปรแกรม Puff



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้รูปที่ 5.17 แสดงสัญญาณที่วัดได้ของ S_{21} ป้อนอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

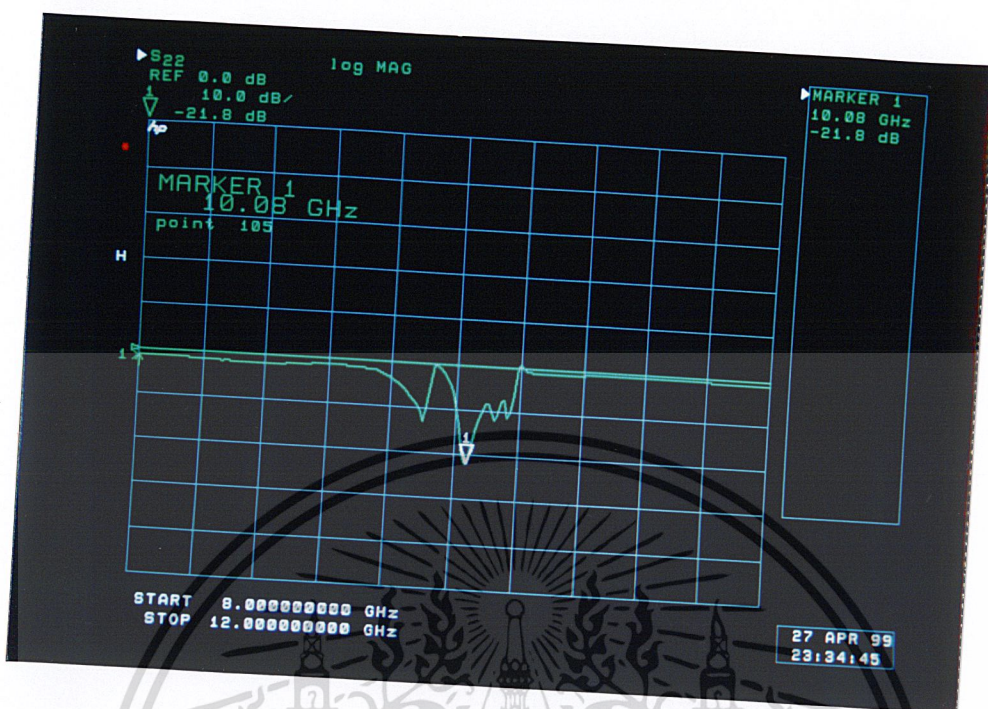
จากรูปที่ 5.17 ที่ตำแหน่งที่ 1 ความถี่ที่วัดได้เท่ากับ 9.92 GHz มีอัตราขยายเท่ากับ 10.161 dB ตำแหน่งที่ 2 มีความถี่ที่วัดได้เท่ากับ 10.14 GHz และมีอัตราขยายเท่ากับ 8.126 dB ส่วนรูปที่ 5.18 เป็นผลที่ได้จากการจำลอง Puff



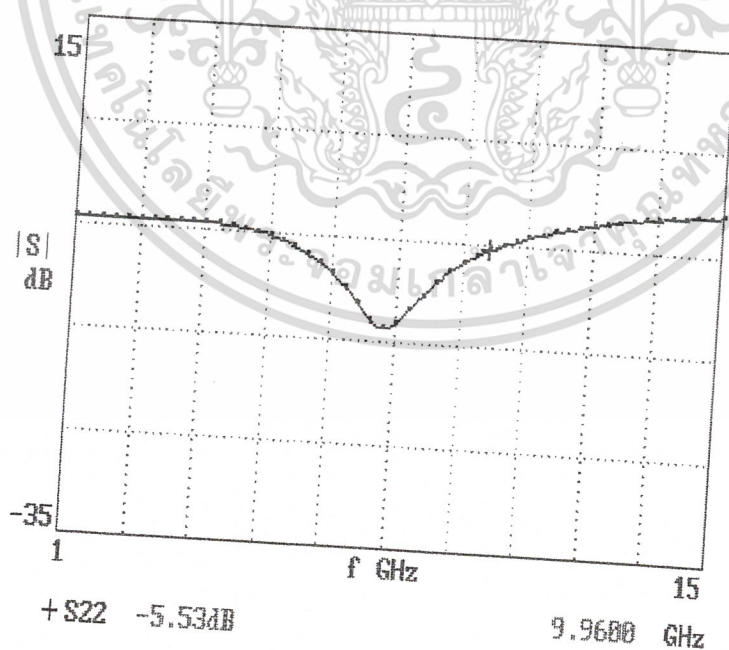
รูปที่ 5.18 แสดงสัญญาณที่ได้จาก โปรแกรม Puff ของ S_{21}

จากรูปที่ 5.19 ที่ตำแหน่งที่ 1 ความถี่ที่วัดได้เท่ากับ 10.08 GHz เท่ากับ -21.8 dB ของ S_{22}

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.19 แสดงสัญญาณที่วัดได้ของ S_{22}



รูปที่ 5.20 แสดงสัญญาณที่ได้จากโปรแกรม Puff ของ S_{22}

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น มิให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.4 รูปและวิจารณ์ผลการทดลองวงจรขยายความถี่ที่ 10 GHz

จากผลการทดลองที่ทำการวัดจากเครื่อง Network Analyzer ค่าที่วัดได้เมื่อเทียบกับการใช้โปรแกรม Puff จะมีค่าที่ใกล้เคียงกันในบางค่า ส่วนค่าที่แตกต่างกันและทำให้เกิดการผิดพลาดได้ เนื่องจากความแตกต่างระหว่างโปรแกรม Puff กับการออกแบบ โดยที่โปรแกรม Puff จะทำการจำลองแบบที่เป็นค่าในทางอุดมคติ, ตำแหน่งทศนิยมที่ใช้, วงจรที่ได้จากการจำลองแบบยังไม่ได้ต่อคาปาซิเตอร์ ซึ่งทำหน้าที่เป็นตัวป้องกันสัญญาณแรงดัน ไฟลิตีทางด้านอินพุตและเอาต์พุต, ไม่มี Radial Stub, ส่วนพารามิเตอร์อื่นๆจะตรงกันแตกต่างกันที่ตำแหน่งทศนิยม

ส่วนวงจรที่ออกแบบนั้นจะใช้คาปาซิเตอร์แบบแก๊บ (Series cap Capacitor) แทนการใช้คาปาซิเตอร์แบบชิป มีหน้าที่ในลักษณะเดียวกัน คือเพื่อป้องกันแรงดันไฟลิตี และมีการนำ Radial Stub มาใช้งาน ซึ่งทำหน้าที่เป็นไบแอสฟิลเตอร์และทำหน้าที่ในการลดสัญญาณรบกวนให้มีค่าลดลง ทำให้เกณฑ์การขยายมีค่าที่สูงขึ้น และใช้ Feed Through เป็นฟิลเตอร์ให้กับแหล่งจ่ายไฟ

ผลที่ได้คือ วงจร LNA ที่ใช้คาปาซิเตอร์แบบแก๊บ มีอัตราขยายประมาณ 10 dB มี VSWR ทางอินพุตเท่ากับ 1.27:1 และเอาต์พุตเท่ากับ 1.06:1 ที่ความถี่ 10.2 GHz แต่ถ้าวจร LNA ที่ใช้คาปาซิเตอร์แบบชิปแล้วอัตราขยายประมาณ 8.2 dB มี VSWR ทางอินพุตเท่ากับ 1.25:1 และเอาต์พุตเท่ากับ 1.23:1 ที่ความถี่ 8.2 GHz

ฉะนั้นตั้งแต่ขบวนการออกแบบไปจนถึงขบวนการทดลอง จะต้องมีความรอบคอบในการทำชิ้นงานที่สร้าง เพื่อให้ชิ้นงานที่ได้มีข้อผิดพลาดน้อยที่สุด

บทที่ 6

บทสรุป

ปริณญานิพนธ์ฉบับนี้เป็นการศึกษาและสร้างวงจรถยายความถี่สูงและสัญญาณรบกวนต่ำ โดยทำการออกแบบให้มีความถี่ในการใช้งานที่ 8 GHz และ 10 GHz แล้วทำการสร้างลงบนแผ่น เทฟลอน 2 วงจรและทำการสร้างลงบนแผ่นปริ้นท์แบบธรรมดาอีก 1 วงจร เพื่อทำการเปรียบเทียบ ผลการทดลองที่ได้ในแต่ละชนิดว่ามีผลที่ได้แตกต่างกันอย่างไร จากการสร้างชิ้นงานที่มีวัสดุรอง ฐานแตกต่างกันเมื่อนำมาทำการวัดค่าต่างๆแล้ว ปรากฏว่าสามารถนำไปใช้เป็นวงจรถยายได้ทั้ง 3 วงจร แต่อัตราการขยายและค่าตัวแปรต่างๆที่เกี่ยวข้องจะมีค่าแตกต่างกันออกไป โดยค่าที่ได้การ สร้างจากแผ่นเทฟลอนที่มีค่า $\epsilon_r = 2.17$ จะมีอัตราการขยายที่สูงสุดรองลงมาคือแผ่นเทฟลอนที่มีค่า $\epsilon_r = 2.62$ และ สุดท้ายคือแผ่นปริ้นท์ทำการวัดค่า ϵ_r เอง จากผลการทดลองที่ได้แสดงให้เห็น ว่าวงจรถายที่ทำการออกแบบมาสามารถนำไปใช้งานจริงที่ความถี่ 8 GHz และ 10 GHz ได้

ปัญหา

จากการสร้างเครื่องขยายความถี่สูงและสัญญาณรบกวนต่ำในย่านความถี่ 8 GHz และ 10 GHz มีปัญหาและอุปสรรคต่างๆ ที่เกิดขึ้นในการทดลอง พอจะสรุปได้ดังนี้

1. เฟทที่ใช้ในการออกแบบมีความไวสูง ไม่ทนต่อความร้อนในการบัดกรีจึงต้องใช้หัวแร้ง ที่มีวัตต์ต่ำๆ เพื่อป้องกันเฟทไม่ให้เกิดความเสียหายหรือพังได้
2. อุปกรณ์ที่ใช้ในการสร้างวงจร เช่น เฟท , ตัวเก็บประจุแบบชิป , คอนเนคเตอร์ SMA , Feed through หรือ RFC ,แผ่นวงจรเทฟลอน หาได้ยากและราคาค่อนข้างสูง
3. อุปกรณ์ที่ใช้ในการสร้างบางค่าจะ ไม่มีสเปคมาให้จึงต้องใช้ค่าที่เป็นอุดมคติทั้งหมด
4. การบัดกรีแต่ละจุดจะมีผลต่อวงจรเป็นอย่างมาก ฉะนั้นการบัดกรีแต่ละจุดควรพอดี
5. ในการถ่ายแบบลงบนแผ่นวงจร เนื่องจากลายวงจรมีขนาดเล็กบางครั้งลายวงจรอาจขาด ได้ ทำให้ต้องเสียเวลาในการถ่ายแบบใหม่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แนวทางในการพัฒนาต่อไป

โครงการในปฏิญญาฉบับนี้ สามารถจะขยายขีดความสามารถและพัฒนาต่อไปได้อีกหลายด้าน เช่น

1. พัฒนาวงจรให้สามารถทำการขยายที่ความถี่ที่สูงขึ้นไปได้อีก
2. สร้างวงจรให้เป็นแบบ Double Stub
3. พัฒนาวงจรให้มี Feedback ซึ่งทำให้อัตราการขยายมีค่าที่สูงขึ้น และลดสัญญาณรบกวนให้มีค่าน้อยลง
4. พัฒนาวงจรให้เป็นแบบ Cascade กัน เพื่อเพิ่มอัตราการขยาย
5. พัฒนาโดยการออกแบบหลายวงจรแทนค่าคาปาซิแตนซ์และค่าความเหนี่ยวนำ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

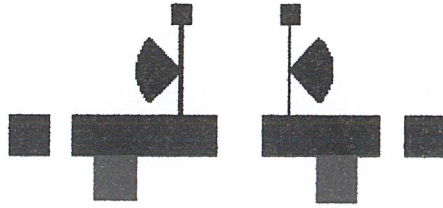
บรรณานุกรม

1. บัณฑิต โรจน์อาสยานนท์, “วิศวกรรมไมโครเวฟ”, ครั้งที่ 1, กรุงเทพฯ, หน้า 271-315
2. พิชัย ภักดีพานิชเจริญ, “ทฤษฎีและการใช้งานความถี่ย่านไมโครเวฟ”, กรุงเทพฯ, หน้า 95-143
3. Allan W.Scott, “UNDERSTANDING MICROWAVE”, JOHN WILEY & SONS, Page 189-193
4. K.C. Gupta and M.D. Abouzahra, “Analysis And Design of Plannar Microwave Components”, IEEE PRESS, Page 437-448
5. M.W. DIXON G3PFR, “MICROWAVE HANDBOOK VOLUME 3 BANDS AND EQUIPMENT”, Page 18.74 and 18.105
6. Ralph S.Carson, “HIGH FREQUENCY AMPLIERS”, University of Missouri, JOHN WILEY & SONS, Page 188-205, 228-234
7. SAMUEL Y.LIAO, “Microwave Circuit Analysis And Amplier Design”, Page 89-119
8. Thomas S. Laverhetta, “Solid-State Microwave Devices”, Artech House Inc., Page 103-159

