

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง วิทยาเขตระยอง
วงจรรขยายสัญญาณเพื่อให้มีสัญญาณรบกวนต่ำ 2 สเตจ
แบบย่านกว้างสำหรับระบบการสื่อสารไมโครเวฟ

**A WIDE BAND 2 – STAGE LOW NOISE AMPLIFIER
FOR MICROWAVE COMMUNICATION SYSTEM**



ปริญญานิพนธ์เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาเทคโนโลยีโทรคมนาคม
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2543

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อปริญญานิพนธ์

วงจรรขยายสัญญาณเพื่อให้มีสัญญาณรบกวนต่ำ 2 สเตจ แบบย่าน
กว้างสำหรับระบบการสื่อสาร ไมโครเวฟ

A WIDE BAND 2 – STAGE LOW NOISE AMPLIFIER FOR
MICROWAVE COMMUNICATION SYSTEM

โดย

นายเคน มุละสีวะ

นายทวี วังพรม

อาจารย์ที่ปรึกษา

อาจารย์มนต์ชัย แซ่มซ้อย

อาจารย์พิชญ์ สุพรรณกุล

ภาควิชา

เทคนิคอุตสาหกรรม

สาขาวิชา

เทคโนโลยีโทรคมนาคม

ปีการศึกษา

2543

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบังอนุมัติให้ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาหลักสูตรอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต

คณะกรรมการสอบปริญญานิพนธ์

.....ประธานกรรมการ

()

.....กรรมการ

()

.....กรรมการ

()

.....กรรมการ

()

.....กรรมการ

()

ลิขสิทธิ์ของคณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	วงจรรขยายสัญญาณเพื่อให้มีสัญญาณรบกวนต่ำ 2 แสดงแบบย่านกว้างสำหรับระบบการสื่อสารไมโครเวฟ
จัดทำโดย	นายเคน มุละสิวะ นายทวี วังพรม
อาจารย์ที่ปรึกษา	อาจารย์มนต์ชัย แซ่มซ้อย อาจารย์พิชญ สุพรรณกุล
ระดับการศึกษา	ปริญญาตรีอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต
ปีการศึกษา	2543

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ศึกษาและทำการออกแบบเพื่อทดลองและสร้างวงจรรขยายสัญญาณเพื่อให้มีสัญญาณรบกวนต่ำ 2 แสดงแบบย่านความถี่กว้าง เพื่อนำไปใช้ในระบบการสื่อสารในย่านความถี่ไมโครเวฟ ซึ่งได้ทำการออกแบบที่ย่านความถี่ 5.3 GHz – 6.3 GHz ตลอดจนนำไปใช้กับระบบการติดต่อสื่อสารในระบบอื่นๆ ได้ด้วย วงจรรขยายสัญญาณเพื่อให้มีสัญญาณรบกวนต่ำสองแสดงนี้ได้ทำการออกแบบเพื่อให้มีสัญญาณรบกวนต่ำกว่า 1.5 dB และมีอัตราขยายสูงสุด 19 dB โดยอาศัย GaAs FETs เบอร์ MGF4314E ทำหน้าที่เป็นตัวขยายสัญญาณและเพื่อทำให้วงจรรขยายสัญญาณได้ในย่านความถี่กว้างจึงจำเป็นต้องอาศัยตัวคัปเปิลอร์แบบไฮบริดจ์ 90° ในโครงสร้างของวงจรรขยายเพื่อให้เป็นวงจรรขยายแบบสมดุลย์ (Balance Amplifier)

Title	A WIDE BAND 2 – STAGE LOW NOISE AMPLIFIER FOR MICROWAVE COMMUNICATION SYSTEM	
Student	Mr.Ken	Mulasiwa
	Mr.Tawee	Wangprom
Advisor	Mr.Monchai	Chamchoy
	Mr.Pichaya	Supanakoon
Degree	Bachelor Degree of Industrial Technology	
Programme	Telecommunication Technology	
Department	Industrial Technology	
Academic year	2000	

ABSTRACT

This project describes the design and experimental results of a two – stage wide band low noise amplifier (LNA) for microwave communication systems at frequency range 5.3 GHz – 6.3 GHz and general purpose amplification in commercial and consumer systems. The LNA is designed to obtain the noise figure less than 1.5 dB and provide 19 dB of maximum gain using GaAs MESFETs. To obtain wide band operation, 90° hybrid coupler are used in the balance amplifier configuration.

กิตติกรรมประกาศ

ปริญญาบัตรฉบับนี้สำเร็จลุล่วงได้อย่างดี เกิดจากความร่วมมือร่วมใจของคณะผู้จัดทำ โดยได้รับความช่วยเหลือในการให้คำแนะนำและข้อมูลต่างๆ จากอาจารย์ที่ปรึกษาปริญญาบัตร คือ อาจารย์มนต์ชัย แซ่มซ้อย, อาจารย์พิชญ สุพรรณกุล ซึ่งได้ให้คำแนะนำและให้การสนับสนุนอุปกรณ์ในการทำปริญญาบัตรนี้

ขอบคุณเพื่อนๆทุกคนที่ให้คำแนะนำตลอดจนให้ยืมเครื่องมือและอุปกรณ์ต่างๆมาใช้ในการทำปริญญาบัตรนี้

สุดท้ายต้องขอขอบคุณอาจารย์ทุกท่านที่ช่วยประสาทวิชาให้ความรู้ต่างๆ จนสามารถทำปริญญาบัตรนี้ขึ้นได้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	ก
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	ข
กิตติกรรมประกาศ	ค
สารบัญ	ง
สารบัญรูป	ช
สารบัญตาราง	ฉ
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 แนวความคิดในการทำปริญญานิพนธ์	1
1.2 วัตถุประสงค์ในการทำปริญญานิพนธ์	1
1.3 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ	2
บทที่ 2 ทฤษฎีที่ใช้ในการออกแบบ	3
2.1 ความรู้พื้นฐานเกี่ยวกับความถี่ไมโครเวฟ	3
2.2 วงจรขยายความถี่ย่านไมโครเวฟ	4
2.2.1 การแบ่งตามแบนด์วิธ	4
2.2.2 การแบ่งตามโครงสร้างของวงจร	4
2.2.3 การแบ่งตามหน้าที่การทำงาน	4
2.3 ทฤษฎีของพารามิเตอร์การกระจายและการนำไปใช้งาน	5
2.3.1 พารามิเตอร์การกระจาย	5
2.3.2 นิยามและความหมายของเมตริกซ์การกระจาย	5
2.3.3 เมตริกซ์การกระจายสำหรับการกระจาย 2 พอร์ต	6
2.4 สมิทชาร์ต	12
2.4.1 บทนำ	12
2.4.2 เส้นผ่านศูนย์กลางของสมิทชาร์ต	13
2.4.3 วงกลมแทนความต้านทานและคอนดัคแตนซ์คงที่	15
2.4.4 เส้นโค้งแทนรีแอกแตนซ์และซัพเซสแตนซ์คงที่	15
2.4.5 การนำสมิทชาร์ตไปใช้ในงานด้านไมโครเวฟ	18
2.4.6 การพล็อตอิมพีแดนซ์เชิงซ้อนบนสมิทชาร์ต	18

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.4.7 VSWR เมื่อทราบค่าโหนดที่ต่อปลายสายนำสัญญาณ	19
2.4.8 การหาค่าแอดมิตแดนซ์ Y_L เมื่อทราบค่าอิมพีแดนซ์ Z_L	19
2.5 การแมตช์สายท่อนสั้น	20
2.6 การแมตช์สายท่อนสั้นแบบเปิดและแบบปิด	22
2.7 ฟิวด์เอฟเฟคทรานซิสเตอร์	25
2.7.1 ชนิดของฟิวด์เอฟเฟคทรานซิสเตอร์	26
2.7.2 ลักษณะการจัดวางตัวฟิวด์เอฟเฟคทรานซิสเตอร์	26
2.7.3 ฟิวด์เอฟเฟคทรานซิสเตอร์มีข้อได้เปรียบมากกว่าทรานซิสเตอร์	26
2.7.4 โครงสร้างของไมโครเวฟเฟทแบบต่างๆ	28
2.7.5 ตระกูลของเฟทที่ใช้ในย่านความถี่ไมโครเวฟ	32
2.8 Radial Stub	33
บทที่ 3 การออกแบบวงจร	35
3.1 วงจรขยาย	35
3.2 เสถียรภาพของวงจรขยาย	36
3.3 ชนิดของเสถียรภาพของวงจรขยาย	37
3.3.1 เสถียรภาพแบบมีเงื่อนไข	37
3.3.2 เสถียรภาพแบบไม่มีเงื่อนไข	37
3.4 วงกลมเสถียรภาพ	37
3.5 เสถียรวิกฤต	40
3.5.1 เสถียรเมื่อ $K > 1$ และ $ \Delta < 1$	40
3.6 การเกิดการไม่เสถียร	42
3.7 ลำดับขั้นการออกแบบวงจร	42
3.8 อัตราขยายกำลัง	44
3.9 พารามิเตอร์ของสัญญาณรบกวน	47
3.10 ไคเร็กชันัลคัปเปิลอร์แบบไมโครสตริปที่มีโครงสร้างแบบกรอบสี่เหลี่ยม	47
3.11 วงจรไบแอส	49
3.11.1 วงจรไบแอสสำหรับ GaAs MESFETs	49
3.12 การออกแบบวงจรขยายย่านความถี่แคบ	52

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
3.12.1 การออกแบบวงจรขยายย่านความถี่แคบเพื่อให้มีกำลังการขยายสูง	52
3.12.2 การออกแบบวงจรขยายย่านความถี่แคบเพื่อให้มีสัญญาณรบกวนต่ำ	54
3.13 วงจรขยายสัญญาณเพื่อให้มีสัญญาณรบกวนต่ำแบบ 2 สเตจ	55
3.14 การออกแบบวงจรขยายแบบบาลานซ์	58
3.15 การคำนวณค่าพารามิเตอร์ต่างๆที่ใช้ในการออกแบบวงจร	59
บทที่ 4 การทดสอบและวัดสัญญาณ	68
4.1 ลำดับขั้นการทดลอง	68
4.2 ผลการวัดสัญญาณจากเครื่อง Network Analyzer	68
4.3 สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง	77
บทที่ 5 บทสรุป	78
บรรณานุกรม	80
ภาคผนวก	81
ภาคผนวก ก. แสดงวงจรและลายทองแดงของวงจรที่สมบูรณ์ในแต่ละสเตจ	82
ภาคผนวก ข. Data Sheet ของเฟตทรูป MGF431xG	88

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 วงจร 2 พอร์ตที่มีความไม่ต่อเนื่องที่จุดเชื่อมต่อ	6
2.2 ตัวอย่างวงจร 2 พอร์ตที่ใช้ในการหาพารามิเตอร์การกระจาย	8
2.3 วงจร 2 พอร์ตที่ต่อปลายสายไว้ด้วยโหลดที่ไม่ใช่แมตซ์ซิ่งโหลด	10
2.4 เส้นผ่านศูนย์กลางแสดงความต้านทานหรือคอนดักแตนซ์คงที่	13
2.5 แสดงลักษณะของสมิทชาร์ต	14
2.6 วงกลม Constant R หรือ Constant G	15
2.7 เส้นโค้งแทนรีแอกแตนซ์คงที่	16
2.8 สเกลรีแอกแตนซ์	17
2.9 ตำแหน่งอิมพีแดนซ์เชิงซ้อนบนสมิทชาร์ต	18
2.10 ตำแหน่งของ VSWR ที่อ่านจากสมิทชาร์ต	19
2.11 ค่าคอนดักแตนซ์	20
2.12 ค่ารีแอกแตนซ์	20
2.13 การแมตซ์สายท่อน	21
2.14 ค่าแอมิตแดนซ์ของสายท่อน	22
2.15 การแมตซ์วงจรที่ด้านอินพุทและเอาต์พุท	22
2.16 สมิทชาร์ตแสดงการแมตซ์ทางซอร์ส	23
2.17 สมิทชาร์ตแสดงการแมตซ์ทางโหลด	24
2.18 วงจรที่ทำการแมตซ์แล้ว	25
2.19 เปรียบเทียบการจัดหาระหว่างหลอดสูญญากาศ ทรานซิสเตอร์ และเฟท	26
2.20 ลักษณะไมโครเวฟเฟท	27
2.21 โครงสร้างของ JFET	28
2.22 โครงสร้างของ MOSFET	28
2.23 โครงสร้างของ MESFET	29
2.24 โครงสร้างของ GaAsFET	29
2.25 ลักษณะโครงสร้างภายในของ GaAs	30
2.26 ลักษณะรูปร่างของ GaAsFET	31
2.27 ตระกูลของเฟทที่ใช้ในย่านไมโครเวฟ	32

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
2.28 Radial Stub แบบอนุกรม และ Radial Stub แบบขนาน	33
2.29 แสดงพฤติกรรมที่มีผลกับความถี่ของค่ารีแอกแตนซ์ของ Radial Stub	34
2.30 แสดงค่าของอิมพีแดนซ์อินพุทของ Radial Stub ($r_0 = 0.5 \text{ cm.}, \alpha = 60^\circ$)	34
3.1 วงจรที่มีการแมตซ์อิมพีแดนซ์ของวงจรขยาย Single - Stage	36
3.2 วงจรขยายย่านแคบ (Narrow Band) แบบ Two – State	36
3.3 วงจรทั่วไปที่ใช้ในการวิเคราะห์วงจรในรูป 3.1	36
3.4 เสถียรภาพแบบไม่มีเงื่อนไข	41
3.5 เสถียรภาพแบบมีเงื่อนไข	42
3.6 โครงสร้างของไดเรกชันัลคัปเปิลเลอร์	48
3.7 แหล่งจ่ายไฟคู่ (แรงดันไฟทั้งบวกและลบ)	49
3.8 แหล่งจ่ายไฟเลี้ยงวงจรแบบคู่	50
3.9 แหล่งจ่ายไฟเลี้ยงวงจรแบบเดี่ยว	51
3.10 วงจรไบแอสแบบแอกทิฟ	51
3.11 บล็อกโคเออร์แอมป์วงจรขยายสัญญาณเพื่อให้มีสัญญาณรบกวนต่ำแบบ 2 สเตจ	55
3.12 สัญญาณรบกวนระหว่างสเตจ	55
3.13 โครงสร้างของวงจรขยายแบบบาลานซ์	58
3.14 วงจรการแมตซ์อิมพีแดนซ์	67
4.1 ค่าพารามิเตอร์การกระจายของวงจรขยายแบบ 1 สเตจ	69
4.2 ค่า SWR ของวงจรขยายสัญญาณเพื่อให้มีสัญญาณรบกวนต่ำ 1 สเตจ (วัดที่เอาต์พุท)	70
4.3 ค่าพารามิเตอร์การกระจายของวงจรขยายสัญญาณเพื่อให้มีสัญญาณรบกวนต่ำ 2 สเตจ	71
4.4 ค่า SWR ของวงจรขยายสัญญาณเพื่อให้มีสัญญาณรบกวนต่ำ 2 สเตจ (วัดที่เอาต์พุท)	72
4.5 ค่า SWR ของวงจรขยายสัญญาณเพื่อให้มีสัญญาณรบกวนต่ำ 2 สเตจ (วัดที่อินพุท)	73
4.6 ค่าพารามิเตอร์การกระจายของวงจรขยายสัญญาณเพื่อให้มีสัญญาณรบกวนต่ำ 2 สเตจแบบย่านกว้าง	74
4.7 ค่า SWR วัดที่อินพุทและเอาต์พุทของวงจรขยายสัญญาณเพื่อให้มีสัญญาณรบกวนต่ำ 2 สเตจแบบย่านกว้าง	75
4.8 การวัดอัตราขยายในย่านความถี่ 5.3 GHz – 6.3 GHz	76
4.9 การวัดสัญญาณมอดูเลตแบบ FM ที่เอาต์พุทของวงจรขยาย	77

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

หน้า

ตารางที่

2.1 การแบ่งย่านความถี่ตามมาตรฐาน IEEE

3



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

1.1 แนวความคิดในการทำปริญญานิพนธ์

เนื่องจากปริญญานิพนธ์เรื่องวงจรรขยายความถี่สูงและสัญญาณรบกวนต่ำ โดย นายฉลอง แซ่ซ่า และนายวิสูตร อิ่มแย้ม ได้ทำการศึกษาและออกแบบสร้างวงจรรขยายความถี่สูงและสัญญาณรบกวนต่ำเพียงสเตจเดียวซึ่งไม่เพียงพอสอดคล้องกับการขยายสัญญาณให้มีกำลังสูงพอ สำหรับบางวงจรที่ต้องการกำลังของสัญญาณสูงๆ ดังนั้นจึงจำเป็นต้องทำการศึกษาและออกแบบสร้างวงจรรขยายสัญญาณเพื่อให้มีสัญญาณรบกวนต่ำสองสเตจเป็นอย่างยิ่ง เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพในการทำงานของระบบการสื่อสารแบบต่างๆ ให้ดีขึ้นและสำหรับปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ได้ทำการพัฒนาวงจรรขยายสัญญาณเพื่อให้มีสัญญาณรบกวนต่ำให้เป็นแบบสองสเตจแล้วยังทำให้วงจรสามารถขยายสัญญาณได้ในย่านกว้างด้วย ซึ่งวงจรรขยายที่นำมาใช้จะเป็นวงจรรขยายแบบสมมูลย์ (Balanced Amplifier) และเพื่อให้วงจรสามารถขยายสัญญาณได้ในย่านกว้างขึ้นจำเป็นต้องอาศัยการคัปเปิลเลอร์แบบไฮบริดจ์ 90° ในโครงสร้างของวงจรรขยายสัญญาณแบบสมมูลย์ด้วย และความถี่ศูนย์กลางที่ใช้ในการออกแบบจะใช้ความถี่ 5.8 GHz เพราะย่านความถี่นี้มีการนำมาใช้ในระบบการสื่อสารค่อนข้างมาก เช่นการสื่อสารผ่านดาวเทียมและจำเป็นต้องพัฒนาวงจรรขยายนี้ให้สามารถนำไปใช้งานในระบบการสื่อสารอื่นๆ ได้ด้วยเพราะในปัจจุบันนี้การพัฒนาในระบบการสื่อสารพัฒนาไปอย่างรวดเร็ว เทคโนโลยีต่างๆ ล้าสมัยรวดเร็วมาก แต่ถ้าเทคโนโลยีนั้นสามารถเปลี่ยนแปลงไปใช้กับงานได้หลายๆ ระบบ การล้าสมัยของเทคโนโลยีนั้นก็จะช้าลง ซึ่งก็เช่นเดียวกันถ้าวงจรรขยายนี้สามารถนำไปใช้ได้กับระบบการสื่อสารได้หลายระบบ ความล้าสมัยของวงจรรขยายก็จะช้าลง ทำให้ช่วยลดต้นทุนในการพัฒนาระบบการสื่อสารได้เป็นอย่างดี

สำหรับคุณสมบัติต่างๆ ของวงจรรขยายก็จะมีการใช้ GaAs FETs ทำหน้าที่ขยายสัญญาณเพราะเฟตจจะมีสัญญาณรบกวน (Noise Figure) ที่ต่ำ โดยวงจรรขยายจะต้องทำการลดสัญญาณรบกวนให้ต่ำกว่า 1.5 dB ด้วยและที่สำคัญอีกอย่างคือจะต้องมีราคาที่ไม่แพง มีประสิทธิภาพที่ดี มีขนาดเล็กและอุปกรณ์ต่างๆ ในการสร้างหาได้ง่าย

1.2 วัตถุประสงค์ในการทำปริญญานิพนธ์

1. เพื่อศึกษาการทำงานของวงจรรขยายสัญญาณเพื่อให้มีสัญญาณรบกวนต่ำ 2 สเตจแบบย่านกว้างสำหรับระบบการสื่อสารไมโครเวฟ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. เพื่อออกแบบและสร้างวงจรขยายสัญญาณเพื่อให้มีสัญญาณรบกวนต่ำ 2 แสดงแบบ
ย่านกว้างสำหรับระบบการสื่อสารไมโครเวฟ
3. เพื่อศึกษาปัญหาของการสื่อสารไมโครเวฟที่มีผลกระทบต่ออุปกรณ์ที่จะนำมาใช้ใ
การสร้างวงจรขยายสัญญาณเพื่อให้มีสัญญาณรบกวนต่ำ

1.3 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1. ได้ชุดวงจรขยายสัญญาณเพื่อให้มีสัญญาณรบกวนต่ำ 2 แสดงที่มีคุณภาพและราคาถูก
2. ได้นำความรู้ที่เรียนมาทั้งในทางทฤษฎีและทางปฏิบัติอย่างเต็มที่
3. ได้รับความรู้เกี่ยวกับการสื่อสารไมโครเวฟมากขึ้น รู้จักการนำเอาสมิซาร์ตมาใช้งาน
4. ได้รู้จักวิธีการใช้เครื่อง Network Analyzer , เครื่องวัด Spectrum



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

ทฤษฎีที่ใช้ในการออกแบบ

2.1 ความรู้พื้นฐานเกี่ยวกับความถี่ไมโครเวฟ

ความถี่ที่จัดได้ว่าเป็นความถี่ไมโครเวฟนี้จะอยู่ในช่วง 1-300 GHz หรือมีความยาวคลื่นประมาณ 30 cm ถึง 1 mm แต่จริงๆ แล้วนั้นความถี่ไมโครเวฟจะมีความยาวคลื่นอยู่ในช่วงที่มีหน่วยเป็น Micron เลขที่เดียว

ตารางที่ 2.1 การแบ่งย่านความถี่ตามมาตรฐาน IEEE

Band number	Designation	Frequency(Hz)	Wave length	Application
2	ELF	30-300	10-1 Mm	
3	VF	300-3000	1-0.1 Mm	
4	VLF	3-30 K	100-10 Km	Navigation, Sonar
5	LF	30-300 K	10-1 Km	Radiobeacons, Navigation
6	MF	300-3000 K	1-0.1 Km	AM broadcast, Telegraph
7	HF	3-30 M	100-10 m	Telephone, Telegraph
8	VHF	30-300 M	10-1 m	TV, FM broadcast
9	UHF	300-3000 M	100-10 cm	TV, Satellite links
10	SHF	3-30 G	10-1 cm	Radar, Microwave links
11	EHF	30-300 G	1-0.1 cm	Radar, Experimental
12	Decimillimeter	300-3000 G	1-0.1 mm	
	P-band	0.23-1 G	130-30 cm	
	L-band	1-2 G	30-15 cm	
	S-band	2-4 G	15-7.5 cm	
	C-band	4.8 G	7.5-3.75 cm	
	X-band	8-12.5 G	3.75-2.4 cm	
	Ku-band	12.5-18 G	2.4-1.67 cm	
	K-band	18-26.5 G	1.67-1.13 cm	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 2.1 (ต่อ)

Band number	Designation	Frequency(Hz)	Wave length	Application
	Ka-band	26.5-40 G	1.13 – 0.75 cm	
	Millimeter wave	40-300 G	7.5 – 1 mm	
	Submillimeter wave	300-3000 G	1 – 0.1 mm	

2.2 วงจรขยายความถี่ย่านไมโครเวฟ

วงจรขยายความถี่ย่านไมโครเวฟนี้ได้ถูกนำมาใช้เพิ่มขึ้นเป็นจำนวนมากในปัจจุบันนี้ โดยเฉพาะระบบอิเล็กทรอนิกส์ไมโครเวฟ อย่างเช่นระบบการสื่อสารในอวกาศ และระบบเรดาร์นำร่องของเครื่องบิน ซึ่งกระบวนการกรรมวิธีการออกแบบวงจรขยายย่านความถี่ไมโครเวฟนี้ก็มีมากมาย นับตั้งแต่แบบง่ายไปจนถึงกระบวนการออกแบบที่ซับซ้อนมากๆก็มี ซึ่งการแบ่งประเภทของวงจรขยายย่านความถี่ไมโครเวฟนี้จะสามารถแบ่งได้ดังต่อไปนี้

2.2.1 การแบ่งตามแบนด์วิธ แบ่งได้ 2 ชนิด

- วงจรขยายความถี่แคบ (NARROWBAND AMPLIFIER)
- วงจรขยายความถี่กว้าง(BROADBAND AMPLIFIER)

2.2.2 การแบ่งตามโครงสร้างของวงจร แบ่งได้ 4 ชนิด

- บาลานซ์แอมพลิฟายเออร์ (BALANCED AMPLIFIER)
- วงจรขยายแบบป้อนกลับ (FEEDBACK AMPLIFIER)
- REFLECTION AMPLIFIER
- STRIPLINE AMPLIFIER

2.2.3 การแบ่งตามหน้าที่การทำงาน

- วงจรขยายสำหรับสัญญาณเข้าที่มีขนาดเล็ก (SMALL – SIGNAL AMPLIFIER)
- วงจรขยายสำหรับสัญญาณเข้าที่มีขนาดใหญ่ (LARGE – SIGNAL AMPLIFIER)
- วงจรขยายที่มีอัตราขยายสูง (HIGH – GAIN AMPLIFIER)
- วงจรขยายที่มีกำลังสูง (HIGH – POWER AMPLIFIER)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- วงจรขยายที่มีสัญญาณรบกวนต่ำ (LOW – NOISE AMPLIFIER)

2.3 ทฤษฎีของพารามิเตอร์การกระจายและการนำไปใช้งาน

เนื่องจากที่ย่านความถี่ไมโครเวฟนั้นทั้งพารามิเตอร์ Z , Y หรือ H นั้นมันเป็นเรื่องที่ยากที่จะหาข้อมูลมากที่จะทำการวัดค่าพารามิเตอร์เหล่านี้ เพราะว่าการที่จะทำการลัดวงจร (Short Circuit) และเปิดวงจร (Open Circuit) ในย่านความถี่ไมโครเวฟนั้นมันทำได้ยากมากเพราะที่ความถี่สูงอาจทำให้ตัวนำปกติกกลายเป็นขดลวดหรือเกิดการ Fringing Capacitance ได้ง่ายๆและในการวัดก็จะต้องทำการปรับ Stubs ช่วยเพื่อแยกปรับแต่ละความถี่ด้วยเนื่องจากแต่ละความถี่จะมีการสะท้อนที่แตกต่างกันทั้งขณะที่ทำการเปิดวงจรและลัดวงจรและสำหรับอุปกรณ์พวก Active เช่น Transistor และ Negative – Resistance Diode เมื่อทำการเปิดและลัดวงจรจะก่อให้เกิดการออสซิลเลชันได้ง่าย

การแก้ปัญหาต่างๆดังที่ได้กล่าวมาแล้วนั้นสามารถทำได้โดยการใช้พารามิเตอร์เข้ามาช่วยซึ่งมันจะอาศัยความสัมพันธ์ของกำลังที่ป้อนเข้าไปและกำลังที่เกิดการสะท้อนเพราะมันจะง่ายกว่าการใช้พารามิเตอร์ H , Z , Y หรือ $ABCD$

2.3.1 พารามิเตอร์การกระจาย (S – parameter)

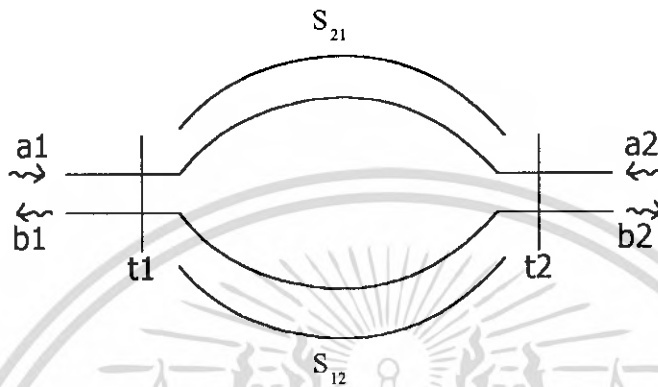
พารามิเตอร์การกระจาย สามารถบอกถึงคุณสมบัติต่างๆ ของวงจรขยาย เช่น อิมพีแดนซ์, อัตราขยาย, VSWR ที่อินพุตและเอาต์พุต และเสถียรภาพของวงจรซึ่งจะแสดงในรูปของสมการ แนวคิดของพารามิเตอร์การกระจายนั้นได้จากการส่งคลื่นที่สร้างจากแหล่งกำเนิดส่งผ่านสายส่งไปยังโหลด เรียกว่าคลื่นกระทบ ถ้าอิมพีแดนซ์เกิดการ mismatch จะทำให้เกิดการสะท้อนกลับมายังแหล่งกำเนิด เรียกว่าคลื่นสะท้อน

2.3.2 นิยามและความหมายของเมตริกซ์การกระจาย (Scattering Matrix)

ก่อนที่จะกล่าวถึงนิยามของเมตริกซ์การกระจายจะขอสรุปข้อดีข้อเสียของ Z เมตริกซ์ และ Y เมตริกซ์ ข้อดีของ Z เมตริกซ์คือ การนิยามแรงดันไฟฟ้าสมมูลและกระแสไฟฟ้าสมมูลขึ้นในวงจรที่นำคลื่นก็ทำให้ได้วงจรสมมูล และสามารถนำทฤษฎีของสายนำสัญญาณกับวงจรสมมูลนั้นได้ อย่างไรก็ตามแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้านั้นเป็นเพียงค่าสมมูล ซึ่งจะไม่เชื่อมโยงโดยตรงกับค่าที่ได้จากการวัด จึงทำให้เป็นข้อเสียที่ทำให้ Z เมตริกซ์ไม่ถูกใช้ในวงจรไมโครเวฟ ในทางปฏิบัติเราจะวัดค่า SWR, สัมประสิทธิ์การส่งผ่าน ซึ่งจะสามารถทำได้โดยการป้อนกำลังคลื่นเข้าที่พอร์ตใดพอร์ตหนึ่ง แล้ววัดกำลังคลื่นที่ออกไปพอร์ตที่เหลือการวัดในสภาพดังกล่าวนี้จะทำได้ง่ายและได้ผลที่ชัดเจน นอกจากนั้นยังสามารถวัดได้ทั้งขนาดและเฟสของคลื่นเมื่อเทียบกับคลื่นที่ส่งผ่านเข้ามาได้ ดังนั้นถ้าเรานิยามพารามิเตอร์ที่เชื่อมโยงความสัมพันธ์ระหว่างคลื่นที่ส่งผ่านเข้า

มา (V_n^+) กับคลื่นที่สะท้อนและคลื่นที่ส่งผ่านออกไปทางพอร์ตต่างๆ (V_n^-) หรืออาจเรียกรวมๆ กันได้ว่าคลื่นกระจ่าย (Scatter) ออกไป พารามิเตอร์ชุดดังกล่าวนี้ก็จะมีความสัมพันธ์อย่างใกล้ชิดกับค่าที่วัดได้ และพารามิเตอร์นี้คือค่าเมตริกซ์การกระจ่ายนั่นเอง

2.3.3 เมตริกซ์การกระจ่ายสำหรับการกระจ่าย 2 พอร์ต



รูปที่ 2.1 วงจร 2 พอร์ตที่มีความไม่ต่อเนื่องที่จุดเชื่อมต่อ

วงจร 2 พอร์ตจัดว่าเป็นวงจรพื้นฐานที่สุดในการนิยาม เมตริกซ์การกระจ่าย และเป็นวงจรที่พบบ่อยครั้งในภาคปฏิบัติ ยกตัวอย่างเช่น การนำท่อนำคลื่นหรือสายสาขานำสัญญาณอย่างอื่นที่มีค่าอิมพีแดนซ์ลักษณะสมบัติที่ต่างกันมาต่อกันหรือท่อนำคลื่นที่มีชิ้นส่วนรีแอคทีฟอยู่ภายใน เป็นต้น ในการนิยามเมตริกซ์การกระจ่ายความไม่ต่อเนื่องต่างๆ นี้จะถูกกำจัดบริเวณให้อยู่ภายในจุดเชื่อมต่อที่แสดงไว้ดังรูป ในกรณีทั่วไปอิมพีแดนซ์คุณลักษณะสมบัติของพอร์ตทั้งสองอาจจะไม่เท่ากัน ซึ่งเราจะให้เท่ากับ Z_1 และ Z_2 ตามลำดับ ตามนิยามของเมตริกซ์การกระจ่าย เราจะได้ความสัมพันธ์ดังนี้

