

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง



อุปกรณ์ขยายสัญญาณไมโครเวฟแบบสัญญาณรบกวนต่ำ

๑คพ.

๖๖๖๖๐

๗๖๖๖๐

นางสาวจารุพิชญ์ สุธรรมานันท์

นางสาวสิริพร พงษ์พริ้ง

เลขหมู่.....

เลขทะเบียน.....

วัน,เดือน,ปี.....

๖1๒๕๒๖๗๕๗

โครงการพิเศษนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรวิทยาศาสตรบัณฑิต

ภาควิชาฟิสิกส์ประยุกต์

คณะวิทยาศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2539

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Low Noise Microwave Amplifier



Miss Jarupich Surathammanun

Miss Siriporn Photpring

A Special Project Submitted in Partial Fulfillment of the
Requirement for the Degree of Bachelor of Science

Department of Applied Physics

Faculty of Science

King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang

1996

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อโครงการพิเศษ

อุปกรณ์ขยายสัญญาณไมโครเวฟแบบสัญญาณรบกวนต่ำ

Low Noise Microwave Amplifier

โดย

นางสาวจารุพิชญ์ สุธรรมานันท์

นางสาวสิริพร พจน์พริ้ง

ภาควิชา

ฟิสิกส์ประยุกต์

อาจารย์ที่ปรึกษา

ผู้ช่วยศาสตราจารย์อนุพงศ์ สรงประภา

อาจารย์อนุชิต จารุวนาวัง

ภาควิชาฟิสิกส์ประยุกต์ คณะวิทยาศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
อนุมัติให้นำโครงการพิเศษฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรวิทยาศาสตรบัณฑิต



(รองศาสตราจารย์สุพล รัทกัจชัย)

หัวหน้าภาควิชาฟิสิกส์ประยุกต์

คณะกรรมการโครงการพิเศษ



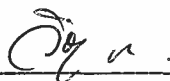
(ผู้ช่วยศาสตราจารย์อนุพงศ์ สรงประภา)

ประธานกรรมการ



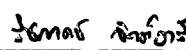
(อาจารย์อนุชิต จารุวนาวัง)

กรรมการ



(อาจารย์วิชาญ เตชิตธีระ)

กรรมการ



(ดร.รัชภาคย์ จิตต์อารี)

กรรมการ

ลิขสิทธิ์ของภาควิชาฟิสิกส์ประยุกต์ คณะวิทยาศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อโครงการพิเศษ	อุปกรณ์ขยายสัญญาณไมโครเวฟแบบสัญญาณรบกวนต่ำ
โดย	นางสาวจารุพิชญ์ สุธรรมานันท์ นางสาวสิริพร พจน์พริ้ง
อาจารย์ที่ปรึกษา	ผู้ช่วยศาสตราจารย์อนุพงศ์ สรงประภา อาจารย์อนุชิต จารุนาววัฒน์
ภาควิชา	ฟิสิกส์ประยุกต์
ปีการศึกษา	2539

บทคัดย่อ

การออกแบบเครื่องขยายสัญญาณไมโครเวฟชนิดสัญญาณรบกวนต่ำในโครงการนี้เราใช้ทรานซิสเตอร์ชนิดเกล็ดเลียมอาร์เซไนต์เมสเฟตเบอร์ ATF 13170 ทำหน้าที่เป็นตัวขยายสัญญาณ โดยเชื่อมต่อเข้ากับวงจร Matching ทั้งทางด้านอินพุตและเอาต์พุต ซึ่งในการออกแบบของวงจรเพื่อให้ได้ค่าความเสถียรของสัญญาณ, เกณฑ์ขยาย, VSWR และสัญญาณรบกวนที่เหมาะสม เราใช้โปรแกรม Touchstone & Libra CAD ในการออกแบบ และผลที่ได้จากการออกแบบโดยโปรแกรมนี้จะทำให้ได้ค่า Noise figure และ เกณฑ์ขยาย ที่ความถี่ 9 GHz เป็น 1.7 dB และ 9 dB ตามลำดับ แล้วใช้เครื่อง Network Analyzer 8510C ในการวัดค่า S-parameter ของอุปกรณ์

Special Project Title Low Noise Microwave Amplifier
Name Miss Jarupich Surathammanun
 Miss Siriporn Photpring
Special Project Advisor Assistant Professor Anupong Songprapha
 Mr. Anuchit Jaruvanavat
Department Applied Physics
Academic Year 1996

Abstract

Using ATF 13170 GaAs MESFET as gain element in conjunction with input and output microstrip matching circuits, a low noise microwave amplifier has been designed and constructed. Circuit simulation and optimization for stability, gain, VSWR and noise has been employed via Touchstone & Libra CAD program that resulted in the value of noise figure and power gain around 9 GHz of 1.7 dB and 9 dB respectively. All S-parameters of the amplifier have been verified by the use of 8510C Network Analyzer.

กิตติกรรมประกาศ

โครงการพิเศษนี้สามารถเสร็จสมบูรณ์ได้ด้วยความช่วยเหลือจากบุคคลต่างๆ ดังนี้

บิดามารดา	ผู้ให้กำเนิดและอุปการะเลี้ยงดู
ผศ. อนุพงศ์ สรงประภา	ผู้ให้คำแนะนำและเป็นอาจารย์ที่ปรึกษา
อาจารย์ทุกๆ ท่าน	ซึ่งให้คำแนะนำและคำปรึกษาต่าง ๆ
อาจารย์คณะสถาปัตยกรรมศาสตร์	ผู้ให้คำแนะนำและเอื้อเพื่อการใช้
คณะวิทยาศาสตร์	โปรแกรม Autocad
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า	ผู้สนับสนุนโครงการพิเศษ
เจ้าคุณทหารลาดกระบัง	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อไทย	ก
บทคัดย่ออังกฤษ	ข
กิตติกรรมประกาศ	ค
สารบัญ	ง
สารบัญรูป	ช
สารบัญตาราง	ฉ
บทที่ 1	
บทนำ	1
วัตถุประสงค์	2
ขอบข่ายการทำงาน	2
ประโยชน์ที่ได้รับ	3
บทที่ 2 ความรู้พื้นฐานของการออกแบบเครื่องขยายสัญญาณไมโครเวฟ	
จุดมุ่งหมายของการออกแบบ	
2.1 หลักการของการออกแบบ	5
2.2 หลักการความเสถียรสำหรับอุปกรณ์ขยายสัญญาณ	7
(ความเสถียรของสัญญาณ : stability circle)	
2.3 ค่าเกนที่ขยายที่คงที่ (constant power gain)	11
2.3.1 อุปกรณ์ที่เสถียร	12
2.3.2 อุปกรณ์ที่ไม่เสถียร	14

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

	หน้า
2.4 ทฤษฎีสัญญาณรบกวนพื้นฐาน	18
2.4.1 สัญญาณรบกวนในอุปกรณ์แอกทีฟ (Noise in Active Devices)	19
2.4.2 วงจรสองพอร์ตของสัญญาณรบกวน (Noisy Two-port Networks)	20
2.4.3 นอยส์ฟลิกเกอร์ (Noise Figure)	21
2.4.4 วงกลมสัญญาณรบกวน (Constant Noise-Figure Circles)	24
2.5 การมismatch (Mismatch)	25
2.5.1 วงกลมอินพุท mismatch (Constant Input Mismatch Circles)	27
2.5.2 วงกลมเอาต์พุท mismatch	28
2.6 การออกแบบอุปกรณ์ขยายสัญญาณไมโครเวฟ	29
2.6.1 การออกแบบอุปกรณ์ขยายสัญญาณแบบ สเตทเดี่ยว	30
2.7 การแมตช์อิมพีแดนซ์	36
2.8 ทรานซิสเตอร์ชนิดเฟต	39
บทที่ 3 ขั้นตอนการดำเนินงาน	
3.1 ความเสถียรของอุปกรณ์ (stability factor)	43
3.2 พิจารณาวงกลมของแกนขยายที่คงที่	44
3.3 พิจารณาวงกลมของสัญญาณรบกวน	45
บทที่ 4 ผลการทดลอง	48
บทที่ 5 สรุปผลการทดลอง	52
ภาคผนวก	
บรรณานุกรม	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

	หน้า
รูปที่ 2.1 แสดงรูปวงจรถั่วไปของวงจรขยายสัญญาณ	4
รูปที่ 2.2 แสดงรูปของวงกลมเสถียรของโพลด	11
รูปที่ 2.3 แสดงวงกลมนอร์มัลไลซ์ของกำลังขยาย ในกรณีเสถียร อย่างสมบูรณ์โดยที่วงกลมเสถียรของโพลดอยู่นอกสมิทชาร์ตทั้งหมด	13
รูปที่ 2.4 แสดงวงกลมนอร์มัลไลซ์ของกำลังขยาย ในกรณีเสถียร อย่างสมบูรณ์โดยที่สมิทชาร์ตทั้งหมดอยู่ในวงกลมเสถียรของโพลด	14
รูปที่ 2.5 แสดงวงกลมแกนขยายของอุปกรณ์ที่ไม่เสถียร	15
รูปที่ 2.6 แสดงวงกลมแกนขยาย เมื่อ $ S_{11} < 1$ กรณีจุดกำเนิดของสมิทชาร์ต อยู่นอกวงกลมเสถียร	16
รูปที่ 2.7 แสดงวงกลมแกนขยาย เมื่อ $ S_{11} < 1$ กรณีจุดกำเนิดของสมิทชาร์ต อยู่ในวงกลมเสถียร	16
รูปที่ 2.8 แสดงวงกลมแกนขยาย เมื่อ $ S_{11} > 1$ และจุดกำเนิดของสมิทชาร์ต อยู่นอกวงกลมเสถียร	17
รูปที่ 2.9 แสดงวงกลมแกนขยาย เมื่อ $ S_{11} > 1$ และจุดกำเนิดของสมิทชาร์ต อยู่ในวงกลมเสถียร	17
รูปที่ 2.10 a) วงจรสมมูลเทเวินินที่มีแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนโวลเตจ b) วงจรสมมูลสัญญาณรบกวนที่อธิบายด้วยกระแส c) รูปคลื่นโวลเตจของสัญญาณรบกวน	18
รูปที่ 2.11 ค่านอยส์ฟลิกเกอร์ F ของอุปกรณ์เมสเฟตกับกระแสเดรน	20
รูปที่ 2.12 วงจรสองพอร์ตสัญญาณรบกวนแบบเป็นเชิงเส้น	21
รูปที่ 2.13 วงกลมแกนขยาย, Γ_{in} และนอยส์ฟลิกเกอร์	32

	หน้า
รูปที่ 2.14 การเลือกค่า Γ_s และ Γ_{in}^* ที่เหมาะสมซึ่งจะทำให้ได้ค่า อินพุท VSWR ต่ำสุดบนวงกลมนอยส์ฟลิทเจอร์	33
รูป 2.15 วงจรสลับแบบอนุกรม	37
รูป 2.16 วงจรสลับแบบขนาน	37
รูป 2.17 สลับแบบขนานบนแผ่นไมโครสตริป , สลับแบบอนุกรมบนแผ่นไมโครสตริป	38
รูป 2.18 โมเดลวงจรสมมูลของ GaAs FET	39
รูป 2.19 แสดงจุดทำงานที่เหมาะสม P_1 และ P_2 ของ GaAs FET	40
รูป 2.20 วงจรไบอัสของ FET	41
รูป 3.1 วงกลมเสถียรของโพลที่ความถี่ 9 GHz	43
รูป 3.2 วงกลมเสถียรของแหล่งกำเนิดที่ความถี่ 9 GHz	44
รูป 3.3 วงกลมแกนขยายที่ $g_p = 2.5$	45
รูป 3.4 แสดงการหาค่า Γ_s	46
รูป 3.5 วงจรแมตซิง	47
รูป 3.6 แสดงวงจรมบนแผ่นไมโครสตริป	47

สารบัญตาราง

ตาราง 3-1 แสดง S parameter

หน้า

42



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

ในโลกปัจจุบันนี้จะพบว่า บทบาทและความสำคัญของเทคโนโลยีทางการสื่อสารได้มีการพัฒนาและเติบโตขึ้นอย่างรวดเร็ว ไม่ว่าจะเป็นในรูปของการส่งข่าวสารผ่านโทรศัพท์มือถือ หรือ โทรศัพท์เคลื่อนที่ วิทยุติดตามตัว เคเบิลทีวี หรือแม้แต่การรับสัญญาณดาวเทียมจากต่างประเทศ โดยตรง เทคโนโลยีที่ก้าวหน้าของผลิตภัณฑ์ต่าง ๆ เหล่านี้ได้ช่วยให้เราได้ข่าวสารที่จับใจ ทันต่อเหตุการณ์ โดยเทคโนโลยีเหล่านี้ล้วนแล้วแต่ใช้คลื่นความถี่เป็นพาหะในการส่งข่าวสารทั้งนั้น โดยคลื่นความถี่ในช่วงที่นิยมใช้ คือ คลื่นความถี่ย่านไมโครเวฟ (Microwave)

คลื่นไมโครเวฟจะมีความถี่อยู่ในช่วง 300 MHz และ 300 GHz ซึ่งจะมีความยาวคลื่นที่สั้นอยู่ในหน่วยมิลลิเมตร บางครั้งจึงเรียก คลื่นไมโครเวฟ ว่า คลื่นมิลลิเมตร (Millimeter waves)

การนำสัญญาณไมโครเวฟมาใช้ในระบบการสื่อสารกันอย่างกว้างขวางมากขึ้นนั้น ข้อมูลที่ส่งออกไปจะถูกนำมารวม (modulate) กับสัญญาณไมโครเวฟก่อนแล้วส่งออกไปทางอากาศ ซึ่งในขณะที่ส่งสัญญาณออกไปนั้นสัญญาณอาจถูกรบกวนจากสิ่งต่าง ๆ ภายนอก เช่น อนุภาคภายในชั้นบรรยากาศ หรือการแผ่รังสีต่างๆ ซึ่งทำให้ในภาครับเมื่อรับสัญญาณเข้ามาจะมีสัญญาณรบกวนเหล่านี้รวมเข้ามาด้วยทำให้ขนาดของสัญญาณผิดเพี้ยนไป ดังนั้นในภาครับเราจึงมีตัวขยายสัญญาณเพื่อจัดสัญญาณรบกวนเหล่านี้ออกไป และขยายขนาดของสัญญาณขึ้นมาเพื่อนำไปใช้งานต่อไป