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



แสดงลายวงจรที่ได้จากการออกแบบที่ความถี่ 8 GHz



แสดงลายวงจรที่ได้จากการออกแบบที่ความถี่ 10 GHz

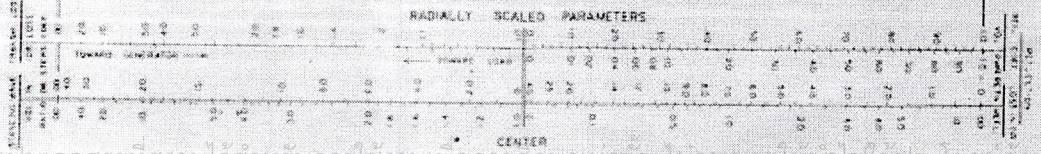
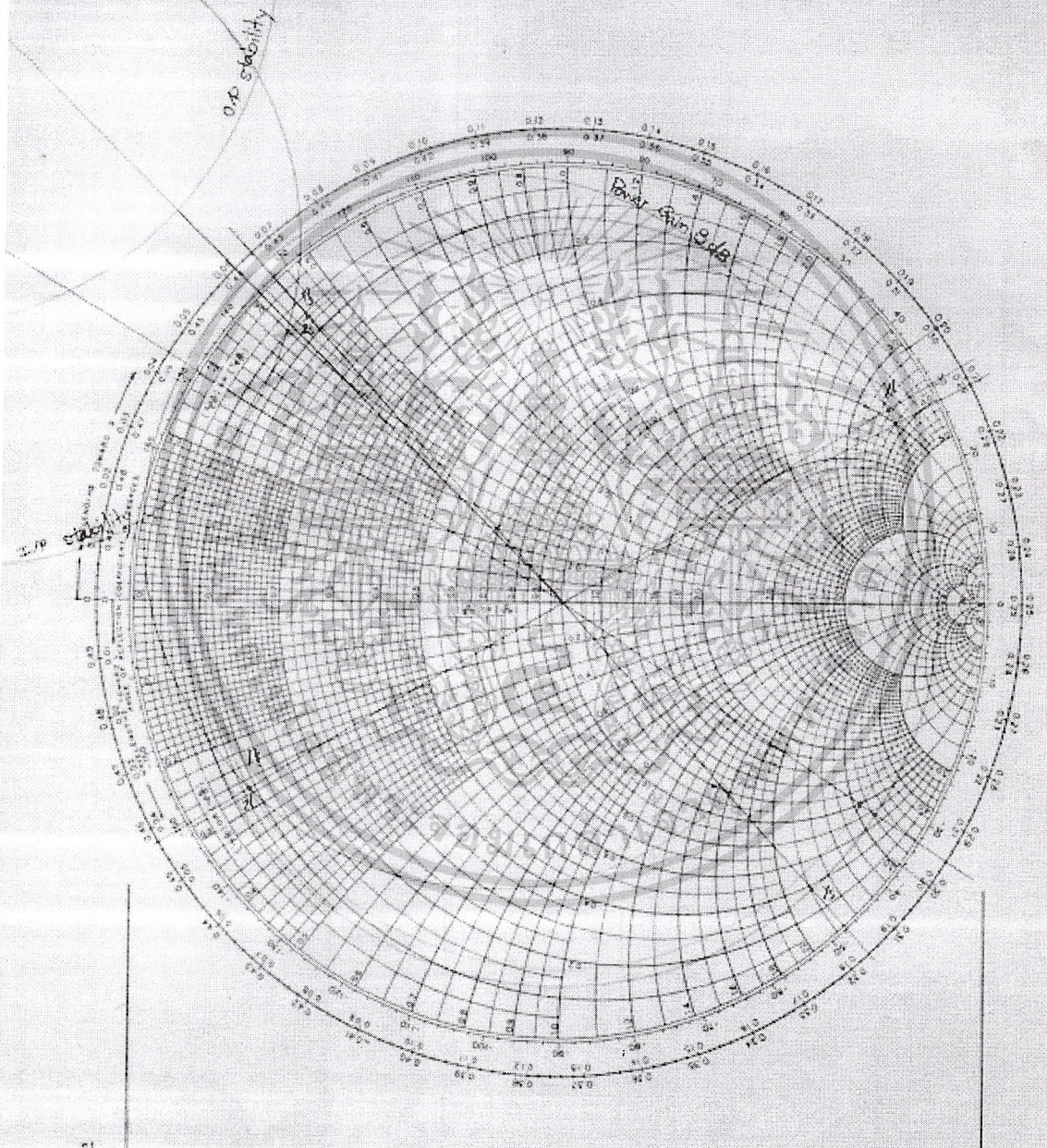
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SMITH CHART

TITLE 8 GHz

$Z_z = R - jX$, $Z_r = \Omega$
 $Y_y = G - jB$, $Y_s = U$

DATE



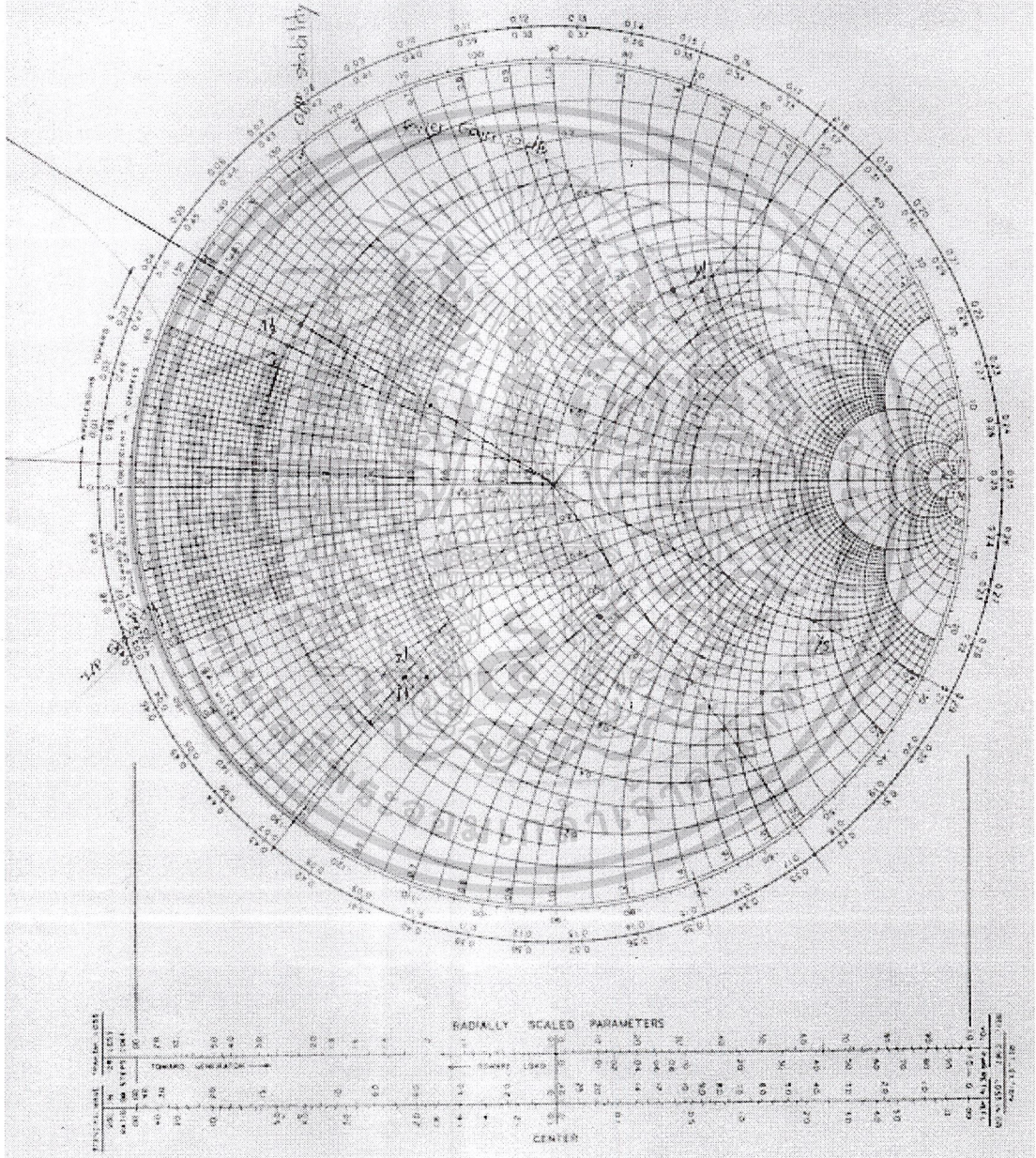
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SMITH CHART

TITLE 12 GHz

$$z_z = R - jX, Z_0 = \Omega$$
$$y_y = G - jB, Y_0 = \Omega$$

DATE

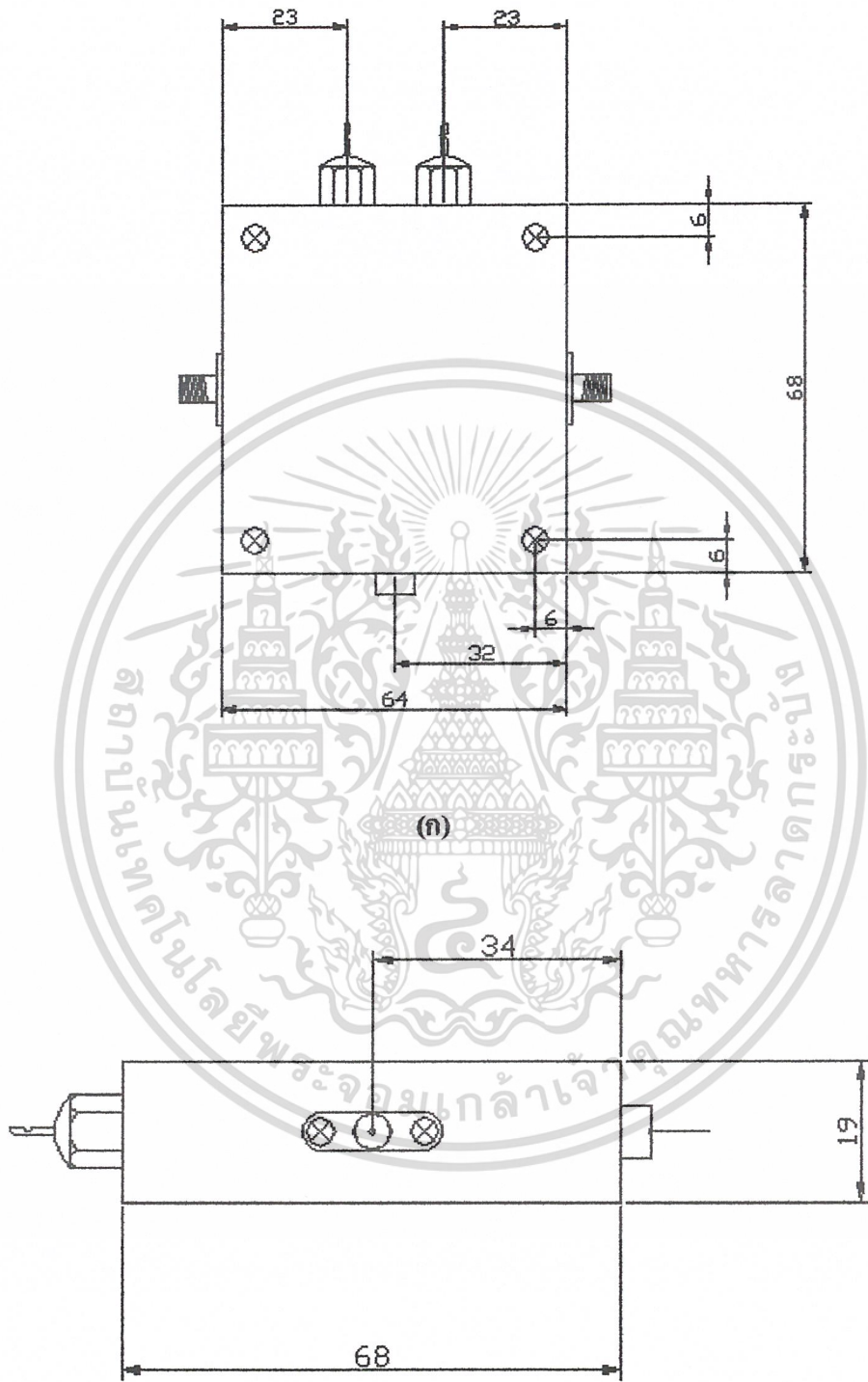


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



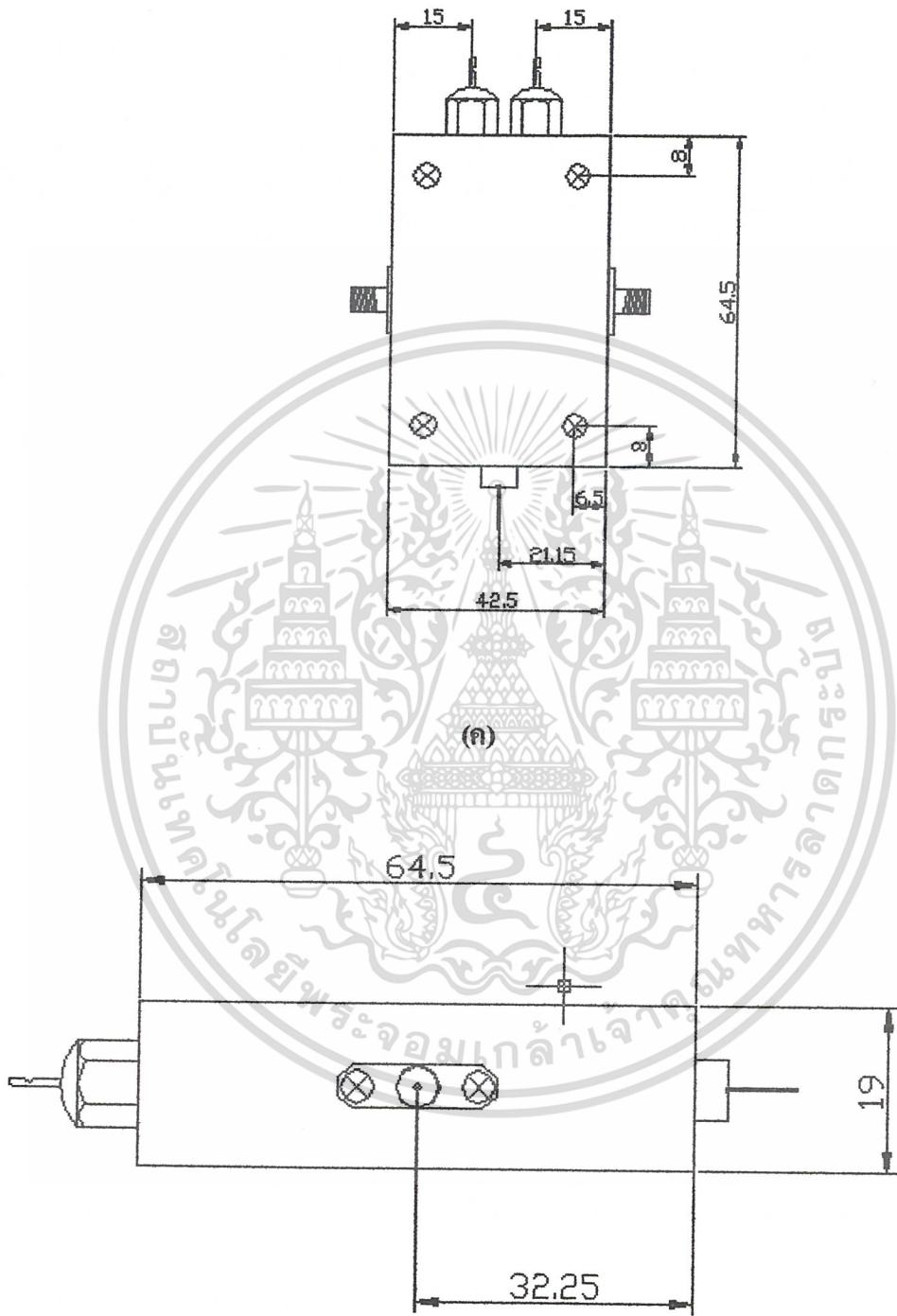
ภาคผนวก ข.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ข)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะเป็นรูป (ก) และ (ข) แสดงขนาดของกล่องที่บรรจุวงจร LNA ที่ความถี่ 8 GHz (มม.) ที่มีการนำไปใช้