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \quad (2.1)$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \quad (2.2)$$

โดยที่ความหมายของพารามิเตอร์การกระจ่าย แต่ละตัวจะชัดเจนคือ S_{11} และ S_{22} เป็นสัมประสิทธิ์ของการสะท้อนที่วัดที่พอร์ตที่ 1 และพอร์ตที่ 2 ในขณะที่อีกพอร์ตหนึ่งถูกต่อไว้ด้วยแมตซ์ชิง โหลด สำหรับ S_{12} และ S_{21} เป็นสัมประสิทธิ์ของการส่งผ่านจากพอร์ตที่ 2 ไปพอร์ตที่ 1 และจากพอร์ตที่ 1 ไปยังพอร์ตที่ 2 โดยที่ S_{12} เท่ากับ S_{21} ในกรณีที่วงจร 2 พอร์ตนี้มีคุณสมบัติตาม

ทฤษฎีบทภาวะย้อนกลับ ในกรณีที่จุดเชื่อมต่อเป็นแบบไม่มีการสูญเสียของเมตริกซ์การกระจาย จะเป็นแบบยูนิทารีและมีเงื่อนไขสำหรับพารามิเตอร์การกระจายตามสมการซึ่งเขียนรายละเอียดได้ ดังนี้

$$S_{11}S_{11}^* + S_{21}S_{21}^* = 1 \quad (2.3)$$

$$S_{22}S_{22}^* + S_{12}S_{12}^* = 1 \quad (2.4)$$

$$S_{11}S_{12}^* + S_{21}S_{22}^* = 0 \quad (2.5)$$

เนื่องจาก $S_{12} = S_{21}$ ดังนั้นสมการ (2.3) จะเท่ากับสมการ (2.4) และทำให้ S_{11} และ S_{22} มีความสัมพันธ์กันดังนี้

$$|S_{11}| = |S_{12}| \quad (2.6)$$

และจากสมการที่ (2.3) เราจะได้

$$|S_{12}| = \sqrt{1 - |S_{11}|^2} \quad (2.7)$$

ดังนั้นเมื่อเราให้

$$S_{11} = |S_{11}|e^{j\theta_1}, S_{22} = |S_{22}|e^{j\theta_2} = |S_{11}|e^{j\theta_2} \quad \text{และ} \quad S_{12} = (1 - |S_{11}|^2)^{1/2} e^{j\phi}$$

แล้วแทนค่าลงในสมการ (2.6) จะได้

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

ซึ่งจะหา ϕ ในรูปของ θ_1 และ θ_2 ได้ดังนี้

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หรือ

$$e^{j(\theta_1 + \theta_2)} = -e^{j2\phi}$$

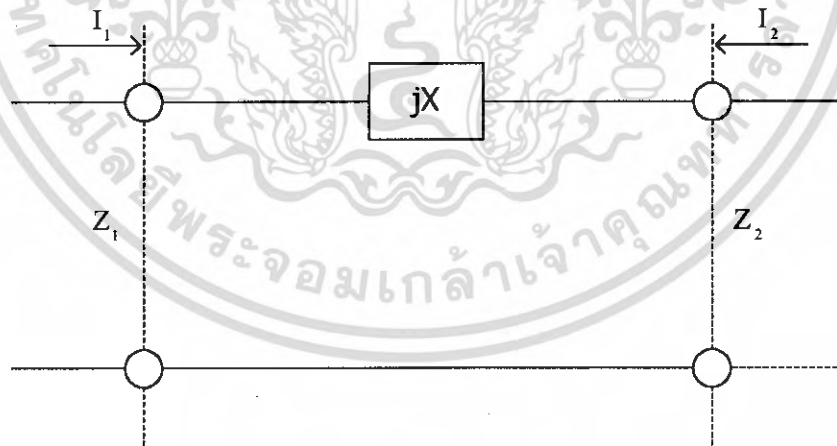
หรือ

$$\phi = \frac{(\theta_1 + \theta_2)}{2 \pm \frac{\pi}{2}} \quad (2.8)$$

ผลที่ได้ตามสมการ (2.7) กับสมการ (2.8) เป็นการระบุว่า S_{11} และ S_{21} หาได้จาก S_{11} และ S_{22} และเห็นได้ว่าพารามิเตอร์ที่มีค่าอิสระนั้นจะมีเพียง 3 ตัวเท่านั้นคือ $|S_{11}|$, θ_1 และ θ_2 ซึ่งก็ตรงกับผลการคำนวณจากจำนวน V_1^+ บนพารามิเตอร์อิสระที่เท่ากับ $N(N+1)/2 = 2 \times 3/2 = 3$

ในลำดับต่อไปจะแสดงวิธีหาค่าพารามิเตอร์การกระจายของวงจร 2 พอร์ตแบบง่าย ๆ ที่แสดงไว้ในรูปที่ 2 ซึ่งเป็นสายนำสัญญาณ 2 ชุดต่อกันด้วยตัวรีแอกแตนซ์ในลักษณะอนุกรมเมื่อให้ V_1^+ , V_1^- , V_2^+ , V_2^- เป็นแรงดันไฟฟ้าสมมูลที่ไม่ได้ขึ้นออร์มอลโวลต์ไว้เราจะหา S_{11} โดยการต่อพอร์ตที่ 2 ด้วยแมตซ์ชิงโพลคือ Z_2 ซึ่งจะได้ผลดังนี้

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} = \frac{V_1^-}{V_1^+} = \frac{Z_{in} - Z_1}{Z_{in} + Z_1} = \frac{Z_2 - Z_1 + jX}{Z_2 + Z_1 + jX} \quad (2.9)$$



รูปที่ 2.2 ตัวอย่างวงจร 2 พอร์ตที่ใช้ในการหาพารามิเตอร์การกระจาย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการทำงานเดียวกันสามารถหาค่า S_{22} ได้ดังนี้

$$S_{22} = \frac{b_2}{a_2} = \frac{V_2^-}{V_2^+} = \frac{Z_1 - Z_2 + jX}{Z_1 + Z_2 + jX} \quad (2.10)$$

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

$$S_{12} = S_{21} = \frac{b_2}{a_1} = \sqrt{\frac{Z_1 V_2^-}{Z_2 V_1^+}} \quad (2.11)$$

การหาค่า V_2^- ในรูปของ V_1^+ นั้นจะทำได้โดยการคำนึงถึงแรงไฟฟ้าและกระแสที่ไหลในวงจรดังนี้คือ ก่อนอื่นที่พอร์ตที่ 1 จะมีแรงดันไฟฟ้ารวมอยู่ในรูป

$$V_1 = V_1^+ + V_1^- = V_1^+ (1 + S_{11}) \quad (2.12)$$

และกระแสที่ไหลเข้าไปในพอร์ตที่ 1 จะเขียนได้ดังนี้

$$I_1 = \frac{1}{Z_1} (V_1^+ - V_1^-) = \frac{V_1^+}{Z_1} (1 - S_{11}) \quad (2.13)$$

เนื่องจากกระแสที่ไหลผ่านวงจรมุมจะมีขนาดเท่ากัน เมื่อให้ I_2^- เป็นกระแสที่ไหลออกจากพอร์ตที่ 2 จะได้

$$I_1 = -I_2 = I_2^- = \frac{V_2^-}{Z_2} \quad (2.14)$$

จากสมการ (2.13) และสมการ (2.14) จะสามารถหาความสัมพันธ์ระหว่าง $V_2^- + V_2^+$ ได้ดังนี้

$$\frac{V_2^-}{V_1^+} = \frac{Z_2}{Z_1} (1 - S_{11}) \quad (2.15)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อแทนค่าสมการ (2.15) และ S_{11} จากสมการ (2.9) ลงในสมการ (2.11) จะได้ S_{12} อยู่ในรูปต่อไปนี้

$$S_{12} = S_{21} = \frac{\sqrt{\frac{Z_2}{Z_1}} \frac{2Z_1}{Z_1 + Z_2 + jX}}{Z_1 + Z_2 + jX} = \frac{2\sqrt{Z_1 Z_2}}{Z_1 + Z_2 + jX} \quad (2.16)$$

ถ้าเราทำการหาค่า S_{21} จาก V_2^- / V_1^+ ในสมการ (2.15) โดยตรงจะได้

$$S_{21} = \frac{2Z_2}{Z_1 + Z_2 + jX} \quad (2.17)$$

ในทำนองเดียวกัน

$$S_{21} = \frac{V_1^-}{V_2^+} = \frac{2Z_2}{Z_1 + Z_2 + jX} \quad (2.18)$$

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



รูปที่ 2.3 วงจร 2 พอร์ตที่ต่อปลายสายไว้ด้วยโหลดที่ไม่ใช่แมตซ์ซึ่งโหลด

ในการพิจารณาในกรณีที่มีการป้อนกำลังคลื่นเข้าที่พอร์ตหนึ่งแล้วอีกพอร์ตหนึ่งต่อไว้ด้วยโหลดที่ไม่ใช่แมตซ์ซึ่งโหลด ในกรณีนี้สามารถหาสัมประสิทธิ์การสะท้อนในรูปของพารามิเตอร์การกระจายดังต่อไปนี้ ก่อนอื่นให้มีการป้อนกำลังเข้าที่พอร์ตที่ 1 และพอร์ตที่ 2 ต่อไว้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ด้วยอิมพีแดนซ์ Z_L ตามรูปที่ 2.3 เมื่อต่อด้วยโหลด Z_L ซึ่งไม่แมตซ์กับอิมพีแดนซ์ลักษณะสมบัติของสายนำสัญญาณก็จะเกิดการสะท้อนกลับตรงตำแหน่งที่ต่อ Z_L นั้น S_L เป็นสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับตรงตำแหน่งดังกล่าวนี้ S_L จะเขียนได้ดังต่อไปนี้

$$S_L = \frac{a_2}{b_2} = \frac{Z_L - Z_2}{Z_L + Z_2} = \frac{Z_L - 1}{Z_L + 1} \quad (2.19)$$

โดยที่ $Z_L = Z_1 / Z_2$ หรือเป็นโหลดที่ถูกรวมอลโลจไว้ เมื่อแทนค่า $a_2 = S_L b_2$ ลงในสมการ (2.1) และ (2.2) ผลจะได้ดังนี้

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}S_L b_2 \quad (2.20)$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}S_L b_2 \quad (2.21)$$

จากสมการ (2.20) และ (2.21) นี้ หาความสัมพันธ์ระหว่าง b_1 และ a_1 ได้ดังนี้

$$\frac{b_1}{a_1} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}S_L}{1 - S_{22}S_L} \quad (2.22)$$

ผลที่ได้คือสัมประสิทธิ์ของการสะท้อนกลับในกรณีที่สองที่ต่อพอร์ตที่ 2 ไว้โดยโหลด Z_L ที่ไม่ใช่แมตซ์ซึ่งโหลดและสมการ (2.22) แสดงให้เห็นว่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับนั้นจะเปลี่ยนแปลงไปจาก S_{11} อย่างไร และจากสมการ (2.20) จะเห็นได้ว่า กรณีที่ต่อไว้ด้วยแมตซ์ซึ่งโหลด S_L จะเท่ากับศูนย์ ทำให้สมการ (2.22) มีค่าเท่ากับ S_{11}

โดยที่

S_{11}	=	สัมประสิทธิ์การสะท้อนที่อินพุท
S_{21}	=	อัตราขยาย / การสูญเสีย
S_{12}	=	การแยกโคคเคียว (Isolation)
S_{22}	=	สัมประสิทธิ์การสะท้อนที่เอาต์พุท

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4 สมิทธาร์ต

2.4.1 บทนำ

สมิทธาร์ตเป็นกราฟหรือชาร์ตชนิดหนึ่งที่มีรูปร่างเป็นวงกลม ซึ่งแสดงให้เห็นในรูปที่ 2.5 โดยที่ข้างใต้ชาร์ตรูปวงกลมมีสเกลบอกพารามิเตอร์ต่างๆที่มีชื่อเรียกว่าเรเดียลลิสสเกลพารามิเตอร์ หมายถึงว่าสเกลพารามิเตอร์ถูกแบ่งตามระยะรัศมีของชาร์ตวงกลม (Radially Scaled Parameter) ต่อไปนี้จะได้ทำการแจกแจงส่วนประกอบของสมิทธาร์ต โดยเริ่มจากเส้นกลางแนวนอน หรือเส้นผ่านศูนย์กลางของวงกลมนอกสุด ระบุตามรูปที่ 2.4 ก็คือ Scale A จะเป็นสเกลแสดงค่าความต้านทานหรือคอนดัคแตนซ์ และจะมีส่วนที่เป็นวงกลมมีจุดสัมผัสร่วมที่ด้านขวาปลายสุดของ Scale A ที่มีชื่อเรียกว่าวงกลมแทนความต้านทานคงที่ (Constant R) หรือวงกลมแทนคอนดัคแตนซ์คงที่ (Constant G) สำหรับเส้นโค้งที่เริ่มจากขอบของวงกลมความต้านทานคงที่วงนอกสุดเข้ามาบรรจบที่ปลายขวาสุดของเส้นกลางแนวนอนมีชื่อเรียกว่าเส้นโค้งแทนรีแอกแตนซ์คงที่หรือเส้นโค้งแทนซัพเพสแตนซ์คงที่ โดยมีค่าสเกลของเส้นโค้งบนขอบรอบวงกลมนอกสุดซึ่งก็คือ Scale B นั่นเอง สเกลสุดท้ายคือ Scale C ซึ่งเป็นสเกลวงกลมที่ล้อมรอบวงกลมความต้านทานคงที่ จะบอกค่าความยาวคลื่นที่เทียบกับค่าหรือการทำงานออร์มอลไลซ์แล้ว ความยาวตลอดของสายนำสัญญาณที่พิจารณาก็แสดงบนสมิทธาร์ต Scale C นี้โดยกำหนดให้ทิศทางเข้าสู่โหนดเป็นแบบทวนเข็มนาฬิกา ส่วนทิศทางเข้าสู่เครื่องกำเนิดหรือแหล่งจ่ายพลังงานมีทิศทางทวนเข็มนาฬิกาและกำหนดให้หนึ่งรอบของวงกลมสมิทธาร์ตใช้แทนครึ่งความยาวคลื่นของสายนำสัญญาณ (สายนำสัญญาณความยาวจริงที่ขบเป็นความยาวคลื่นได้ตามจำนวนรอบของวงกลมสมิทธาร์ต)

ในการใช้สมิทธาร์ตค่าอินพุตที่นำมาพล็อตไม่ว่าจะเป็นความต้านทาน คอนดัคแตนซ์ รีแอกแตนซ์หรือซัพเพสแตนซ์ต้องทำการนอร์มอลไลซ์กับอิมพีแดนซ์คุณลักษณะหรือคุณลักษณะแอดมิตแตนซ์ของสายส่งสัญญาณเสียก่อน เพราะว่า Scale A และ B บนสมิทธาร์ตเป็นค่าสเกลที่ทำการนอร์มอลไลซ์ไว้แล้ว โดย Scale A นอร์มอลไลซ์กับอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ Scale B ทำการนอร์มอลไลซ์กับค่าแอดมิตแตนซ์คุณลักษณะ สำหรับวงกลมนอกสุดที่แสดงค่าความยาวคลื่น (Scale C) ก็ทำการนอร์มอลไลซ์กับความยาวคลื่นเช่นกัน ในการใช้งานจะต้องนำความยาวของสายมาออร์มอลไลซ์กับความยาวคลื่นด้วย ดังนั้นวิธีการสร้างชาร์ตแบบนี้จะทำให้สามารถใช้กับสายนำสัญญาณทุกแบบ และทุกความถี่ใช้งาน โดยมีข้อจำกัดตรงที่ว่าสายนำสัญญาณนั้นจะต้องทราบค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะแล้วเท่านั้น

2.4.2 เส้นผ่านศูนย์กลางของสมิทชาร์ต

เส้นผ่านศูนย์กลางกลางของสมิทชาร์ตจะใช้แทนในส่วนที่เป็นความต้านทานหรือคอนดักแตนซ์ ดังรูปที่ 2.4 โดยเริ่มจากซ้ายสุดจะแสดงค่าความต้านทาน หรือคอนดักแตนซ์เป็นศูนย์ สเตลจะเพิ่มขึ้นจนถึงจุดขวาสุดของเส้นนี้จะแทนค่าความต้านทาน หรือคอนดักแตนซ์เป็นอนันต์ สเตลตามแนวอนเส้นกลางนี้จะไม่ขึ้นกับอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายส่งสัญญาณเพราะได้ทำการนอร์มอลไลซ์ก่อนนำมาลงสเตลแล้ว ซึ่งทำได้โดยนำค่าความต้านทานหารด้วยอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายส่งสัญญาณคือ Z_0 หรือนำค่าคอนดักแตนซ์หารด้วยแอดมิตแตนซ์คุณลักษณะ Y_0 เพื่อนำมาพล็อตลงสเตล



จากจุดศูนย์กลางของเส้นกลาง (เป็นจุดศูนย์กลางของชาร์ตด้วย) นี้มีค่าเท่ากับหนึ่ง หมายความว่าค่า $R = Z_0$ หรือ $G = Y_0$ แสดงว่าถูกต่อปลายไว้ด้วยโหลดที่มีอิมพีแดนซ์เท่ากับอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายส่งเอง ซึ่งจะไม่มีการสะท้อนกลับของพลังงานเลยและควรทำความเข้าใจตรงนี้ว่าค่าแอดมิตแตนซ์คุณลักษณะของสายเท่ากับค่าส่วนกลับของอิมพีแดนซ์คุณลักษณะคือ

$$Z_0 = \frac{1}{Y_0} \quad (2.23)$$

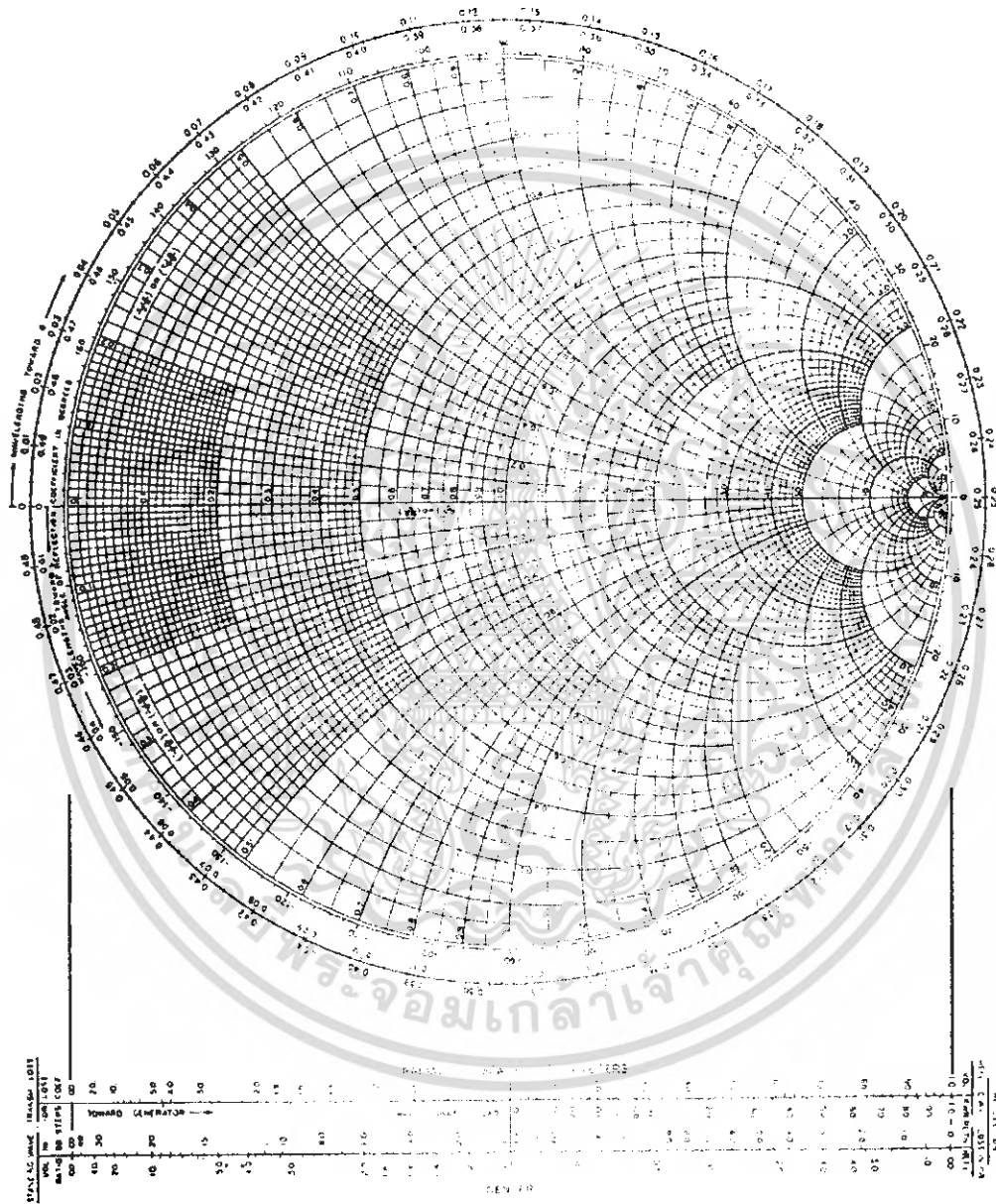
SMITH CHART

TITLE _____

$$z_z = R - jX \quad Z_o = \Omega$$

$$y_y = G - jB \quad Y_o = U$$

DATE _____

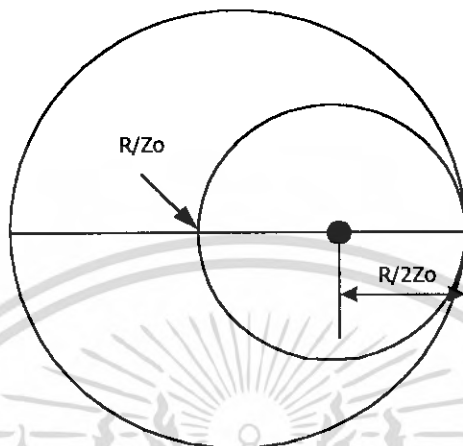


รูปที่ 2.5 แสดงลักษณะของสมิทชาร์ต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4.3 วงกลมแทนความต้านทานและคอนดัคแตนซ์คงที่

วงกลมแทนความต้านทานคงที่ หรือ Constant R ทุกวงจะมีจุดสัมผัสร่วมกันที่จุดขวาศของชาร์ต และทุกวงจะตัดกับเส้นผ่านศูนย์กลางของสมิธชาร์ต แสดงดังรูป ที่ 2.6



รูปที่ 2.6 วงกลม Constant R หรือ Constant G

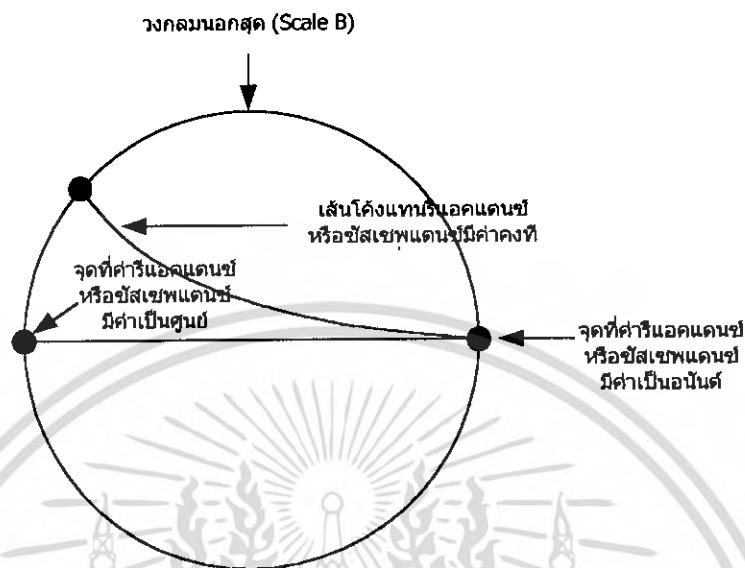
การสร้างวงกลมความต้านทานคงที่ หรือ G บนสมิธชาร์ตนี้ เริ่มโดยนำค่าความต้านทานหรือค่าความนำมาทำการหารด้วยอิมพีแดนซ์คุณลักษณะหรือแอดมิตแตนซ์ (Z_0 หรือ Y_0) ค่าที่ทำการนอร์มอลไลซ์แล้วนี้จะนำไปพล็อตเป็นสเกลของเส้นผ่านศูนย์กลาง หลังจากนั้นจึงทำการวาดวงกลมโดยรัศมีเป็นครึ่งหนึ่งของระยะจากจุดที่พล็อตไปยังขวาศของเส้นสเกลและจุดกึ่งกลางวงกลมจะอยู่ระหว่างจุดทั้งสองนี้ ซึ่งเป็นผลให้วงกลมที่ได้มีจุดสัมผัสที่ขวาศของเส้นสเกลและมีชื่อเรียกว่า วงกลมแทนความต้านทานและความนำคงที่ (ทุกจุดบนวงกลมจะมีค่า R หรือ G เดียวกันตลอด)

2.4.4 เส้นโค้งแทนรีแอกแตนซ์และซัพเซสแตนซ์คงที่

เส้นโค้งแทนรีแอกแตนซ์คงที่บนสมิธชาร์ตแสดงในรูป 2.7 มีจุดเริ่มจากคาร์เรแอกแตนซ์ที่ทำการนอร์มอลไลซ์แล้ว (โดยรีแอกแตนซ์หารด้วยอิมพีแดนซ์คุณลักษณะและซัพเซสแตนซ์หารด้วยแอดมิตแตนซ์คุณลักษณะ) พล็อตบนวงกลมนอกสุดของความต้านทานคงที่ (ได้เป็น Scale B ในรูปที่ 2.7) ลากเส้นโค้งมาจบที่ปลายขวาศของเส้นกลาง สำหรับเส้นแสดงรีแอกแตนซ์หรือซัพเซสแตนซ์เป็นศูนย์กลางนั้นจะกลายเป็นเส้นตรงคือเส้นผ่านศูนย์กลางของสมิธชาร์ตนั่นเอง ส่วนเส้นโค้งแทนรีแอกแตนซ์หรือซัพเซสแตนซ์อนันต์นั้นจะกลายเป็นขวาศบนเส้นผ่านศูนย์กลาง ค่ารีแอกแตนซ์และซัพเซสแตนซ์ที่ทำการนอร์มอลไลซ์แล้วจะนำมาพล็อตเป็นสเกลเทียบกับรูปที่ 2.5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

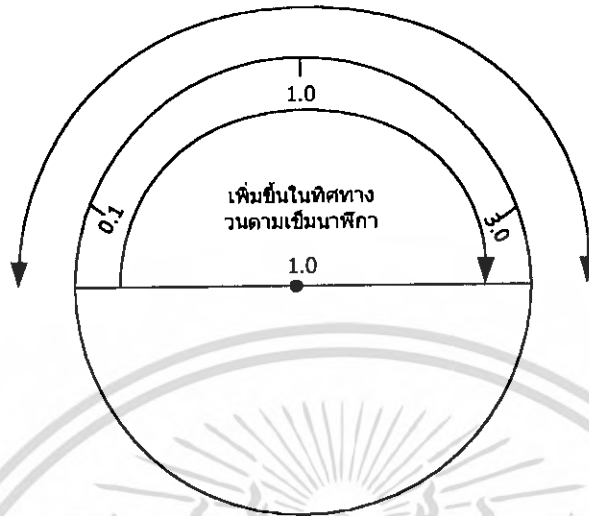
ก็คือ Scale B และวงกลมนอกสุด หรือวงกลมแทนความต้านทานเป็นศูนย์จะเป็นวงกลมที่มีเฉพาะค่ารีแอคแตนซ์เท่านั้น



รูปที่ 2.7 เส้น โค้งแทนรีแอคแตนซ์คงที่

ถ้าพิจารณาจากจุดที่ความต้านทานเป็นศูนย์วนตามเข็มนาฬิกาไปตามเส้นรอบวง ไปจนถึงจุดขวาสุดของเส้นกลาง ซึ่งความต้านทานเป็นค่าอนันต์จะได้ว่ารีแอคแตนซ์มีค่าเป็นบวก และเพิ่มขึ้นจากศูนย์เป็นอนันต์แสดงให้เห็นตามรูปที่ 2.8(ก) และเมื่อวนทวนเข็มนาฬิกาจากจุด ความต้านทานเป็นศูนย์จะพบว่ามีรีแอคแตนซ์มีค่าเป็นลบ และเพิ่มจากศูนย์ถึงอนันต์เช่นกัน แสดงไว้ ในรูปที่ 2.8(ข) สเกลครึ่งวงกลมส่วนบนของสมิทชาร์ตจะแทนค่ารีแอคแตนซ์แบบตัวเหนี่ยวนำ $+jX_L/Z_0$ หรือซัพเซสแดนซ์แบบตัวเก็บประจุ $-jX_C/Z_0$ หรือค่าซัพเซสแดนซ์แบบตัวเหนี่ยวนำ $-j\beta/Y_0$

อินตักทีพรีแอกแตนซ์มีค่าเป็นบวก



รูปที่ 2.8 (ก) สเกลรีแอกแตนซ์เป็นบวก



อินตักทีพรีแอกแตนซ์มีค่าเป็นลบ

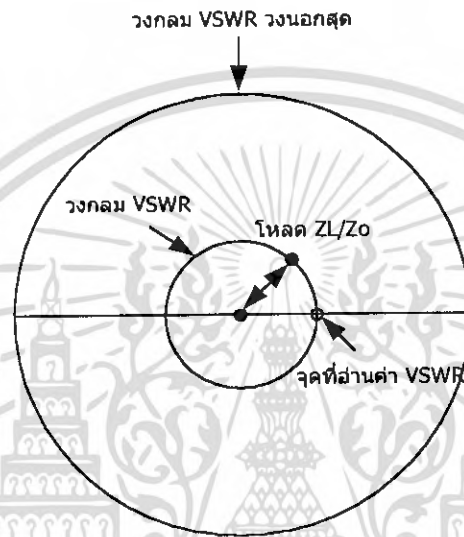
รูปที่ 2.8 (ข) สเกลรีแอกแตนซ์เป็นลบ

รูปที่ 2.8 สเกลรีแอกแตนซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4.7 VSWR เมื่อทราบค่าโพลดที่ต่อปลายสายนำสัญญาณ

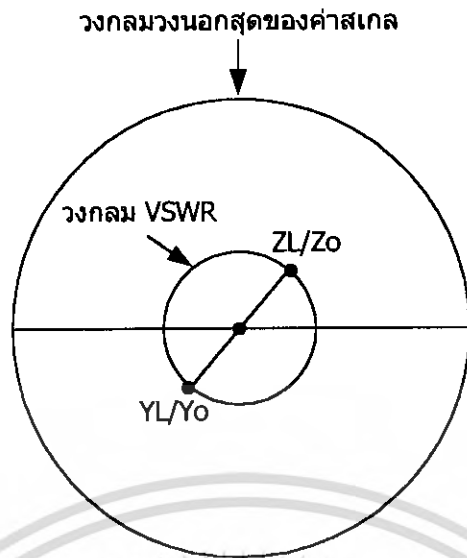
การหาค่า VSWR เมื่อทราบค่าโพลดนี้เริ่มจากนอร์มอลไลซ์ Z_L นำค่าที่ได้ไปพล็อตบนสมิธชาร์ตแล้วทำการวงกลม โดยใช้จุดศูนย์กลางเป็นจุดบนเส้นผ่านศูนย์กลางที่มีค่าเท่ากับ 1.0 ซึ่งเรียกว่าจุดศูนย์กลางหลัก (Prime Center) และใช้ระยะระหว่างจุด 1.0 กับจุดตำแหน่งของนอร์มอลไลซ์โพลด Z_L / Z_0 เป็นรัศมีจุดตัดระหว่างขวามือของวงกลมกับแนวนอนซึ่งบอกสเกลค่าความต้านทานที่จะเป็นค่าของ VSWR แสดงให้เห็นในรูปที่ 2.10