โครงการนี้เป็นกรออกแบบอุปกรณ์ขยายสัญญาณไมโครเวฟให้มีสัญญาณรบกวนต่ำสุด ดังนั้นในการทำงานสิ่งที่เราต้องพิจารณาถึงจึงสามารถแบ่งออกได้เป็นสองส่วน คือ ส่วนที่ต้องการทำให้อุปกรณ์มีสัญญาณรบกวนต่ำ และส่วนที่เกี่ยวข้องกับความถี่สูง เนื่องจากไมโครเวฟมีความถี่อยู่ในย่าน GHz ซึ่งเป็นความถี่ที่สูงมาก โดยโครงการนี้เราต้องการจะออกแบบอุปกรณ์ขยายสัญญาณในช่วงความถี่ 9 GHz และมีสัญญาณรบกวนต่ำสุดเท่าที่สามารถจะกระทำได้ และได้ค่ากำลังขยายที่เหมาะสม

วัตถุประสงค์

1. เพื่อศึกษาคุณสมบัติและลักษณะของคลื่นไมโครเวฟ
2. เพื่อศึกษาการเกิดสัญญาณรบกวนชนิดต่าง ๆ และผลที่เกิดขึ้น
3. เพื่อศึกษาหลักการออกแบบของเครื่องขยายสัญญาณไมโครเวฟและพารามิเตอร์ที่เกี่ยวข้อง โดยสามารถแก้ปัญหาที่เกิดขึ้นได้
4. เพื่อออกแบบเครื่องขยายสัญญาณไมโครเวฟโดยให้มีขนาดของสัญญาณรบกวนต่ำที่สุด

ขอบเขตการดำเนินงาน

ในโครงการนี้ขั้นตอนแรก เราต้องศึกษาหลักการออกแบบเครื่องขยายสัญญาณรวมถึงพารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่มีผลต่อสัญญาณความถี่สูงอันได้แก่

- Transmission - Line effect
- Scattering parameter (S parameter)
- ค่าอิมพีแดนซ์ (impedance) ของอุปกรณ์ที่นำมาใช้ ซึ่งโดยปกติแล้วอาจจะไม่มีผลต่อวงจรที่ความถี่ต่ำแต่จะมีผลต่อวงจรความถี่สูง

- ชนิดของสัญญาณรบกวนและการเกิด รวมทั้งผลกระทบที่มีต่อวงจร

- การใช้สมิทชาร์ต (Smith Chart)

เมื่อศึกษาส่วนประกอบต่าง ๆ ที่ต้องนำมาใช้ในอุปกรณ์ของเราแล้ว แล้วจึงนำมาสร้างเป็นเครื่องขยายสัญญาณไมโครเวฟแบบสัญญาณรบกวนต่ำบนแผ่นไมโครสตริป (Microstrip) โดยอาศัยโปรแกรมช่วยในการปรับค่าที่เหมาะสมให้มีช่วงกว้างต่อการใช้งาน

ขอบข่ายการทำงาน

1. ศึกษาหลักและวิธีการในการออกแบบแล้วนำมาสร้างอุปกรณ์
2. ศึกษาวิธีการใช้โปรแกรมเพื่อนำมาช่วยในการออกแบบ

ประโยชน์ที่ได้รับ

1. ความรู้พื้นฐานเกี่ยวกับคลื่นความถี่ในย่านไมโครเวฟ รวมทั้งเรื่องสัญญาอนุญาตรบกวน
2. ทราบหลักการและขั้นตอนการออกแบบเครื่องขยายสัญญาณไมโครเวฟ รวมทั้งวิธีแก้ไขปัญหาที่เกิดขึ้น
3. สามารถนำอุปกรณ์ที่ได้ไปประยุกต์ใช้งาน



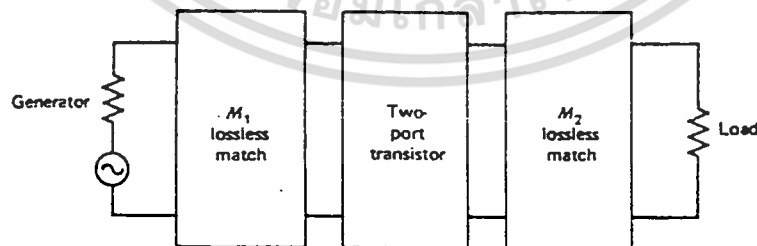
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

ความรู้พื้นฐานการออกแบบเครื่องขยายสัญญาณไมโครเวฟ

ในสมัยก่อนการสร้างอุปกรณ์ขยายสัญญาณไมโครเวฟจะใช้หลอด (tubes) หรือ ไดโอด (diode) ในวงจร แต่ในปัจจุบันได้มีการนำแกเลียมอาร์เซไนด์เฟต (GaAs FET) มาใช้แทนสาเหตุที่มีการนำแกเลียมอาร์เซไนด์มาใช้เนื่องจากว่าถ้าเป็นทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ (bipolar) ธรรมดาจะมีข้อจำกัดตรงที่ว่าสามารถใช้ได้เฉพาะกับคลื่นไมโครเวฟที่ความถี่ต่ำ ๆ เท่านั้น และที่ความถี่สูง ๆ จะมีสัญญาณรบกวนเกิดขึ้น และการนำทรานซิสเตอร์มาใช้งานในขยายสัญญาณนั้นมีข้อดี คือ ความแข็งแรงของอุปกรณ์ , ราคาต่ำ , และคุณภาพน่าเชื่อถือได้ รวมทั้งสามารถใช้ได้กับความถี่สูงถึง 60 GHz. โดยมีสัญญาณรบกวนต่ำและมีกำลังขยายค่อนข้างสูงพอสมควร

หลักการของอุปกรณ์ขยายสัญญาณ คือ กำลังที่ส่งมาจากแหล่งกำเนิดจะถูกส่งเข้าไปยังภาคหน้าของอุปกรณ์ขยายสัญญาณหรือทรานซิสเตอร์ โดยผ่านส่วนของวงจรแมตซ์ (matching network) ซึ่งจะต้องไม่มีการสูญเสียกำลังไปในส่วนนี้เพื่อให้ได้กำลังที่ส่งมาจากแหล่งกำเนิดมากที่สุด ในขณะที่เดียวกันทางด้านเอาต์พุตก็จะมีวงจรแมตซ์เช่นเดียวกัน ทั้งนี้เพื่อให้ค่าเอาต์พุตส่งไปยังโหลด (load) มากที่สุด ซึ่งจะทำให้เกิดการแมตซ์กันระหว่างอินพุตและเอาต์พุตในเวลาเดียวกันรูปแบบของวงจรเป็นดังรูป 2.1



รูปที่ 2.1 วงจรโดยทั่วไปของอุปกรณ์ขยายสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การออกแบบในโครงงานนี้ส่วนของอุปกรณ์ขยายสัญญาณ เราจะใช้ทรานซิสเตอร์ชนิด แกลเลียมอาร์เซไนด์เมสเฟต (GaAs MESFET) และ ไมโครสตริป (microstrip) ในส่วนของ วงจรเมตซ์ โดยมีการต่อวงจรไบอัสให้กับทรานซิสเตอร์ในส่วนของไฟตรง (DC)

2.1 หลักการในการออกแบบ

การออกแบบอุปกรณ์ขยายสัญญาณไมโครเวฟ โดยทั่วไปจะมีจุดมุ่งหมายในการออกแบบดังนี้

1. เพื่อให้ได้ค่าเกนขยายสูงสุด
 2. มีสัญญาณรบกวนต่ำสุด
 3. เกนขยายคงที่
 4. มีค่า VSWR เข้าใกล้ 1 มากที่สุดทั้งทางด้านอินพุตและเอาต์พุต (input/output)
 5. สามารถใช้งานได้ในช่วงกว้างความถี่ (bandwidth) ที่กว้าง
 6. มีเฟสตรงกันทั้งทางด้านอินพุตและเอาต์พุต
- และก่อนที่จะไปพิจารณาถึงหลักการต่างๆ ในการออกแบบสิ่งที่เราจะต้องทราบคือ

อิมพีแดนซ์ (impedance ,Z) เป็นค่าที่บอกความต้านทาน (R) และ คาร์รีแอกแตนซ์ (reactance , X) ของอุปกรณ์ ซึ่งเขียนอยู่ในรูปของจำนวนเชิงซ้อน ได้แก่

$$Z = R + jX$$

แอดมิตแตนซ์ (admittance, Y) เป็นส่วนกลับของค่าอิมพีแดนซ์ จะแสดงถึงค่า คอนดักแตนซ์ (conductance, G) และ ซัสเซพแตนซ์ (susceptance, B) ของอุปกรณ์ดังนี้

$$Y = \frac{1}{Z} = \frac{1}{R + jX} = G + jB$$

สัมประสิทธิ์การสะท้อน (reflection coefficient: Γ) เป็นค่าที่แสดงอัตราส่วนของ กำลังสะท้อนกับกำลังที่ตกกระทบของอุปกรณ์ ซึ่งสามารถเขียนสมการในรูปของอิมพีแดนซ์ได้ ดังนี้

$$\Gamma = \frac{Z - Z_c}{Z + Z_c}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ Z_c เป็นค่าคาแรกเตอร์อิมพีแดนซ์ (characteristic impedance)

โดยปกติแล้วค่า Γ นี้ควรมีค่าน้อยกว่า 1 เนื่องจากกำลังที่สะท้อนออกมาจากอุปกรณ์ไม่ควรจะมีค่ามากกว่ากำลังที่เข้าไป มิฉะนั้นแล้วแสดงว่าอุปกรณ์ตัวนี้สามารถกำเนิดสัญญาณได้

นอกจากนี้ยังมีการกล่าวถึงในเรื่องของค่านอร์มัลไลซ์ของคาแรกเตอร์อิมพีแดนซ์ (normalized characteristic impedance, Z_c) ซึ่งค่านอร์มัลไลซ์ของอุปกรณ์ใด ๆ จะเป็นการเปรียบเทียบระหว่างค่าอิมพีแดนซ์ของอุปกรณ์นั้นๆ กับค่าอิมพีแดนซ์คาแรกเตอร์อิมพีแดนซ์ (Z_c) ดังนี้

$$Z = Z / Z_c$$

เช่น $\bar{Z}_{in} = \frac{Z_{in}}{Z_c}$ หรือ $\bar{Z}_L = \frac{Z_L}{Z_c}$

เนื่องจากการพิจารณาค่าอิมพีแดนซ์นี้หากพิจารณาในระนาบพิกัด X-Y ไม่สามารถจะกระทำได้เนื่องจากเป็นรูปของจำนวนเชิงซ้อน ดังนั้นจึงได้มีการนำไปพิจารณาบนระนาบของสมิทชาร์ต (Smith chart) ซึ่งเป็นระนาบของวงกลมซึ่งประกอบไปด้วยส่วนจำนวนจริง (real part) และ ส่วนจำนวนจินตภาพ (imaginary part) โดยส่วนของจำนวนจริงจะเป็นส่วนที่แสดงค่าความต้านทาน (R) และส่วนจินตภาพจะแสดงค่ารีแอคแตนซ์ (X)

สำหรับการออกแบบสิ่งที่เราต้องทำอันดับแรกคือการเลือกค่าอิมพีแดนซ์ที่เหมาะสมเพื่อนำไปใช้ในการสร้างวงจรที่มีคุณสมบัติตามวัตถุประสงค์ โดยค่าอิมพีแดนซ์ที่เราเลือกใช้นี้จะพิจารณาจากสิ่งต่อไปนี้บนสมิทชาร์ต ได้แก่

- ค่าความเสถียรของสัญญาณ : Stability circle
- ค่าเกณฑ์ขยายที่คงที่ของสัญญาณ : Constant power gain circle
- ค่าสัญญาณรบกวน : Noise Figure
- ค่า VSWR

2.2 หลักการความเสถียรสำหรับอุปกรณ์ขยายสัญญาณ (ความเสถียรของสัญญาณ : stability circle)

ในการสร้างอุปกรณ์ขยายสัญญาณ สิ่งสำคัญอันหนึ่งที่เราต้องนำมาพิจารณาได้แก่ การไม่ออกสซิลเลท (oscillate) ของสัญญาณหรือก็คือความเสถียร (stable) ของสัญญาณนั่นเอง ซึ่งปัจจัยที่เราพิจารณาถึงก็คือค่า stability factor หรือ K โดยหาได้จากสมการ

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|} \quad (2.1)$$

เมื่อ $\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$ (S-parameter ของอุปกรณ์)

ถ้า $K > 1$ หมายความว่า อุปกรณ์นี้มีความเสถียรโดยสมบูรณ์ คือ ค่าอิมพีแดนซ์ของอุปกรณ์สามารถนำมาใช้ได้ทุกค่า ซึ่งค่อนข้างจะเป็นอุปกรณ์ในทางอุดมคติที่จะไม่พบบ่อยมากนัก เพราะในทางปฏิบัติจริงๆ จะพบว่า $K < 1$

$K < 1$ หมายความว่า อุปกรณ์ไม่เสถียร หรือ เสถียรอย่างมีเงื่อนไข ทำให้มีข้อจำกัดในการเลือกใช้อิมพีแดนซ์ของแหล่งกำเนิดและโหลดว่าสามารถเลือกใช้ได้เพียงเฉพาะบางค่าเท่านั้น ดังนั้นสิ่งที่เราต้องกระทำในกรณีนี้ก็คือการหาค่าอิมพีแดนซ์ของแหล่งกำเนิดและโหลดที่ทำให้ไม่เกิดการออกสซิลเลทของสัญญาณ