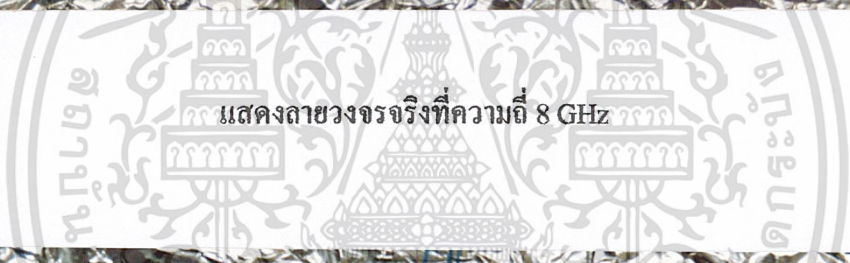
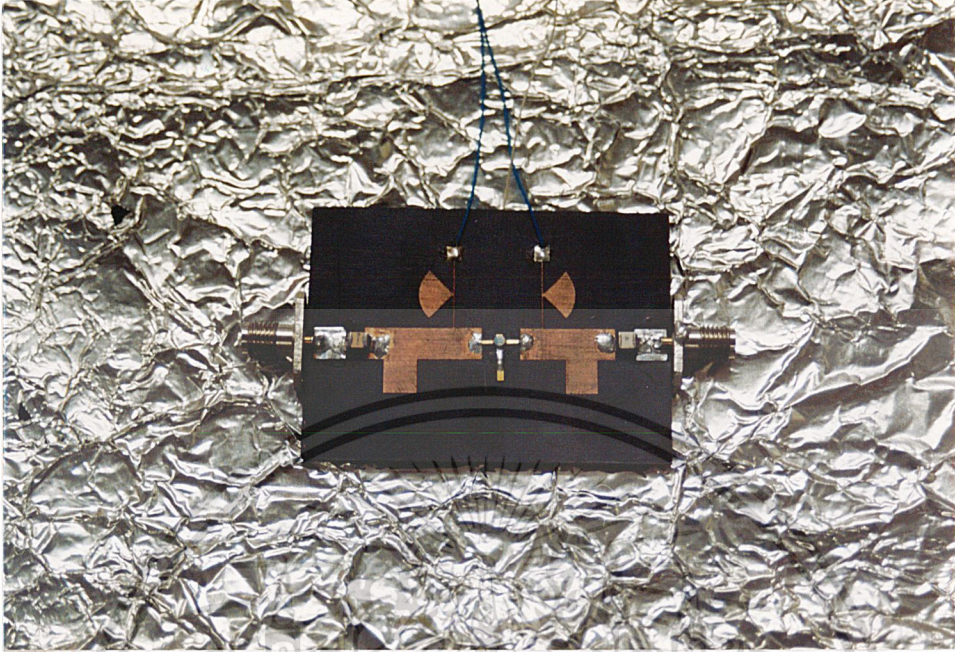


(ง)

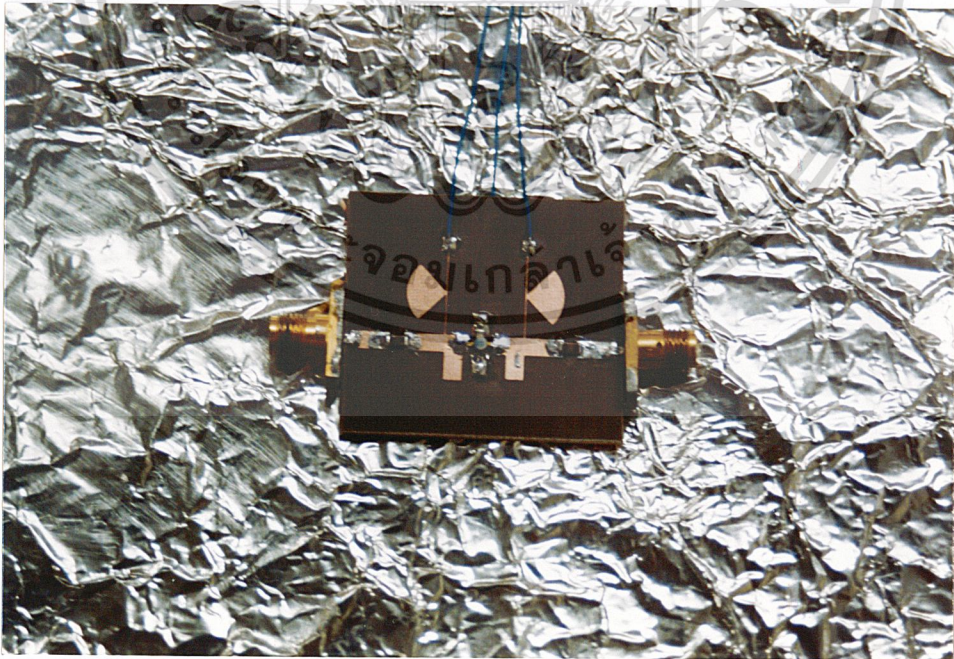
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 รูป (ค) และ (ง) แสดงขนาดของกล่องที่บรรจุวงจร LNA ที่ความถี่ 10 GHz (มม.)
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีเหตุผลที่บางส่วนของเอกสารนี้จำเป็นต้องสงวนไว้ซึ่งเอกสารทุกฉบับที่มีการนำไปใช้



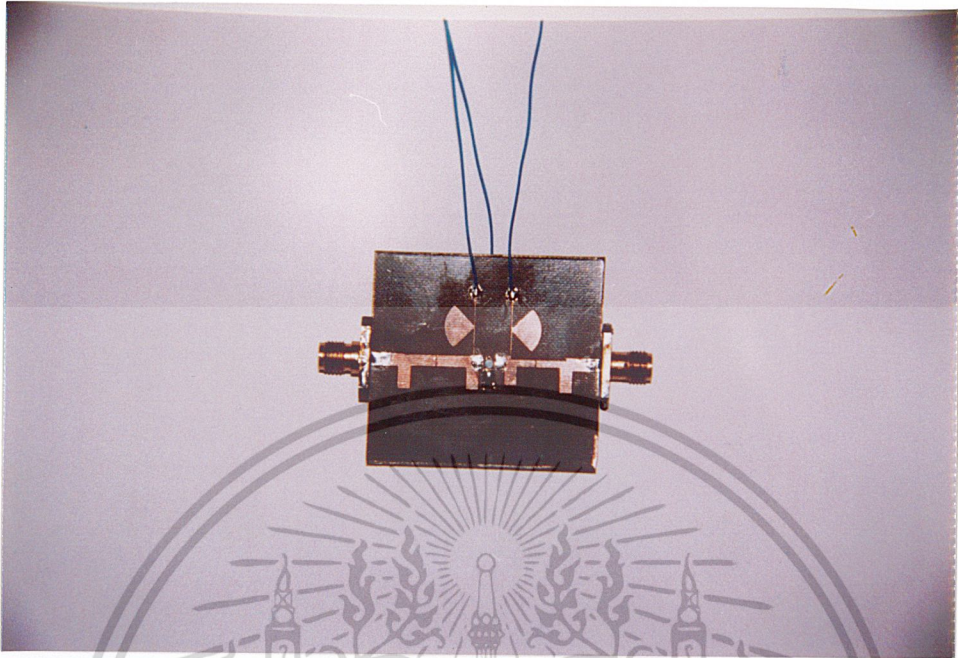
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



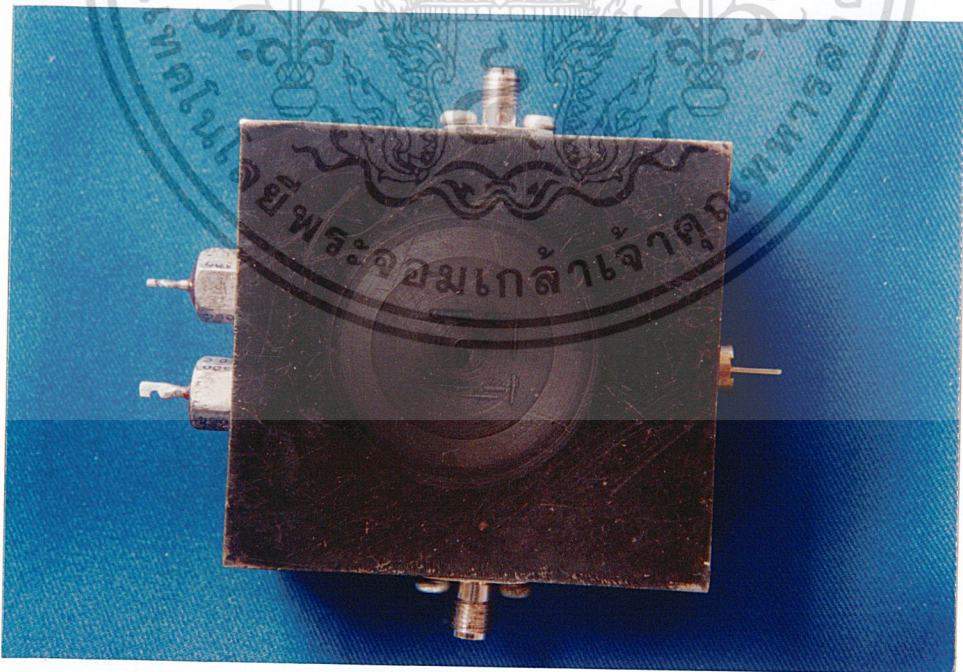
แสดงลายวงจรงริงที่ความถี่ 8 GHz



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
แสดงลายวงจรงริงที่ความถี่ 10 GHz,
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

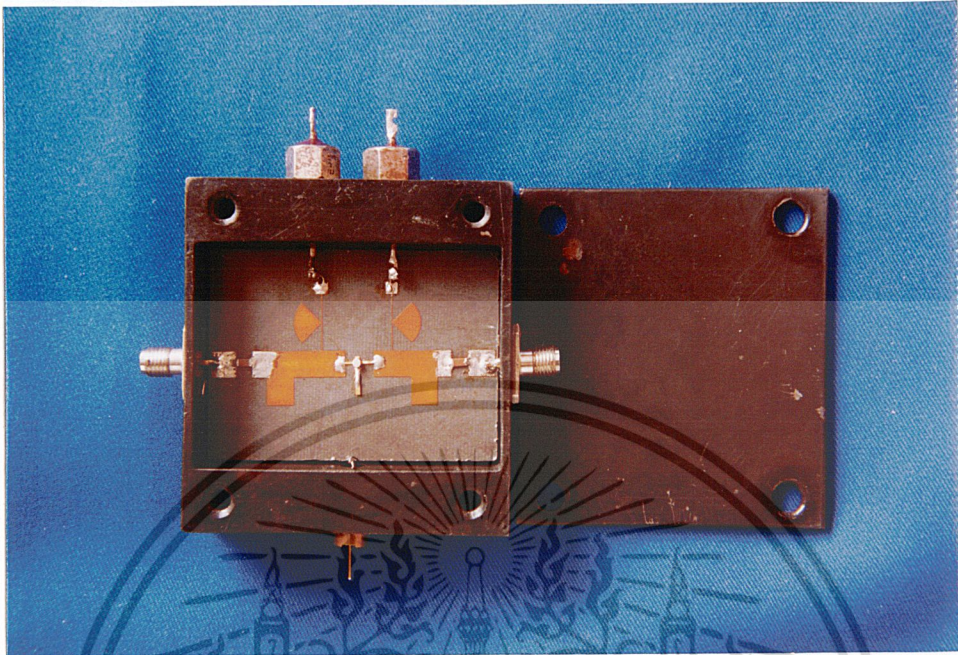


แสดงตาชวงจรรวมที่ความถี่ 10 GHz



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(ก)