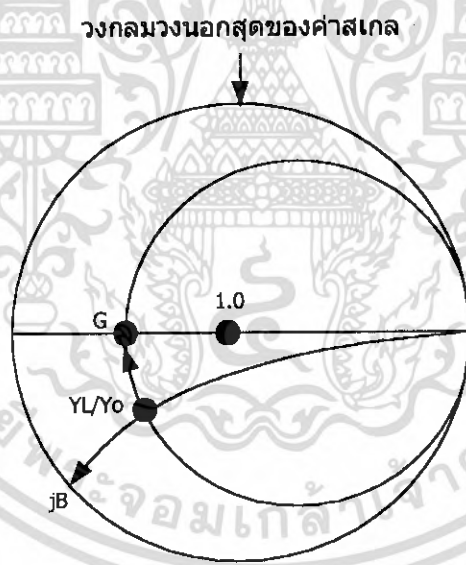
รูปที่ 2.10 ตำแหน่งของ VSWR ที่อ่านจากสมิธชาร์ต

2.4.8 การหาค่าแอดมิตแตนซ์ Y_L เมื่อทราบค่าอิมพีแดนซ์ Z_L

การหาค่าแอดมิตแตนซ์ Y_L เมื่อทราบค่าอิมพีแดนซ์ Z_L เริ่มโดยการพล็อตนอร์มอลไลซ์ Z_L บนสมิธชาร์ตและวงกลม VSWR ตามวิธีที่อธิบายไว้ในหัวข้อก่อนนี้ หลังจากนั้นจึงทำการลากเส้นตรงจากจุดโคออร์ดิเนต Z_L / Z_0 ผ่านจุด Prime Center หรือจุด 1.0 เลขไปตัดกับวงกลม VSWR ด้านตรงข้าม ดูตามรูปที่ 2.10 จุดตัดระหว่างเส้นตรงดังกล่าวกับวงกลม VSWR จะเป็นจุดโคออร์ดิเนตแสดงตำแหน่งของ Y_L / Y_0 ค่าแอดมิตแตนซ์ที่อ่านได้มาจากจุดตัดกันของวงกลม Constant R และเส้นโค้ง Constant X ซึ่งอ่านค่าโคออร์ดิเนตจาก Scale A และ Scale B ตามลำดับ จะได้ค่าคอนดักแตนซ์และค่าซัพเซสแตนซ์ดังรูปที่ 2.12



รูปที่ 2.11 ค่าคอนคัคแทนซ์

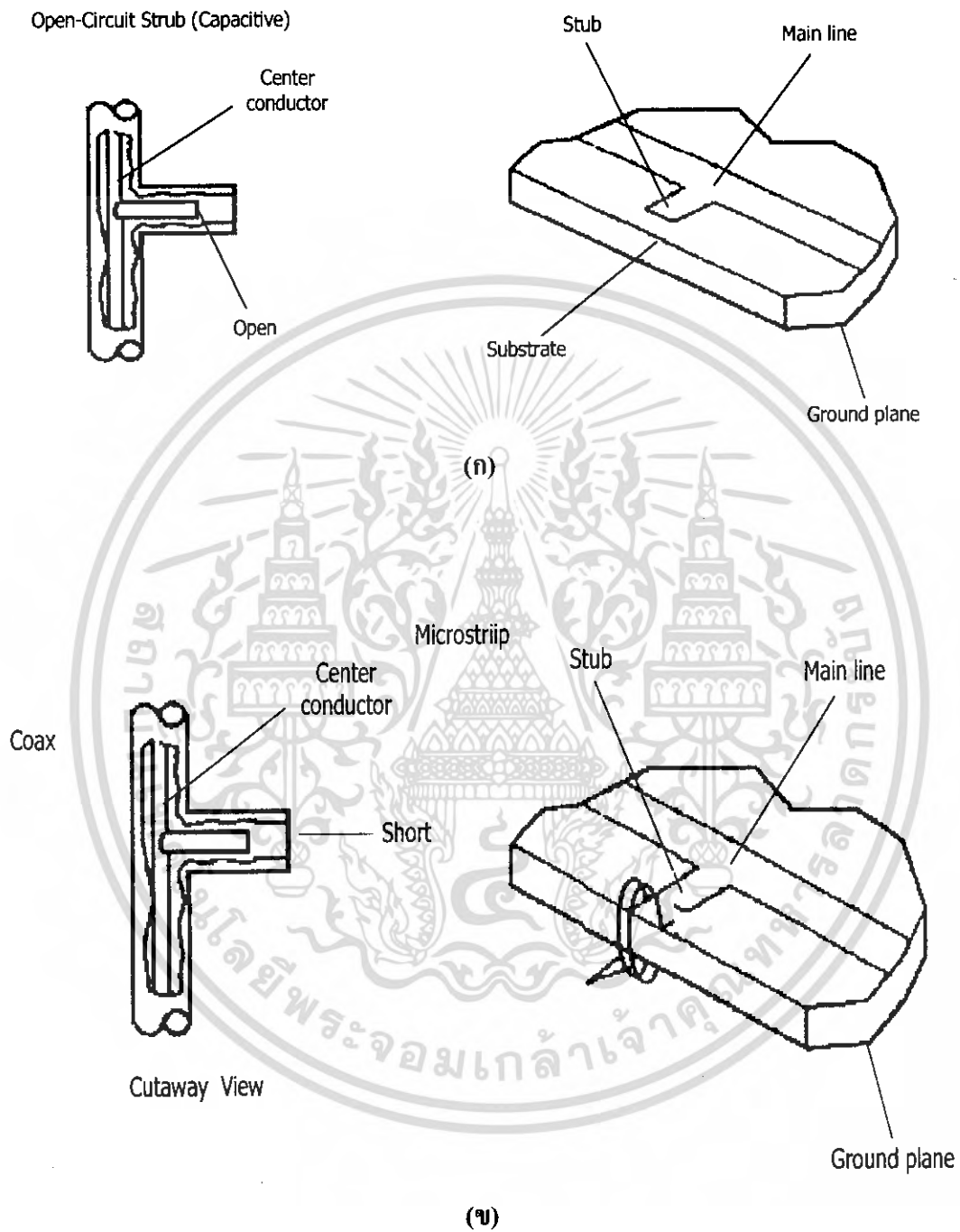


รูปที่ 2.12 ค่าซ์เพชเพแทนซ์

2.5 การแมตช์สายท่อนสั้น (Matching Stub)

สำหรับย่านความถี่ไมโครเวฟ การที่จะทำค่า L และ C เป็นสิ่งที่ทำได้ยาก ดังนั้นการแมตช์สายท่อนสั้นสามารถที่จะแก้ไขปัญหาดังกล่าวได้

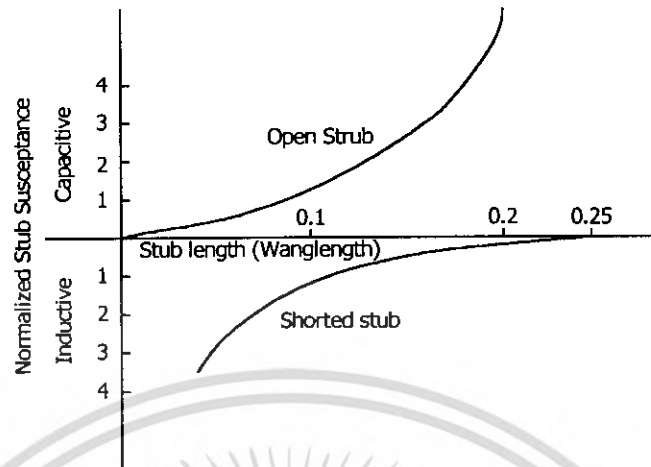
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.13 การแมตซ์สายท่อนสั้น

ส่วนรูปที่ 2.14 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความยาวของสายท่อนสั้นและค่าอินดักแตนซ์, ค่าคาปาซิแตนซ์ที่นอร์มอลไลซ์แล้ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



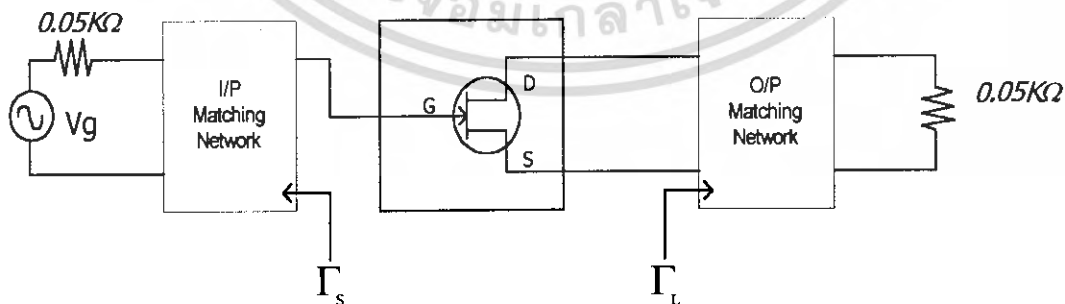
รูปที่ 2.14 ค่าแอดมิตแดนซ์ของสายท่อนสั้น

2.6 การแมตซ์สายท่อนสั้นแบบเปิดและแบบปิด (Open and short stub Matching)

วงจรสายท่อนสั้นแบบเปิดและแบบปิดนิยมใช้ในวงจรไมโครเวฟ มีลักษณะดังรูปที่ 2.13 โดยจะมีตัวอย่างประกอบเช่นให้ออกแบบวงจรแบบเปิดและแบบปิดของสายท่อนสั้น มีรายละเอียดดังนี้ เป็นเฟตชนิดเฮเทอ GaAs FET มี Γ_S และ Γ_L ทำงานที่ความถี่ 10 GHz ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ 50 โอห์ม

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

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

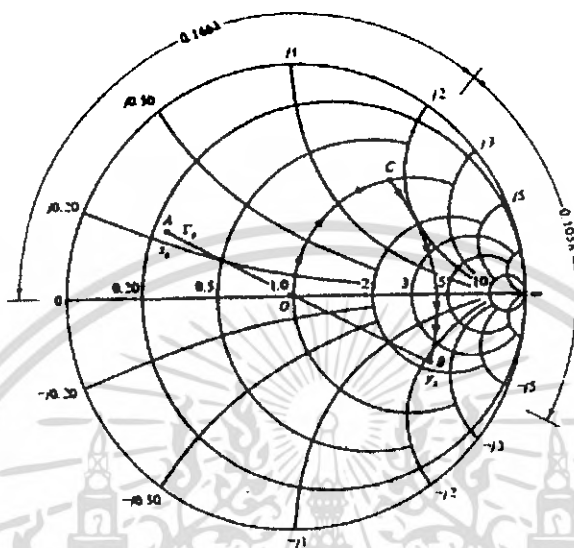


รูปที่ 2.15 การแมตซ์วงจรที่ด้านอินพุตและด้านเอาต์พุต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วิธีทำ

- นำค่า Γ_s พล็อตบนสมิทชาร์ตได้จุด A แสดงดังรูปที่ 2.16 แล้วอ่านค่าอิมพีแดนซ์และค่าแอดมิตแดนซ์ทางแหล่งกำเนิด (ค่าที่อ่านได้จากสมิทชาร์ตดูบนออร์มอลไลซ์แล้ว) จะได้



รูปที่ 2.16 สมิทชาร์ตแสดงการแมตซ์ทางขอร์ส

$$Z_L = 0.22 + j0.215$$

$$Y_s = 2.38 + j2.020$$

- วัดส่วนโค้ง OB อ่านค่าที่จุด C จะได้

$$y_c = 1 + j1.70$$

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

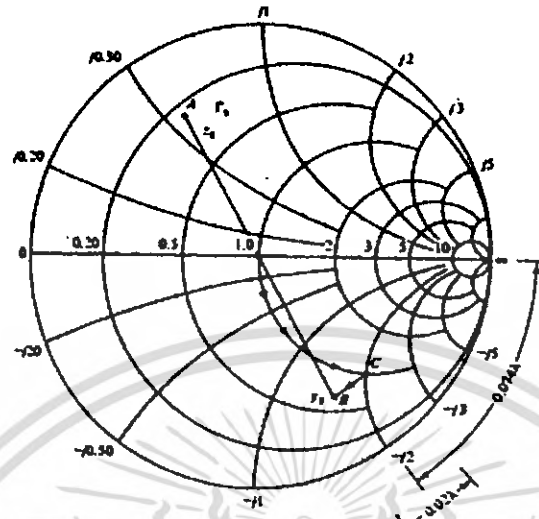
$$l = 0.166\lambda ; +j1.70 \text{ ที่จุด C}$$

- จากจุด C ถึงจุด B จะได้ความยาว

$$l = 0.105\lambda ; \text{ เป็นค่าที่ได้จากจุด C ถึง จุด B}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5. นำค่า Γ_L ที่วัดลงบนสมิธชาร์ตได้จุด A แสดงดังรูปที่ 2.17 อ่านอิมพีแดนซ์และแอดมิตแตนซ์จะได้



รูปที่ 2.17 สมิธชาร์ตแสดงการแมตซ์ทางโหลด

$$Z_L = 0.22 + j0.56$$

$$Y_L = 0.65 - j1.55$$

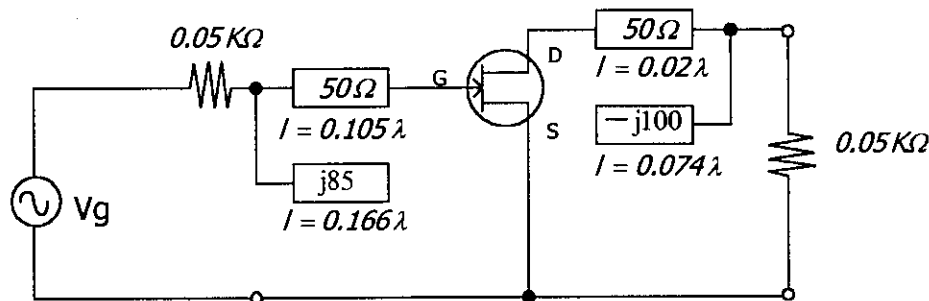
6. จากจุด O (จุดกำเนิด) ถึงจุด C ได้ความยาว

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

7. จากจุด C ถึงจุด B ได้ความยาว

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

8. จะได้ว่าจรมแมตซ์แล้ว แสดงดังรูปที่ 2.18



รูปที่ 2.18 วงจรที่ทำการเมตซ์แล้ว

2.7 ฟิสิกส์ของเฟลททรานซิสเตอร์

สิ่งประดิษฐ์สารกึ่งตัวนำมีมากมายหลายชนิดบางชนิดก็รู้จักกันแพร่หลาย แต่บางชนิดก็ยังมีผู้รู้จักใช้งานกันน้อย ฟิสิกส์ของเฟลททรานซิสเตอร์เป็นสิ่งประดิษฐ์สารกึ่งตัวนำที่แพร่หลายนอกจากไดโอด ทรานซิสเตอร์ ฯลฯ เราเรียกสิ่งประดิษฐ์สารกึ่งตัวนำชนิดนี้เพียงสั้นๆว่า เฟท(FET) ฟิสิกส์ของเฟลททรานซิสเตอร์ เป็นสิ่งประดิษฐ์สารกึ่งตัวนำ ยูนิโพลาร์ (Unipolar) แตกต่างจากทรานซิสเตอร์ซึ่งเป็นแบบไบโพลาร์ (Bipolar)

ความหมายของคำว่ายูนิโพลาร์หรือไบโพลาร์มาจากคำภาษาอังกฤษ โพลาร์ แปลว่าขั้ว ส่วน ยูนิ แปลว่า หนึ่ง ส่วนไบ แปลว่า สอง ถ้ารวมความหมายแล้วอาจทำให้เราสับสนได้ ในที่นี้จึงอยากจะทำให้ทำความเข้าใจกับคำสองคำนี้ให้แจ่มชัดเสียก่อน

ทั้งคำว่ายูนิโพลาร์และไบโพลาร์เป็นคำที่ใช้อธิบายปรากฏการณ์ที่เกิดขึ้นกับประจุพาหะในเนื้อสารกึ่งตัวนำของสิ่งประดิษฐ์นั้น ๆ ในทรานซิสเตอร์ทั่วไปประกอบด้วยส่วนสำคัญสามส่วนคือ อิมิตเตอร์ เบส และคอลเลคเตอร์ การทำงานของทรานซิสเตอร์เกิดขึ้นได้จากผลของการเคลื่อนที่ หรือการกระทำของอิเล็กตรอนอิสระและโฮลซึ่งก็เรียกได้ว่า ทรานซิสเตอร์ทำงานได้โดยอาศัยประจุทั้งสองชนิดหรือทั้งสองขั้วคือบวกและลบ เราจึงเรียกทรานซิสเตอร์ว่าเป็นสิ่งประดิษฐ์ไฟฟ้าสองขั้วหรือ ไบโพลาร์ ส่วนฟิสิกส์ของเฟลททรานซิสเตอร์จะมีกระแสไหลเนื่องจากประจุเพียงชนิดเดียวเท่านั้นคืออิเล็กตรอนหรือโฮล ฟิสิกส์ของเฟลททรานซิสเตอร์จึงได้รับการขนานนามว่าเป็นสิ่งประดิษฐ์ขั้วไฟฟ้าเดียวหรือยูนิโพลาร์นั่นเอง

ฟิสิกส์ของเฟลททรานซิสเตอร์มีการทำงานที่ไม่เหมือนกับทรานซิสเตอร์ธรรมดา กล่าวคือ ทรานซิสเตอร์ธรรมดามีการทำงานที่เรียกว่าเป็นแหล่งกำเนิดกระแสหรือควบคุมการไหลของกระแสคอลเลคเตอร์ด้วยกระแสเบส พูดย่างๆ ก็คือกระแสที่ไหลเข้าทางคอลเลคเตอร์จะขึ้นอยู่กับกระแสที่เบส ส่วนฟิสิกส์ของเฟลททรานซิสเตอร์มีลักษณะที่แรงดันมีการทำงานในลักษณะที่แรงดันเป็นตัวควบคุมกระแสเหมือนกับหลอดสุญญากาศ กระแสจะถูกควบคุมด้วยสนามไฟฟ้าที่เกิดจาก

แรงดัน สิ่งนี้เองเป็นเหตุผลที่ทำให้สิ่งประดิษฐ์สารกึ่งตัวนำชนิดนี้มีชื่อเรียกว่าฟิลด์เอฟเฟคทรานซิสเตอร์หรือเฟทนั่นเอง เพราะฟิลด์แปลว่าสนามไฟฟ้า

2.7.1 ชนิดของฟิลด์เอฟเฟคทรานซิสเตอร์

ฟิลด์เอฟเฟคทรานซิสเตอร์มีอยู่ 2 ชนิดคือ

- 1) ฟิลด์เอฟเฟคทรานซิสเตอร์ชนิดมีหัวต่อ P-N (Junction field effect transistor) หรือ JFET แต่โดยทั่วไปเรียกว่าเฟท
- 2) ฟิลด์เอฟเฟคทรานซิสเตอร์ที่ประกอบด้วยสารกึ่งตัวนำที่เคลือบผิวบางส่วนด้วยโลหะออกไซด์ (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor) หรือ MOSFET ในบางครั้งเรียกฟิลด์เอฟเฟคทรานซิสเตอร์แบบนี้ว่าฟิลด์เอฟเฟคทรานซิสเตอร์ที่เกทมีฉนวนกัน

2.7.2 ลักษณะการจัดวางตัวฟิลด์เอฟเฟคทรานซิสเตอร์

ฟิลด์เอฟเฟคทรานซิสเตอร์ประกอบด้วย 3 ขา มีชื่อว่า เกท เคนน และซอร์ส ซึ่งเมื่อเปรียบเทียบกับทรานซิสเตอร์และหลอดสูญญากาศแล้ว ได้ดังรูป



รูปที่ 2.19 เปรียบเทียบการจัดขาระหว่างหลอดสูญญากาศ ทรานซิสเตอร์ และเฟท

2.7.3 ฟิลด์เอฟเฟคทรานซิสเตอร์มีข้อได้เปรียบมากกว่าทรานซิสเตอร์ คือ

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

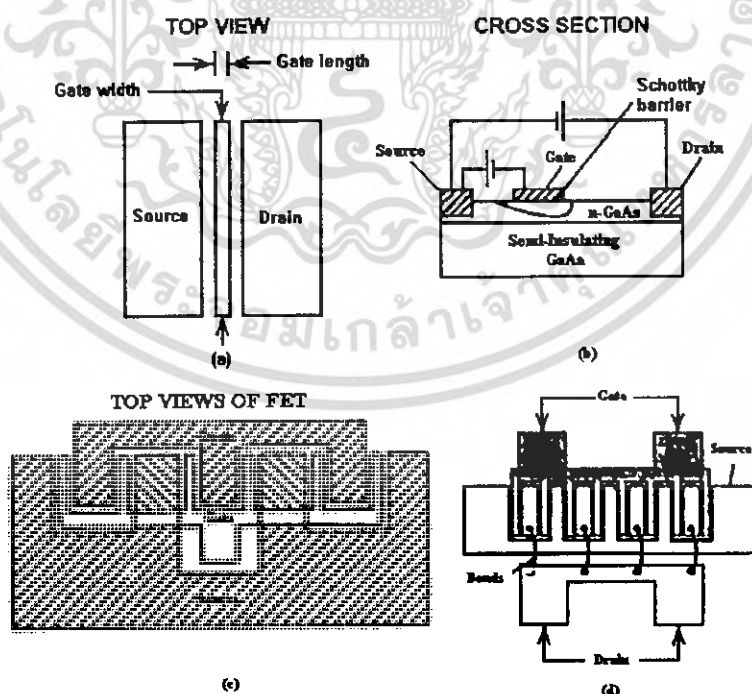
การทำงานของเฟตอยู่ที่การเปลี่ยนแปลงความกว้างของเกต (G) เพื่อควบคุมกระแสไหลจากเดรนสู่ซอร์ส การทำงานของเฟตคือ การเพิ่มลดความกว้างของ Channel เพื่อสามารถควบคุม I_D ซึ่งวิธีการเพิ่มความกว้างของเกตทำได้ด้วยการเพิ่ม Reverse Bias เข้าไปที่ V_{GS} เมื่อชั้น P ได้รับโพลและ N เป็นบวกจะได้รับไบแอสกลับ ชั้น Depletion จะขยายกว้างขึ้นเท่ากับเกตแผ่กว้างขึ้น Channel จึงแคบลง I_D จึงไหลน้อย การควบคุมความกว้างของ Channel ทำได้สองวิธี

1. โดยการปรับเปลี่ยนค่า V_{GS} เมื่อ V_{GS} เพิ่มขึ้นความกว้างของ Channel ก็จะแคบลงมาสามารถสรุปได้คือ V_{GS} เพิ่มขึ้น I_D ก็จะลดลง

2. โดยการเปลี่ยน V_{GS} ขณะที่คงที่ V_{GS}

วัสดุสารกึ่งตัวนำของเฟตที่ใช้งานในย่านความถี่ไมโครเวฟ จะใช้สารกึ่งตัวนำจำพวกแกลเลียมอาร์เซไนด์ (GaAs) ส่วนสารกึ่งตัวนำแบบซิลิกอนจะไม่นิยมใช้ เพราะว่าถ้าทำจากสารแกลเลียมอาร์เซไนด์การเคลื่อนที่ของอิเล็กตรอนจะเร็วกว่าทำจากซิลิกอน ดังนั้นจึงสามารถใช้งานที่ความถี่สูงที่สูงกว่า ในลักษณะเดียวกันถ้านำสารแกลเลียมอาร์เซไนด์มาผลิตเป็นทรานซิสเตอร์แทนซิลิกอนจะมีราคาที่สูงมาก สร้างยาก ซึ่งเฟตที่ทำจากสารแกลเลียมอาร์เซไนด์เรียกว่า GaAsFETs เพราะทำมาจากสารแกลเลียมอาร์เซไนด์และสารที่เป็นโลหะเป็นจุดเชื่อมต่อที่ขากเกต

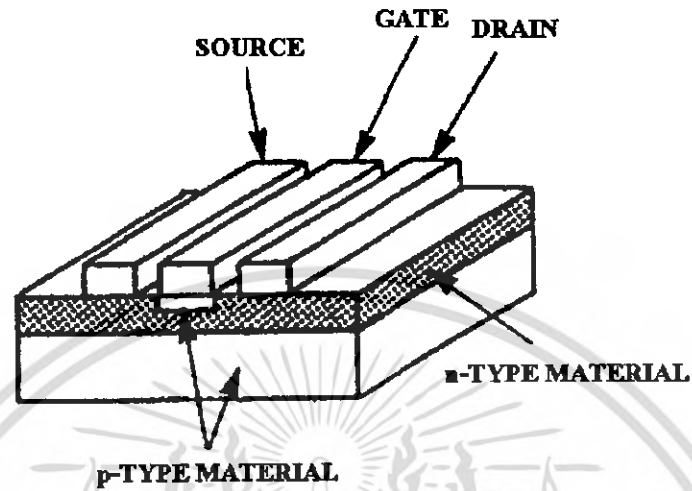
โดยทั่วไปขากเกตของเฟตยาว 0.5 ไมครอน ในรูปที่ 2.20 รูปที่ 2.20(ก) ขากเกตของเฟตกว้าง 20-50 ไมครอน ส่วนในรูปที่ 2.20 (ข),(ค) แสดงลักษณะของเฟตเหมือนกันแต่จะมีกำลังขยายที่สูงกว่า (มองจากด้านบน) ซึ่งก็จะต้องเพิ่มขนาดและจำนวนในส่วนของขาเดรน เกต ซอร์ส ตามไปด้วย



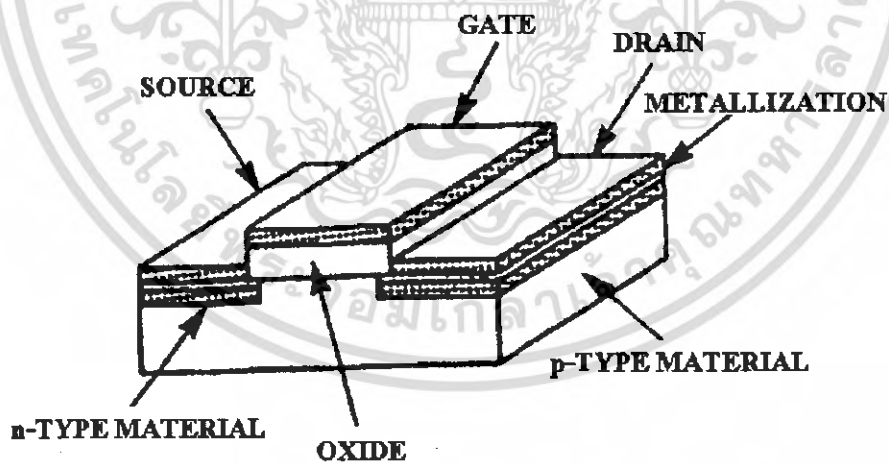
รูปที่ 2.20 ลักษณะไมโครเวฟเฟต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.7.4 โครงสร้างของไมโครเวฟเฟตแบบต่างๆ

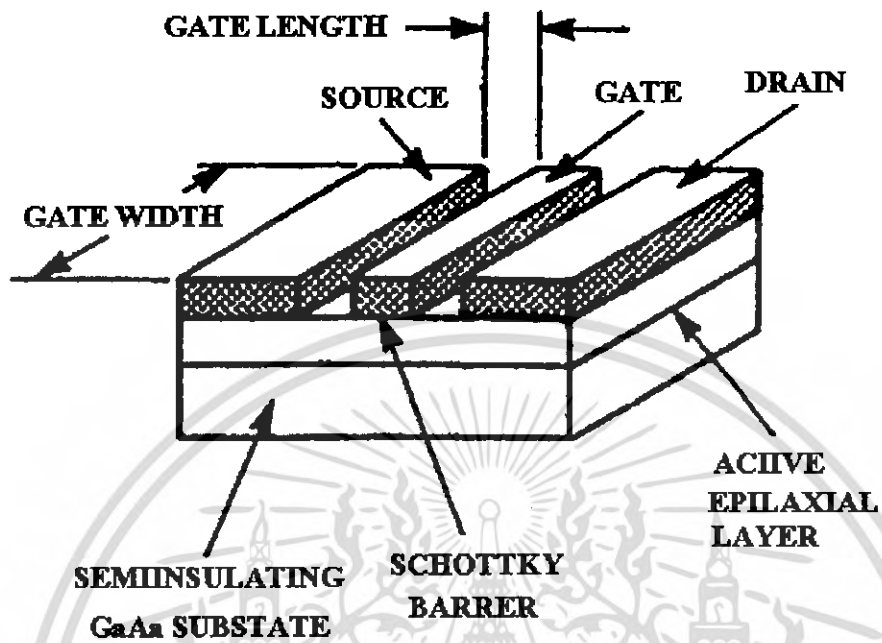


รูปที่ 2.21 โครงสร้างของ JFET

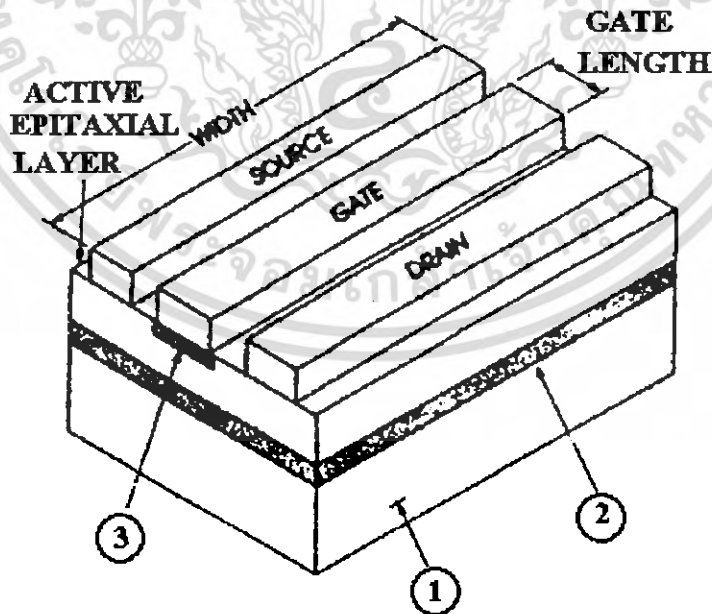


รูปที่ 2.22 โครงสร้างของ MOSFET

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

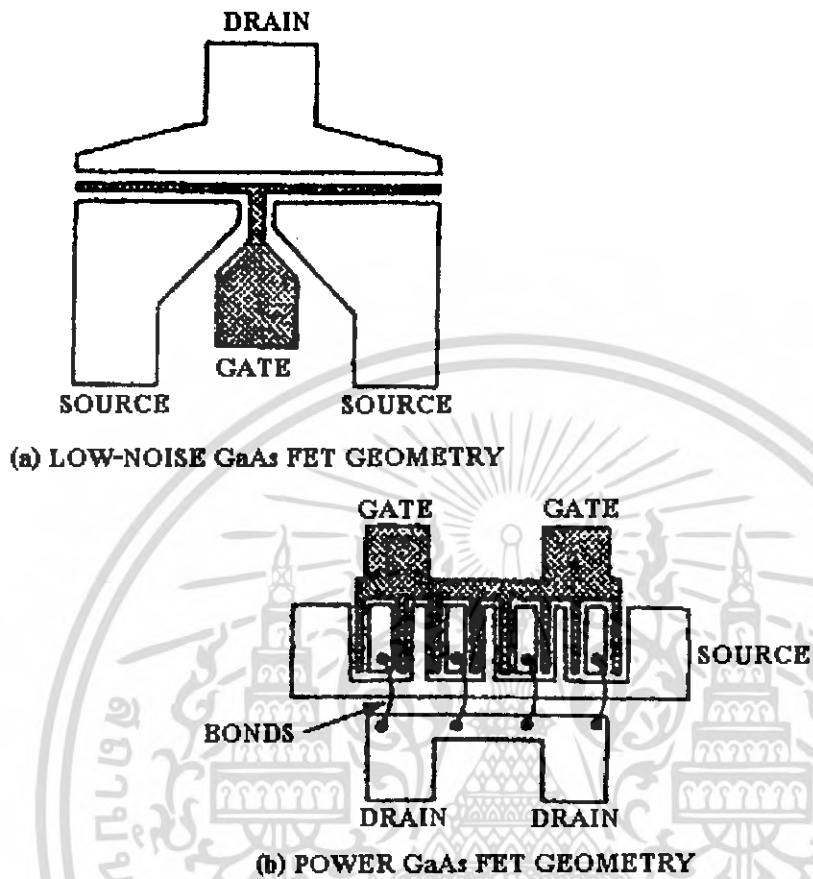


รูปที่ 2.23 โครงสร้างของ MESFET



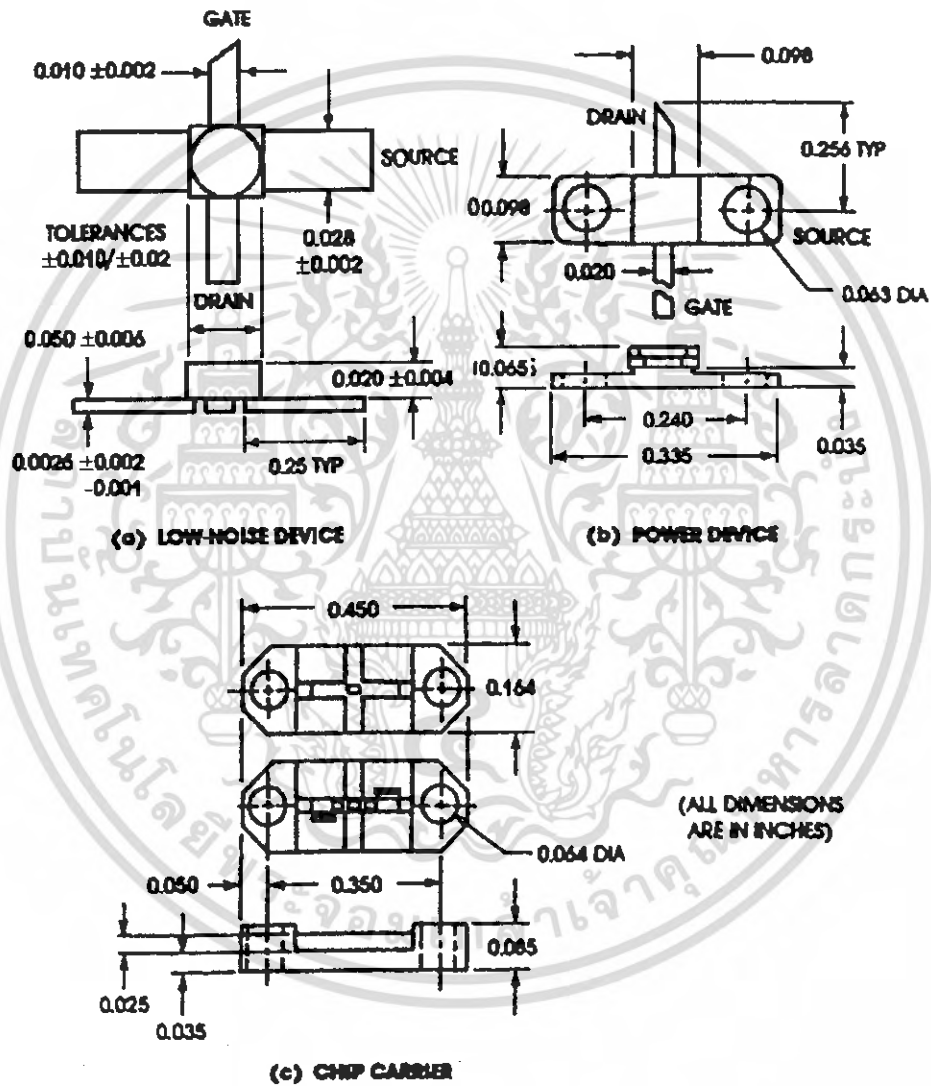
รูปที่ 2.24 โครงสร้างของ GaAsFET

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.25 ลักษณะโครงสร้างภายในของ GaAs