การกำหนดเงื่อนไขของการเสถียร หรือ ไม่ออกสซิลเลทของสัญญาณจะพิจารณาจากค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน หรือ Γ โดยใช้การแปลงรูปแบบไบลิเนียร์ (bilinear transformation) ซึ่งเป็นการเปลี่ยนตัวแปรเชิงซ้อนที่สัมพันธ์กัน 2 ตัว โดยเปลี่ยนจากตัวหนึ่งเป็นอีกตัวหนึ่งตามสมการ

$$W = \frac{AZ + B}{CZ + D}$$

เมื่อ Z และ W เป็นตัวแปรเชิงซ้อน 2 ตัว

และ A, B, C, D เป็นค่าคงที่เชิงซ้อน

เพราะฉะนั้นเงื่อนไขของการเสถียรที่เราต้องพิจารณาเมื่อค่า $K < 1$ ก็คือ

$$|\Gamma_{in}| = \frac{S_{11} - \Delta\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} < 1 \quad \text{โดยที่ทุกค่าของ } |\Gamma_L| < 1 \quad (2.2a)$$

(ใช้การแปลงจาก Γ_L เป็น Γ_{in})

$$|\Gamma_{out}| = \frac{S_{22} - \Delta\Gamma_s}{1 - S_{11}\Gamma_s} < 1 \quad \text{โดยที่ทุกค่าของ } |\Gamma_s| < 1 \quad (2.2b)$$

(ใช้การแปลงจาก Γ_s เป็น Γ_{out})

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

Γ_{in} เป็นค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนทางด้านอินพุทของทรานซิสเตอร์

Γ_{out} เป็นค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนทางด้านเอาต์พุทของทรานซิสเตอร์

Γ_s เป็นค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของแหล่งกำเนิดที่มองจากทรานซิสเตอร์

Γ_L เป็นค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของโหลดที่มองจากทรานซิสเตอร์

ซึ่งถ้าเงื่อนไขเป็นไปตามสมการ (2.2a) และ (2.2b) แล้วจะทำให้เราสามารถใช้งานวงจรแมตช์แบบคอนจูเกต (conjugate matching) ได้ แต่ในทางเป็นจริงแล้วจะพบว่าค่า $|\Gamma_{in}| < 1$ เฉพาะบางค่าของ Γ_L เท่านั้น เช่นเดียวกับทางด้านเอาต์พุท ซึ่ง $|\Gamma_{out}| < 1$ เฉพาะบางค่าของ $|\Gamma_s|$ ดังนั้นในสถานการณ์เช่นนี้จะพบว่าอุปกรณ์จะเสถียรได้ก็ต่อเมื่อ $Z_L = Z_c$ ซึ่งจะทำให้ $Z_L = 1$ และ $\Gamma_L = 0$ ซึ่งเมื่อ $\Gamma_L \leq 0$ แล้วจะทำให้ $|\Gamma_{in}| < 1$ แต่ทั้งนี้ทั้งนั้นเมื่อพิจารณาจากสมการแล้วจะพบว่า $|S_{11}|$ จะต้องน้อยกว่า 1 ด้วยจึงจะทำให้ $|\Gamma_{in}| < 1$ โดยสมบูรณ์

เช่นเดียวกับทางด้านเอาต์พุท ซึ่งถ้า $Z_s = Z_c$ ก็จะได้ $\Gamma_s = 0$ และถ้า $|S_{22}| < 1$ ก็จะทำให้ $|\Gamma_{out}| < 1$ ด้วย

เพราะฉะนั้นเงื่อนไขที่สำคัญคือ $|S_{11}| < 1$ และ $|S_{22}| < 1$ เมื่อได้เงื่อนไขตามนี้แล้วเราจะพิจารณาค่าอิมพีแดนซ์ โดยใช้การแปลงแบบไบลิเนียร์

ในกรณีของแหล่งกำเนิดจะเป็นการแปลงจาก $\Gamma_{in} \rightarrow \Gamma_L$ และทางด้านโหลดจะเป็นการแปลงจาก $\Gamma_{out} \rightarrow \Gamma_s$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยมีจุดกำเนิด (origin) ของทั้ง 2 กรณีที่เดียวกันคือ ที่จุดศูนย์กลางของสมิทชาร์ต เป็นจุดที่ $\Gamma_L = 0$ และ $\Gamma_s = 0$ พิจารณาในกรณีของแหล่งกำเนิดก่อนจะได้ว่า นอกจาก วงกลมของสมิทชาร์ตแล้วยังมีวงกลมของ Γ_L ซึ่งเกิดจากการแปลงค่า Γ_{in} บนสมิทชาร์ต ไปเป็น Γ_L ที่อยู่บนวงกลมที่เรียกว่า วงกลมเสถียรของโหลด , load stability circle (จึงมีวงกลมด้วยกัน 2 วงคือ สมิทชาร์ต และ วงกลมเสถียรของโหลด) โดยมีจุดศูนย์กลางและรัศมีของวงกลม ดังนี้

$$\text{จุดศูนย์กลาง} \quad \Gamma_{LC} = \frac{S_{11}\Delta^* - S_{22}^*}{|\Delta|^2 - |S_{22}|^2} \quad (2.3a)$$

$$\text{รัศมี} \quad R_{LC} = \frac{|S_{12}S_{21}|}{(|\Delta|^2 - |S_{22}|^2)}$$

ภายในสมิทชาร์ตนี้ค่า $|\Gamma_{in}| < 1$ และ $|\Gamma_{in}| = 0$ ที่เส้นรอบวง ดังนั้นค่าที่เราต้องการคือค่าภายในสมิทชาร์ตซึ่ง $|\Gamma_{in}| < 1$ และในขณะเดียวกันค่า Γ_L ก็ต้องน้อยกว่า 1 ด้วย ซึ่งเงื่อนไขของการเกิดวงกลมทั้ง 2 สามารถเกิดขึ้นได้ทั้งหมด 4 กรณีดังนี้ คือ

กรณีที่ 1. วงกลมเสถียรของโหลด (load stability circle) ทั้งหมดอยู่นอกสมิทชาร์ต กรณีทุก ๆ ค่าของ Γ_L ที่อยู่ภายนอกวงกลมเสถียร (stability circle) จะเป็นค่าที่ทำให้เสถียรหมด

กรณีที่ 2. วงกลมของสมิทชาร์ตทั้งหมดอยู่ในวงกลมเสถียรของโหลด กรณีนี้ทุกค่า Γ_L ที่อยู่ภายในสมิทชาร์ตจะเป็นค่าที่เสถียรหมด

ซึ่งทั้ง 2 กรณีนี้เรียกว่าเกิดการเสถียรอย่างสมบูรณ์แต่มีข้อจำกัดที่ว่า $|S_{11}| < 1$ มิฉะนั้นแล้วถ้า $|S_{11}| > 1$ แล้วจะเป็นตรงกันข้ามคือบริเวณดังกล่าวจะไม่เสถียรโดยสมบูรณ์ทั้ง 2 กรณี

กรณีที่ 3. วงกลมเสถียรของโหลดทั้งหมดอยู่ในสมิทชาร์ต ในกรณีนี้อุปกรณ์จะเสถียรในส่วนของสมิทชาร์ตที่เป็นค่า Γ_L หรือส่วนของสมิทชาร์ตที่อยู่นอกวงกลมเสถียร เป็นกรณีที่ ไม่เกิดขึ้นบ่อยนัก

กรณีที่ 4. วงกลมเสถียรของโพลจะตัดกับสมิธชาร์ต หรือมีการคาบเกี่ยวกันเพียงบางส่วน กรณีนี้จะเป็นกรณีที่เกิดขึ้นในทางปฏิบัติมากที่สุด ซึ่งส่วนที่อยู่บนสมิธชาร์ตจะเป็นส่วนที่เรานำมาพิจารณา แบ่งได้อีก 2 กรณีคือ

4.1 จุดกำเนิดของสมิธชาร์ต หรือ $\Gamma_L = 0$ อยู่ในวงกลมเสถียรของโพลแล้ว

$|S_{11}| < 1$ บริเวณที่ เสถียร คือส่วนของสมิธชาร์ตที่อยู่ในวงกลมเสถียร

$|S_{11}| > 1$ บริเวณที่ เสถียร คือส่วนของสมิธชาร์ตที่อยู่นอกวงกลมเสถียร

4.2 จุดกำเนิดของสมิธชาร์ต อยู่นอกวงกลมเสถียรของโพลแล้ว

$|S_{11}| < 1$ บริเวณที่ เสถียร คือส่วนของสมิธชาร์ตที่อยู่นอกวงกลมเสถียร

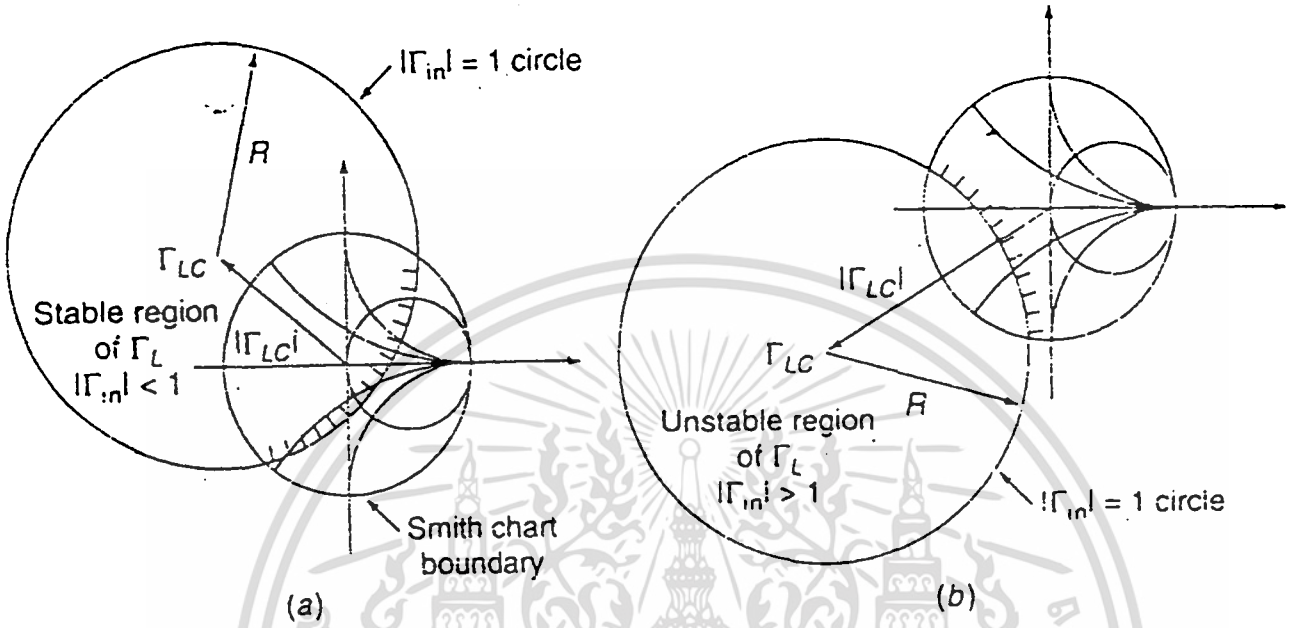
$|S_{11}| > 1$ บริเวณที่ เสถียร คือส่วนของสมิธชาร์ตที่อยู่ในวงกลมเสถียร

สำหรับทางด้านเอพท์พหุก็พิจารณาเช่นกัน แต่จุดศูนย์กลางและรัศมีของวงกลมเสถียรของแหล่งกำเนิดหาได้จาก

$$\Gamma_{sc} = \frac{S_{22}\Delta^* - S_{11}^*}{|\Delta|^2 - |S_{11}|^2} \quad (2.4a)$$

$$R_{sc} = \frac{|S_{12}S_{21}|}{(|\Delta|^2 - |S_{11}|^2)} \quad (2.4b)$$

ดังแสดงในรูปที่ 2.2



รูปที่ 2.2 แสดงรูปของวงกลมเสถียรของโหลด (a) กรณี 4.1 (b) กรณี 4.2

เมื่อพิจารณาพร้อมกันทั้งวงกลมเสถียรของโหลด และ วงกลมเสถียรของแหล่งกำเนิด (source stability circle) จะทำให้ได้ค่าของอิมพีแดนซ์ที่ทำให้อุปกรณ์เกิดการเสถียร แต่ทั้งนี้ เราจะต้องพิจารณาพร้อม ๆ กับพารามิเตอร์อื่นอีกดังที่จะได้กล่าวต่อไป

2.3 ค่าเกณฑ์ขยายที่คงที่ (constant power gain circle)

สำหรับการออกแบบอุปกรณ์ขยายสัญญาณ ค่าเกณฑ์ขยายควรจะมีค่าคงที่ ซึ่งการพิจารณา ก็เช่นเดียวกับการพิจารณาวงกลมเสถียร คือ จะสร้างวงกลมของกำลังขยายซึ่งเป็นวงกลมที่มีจุด ศูนย์กลางและรัศมีที่

$$\Gamma_{Lg} = \frac{(S_{22}^* - \Delta^* S_{11})g_p}{(|S_{22}|^2 - |\Delta|^2)g_p + 1} \tag{2.5a}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$R_{Lg} = \frac{(1 - 2Kg_p |S_{12}S_{21}| + g_p^2 |S_{12}S_{21}|^2)^{1/2}}{(|S_{22}|^2 - |\Delta|^2)g_p + 1} \quad (2.5b)$$

และสำหรับอุปกรณ์ที่เสถียรอย่างสมบูรณ์ คือ $K > 1$ และอุปกรณ์ที่ไม่เสถียร ($K < 1$) จะมีวงกลมของกำลังขยายแตกต่างกันคือ

2.3.1 อุปกรณ์ที่เสถียร

จากที่กล่าวไว้ในส่วนของวงกลมเสถียรว่าในการเกิดการเสถียรอย่างสมบูรณ์นั้นเกิดได้ 2 กรณี คือ กรณีแรก วงกลมของการเสถียรอยู่นอกสมิทซ์ชาร์ตทั้งหมด และ กรณีที่สอง วงกลมของสมิทซ์ชาร์ตทั้งหมดอยู่ในวงกลมเสถียร ทั้งนี้ค่า $|S_{11}|$ จะต้องน้อยกว่า 1 ด้วย โดยค่าออร์มัลไลซ์ของกำลังขยาย (normalized constant power gain) ของกรณีนี้เสถียรนี้จะมีค่าได้มากที่สุดเท่ากับ

$$g_p = \frac{(K \pm \sqrt{K^2 - 1})}{|S_{12}S_{21}|} \quad (2.6)$$

สำหรับกรณีแรก คือ เมื่ วงกลมเสถียรอยู่นอกสมิทซ์ชาร์ตทั้งหมด จะพบว่าวงกลมของ กำลังขยาย จะอยู่ 2 ส่วน คือส่วนที่อยู่ในสมิทซ์ชาร์ตและส่วนที่อยู่ในวงกลมเสถียร ดังที่แสดงในรูปที่ 2.3