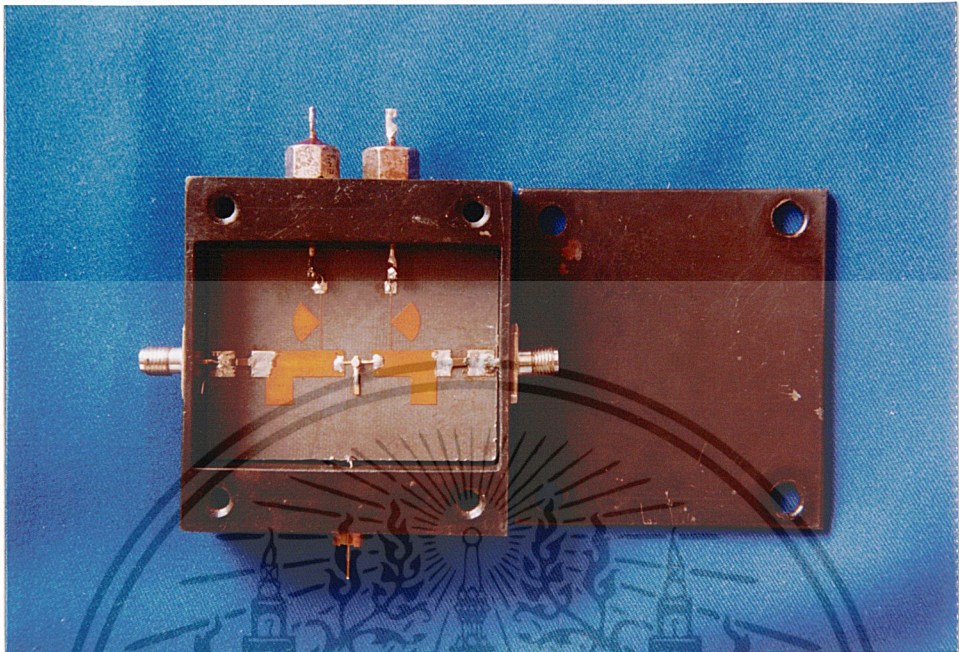
(ข)

รูป (ก) และ (ข) แสดงกล่องจริงที่บรรจุวงจร LNA ที่ความถี่ 8 GHz



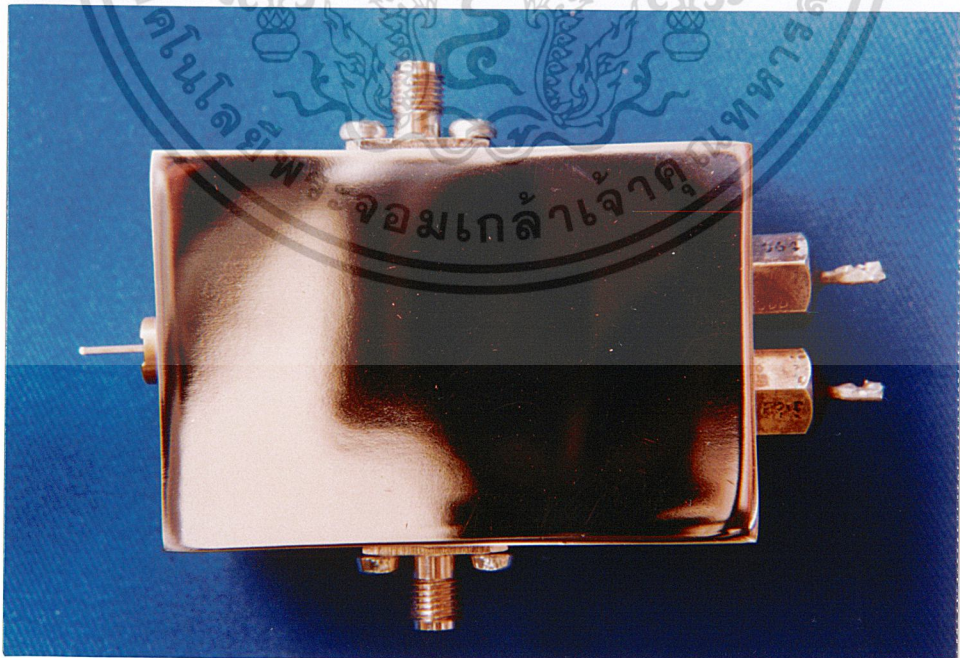
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(ค)



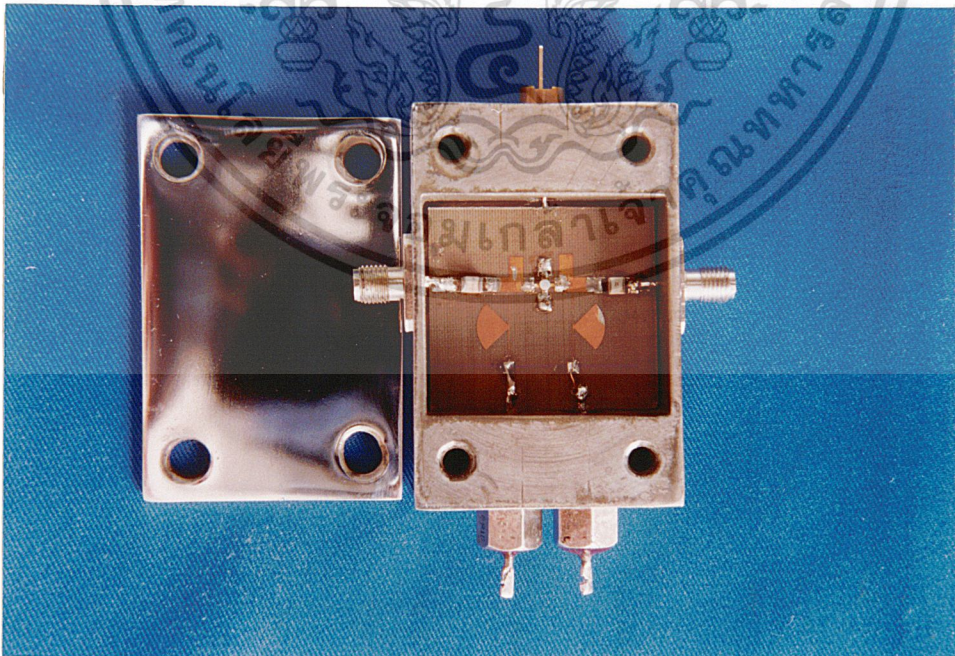
(ข)

รูป (ก) และ (ข) แสดงกล่องจริงที่บรรจุวงจร LNA ที่ความถี่ 8 GHz



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา(ค) ะต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูป (๒) และ (๓) แสดงกล่องวงจรของ LNA ที่ความถี่ 10 GHz (๓)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LOW NOISE InGaAs HEMT

MGF4xxxx Series

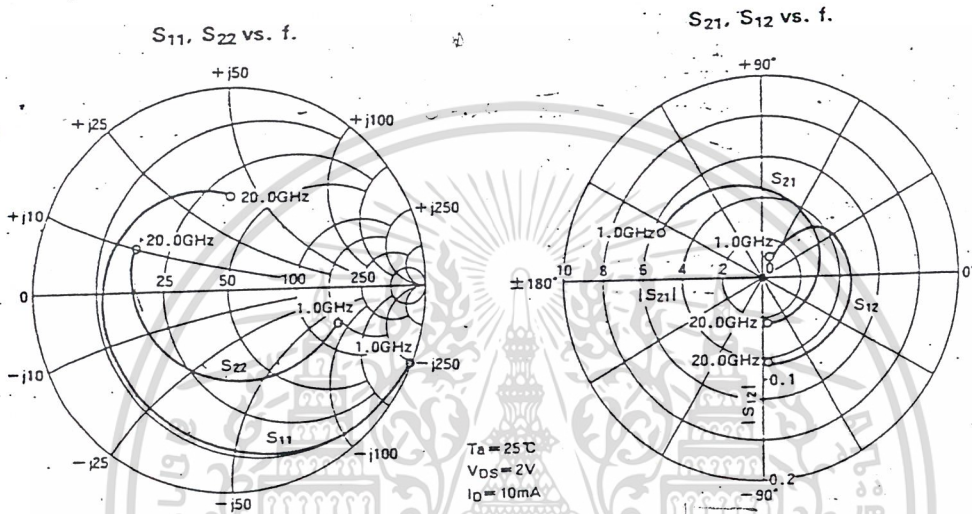
Typical Characteristics

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	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MITSUBISHI SEMICONDUCTOR <GaAs FET>
MGF4310D Series

SUPER LOW NOISE InGaAs HEMT



S PARAMETERS (Ta = 25°C, V_{DS} = 2V, I_D = 10mA)

Freq. (GHz)	S ₁₁		S ₂₁		S ₁₂		S ₂₂		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	3.337	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	2.468	-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	-86.6	0.518	155.4	1.359	10.6

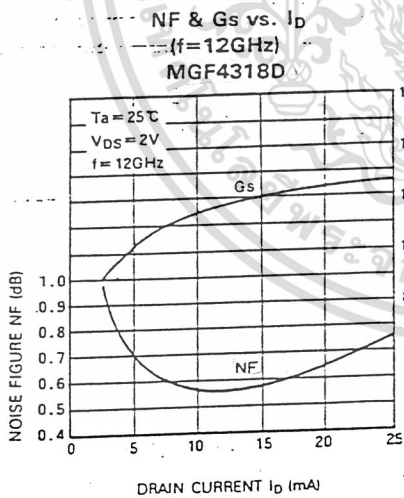
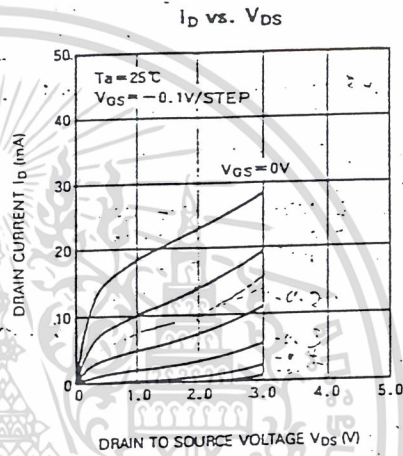
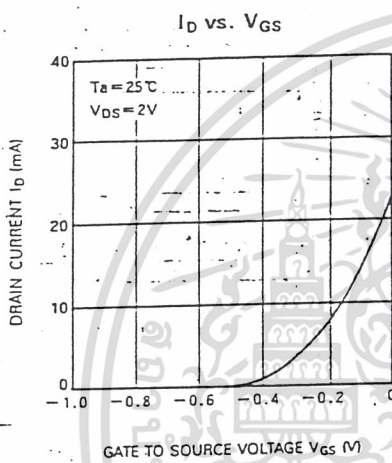
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MITSUBISHI SEMICONDUCTOR (GaAs FET)

MGF4310D Series

SUPER LOW NOISE InGaAs HEMT

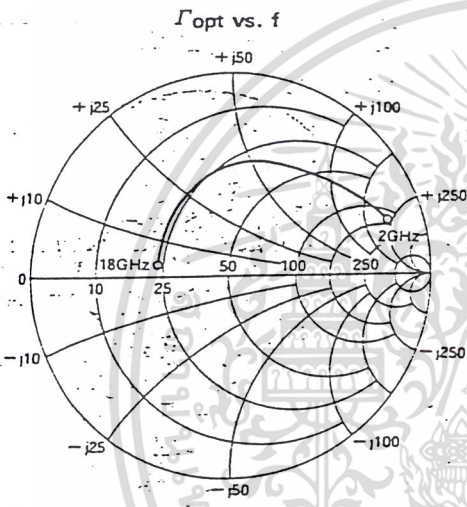
TYPICAL CHARACTERISTICS (Ta=25°C)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TAPE CARRIER SMALL SIGNAL GaAs FET

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



Frequency (GHz)	Γ_{OPT}		R_n (Ω)	NF min (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_{1p} and P_{1dB} ($T_a=25^\circ C, V_D=3V$)

	$f=4GHz$		$f=12GHz$	
	$I_D=10mA$	$I_D=30mA$	$I_D=10mA$	$I_D=30mA$
G_{1p} (dB)	15.9	16.9	11.7	12.0
P_{1dB} (dBm)	12.4	14.2	10.9	12.8

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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 $G_s=9.5\text{dB(MIN)}$ @f=12GHz

APPLICATION

X to K band super-low-noise amplifiers.

QUALITY GRADE

- GG

RECOMMENDED BIAS CONDITIONS

- $V_{DS}=2\text{V}$ $I_D=10\text{mA}$
- Refer to Bias Procedure

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (Ta=25°C)

Symbol	Parameter	Rating	Unit
V_{GDO}	Gate to drain voltage	-4	V
V_{GSO}	Gate to source voltage	-4	V
I_D	Drain current	60	mA
P_T	Total power dissipation	50	mW
T_{ch}	Channel temperature	125	°C
T_{stg}	Storage temperature	-65 ~ 125	°C

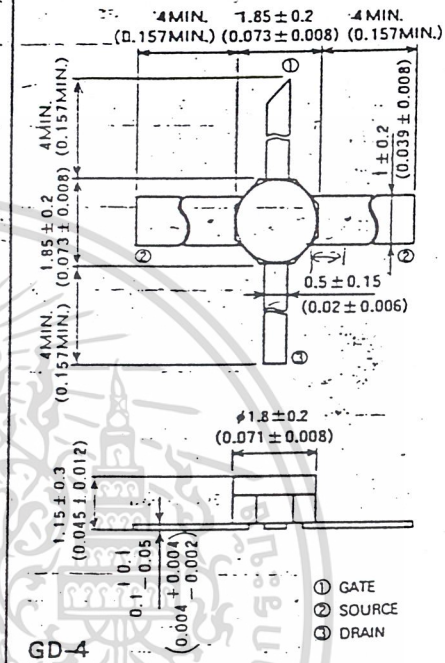
ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Ta=25°C)

Symbol	Parameter	Test conditions	Limits			Unit	
			Min	Typ	Max		
$V_{(BR)GDO}$	Gate to drain breakdown voltage	$I_G = -100\mu\text{A}$	-3	—	—	V	
$V_{(BR)GSO}$	Gate to source breakdown voltage	$I_G = -100\mu\text{A}$	-3	—	—	V	
I_{GSS}	Gate to source leakage current	$V_{GS} = -2\text{V}$, $V_{DS} = 0\text{V}$	—	—	50	μA	
I_{DSS}	Saturated drain current	$V_{GS} = 0\text{V}$, $V_{DS} = 2\text{V}$	10	20	60	mA	
$V_{GS(off)}$	Gate to source cut-off voltage	$V_{DS} = 2\text{V}$, $I_D = 500\mu\text{A}$	-0.1	—	-1.5	V	
g_m	Transconductance	$V_{DS} = 2\text{V}$, $I_D = 10\text{mA}$	40	60	—	mS	
G_s	Associated gain		9.5	11.5	—	dB	
NFmin	Minimum noise figure	$V_{DS} = 2\text{V}$, $I_D = 10\text{mA}$, $f = 12\text{GHz}$	MGF4314D	—	0.80	1.00	dB
			MGF4316D	—	0.75	0.80	dB
			MGF4317D	—	0.65	0.70	dB
			MGF4318D	—	0.55	0.60	dB
$R_{th(ch-a)}$	Thermal Resistance	*1 ΔV_I method	—	—	625	°C/W	

*1: Channel to ambient

OUTLINE DRAWING

Unit: millimeters (inches)



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 ϵ_r are presented in Table I.