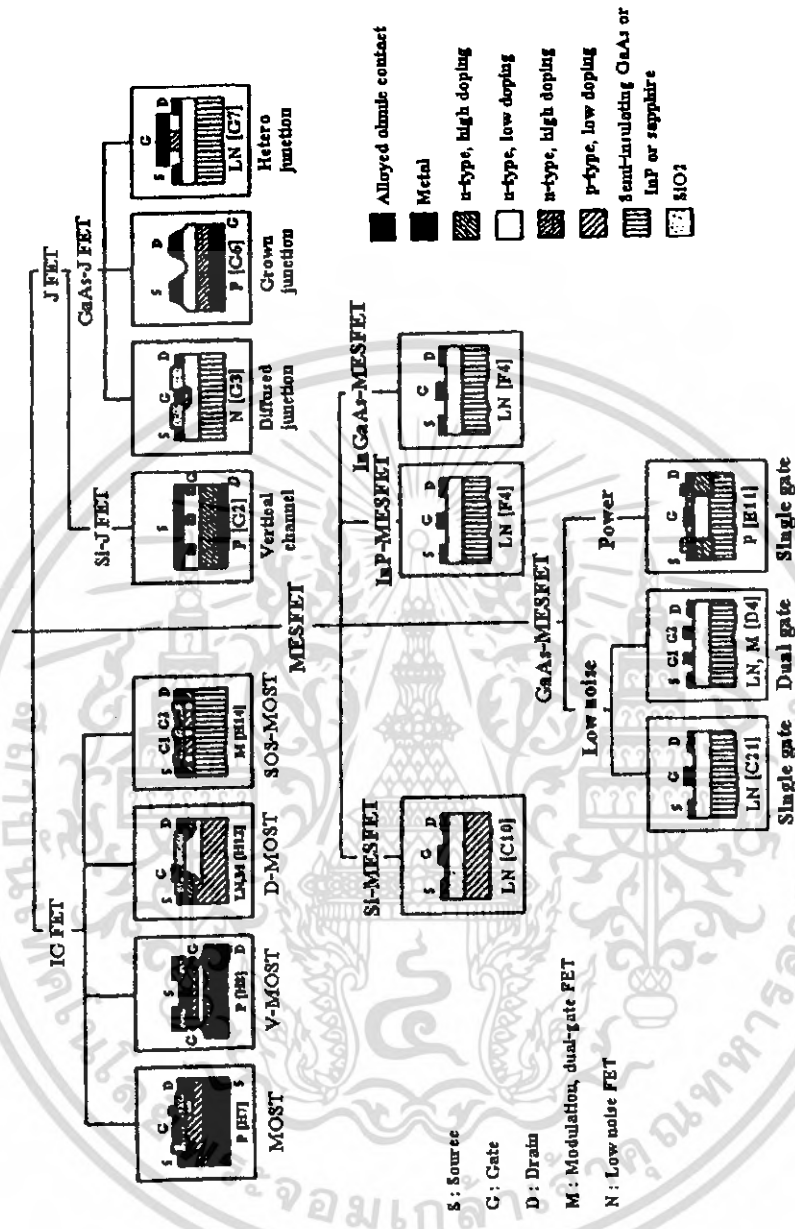
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.26 ลักษณะรูปร่างของ GaAsFET

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.7.5 ตระกูลของเฟตที่ใช้ในย่านความถี่ไมโครเวฟ



รูปที่ 2.27 ตระกูลของเฟตที่ใช้ในย่านไมโครเวฟ

ในรูปที่ 2.25 แสดงลักษณะภายในของ GaAs โดยรูปที่ 2.25 (ก) เป็นแบบสัญญาณรบกวนต่ำ รูปที่ 2.25 (ข) เป็นแบบที่มีกำลังขยายสูง ซึ่งแบบสัญญาณรบกวนต่ำจะมีขาเกตที่เล็กมาก จึงทำให้การรบกวนภายในของมันเองอยู่ในระดับต่ำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.8 Radial Stub

Radial Stub นิยมใช้งานเป็นวงจรกรองความถี่ต่ำ, ไบแอสฟิลเตอร์, มิกเซอร์ เป็นต้น ส่วนลักษณะรูปร่างของ Radial Stub แสดงดังรูปที่ 2.28 เป็น Radial Stub แบบอนุกรม และ Radial Stub แบบขนาน เราสามารถคำนวณค่า r_{ie}, r_{oe} ดังสมการ

$$r_{ie} = \frac{W}{2 \sin(\alpha/2)} \tag{3.55}$$

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

หรือ

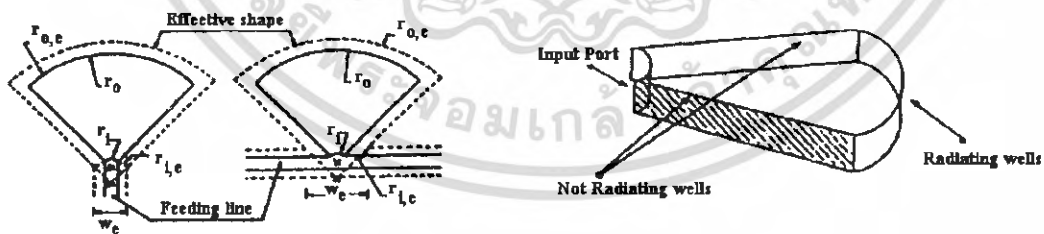
$$+ \frac{W_e - W}{2} \left\{ \frac{1}{\sin(\alpha/2)} \right\} \quad \text{กรณี } \alpha < \pi$$

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

โดยที่

h = ความหนาของวัสดุฐานรองไดอิเล็กตริก

W และ W_e = ความกว้างที่เป็นค่าที่ใช้จริงและค่า Feeding line

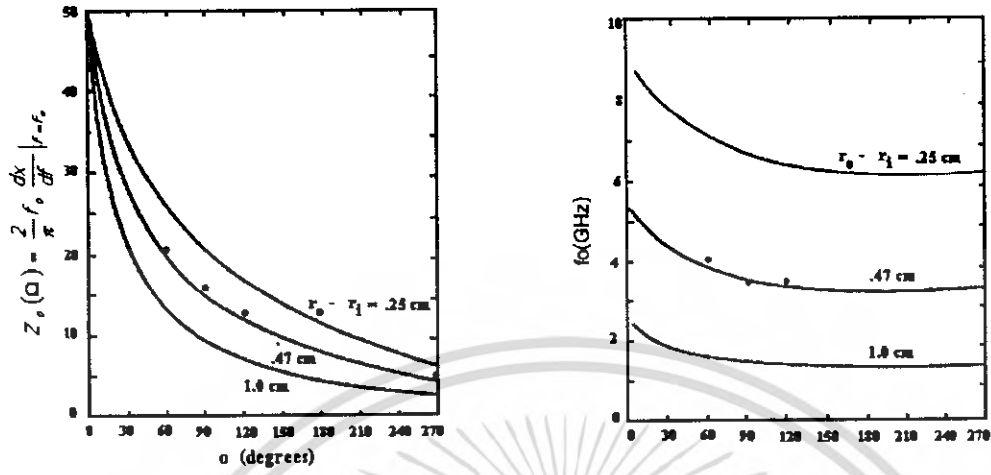


รูปที่ 2.28 Radial Stub แบบอนุกรม และ Radial Stub แบบขนาน

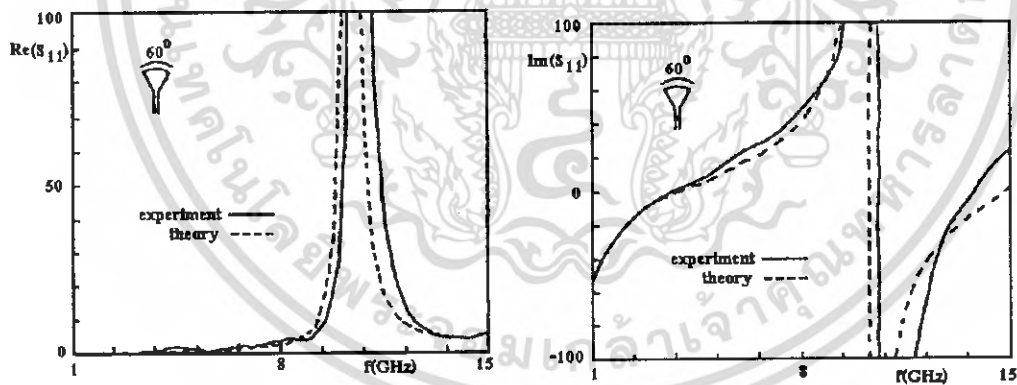
รูปที่ 2.29 แสดงพฤติกรรมที่มีผลกับความถี่ของค่ารีแอกแตนซ์ของ Radial Stub ที่มีค่า

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.29 แสดงพฤติกรรมที่มีผลกับความถี่ของคาร์แอกเตนซ์ของ Radial Stub



รูปที่ 2.30 แสดงค่าของอิมพีแดนซ์อินพุทของ Radial Stub ($r_0 = 0.5$ cm., $\alpha = 60^\circ$)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

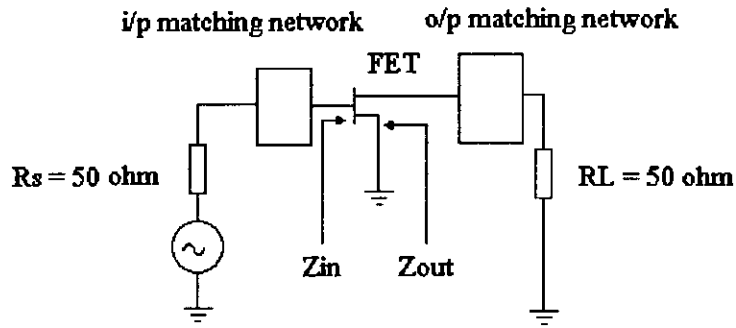
บทที่ 3

การออกแบบวงจร

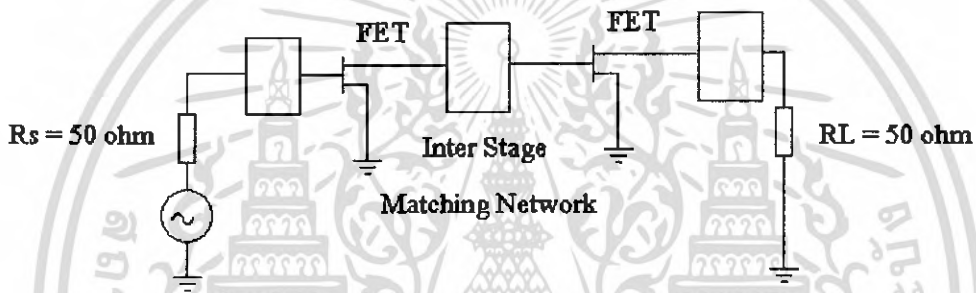
3.1 วงจรขยาย (Amplifier)

วงจขยายและวงจขยายย่านความถี่ไมโครเวฟ สามารถที่จะทำการแบ่งการวิเคราะห์ ได้ เป็น 2 ประเภท คือ วิเคราะห์วงจรโดยพิจารณาจากตัวอุปกรณ์ว่าเป็น Bipolar Transistors หรือเฟท และการวิเคราะห์วงจรโดยพิจารณาจากย่านการขยายว่าเป็นย่านแคบ (Narrow Band) หรือย่านกว้าง (Wide Band) ซึ่งในที่นี้จะพิจารณาวงจรขยายในย่านความถี่ไมโครเวฟ ตั้งแต่ความถี่ 1 – 30 GHz การออกแบบวงจขยายนี้ขึ้นอยู่กับวัตถุประสงค์หลักของการนำวงจขยายนั้นไปใช้งาน เพราะวงจขยายที่ออกแบบมาจะมีคุณสมบัติในแต่ละวงจรไม่เหมือนกัน เช่น ถ้าต้องการวงจขยายที่มีสัญญาณรบกวนต่ำ กำลังการขยายวงจรับนี้จะต่ำด้วย และถ้าต้องการวงจรับที่มีกำลังการขยายสูงๆ ก็จะมีสัญญาณรบกวนสูงตามไปด้วย เป็นต้น ดังนั้นในการออกแบบจึงต้องขึ้นอยู่กับวัตถุประสงค์การใช้งานอย่างเห็นได้ชัด ซึ่งการทำโครงการนี้จะเริ่มจากการพิจารณาที่วงจขยายที่มีสัญญาณอินพุตเล็กๆ (Small Signal) และจะพิจารณาที่ย่านการขยายที่แคบๆ (Narrow Band) ก่อน หลังจากนั้นจึงจะพิจารณาการขยายด้านกว้าง (Wide Band) ในลำดับต่อไป

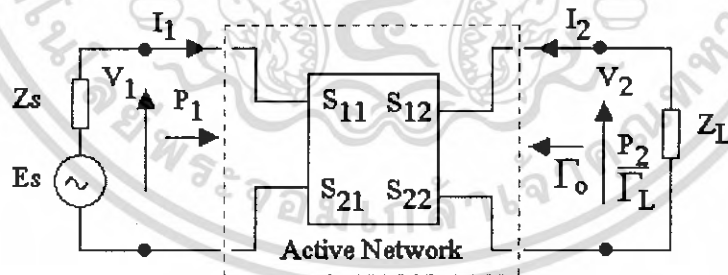
ในการออกแบบวงจขยายสัญญาณย่านความถี่ไมโครเวฟ โดยทั่วไปจะกำหนดให้อิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่ายและโหลดมีค่าความต้านทาน 50 โอห์ม (Ω) และอุปกรณ์จำพวกแอกทีฟจะนำมาใช้ในการขยาย และในวงจขยายนี้จะพิจารณาให้ความต้านทานของพอร์ตเป็น 50 โอห์ม ซึ่งหมายความว่ามันจะแทนค่าความแตกต่างของสัมประสิทธิ์การสะท้อนของทั้งสองพอร์ต คือ พอร์ตด้านสัมประสิทธิ์การสะท้อนของแหล่งจ่าย และสัมประสิทธิ์การสะท้อนของโหลดของวงจรมีค่าเป็น 50 โอห์ม ซึ่งในบางครั้งอิมพีแดนซ์ของทั้งสองพอร์ตจะมีค่าไม่เท่ากัน ก่อให้เกิดปัญหาความไม่แมตช์กันของอิมพีแดนซ์ จึงจำเป็นอย่างยิ่งที่จะทำให้อิมพีแดนซ์ต่างวงจรมีค่าเท่ากัน เพื่อให้เกิดการส่งถ่ายกำลังงาน ไปให้ได้มากที่สุด ซึ่งจะแสดงได้ดังรูป 3.1 ดังนี้



รูปที่ 3.1 วงจรที่มีการแมตซ์อิมพีแดนซ์ของวงจรขยาย Single - Stage



รูปที่ 3.2 วงจรขยายย่านแคบ (Narrow Band) แบบ Two-Stage



รูปที่ 3.3 วงจรทั่วไปที่ใช้ในการวิเคราะห์วงจรในรูป 3.1

3.2 เสถียรภาพของวงจรขยาย (Amplifier Stability)

เสถียรภาพของวงจรขยายเป็นส่วนที่สำคัญมากในการออกแบบวงจรขยายไมโครเวฟ ในการออกแบบนั้นจะใช้วิธีของพารามิเตอร์การกระจาย การวิเคราะห์จากแหล่งกำเนิด และโหลดอิมพีแดนซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3 ชนิดของเสถียรภาพของวงจรถยาย

ชนิดของวงจรถยาย มี 2 ชนิด คือ

3.3.1 เสถียรภาพแบบมีเงื่อนไข

โดยมีส่วนจริงของอินพุทอิมพีแดนซ์ (Z_{in}) และเอาต์พุทอิมพีแดนซ์ (Z_{out}) มีค่ามากกว่าศูนย์สำหรับค่าจริงบางค่าที่เป็นบวกทางแหล่งกำเนิดและโหลดอิมพีแดนซ์ ที่มีความถี่ใดความถี่หนึ่ง

3.3.2 เสถียรภาพแบบไม่มีเงื่อนไข

โดยมีส่วนจริงของอินพุทอิมพีแดนซ์และเอาต์พุทอิมพีแดนซ์ที่มีค่ามากกว่าศูนย์สำหรับค่าจริงทั้งหมดที่เป็นบวกทางแหล่งกำเนิดและโหลดอิมพีแดนซ์ ที่มีความถี่ใดความถี่หนึ่ง โดยที่ค่าจริงที่มีค่าเป็นบวกทางแหล่งกำเนิดและโหลดอิมพีแดนซ์ หมายความว่า

$$\Gamma_s \leq 1 \text{ และ } \Gamma_l \leq 1$$

3.4 วงกลมเสถียรภาพ

อัตราขยายสูงสุด (G_{max}) สามารถหาได้โดยตรง โดยให้ Γ_s ของแหล่งกำเนิดเท่ากับการสังยุคของสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับทางอินพุท (Γ_{in}) และสัมประสิทธิ์การสะท้อนของโหลด (Γ_l) เท่ากับการสังยุคของสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับทางเอาต์พุท (Γ_{out}) จะได้

$$\Gamma_s = \Gamma_{in}^* \text{ และ } \Gamma_l = \Gamma_{out}^*$$

สำหรับวงจรถยายไมโครเวฟที่เสถียรภาพแบบไม่มีเงื่อนไขนั้น ขนาดของ S_{11} , S_{22} , Γ_{in} และ Γ_{out} จะต้องมีค่าน้อยกว่า 1 และธรรมชาติวิสัยของตัวทรานซิสเตอร์ (Transistor Inherent) โดยที่ตัวประกอบเสถียรภาพ K ต้องมากกว่า 1 และมีค่าเป็นบวกโดยที่ค่า K หาได้จากสมการที่ (3.1)

$$K = \frac{1 + |\Delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2|S_{12}S_{21}|} > 1 \quad (3.1)$$

เมื่อ

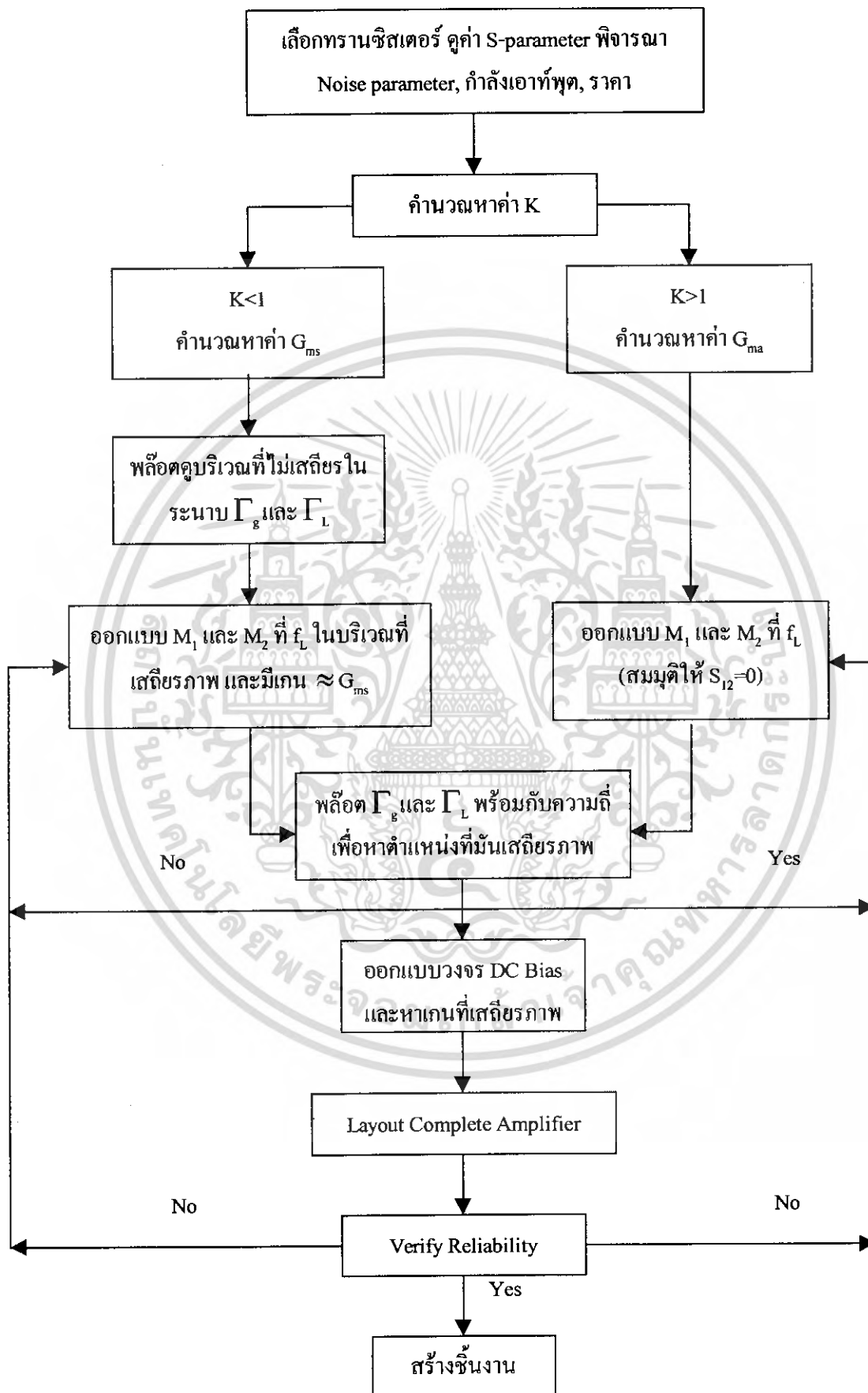
$$|\Delta| = |S_{12}S_{22} - S_{11}S_{21}| < 1 \quad (3.2)$$

หรือ

$$\begin{aligned} (1 - |S_{11}|^2) &> |S_{12}S_{21}| \\ (1 - |S_{22}|^2) &> |S_{12}S_{21}| \end{aligned} \quad (3.3)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขั้นตอนในการพิจารณาเพื่อใช้ในการออกแบบวงจรขยายแบบ Single - Stage



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าอินพุตและเอาต์พุตของสัมประสิทธิ์การสะท้อน หาได้จากสมการ

$$\Gamma_{in} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_l}{1 - S_{22}\Gamma_l} \quad (3.4)$$

$$\Gamma_{out} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_s}{1 - S_{11}\Gamma_s} \quad (3.5)$$

เงื่อนไขของขอบเขตของการเสถียร

$$|\Gamma_{in}| = 1 = \left| S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_l}{1 - S_{22}\Gamma_l} \right| \quad (3.6)$$

$$|\Gamma_{out}| = 1 = \left| S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_s}{1 - S_{11}\Gamma_s} \right| \quad (3.7)$$

นำค่าจริงและค่าจินตภาพของพารามิเตอร์การกระจายในสมการ (3.6) และสมการ (3.7) จะได้

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

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

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

$$C_l \text{ (จุดศูนย์กลางของวงกลม } \Gamma_l) = \frac{C_l^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2}$$

เมื่อ

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

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

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัมประสิทธิ์การสะท้อนของซอร์สอิมพีแดนซ์ จะต้องการเข้าคู่แบบสังยุคที่อินพุทของวงจรรขยาย สำหรับอัตราขยายสูงสุด จะได้

$$\Gamma_{sm} = C_s \frac{B_s \pm \sqrt{B_s^2 - 4|C_s|^2}}{2|C_s|^2} \quad (3.8)$$

เมื่อ

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

ในลักษณะเดียวกัน ค่า Γ_{lm} จะได้

$$\Gamma_{lm} = C_l \frac{B_l \pm \sqrt{B_l^2 - 4|C_l|^2}}{2|C_l|^2} \quad (3.9)$$

เมื่อ

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

ถ้าคำนวณค่าของ B_s และ B_l เป็นค่าลบให้ใช้ค่าที่เป็นบวก (ตรงเครื่องหมาย \pm) ในสมการที่ (3.8) และสมการที่ (3.9) ในทางกลับกัน ถ้าค่า B_s และ B_l เป็นค่าบวกให้ใช้เครื่องหมายลบ (ตรงเครื่องหมาย \pm)

วงกลมเสถียรภาพสามารถพล็อตลงบนสมิธชาร์ตได้โดยตรง วงกลมนี้จะแยกจากกันระหว่างอินพุทและเอาต์พุท

3.5 เสถียรวิกฤต

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

3.5.1.1 เสถียรแบบไม่มีเงื่อนไข :

$$||C_s| - r_s| > 1 \quad \text{กรณี} \quad |S_{22}| < 1$$

$$||C_s| - r_l| > 1 \quad \text{กรณี} \quad |S_{11}| < 1$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.5.1.2 เสถียรแบบมีเงื่อนไข :

$$||c_s| - r_s| < 1 \quad \text{กรณี} \quad |s_{22}| < 1$$

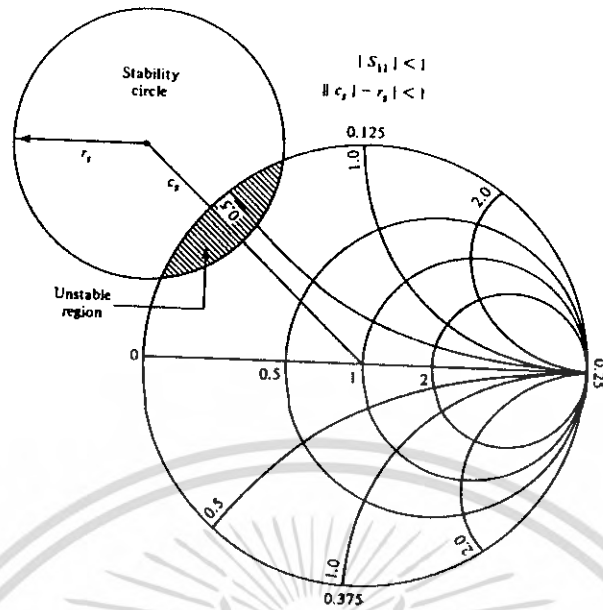
$$||c_s| - r_L| < 1 \quad \text{กรณี} \quad |s_{11}| < 1$$

สรุป: สำหรับเสถียรภาพแบบไม่มีเงื่อนไข ต้องให้วงกลมเสถียรภาพอยู่นอกสมิทซาร์ต ดังรูปที่ 3.4 ถ้าวงกลมเสถียรภาพทับซ้อนกับสมิทซาร์ต ดังนั้นการเสถียรภาพจะเป็นแบบมีเงื่อนไข แสดงดังรูป 3.5



รูปที่ 3.4 เสถียรภาพแบบไม่มีเงื่อนไข

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.5 เสถียรภาพแบบมีเงื่อนไข

3.6 การเกิดการไม่เสถียร (Potentially Unstable)

เมื่ออุปกรณ์ไมโครเวฟที่เป็นแบบไม่เสถียร ให้นำวงกลมเสถียรภาพทางเอาท์พุท ซึ่งจะต้องถูกวาดลงบนสมิธชาร์ตเป็นอันดับแรก หลังจากนั้นก็เลือกอัตราขยายและพล็อตลงบนสมิธชาร์ตด้วย โดยค่าของจุดศูนย์กลางของวงกลมอัตราขยาย (C_p) จะอยู่ภายในเขตที่เสถียรตามที่เรานำค่าโพลคิมพีแดนซ์ (ที่นอร์มอลไลซ์แล้ว) สามารถอ่านค่าจากสมิธชาร์ตได้เลย

3.7 ลำดับขั้นการออกแบบวงจร

1. วาดวงกลมอัตราขยาย (G_p) มีหน่วยเป็นเดซิเบล ลงบนสมิธชาร์ต
2. วาดวงกลมเสถียรทางเอาท์พุท
3. เลือกค่า Γ_i ในขอบเขตที่เสถียร
4. คำนวณค่า Γ_{in} และหาค่าส่งชุกที่อินพุท(พิจารณาค่าที่เป็นไปได้)
5. วาดวงกลมเสถียรภาพทางอินพุท และหาค่า $\Gamma_s = \Gamma_{in}^*$ ในขอบเขตเสถียร
6. ถ้า $\Gamma_s = \Gamma_{in}^*$ ไม่อยู่ในขอบเขตเสถียร (หรืออยู่ในขอบเขตเสถียร แต่อยู่ในวงกลมเสถียรทางอินพุทด้วย) ให้หาค่า Γ_s ใหม่ ต้องเลือกค่า G_p ตามความต้องการอีกครั้ง แต่ควรระมัดระวังในการเลือกค่าของ Γ_i และ Γ_s เพราะมันจะเกิดการออสซิลเลตได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยพารามิเตอร์การกระจายจะทำให้เราสามารถหาวงกลมเสถียรภาพ (Stability Circle) ได้ โดยจะทำให้การพล็อตลงบนสมิทชาร์ต ในส่วนของ Stability และส่วนของ Instability จะแยกออกจากกัน เมื่อเลือกชอร์ตและโหนดอิมพีแดนซ์ คือวงรัศมีที่ทำให้ Instability ข้อมูลของ Supply Gain และ Noise Circle ของทรานซิสเตอร์จะถูกพล็อตลงในช่วง Instability และค่า K ต้องมากกว่าหนึ่ง