ซึ่งภายในวงกลมของ สมิทซ์ชาร์ต ค่าออร์มัลไลซ์ของกำลังขยายที่มีค่าสูงสุดจะเป็นวงกลมที่มีรัศมีเท่ากับ 0 หรือเป็นจุดนั่นเอง ซึ่งคือจุด Γ_{LM_1} และเมื่ วงกลมมีขนาดเพิ่มขึ้น (คือรัศมีเพิ่มขึ้น) ค่ากำลังขยายจะลดลงเรื่อย ๆ จนเป็น 0 ($g_p=0$) ซึ่งก็คือบริเวณเส้นรอบวงของสมิทซ์ชาร์ตนั่นเอง

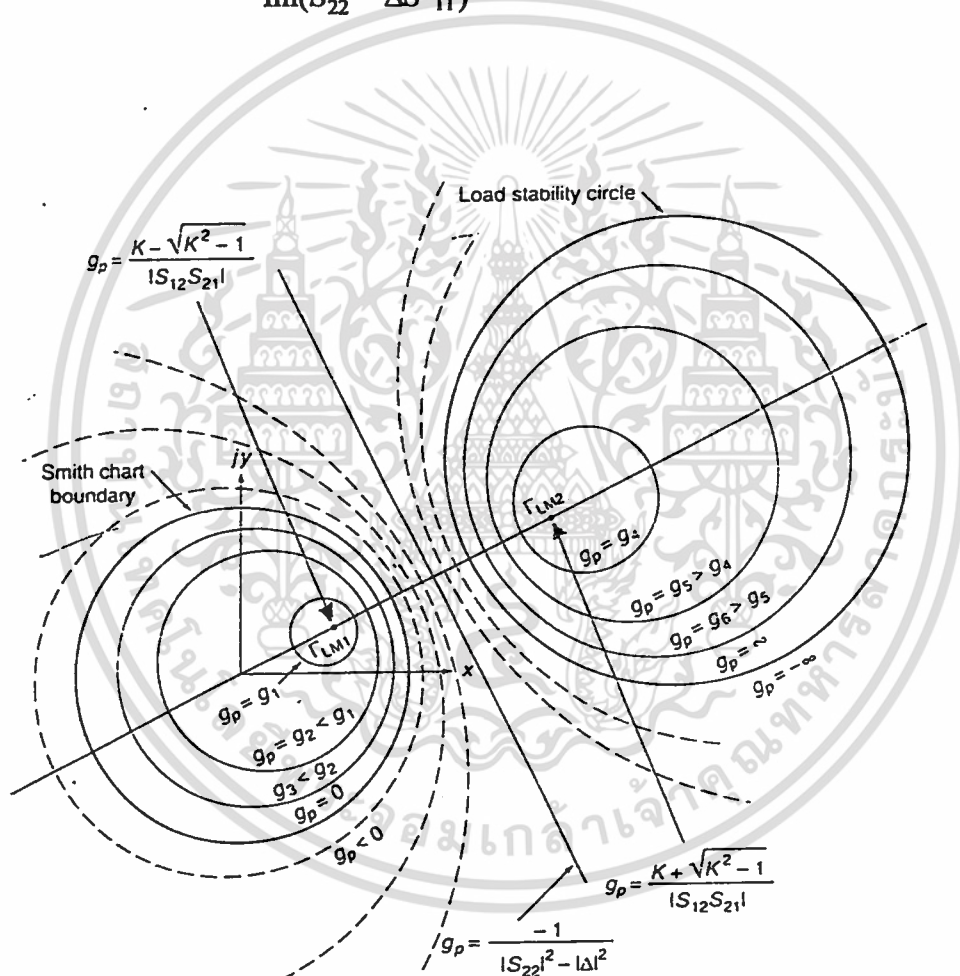
เพราะฉะนั้นวงกลมของสมิทซ์ชาร์ตจะมี $g_p = 0$ แต่ถ้าเป็นในวงกลมของการเสถียร จะมีลักษณะตรงข้ามกัน คือ ที่เส้นรอบวง จะเป็นส่วนที่มีค่าเกินขยายสูงสุด ($g_p = \infty$) และส่วนที่มีเกินขยายต่ำสุดจะมีลักษณะเป็นจุด (Γ_{LM_2}) แต่เนื่องจากในบริเวณวงกลมเสถียรนี้ เป็นส่วนที่ไม่เสถียร ดังนั้นเราจึงไม่พิจารณาเกินขยายในส่วนนี้ และบริเวณที่เราต้องพิจารณาอีกบริเวณหนึ่ง คือ บริเวณระหว่างสมิทซ์ชาร์ต กับ วงกลมเสถียร จะเป็นส่วนที่เสถียร ซึ่งวงกลมของกำลังขยายที่อยู่ในส่วนนี้จะ เป็นวงกลมที่มีรัศมีเป็น ∞ ดังที่แสดงเป็นเส้นประในรูป และมีเส้นตรงที่อยู่ระหว่างกลางของวงกลมทั้ง 2 นี้ เป็นเส้นตรงที่มีเกินขยาย

เอกสารนี้เป็นเอกสารของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$g_p = \frac{1}{|\Delta|^2 - |S_{22}|^2} \quad (2.7)$$

และมีสมการเส้นตรงเป็น

$$y = x \frac{\text{Re}(S_{22} - \Delta S_{11}^*)}{\text{Im}(S_{22} - \Delta S_{11}^*)} + |\Delta|^2 - |S_{22}|^2 + |S_{11}|^2 - 1 \quad (2.8)$$

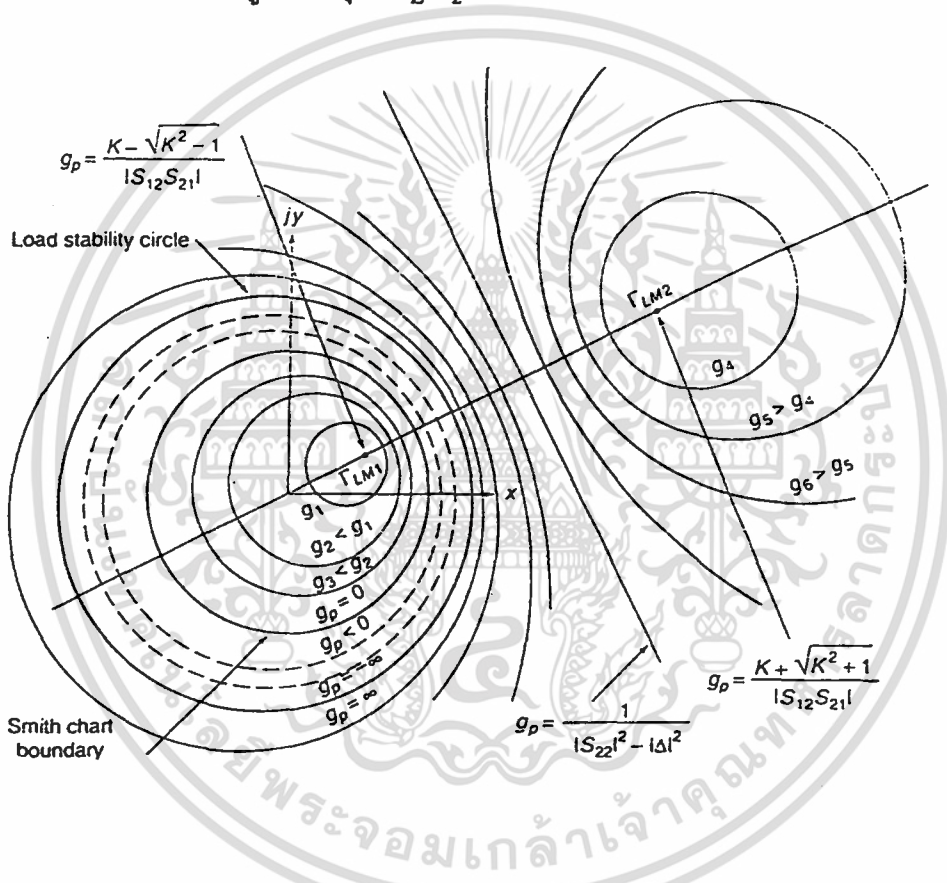


รูปที่ 2.3 แสดงวงกลมนอร์มัลไลซ์กำลังขยายคงที่ ในกรณีเสถียรอย่างสมบูรณ์ โดยที่

วงกลมเสถียรของโหนดอยู่นอกสมิธชาร์ตทั้งหมด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อีกกรณีหนึ่งคือสมิธชาร์ตจะอยู่ในวงกลมเสถียรทั้งหมด ในกรณีนี้ $|\Delta| > |S_{22}|$ ค่ากำลังขยายจะเริ่มที่ Γ_{LM1} ซึ่งมีค่าเกินสูงที่สุด และเมื่อรีคัมเพิ่มขึ้น ค่าเกินจะลดลงจนกระทั่งเป็น 0 ที่บริเวณเส้นรอบวงของสมิธชาร์ต ส่วนบริเวณที่อยู่นอกสมิธชาร์ตแต่อยู่ในวงกลมเสถียร ค่าเกินจะเพิ่มขึ้นแต่เพิ่มในทิศทางตรงกันข้ามคือมีค่าเป็นลบมากขึ้นจนถึง $-\infty$ และเป็นสมการเส้นตรงในที่สุด ซึ่งมีสมการและขนาดของเกินเหมือนในกรณีแรก และเมื่อ $|\Delta| < |S_{22}|$ ค่ารีคัมจะลดลงจนกระทั่งเป็นศูนย์ (จุด Γ_{LM2})



รูปที่ 2.4 แสดงวงกลมนอร์มัลไลซ์ของกำลังขยายในกรณีเสถียรอย่างสมบูรณ์ โดยที่สมิธชาร์ตทั้งหมดอยู่ในวงกลมเสถียรของโหลด

2.3.2 อุปกรณ์ที่ไม่เสถียร

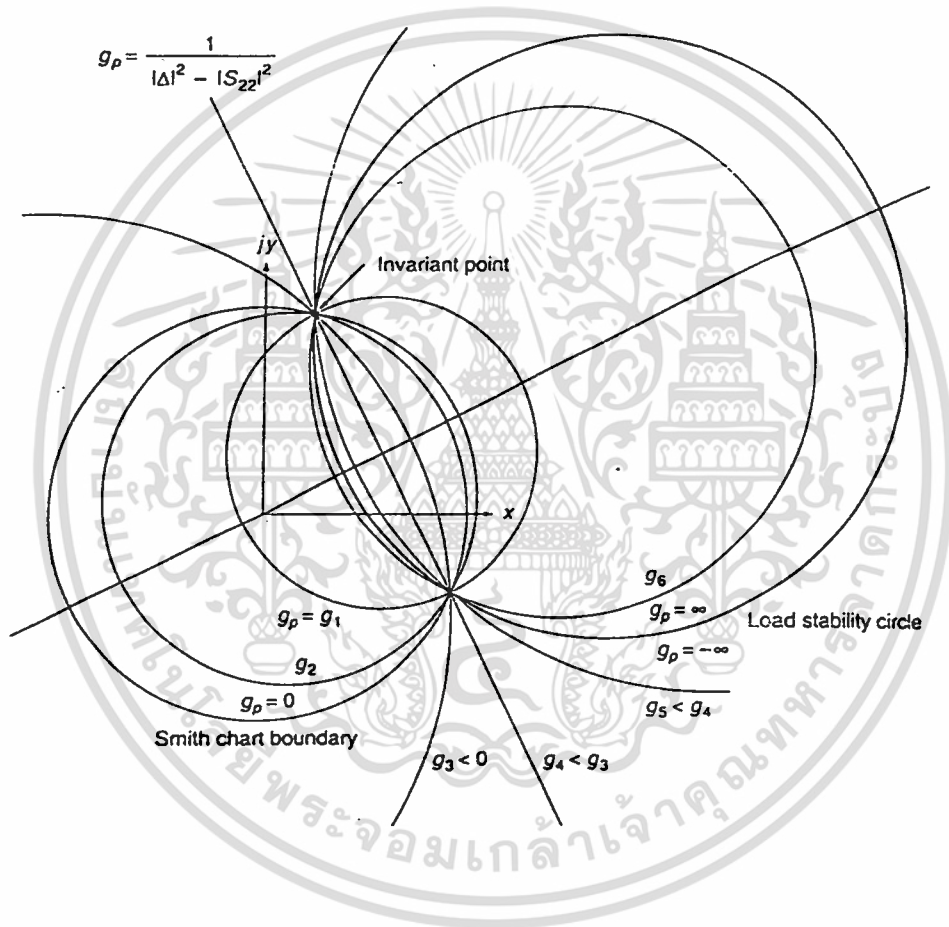
สำหรับอุปกรณ์ที่ไม่เสถียร หรือ เสถียรอย่างมีเงื่อนไข ค่า $|K| < 1$ จะไม่มีค่า g_p ที่ทำให้วงกลมมีรีคัมเป็น 0 หรือเป็นจุดเลย แต่ในกรณีนี้เราพบว่าวงกลมของกำลังขยาย ทุกวงจะตัดกับสมิธชาร์ตที่จุดเดียวกัน ซึ่งเป็นจุดเดียวกับที่วงกลมเสถียรตัดกับสมิธชาร์ต ถ้าหากเราลาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เส้นตรงเชื่อมระหว่างจุดตัดวงกลมทั้ง 2 จุดนี้ จะได้สมการของเส้นตรงที่มีแกนขยายเท่ากับในกรณีของอุปกรณ์ที่เสถียร โดยเส้นตรงนี้จะเป็นส่วนของวงกลมที่มีรัศมีเป็น ∞