Table I. Commercial Grade Materials for Microwave Applications

Material	Advertised ϵ_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 1 displays the method used for calculation. All circuits were fabricated on 0.030" material with 1 ounce copper.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นับผูกขาดเนื้อหาไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

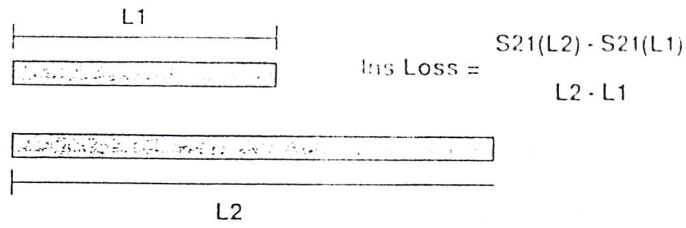


Figure I. Calculation of Insertion Loss Data

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

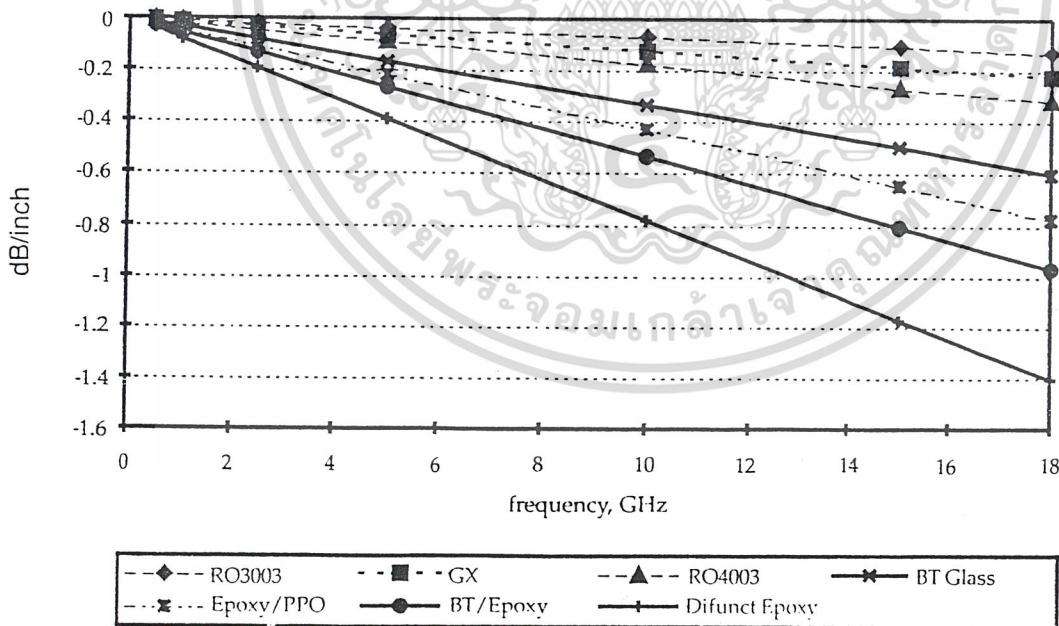


Figure II. Modeled Microstrip Insertion Loss Data

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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;

- ϵ_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 ϵ_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 RO4003™ 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. RO4003 and RO3003 are trademarks of Rogers Corporation for its laminates.

Rogers Corporation Printed in U.S.A. 5995



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.² 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.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(See reverse for product details)

PROPERTY	TEST METHOD	CONDITION	UNITS[1]	DIRECTION	TYPICAL VALUE[2]			
Dielectric constant, ϵ_r	IMHz, IPC-TM-650, 2.5.5.3	C 24/23/50	—	Z	2.20			
Dissipation factor, $\tan \delta$	10GHz, IPC-TM-650, 2.5.5.5	C 24/23/50	—	Z	2.20± 0.02 (± 0.01 available)			
	IMHz, IPC-TM-650-2.5.5.3	C 24/23/50	—	Z	0.0004			
	10GHz, IPC-TM-650, 2.5.5.5	C 24/23/50	—	Z	0.0009			
Volume resistivity	IPC-TM-650, 2.5.17.1	C96/35/90	Mohm cm	Z	2×10^7			
Surface resistivity	IPC-TM-650, 2.5.17.1	C96/35/90	Mohm	X, Y	3×10^8			
Tensile modulus	ASTM D638	A	MPa (kpsi)	Test at 23°C		Test at 100°C		
				X	1070 (156)	450 (65)		
ultimate stress				Y	860 (125)	380 (55)		
				MPa (kpsi)	X	29 (4.2)	20 (2.9)	
ultimate strain				Y	27 (3.9)	18 (2.6)		
				%	X	6.0	7.2	
Compressive modulus	AST D695	A	MPa (kpsi)	X	710 (103)	500 (73)		
				Y	710 (103)	500 (75)		
ultimate stress				Z	940 (136)	670 (97)		
				MPa (kpsi)	X	27 (3.9)	22 (3.2)	
ultimate strain				Y	28 (4.0)	21 (3.1)		
				%	Z	52 (7.5)	43 (6.3)	
Deformation under load	ASTM D621	A	%	X	8.5	8.4		
				Y	7.7	7.8		
Water absorption	ASTM D570	D 24/23	%	Z	12.5	17.6		
				24 hr/14MPa (2 kpsi)	Test at 150°C			
Thickness = 0.8mm (0.031 in.)					1.0			
Thickness = 1.6mm (0.032 in.)								
Specific gravity	ASTM D792		mg (%)		0.9 (0.02)			
Heat distortion temperature	ASTM D648		mg (%)		1.3 (0.015)			
Specific heat	Calculated	1.82MPa (264 psi)	—		2.2			
Thermal conductivity	Rogers TR2721		°C(°F)	X, Y	>260 (>500)			
Thermal expansion	ASTM D3386	(10 K/min.)	mm/m	→	0.96 (0.23)			
					X	0.26 (1.8)		
(Values given are total change from a base temperature of 35°C)					X	Y	Z	
					-100°C	-6.1	-8.7	-18.7
					15	-0.9	-1.8	-6.9
					25	-0.5	-0.9	-4.5
					75	1.1	1.5	8.7
					150	2.3	3.2	26.3
250	3.8	5.5	69.5					

Properties are listed with other frequently used units in parentheses.
 Reference: Material Tests 130 2224 2854 Tests were at 23°C unless otherwise noted. If your 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



Corporation

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

Printed in U.S.A.

Revised 8/94
 Supersedes: 8/92
 8316-055-5 0-HG

RT/duroid[®] and TMM[®] Microwave Laminates

PROPERTY	RT/duroid [®] 5880 (GR.GP)	RT/duroid [®] 5870 (GR.GP)	ULTRALAM [®] 2004 (GT.G)	RT/duroid [®] 6012	RT/duroid [®] 6006	RT/duroid [®] 6010 Sp.10 LM	TMM [®] Temperature Stable Microwave Laminates				
							3	4	6	10	10
Dielectric constant and tolerance @10 GHz	0.002 ¹⁾ 1.5 FT ²⁾ 2.20±0.020 ≈ 12.00%	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 _r ° to 100°C ppm/°C (typical)	-125	-115	-100	+16	-410	-425	(4)+39	—	(4)-10	(4)-38	(4)-43
Volume resistivity ohm-cm (Minimum)	2x10 ⁷	2x10 ⁷	2x10 ⁷	10 ⁶	2x10 ⁷	5x10 ⁵	3x10 ⁹	6x10 ⁸	1x10 ⁸	2x10 ⁷	—
Surface resistivity ohm (Minimum)	3x10 ⁸	2x10 ⁸	4x10 ⁷	10 ⁷	7x10 ⁷	5x10 ⁶	>9x10 ⁹	1x10 ⁹	1x10 ⁹	4x10 ⁷	—
Tensile modulus psi (MPa) (typical)	X 156(1076)	189(1340)	1700(11,730)	120(828)	74(511)	135(932)	(1)1916 (13,210)	(1)2000* (13,790)	(1)2200* (15,168)	(1)2400 (16,547)	—
	Y 125(863)	185(1277)	1300(8970)	120(828)	91(628)	81(559)	(1)1916 (13,210)	(1)2000* (13,790)	(1)2200* (15,168)	(1)2400 (16,547)	—
Compressive modulus-Z axis psi (MPa) (typical)	136 (938)	120 (828)	—	360* (2482)	155 (1070)	311 (2146)	742 (5116)	752 (5185)	736 (5075)	575 (3964)	—
Moisture absorption 23/24 % (Maximum)	0.015	0.015	0.03	0.1	0.05	0.6 (LM 0.05)	(2)0.04	(2)0.010	(2)0.06	(2)0.09	(2)0.16
Thermal (5) conductivity W/m ² 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 of thermal expansion @ 100°C (typical)	X 31	22	15	16	47	24	16	14	16	16	16*
	Y 48	18	15	16	34	24	16	14	16	16	16*
	Z 237	173	100	24	117	24	20	20	20	20	20*
Thermal (6) expansion @ 100°C (typical)	2.7	2.7	2.7	2.7	2.9	2.9	2.7	2.07	2.17	2.77	2.7

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ในการเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ในวงการมีเอกสารนี้คือ คือที่หน้ามีให้ดาวน์โหลดฟรีและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

© 2010 Rogers Corporation. 0.50" (12.7mm) thick samples
 * See the Rogers Corporation website for the full range of TMM products and TMM which do not have a linear behavior
 0.50" (12.7mm) thick samples



Electronic Substrates

Product Listing and Typical Properties

Polyimide Products						
Resin	Product Description	Tg	MIL *	UL-94	Fabric	Comments
33N	Kerimid 701 (VØ) Non-MDA Polyimide	260°C	GIL	V0	E	VØ Replacement for Kerimid 601
35N	Kerimid 701 (V1) Non-MDA Polyimide	260°C	GIL	V1	E	V1 Replacement for Kerimid 601
85N	Non-MDA Polyimide	260°C	GIL	HB	E	No MDA, Bromine or Diamines
84N	"Howefilm" Filled Hole-Fill Prepreg	260°C	GIL	N/A	E	Filled 85N
37N	No-Flow Polyimide Prepreg	200°C	GIJ	N/A	E	Non-MDA, Rigid Flex
HF	Howefill Filled Hole-Fill Compound	260°C	N/A	N/A	N/A	Filled Polyimide Resin

Epoxy Products						
Resin	Product Description	Tg	MIL	UL-94	Fabric	Comments
45N	Multifunctional Epoxy	175°C	GFG	V0	E	High Layer Count MLB's
44N	"Multifilm" Filled Multifunctional Prepreg	175°C	GFG	V0	E	Filled 45N
47N	No-Flow Tetrafunctional Epoxy Prepreg	130°C	GFN	V0	E	Rigid Flex, Heat Sinks
49N	No-Flow Multifunctional Prepreg	180°C	GFG	V0	E	Rigid Flex, Heat Sinks

Controlled Thermal Expansion						
Resin	Product Description	Tg	MIL	UL-94	Fabric	Comments
45NK	Multifunctional Epoxy/Kevlar®	175°C	AFN	N/A	K	CTE = 4-7 ppm/°C
55NT	Multifunctional Epoxy/Thermount®	175°C	BFG	V0	B	CTE = 7-8 ppm/°C, 200 Series
55RT	High Resin Multifunctional Epoxy/Thermount®	175°C	BFG	Meets V0	B	CTE = 10-12 ppm/°C, 710 Series
85NT	Polyimide/Thermount®	250°C	BIL	N/A	B	CTE = 7-8 ppm/°C, 200 Series
31NQ	Polyimide/Quartz	260°C	QIL	N/A	Q	CTE = 9-12 ppm/°C
31N	Copper-Invar-Copper Clad Polyimide	260°C	GIL	V1	E	CTE = 9-12 ppm/°C
85N	Copper-Invar-Copper Clad Polyimide	260°C	GIL	HB	E	CTE = 9-12 ppm/°C
45N	CIC Clad Multifunctional Epoxy	175°C	GFG	V0	E	CTE = 9-12 ppm/°C

Additional Resin Systems						
Resin	Product Description	Tg	MIL	UL-94	Fabric	Comments
63N	Cyanate Ester	240°C	GCN	V0	E	Low Dielectric Constant

Specialty Foils	
	Electrodeposited, High Temperature Elongation, and Rolled Annealed Copper Foil
	Double Treat and Drum Side Treated Copper Foil
	5 and 9 Micron Copper Foil (Fine Line Designs)
	Ohmega-Ply® Resistive Clad Copper Foil (Etched Planar Resistors)

* MIL-S-13949 Current Revision

Kevlar® and Thermount® are tradenames of the DuPont Company
Fabric Types: E = E-Glass, Q = Quartz Fabric, K = Kevlar®, B = Thermount®



MATERIALS FOR ELECTRONICS

9433 Hyssop Drive, Rancho Cucamonga, CA 91730 • Telephone: (909) 987-9533 • Fax: (909) 987-8541
 1100 Governor Lea Road, Bear, DE 19701 • Telephone: (302) 834-2100, (800) 635-9333 • Fax: (302) 834-2574
 37 Rue Collange, 92300 LeVallois, Perret, France • Telephone: (33) 1-427-02642 • Fax: (33) 1-427-02798
 44 Wilby Avenue, Little Lever, Bolton, Lancashire, BL31QE, U.K. • Telephone: (44) 120-457-6068 • Fax: (44) 120-479-6463
 E-mail: substrates@arlonmed.com • Website: www.arlonmed.com