1) หาวงกลมเสถียรภาพทางด้านอินพุต (Input Stability Circle)

- ตำแหน่ง ณ จุดศูนย์กลางทางอินพุต

$$r_{s1} = \frac{C_1^*}{|S_{11}|^2 - |D_s|^2} \quad (3.10)$$

เมื่อ

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

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

r_{s1} = จุดศูนย์กลางของสมิทชาร์ตถึงจุดศูนย์กลางของวงกลมเสถียรภาพทางด้านอินพุต

- รัศมีของวงกลมเสถียรภาพทางด้านอินพุต

$$p_{s1} = \frac{|S_{21}S_{22}|}{|S_{11}|^2 - |D_s|^2} \quad (3.11)$$

2) หาวงกลมเสถียรภาพทางด้านเอาต์พุต (Output Stability Circle)

- ตำแหน่ง ณ จุดศูนย์กลางทางเอาต์พุต

$$r_{s2} = \frac{C_2^*}{|S_{22}|^2 - |D_s|^2} \quad (3.12)$$

เมื่อ

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Γ_{s2} = จุดศูนย์กลางของสมิทชาร์ตถึงจุดศูนย์กลางของวงกลมเสถียรภาพทางด้านเอาต์พุต

- รัศมีของวงกลมเสถียรภาพทางด้านเอาต์พุต

$$p_{s2} = \frac{|S_{12}S_{21}|}{|S_{22}|^2 - |D_S|^2} \quad (3.13)$$

3.8 อัตราขยายกำลัง (Power Gain)

G_t เป็นอัตราขยายกำลังซึ่งเป็นผลมาจากกำลังที่ตกกระทบที่โหลดลดด้วยกำลังที่สะท้อนจากโหลด สามารถหาจากสมการดังนี้

$$G_T = \frac{|S_{11}|^2(1-|\Gamma_S|^2)(1-|\Gamma_L|^2)}{|(1-S_{11}\Gamma_S)(1-S_{22}\Gamma_L)-S_{12}S_{21}\Gamma_S\Gamma_L|^2} \quad (3.14)$$

หรือ

$$G_t = \left(\frac{1-|\Gamma_S|^2}{|1-\Gamma_{IN}\Gamma_S|^2} \right) |S_{21}|^2 \left(\frac{1-|\Gamma_L|^2}{|1-S_{22}\Gamma_L|^2} \right) \quad (3.15)$$

หรือ

$$G_t = \left(\frac{1-|\Gamma_S|^2}{|1-S_{11}\Gamma_S|^2} \right) |S_{21}|^2 \left(\frac{1-|\Gamma_L|^2}{|1-\Gamma_{OUT}\Gamma_L|^2} \right) \quad (3.16)$$

เมื่อ

$$\Gamma_{IN} = S_{11} + \frac{(S_{12}S_{21}\Gamma_L)}{(1-S_{22}\Gamma_L)} \quad (3.17)$$

$$\Gamma_{OUT} = S_{22} + \frac{(S_{12}S_{21}\Gamma_S)}{(1-S_{11}\Gamma_S)} \quad (3.18)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สมการที่ (3.16) เป็นสมการที่ใช้หาค่า G_p โดยมีเทอมอินพุตเป็น

$$\frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - \Gamma_{IN}\Gamma_S|^2} < |S_{21}|^2 \quad (3.19)$$

และเทอมอินพุตที่ขึ้นอยู่กับขนาดของเอาต์พุต สมการ (3.15) จะคล้ายกับสมการที่ (3.16) แต่ต่างกันตรงที่เอาต์พุตขึ้นอยู่กับขนาดของอินพุต ส่วน 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

$$G_p = \left(\frac{1}{|\Gamma_{IN}|^2} \right) |S_{11}|^2 \left(\frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2} \right) \quad (3.20)$$

จากสมการดังกล่าวสามารถนำมาใช้แก้ปัญหาได้จากค่าของโหลด และสัมประสิทธิ์การสะท้อนของแหล่งกำเนิด (Γ_S) สมการนี้สามารถแก้ปัญหาได้แต่ต้องทำวิธีการเดิมซ้ำๆ กันตลอด ปัญหาในการถอดราก็คือ เทอม S_{12} มีขนาดของสัญญาณเล็กมากพอที่จะสมมุติให้เท่ากับศูนย์ โครงข่ายนี้เรียกว่า “วงจรโครงข่ายข้างเดียว”(Unilateral Network) ในบางกรณี S_{12} ไม่สามารถสมมุติให้เท่ากับศูนย์ได้ ถ้าหากต้องการทราบค่าที่แท้จริงในกรณีที่ S_{12} ไม่เท่ากับศูนย์จะต้องใช้สมการที่ (3.22)

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

$$U = \frac{|S_{11}||S_{21}||S_{12}||S_{22}|}{(1 - |S_{11}|^2)(1 - |S_{22}|^2)} \quad (3.21)$$

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

$$\frac{1}{(1+U)^2} < \frac{G_t}{G_u} < \frac{1}{(1-U)^2} \quad (3.22)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หาค่า G_{tw} ได้จาก

$$G_{tw} = \left(\frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - S_{11}\Gamma_S|^2} \right) |S_{11}|^2 \left(\frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2} \right) \quad (3.23)$$

หาอัตราขยายของแหล่งกำเนิด 3 ค่าดังนี้

$$G_{to} = |S_{21}|^2 \quad (3.24)$$

อัตราขยายเนื่องจากตัวทรานซิสเตอร์เอง

$$G_S = \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - S_{11}\Gamma_S|^2} \quad (3.25)$$

อัตราขยายจากอินพุทของวงจร

$$G_L = \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2} \quad (3.26)$$

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

ส่วน G_S จะต้องเปลี่ยนแปลงไปตามค่าอื่นๆ เพราะ G_S จะได้จากอินพุทมิสมแมตซ์ซิ่งของโครงข่าย มีค่าอยู่ระหว่าง $0 - G_{S,MAX}$ การหาค่าแทนด้วยค่า Γ_S บนวงกลมซึ่งจะมีลักษณะคล้ายกับ Noise Circle โดยที่จุดศูนย์กลางของวงกลมที่มีรัศมีเท่ากับศูนย์ เป็นตำแหน่งของจุด S_{11} ซึ่งรัศมีของอัตราขยายจะเพิ่มขึ้นก็ต่อเมื่อเพิ่มค่า G_S และเส้นผ่านศูนย์กลางของอัตราขยายในแนวนอนจะเป็น S_{11} คือ ตั้งแต่จุดกำเนิดของสมิซชาร์ตจนถึงปลายสุดที่ตำแหน่ง S_{11} โดยตำแหน่งที่เกิดขึ้นเหมือนกับโครงข่ายของเอาต์พุทแมตซ์ซิ่ง ส่วน G_L สามารถหาแวกเตอร์ของ S_{22} ได้คือตั้งแต่จุดกำเนิดของสมิซชาร์ตจนถึงตำแหน่งของ S_{22} สิ่งที่สำคัญกันระหว่าง Noise Circle กับ Gain Circle คือ อินพุทและเอาต์พุทของโครงข่ายสามารถวางลงบนสมิซชาร์ตได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.9 พารามิเตอร์ของสัญญาณรบกวน (Noise Parameter)

พารามิเตอร์ของสัญญาณรบกวนโดยพื้นฐานประกอบด้วย 3 ส่วน ซึ่งจะอธิบายถึงคุณสมบัติของสัญญาณรบกวนที่เกิดในทรานซิสเตอร์กำลังต่ำ (Low Power Transistor) ได้อย่างสมบูรณ์ คือ ค่าตัวเลขสัญญาณรบกวน (Noise Figure (NF)) ค่าที่สุดที่ได้จากทรานซิสเตอร์ เรียกว่า NF_{\min} ค่าความต้านทานสมมูลแทนสัญญาณรบกวน (Equivalence Noise Resistance) ของทรานซิสเตอร์ เรียกว่า R_n และสัมประสิทธิ์การสะท้อนสูงสุดของแหล่งกำเนิด เรียกว่า Γ_{opt} บางครั้งจะพิจารณาพารามิเตอร์ของสัญญาณรบกวน มีส่วนประกอบ 4 ส่วน เพราะ Γ_{opt} เป็นจำนวนเชิงซ้อน ประกอบด้วยส่วนของมุมและขนาด สำหรับ R_n บางที่จะถูกนอร์มอลไลซ์ จะแทนด้วย r_n ดังนี้

$$r_n = \frac{R_n}{Z_o} \quad (3.27)$$

และค่า NF สามารถหาได้จากสมการ

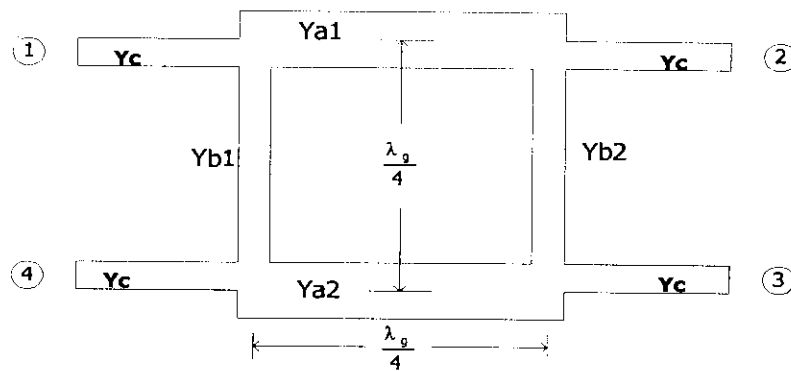
$$NF = NF_{\min} + 4r_n \left\{ \frac{|\Gamma_s - \Gamma_{opt}|^2}{(1 - |\Gamma_s|^2)(1 + |\Gamma_{opt}|^2)} \right\} \quad (3.28)$$

เมื่อทราบค่าพารามิเตอร์ของสัญญาณรบกวนทั้ง 3 สามารถหาค่า NF ของทรานซิสเตอร์ได้จากสมการดังกล่าว สำหรับเงื่อนไขของการไบแอสและความถี่ขึ้นอยู่กับค่าอิมพีแดนซ์ของแหล่งกำเนิดที่มองจากทรานซิสเตอร์ ซึ่งก็คือ Γ_s

3.10 ไคเร็กซัลนัลคัปเปเลอร์แบบไมโครสตริปที่มีโครงสร้างแบบกรอบสี่เหลี่ยม

ไคเร็กซัลนัลคัปเปเลอร์แบบนี้จะมีโครงสร้างดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 3.6 กล่าวคือมีโครงสร้างเป็นรูปกรอบสี่เหลี่ยม โดยมีขนาดของสตริปไม่เท่ากันซึ่งหมายถึงค่าแอดมิตแดนซ์ลักษณะจะไม่เท่ากัน

หลักการทำงานของไคเร็กซัลนัลคัปเปเลอร์ เมื่อคลื่นส่งผ่านเข้ามายังพอร์ตที่ 1 คลื่นจะถูกส่งผ่านไปยังไมโครสตริป Y_{a1} ผ่านไปยังพอร์ต 2 และอีกส่วนหนึ่งจะถูกแบ่งไปยัง Y_{b1} ไปยังไมโครสตริป Y_{a2} และไปยังพอร์ต 3 และพอร์ต 4 ซึ่งจะถูกแบ่งออกเท่าๆกัน ส่วนในท่อนำคลื่นที่ 1 คือไมโครสตริป Y_{a1} ก็จะมีคลื่นส่งผ่านจากพอร์ต 1 ไปยังพอร์ต 2 ก่อนที่จะออกพอร์ต 2 ก็จะถูกแบ่งสัญญาณไปยัง Y_{b2} เพื่อส่งออกไปยังพอร์ต 3 ซึ่งสัญญาณที่ส่งมาตรงนี้จะไปอินเฟสกับ



รูปที่ 3.6 โครงสร้างของไดเรกชันนัลคัปเปิลเลอร์

สัญญาณที่ส่งผ่าน Y_{b1} มาผ่าน Y_{a2} มาออกที่พอร์ต 3 เมื่อสัญญาณอินเฟสกันจึงทำให้ได้กำลังเพิ่มขึ้น และสัญญาณที่ผ่าน Y_{b2} มาจะมีเฟสตรงกันข้ามกับสัญญาณพอร์ต 4 ทำให้คลื่นเกิดการหักล้างกันหมดไป จึงทำให้ที่พอร์ต 4 ไม่มีสัญญาณคัปปลิงออกมา แต่ในทางปฏิบัติจริง ๆ นั้นอาจมีกำลังของคลื่นส่วนน้อยส่วนหนึ่งออกไปทางพอร์ต 4 ได้ ดังนั้นจะมีค่านิยามค่าคัปปลิงและค่าไดเรกติวิตี เพื่อแสดงคุณสมบัติของชิ้นส่วนวงจรนี้ โดยที่ค่าคัปปลิงนั้นหมายถึงอัตราส่วนระหว่างกำลังคลื่นขาเข้าที่พอร์ต 1 กับกำลังคลื่นที่คัปปลิงไปยังพอร์ต 3 ส่วนค่าไดเรกติวิตีนั้นจะเป็นอัตราส่วนระหว่างกำลังคลื่นที่ออกไปพอร์ต 3 กับกำลังคลื่นที่ออกไปทางพอร์ต 4 เมื่อกำหนดให้ P_i เป็นกำลังคลื่นขาเข้าที่พอร์ต 1 ให้ P_f และ P_b เป็นกำลังคลื่นที่คัปปลิงไปยังพอร์ต 3 และพอร์ต 4 ตามลำดับค่าคัปปลิง C และค่าไดเรกติวิตี D จะเขียนได้ดังนี้

$$C = 10 \log \frac{P_i}{P_f} \quad (3.29)$$

$$D = 10 \log \frac{P_f}{P_b} \quad (3.30)$$

ค่าคัปปลิง C นั้นถ้ามีค่ายิ่งมากก็แสดงว่ามีการคัปปลิงกำลังของคลื่นออกไปน้อย ในทางปฏิบัติ ค่า C นี้มักจะเป็น 10dB, 20dB หรือสูงกว่า สำหรับค่าไดเรกติวิตีนั้นเป็นการแสดงถึงคุณสมบัติในการคัปปลิงแบบมีทิศทาง ค่านี้ยิ่งมากยิ่งดี ในทางปฏิบัติ นั้นมักจะมีค่าสูงกว่า 20dB ขึ้นไป ในกรณีอุดมคติ นั้นไดเรกติวิตีจะเป็น ∞

3.11 วงจรไบแอส

การออกแบบวงจรไบแอสสำหรับวงจรรขยายไมโครเวฟ เป็นส่วนที่สำคัญในการออกแบบวงจรเหมือนกันเพราะว่าวงจรรขยายจะมีค่าอัตราขยายที่สูง ประสิทธิภาพดีและมีสัญญาณรบกวนต่ำ สิ่งเหล่านี้จะขึ้นอยู่กับวงจรไบแอสทั้งสิ้น

3.11.1 วงจรไบแอสสำหรับ GaAs MESFETs

วงจรไบแอสสำหรับ GaAs MESFETs สามารถแบ่งได้เป็น 2 ประเภท คือ

- (1) วงจรไบแอสแบบพาสซีฟ
- (2) วงจรไบแอสแบบแอกทีฟ

(1) แบบพาสซีฟ สามารถแบ่งได้อีก 3 ชนิด คือ

(1.1) แหล่งจ่ายไฟคู่ (แรงดันไฟทั้งบวกและลบ) แสดงดังรูป 3.7

สำหรับ GaAs MESFETs จะใช้แรงดันที่จ่ายให้ขาเกตต้องมีค่าอยู่ระหว่าง

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

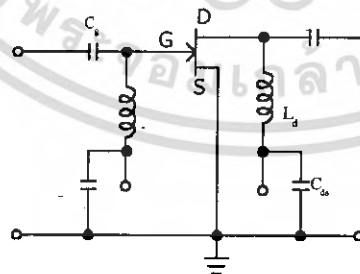
เมื่อ V_p เป็นแรงดันพินซ์ออฟ

$$V_{gs} = V_p \left(1 - \sqrt{\frac{I_{ds}}{I_{dss}}} \right) \quad (3.31)$$

เมื่อ

I_{ds} = กระแสเดรน

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



รูปที่ 3.7 แหล่งจ่ายไฟคู่ (แรงดันไฟทั้งบวกและลบ)

สิ่งที่ควรคำนึงถึงในลักษณะวงจรแบบนี้คือ ในการให้ไบแอสจะต้องให้ไบแอสที่ขาเกตก่อนแล้วค่อยจ่ายแรงดันไฟบวกให้กับขาเดรน หลังจากนั้นก็เปิดแรงดันจ่ายไฟให้กับขาทั้งเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สองพร้อมกันแล้วจึงปรับ V_{ds} และ V_{gs} ตามลำดับโดยต่อซอร์สลงกราวด์โดยตรง การต่อวงจรดังกล่าวจะทำให้วงจรมีสัญญาณรบกวนที่ต่ำ เกนอัตราขยายสูง และมีประสิทธิภาพที่ดีขึ้นด้วย

(1.2) แบบแหล่งจ่ายไฟเดี่ยว ดังรูปที่ 3.8 สามารถแบ่งได้เป็น 2

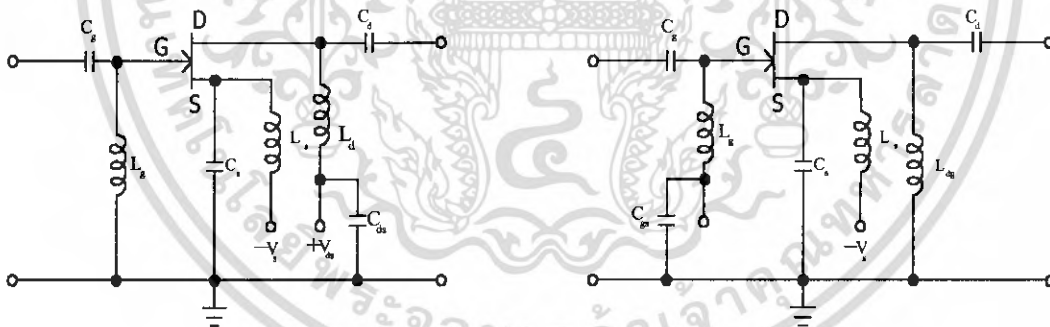
ชนิด คือ

- แบบแรงดันไฟบวกทั้งคู่ ($+V_s$ และ $+V_{gs}$) แสดงดังรูปที่ 3.8(ก) โดยต้องต่อแรงดัน V_{gs} จะต้องต่อลงกราวด์โดยมี L_g ต่ออนุกรมอยู่ แล้วป้อนแรงดัน $+V_{gs}$ และ $+V_s$ (ปรับแรงดันนี้ก่อน)

- แบบแรงดันไฟลบทั้งคู่ ($-V_{gs}$ และ $-V_s$) ดังรูปที่ 3.8(ข) โดยป้อนแรงดัน $-V_{gs}$ ก่อนที่จะให้แรงดัน $-V_s$

วงจรไบแอสทั้งสองแบบนี้ต้องใช้คาปาซิเตอร์ที่มีเกรดคิมมากเพื่อทำการบายพาสที่ขาซอร์สแต่มีค่าก่อให้เกิดปัญหาในเรื่องการมีค่าอิมพีแดนซ์ต่ำ อาจทำให้เกิดสัญญาณรบกวนที่มีระดับสูงและเกิดการออสซิลเลตได้

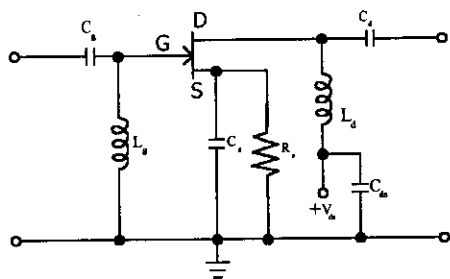
(1.3) แบบแหล่งจ่ายไฟเดี่ยว ดังรูปที่ 3.9 โดยที่รูป 3.9(ก) มีเงื่อนไขว่าให้แรงดันไฟ $V_s = I_{ds} R_s > +V_{gs}$ และ (ข) แรงดัน $V_s = -I_{ds} R_s > -V_{gs}$ วงจรนี้จะต่อตัวต้านทานเพื่อป้องกันการเกิดทรานเซียนท์ อย่างไรก็ตามจะทำให้ประสิทธิภาพของการขยายและสัญญาณรบกวนมีค่าต่ำ ส่วนคาปาซิเตอร์ที่นำมาบายพาสอาจทำให้เกิดการออสซิลเลตได้เช่นกัน



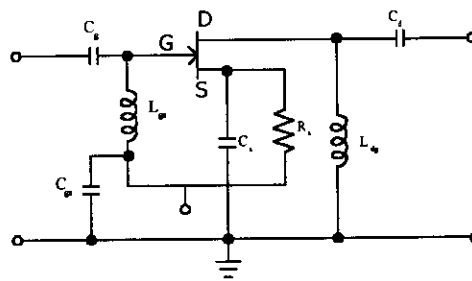
(ก) แรงดันไฟบวกทั้งคู่ ($+V_s$ และ $+V_{gs}$)

(ข) แรงดันไฟลบทั้งคู่ ($-V_{gs}$ และ $-V_s$)

รูปที่ 3.8 แหล่งจ่ายไฟเลี้ยงวงจรแบบคู่



(ก) แรงดันไฟฟ้า $V_s = I_{ds} > tV_{ds}$

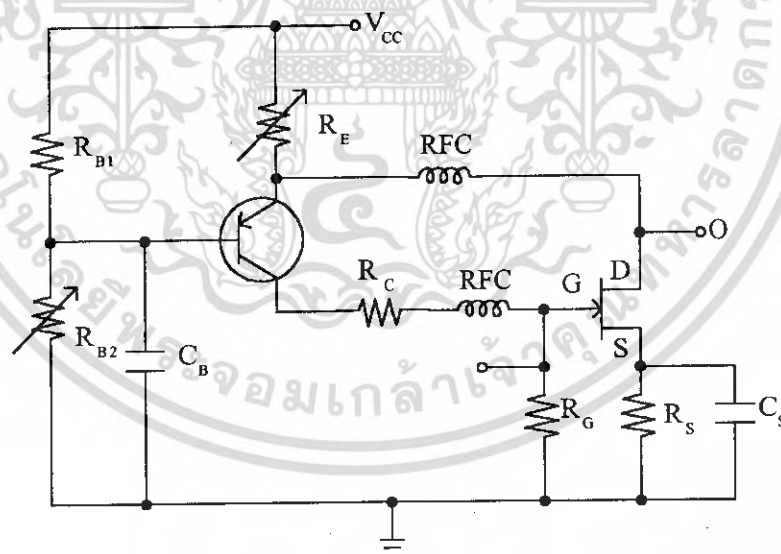


(ข) แรงดัน $V_s = -I_{ds}R_s > -V_{gs}$

รูปที่ 3.9 แหล่งจ่ายไฟเลี้ยงวงจรแบบเดี่ยว

(3) วงจรไบแอสแบบแอกทิฟ

นอกจากวงจรไบแอสแบบพาสซีฟแล้ว วงจรไบแอสแบบแอกทิฟก็สามารถนำมาใช้เป็นวงจรไบแอสให้ GaAs MESFETs ได้ ดังรูปที่ 3.10 โดยมี R_{B2} เป็นตัวปรับแรงดันไบแอสให้ขาเกตและขาซอร์ส R_E ใช้ปรับกระแส I_{ds} ส่วนขาซอร์สจะต้องต่อลงกราวด์เพื่อป้องกันทรานเซียนท์



รูปที่ 3.10 วงจรไบแอสแบบแอกทิฟ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.12 การออกแบบวงจรขยายย่านความถี่แคบ (Narrow Band Amplifier Design)

การออกแบบวงจรขยายย่านความถี่แคบสำหรับย่านความถี่ไมโครเวฟนี้จะมีวัตถุประสงค์อยู่ 2 อย่างให้เลือกออกแบบคือ ต้องการกำลังการขยายสูงหรือต้องการให้มีสัญญาณรบกวนต่ำ ซึ่งทั้งสองแนวทางนี้ผู้ออกแบบจะต้องเลือกเอาว่าจะต้องการออกแบบวงจรแบบใดเพื่อให้เกิดความเหมาะสมในการใช้งาน

3.12.1 การออกแบบวงจรขยายย่านความถี่แคบเพื่อให้มีกำลังการขยายสูง

เนื่องจากการออกแบบวงจรขยายจะต้องคำนึงถึงเสถียรภาพของวงจรด้วยดังนั้นสัมประสิทธิ์การสะท้อนของอิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่ายจึงควร Conjugate Match กับอิมพีแดนซ์ของอินพุตด้วย เพื่อให้เกิดการแมตช์อิมพีแดนซ์กันเพื่อจะทำให้การส่งถ่ายกำลังการขยายได้มากที่สุดและในลักษณะเช่นเดียวกันนี้สัมประสิทธิ์การสะท้อนทางด้านโหลดก็จะต้องมีค่า Conjugate Match กับอิมพีแดนซ์ของเอาต์พุตด้วยซึ่งจริงแล้วนั้นค่าต่างๆที่กล่าวมานี้ทางโรงงานผู้ผลิตจะทำการวัดค่ามาแล้วโดยจะทำการเป็น Data Sheet ออกมาให้ เพื่อให้ผู้ที่ทำการออกแบบสามารถเลือกอุปกรณ์ได้ตามต้องการ

3.12.1.1 การออกแบบส่วนที่ทำหน้าที่แมตช์อิมพีแดนซ์ทางด้านอินพุต (Input Match Network)

จากทฤษฎีของ Transmission Line ที่กล่าวไว้ว่าเพื่อให้ได้กำลังการขยายสูงๆจะต้องคำนึงถึงสัมประสิทธิ์การสะท้อนของแหล่งกำเนิดโดยจะหาได้จากสมการ

$$\Gamma_{sm} = \frac{Z_{sin} - Z_o}{Z_{sin} + Z_o} \quad (3.32)$$

เมื่อ Z_{sin} = อิมพีแดนซ์ของแหล่งกำเนิดทางด้านอินพุต

Z_o = Characteristic Impedance

ซึ่งอิมพีแดนซ์ของแหล่งกำเนิดเมื่อทำการออกแบบวงจรขยายที่ต้องการกำลังสูงๆจะสามารถหาอิมพีแดนซ์ของแหล่งกำเนิดได้จาก

$$Z_{sin} = Z_o \frac{1 + \Gamma_{sm}}{1 - \Gamma_{sm}} \quad (3.33)$$

เมื่อ

$$\Gamma_{sm} = |\Gamma_{sm}| \cos \angle \Gamma_{sm} + j |\Gamma_{sm}| \sin \angle \Gamma_{sm} \quad (3.34)$$

และ Γ_{sm} เป็นสัมประสิทธิ์การสะท้อนของแหล่งกำเนิดสำหรับการคำนวณแบบอัตราขยายสูง ณ ที่สัญญาณรบกวนต่ำๆ (Fmin) ซึ่งเมื่อแทนค่า Γ_{sm} ลงในสมการที่ 3.34 และทำการจัดรูปสมการ โดยการคูณด้วยสังยุคของส่วนเพื่อให้สมการดูง่ายขึ้นซึ่งก็จะได้อิมพีแดนซ์ของแหล่งกำเนิด สำหรับวงจรขยายที่มีอัตราขยายสูง ณ ที่ขณะสัญญาณรบกวนต่ำๆดังนี้

$$Z_{sin} = Z_o \frac{1 - |\Gamma_{sm}|^2 + j2|\Gamma_{sm}| \sin \angle \Gamma_{sm}}{1 + |\Gamma_{sm}|^2 - 2|\Gamma_{sm}| \cos \angle \Gamma_{sm}} \quad (3.35)$$

3.12.1.2 การออกแบบส่วนที่ทำหน้าที่แมตช์อิมพีแดนซ์ทางด้านเอาต์พุต (Output Matching Network)

ในลักษณะเช่นเดียวกันกับทางด้านอินพุตการหาอิมพีแดนซ์ของโหลดสำหรับ วงจรขยายกำลังสูงๆนั้นสามารถหาได้จากสมการ

$$Z_{lo} = Z_o \frac{1 - |\Gamma_{lm}|^2 + j2|\Gamma_{lm}| \sin \angle \Gamma_{lm}}{1 + |\Gamma_{lm}|^2 - 2|\Gamma_{lm}| \cos \angle \Gamma_{lm}} \quad (3.36)$$

เมื่อ Γ_{lm} เป็นสัมประสิทธิ์การสะท้อนของโหลดสำหรับวงจรขยายกำลังสูงๆ ซึ่งจุดประสงค์หลักของการแมตช์อินพุตอิมพีแดนซ์และเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ก็เพื่อให้ได้อัตราการขยายกำลังสูงๆนั่นเอง

ขั้นตอนในการออกแบบ

1. กลับค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนทั้งของแหล่งกำเนิดและโหลด (Γ_{sm} และ Γ_{lm}) ซึ่งจะทำให้ได้อิมพีแดนซ์ของแหล่งกำเนิดและโหลด
2. หาค่าแอดมิตแตนซ์ (Admittance) ของแหล่งกำเนิดและโหลด ซึ่งคำนวณหาได้จากอิมพีแดนซ์ของตัวนั้นๆ
3. หาค่าซัสเซพแตนซ์ของอุปกรณ์โดยการใช่ Three – eights – wavelength stub ในการลัดวงจรและเปิดวงจรเพื่อหาค่า ซึ่งมีสมการดังนี้

$$Y_{sin} = \frac{1}{Z_{sin}} = \text{Re}[Y_{sin}] - \text{Im}[Y_{sin}] \quad (3.37)$$

$$Z_{oi} = \frac{1}{Y_o} = \frac{1}{\text{Im}[Y_{sin}]} \quad (3.38)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนี้

4. หาค่าความนำของอุปกรณ์โดยใช้ Quarter – wavelength transformers ซึ่งมีสมการ

$$Z_{l0} = \frac{1}{Y_{l0}} = \text{Re}[Y_{l0}] - \text{Im}[Y_{l0}] \quad (3.39)$$

$$Z_{02} = \sqrt{\frac{Z_0}{\text{Re}[Y_{l0}]}} \quad (3.40)$$

3.12.2 การออกแบบวงจรขยายย่านความถี่แคบเพื่อให้มีสัญญาณรบกวนต่ำ

(Narrow Band Amplifier Design for Minimum Noise Figure)

สำหรับการออกแบบวงจรขยายเพื่อให้มีสัญญาณรบกวนต่ำๆ ในย่านความถี่ไมโครเวฟนี้การออกแบบจะต้องให้ความสำคัญเป็นพิเศษว่าการออกแบบเพื่อให้มีกำลังสูง เพราะว่าในแต่ละส่วนของวงจรถ้าเกิดความผิดพลาดเกิดขึ้นมันก็จะก่อให้เกิดสัญญาณรบกวนเพิ่มขึ้นในทันที ซึ่งสมการพื้นฐานที่ใช้ในการคำนวณหาอิมพีแดนซ์ของแหล่งกำเนิดและโหลดสำหรับวงจรขยายสัญญาณเพื่อให้มีสัญญาณรบกวนต่ำนี้ คือ

$$Z_{sn} = Z_0 \frac{(1 - |\Gamma_o|^2) + j2Z_0|\Gamma_o| \sin \angle \Gamma_o}{1 + |\Gamma_o|^2 - 2|\Gamma_o| \cos \angle \Gamma_o} \quad (3.41)$$