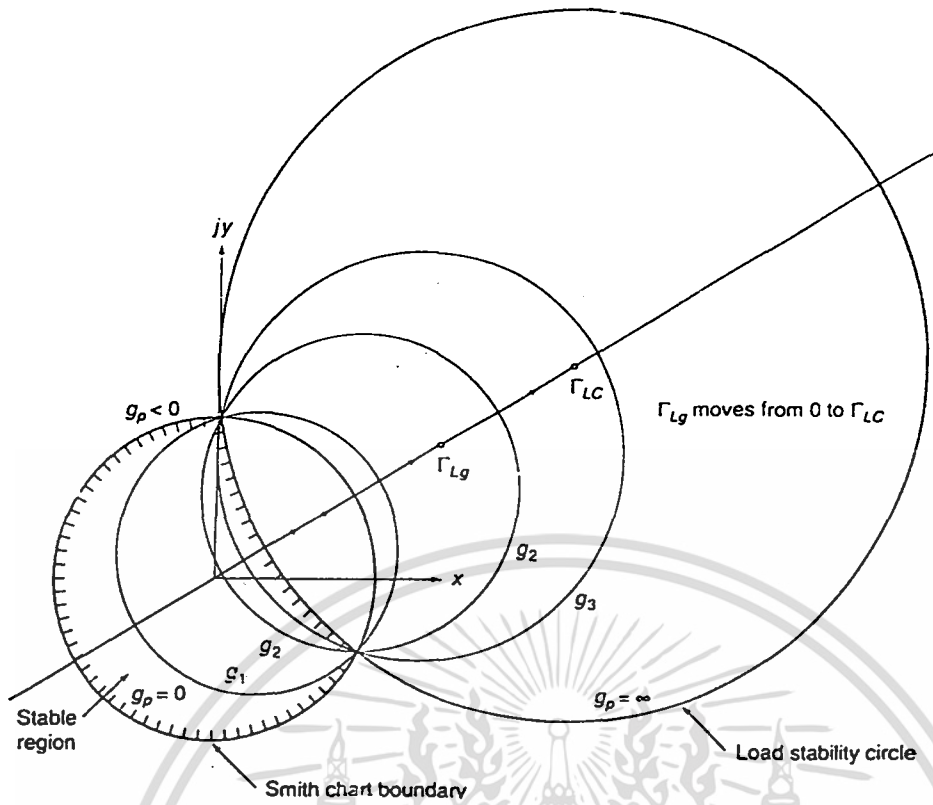
โดยค่าวงกลมของแกนที่ได้ในกรณีของอุปกรณ์ที่ไม่เสถียรนั้นจะต้องมีค่าน้อยกว่าค่าออร์มัลไลซ์ของแกน (normalize gain) คือ $1 / (S_{21})^2$ เสมอ



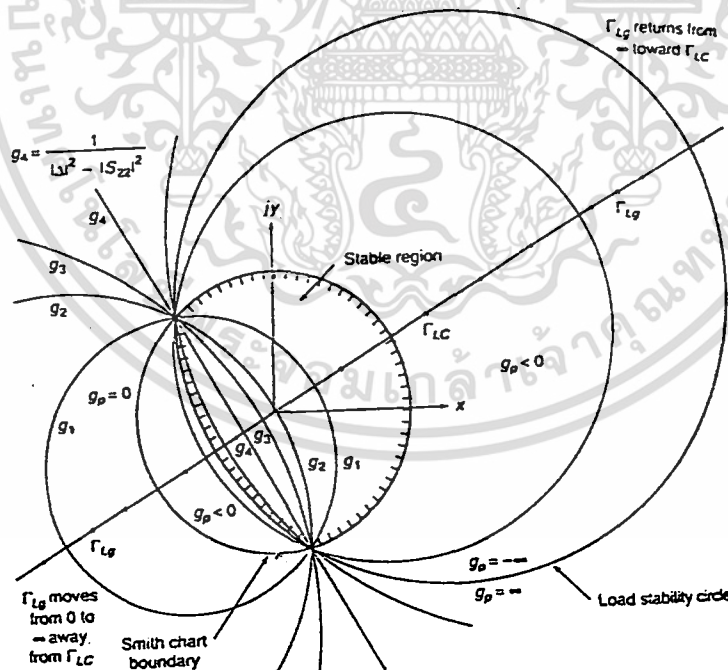
รูปที่ 2.5 แสดงวงกลมแกนของอุปกรณ์ที่ไม่เสถียร

ในการพิจารณาเลือกใช้แกนจะเลือกแกนที่อยู่ในบริเวณที่เสถียร (กล่าวไว้ในส่วนของวงกลมเสถียร) หรือเลือกใช้ค่า Γ_L ที่อยู่บนเส้นของวงกลมแกนในบริเวณที่เสถียร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

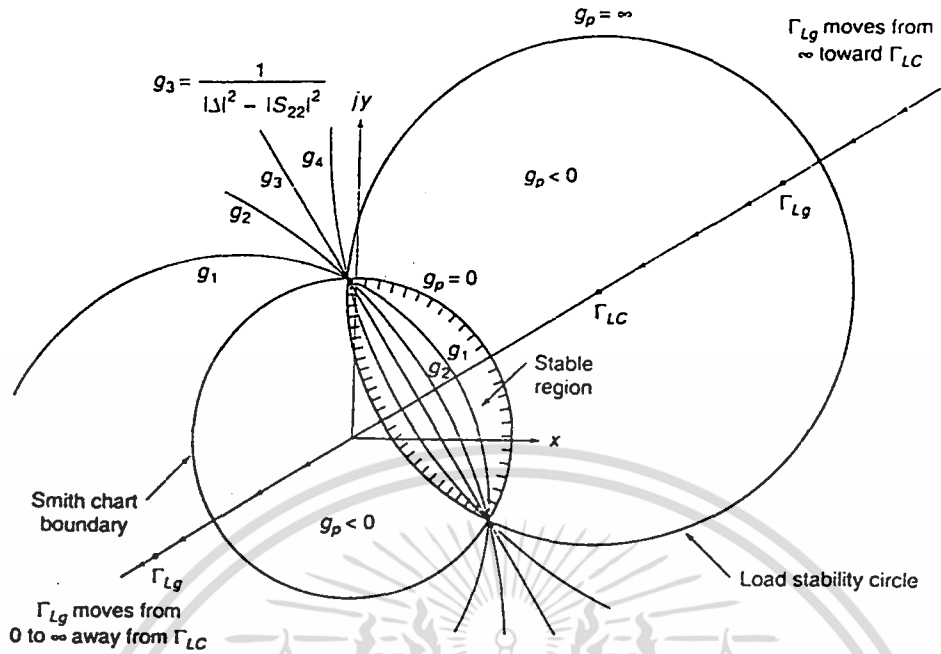


รูปที่ 2.6 แสดงวงกลมแกนขยาย เมื่อ $|S_{11}| < 1$ กรณีนี้จุดกำเนิดของสมิทชาร์ตอยู่นอกวงกลมเสถียร เราจะเลือกค่าวงกลมแกนบนสมิทชาร์ตที่อยู่ในวงกลมเสถียร

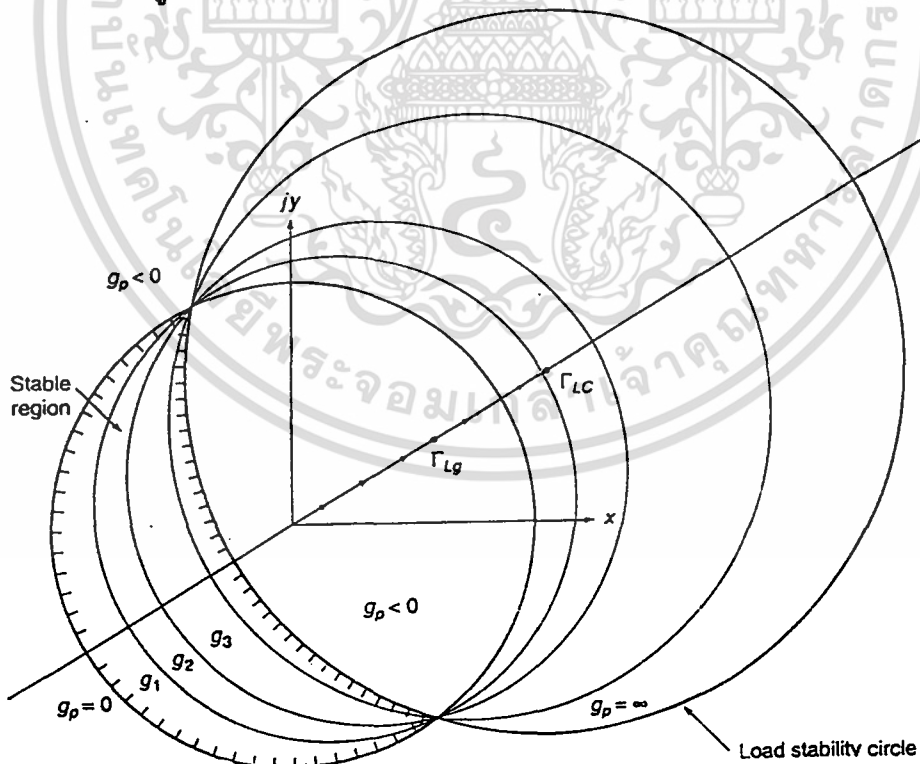


รูปที่ 2.7 แสดงวงกลมแกนขยาย เมื่อ $|S_{11}| < 1$ กรณีนี้จุดกำเนิดของสมิทชาร์ตอยู่ในวงกลมเสถียร เราจะเลือกค่าวงกลมแกนบนสมิทชาร์ตที่อยู่ในวงกลมเสถียร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.8 แสดงวงกลมเกินขยายเมื่อ $|S_{11}| > 1$ กรณีนี้ส่วนที่เสถียรจะตรงกันข้ามกับกรณี $|S_{11}| < 1$ คือเมื่อจุดกำเนิดอยู่นอกวงกลมเสถียร ค่าเกินขยายที่นำมาใช้จะเป็นค่าเกินขยายบนสมิธชาร์ตที่อยู่ในวงกลมเสถียร

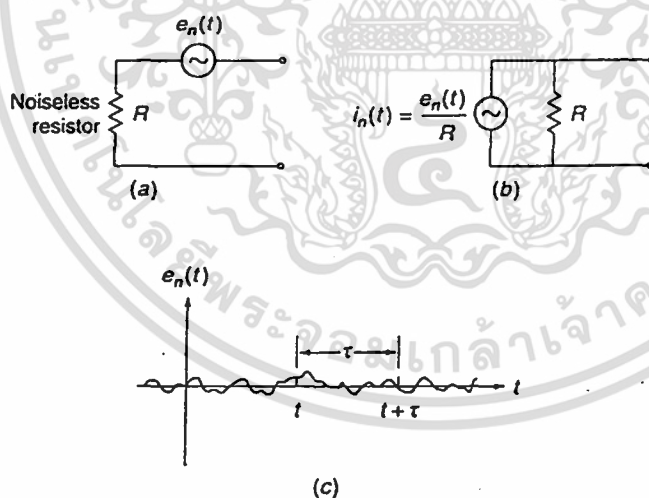


รูปที่ 2.9 แสดงวงกลมเกินขยาย เมื่อ $|S_{11}| > 1$ เมื่อจุดกำเนิดอยู่ในวงกลมเสถียร ค่าเกินขยายที่นำมาใช้จะเป็นค่าเกินขยายบนสมิธชาร์ตที่อยู่นอกวงกลมเสถียร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4 ทฤษฎีสัญญาณรบกวนพื้นฐาน

วงจรสองพอร์ตที่เป็นเชิงเส้นนั้น ในทางปฏิบัติรูปคลื่นเอาต์พุตที่ได้จะมีความแตกต่างจากอินพุตที่เข้าไป เนื่องจากข้อผิดพลาดของการส่งผ่านไปยังอุปกรณ์ต่าง ๆ ในวงจรรวมทั้งการขยายสัญญาณ (หรือการลดทอนสัญญาณ) และการหน่วงเวลา ดังนั้นการออกแบบวงจรสองพอร์ตจะต้องมีความระมัดระวังหรือจะต้องมีการจำกัดช่วงกว้างความถี่ของอินพุต ซึ่งจะลดข้อผิดพลาดได้ อย่างไรก็ตามสัญญาณรบกวน (noise) ที่เกิดขึ้นในวงจรสองพอร์ตก็ยังคงทำให้สัญญาณเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงไป ในวงจรสองพอร์ตแบบลิเนียร์พาสซีฟ (linear passive two-port) สัญญาณรบกวนจะเกิดขึ้นจากการสูญเสียในวงจร ในขณะที่วงจรสองพอร์ตซึ่งประกอบด้วยอุปกรณ์แอคทีฟ (active) เช่น ทรานซิสเตอร์จะเกิดสัญญาณรบกวนภายใน (noise mechanism) เพิ่มขึ้นด้วย ดังนั้นการพิจารณาระบบที่สำคัญ คือ การพิจารณาสัญญาณรบกวนที่รวมอยู่กับสัญญาณที่ส่งผ่านเข้ามา



รูปที่ 2.10 a) วงสมมูลเทเวินินที่มีแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนโวลเตจ b) วงจรสมมูลของสัญญาณที่อธิบายด้วยกระแสของแหล่งกำเนิด c) รูปคลื่นโวลเตจของสัญญาณรบกวน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