Microwave Materials

Product Listing and Typical Properties

Woven Fiberglass Reinforced PTFE - Unidirectional

	Dielectric Constant	Dissipation Factor	MIL-S-13949H	CTEz	Comments
DiClad® 522	2.40 - 2.60 ± 0.05	0.001	GT	173	Tested at 1 MHz
DiClad® 527	2.40 - 2.60 ± 0.04	0.0022	GX	182	Tested at 10 GHz
DiClad® 870	2.33 ± 0.02	0.0013	GY	217	Tested at 10 GHz
DiClad® 880	2.17, 2.20 ± 0.02	0.0009	GY	252	Tested at 10 GHz

Woven Fiberglass Reinforced PTFE - Crossplied

	Dielectric Constant	Dissipation Factor	MIL-S-13949H	CTEz	Comments
CuClad® 250GT	2.40 - 2.60 ± 0.05	0.001	GT	177	Tested at 1 MHz, in plane isotropy
CuClad® 250GX	2.40 - 2.60 ± 0.04	0.0022	GX	177	Tested at 10 GHz, in plane isotropy
CuClad® 233LX	2.33 ± 0.02	0.0013	GY	194	Tested at 10 GHz, in plane isotropy
CuClad® 217LX	2.17, 2.20 ± 0.02	0.0009	GY	246	Tested at 10 GHz, in plane isotropy

Nonwoven Fiberglass Reinforced PTFE

	Dielectric Constant	Dissipation Factor	MIL-S-13949H	CTEz	Comments
IsoClad® 933	2.33 ± 0.04	0.0014	GP, GR	203	Tested at 10 GHz, Conformal
IsoClad® 917	2.17, 2.20 ± 0.04	0.0010	GP, GR	236	Tested at 10 GHz, Conformal

Commercial Grades PTFE

	Dielectric Constant	Dissipation Factor	MIL-S-13949H	CTEz	Comments
AR 320™	3.20 ± 0.05	0.003	N/A	71	Tested at 10 GHz
AD Series™	2.50 - 3.60 ± 0.05	0.002 - 0.003	N/A	175 - 65	Tested at 10 GHz

Ceramic Filled PTFE

	Dielectric Constant	Dissipation Factor	MIL-S-13949H	CTEz	Comments
CLTE™	2.94 Nominal	0.0025	N/A	38	Er Stable Over Temperature
AR 350™	3.5 Nominal	0.0026	N/A	107	Er Replacement for BT, CE
AR 450™	4.5 Nominal	0.0026	N/A	102	Er Replacement for FR-4
AR 600™	6.0 Nominal	0.0035	N/A	62	Er Design Flexibility
AR 1000™	10.0 Nominal	0.0035	N/A	37	Er Varies with Thickness

Non-PTFE Resin Systems, Er Stable Over Temperature

	Dielectric Constant	Dissipation Factor	MIL-S-13949H	CTEz	Comments
25N	3.28 ± .05	0.0024	N/A	60	1.5 GHz Cavity Test
25FR	3.48 ± .07	0.003	N/A	60	1.5 GHz Cavity Test, Meets UL94V-0

Thermoplastic Bonding Material

	Dielectric Constant	Dissipation Factor	MIL-S-13949H	Melt °F/°C	Supplied Thickness
CuClad® 6250	2.32 ± 0.10	0.0013	N/A	213/101	.0015"
CuClad® 6700	2.35 ± 0.10	0.0025	N/A	379/193	.0015", .003"
CLTE-P™	2.94	0.0025	N/A	510/265	.0032"

Master sheet sizes are 36" x 36", 36" x 48", 48" x 54" and 36" x 72". Check for availability by product line.

DiClad®, CuClad®, IsoClad® and CLTE™ are Arlon Registered Trademarks



MATERIALS FOR ELECTRONICS

1100 Governor Lea Road, Bear, DE 19701 • Telephone: (302) 834-2100, (800) 635-9333 • Fax: (302) 834-2574
 9433 Hyssop Drive, Rancho Cucamonga, CA 91730 • Telephone: (909) 987-9533 • Fax: (909) 987-8541
 37 Rue Collange, 92300 LeVallois, Perret, France • Telephone: (33) 1-427-02642 • Fax: (33) 1-427-02798
 44 Wilby Avenue, Little Lever, Bolton, Lancashire, BL31QE, U.K. • Telephone: (44) 120-457-6068 • Fax: (44) 120-479-6463
 E-mail: substrates@arlonmed.com • Website: www.arlonmed.com

Arlon is an
ISO 9002
 Registered
 Company

AR350®/450®

PTFE/Nonwoven Fiberglass/Ceramic Laminates: Circuit Board Substrates for High Speed and Microwave Applications

AR350® and AR450® represent a class of PTFE based laminates designed to offer dielectric constants similar to thermoset laminates. These materials offer nominal dielectric constants of 3.50 and 4.50, approximating the values of such resin systems as BT, cyanate ester and FR-4 epoxy. Since the dielectric constants match the existing thermoset materials, designs on these products would not require modification to take advantage of the lower loss properties available with the AR350 and AR450 products.

The nominal dielectric constant tolerance of ± 0.03 is more consistent than that of typical thermoset grades, assuring more consistent performance. Another significant advantage offered by these products includes the loss tangent performance a designer would expect with PTFE based laminates, up to an order of magnitude better than thermoset resin based materials.

Adapting coating technology from PTFE/glass laminates, AR350 and AR450 have much better dielectric constant uniformity, both within a sheet and between sheets, than thermoset based laminates of similar dielectric constants. To the designer, dielectric constant uniformity and low loss tangent allow better impedance control and a higher signal to noise ratio.

Availability:

AR350 and AR450 laminates are supplied with 1/2, 1 or 2 ounce electrodeposited copper on both sides. Other copper weights and rolled copper foil are available. AR350 and AR450 are available bonded to a heavy metal ground plane. Aluminum, brass or copper plates also provide an integral heat sink and mechanical support to the substrate.

When ordering AR350 and AR450 products, please specify thickness, cladding, panel size and any other special considerations. Available master sheet sizes include 36" x 48" and 36" x 72".

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสาร

ARLON

MATERIALS FOR ELECTRONICS

Typical Properties: AR350® and AR450® PTFE/Nonwoven Fiberglass/Ceramic Laminates

Test Method Condition

	Test Method	Condition	AR350	AR450
Dielectric Constant @10GHz	IPC TM-650 2.5.5.5	C23/50	3.50	4.50
Dissipation Factor @10GHz	IPC TM-650 2.5.5.5	C23/50	0.0026	0.0026
Thermal Coefficient of E _r (ppm/°C)	IPC TM-650 2.5.5.5 Adapted	-10°C to +140°C	-213	-238
Volume Resistivity (MΩ-cm)	IPC TM-650 2.5.17.1	C96/35/90	3.4 x 10 ¹³	3.3 x 10 ¹³
Surface Resistivity (MΩ)	IPC TM-650 2.5.17.1	C96/35/90	4.6 x 10 ¹¹	4.8 x 10 ¹¹
Arc Resistance (seconds)	ASTM D-495	D48/50	> 180	> 180
Tensile Modulus (kpsi)	ASTM D-638	A, 23°C	154	155
Tensile Strength (kpsi)	ASTM D-882	A, 23°C	147	150
Compressive Modulus (kpsi)	ASTM D-695	A, 23°C	223	228
Flexural Modulus (kpsi)	ASTM D-790	A, 23°C	342	345
Dielectric Breakdown (kv)	ASTM D-149	D48/50	> 45	> 45
Specific Gravity (g/cm ³)	ASTM D-792 Method A	A, 23°C	2.36	2.39
Water Absorption (%)	MIL-S-13949H 3.7.7 IPC TM-650 2.6.2.2	E1/105 + D24/23	0.08	0.08
Coefficient of Thermal Expansion (ppm/°C) X Axis Y Axis Z Axis	IPC TM-650 2.4.24 Mettler 3000 Thermomechanical Analyzer	0°C to 100°C	35	30
			35	30
			115	110
Thermal Conductivity (W/mK)	ASTM E-1225	100°C	0.310	0.320
Outgassing Total Mass Loss (%) Collected Volatile Condensable Material (%) Water Vapor Recovered (%) Visible Condensate (±)	NASA SP-R-0022A Maximum 1.00% Maximum 0.10%	125°C, ≤ 10 ⁻⁶ torr	0.04	0.04
			0.01	0.01
			0.03	0.03
			NO	NO
Flammability	UL 94 Vertical Burn IPC TM-650 2.3.10	C48/23/50, E24/125	Meets requirements of UL94V-0	Meets requirements of UL94V-0

Data based on 0.062" dielectric thickness, exclusive of metal cladding except where indicated by test method. Results listed above are typical properties; they are not to be used as specification limits. The above information creates no expressed or implied warranties. The properties of AR350 and AR450 laminates may vary depending on the application.

The information and data contained herein are believed reliable, but all recommendations or suggestions are made without guarantee. You should thoroughly and independently test materials for any planned applications and determine satisfactory performance before commercialization. Furthermore, no suggestion for use, or material supplied shall be construed as a recommendation or inducement to violate any law or infringe any patent.

ARLON

MATERIALS FOR ELECTRONICS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ของบริษัทฯ การใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 1100 Governor Lea Road, Bear, DE 19701 • Telephone: (302) 834-2100, (800) 635-9333 • Fax: (302) 834-2574
 9433 Hyssop Drive, Rancho Cucamonga, CA 91730 • Telephone: (909) 987-9533 • Fax: (909) 987-8541
 37 Rue Collange, 92300 LeVallois, Perret, France • Telephone: (33) 1-427-02642 • Fax: (33) 1-427-02798
 44 Wilby Avenue, Little Lever, Bolton, Lancashire, BL31QE, U.K. • Telephone: (44) 120-457-6068 • Fax: (44) 120-479-6463
 E-mail: substrates@arlonmed.com • Website: www.arlonmed.com

**Arion is an
ISO 9002
Registered
Company**



PTFE/Woven Fiberglass/Ceramic Filled Laminates: Microwave Printed Circuit Board Substrates

AR600® is a woven fiberglass, reinforced ceramic filled PTFE based composite material for use as a printed circuit board substrate.

The higher dielectric constant of AR600 permits moderate circuit miniaturization, especially for lower frequency microwave and power amplifier applications which use low impedance lines.

AR600 is a "soft substrate" and is not sensitive to vibrational stress. This allows miniaturized circuitry without requiring the complicated processing or fragile handling associated with a brittle pure ceramic material.

AR600 is compatible with the processing used for standard PTFE based printed circuit board substrates. In addition, the low Z-axis thermal expansion provided by the ceramic loading will improve plated through hole reliability compared to typical PTFE based laminates.

Availability:

AR600 laminates are supplied with 1/2, 1 or 2 ounce electrodeposited copper on both sides. Other copper weights and rolled copper foil are available. AR600 is available bonded to a heavy metal ground plane. Aluminum, brass or copper plates also provide an integral heat sink and mechanical support to the substrate.

When ordering AR600 products, please specify thickness, cladding, panel size, and any other special considerations. Available master sheet sizes include 36" x 48" and 36" x 72" (48" x 54" master sheet size pending).

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุก

MATERIALS FOR ELECTRONICS

Typical Properties: AR600® PTFE/Woven Fiberglass/Ceramic Filled Laminates

Dielectric Constant @10GHz	IPC TM-650 2.5.5.6	C23/50	6.0
Dissipation Factor @10GHz	IPC TM-650 2.5.5.6	C23/50	0.003
Thermal Coefficient of E _r (ppm/°C)	IPC TM-650 2.5.5.5 Adapted	-10°C to +140°C	-325
Volume Resistivity (MΩ-cm)	IPC TM-650 2.5.17.1	C96/35/90	1.5 x 10 ¹²
Surface Resistivity (MΩ)	IPC TM-650 2.5.17.1	C96/35/90	3.8 x 10 ⁹
Arc Resistance (seconds)	ASTM D-495	D48/50	> 180
Tensile Modulus (kpsi)	ASTM D-638	A, 23°C	700
Tensile Strength (kpsi)	ASTM D-882	A, 23°C	500
Compressive Modulus (kpsi)	ASTM D-695	A, 23°C	225
Flexural Modulus (kpsi)	ASTM D-790	A, 23°C	375
Dielectric Breakdown (kv)	ASTM D-149	D48/50	> 45
Specific Gravity (g/cm ³)	ASTM D-792 Method A	A, 23°C	2.45
Water Absorption (%)	MIL-S-13949H 3.7.7 IPC TM-650 2.6.2.2	E1/105 + D24/23	0.08
Coefficient of Thermal Expansion (ppm/°C)	IPC TM-650 2.4.24 Mettler 3000 Thermomechanical Analyzer	0°C to 100°C	X Axis
			Y Axis
			Z Axis
Thermal Conductivity (W/mk)	ASTM E-1225	100°C	0.431
Outgassing	NASA SP-R-0022A Maximum 1.00% Collected Volatile Condensable Material (%) Maximum 0.10% Water Vapor Recovered (%) Visible Condensate (±)	125°C, ≤ 10 ⁻⁶ torr	Total Mass Loss (%)
			0.02
			0.00
			0.00
			NO
Flammability	UL 94 Vertical Burn IPC TM-650 2.3.10	C48/23/50, E24/125	Meets requirements of UL94V-0

Data based on 0.062" dielectric thickness, exclusive of metal cladding except where indicated by test method. Results listed above are typical properties; they are not to be used as specification limits. The above information creates no expressed or implied warranties. The properties of AR600 laminates may vary depending on the application.

The information and data contained herein are believed reliable, but all recommendations or suggestions are made without guarantee. You should thoroughly and independently test materials for any planned applications and determine satisfactory performance before commercialization. Furthermore, no suggestion for use, or material supplied shall be construed as a recommendation or inducement to violate any law or infringe any patent.

ARLON

MATERIALS FOR ELECTRONICS

1100 Governor Lea Road, Bear, DE 19701 • Telephone: (302) 834-2100, (800) 635-9333 • Fax: (302) 834-2574
 9433 Hyssop Drive, Rancho Cucamonga, CA 91730 • Telephone: (909) 987-9533 • Fax: (909) 987-8541
 37 Rue Collange, 92300 LeVallois, Perret, France • Telephone: (33) 1-427-02642 • Fax: (33) 1-427-02798
 44 Wilby Avenue, Little Lever, Bolton, Lancashire, BL31QE, U.K. • Telephone: (44) 120-457-6068 • Fax: (44) 120-479-6463
 E-mail: substrates@arlonmed.com • Website: www.arlonmed.com

**Arlon is an
 ISO 9002
 Registered
 Company**

AR1000®

PTFE/Woven Fiberglass/Ceramic Filled Laminates: Microwave Printed Circuit Board Substrates

AR1000® is a woven fiberglass, reinforced ceramic filled PTFE based composite material for use as a printed circuit board substrate when a high Dk (10.0) is necessary for circuit optimization.