เมื่อ Γ_o = สัมประสิทธิ์การสะท้อนที่ดีที่สุดของแหล่งกำเนิด ณ ที่สัญญาณรบกวนต่ำๆ (Fmin) และในลักษณะเช่นเดียวกันทางด้าน โหลดก็จะหาได้โดย

$$\Gamma_{ln} = Z_0 \frac{(1 - |\Gamma_l|^2) + j2Z_0|\Gamma_l| \sin \angle \Gamma_l}{1 + |\Gamma_l|^2 - 2|\Gamma_l| \cos \angle \Gamma_l} \quad (3.42)$$

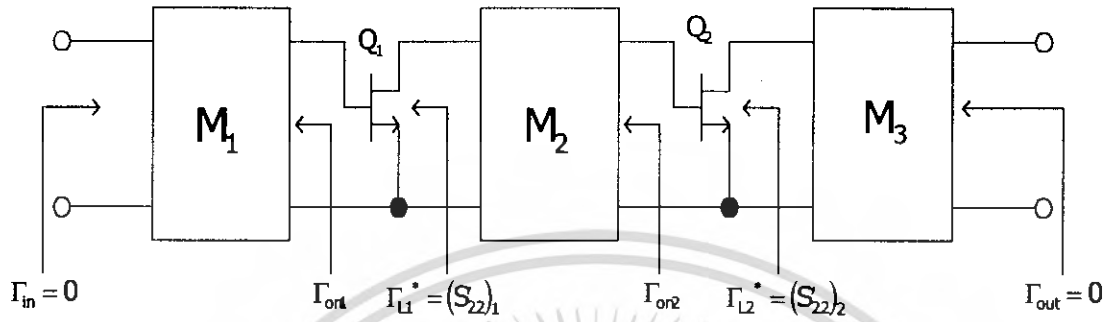
เมื่อ Γ_l = สัมประสิทธิ์การสะท้อนของโหลดเพื่อให้มีสัญญาณรบกวนต่ำๆ (Fmin)

และสำหรับขั้นตอนการออกแบบก็เช่นเดียวกันกับขั้นตอนการออกแบบวงจรขยายย่านแคบที่ต้องการอัตราขยายสูงๆ ดังที่กล่าวมาแล้ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.13 วงจรขยายสัญญาณเพื่อให้มีสัญญาณรบกวนต่ำแบบ 2 สเตจ

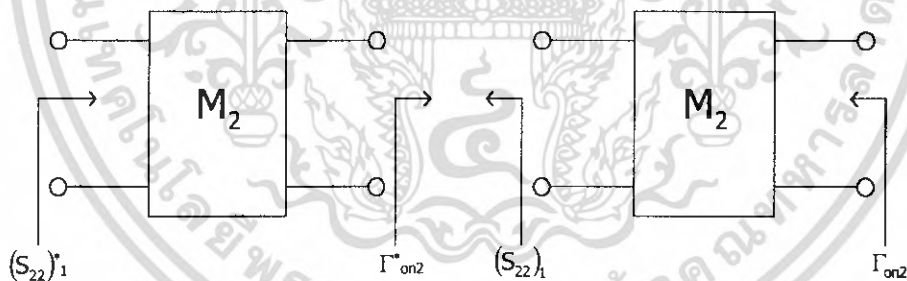
สำหรับการออกแบบวงจรขยายสัญญาณเพื่อให้มีสัญญาณรบกวนต่ำแบบสองสเตจนี้จะมีโครงสร้างดังแสดงในบล็อกไดอะแกรมต่อไปนี้



รูปที่ 3.11 บล็อกไดอะแกรมวงจรขยายสัญญาณเพื่อให้มีสัญญาณรบกวนต่ำแบบ 2 สเตจ

ซึ่งในส่วนของ M_1 นั้นจะถูกออกแบบให้มีสัมประสิทธิ์การสะท้อนดังนี้

$$(\Gamma_G)_1 = \Gamma_{on1} \tag{3.43}$$



รูปที่ 3.12 สัญญาณรบกวนระหว่างสเตจ

และสำหรับ M_2 ก็จะเป็นดังนี้

$$(\Gamma_G)_2 = \Gamma_{on2} \tag{3.44}$$

สำหรับการออกแบบ M_3 นั้นจะต้องทำให้เกิดความสมดุลและเหมาะสมกับกำลังทางค่านเอาท์พุทด้วย ซึ่งเหตุผลในการออกแบบตามที่กล่าวมาก็เพื่อลดการสูญเสียกำลังของสัญญาณที่เกิดขึ้นจากเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความไม่แมตช์กันของวงจร นับตั้งแต่ค่าความต้านทานก็จะทำให้เกิดการเพิ่มขึ้นของสัญญาณรบกวนได้และยังมีผลทำให้อัตราการขยายลดลงด้วย โดยทั่วไปแล้วนั้นเฟดที่ใช้ในสเตจแรกๆนั้นจะเป็นเฟดที่มีสัญญาณรบกวนต่ำๆโดยพิจารณาจากค่า Noise Figure ของมันและในสเตจที่สองก็จะมีผลทำให้สัญญาณรบกวนเพิ่มขึ้นจากเดิมพอสมควร ดังนั้นสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นทั้งหมดจึงสามารถคำนวณได้จากสมการต่อไปนี้

$$F = F_1 + \frac{(F_2 - 1)}{G_{A1}} \quad (3.45)$$

เมื่อ F_1 เป็นสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นในสเตจแรก ซึ่งเกิดจากการทำงานของ M_1 , F_2 เป็นสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นในสเตจที่ 2 ซึ่งเกิดจากการทำงานของ M_2 และ G_{A1} เป็นอัตราการขยายของวงจรขยายสเตจแรก ดังนั้นสัญญาณรบกวนของวงจรขยายแบบหลายๆสเตจ จึงสามารถเขียนเป็นสมการ Friss Noise ได้ดังนี้

$$F_{tot} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_{A1}} + \frac{F_3 - 1}{G_{A1}G_{A2}} + \dots \quad (3.46)$$

เมื่อ G_{A1} = อัตราการขยายของสเตจที่หนึ่ง

G_{A2} = อัตราการขยายของสเตจที่สอง

และถ้าทุกๆสเตจถูกออกแบบให้มีสัญญาณรบกวนต่ำๆทั้งหมดก็จะพบว่าสัญญาณรบกวนทั้งหมดที่เกิดขึ้นจะสามารถหาได้จากสมการ

$$(F_{tot})_{min} = (F_{min} - 1) + \frac{F_{min} - 1}{G_A} + \frac{F_{min} - 1}{G_A^2} + \dots + 1 \quad (3.47)$$

$$\text{จาก } \frac{1}{1-x} = 1 + x + x^2 + \dots$$

จะพบว่าขนาดของ $(F_{tot} - 1)$ ซึ่งได้จากการวัดสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นที่ M ดังนั้นสัญญาณรบกวนที่วัดได้น้อยที่สุด จึงแสดงได้ดังสมการต่อไปนี้

$$(F_{tot})_{\min} - I = \frac{F_{\min} - I}{1 - \frac{1}{G_A}} = M_{\min} \quad (3.48)$$

สัญญาณรบกวนที่วัดได้ค่าต่างๆนั้น โดยทั่วไปก็ขึ้นอยู่กับการจัดไบแอสของเฟตซึ่งจะพบว่าการจัดแบบคอมมอนอีมิเตอร์และคอมมอนซอร์สจะมีค่าสัญญาณรบกวนต่ำ

ในการออกแบบทั้งสองส่วนของ M_1 และ M_2 ในบางครั้งก็ไม่จำเป็นต้องสนใจสัญญาณรบกวนระหว่างอินพุตและเอาต์พุตว่ามันจะแมตช์กันหรือไม่ แต่โดยทั่วไปแล้วนั้นการออกแบบวงจรขยายสัญญาณเพื่อให้มีสัญญาณรบกวนต่ำนั้นจำเป็นจะต้องพิจารณาให้มันแมตช์กันด้วย และยังต้องพิจารณาเสถียรภาพของวงจรเมื่อนำไปใช้กับหลายๆความถี่จะต้องมีอัตราขยายที่เท่ากันตลอดย่านแบนด์วิธที่ออกแบบไว้ด้วย ส่วนคุณสมบัติอื่นๆที่จะต้องนำมาพิจารณาในการออกแบบเพื่อให้มีผลต่อการเกิดสัญญาณรบกวนให้มีค่าต่างๆคือการแมตช์อินพุตให้มีค่าที่ดี คือมี S'_{11} ต่ำ ซึ่งโดยทั่วไปนั้นจะใช้วงจรขยายแบบบาลานซ์เข้ามาช่วยในการแมตช์อินพุตอิมพีแดนซ์นี้

ชุดแมตช์อิมพีแดนซ์ของวงจรนี้จะมีอยู่ 3 ส่วนด้วยกัน ซึ่งชุดแมตช์อิมพีแดนซ์ทั้งสามส่วนออกแบบได้ดังเช่นตัวอย่างในรูปที่ 3.13 ซึ่งเป็นวงจรขยายแบบสองสเตจซึ่งในการออกแบบในตัวอย่างนี้จะพิจารณาที่ความถี่เดียวจะได้ดังนี้

$$F \cong (F_{tot})_{\min} = F_{\min 1} + \frac{F_{\min 2} - I}{G_{A1}} \cong M_{\min} + I \quad (3.49)$$

$$S'_{11} = S'_{22} = 0$$

ถ้าเงื่อนไขของเสถียรภาพเป็นที่พึงพอใจก็สามารถที่จะพิจารณาความเหมาะสมในการออกแบบวงจรขยายโดยพิจารณาจากสมการเหล่านี้ได้

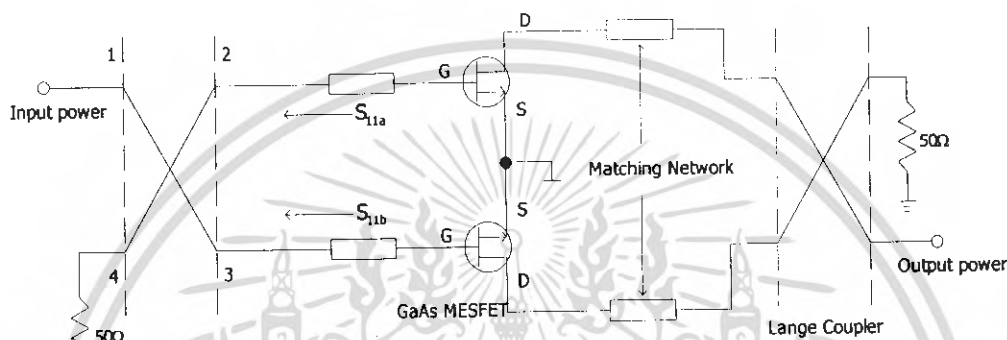
$$\Gamma_{L1} = \frac{S_{11} + \Gamma_{on1}^*}{D - S_{22}\Gamma_{on1}^*} \quad (3.50)$$

$$\Gamma_{L2} = \frac{S_{11} + \Gamma_{on2}^*}{D - S_{22}\Gamma_{on2}^*} \quad (3.51)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.14 การออกแบบวงจรขยายแบบบาลานซ์

โดยทั่วไปแล้วนั้นในการสร้างวงจรขยายที่ใช้ในย่านความถี่ไมโครเวฟ เพื่อให้วงจรสามารถขยายในย่านความถี่กว้างๆนั้น จำเป็นอย่างยิ่งที่ต้องใช้วงจรแบบบาลานซ์เข้ามาช่วย ซึ่งวงจรขยายแบบบาลานซ์นั้นจะประกอบไปด้วย 2 ส่วนด้วยกัน คือ ส่วนที่หนึ่งเป็นส่วนของโคเร็คชัลนัลคัปเปิลเลอร์ ส่วนที่สองเป็นส่วนของวงจรขยายซึ่งขึ้นอยู่กับว่าเราจะใช้วงจรขยายแบบใดและจะใช้ที่สเตรกก็ก็ได้ และโครงสร้างของวงจรขยายแบบบาลานซ์ดังแสดงได้ดังรูปต่อไปนี้



รูปที่ 3.13 โครงสร้างของวงจรขยายแบบบาลานซ์

หลักการการทำงานของวงจร

เมื่อสัญญาณอินพุตเข้ามาที่พอร์ต 1 สัญญาณจะถูกคัปปลิ่งโดยตัวโคเร็คชัลนัลคัปเปิลเลอร์คือมันจะส่งผ่านโดยตรงไปยังพอร์ต 2 ส่วนสัญญาณอีกส่วนหนึ่งนั้นจะถูกแบ่งคัปปลิ่งไปยังพอร์ต 3 ซึ่งจะกลับเฟสไป 90 องศา และระหว่างพอร์ตที่ 2 และพอร์ตที่ 3 จะมีวงจรขยายต่ออยู่ เมื่อทำการขยายสัญญาณที่ถูกแบ่งมานั้น ดังนั้นการคำนวณค่าต่างๆ เช่น สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับทั้งหมด, อัตราการขยายกำลังและค่า VSWR สามารถหาได้จากสมการต่อไปนี้

$$S_{11} = \frac{1}{2}(S_{11a} - S_{11b}) \quad (3.52)$$

$$S_{22} = \frac{1}{2}(S_{22a} - S_{22b}) \quad (3.53)$$

$$\text{กำลังสูญเสียเนื่องจากการส่งกลับ(Reverse Power Loss)} = |S_{12}|^2 = \frac{1}{4}|S_{12a} + S_{12b}|^2$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\text{อัตราขยายกำลังในการส่งผ่าน} = |S_{21}|^2 = \frac{1}{4} |S_{21a} + S_{21b}|^2$$

$$VSWR(input) = \frac{1 + |S_{11}|}{1 - |S_{11}|} \quad (3.54)$$

$$VSWR(output) = \frac{1 + |S_{22}|}{1 - |S_{22}|} \quad (3.55)$$

เมื่อ a และ b คือเฟสที่ต่ออยู่ที่พอร์ตทั้งสองของไดเรกชันคัปเปิลเลอร์เพื่อเป็นควมบงบอกให้รู้ว่าเป็นเฟสตัวไหน

ถ้า GaAs MESFET ทั้งสองตัวทำงานแบบอิสระไม่เกี่ยวข้องกันจะทำให้สัมประสิทธิ์การสะท้อนทั้งทางด้านอินพุตและเอาต์พุตลดลงครึ่งหนึ่งของสัมประสิทธิ์การสะท้อนของเฟสทั้งสองตัวและอัตราขยายกำลังจะมีค่าเท่ากับอัตราขยายกำลังของแต่ละตัว ส่วนค่า VSWR ทั้งทางด้านอินพุตและเอาต์พุตจะมีค่าเท่ากับหนึ่ง ซึ่งถ้าเกิดเฟสตัวใดตัวหนึ่งเกิดทำงานผิดพลาดจะทำให้กำลังการสูญเสียของวงจรขยายแบบบาลานซ์สูญเสียไปเพียง 6 dB เท่านั้น

ข้อดีของวงจรขยายแบบบาลานซ์

- 1) ค่า VSWR ทั้งทางด้านอินพุตและเอาต์พุตมีค่าที่ดี
- 2) วงจรมีเสถียรภาพที่ดี
- 3) ความน่าเชื่อถือของวงจรสูง คือ ถ้าเฟสตัวใดตัวหนึ่งเสียกำลังของวงจรจะลดลงก็จริง แต่มันจะยังทำงานได้อยู่
- 4) การปรับแต่งชิ้นงานน้อยมาก เมื่อเทียบกับแบบที่ไม่บาลานซ์
- 5) ให้กำลังที่เอาต์พุตสูง คือจะให้กำลังทางด้านเอาต์พุตเพิ่มขึ้นแบบลิเนียร์ 3 dB เมื่อเทียบกับวงจรขยายแบบธรรมดาคือวงจรขยายที่ไม่บาลานซ์

3.15 การคำนวณค่าพารามิเตอร์ต่างๆที่ใช้ในการออกแบบวงจร

ในการออกแบบวงจรมันเราจะใช้ค่าพารามิเตอร์ต่างๆของอุปกรณ์แต่ละตัวมาใช้ในการคำนวณด้วย ดังนั้นเราจึงจำเป็นต้องเลือกอุปกรณ์ให้เหมาะสมกับวงจรที่จะนำไปใช้งานด้วย ซึ่งในปริณูณานิพนธ์นี้ได้เลือกใช้เฟทเบอร์ MGF 4314E ซึ่งจะมีค่าพารามิเตอร์ต่างๆดูในภาคผนวก

1. หาวงกลมของอัตราขยายของเฟท

- จุดศูนย์กลางของวงกลม

กำหนดให้ $G_a = 11\text{dB} = 12.589$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จาก Data Sheet ของ MGF 4314E ที่ความถี่ 6 GHz

$$S_{11} = 0.786 \angle -111.8$$

$$S_{12} = 0.076 \angle 20.2$$

$$S_{21} = 3.754 \angle 78.8$$

$$S_{22} = 0.380 \angle -87.8$$

ทำการนอร์มอลไลซ์ Ga

$$Ga = \frac{12.589}{|S_{21}|^2} = \frac{12.589}{(3.754)^2} = 0.8933$$

$$Ca = Ga \frac{(S_{11}^* - \Delta^* S_{22})}{1 + Ga(|S_{11}|^2 - |\Delta|^2)}$$

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

$$= (0.786 \angle -111.8 \times 0.38 \angle -87.8) - (0.076 \angle 20.2 \times 3.754 \angle 78.8)$$

$$= 0.298 \angle -199.6 - 0.285 \angle 98.2$$

$$= -0.24 - 0.138j$$

$$= 0.302 \angle -148.67 \quad \#$$

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

$$= \frac{1 + 0.091 - 0.617 - 0.144}{2(0.285)}$$

$$= \frac{0.33}{0.570} = 0.578 \quad \#$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะได้

$$Ca = \frac{0.8933[(0.786 \angle 111.8) - (0.302 \angle 142.47 \times 0.38 \angle -87.8)]}{1 + 0.8933[(0.786)^2 - (0.302)^2]}$$

$$= 0.557 \angle 119.37 \quad \#$$

$$r_a = \frac{\left[1 - 2K|S_{12}S_{21}|Ga + |S_{12}S_{21}|^2 Ga^2\right]^{1/2}}{|1 + Ga(S_{11}|^2 - |A|^2)|}$$

$$= \frac{\left[1 - 2(0.578)(0.076 \times 3.754)(0.8933) + (0.076 \times 3.754)^2 (0.8933)^2\right]^{1/2}}{|1 + 0.8933(0.6177 - 0.0912)|}$$

$$= \frac{1.3595}{1.4715}$$

$$= 0.5234 \quad \#$$

เมื่อ r_s คือรีซิสของวงกลมของอัตรากาขยาย

- คำนวณหาวงกลมของ Noise Figure

ซึ่งจะต้องทำการกำหนดค่า F_i ขึ้นมาตามที่เราต้องการว่าจะให้วงจรมี Noise Figure ได้เท่าไร ซึ่งในการออกแบบอาจจะต้องคำนวณหลายๆค่าเพื่อนำไปพล็อตบนสมิธชาร์ตเพื่อทำการเลือกเอาค่าที่เหมาะสม

$$\text{กำหนด } F_i = 1 \text{ dB} = 1.259$$

$$\text{จาก Data Sheet } F_{\min} = 0.5 \text{ dB} = 1.126$$

$$F_o = 0.56 \angle 100.9$$

$$R_N = 9.5 \Omega$$

จะได้

$$N_i = \frac{F_i - F_{\min}}{4r_N} |1 + \Gamma_o|^2$$

$$r_N = \frac{R_N}{50} = 0.19 \quad \text{ทำนอร์มอลไลซ์}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 N_i &= \frac{1.259 - 1.126}{4(0.19)} |1 + 0.56|^2 \\
 &= \frac{0.133(2.4336)}{0.76} \\
 &= 0.4258 \quad \#
 \end{aligned}$$

- หาจุดศูนย์กลางของวงกลมของ Noise Figure (C_F)

$$C_F = \frac{\Gamma_o}{1 + N_i} = \frac{0.56 \angle 100.9}{1 + 0.4257} = 0.392 \angle 100.9$$

$$r_F = \frac{1}{1 + N_i} [N_i^2 + N_i(1 - |\Gamma_o|^2)]^{1/2}$$

$$r_F = \frac{1}{1.4257} [0.1813 + 0.4257(1 - |0.56|^2)]^{1/2}$$

$$= \frac{\sqrt{0.473}}{1.4257}$$

$$= 0.4826 \quad \#$$

- ค่าความถี่ $F_i = 1.5 \text{ dB} = 1.4125$

$$N_i = \frac{F_i - F_{\min}}{4\Gamma_N} |1 + \Gamma_o|^2$$

$$= \frac{1.4125 - 1.126}{4(0.19)} |1 + 0.56|^2$$

$$= 0.9174 \quad \#$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\Gamma_{\text{R}} = \frac{1}{1 + N_i} \left[N_i^2 + N_i (1 - |\Gamma_o|^2) \right]^{1/2}$$

$$\Gamma_{\text{R}} = \frac{1}{1.9174} \left[0.84 + 0.917 (1 - |0.56|^2) \right]^{1/2}$$

$$= \frac{\sqrt{1.469}}{1.9174}$$

$$= 0.632$$

#

- คำนวณหาสัมประสิทธิ์การสะท้อนทางด้านโหลด (Γ_l)

เมื่อกำหนด $\Gamma_s = 0.42 \angle -168$

$$\Gamma_l = \left[\frac{S_{22} - \Gamma_s \Delta}{1 - \Gamma_s S_{11}} \right]^*$$

$$= \left[\frac{0.38 \angle -87.8 - (0.42 \angle -168 \times 0.302 \angle -142.67)}{1 - (0.42 \angle 168 \times 0.786 \angle -111.8)} \right]^*$$

$$= \left[\frac{0.38 \angle -87.8 - 0.126 \angle -310.67}{1 - 0.330 \angle -279.8} \right]^*$$

$$= \left[\frac{-0.0675 - 0.475 j}{0.944 - 0.325 j} \right]^*$$

$$= \left[\frac{0.479 \angle -98}{0.998 \angle -19.0} \right]^*$$

$$= [0.481 \angle -79]^*$$

$$= 0.481 \angle 79$$

#

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- คำนวณหาวงกลมเสถียรภาพทางด้านเอาท์พุท (C_1)

$$C_1 = \frac{(S_{22} - \Delta S_{11}^*)^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2}$$

$$= \frac{C_1^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \quad ; C_1 = (S_{22} - \Delta S_{11}^*)$$

$$C_1 = (0.38 \angle -87.8 - (0.302 \angle -142.67 \times 0.786 \angle 111.8))$$

$$= 0.319 \angle -126 \quad \#$$

$$C_1 = \frac{C_1^*}{0.144 - 0.091} = \frac{C_1^*}{0.053}$$

$$= \frac{0.319 \angle 126}{0.053}$$

$$= 6.018 \angle 126$$

$$r_1 = \frac{|S_{12} S_{21}|}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2}$$

$$= \frac{(0.076 \times 3.754)}{(0.144 - 0.091)}$$

$$= \frac{0.285}{0.053}$$

$$= 5.38 \quad \#$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- คำนวณหาวงกลมเสถียรภาพทางด้านอินพุท (C_s)

$$C_s = \frac{C_2^*}{|S_{11}|^2 - |A|^2}$$

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

$$= 0.786 \angle -111.8 - (0.302 \angle -142.67 \times 0.38 \angle 87.8)$$

$$= 0.786 \angle -111.8 - 0.114 \angle -54.87$$

$$= 0.729 \angle -119.34$$

$$C_s = \frac{0.729 \angle 119.34}{(0.617 - 0.091)}$$

$$= \frac{0.729 \angle 119.34}{0.526}$$

$$= 1.381 \angle 119.34$$

$$r_s = \frac{|S_{12}S_{21}|}{||S_{11}|^2 - |A|^2|}$$

$$= \frac{(0.076 \times 3.754)}{(0.617 - 0.091)}$$

$$= 0.542$$

#

นำค่าที่ได้จากการคำนวณต่าง ๆ นั้นไปพล็อตลงบนสมิทชาร์ตแล้วจะได้รับความยาวและความกว้างของสายทองแดงที่ใช้ในการแมตช์อิมพีแดนซ์ทั้งทางด้านอินพุทและเอาต์พุตดังต่อไปนี้ จากค่า Γ และ Γ_s ที่ได้นำไปพล็อตบนสมิทชาร์ตจะได้ค่าดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Z_1 = \Gamma_1 = 0.481 \angle 79$$

$$Z_s = \Gamma_s = 0.42 \angle -168$$

หาค่า Y_1 และ Y_s จาก Z_1 และ Z_s

เมื่อพล็อต Y_1 และ Y_s เสร็จแล้วก็ลากเส้นตรงจาก Z_1 และ Z_s นั้นผ่านศูนย์กลางของสมิธชาร์ตที่มีจากศูนย์กลางของสมิธชาร์ตเท่ากับ Γ_1 และ Γ_s ณ จุดตรงนั้นก็จะได้ค่า Y_1 และ Y_s ออกมา

$$Y_1 = 0.54 - j0.75$$

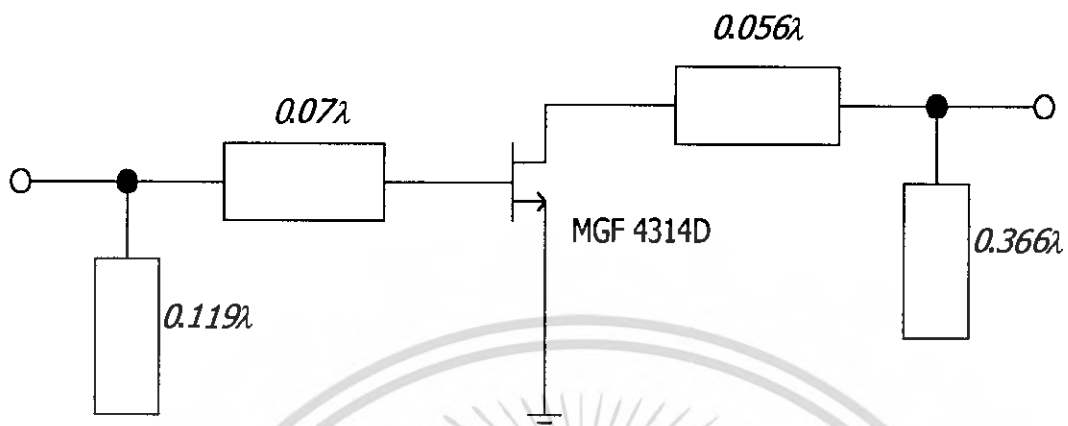
$$Y_s = 2.3 + j0.58$$

เมื่อได้จุด Y_1 และ Y_s แล้ว ก็ลากเส้นตรงจาก Γ_1 ผ่านจุด Y_1 ไปยังเส้นรอบวงของวงกลมจะมีจุดที่บอกค่าความยาวไว้ ซึ่งจะคิดเป็นเท่าของ λ ซึ่งในหนึ่งรอบวงกลมจะมีค่า 0.5λ ทิศทางตามเข็มนาฬิกา ซึ่งในการคำนวณครั้งนี้อ่านค่าได้ 0.39λ หลังจากนั้นลากเส้นโค้งรัศมีเท่ากับขนาดของ Γ_1 จากจุด Y_1 ให้ไปตัดกับจุดที่มีค่าความต้านทาน (Real) มีค่าเท่ากับหนึ่ง เมื่อได้จุดนี้แล้วลากเส้นจากจุดศูนย์กลางผ่านจุดที่ได้ไปยังเส้นรอบวงกลมก็จะอ่านค่าความยาวได้อีกค่าคือ 0.334λ

ดังนั้นจะหาความยาวของตัวแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ต่ออนุกรมอยู่ทางเอาท์พุทได้จาก

$$0.39\lambda - 0.334\lambda = 0.056\lambda$$

ส่วนค่าตัวแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ต่อขนานอยู่ทางด้านเอาท์พุทสามารถหาได้จากการอ่านค่าจากจินตภาพของจุดที่ลากเส้นจากจุด Γ_1 มาตัดกับจุดที่ค่าความต้านทานเท่ากับหนึ่ง จะได้ค่าจินตภาพ คือ $-j1.3$ ให้ทำจุดไว้ที่เส้นรอบวงของวงกลมที่จุด $-j1.3$ แล้วลากเส้นจากจุดศูนย์กลางไปยังจุด $-j1.3$ ที่บริเวณเส้นรอบวงกลมก็จะได้ความยาวเป็น 0.366λ ซึ่งก็คือความยาวของตัวแมตซ์อิมพีแดนซ์ทางด้านเอาท์พุทที่ต่อขนานอยู่ ส่วนทางด้านอินพุทก็อ่านค่าในลักษณะเช่นเดียวกันนี้แล้วจะได้วงจรออกมาดังรูป



รูปที่ 3.14 วงจรการแมตซ์อิมพีแดนซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

การทดสอบและวัดสัญญาณ

ปริญญานิพนธ์ที่ได้จัดทำขึ้นนี้ เมื่อได้ทำการคำนวณออกแบบวงจรต่างๆจนถึงขั้นตอนการสร้างโครงงาน เพื่อเป็นการสรุปผลของปริญญานิพนธ์ที่ได้สร้างขึ้นจึงจำเป็นต้องทำการทดสอบและวัดสัญญาณของวงจรที่ได้ทำการออกแบบว่ามีผลเป็นไปตามวัตถุประสงค์ที่ต้องการหรือไม่ และเป็นไปตามทฤษฎีที่ใช้อ้างอิงหรือเปล่า ซึ่งเครื่องมือที่ใช้ในการวัดสัญญาณจะใช้เครื่อง Network Analyzer และเครื่องวัด Spectrum ทำการวัดสัญญาณและค่าพารามิเตอร์ต่างๆของวงจร

4.1 ลำดับขั้นการทดลอง

1. ทำการต่อวงจรขยายเข้ากับแหล่งจ่ายไฟ ซึ่งจะใช้ไฟ $V_{GS} = -0.3 \text{ V}$ และแรงดัน $V_{DS} = 2 \text{ V}$ ใช้กระแส $I_T = 30 \text{ mA}$ โดยแยกแต่ละตัวจะใช้กระแส 7.5 mA ต่อเฟท 1 ตัว
2. ต่อวงจรขยายเข้ากับเครื่อง Network Analyzer
3. เปิดเครื่อง Network Analyzer ให้พร้อมที่จะทำการวัด เปิดไฟจากแหล่งจ่ายเข้าเลี้ยงวงจรขยาย
4. ทำการวัดผลการทดลอง ซึ่งจะได้ผลการทดลองดังต่อไปนี้

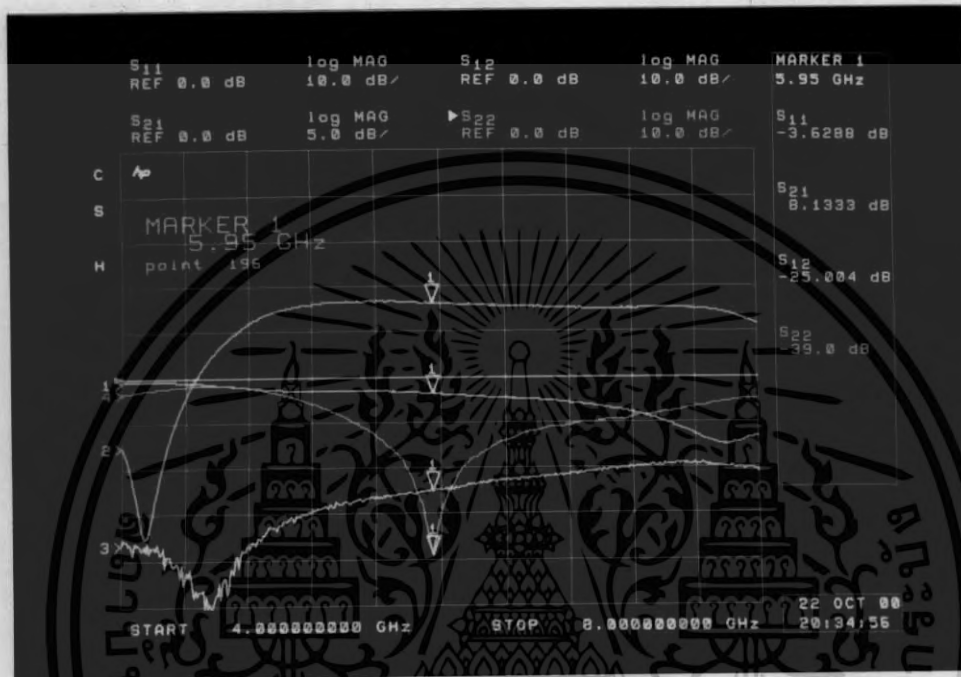
4.2 ผลการวัดสัญญาณจากเครื่อง Network Analyzer