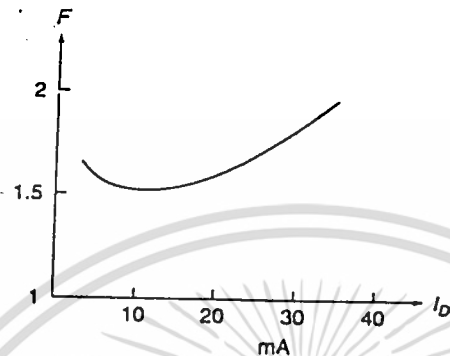
การเกิดสัญญาณรบกวนทั่ว ๆ ไปนั้นส่วนหนึ่งเกิดขึ้นจากความร้อน ผลของการรบกวนจากความร้อนทำให้โอแลกตรอนในตัวต้านทานเกิดการเคลื่อนที่ในทิศทางที่ไม่แน่นอน ซึ่งมีผลทำให้เกิดโวลเตจที่มีค่าไม่แน่นอนขึ้น โดยโวลเตจที่เกิดขึ้นนี้เราเรียกว่าเป็น สัญญาณรบกวน (noise) ปรกติแล้วเราไม่สามารถอธิบายรูปแบบของโวลเตจที่เกิดขึ้นได้แน่นอน ดังนั้นเราจะต้องทราบรายละเอียดคุณสมบัติของสัญญาณรบกวน โดยสามารถเขียนอธิบายออกมาในรูปแบบของความต้านทานสัญญาณรบกวน (noisy resistor) ที่ความต้านทานซึ่งไม่มีสัญญาณรบกวนต่ออนุกรมกับตัวกำเนิดสัญญาณรบกวนโวลเตจ $e_n(t)$ หรือต่อขนานอยู่กับแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนกระแส $i_n(t)$ ดังแสดงในรูป 2.10a และ 2.10b โดยรูป 2.10c แสดงถึงรูปคลื่นโวลเตจของสัญญาณรบกวนที่อาจเกิดขึ้นได้

2.4.1 สัญญาณรบกวนในอุปกรณ์แอคทีฟ (Noise in Active Devices)

ในอุปกรณ์แอคทีฟ เช่น ทรานซิสเตอร์ สัญญาณรบกวนหลักที่เกิดขึ้นเนื่องจากอุปกรณ์จะมีอยู่ด้วยกัน 3 สัญญาณรบกวน คือ

- 1) เทอร์มัลนอยส์ (Thermal noise) ในส่วนที่มีความต้านทาน
- 2) ชอตนอยส์ (Shot noise) ที่เกิดขึ้นเนื่องจากธรรมชาติ (discrete nature) ของพาหะ
- 3) ฟลิคเกอร์นอยส์ (Flicker noise) ซึ่งมีความหนาแน่นของกำลัง (power spectral density) เป็นสัดส่วนกับ $1/f$

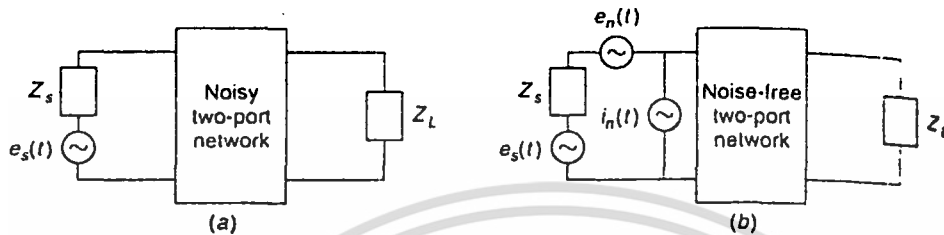
กระแสที่ไหลผ่านรอยต่อพี-เอ็น (p-n junction) ไม่ได้เป็นไปอย่างสม่ำเสมอ แต่ประกอบด้วยประจุ (discrete charge) ที่ไหลผ่านรอยต่ออย่างไม่แน่นอน มากบ้าง น้อยบ้าง สัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นเนื่องจากกระแสนี้เราเรียกว่า ชอตนอยส์ ซึ่งเป็นสัดส่วนโดยตรงกับกระแสไบอัสไฟตรง (dc bias) สำหรับอุปกรณ์แอคทีฟชนิดสัญญาณรบกวนต่ำจะทำงานโดยใช้กระแสไบอัสไฟตรงที่น้อย อย่างไรก็ตามเนื่องจากค่าของกระแสไบอัสจะมีผลต่อเกณฑ์ขยายของอุปกรณ์ ดังนั้นจะมีค่ากระแสไบอัสค่าหนึ่งที่จะทำให้ได้สัญญาณรบกวนต่ำและได้เกณฑ์ขยายที่เหมาะสม รูป 2.11 แสดงถึงกราฟระหว่างนอยส์ฟลิคเกอร์ และกระแสเดรนของเมสเฟต



รูปที่ 2.11 ค่า noise factor F ของอุปกรณ์เมสเฟตกับกระแสเดรน

2.4.2 วงจรสองพอร์ตของสัญญาณรบกวน (Noisy Two-port Networks)

การวิเคราะห์สัญญาณรบกวนซึ่งเกิดขึ้นที่เอาต์พุตของวงจรสองพอร์ตเชิงเส้น (linear two-port network) เนื่องจากแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนภายใน เราแทนแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนภายในทั้งหมดด้วยแหล่งกำเนิดโวลเตจของสัญญาณรบกวนที่ต่ออนุกรม $e_n(t)$ และแหล่งกำเนิดกระแสของสัญญาณรบกวนที่ต่อขนานอยู่ $i_n(t)$ ที่อินพุตดังรูป 2.12 กำลังของสัญญาณรบกวนรวมทั้งหมดที่เอาต์พุต สามารถหาได้โดยการคำนวณจากค่าสัญญาณรบกวนเอาต์พุตที่เกิดขึ้นจาก $e_n(t)$, $i_n(t)$ และเทอร์มินัลนอยส์ ในอุปกรณ์ตัวต้านทาน R_s ของอิมพีแดนซ์ของแหล่งกำเนิดวงจรสมมูลของแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนที่อินพุต ถ้าเราพิจารณาว่าอินพุตอยู่ในภาวะลัดวงจร (short-circuit) เราจะพบว่าค่า $Z_s = 0$ แหล่งกำเนิด $i_n(t)$ จะไม่กำเนิดสัญญาณรบกวนที่เอาต์พุต ดังนั้นสัญญาณรบกวนเอาต์พุตที่เกิดขึ้นจะเกิดขึ้นจากแหล่งกำเนิดโวลเตจสัญญาณรบกวนเท่านั้น ในทำนองเดียวกันภายใต้เงื่อนไขการเปิดวงจร (open circuit) $e_n(t)$ จะไม่กำเนิดสัญญาณรบกวนเอาต์พุต ดังนั้น $i_n(t)$ จะแทนแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนอินพุต แหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนทั้ง $e_n(t)$ และ $i_n(t)$ นั้นไม่ได้เป็นอิสระอย่างสมบูรณ์เนื่องจากบางส่วนของ $e_n(t)$ และ $i_n(t)$ จะเพิ่มขึ้นมาจากสัญญาณรบกวนภายในวงจรสองพอร์ต



รูปที่ 2.12 วงจรสองพอร์ตสัญญาณรบกวนแบบเป็นเชิงเส้น (Noisy linear two-port network)

2.4.3 นอยส์ฟลิคเกอร์ (Noise Figure)

สัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นกับวงจรหรืออุปกรณ์ มักจะกำหนดหรือวัดค่าออกมาในรูปอัตราส่วนของกำลังอินพุตสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (signal-to-noise) เทียบกับกำลังสัญญาณเอาต์พุตต่อสัญญาณรบกวน ซึ่งเราเรียกว่านอยส์ฟลิคเกอร์ F (บางครั้งเรียกว่า noise factor)

$$F = \frac{(S/N)_{\text{input}}}{(S/N)_{\text{output}}} \quad (2.11)$$

สัญญาณรบกวนเอาต์พุตเป็นเทอร์มินัลนอยส์ที่เกิดจากความต้านทานของแหล่งกำเนิดรวมทั้งสัญญาณรบกวนจากอุปกรณ์ขยายสัญญาณ ในการหา noise figure นั้นแหล่งกำเนิดต้องมีอิมพีแดนซ์สังยุค (conjugate impedance) ที่แมทช์ (match) กับวงจร คือ $Z_s = Z_{in}^*$ และความต้านทานของแหล่งกำเนิด R_s ต้องวัดที่อุณหภูมิมาตรฐาน $T_0 = 290 \text{ K}$ แต่ในทางปฏิบัติค่าความต้านทานของแหล่งกำเนิดจะมีค่าแตกต่างกันที่อุณหภูมิต่าง ๆ และแหล่งกำเนิดก็จะไม่แมทช์กับวงจร ถ้า F เป็นค่าที่ความถี่ค่าหนึ่ง และค่ากำลังของสัญญาณรบกวนอยู่ในช่วงความถี่แคบ ๆ เราจะเรียกค่านอยส์ฟลิคเกอร์นี้ว่าเป็น สปอตนอยส์ฟลิคเกอร์ (spot noise figure) ซึ่งนิยามได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$F = \frac{\text{total input noise power to network}}{\text{thermal noise input power from source resistance}} \quad (2.12)$$

โดยที่กำลังของสัญญาณรบกวนทั้งหมดอยู่ในช่วงความถี่แคบ ๆ Δf สเปกตรัมของสัญญาณรบกวนของระบบดังรูป 2.12 สามารถเขียนอยู่ในรูปของตัวแปรของสัญญาณรบกวนได้ดังนี้

$$F = 1 + \frac{R_e}{R_s} + \frac{G_i}{G_s} + 2 \frac{R_s \gamma_r + X_s \gamma_i}{R_s} \quad (2.13)$$

จากสมการจะพบว่าค่าของสัญญาณรบกวนขึ้นอยู่กับค่าอิมพีแดนซ์ของแหล่งกำเนิด รวมทั้งตัวแปรของสัญญาณรบกวนต่าง ๆ ได้แก่ R_e , G_i , γ_r และ γ_i โดย R_e คือ ความต้านทานสัญญาณรบกวนของวงจรสมมูล G_i คือ ค่าคอนดักแตนซ์ (conductance) สัญญาณรบกวนของวงจรสมมูล จากสมการจะได้ว่า $G_s = R_s / (R_s^2 + X_s^2)$ และ นอยส์ฟลิคเกอร์ไม่ขึ้นกับแบนด์วิธของความถี่ Δf อย่างไรก็ตาม อัตราส่วนกำลังอินพุตสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนจะมีค่าเปลี่ยนแปลงไปถ้าช่วงกว้างความถี่ของอุปกรณ์ขยายสัญญาณกว้างกว่าค่าที่เหมาะสมของสัญญาณ

ค่าอิมพีแดนซ์ของแหล่งกำเนิดที่เหมาะสมจะทำให้สัญญาณรบกวนมีค่าต่ำสุดซึ่งหาได้จากการกำหนดให้ $\partial F / \partial R_s = 0$, $\partial F / \partial X_s = 0$ และทำการแก้สมการหา R_s และ X_s ได้เป็น

$$X_s = X_m = - (\gamma_i / G_i) \quad (2.14)$$

จาก $R_s^2 + X_s^2 = R_e / G_i$ จะได้

$$R_s = R_m = \sqrt{\frac{R_e}{G_i} - \frac{\gamma_i^2}{G_i^2}} \quad (2.15)$$

เมื่อเราแทนค่า R_s และ X_s ที่ได้ลงในสมการ 2.13 เราจะหาค่าของสัญญาณรบกวนต่ำสุด F_m ได้

ถ้าเราแทนค่า γ_i ด้วย $-X_m G_i$ ในสมการ (2.13) และพิจารณา $F-F_m$ จะได้ว่า

$$\begin{aligned} F-F_m &= \frac{1}{R_s} [R_e + (R_s^2 + X_s^2)G_i - 2X_m X_s G_i] \\ &\quad - \frac{1}{R_m} [R_e + (R_m^2 + X_m^2)G_i - 2X_m^2 G_i] \\ &= \frac{1}{R_s} [R_e + (R_s - R_m)^2 G_i + (X_s - X_m)^2 G_i + 2R_s R_m G_i - R_m^2 G_i \\ &\quad - X_m^2 G_i] - \frac{1}{R_m} [R_e + R_m^2 G_i - X_m^2 G_i] \\ &= \frac{G_i}{R_s} [(R_s - R_m)^2 + (X_s - X_m)^2] + \left(\frac{1}{R_s} - \frac{1}{R_m}\right) (R_e - R_m^2 G_i - X_m^2 G_i) \end{aligned}$$

จากพจน์ $2R_s R_m G_i / R_s = 2R_m^2 G_i / R_m$ แล้วแทนพจน์นี้ด้วย $-1 / R_m$ และ $R_e - (R_m^2 + X_m^2)G_i$ มีค่าเท่ากับศูนย์ ดังนั้นจะได้ว่า

$$F = F_m + \frac{G_i}{R_s} [(R_s - R_m)^2 + (X_s - X_m)^2] \quad (2.16)$$

สมการนี้เป็นความสัมพันธ์ที่มีประโยชน์ในทางปฏิบัติ เนื่องจาก นอยส์ฟลิคเกอร์ อยู่ในพจน์ของ F_m ที่ได้จากอิมพีแดนซ์ของแหล่งกำเนิดที่เหมาะสม $R_m + jX_m$ ผู้ผลิตทรานซิสเตอร์มักจะบอกค่า นอยส์ฟลิคเกอร์ต่ำสุด F_m , อิมพีแดนซ์ของแหล่งกำเนิดที่เหมาะสม $R_m + jX_m$ หรือสัมประสิทธิ์การสะท้อนของแหล่งกำเนิด (source reflection coefficient) $\Gamma_m = (R_m + jX_m - Z_c)/(R_m + jX_m + Z_c)$ และค่าคอนดักแตนซ์ของสัญญาณรบกวน (noise conductance) G_i หรือ ความต้านทานสัญญาณรบกวน R_e จากสมการ (2.15) จะได้ว่า $R_s^2 + X_s^2 = R_e/G_i$ ดังนั้นจะหาค่า G_i ได้

$$G_i = \frac{R_e}{R_m^2 + X_m^2}$$

ซึ่งใช้เป็นข้อมูลเพื่อหามอยส์ฟลิคเกอร์ F จากสมการ 2.16 ได้

2.4.4 วงกลมสัญญาณรบกวน (Constant Noise-Figure Circles)