The higher dielectric constant of AR1000 permits moderate circuit miniaturization, especially for lower frequency microwave and power amplifier applications which use low impedance lines.

AR1000 is a "soft substrate" and is not sensitive to vibrational stress. This allows miniaturized circuitry without requiring the complicated processing or fragile handling associated with a brittle pure ceramic material.

AR1000 is compatible with the processing used for standard PTFE based printed circuit board substrates. In addition, the low Z-axis thermal expansion provided by the ceramic loading will improve plated through hole reliability compared to typical PTFE based laminates.

Availability:

AR1000 laminates are supplied with 1/2, 1 or 2 ounce electrodeposited copper on both sides. Other copper weights and rolled copper foil are available. AR1000 is available bonded to a heavy metal ground plane. Aluminum, brass or copper plates also provide an integral heat sink and mechanical support to the substrate.

When ordering AR1000 products, please specify thickness, cladding, panel size and any other special considerations. Available master sheet sizes include 36" x 48" and 36" x 72" (48" x 54" master sheet size pending).

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสาร

ARLON

MATERIALS FOR ELECTRONICS

Typical Properties: AR1000® PTFE/Woven Fiberglass/Ceramic Filled Laminates

Dielectric Constant @10GHz	IPC TM-650 2.5.5.6	C23/50	10.0 (varies by thickness)
Dissipation Factor @10GHz	IPC TM-650 2.5.5.6	C23/50	0.003
Thermal Coefficient of E _r (ppm/°C)	IPC TM-650 2.5.5.5 Adapted	-10°C to +140°C	-233
Volume Resistivity (MΩ-cm)	IPC TM-650 2.5.17.1	C96/35/90	1.4 x 10 ⁹
Surface Resistivity (MΩ)	IPC TM-650 2.5.17.1	C96/35/90	1.8 x 10 ⁹
Arc Resistance (seconds)	ASTM D-495	D48/50	> 180
Tensile Modulus (kpsi)	ASTM D-638	A, 23°C	830
Tensile Strength (kpsi)	ASTM D-882	A, 23°C	680
Compressive Modulus (kpsi)	ASTM D-695	A, 23°C	450
Flexural Modulus (kpsi)	ASTM D-790	A, 23°C	615
Dielectric Breakdown (kv)	ASTM D-149	D48/50	> 45
Specific Gravity (g/cm ³)	ASTM D-792 Method A	A, 23°C	2.84
Water Absorption (%)	MIL-S-13949H 3.7.7 IPC TM-650 2.6.2.2	E1/105 + D24/23	0.08
Coefficient of Thermal Expansion (ppm/°C)	IPC TM-650 2.4.24 Mettler 3000 Thermomechanical Analyzer	0°C to 100°C	
X Axis			14
Y Axis			16
Z Axis			36
Thermal Conductivity (W/mK)	ASTM E-1225	100°C	0.645
Outgassing	NASA SP-R-0022A		
Total Mass Loss (%)	Maximum 1.00%	125°C, ≤ 10 ⁻⁶ torr	0.02
Collected Volatile Condensable Material (%)	Maximum 0.10%		0.00
Water Vapor Recovered (%)			0.00
Visible Condensate (±)			NO
Flammability	UL 94 Vertical Burn IPC TM-650 2.3.10	C48/23/50, E24/125	Meets requirements of UL94V-0

Data based on 0.062" dielectric thickness, exclusive of metal cladding except where indicated by test method. Results listed above are typical properties; they are not to be used as specification limits. The above information creates no expressed or implied warranties. The properties of AR1000 laminates may vary depending on the application.

The information and data contained herein are believed reliable, but all recommendations or suggestions are made without guarantee. You should thoroughly and independently test materials for any planned applications and determine satisfactory performance before commercialization. Furthermore, no suggestion for use, or material supplied shall be construed as a recommendation or inducement to violate any law or infringe any patent.

ARLON

MATERIALS FOR ELECTRONICS

1100 Governor Lea Road, Bear, DE 19701 • Telephone: (302) 834-2100, (800) 635-9333 • Fax: (302) 834-2574
 9433 Hyssop Drive, Rancho Cucamonga, CA 91730 • Telephone: (909) 987-9533 • Fax: (909) 987-8541
 37 Rue Collange, 92300 LeVallois, Perret, France • Telephone: (33) 1-427-02642 • Fax: (33) 1-427-02798
 44 Wilby Avenue, Little Lever, Bolton, Lancashire, BL31QE, U.K. • Telephone: (44) 120-457-6068 • Fax: (44) 120-479-6463
 E-mail: substrates@arlonmed.com • Website: www.arlonmed.com

**Arlon is an
ISO 9002
Registered
Company**



PTFE/Woven Fiberglass Laminates: Microwave Printed Circuit Board Substrates

DiClad® laminates are woven fiberglass/PTFE composite materials for use as printed circuit board substrates. Using precise control of the fiberglass/PTFE ratio, DiClad laminates offer a range of choices from the lowest dielectric constant and dissipation factor to a more highly reinforced laminate with better dimensional stability.

The woven fiberglass reinforcement in DiClad products provides greater dimensional stability than nonwoven fiberglass reinforced PTFE based laminates of similar dielectric constants. The consistency and control of the PTFE coated fiberglass cloth allows Arlon to offer a greater variety of dielectric constants and produces a laminate with better dielectric constant uniformity than comparable nonwoven fiberglass reinforced laminates. The coated fiberglass plies in DiClad materials are aligned in the same direction. Crossplied versions of many of these materials are available as Arlon CuClad materials.

DiClad laminates are frequently used in filter, coupler and low noise amplifier applications, where dielectric constant uniformity is critical. They are also used in power dividers and combiners where low loss is important.

DiClad 522 and DiClad 527 ($\epsilon_r=2.40-2.65$) use a higher fiberglass/PTFE ratio to provide mechanical properties approaching conventional substrates. Other advantages include better dimensional stability and lower thermal expansion in all directions.

DiClad 870 ($\epsilon_r=2.33$) uses a medium fiberglass/PTFE ratio for lower dielectric constant and improved dissipation factor without sacrificing mechanical properties.

DiClad 880 ($\epsilon_r=2.17, 2.20$) uses a low fiberglass/PTFE ratio to provide the lowest dielectric constant and dissipation factor available in fiberglass reinforced PTFE based laminates. Together, these properties offer faster signal propagation and higher signal to noise ratios.

Availability:

DiClad laminates are supplied with 1/2, 1 or 2 ounce electrodeposited copper on both sides. Other copper weights and rolled copper foil are available. DiClad is available bonded to a heavy metal ground plane. Aluminum, brass or copper plates also provide an integral heat sink and mechanical support to the substrate.

When ordering DiClad products please specify dielectric constant, thickness, cladding, panel size and any other special considerations. Available master sheet sizes include 36" x 48", 36" x 72" and 48" x 54".

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสาร

MATERIALS FOR ELECTRONICS

Typical Properties: DiGlad® PTFE/Woven Fiberglass Laminates

Dielectric Constant @10GHz	IPC TM-650 2.5.5.5	C23/50	2.17, 2.20 ⁸⁸⁰	2.33 ⁸⁷⁰	2.40 to 2.65 ^{820/507}
Dielectric Constant @1MHz	IPC TM-650 2.5.5.3	C23/50	2.17, 2.20	2.33	2.40 to 2.65
Dissipation Factor @10GHz	IPC TM-650 2.5.5.5	C23/50	0.0009	0.0013	0.0022
Dissipation Factor @1MHz	IPC TM-650 2.5.5.3	C23/50	0.0008	0.0009	0.0010
Thermal Coefficient of E _r (ppm/°C)	IPC TM-650 2.5.5.5 Adapted	-10°C to +140°C	-160	-161	-153
Volume Resistivity (MΩ-cm)	IPC TM-650 2.5.17.1	C96/35/90	1.4 x 10 ⁹	1.5 x 10 ⁹	1.2 x 10 ⁹
Surface Resistivity (MΩ)	IPC TM-650 2.5.17.1	C96/35/90	2.9 x 10 ⁶	3.4 x 10 ⁷	4.5 x 10 ⁷
Arc Resistance (seconds)	ASTM D-495	D48/50	> 180	> 180	> 180
Tensile Modulus (kpsi)	ASTM D-638	A, 23°C	267	485	706
Tensile Strength (kpsi)	ASTM D-882	A, 23°C	202	346	517
Compressive Modulus (kpsi)	ASTM D-695	A, 23°C	237	327	359
Flexural Modulus (kpsi)	ASTM D-790	A, 23°C	357	437	537
Dielectric Breakdown (kv)	ASTM D-149	D48/50	> 45	> 45	> 45
Specific Gravity (g/cm ³)	ASTM D-792 Method A	A, 23°C	2.23	2.26	2.31
Water Absorption (%)	MIL-S-13949H 3.7.7 IPC TM-650 2.6.2.2	E1/105 + D24/23	0.02	0.02	0.03
Coefficient of Thermal Expansion (ppm/°C) X Axis Y Axis Z Axis	IPC TM-650 2.4.24 Mettler 3000 Thermomechanical Analyzer	0°C to 100°C	25	17	14
			34	29	21
			252	217	182
Thermal Conductivity (W/mK)	ASTM E-1225	100°C	0.261	0.257	0.254
Outgassing	NASA SP-R-0022A				
Total Mass Loss (%)	Maximum 1.00%	125°C, ≤ 10 ⁻⁶ torr	0.01	0.02	0.02
Collected Volatile Condensable Material (%)	Maximum 0.10%		0.00	0.00	0.00
Water Vapor Recovered (%)			0.00	0.00	0.00
Visible Condensate (±)			NO	NO	NO
Flammability UL File E 80166	UL 94 Vertical Burn IPC TM-650 2.3.10	C48/23/50, E24/125	UL94V-0	UL94V-0	UL94V-0

Data based on 0.062" dielectric thickness, exclusive of metal cladding except where indicated by test method. Results listed above are typical properties; they are not to be used as specification limits. The above information creates no expressed or implied warranties. The properties of DiGlad laminates may vary depending on the application.

The information and data contained herein are believed reliable, but all recommendations or suggestions are made without guarantee. You should thoroughly and independently test materials for any planned applications and determine satisfactory performance before commercialization. Furthermore, no suggestion for use, or material supplied shall be construed as a recommendation or inducement to violate any law or infringe any patent.

ARLON

MATERIALS FOR ELECTRONICS

1100 Governor Lea Road, Bear, DE 19701 • Telephone: (302) 834-2100, (800) 635-9333 • Fax: (302) 834-2574
 9433 Hyssop Drive, Rancho Cucamonga, CA 91730 • Telephone: (909) 987-9533 • Fax: (909) 987-8541
 37 Rue Collange, 92300 LeVallois, Perret, France • Telephone: (33) 1-427-02642 • Fax: (33) 1-427-02798
 44 Wilby Avenue, Little Lever, Bolton, Lancashire, BL31QE, U.K. • Telephone: (44) 120-457-6068 • Fax: (44) 120-479-6463
 E-mail: substrates@arlonmed.com • Website: www.arlonmed.com

Arlon is an
ISO 9002
Registered
Company

Typical Properties: IsoClad® PTFE/Nonwoven Fiberglass Laminates

Dielectric Constant @10GHz	IPC TM-650 2.5.5.5	C23/50	2.17, 2.20 ^{a17}	2.33 ^{a33}
Dissipation Factor @10GHz	IPC TM-650 2.5.5.5	C23/50	0.0009	0.0013
Thermal Coefficient of E _r (ppm/°C)	IPC TM-650 2.5.5.5 Adapted	-10°C to +140°C	-157	-132
Volume Resistivity (MΩ-cm)	IPC TM-650 2.5.17.1	C96/35/90	2.4 x 10 ¹⁴	3.9 x 10 ¹³
Surface Resistivity (MΩ)	IPC TM-650 2.5.17.1	C96/35/90	3.2 x 10 ¹²	1.1 x 10 ¹¹
Arc Resistance (seconds)	ASTM D-495	D48/50	> 180	> 180
Tensile Modulus (kpsi)	ASTM D-638	A, 23°C	133	173
Tensile Strength (kpsi)	ASTM D-882	A, 23°C	120	147
Compressive Modulus (kpsi)	ASTM D-695	A, 23°C	182	197
Flexural Modulus (kpsi)	ASTM D-790	A, 23°C	213	239
Dielectric Breakdown (kv)	ASTM D-149	D48/50	> 45	> 45
Specific Gravity (g/cm ³)	ASTM D-792 Method A	A, 23°C	2.23	2.27
Water Absorption (%)	MIL-S-13949H 3.7.7 IPC TM-650 2.6.2.2	E1/105 + D24/23	0.04	0.05
Coefficient of Thermal Expansion (ppm/°C) X Axis Y Axis Z Axis	IPC TM-650 2.4.24 Mettler 3000 Thermomechanical Analyzer	0°C to 100°C	46	31
			47	35
			311	203
Thermal Conductivity (W/mK)	ASTM E-1225	100°C	0.263	0.263
Outgassing Total Mass Loss (%) Collected Volatile Condensable Material (%) Water Vapor Recovered (%) Visible Condensate (±)	NASA SP-R-0022A Maximum 1.00% Maximum 0.10%	125°C, ≤ 10 ⁻⁶ torr	0.02	0.03
			0.00	0.00
			0.02	0.02
			NO	NO
Flammability	UL 94 Vertical Burn IPC TM-650 2.3.10	C48/23/50, E24/125	Meets requirements of UL94V-0	Meets requirements of UL94V-0

Data based on 0.062" dielectric thickness, exclusive of metal cladding except where indicated by test method. Results listed above are typical properties; they are not to be used as specification limits. The above information creates no expressed or implied warranties. The properties of IsoClad laminates may vary depending on the application.