จากผลการทดลองทั้งหมดที่ได้ทำการออกแบบและสร้างวงจรขยายสัญญาณเพื่อให้มีสัญญาณรบกวนต่ำ ซึ่งในการออกแบบก็จะเริ่มตั้งแต่การออกแบบและสร้างแบบหนึ่งสแตจก่อน เมื่อทำการทดลองได้ผลตามวัตถุประสงค์แล้วจึงทำการออกแบบให้เป็นแบบ 2 สแตจและทำการสร้างวัดผลการทดลองให้ได้ตามวัตถุประสงค์ที่ต้องการ ซึ่งจากผลการทดลองเมื่อเป็นไปตามวัตถุประสงค์แล้วจึงนำมาออกแบบและสร้างให้เป็นวงจรขยายสัญญาณเพื่อให้มีสัญญาณรบกวนต่ำสองสแตจแบบย่านความถี่กว้าง ซึ่งผลการทดลองทั้งหมดที่ได้ทำการทดลองนั้นจะ ได้ผลดังนี้

จากรูป 4.1 เป็นผลการทดลองของวงจรขยายแบบสแตจเดียว จะเห็นได้ว่าที่ความถี่ประมาณ $5.8 \text{ GHz} - 6.00 \text{ GHz}$ จะเป็นช่วงที่ผลการทดลองแมตซ์ดี อ่านค่า $S_{11} = -3.6 \text{ dB}$ ที่จุดความถี่ศูนย์กลางคือ 5.8 GHz ซึ่งจะสังเกตเห็นจากกราฟในรูป 4.1 กราฟเส้นสีเหลืองค่า $S_{12} = -25 \text{ dB}$ จะเห็นได้ว่าค่า S_{12} เป็นค่าที่แมตซ์ดีที่สุด สังเกตเห็นได้จากกราฟสีชมพูค่า $S_{21} = 8.1 \text{ dB}$ ซึ่งเป็นอัตราขยายของวงจร จากผลการทดลองนี้จะเป็นไปตามวัตถุประสงค์ เพราะอัตราการขยาย

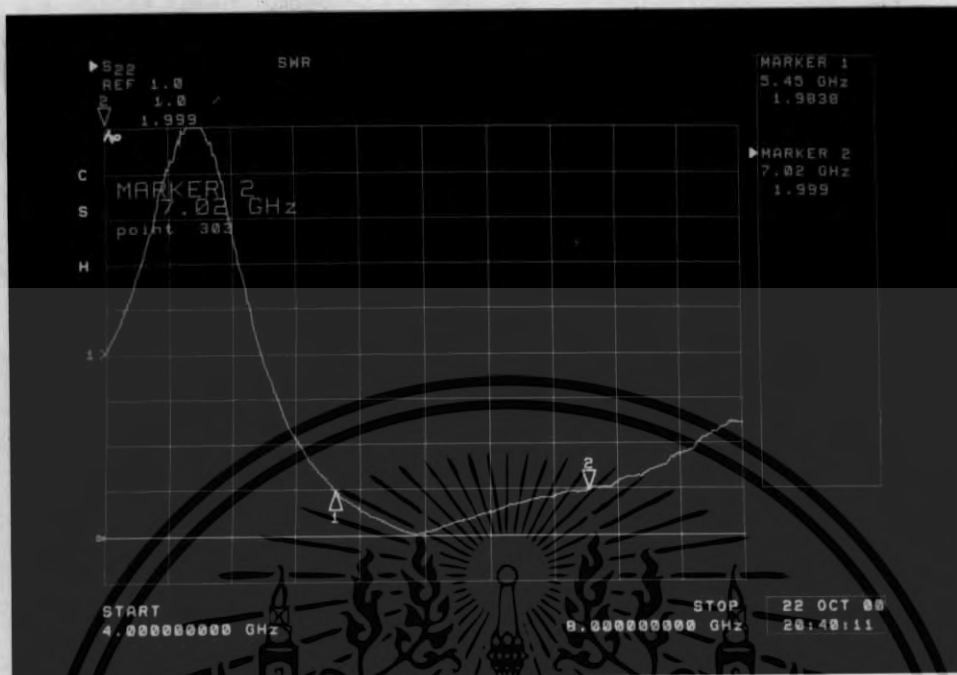
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ราบเรียบตลอดย่านความถี่ที่ออกแบบ และค่าพารามิเตอร์การกระจายตัวสุดท้ายที่ทำการวัดคือ ค่า $S_{22} = -22\text{dB}$ ซึ่งก็ถือว่าเป็นค่าที่เมตซ์ดีเช่นกัน สังเกตได้จากกราฟเส้นสีเขียว จากผลการทดลองทั้งหมดที่ได้นี้เป็นการออกแบบให้เป็นแบบแบนด์วิธแคบอยู่ซึ่งจะเห็นได้ว่าค่าพารามิเตอร์การกระจายแต่ละตัวจะไปแมตซ์ที่ความถี่ศูนย์กลาง 5.8 GHz เป็นส่วนใหญ่



รูปที่ 4.1 ค่าพารามิเตอร์การกระจายของวงจรขยายแบบ 1 สเตจ

จากรูปที่ 4.2 เป็นการวัดค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง (Standing Wave Ratio: SWR) ของวงจรขยายแบบหนึ่งสเตจซึ่งจะวัดจากค่า S_{22} มีค่าเท่ากับ 1.05dB และจะเห็นว่าค่า SWR มีค่าใกล้เคียงหนึ่งมากแสดงว่าวงจรมีประสิทธิภาพดีในย่านความถี่ที่ออกแบบ คือ 5.8 GHz

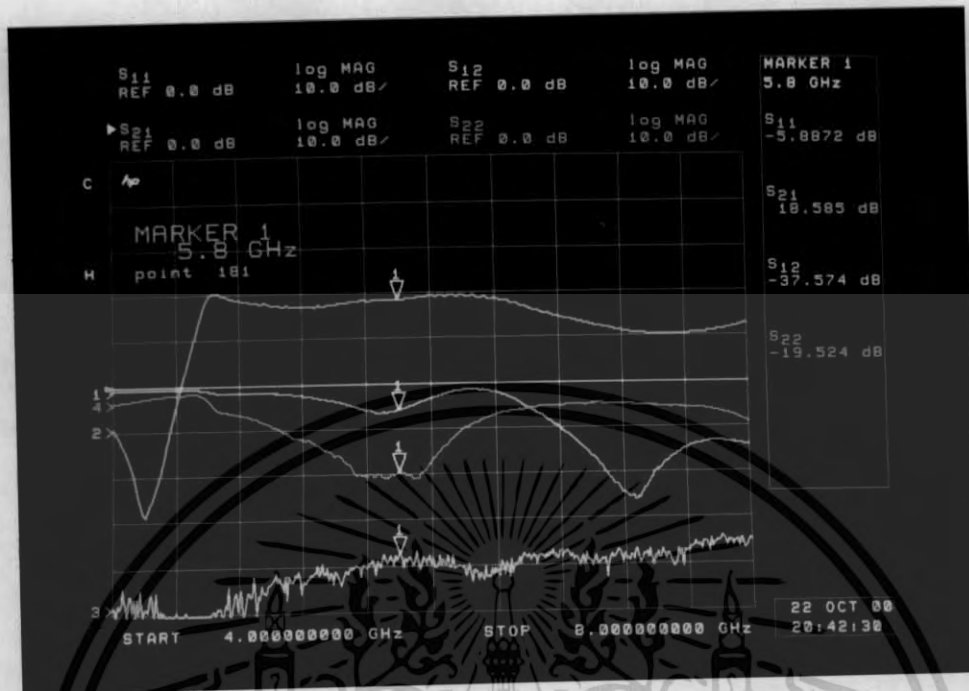


รูปที่ 4.2 ค่า SWR ของวงจรขยายสัญญาณเพื่อให้มีสัญญาณรบกวนต่ำ 1 แสดง (วัดที่เอาต์พุต)

จากรูป 4.3 เป็นการวัดผลการทดลองของวงจรขยายสัญญาณเพื่อให้มีสัญญาณรบกวนต่ำแบบ 2 แสดง และจากผลการทดลองอ่านค่าต่างๆ ได้ดังนี้

ค่า S_{11} เป็นสัมประสิทธิ์การสะท้อนทางด้านอินพุตวัดได้ -5.8dB ที่ความถี่ 5.8GHz และมีค่าการเปลี่ยนแปลงเล็กน้อยในช่วงความถี่ที่ออกแบบคือย่านความถี่ $5.3\text{GHz} - 6.3\text{GHz}$ จะสังเกตเห็นได้จากกราฟเส้นสีเหลือง ค่า S_{12} วัดได้ -37dB จะเห็นได้ว่าเป็นค่าที่แมตซ์ที่สุด ดูจากกราฟเส้นสีชมพูซึ่งจะมีค่าที่ต่ำมากๆ ค่า S_{21} เป็นอัตราขยายของวงจรแบบ 2 แสดงนี้วัดได้ $18\text{dB} \pm 1\text{dB}$ ตลอดย่านความถี่ที่ได้ทำการออกแบบไว้ จะเห็นได้ว่าวงจรขยายมีอัตราขยายที่คิดเป็นไปตามเป้าหมายที่กำหนดไว้เลยทีเดียว และค่า S_{22} เป็นสัมประสิทธิ์การสะท้อนทางด้านเอาต์พุตของ วงจรวัดได้ -19.5dB ซึ่งเป็นอีกค่าหนึ่งที่ดีเช่นกัน และค่านี้เราสามารถปรับได้โดยทำเป็นวงจรขยายแบบบาลานซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.3 ค่าพารามิเตอร์การกระจายของวงจรขยายสัญญาณเพื่อให้มีสัญญาณรบกวนต่ำ 2 แสดง

จากรูป 4.4 เป็นการวัดผลการทดลองของวงจรขยายสัญญาณเพื่อให้มีสัญญาณรบกวนต่ำ 2 แสดง เป็นการวัดค่า SWR ของวงจรซึ่งจะวัดที่ S₂₂ จะเห็นได้ว่าในช่วงความถี่ 5.3 GHz – 6.3 GHz จะมีค่า SWR ต่ำกว่าสอง และมีค่าเข้าใกล้หนึ่งแสดงว่าวงจรขยายมีประสิทธิภาพที่ดีเป็นไปตามวัตถุประสงค์และเป้าหมายที่วางไว้ อ่านค่า SWR ได้เท่ากับ 1.05dB ที่ความถี่ศูนย์กลาง 5.8 GHz

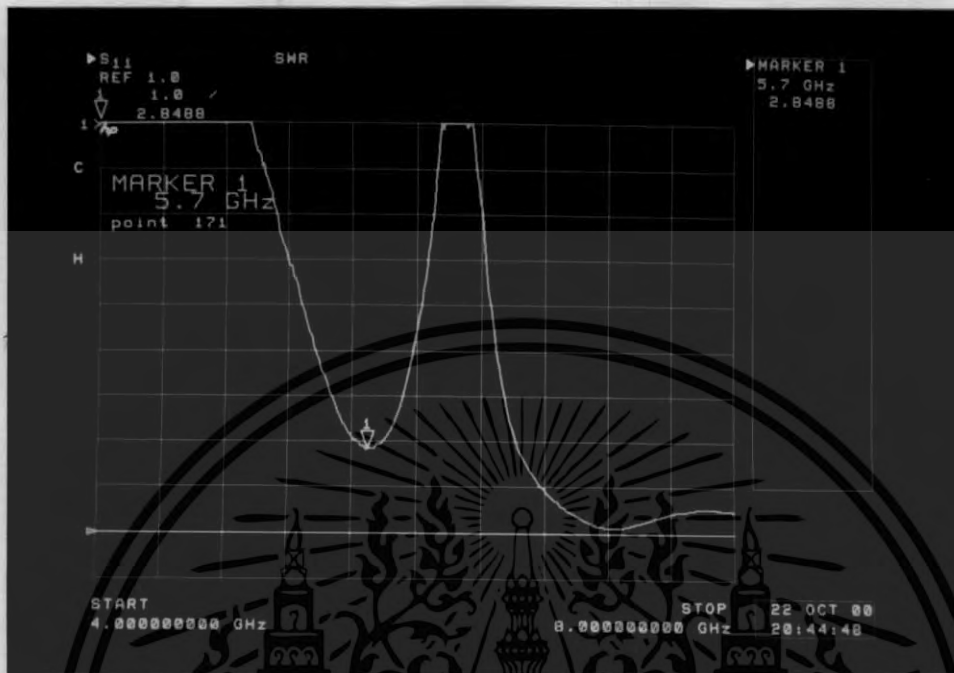
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.4 ค่า SWR ของวงจรขยายสัญญาณเพื่อให้มีสัญญาณรบกวนค่า 2 แสดง (วัดที่เอาต์พุต)

จากรูปที่ 4.5 เป็นผลการวัดค่า SWR ของวงจรขยายสัญญาณเพื่อให้มีสัญญาณรบกวนค่า 2 แสดง วัดที่ค่า S_{11} จากผลการวัดที่ได้จะเห็นว่าค่า S_{11} ของเฟทเบอร์ MGF 4314E มีค่า S_{11} ค่อนข้างสูงจึงยากที่จะทำการแมตซ์ให้ลงตัวได้ และในการออกแบบส่วนมากก็จะดูที่ค่า S_{22} เป็นส่วนใหญ่ ถ้า S_{22} แมตซ์ก็แสดงว่าวงจรใช้ได้ ส่วนในรูปข้างล่างนี้จะเห็นได้ว่าในย่านความถี่ที่ออกแบบ ค่า SWR จะลดลง แต่ก็มีค่าค่อนข้างสูงอยู่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

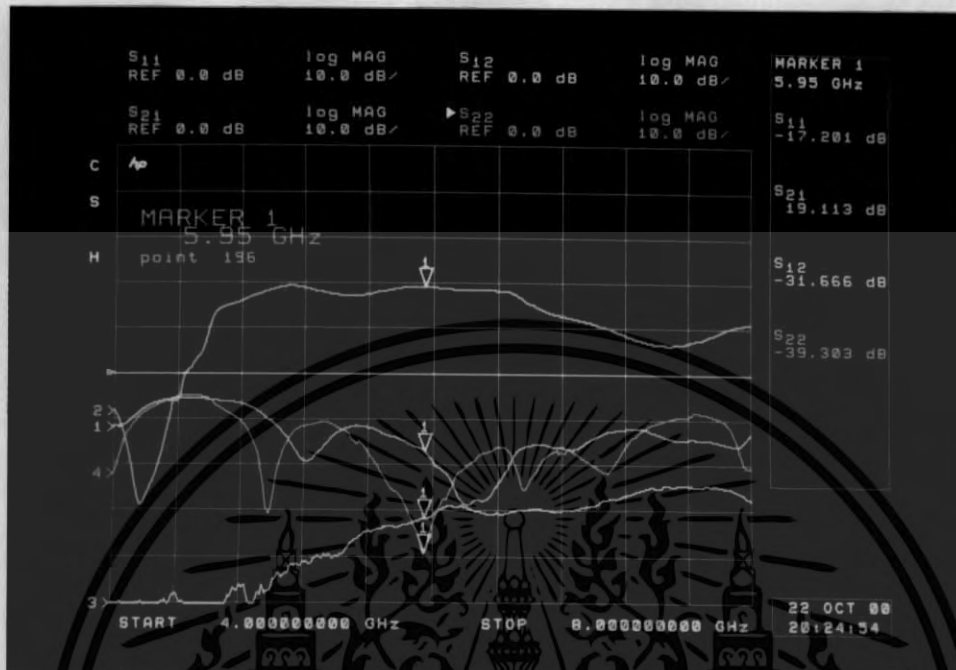


รูปที่ 4.5 ค่า SWR ของวงจรขยายสัญญาณเพื่อให้มีสัญญาณรบกวนต่ำ 2 สเตจ (วัดที่อินพุท)

จากรูป 4.6 เป็นการวัดผลการทดลองของวงจรขยายสัญญาณเพื่อให้มีสัญญาณรบกวนต่ำ 2 สเตจแบบย่านกว้าง ซึ่งเป็นการวัดผลของวงจรที่เสร็จสมบูรณ์แล้วของปริณูยานิพนธ์ฉบับนี้ จากผลการทดลองอ่านค่าต่างๆ ได้ดังนี้

ค่า S_{11} อ่านค่าได้ประมาณ -17dB ที่ความถี่ศูนย์กลาง 5.8 GHz ส่วนค่าที่อ่านได้ตลอดย่านแบนด์วิธอ่านได้เฉลี่ย -15dB ซึ่งก็ถือว่าเป็นค่าที่ดีเช่นเดียวกัน สังเกตดูจากกราฟเส้นสีเหลือง ค่า S_{12} อ่านค่าเฉลี่ยได้ตลอดย่านแบนด์วิธอ่านได้ -31dB ซึ่งถือว่าเป็นค่าที่แมตซ์ดีที่สุด สังเกตดูจากกราฟเส้นสีชมพู ค่า S_{21} ซึ่งเป็นค่าที่สำคัญที่สุดของวงจรขยายเพราะเป็นอัตราขยายของวงจรตลอดย่านแบนด์วิธอ่านค่าได้ประมาณ 19dB ซึ่งถือว่าเป็นอัตราขยายที่ดีมากและมีความราบเรียบตลอดย่านแบนด์วิธ ซึ่งถือได้ว่าการออกแบบและสร้างวงจรขยายนี้ได้ประสบความสำเร็จตามวัตถุประสงค์ทุกประการ และค่าสุดท้ายทำการวัดคือค่า S_{22} อ่านค่าได้โดยเฉลี่ย -22dB ก็เป็นค่าที่ดีอีกค่าหนึ่งเช่นเดียวกัน โดยดูได้จากกราฟเส้นสีเขียว

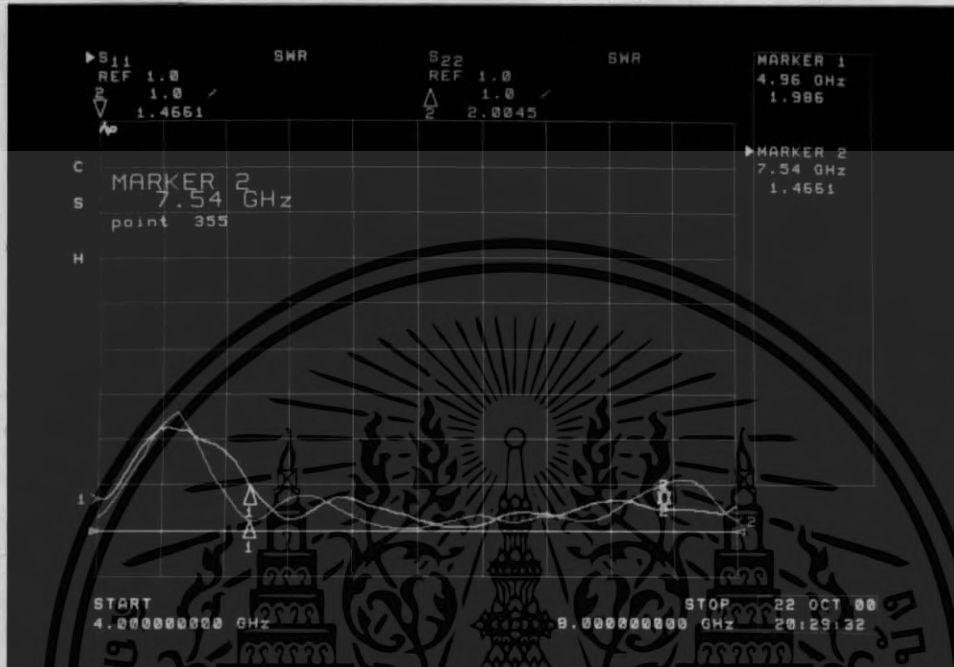
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.6 ค่าพารามิเตอร์การกระจายของวงจรขยายสัญญาณเพื่อให้มีสัญญาณรบกวนต่ำ 2 แสดงแบบย่านกว้าง

จากรูปที่ 4.7 เป็นผลการวัดค่า SWR ของวงจรขยายสัญญาณเพื่อให้มีสัญญาณรบกวนต่ำ 2 แสดงแบบย่านกว้าง ซึ่งวัดที่ค่า S_{11} และ S_{22} อ่านค่าได้ดังนี้

ค่า SWR ที่ S_{11} ตลอดย่านแบนด์วิธโดยเฉลี่ยอ่านได้ 1.2dB ซึ่งสังเกตได้จากกราฟเส้นสีเขียว ส่วนค่า SWR ที่ S_{22} ตลอดย่านแบนด์วิธถือว่าดีมากเพราะมีค่าเข้าใกล้หนึ่งตลอดย่านความถี่ที่ออกแบบ อ่านค่าได้ 1.05 dB ซึ่งสังเกตได้จากกราฟเส้นสีเขียวย

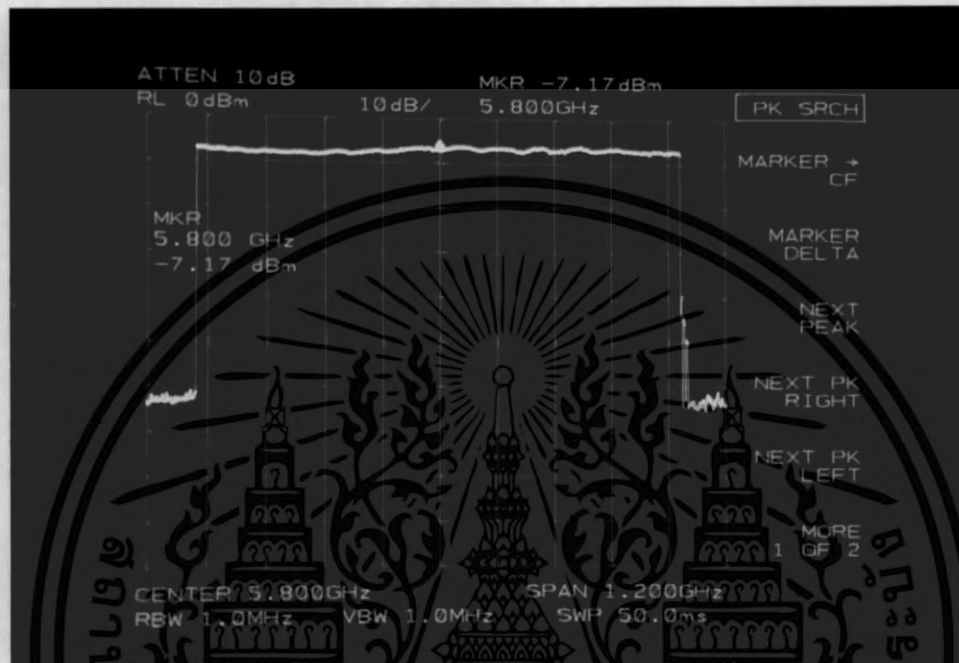


รูปที่ 4.7 ค่า SWR วัดที่อินพุตและเอาต์พุตของวงจรถ่ายสัญญาณเพื่อให้มีสัญญาณรบกวนต่ำ 2 แสดงแบบย่านกว้าง

จากรูป 4.8 เป็นผลการทดลองวัดการใช้งานจริงโดยใช้ Spectrum เป็นเครื่องวัดสัญญาณซึ่งจากรูปแสดงให้เห็นว่าตลอดย่านแบนด์วิธที่ได้ทำการออกแบบเริ่มตั้งแต่ 5.3 GHz - 6.3GHz และมีแบนด์วิธกว้าง 1 GHz

จากรูปจะเห็นได้ว่าอัตราขยายตลอดย่านมีความราบเรียบตลอดย่านเลขที่เคียว จึงสามารถสรุปได้ว่าวงจรถ่ายสามารถขยายสัญญาณได้ตลอดทุกความถี่ในย่านแบนด์วิธในอัตราการขยายที่เท่ากันทุกความถี่ ในการทดลองนี้ได้ป้อนสัญญาณอินพุตที่ -20dBm เมื่อวัดที่เอาต์พุตอ่านได้ -7.17dBm ซึ่งมีอัตราการขยาย 19 เท่า ตรงตามที่ใช้ Network Analyzer วัด

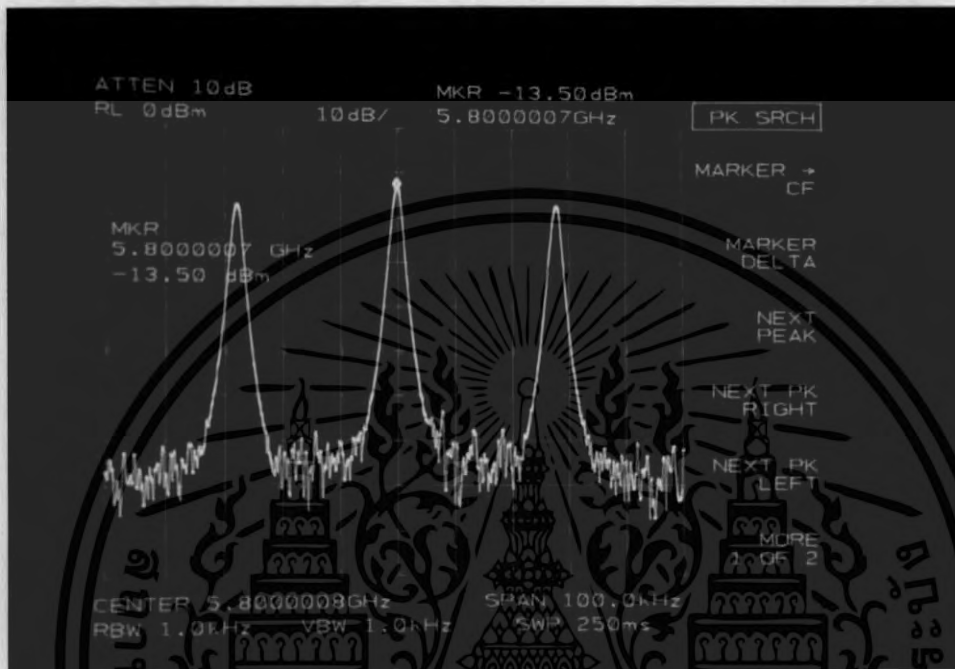
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.8 การวัดอัตรการขยายในย่านความถี่ 5.3 GHz – 6.3 GHz

จากรูปที่ 4.9 เป็นการทดลองเอาสัญญาณที่ทำการมอดูเลตแบบ FM ส่งเข้าไปทางด้านอินพุทของวงจรถยาย เมื่อทำการวัดที่เอาท์พุทจะได้ดังรูปซึ่งแสดงให้เห็นว่าวงจรถยายได้ทั้งความถี่คลื่นพาห์ (Carrier) ความถี่ด้านต่ำ (Lower Side Frequency) และความถี่ด้านสูง (Upper Side Frequency)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.9 การวัดสัญญาณมอดูเลตแบบ FM ที่เอาท์พุทของวงจรรขยาย

4.3 สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง

จากผลการทดลองทั้งหมดที่ได้ทำการวัดโดยใช้เครื่อง Network Analyzer และ เครื่องวัด Spectrum ผลที่ได้ในแต่ละขั้นตอนถือว่าเป็นผลการทดลองที่บรรลุตามเป้าหมายทุกขั้นตอนแต่กว่าจะผ่านพ้นแต่ละขั้นตอนมาได้ค่อนข้างจะใช้เวลาในการทดลองนานมากเพราะการแมทซ์อิมพีแดนซ์ทำได้ยาก และการทดลองนี้ได้ทำการทดลองบนแผ่นปริ้นท์ที่มีซัพสเตรทเป็นอีพ็อกซีด้วย ซึ่งซัพสเตรทชนิดนี้มีค่าการสูญเสียค่อนข้างสูงจึงทำให้เพิ่มความยากขึ้นไปอีก และผลการทดลองที่ออกมาในแต่ละขั้นตอนถือว่าดี และเมื่อนำผลไปเทียบกับผลของโปรแกรม Eagleware Genesis จะไม่เหมือนกันเพราะว่าในโปรแกรมจะชดเชยค่าต่างๆไม่ตรงกับความจริงจึงทำให้ผลการทดลองจริงต่างไปจากผลในโปรแกรมคอมพิวเตอร์ แต่โปรแกรม Eagleware Genesis นี้ก็ถือได้ว่าเป็นโปรแกรมที่ช่วยได้มากเลยทีเดียวในการแมทซ์ค่าอิมพีแดนซ์ของส่วนต่างๆของวงจรรวมไปถึงลายทองแดงของวงจรรทั้งหมดด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

บทสรุป

จากการออกแบบและทดลองสร้างวงจรขยายสัญญาณเพื่อให้มีสัญญาณรบกวนต่ำสองสเตจ ที่ความถี่ศูนย์กลาง 5.8 GHz ทำการออกแบบที่ความถี่ 5.3 GHz – 6.3 GHz ซึ่งจะมีอัตราขยายสูงสุด $19 \text{ dB} \pm 1 \text{ dB}$ ตลอดย่านแบนด์วิธที่ออกแบบ ในการออกแบบปริยญาณิพนธ์นี้ได้จัดทำบนแผ่นปรินต์ที่ออกซึ่งมีขายอยู่ในประเทศไทย ซึ่งจากผลการทดลองก็จะเห็นได้ว่าแผ่นปรินต์ที่มีราคาถูกๆ ในประเทศก็สามารถนำมาใช้ในการสร้างวงจรที่ต้องการประสิทธิภาพสูงๆ ได้เช่นกัน ซึ่งจะเห็นได้จากผลการทดลองในบทที่ 4 และจากการทดลองนี้ก็ได้อุปสรรคต่างๆ มากมาย ซึ่งพอจะสรุปปัญหาได้ดังนี้

ปัญหา

จากการสร้างวงจรขยายสัญญาณเพื่อให้มีสัญญาณรบกวนต่ำแบบสองสเตจในย่านความถี่ 5.8 GHz พอจะสรุปปัญหาต่างๆ ที่เกิดขึ้นในการทดลองดังต่อไปนี้

- 1) เฟทที่ใช้ในการออกแบบมีความไวต่ออุณหภูมิสูง ไม่ทนต่อความร้อนในการบัดกรีจึงต้องใช้หัวแร้งที่มีวัตต์ต่ำๆ เพื่อป้องกันเฟทไม่ให้เกิดความเสียหายและพังได้
- 2) อุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลองและสร้างวงจร เช่น เฟท, ตัวเก็บประจุ, คอนเนคเตอร์ SMA หาได้ยากและมีราคาค่อนข้างสูง
- 3) อุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลองและสร้างวงจรบางตัวไม่มีสเปคมาให้จึงต้องสร้างชุดวัดเพื่อทำการวัดค่าพารามิเตอร์ต่างๆ เอง
- 4) ในการถ่ายแบบลงบนแผ่นวงจรนั้น เนื่องจากวงจรมีขนาดเล็กบางครั้งก็ลายวงจรอาจขาดได้ทำให้ต้องเสียเวลาและต้องระมัดระวังในการถ่ายแบบอย่างมาก

แนวทางในการพัฒนาต่อไป

จากปริยญาณิพนธ์ฉบับนี้ทำให้เห็นแล้วว่าวัสดุที่มีอยู่ในประเทศไทยก็สามารถนำมาใช้ในการออกแบบสร้างวงจรได้ จึงมีแนวคิดที่จะแนะนำในการพัฒนาต่อไปดังนี้

- 1) อุปกรณ์ทุกอย่างในวงจรน่าจะใช้อุปกรณ์ที่มีอยู่ในประเทศไทยมาใช้ในการออกแบบและสร้างวงจร
- 2) เพิ่มแบนด์วิธในการขยายให้กว้างขึ้นเพื่อให้สามารถใช้งานได้กว้างขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- 3) เพิ่มอัตราการขยายให้สูงขึ้นและลดสัญญาณรบกวนให้ต่ำลง
- 4) ในส่วนของตัวไดเรกชันัลคัปเปิลอร์ยังทำงานได้ประสิทธิภาพต่ำอยู่ ควรจะพัฒนาให้ดีกว่านี้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บรรณานุกรม

ฉลอง แซ่ซ่า และ วิสูตร อิ่มเข้ม, 2541, “วงจรรขยายความถี่สูงและสัญญาณรบกวนต่ำ”,
ปริญญาานิพนธ์ปริญญาอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาเทคโนโลยีอิเล็กทรอนิกส์
ภาควิชาเทคนิคอุตสาหกรรม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้า
คุณทหารลาดกระบัง.