ในการออกแบบอุปกรณ์ขยายสัญญาณชนิดสัญญาณรบกวนรบกวนต่ำนั้น การวาดวงกลมค่าคงที่นอยส์ฟลิกเกอร์บนระนาบสัมประสิทธิ์การสะท้อนที่แหล่งกำเนิดจะเป็นประโยชน์เนื่องจาก

$$\Gamma_s = \frac{Z_s - Z_c}{Z_s + Z_c} \quad \Gamma_m = \frac{Z_m - Z_c}{Z_m + Z_c}$$

$$(R_s - R_m)^2 + (X_s - X_m)^2 = |Z_s - Z_m|^2$$

นอยส์ฟลิกเกอร์จากสมการ (2.16) จะสามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$F - F_m = \frac{G_i}{R_s} Z_c^2 \left(\frac{1 + \Gamma_s}{1 - \Gamma_s} - \frac{1 + \Gamma_m}{1 - \Gamma_m} \right)$$

$$= \frac{G_i}{R_s} Z_c^2 \frac{4|\Gamma_s - \Gamma_m|^2}{|1 - \Gamma_s|^2 |1 - \Gamma_m|^2}$$

และจาก

$$\frac{2R_s}{Z_c} = \frac{Z_s + Z_s^*}{Z_c} = 2 \operatorname{Re} \frac{1 + \Gamma_s}{1 - \Gamma_s}$$

$$= 2 \operatorname{Re} \frac{(1 - \Gamma_s)(1 - \Gamma_s^*)}{|1 - \Gamma_s|^2} = \frac{2(1 - |\Gamma_s|^2)}{|1 - \Gamma_s|^2}$$

ดังนั้นจะได้ว่า

$$F - F_m = 4G_i \frac{|\Gamma_s - \Gamma_m|^2}{|1 - \Gamma_m|^2 (1 - |\Gamma_s|^2)} \quad (2.17a)$$

โดย $G_i = G_i Z_c$ เป็นค่านอร์มัลไลซ์ (normalized) ของ G_i ในทำนองเดียวกันถ้าให้ $R_N = R_i/Z_c$ จะได้

$$F - F_m = 4R_N \frac{|\Gamma_s - \Gamma_m|^2}{|1 + \Gamma_m|^2 (1 - |\Gamma_s|^2)} \quad (2.17b)$$

เราจะเขียนนิยามของตัวแปรใหม่ N_i ได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$N_i = \frac{(F_i - F_m)|1 + \Gamma_m|^2}{4R_N} = \frac{(F_i - F_m)|1 - \Gamma_m|^2}{4G_I} \quad (2.18)$$

โดย N_i มีความสัมพันธ์กับค่า F_i ของ F จากสมการ (2.17) จะได้ว่า

$$N_i = \frac{|\Gamma_s - \Gamma_m|^2}{1 - |\Gamma_s|^2} = \frac{\Gamma_s \Gamma_s^* - \Gamma_s \Gamma_m^* - \Gamma_s^* \Gamma_m + \Gamma_m \Gamma_m^*}{1 - \Gamma_s \Gamma_s^*}$$

ซึ่งสามารถเขียนอธิบายเป็นวงกลมในระนาบของ Γ_s โดยจุดศูนย์กลางของวงกลมอยู่ที่

$$\Gamma_{st} = \frac{\Gamma_m}{1 + N_i} \quad (2.19a)$$

และรัศมีของวงกลมหาได้จาก

$$R_f = \frac{\sqrt{N_i^2 + N_i(1 - |\Gamma_m|^2)}}{1 + N_i} \quad (2.19b)$$

เราสามารถเขียนวงกลม N_i ได้หลาย ๆ วงเพื่อเลือกค่า F_i แต่ละวงกลมจะบอกค่า Γ_s ที่จะสามารถใช้ในการหา นอยส์ฟลักเจอร์ ที่มีค่าเท่ากับ F_i เมื่อ $N_i = 0$ วงกลมจะกลายเป็นจุดที่ Γ_m จะทำให้ค่านอยส์ฟลักเจอร์ต่ำสุด F_m โดยปกติแล้วเราสามารถเลือก โหลด Z_L ได้ตั้งนั้น $\Gamma_s = \Gamma_m$ จะทำให้การออกแบบที่ได้เหมาะสม อย่างไรก็ตามบางครั้งถ้าเราให้ $\Gamma_s = \Gamma_m$ จะทำให้อินพุท VSWR มีค่าสูงมากเกินไป ดังนั้นการเลือกค่า Γ_s บนวงกลมค่าคงที่ noise-figure ที่ $F_1 > F_m$ จะทำให้ได้ค่าอินพุท VSWR ที่ดีกว่า

2.5 การมismatch (MISMATCH)

ในการออกแบบอุปกรณ์ขยายสัญญาณไมโครเวฟที่มีอินพุท VSWR ต่ำ เราจะใช้วงกลม Γ_{in}^* เป็นตัวช่วย ซึ่งสามารถพิสูจน์ Γ_{in}^* ได้ โดยอุปกรณ์ขยายสัญญาณมีสัมประสิทธิ์การสะท้อนที่โหลด เป็นค่า Γ_L ดังนั้นสัมประสิทธิ์การสะท้อนอินพุทจะมีค่า

$$\Gamma_{in} = \frac{S_{11} - \Delta \Gamma_L}{1 - S_{22} \Gamma_L}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าจำนวนเชิงซ้อนขั้วของสมการนี้ คือ

$$\Gamma_{in}^* = \frac{\Delta^* \Gamma_L^* - S_{11}^*}{S_{22}^* \Gamma_L^* - 1}$$

สมการข้างต้นนี้เป็นสมการในรูปแบบการแปลงแบบไบลิเนียร์(bilinear transformation) ดังนั้นทุกค่าของ Γ_L ที่อยู่บนวงกลม g_p จะสามารถแปลงมาอยู่บนวงกลม Γ_{in} จุดศูนย์กลาง Γ_{Lg} และรัศมี R_{Lg} ของวงกลมนอร์มัลไลซ์ของกำลังขยาย (normalized power-gain) หาได้จากสมการ (2.5) จากตัวแปรของวงกลมเหล่านี้ เราจะได้ตัวแปรที่เกี่ยวข้องกับวงกลม Γ_{in} และวงกลม Γ_{in}^* โดยจุดศูนย์กลาง $\Gamma_{in,c}^*$ ของวงกลม Γ_{in}^* จะได้เป็น

$$\Gamma_{in,c}^* = \frac{R_{Lg}^2 S_{22} \Delta^* + (S_{22} \Gamma_{Lg} - 1)(S_{11}^* - \Delta^* \Gamma_{Lg}^*)}{|R_{Lg} S_{22}|^2 - |S_{22} \Gamma_{Lg} - 1|^2} \quad (2.20a)$$

และรัศมีจะมีค่าเป็น

$$R_{in} = \frac{|S_{12} S_{21}| R_{Lg}}{\left| |R_{Lg} S_{22}|^2 - |S_{22} \Gamma_{Lg} - 1|^2 \right|} \quad (2.20b)$$

ในการออกแบบอุปกรณ์ขยายสัญญาณไมโครเวฟ การเลือกสัมประสิทธิ์การสะท้อนของแหล่งกำเนิดจะถูกกำหนดจากเงื่อนไขที่ต้องการให้อุปกรณ์ขยายสัญญาณมีความเสถียรและมีค่านอยส์ฟลิกเกอร์ต่ำ และค่าอินพุท VSWR จะมีค่าเท่ากับ 1 เมื่อ Γ_s ที่เลือกอยู่บนวงกลม Γ_{in}^* สำหรับค่า g_p ที่เลือกไว้ ถ้าไม่เป็นไปตามเงื่อนไขเหล่านี้ เช่น Γ_{in}^* อยู่ในขอบเขตที่ไม่เสถียรบนสมิทชาร์ต (smith chart) สำหรับ Γ_s ดังนั้นควรเลือก Γ_s ที่ใกล้เคียงวงกลม Γ_{in}^* เท่าที่จะเป็นไปได้ที่จะทำให้มีค่าอินพุท VSWR ต่ำสุด เมื่อทำการเลือกค่า Γ_s แล้ว Γ_s อยู่บนวงกลม Γ_{in}^* เราจะได้ว่า $\Gamma_{in} = \Gamma_s^*$ และสามารถหาค่า Γ_L เป็น

$$\Gamma_L = \frac{S_{11} - \Gamma_{in}}{\Delta - S_{22} \Gamma_{in}} \quad (2.21)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้า Γ_s ไม่อยู่บนวงกลม Γ_{in}^* ค่าที่ดีที่สุดของ Γ_{in}^* คือค่าที่ใกล้เคียง Γ_s ที่สุด และต้องอยู่บนวงกลม Γ_{in}^*

สำหรับอุปกรณ์ที่ไม่เสถียร ส่วนของวงกลม g_p จะอยู่นอกขอบเขตของสมิตซ์ชาร์ต ค่าของ Γ_L บนวงกลม g_p จะอยู่นอกสมิตซ์ชาร์ต ซึ่งจะทำให้ได้ค่า Γ_{in}^* ที่อยู่นอกสมิตซ์ชาร์ต ด้วย โดย Γ_{in}^* หาได้จาก

$$\Gamma_{in}^* = \frac{\Delta^* \Gamma_L^* - S_{11}^*}{S_{22}^* \Gamma_L^* - 1}$$

วงกลมเสถียรของแหล่งกำเนิด (source stability circle) คือ วงกลม Γ_s ที่ทำให้ $|\Gamma_{out}| = 1$ โดย

$$\Gamma_{out} = \frac{\Delta \Gamma_s - S_{22}}{S_{11} \Gamma_s - 1} \quad (2.22)$$

ซึ่งเราสามารถเขียนสมการ (2.21) ใหม่ได้เป็น

$$\frac{1}{\Gamma_L} = \frac{\Delta \frac{1}{\Gamma_m} - S_{22}}{S_{11} \frac{1}{\Gamma_m} - 1} \quad (2.23)$$

2.5.1 วงกลมอินพุทมิสมแมตซ์ (Constant Input Mismatch Circle)

ถ้าเราออกแบบอุปกรณ์ขยายสัญญาณและมีการกำหนดอินพุท VSWR โดยมีค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนที่โหลดซึ่งเลือกไว้คือ Γ_L ดังนั้นจะมีวงกลมของ Γ_s ที่สามารถใช้เพื่อได้ค่าอินพุท VSWR ที่กำหนดได้ ถ้าเรากำหนดให้อินพุท VSWR คือ $VSWR_1$ ขนาดของสัมประสิทธิ์การสะท้อนจะหาได้จาก

$$\rho = \frac{VSWR_1 - 1}{VSWR_1 + 1}$$

และอินพุทอิมพีแดนซ์มิสมแมตซ์ M_1 มีค่าเท่ากับ $1 - \rho^2$ ดังนั้นจะได้ว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$M_1 = \frac{4R_s R_{in}}{|Z_s + Z_{in}|^2} = \frac{(1 - |\Gamma_{in}|^2)(1 - |\Gamma_s|^2)}{|1 - \Gamma_{in}\Gamma_s|^2} \quad (2.24)$$

กำหนดให้ Γ'_L คือค่า Γ_L ที่เลือกไว้ จากสมการ (2.21) เราสามารถคำนวณค่า Γ_{in} ได้คือค่า Γ'_{in} เราสามารถเขียนสมการ (2.24) ให้อยู่ในรูปของสมการวงกลมในระนาบ Γ_s โดยมีจุดศูนย์กลางของวงกลมอยู่ที่

$$\Gamma_{sM} = \frac{M_1(\Gamma'_{in})^*}{1 - (1 - M_1)|\Gamma'_{in}|^2} \quad (2.25a)$$

และรัศมีของวงกลมมีค่า

$$R_{sM} = \frac{\sqrt{1 - M_1}(1 - |\Gamma'_{in}|^2)}{1 - (1 - M_1)|\Gamma'_{in}|^2} \quad (2.25b)$$

2.5.2 วงกลมเอาต์พุตมิสมัทซ์ (Output Impedance-Mismatch Circle)

ถ้ามีการออกแบบอุปกรณ์ขยายสัญญาณพร้อมทั้งกำหนดค่าเอาต์พุต VSWR เมื่อค่า $\Gamma_s = \Gamma'_s$ เราสามารถวาดวงกลมของ Γ_L ที่จะทำให้ได้ค่าเอาต์พุต VSWR ที่กำหนดสมการของวงกลมเอาต์พุตอิมพีแดนซ์มิสมัทซ์ (impedance-mismatch) จะมีรูปแบบเดียวกับสมการ (2.25) คือมีจุดศูนย์กลางของวงกลมอยู่ที่

$$\Gamma_{LM} = \frac{M_2(\Gamma'_{out})^*}{1 - (1 - M_2)|\Gamma'_{out}|^2} \quad (2.26a)$$

และรัศมีของวงกลมมีค่า

$$R_{LM} = \frac{\sqrt{1 - M_2}(1 - |\Gamma'_{out}|^2)}{1 - (1 - M_2)|\Gamma'_{out}|^2} \quad (2.26b)$$

โดย

$$M_2 = 1 - \left(\frac{\text{VSWR}_2 - 1}{\text{VSWR}_2 + 1} \right)^2$$

$$\Gamma'_{out} = \frac{\Delta\Gamma'_s - S_{22}}{S_{11}\Gamma'_s - 1}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานภายในเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.6 การออกแบบอุปกรณ์ขยายสัญญาณไมโครเวฟ

ในย่านความถี่ไมโครเวฟ ค่าอิมพีแดนซ์และแอดมิตแตนซ์ของทรานซิสเตอร์ไม่สามารถทำการวัดได้โดยตรง ดังนั้นจึงพิจารณาที่ตัวแปร scattering-matrix ซึ่งสามารถทำการวัดได้ และในการออกแบบก็จะใช้ S_{ij} เป็นพื้นฐาน S_{ij} สามารถวัดหาค่าได้โดยใส่ทรานซิสเตอร์เข้าไปในวงจรทดสอบที่มีอินพุทและเอาต์พุทไลน์ (input-output line) ขนาด 50Ω แล้วให้โวลเตจและกระแสไม้อัสที่เหมาะสม ในการออกแบบที่ใช้ตัวแปร S_{ij} อาจพบว่า ค่าจะมีการเปลี่ยนแปลงกับเงื่อนไขการไม้อัส, อุณหภูมิ ถึงแม้ว่าทรานซิสเตอร์จะเป็นเบอร์เดียวกันก็ตาม