The information and data contained herein are believed reliable, but all recommendations or suggestions are made without guarantee. You should thoroughly and independently test materials for any planned applications and determine satisfactory performance before commercialization. Furthermore, no suggestion for use, or material supplied shall be construed as a recommendation or inducement to violate any law or infringe any patent.

ARLON

MATERIALS FOR ELECTRONICS

1100 Governor Lea Road, Bear, DE 19701 • Telephone: (302) 834-2100, (800) 635-9333 • Fax: (302) 834-2574
 9433 Hyssop Drive, Rancho Cucamonga, CA 91730 • Telephone: (909) 987-9533 • Fax: (909) 987-8541
 37 Rue Collange, 92300 LeVallois, Perret, France • Telephone: (33) 1-427-02642 • Fax: (33) 1-427-02798
 44 Wilby Avenue, Little Lever, Bolton, Lancashire, BL31QE, U.K. • Telephone: (44) 120-457-6068 • Fax: (44) 120-479-6463
 E-mail: substrates@arlonmed.com • Website: www.arlonmed.com

**Arlon is an
ISO 9002
Registered
Company**

AR320®

PTFE/Woven Fiberglass Laminates: Microwave Printed Circuit Board Substrates

AR320® is a woven fiberglass, reinforced PTFE based composite material for use as a printed circuit board substrate. It is available in thicknesses of 0.024" and greater.

The higher weight ratio of fiberglass to PTFE yields a laminate with greater dimensional stability than is normally expected with PTFE-based substrates. Additionally, the use of heavier grades of fiberglass and the displacement of a significant portion of PTFE reduces the overall cost of the laminate. This affords "PTFE performance" at a more economical cost.

The moderately higher dielectric constant of AR320 also allows a marginal reduction in circuit size for a typical microwave circuit. The low loss makes AR320 ideal for digital signal processing applications.

AR320 is also consistent with the processing used for standard PTFE based printed circuit board substrates. Because there is a relatively higher amount of fiberglass, thermal expansion is reduced in all directions. This improves plated through hole reliability.

Availability:

AR320 laminates are supplied with 1/2, 1 or 2 ounce electrodeposited copper on both sides. Other copper weights and rolled copper foil are available. AR320 is available bonded to a heavy metal ground plane. Aluminum, brass or copper plates also provide an integral heat sink and mechanical support to the substrate.

When ordering AR320 products, please specify thickness, cladding, panel size and any other special considerations. Available master sheet sizes include 36" x 48", 36" x 72" and 48" x 54".

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสาร



MATERIALS FOR ELECTRONICS

Typical Properties: AR320® PTFE/Woven Fiberglass Laminates

Dielectric Constant @10GHz	IPC TM-650 2.5.5.5	C23/50	3.20 AR320
Dissipation Factor @10GHz	IPC TM-650 2.5.5.5	C23/50	0.003
Thermal Coefficient of E _r (ppm/°C)	IPC TM-650 2.5.5.5 Adapted	-10°C to +140°C	-100
Volume Resistivity (MΩ-cm)	IPC TM-650 2.5.17.1	C96/35/90	1.2 x 10 ⁹
Surface Resistivity (MΩ)	IPC TM-650 2.5.17.1	C96/35/90	4.5 x 10 ⁷
Arc Resistance (seconds)	ASTM D-495	D48/50	> 180
Tensile Modulus (kpsi)	ASTM D-638	A, 23°C	706
Tensile Strength (kpsi)	ASTM D-882	A, 23°C	517
Compressive Modulus (kpsi)	ASTM D-695	A, 23°C	372
Flexural Modulus (kpsi)	ASTM D-790	A, 23°C	545
Dielectric Breakdown (kv)	ASTM D-149	D48/50	> 45
Specific Gravity (g/cm ³)	ASTM D-792 Method A	A, 23°C	2.45
Water Absorption (%)	MIL-S-13949H 3.7.7 IPC TM-650 2.6.2.2	E1/105 + D24/23	0.08
Coefficient of Thermal Expansion (ppm/°C)	IPC TM-650 2.4.24 Mettler 3000 Thermomechanical Analyzer	0°C to 100°C	9 12 71
Thermal Conductivity (W/mK)	ASTM E-1225	100°C	0.230
Outgassing	NASA SP-R-0022A	125°C, ≤ 10 ⁻⁶ torr	0.02
Total Mass Loss (%)	Maximum 1.00%		0.00
Collected Volatile Condensable Material (%)	Maximum 0.10%		0.01
Water Vapor Recovered (%)			NO
Visible Condensate (±)			
Flammability (UL File E 80166)	UL 94 Vertical Burn IPC TM-650 2.3.10	C48/23/50, E24/125	UL94V-0

Data based on 0.062" dielectric thickness, exclusive of metal cladding except where indicated by test method. Results listed above are typical properties; they are not to be used as specification limits. The above information creates no expressed or implied warranties. The properties of AR320 laminates may vary depending on the application.

The information and data contained herein are believed reliable, but all recommendations or suggestions are made without guarantee. You should thoroughly and independently test materials for any planned applications and determine satisfactory performance before commercialization. Furthermore, no suggestion for use, or material supplied shall be construed as a recommendation or inducement to violate any law or infringe any patent.

ARLON

MATERIALS FOR ELECTRONICS

00 Governor Lea Road, Bear, DE 19701 • Telephone: (302) 834-2100, (800) 635-9333 • Fax: (302) 834-2574
 133 Hyssop Drive, Rancho Cucamonga, CA 91730 • Telephone: (909) 987-9533 • Fax: (909) 987-8541
 Rue Collange, 92300 LeVallois, Perret, France • Telephone: (33) 1-427-02642 • Fax: (33) 1-427-02798
 Wilby Avenue, Little Lever, Bolton, Lancashire, BL31QE, U.K. • Telephone: (44) 120-457-6068 • Fax: (44) 120-479-6463
 mail: substrates@arlonmed.com • Website: www.arlonmed.com

**Arlon is an
ISO 9002
Registered
Company**

IsoClad®

PTFE/Nonwoven Fiberglass Laminates: Microwave Printed Circuit Board Substrates

IsoClad® laminates are nonwoven fiberglass/PTFE composites for use as printed circuit board substrates. The nonwoven reinforcement allows these laminates to be used more easily in applications where the final circuit will be bent to shape. Conformal or "wrap-around" antennas are a good example.

IsoClad products use longer random fibers and a proprietary process to provide greater dimensional stability and better dielectric constant uniformity than competitive nonwoven fiberglass/PTFE laminates of similar dielectric constants.

IsoClad 917 ($\epsilon_r=2.17, 2.20$) uses a low ratio of fiberglass/PTFE to achieve the lowest dielectric constant and dissipation factor available in a combination of PTFE and fiberglass.

IsoClad 933 ($\epsilon_r=2.33$) uses a higher fiberglass/PTFE ratio for a more highly reinforced combination which offers better dimensional stability and increased mechanical strength.

Availability:

IsoClad laminates are supplied with 1/2, 1 or 2 ounce electrodeposited copper on both sides. Other copper weights and rolled copper foil are available. IsoClad is available bonded to a heavy metal ground plane. Aluminum, brass or copper plates also provide an integral heat sink and mechanical support to the substrate.

When ordering IsoClad products, please specify dielectric constant, thickness, cladding, panel size and any other special considerations. Available master sheet sizes include 36" x 48" and 36" x 72".

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสาร

ARLON

MATERIALS FOR ELECTRONICS

CuClad®

PTFE/Woven Fiberglass Laminates: Microwave Printed Circuit Board Substrates

CuClad® laminates are woven fiberglass/PTFE composite materials for use as printed circuit board substrates. Using precision control of the fiberglass/PTFE ratio, CuClad laminates offer a range of choices from the lowest dielectric constant and loss tangent to a more highly reinforced laminate with better dimensional stability.

The woven fiberglass reinforcement in CuClad products provides greater dimensional stability than non-woven fiberglass reinforced PTFE based laminates of similar dielectric constants. The consistency and control of the PTFE coated fiberglass cloth allows Arlon to offer a greater variety of dielectric constants and produces a laminate with better dielectric constant uniformity than comparable non-woven fiberglass reinforced laminates. These properties make CuClad an attractive choice for filters, couplers and low noise amplifiers.

CuClad laminates are crossplied (alternating layers of coated fiberglass plies are oriented 90° to each other). This provides true electrical and mechanical isotropy in the XY plane, a feature unique to CuClad. No other woven or nonwoven fiberglass reinforced PTFE based laminates make this claim. Designers have found this degree of isotropy critical in some phased array antenna applications.

CuClad 217 ($\epsilon_r=2.17, 2.20$) uses a low fiberglass/PTFE ratio to provide the lowest dielectric constant and dissipation factor available in fiberglass reinforced PTFE based laminates. Together, these properties offer faster signal propagation and higher signal/noise ratios.

CuClad 233 ($\epsilon_r=2.33$) uses a medium fiberglass/PTFE ratio to balance lower dielectric constant and improved dissipation factor without sacrificing mechanical properties.

CuClad 250 ($\epsilon_r=2.40-2.60$) uses a higher fiberglass/PTFE ratio to provide mechanical properties approaching those of conventional substrates. Better dimensional stability and lower thermal expansion in all directions are other significant benefits.

For critical performance applications, CuClad products may be specified with an "LX" testing grade; this designates that each sheet will be tested individually, and a test report will be issued with the order

Availability:

CuClad laminates are supplied with 1/2, 1 or 2 ounce electrodeposited copper on both sides. Other copper weights and rolled copper foil are available. CuClad is available bonded to a heavy metal ground plane. Aluminum, brass or copper plates also provide an integral heat sink and mechanical support to the substrate.

When ordering CuClad products please specify dielectric constant, thickness, cladding, panel size and any other special considerations. Available master sheet sizes include 36" x 36" in a crossplied configuration and 36" x 48" in a parallel plied configuration.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสาร

MATERIALS FOR ELECTRONICS

Typical Properties: CuClad® PTFE/Woven Fiberglass Laminates

Dielectric Constant @10GHz	IPC TM-650 2.5.5.5	C23/50	2.17, 2.20 ^{±17}	2.33 ^{±33}	2.40 to 2.60 ^{±50}	
Dielectric Constant @1MHz	IPC TM-650 2.5.5.3	C23/50	2.17, 2.20	2.33	2.40 to 2.60	
Dissipation Factor @10GHz	IPC TM-650 2.5.5.5	C23/50	0.0009	0.0012	0.0022	
Dissipation Factor @1MHz	IPC TM-650 2.5.5.3	C23/50	0.0008	0.0009	0.0010	
Thermal Coefficient of E _r (ppm/°C)	IPC TM-650 2.5.5.5 Adapted	-10°C to +140°C	-151	-171	-170	
Volume Resistivity (MΩ-cm)	IPC TM-650 2.5.17.1	C96/35/90	2.3 x 10 ⁸	8.0 x 10 ⁸	1.8 x 10 ⁹	
Surface Resistivity (MΩ)	IPC TM-650 2.5.17.1	C96/35/90	3.4 x 10 ⁶	2.4 x 10 ⁶	1.5 x 10 ⁸	
Arc Resistance (seconds)	ASTM D-495	D48/50	> 180	> 180	> 180	
Tensile Modulus (kpsi)	ASTM D-638	A, 23°C	275	510	725	
Tensile Strength (kpsi)	ASTM D-882	A, 23°C	219	414	572	
Compressive Modulus (kpsi)	ASTM D-695	A, 23°C	237	276	342	
Flexural Modulus (kpsi)	ASTM D-790	A, 23°C	357	371	456	
Dielectric Breakdown (kv)	ASTM D-149	D48/50	> 45	> 45	> 45	
Specific Gravity (g/cm ³)	ASTM D-792 Method A	A, 23°C	2.23	2.26	2.31	
Water Absorption (%)	MIL-S-13949H 3.7.7 IPC TM-650 2.6.2.2	E1/105 + D24/23	0.02	0.02	0.03	
Coefficient of Thermal Expansion (ppm/°C)	IPC TM-650 2.4.24 Mettler 3000 Thermomechanical Analyzer	0°C to 100°C	X Axis	29	23	18
			Y Axis	28	24	19
			Z Axis	246	194	177
			Thermal Conductivity (W/mK)	ASTM E-1225	100°C	0.261
Outgassing	NASA SP-R-0022A Maximum 1.00% Collected Volatile Condensable Material (%) Water Vapor Recovered (%) Visible Condensate (±)	125°C, ≤ 10 ⁻⁶ torr	Total Mass Loss (%)	0.01	0.01	0.01
			Collected Volatile Condensable Material (%)	0.00	0.00	0.00
			Water Vapor Recovered (%)	0.00	0.00	0.00
			Visible Condensate (±)	NO	NO	NO
			Flammability UL File E 80166	UL 94 Vertical Burn IPC TM-650 2.3.10	C48/23/50, E24/125	UL94V-0

Data based on 0.062" dielectric thickness, exclusive of metal cladding except where indicated by test method. Results listed above are typical properties; they are not to be used as specification limits. The above information creates no expressed or implied warranties. The properties of CuClad Series laminates may vary depending on the application.

The information and data contained herein are believed reliable, but all recommendations or suggestions are made without guarantee. You should thoroughly and independently test materials for any planned applications and determine satisfactory performance before commercialization. Furthermore, no suggestion for use, or material supplied shall be construed as a recommendation or inducement to violate any law or infringe any patent.

ARLON

MATERIALS FOR ELECTRONICS

1100 Governor Lea Road, Bear, DE 19701 • Telephone: (302) 834-2100, (800) 635-9333 • Fax: (302) 834-2574
 9433 Hyssop Drive, Rancho Cucamonga, CA 91730 • Telephone: (909) 987-9533 • Fax: (909) 987-8541
 37 Rue Collange, 92300 LeVallois, Perret, France • Telephone: (33) 1-427-02642 • Fax: (33) 1-427-02798
 44 Wilby Avenue, Little Lever, Bolton, Lancashire, BL310E, U.K. • Telephone: (44) 120-457-6068 • Fax: (44) 120-479-6463
 E-mail: substrates@arlonmed.com • Website: www.arlonmed.com

**Arlon is an
ISO 9002
Registered
Company**