George D. Vendelin, Anthony M. Pavio, and Ulrich L. Rohde, **Microwave Circuit Design Using
Linear and Nonlinear Techniques**, Page 83 - 96 , 212 – 216

L.A Trinogga, Guo Kaizhou, and I.C.Hunter, **Practical Microstrip Circuit Design**,
Page 115 – 120

Samuel Y.liao, **Microwave Circuit Analysis And Amplifier Design**, Page 89 –119, 145 – 154

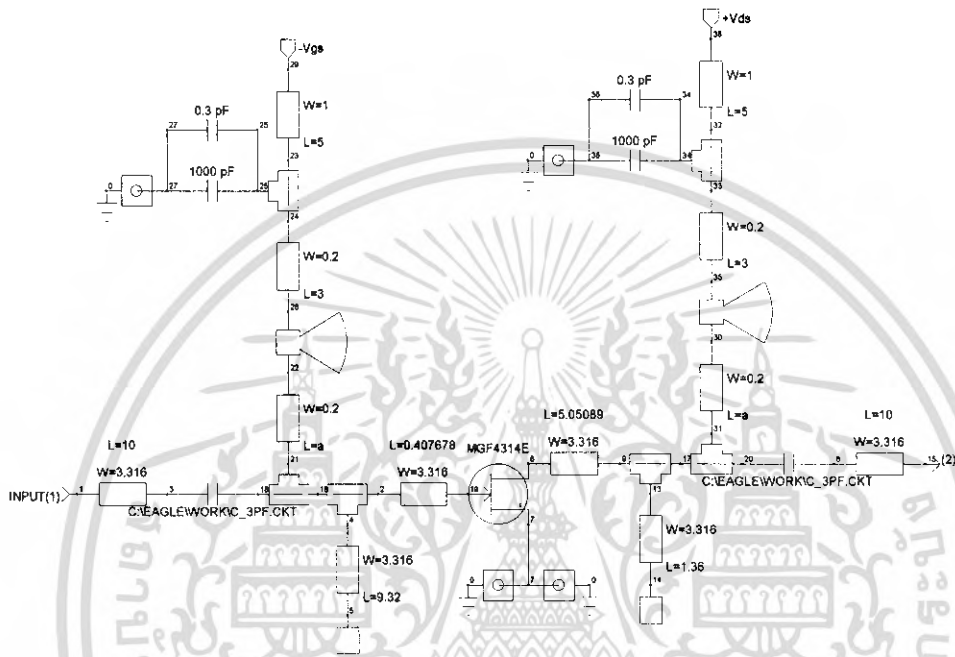
Thomas S.Laverhetta, **Solid – State Microwave devices**, Artech House Inc, Page 103 – 159

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

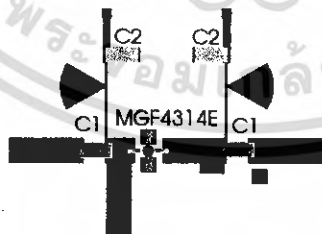


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ก.



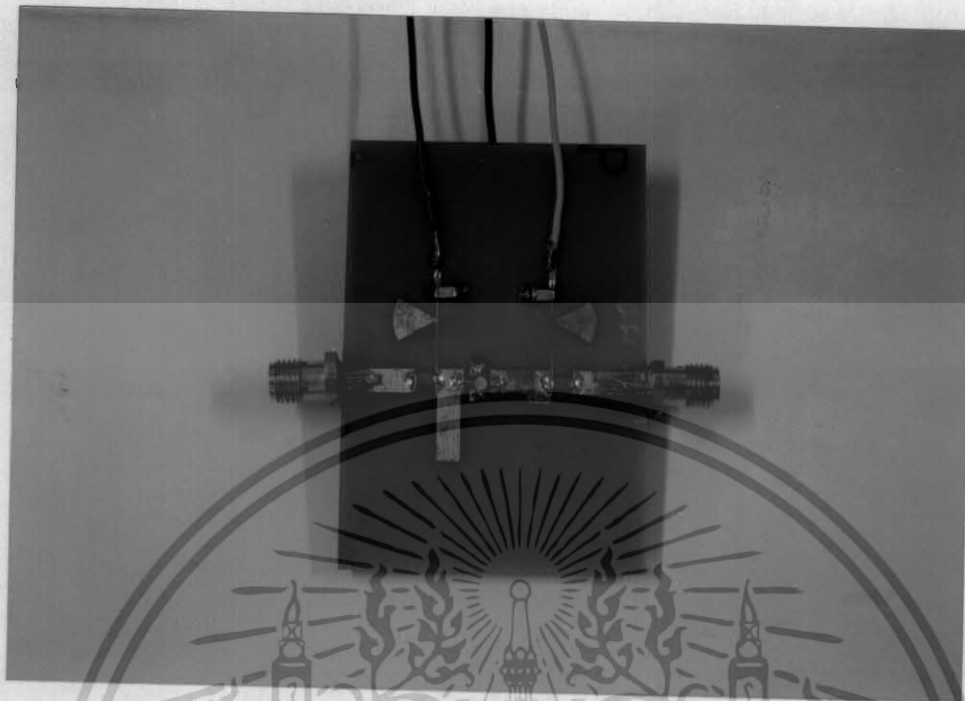
วงจรรขยายสัญญาณเพื่อให้มีสัญญาณรบกวนต่ำหนึ่งสแตจ



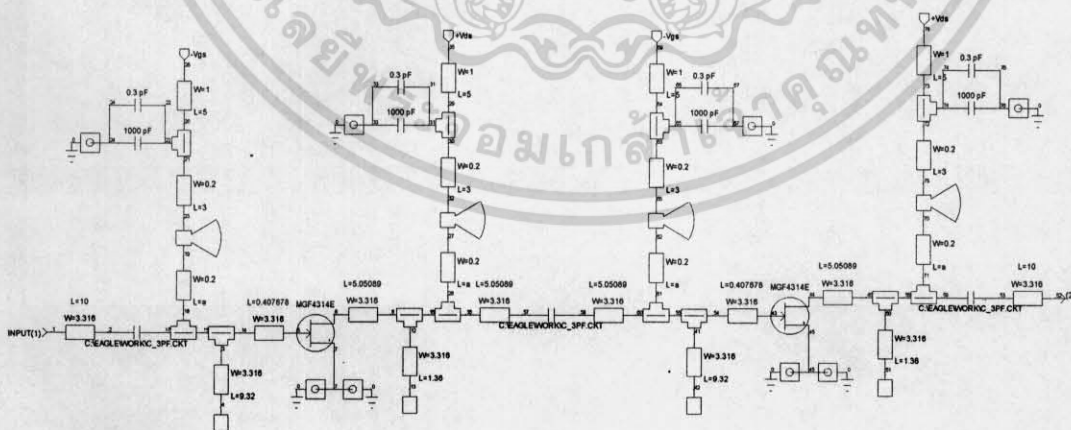
C1=3 pF
C2=0.3 pF//1000 pF

รูปแผ่นลายทองแดงและการวางอุปกรณ์ของวงจรรขยายสัญญาณเพื่อให้มีสัญญาณรบกวนต่ำหนึ่งสแตจ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

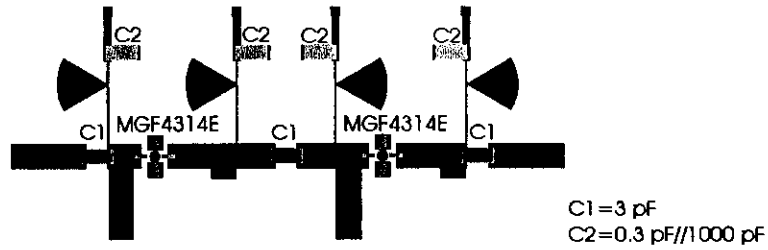


รูปวงจรสมบูรณ์ของวงจรถายสัญญาณเพื่อให้มีสัญญาณรบกวนค่านิ่งแสดง

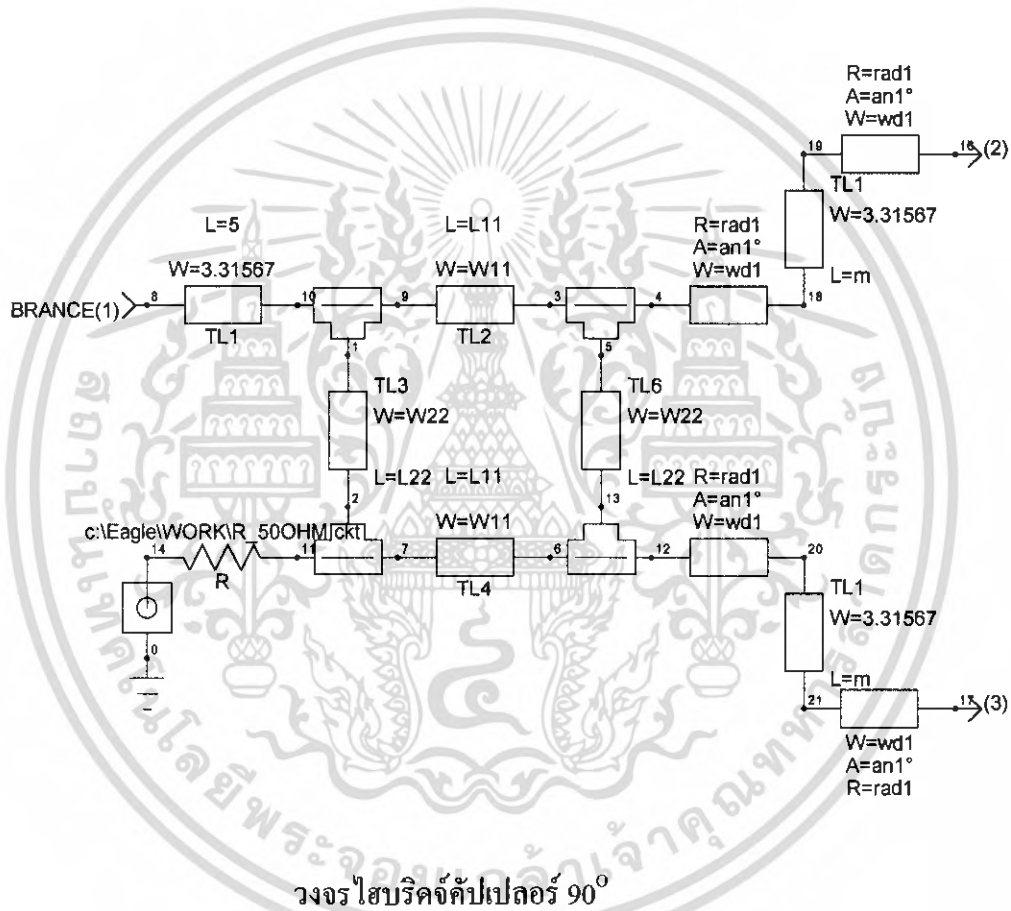


วงจรถายสัญญาณเพื่อให้มีสัญญาณรบกวนค่า 2 แสดงแบบย่านแคบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

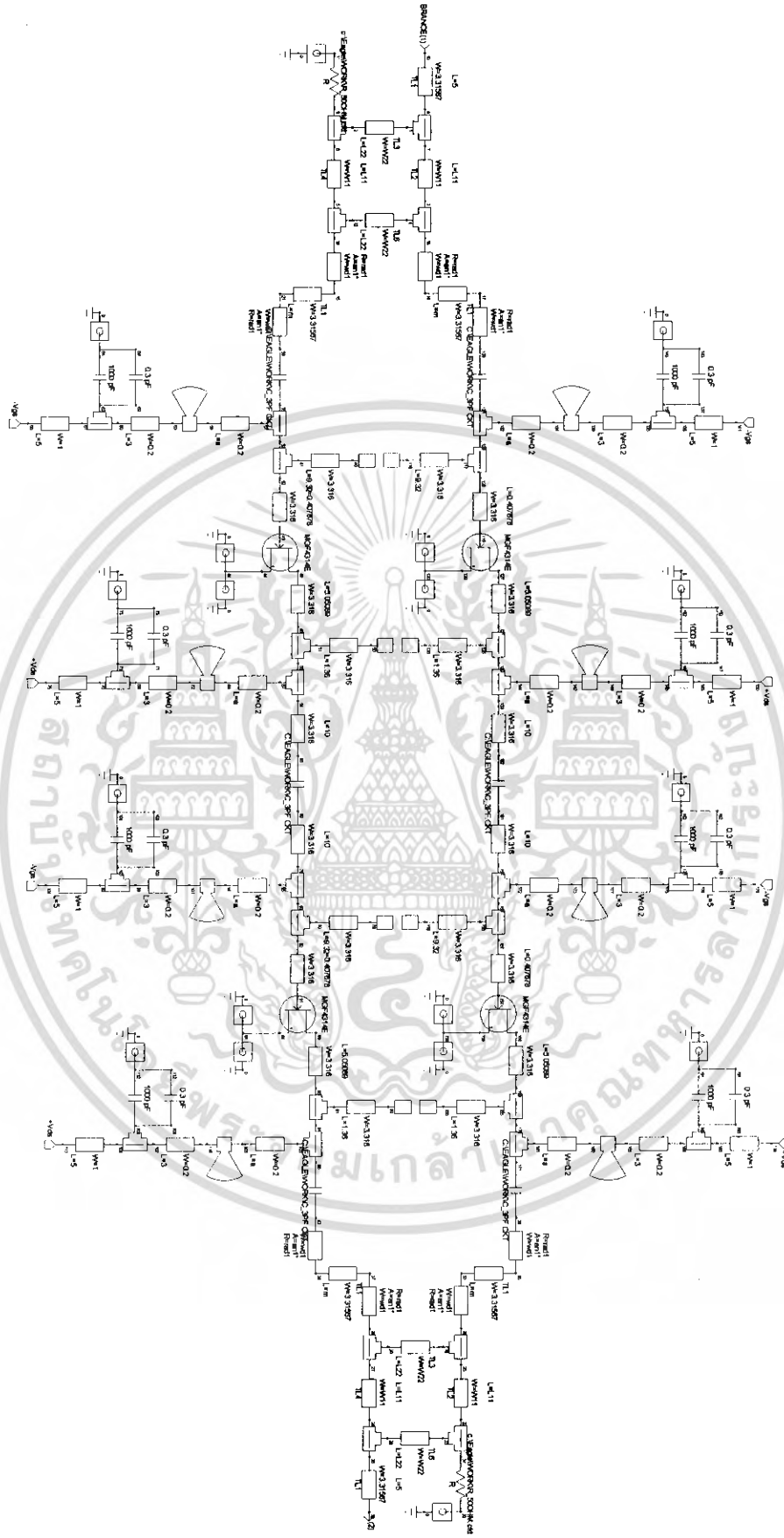


รูปแผ่นลายทองแดงและการวางอุปกรณ์ของวงจรขยายสัญญาณเพื่อ
ให้มีสัญญาณรบกวนต่ำ 2 แสดงแบบย่านแคบ



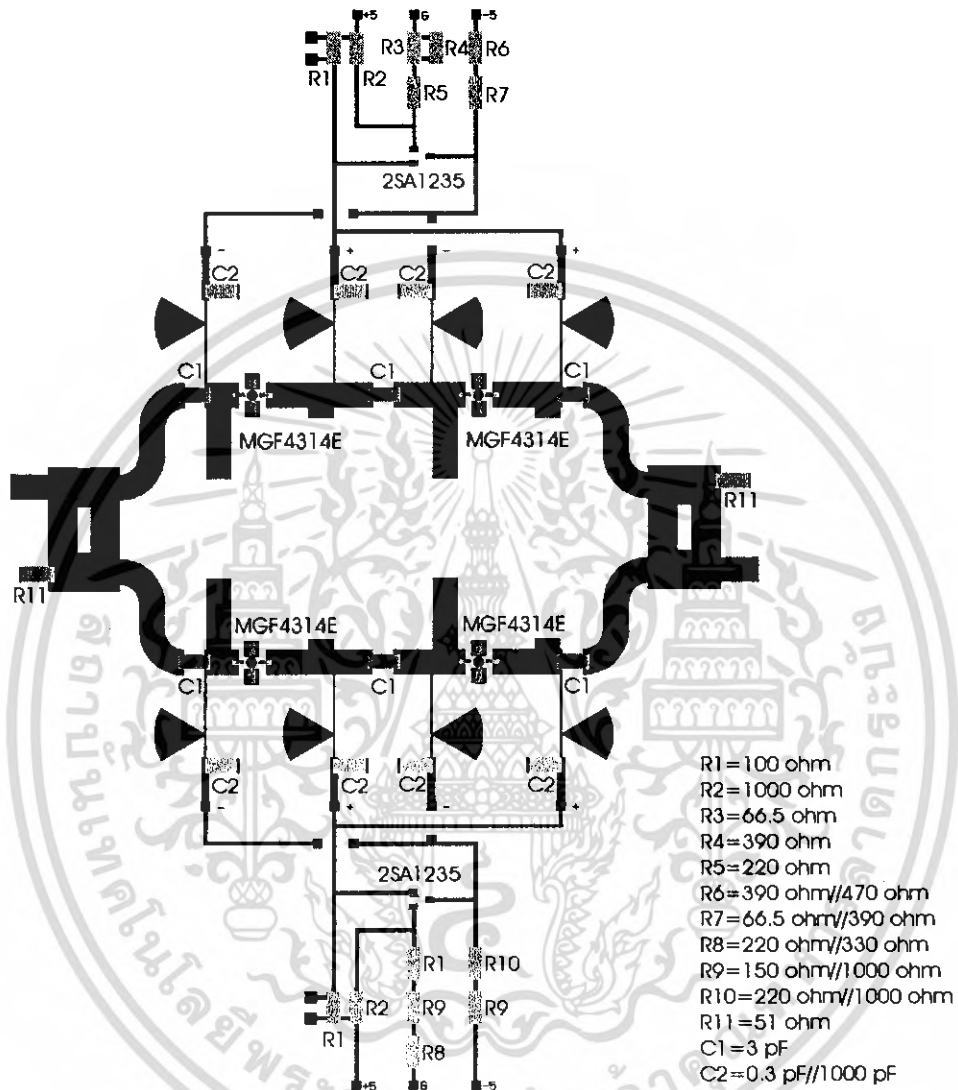
รูปแผ่นลายทองแดงและการวางอุปกรณ์ของวงจรไฮบริดจี้คัปเปิลอร์ 90°

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



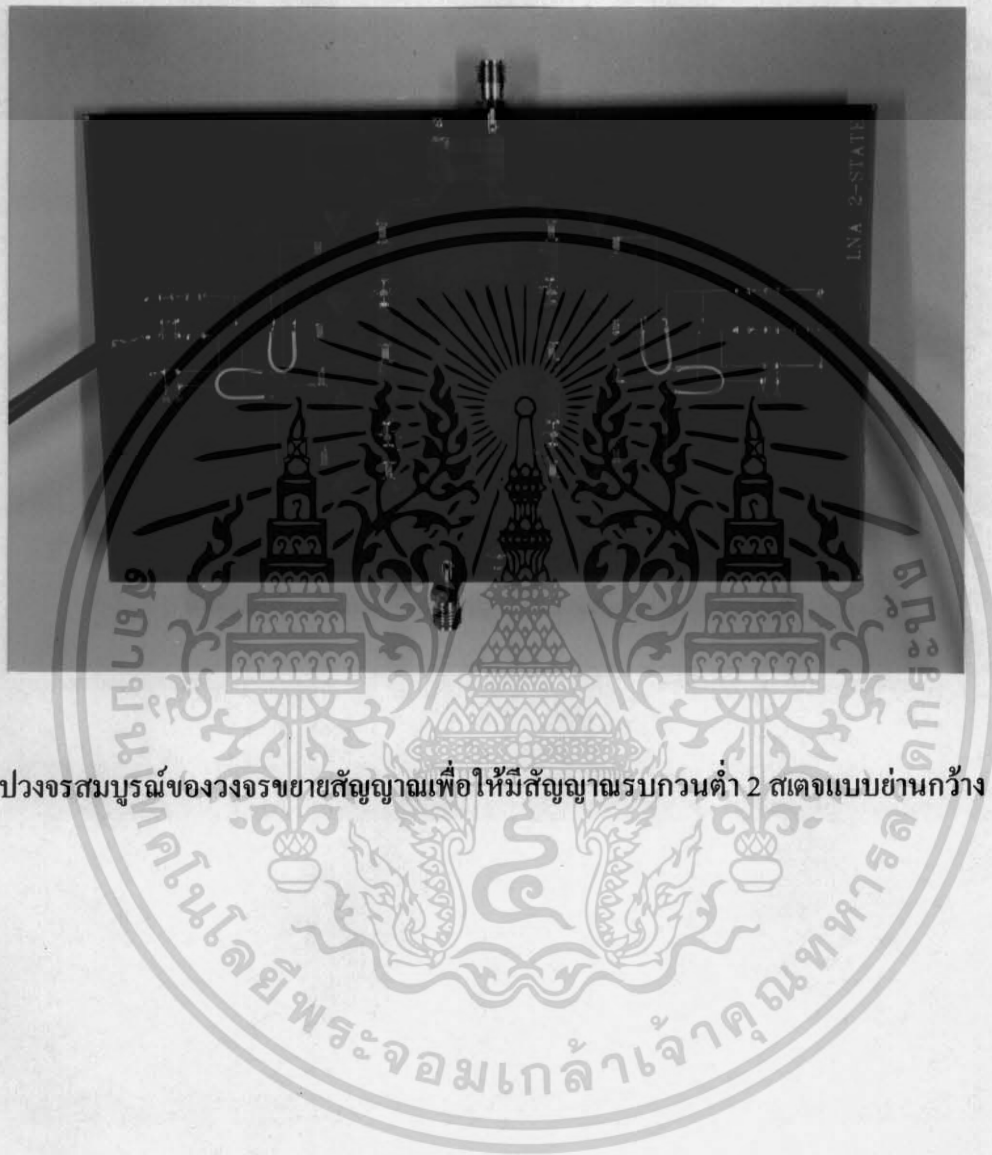
วงจรขยายสัญญาณเพื่อให้มีสัญญาณครบกว่า 2 แสดงแบบข่านกวาง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ สงวนลิขสิทธิ์ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปแผ่นลายทองแดงและการวางอุปกรณ์ของวงจรขยายสัญญาณเพื่อ
ให้มีสัญญาณรบกวนต่ำ 2 สเตจแบบขานก้ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปวงจรมบรูณ์ของวงจขยายสัญญาณเพื่อให้มีสัญญาณรบกวนต่ำ 2 แสดงแบบย่านกว้าง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ข.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MGF431xG

Super Low Noise InGaAs HEMT

DESCRIPTION

The MGF431xG series super-low-noise HEMT(High Electron Mobility Transistor) is designed for use in L 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
MGF4316G : NF min.=0.80dB (MAX.)
MGF4319G : NF min.=0.50dB (MAX.)
- High associated gain
Gs=12.0 dB (MIN.) @ f=12GHz

APPLICATION

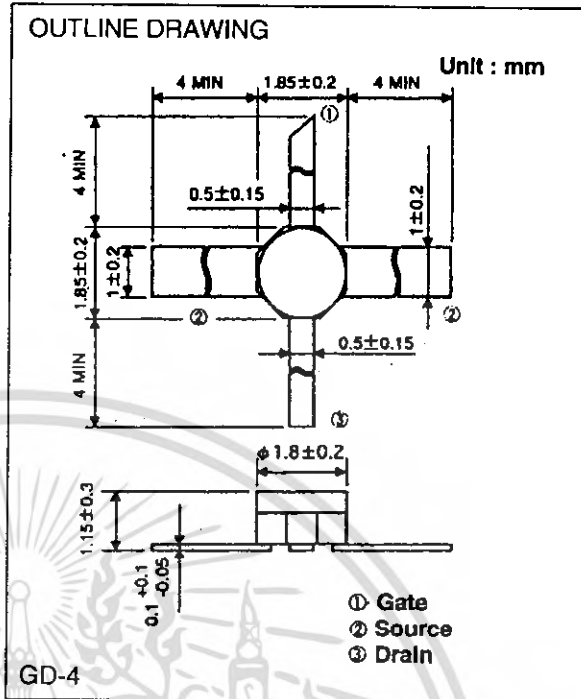
L to K band low noise amplifiers.

QUALITY GRADE

- GG

RECOMMENDED BIAS CONDITIONS

- V_{DS}=2V, I_D=10mA
- Refer to Bias Procedure



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (Ta=25°C)

Symbol	Parameter	Ratings	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

< Keep safety first in your circuit designs! >

Mitsubishi Electric Corporation puts the maximum effort into making semiconductor products better and more reliable, but there is always the possibility that trouble may occur with them. Trouble with semiconductors may lead to personal injury, fire or property damage. Remember to give due consideration to safety when making your circuit designs, with appropriate measures such as (i) placement of substitutive, auxiliary circuits, (ii) use of non-flammable material or (iii) prevention against any malfunction or mishap.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Ta=25°C)

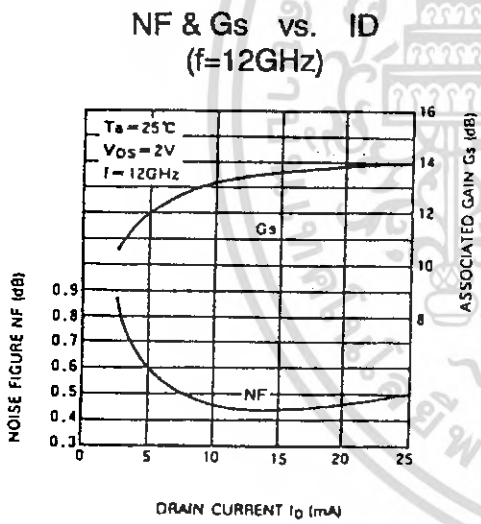
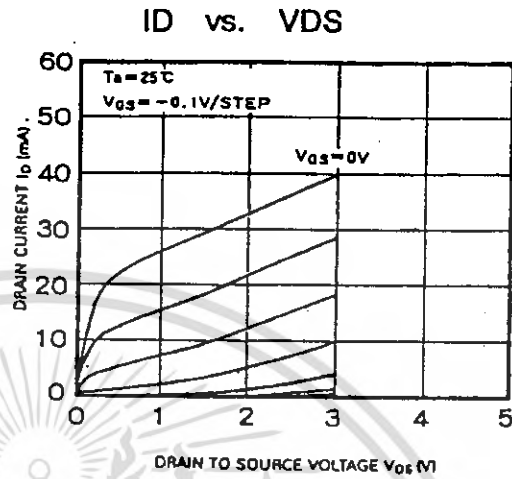
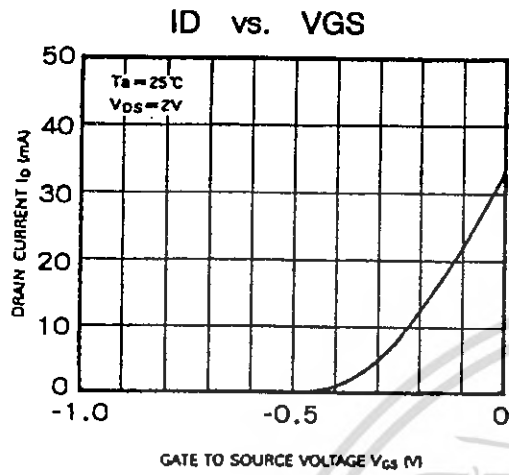
Symbol	Parameter	Test conditions	Limits			Unit	
			Min.	Typ.	Max.		
V _{(BR)GDO}	Gate to drain breakdown voltage	I _G = -10μA	-3	—	—	V	
I _{GSS}	Gate to source leakage current	V _{GS} = -2V, V _{DS} =0V	—	—	50	μA	
I _{DSS}	Saturated drain current	V _{GS} =0V, V _{DS} =2V	15	—	60	mA	
V _{GS(off)}	Gate to Source cut-off voltage	V _{DS} =2V, I _D =500μA	-0.1	—	-1.5	V	
g _m	Transconductance	V _{DS} =2V, I _D =10mA	—	75	—	mS	
G _s	Associated gain	V _{DS} =2V, I _D =10mA, f=12GHz	12	13.5	—	dB	
NF _{min}	Minimum noise figure	V _{DS} =2V, I _D =10mA, f=12GHz	MGF4316G	—	—	0.8	dB
			MGF4319G	—	—	0.5	
R _{th(ch-a)}	Thermal resistance	*1 ΔVf method	—	625	—	°C/W	

*1 : Channel to ambient

MGF431xG

Super Low Noise InGaAs HEMT

Typical Characteristics



MGF431xG

Super Low Noise InGaAs HEMT

Typical Characteristics

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

f (GHz)	S11		S21		S12		S22		MSG/MAG (dB)	K
	Magn.	Angle	Magn.	Angle	Magn.	Angle	Magn.	Angle		
1	0.990	-22.3	5.775	158.1	0.020	71.9	0.533	-19.2	28.8	0.10
2	0.967	-40.6	5.585	140.6	0.035	61.8	0.514	-33.4	26.5	0.19
3	0.925	-53.2	5.401	128.9	0.051	53.3	0.489	-42.9	24.3	0.27
4	0.874	-70.9	5.161	111.8	0.064	42.4	0.457	-56.2	21.6	0.35
5	0.831	-88.8	4.899	96.8	0.075	29.3	0.424	-71.6	19.8	0.43
6	0.783	-105.7	4.626	80.8	0.083	19.0	0.391	-87.5	18.1	0.50
7	0.743	-120.6	4.316	67.9	0.087	9.1	0.369	-100.6	16.8	0.57
8	0.706	-132.1	4.100	56.4	0.090	4.1	0.357	-110.8	15.9	0.64
9	0.682	-144.7	3.887	43.2	0.093	-6.4	0.357	-122.3	15.1	0.69
10	0.670	-159.1	3.765	30.1	0.094	-14.3	0.351	-133.0	14.7	0.72
11	0.639	-171.8	3.617	17.5	0.095	-24.4	0.339	-143.5	14.0	0.80
12	0.617	175.3	3.526	4.5	0.096	-33.5	0.329	-154.0	13.5	0.88
13	0.591	163.1	3.421	-8.1	0.094	-42.5	0.328	-163.9	13.0	0.91
14	0.571	152.9	3.349	-17.4	0.094	-50.9	0.328	-171.3	12.7	0.95
15	0.565	140.1	3.333	-29.6	0.096	-61.1	0.343	-179.5	12.7	0.96
16	0.560	125.8	3.349	-44.4	0.098	-74.1	0.351	-170.5	12.7	0.98
17	0.533	109.8	3.356	-59.9	0.101	-88.8	0.337	-161.8	12.5	1.01
18	0.484	91.2	3.337	-77.0	0.104	-105.1	0.310	-151.6	12.1	1.11

Noise Parameters (Ta=25°C, VDS=2V, ID=10mA)

f (GHz)	G opt.		Rn (Ω)	NFmin. (dB)		Gs (dB)
	Magn.	Angle		MGF4316G	MGF4319G	
4	0.76	49	12.5	0.31	0.24	18.3
8	0.59	95	4.7	0.47	0.35	15.9
2	0.48	139	2.3	0.60	0.45	13.5
	0.41	166	1.8	0.69	0.50	12.3
	0.34	-142	1.5	0.88	0.61	9.9