การออกแบบอุปกรณ์ขยายสัญญาณไมโครเวฟ โดยทั่ว ๆ ไปจะมีจุดมุ่งหมายดังนี้

1. กำลังขยายสูงสุด
2. ค่านอยส์ฟลิคเกอร์ต่ำสุด
3. เกนขยายคงที่ ไม่เกิดการออสซิลเลท
4. ค่าอินพุทและเอาต์พุท VSWR มีค่าใกล้เคียง 1 ที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้
5. เกนขยายควรมีค่าคงที่ในช่วงความถี่ที่กว้างค่าหนึ่ง
6. การตอบสนองต่อเฟสต้องเป็นฟังก์ชันแบบเชิงเส้นกับความถี่

ในทางปฏิบัติแล้วเงื่อนไขเหล่านี้ไม่สามารถกระทำให้เกิดขึ้นในเวลาเดียวกันได้ ดังนั้นขั้นตอนการออกแบบจะต้องเลือกพิจารณาอย่างใดอย่างหนึ่ง เช่น เมื่อพิจารณาถึงความเสถียร (stability) ค่าเกนขยายที่ได้ก็อาจจะไม่ใช่ค่าสูงสุด หรือเมื่อพิจารณาให้อุปกรณ์มีสัญญาณรบกวนต่ำ ก็ไม่สามารถกำหนดค่าอินพุท VSWR ที่ดีที่สุดได้ เนื่องจากค่าออร์มัลไลซ์ของอิมพีแดนซ์แหล่งกำเนิด Z_s จะถูกกำหนดสำหรับการทำให้มีสัญญาณรบกวนต่ำ

การออกแบบอุปกรณ์ขยายสัญญาณไมโครเวฟ เราต้องทราบค่า scattering-matrix S_{ij} , ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของแหล่งกำเนิด Γ_m ที่สัญญาณรบกวนต่ำสุด, นอยส์ฟลิคเกอร์ F_m ต่ำสุด และค่าออร์มัลไลซ์ความต้านทานสัญญาณรบกวน R_v หรือ ความเหนี่ยวนำสัญญาณรบกวน G_r ในการออกแบบนั้นค่ากำลังขยายที่ได้จะต้องสูงกว่าค่าต่ำสุดที่กำหนด และ นอยส์ฟลิคเกอร์ ก็จะต้องไม่สูงกว่าค่าสูงสุดที่กำหนดไว้ รวมทั้งค่าอินพุทและเอาต์พุท VSWR ก็จะต้องไม่มากกว่าค่าสูงสุดที่กำหนดไว้ด้วย

2.6.1 การออกแบบอุปกรณ์ขยายสัญญาณแบบสเตทเดียว

การออกแบบอุปกรณ์ขยายสัญญาณแบบสเตทเดียวนั้น โดยทั่วไปมีจุดประสงค์ต้องการให้ มีนอยส์ฟลิกเกอร์ต่ำ , กำลังขยายสูง , อินพุทและเอาต์พุท VSWR ที่สูง ซึ่งขั้นตอนการออกแบบ สามารถแสดงเป็นลำดับได้ดังนี้

ขั้นตอนแรก จะต้องทำการคำนวณค่าความเสถียร K ก่อนเพื่อพิจารณาว่าอุปกรณ์เสถียรหรือไม่ โดยคำนวณหาจากสมการ

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

แล้วตรวจสอบด้วยว่า $|S_{11}| < 1$ และ $K > 1 + \frac{|\Delta|^2 - 1}{2|S_{12}S_{21}|}$ จึงจะเหมาะสม เมื่อทำการคำนวณ แล้วพบว่า เป็นไปตามเงื่อนไขเหล่านี้ และ $K > 1$ แสดงว่าทรานซิสเตอร์นั้นเสถียร เราก็จะทำการ ออกแบบตามขั้นตอนที่อุปกรณ์เสถียร แต่ถ้า $K < 1$ แสดงว่าอุปกรณ์ไม่เสถียร ก็จะพิจารณา แตกต่างกันออกไป

กรณีอุปกรณ์เสถียร

1. สำหรับ $K > 1$ เราจะใช้การการแมทซ์แบบอิมพีแดนซ์สังยุค (conjugate impedance matching) ซึ่งจะต้องทราบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของแหล่งกำเนิดและโหลด โดยหาได้จาก

$$\Gamma_s = \frac{1}{2B_1} \left[A_1 \pm (A_1^2 - 4|B_1|^2)^{1/2} \right]$$

$$\Gamma_L = \frac{1}{2B_2} \left[A_2 \pm (A_2^2 - 4|B_2|^2)^{1/2} \right]$$

โดย

$$A_1 = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2$$

$$A_2 = 1 + |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 - |\Delta|^2$$

$$B_1 = S_{11} - \Delta S_{22}^*$$

$$B_2 = S_{22} - \Delta S_{11}^*$$

ซึ่งผล Γ_s ที่ได้จะทำให้เราสามารถคำนวณนอยส์ฟลิกเกอร์ F ได้จาก

$$F - F_m = 4R_N \frac{|\Gamma_s - \Gamma_m|^2}{|1 + \Gamma_m|^2 (1 - |\Gamma_s|)^2}$$

ดังนั้นการหาค่ากำลังขยายด้วยการแมตซ์แบบอิมพีแดนซ์สังยุคจะหาได้จาก

$$G_p = G_{p,\max} = (K - \sqrt{K^2 - 1}) \left| \frac{S_{21}}{S_{12}} \right|$$

ถ้าค่านอยส์ฟลิกเกอร์ที่คำนวณได้นั้นเป็นค่าที่ยอมรับได้ คือ มีค่าไม่เกินค่าที่กำหนดไว้ และไม่รวมถึงการออกแบบวงจรแมตซ์ทางด้านอินพุต, เอาท์พุท ก็ถือว่าการออกแบบเสร็จสิ้นแล้ว แต่ในทางปฏิบัติค่านอยส์ฟลิกเกอร์ที่ได้จากการใช้การแมตซ์อิมพีแดนซ์สังยุค มักจะมีค่าสูงกว่าค่าที่ต้องการ ดังนั้นเพื่อการปรับปรุงให้มี noise figure ต่ำลง เราจำเป็นต้องออกแบบให้มีเกนขยายต่ำกว่าค่าที่จะเป็นไปได้ และมีการมismatch บ้างที่อินพุตและเอาท์พุทพอร์ท ซึ่งจะอธิบายในขั้นตอนต่อไป

2. เพื่อที่จะสามารถเห็นขั้นตอนการออกแบบได้อย่างชัดเจน เราจะแสดงโดยเขียนกราฟวงกลมนอร์มัลไลซ์ของกำลังขยาย 3 วง ที่เกี่ยวข้องกับวงกลม Γ_{in} 3 วง และวงกลม noise-figure ของอุปกรณ์

ขั้นแรกในการออกแบบจะต้องให้ $\Gamma_s = \Gamma_m$ สำหรับสัญญาณรบกวนต่ำ และเลือกค่านอร์มัลไลซ์ของกำลังขยาย เช่น เราเลือก $g_p = g_p(2)$ ในรูป 10.30 เราจะเขียนสมการออฟเจกทีฟ (objective function) ได้เป็น

$$OF = W_1 M_1 + W_2 M_2$$

โดย M_1 คือ อินพุตมิสมแมตซ์และ M_2 คือ เอาท์พุทมิสมแมตซ์ ส่วน W_1 และ W_2 คือน้ำหนักที่แตกต่างกันเป็นระดับความสำคัญของอินพุตและเอาท์พุท VSWR ค่าของ Γ_L ซึ่งในที่นี้เราจะให้เป็น Γ_{L1} ที่เราเลือกจากวงกลมของเกนขยาย $g_p(2)$ จะทำให้สามารถคำนวณค่า Γ_{in} ได้จากสมการ

$$\Gamma_{in} = \frac{\Delta \Gamma_{L1} - S_{11}}{S_{22} \Gamma_{L1} - 1}$$

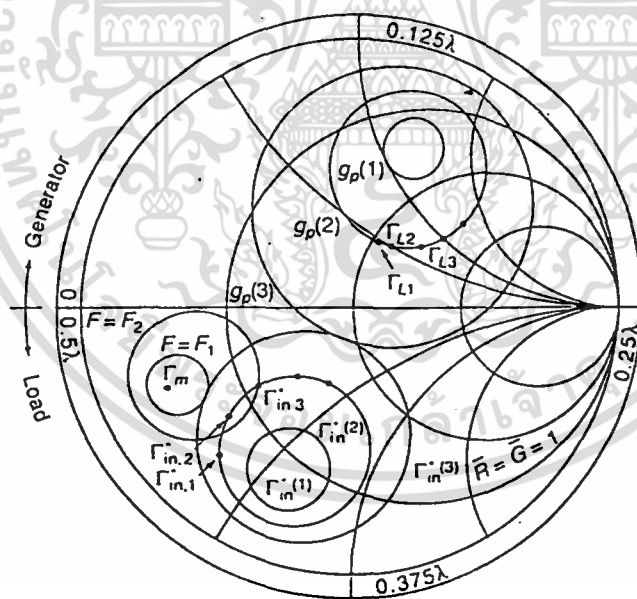
การคำนวณหาค่า Γ_{out} จาก $\Gamma_s = \Gamma_m$ จะได้

$$\Gamma_{out} = \frac{\Delta\Gamma_m - S_{22}}{S_{11}\Gamma_m - 1}$$

ดังนั้นจะหาค่า M_1 และ M_2 ได้จากสมการ

$$M_1 = \frac{(1 - |\Gamma_{in}|^2)(1 - |\Gamma_m|^2)}{|1 - \Gamma_{in}\Gamma_m|^2}$$

$$M_2 = \frac{(1 - |\Gamma_{out}|^2)(1 - |\Gamma_{L1}|^2)}{|1 - \Gamma_{out}\Gamma_{L1}|^2}$$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ **รูปที่ 2.13** วงกลมแทนขยหาย, Γ_{in}^* และ นอยส์ฟลิกเกอร์ นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

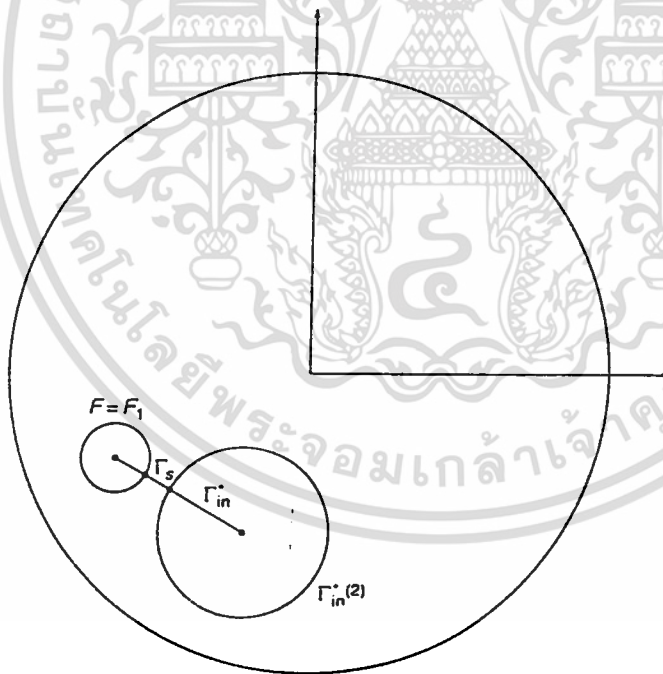
ค่าอินพุทและเอาต์พุท VSWR ที่ดีจะเกิดจากการที่ออฟเฟกที่ฟังก์ชันมีค่าสูงสุด ดังนั้น เราจะต้องหาค่า Γ_L บนวงกลม $g_p(2)$ ที่ทำให้ OF มีค่าสูงสุด ซึ่งทำได้โดยการเพิ่มค่า Γ_L ในทิศทางที่เพิ่ม OF ซึ่งจะได้ค่าอินพุท VSWR เป็น

$$VSWR_1 = \frac{1 + \sqrt{1 - M_1}}{1 - \sqrt{1 - M_1}}$$

และเอาต์พุท VSWR

$$VSWR_2 = \frac{1 + \sqrt{1 - M_2}}{1 - \sqrt{1 - M_2}}$$

ถ้าค่าเอาต์พุท VSWR ที่ได้เป็นค่าที่ดีแต่ค่าอินพุท VSWR เป็นค่าที่ไม่เหมาะสม ดังนั้น เราต้องกำหนดน้ำหนักให้แก่สมการ โดยให้ $W_2 = 0$ และ $W_1 = 1$ แทนลงในสมการเพื่อให้ได้ค่าอินพุท VSWR ที่ดีขึ้น (ถ้าเราให้น้ำหนักที่ค่า M_1 มาก ค่า Γ_L ที่เหมาะสมจะให้ค่า Γ_{in}^* ที่ใกล้เคียง Γ_m เท่าที่เป็นไปได้ เนื่องจากการแมตซ์อินพุทอิมพีแดนซ์)



รูปที่ 2.14 การเลือกค่า Γ_s และ Γ_{in}^* ที่เหมาะสมซึ่งจะทำให้ได้ค่าอินพุท VSWR ต่ำสุด บนวงกลมนอยส์ฟลิกเกอร์ และ วงกลม Γ_{in}^*

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. รูป 2.14 แสดงวงกลมนอยส์ฟลิกเกอร์ $F = F_1$ และวงกลม $\Gamma_{in}^*(2)$ ที่ $g_p = g_p(2)$ ถ้าเราทำการออกแบบอุปกรณ์ขยายสัญญาณที่มีขนาดของนอยส์ฟลิกเกอร์ และ กำลังขยายเท่านี้ ดังนั้นค่า Γ_s และ Γ_{in}^* ที่เหมาะสมซึ่งจะทำให้มีอินพุท VSWR ดีที่สุด คือค่า Γ_s ที่อยู่บนวงกลม $F = F_1$ และค่า Γ_{in}^* ที่อยู่บนวงกลม $\Gamma_{in}^*(2)$ โดยจุดทั้งสองจะอยู่บนเส้นที่เชื่อมต่อระหว่างจุดศูนย์กลางของวงกลม $F = F_1$ และ วงกลม $\Gamma_{in}^*(2)$ ดังรูป 2.14

จุดศูนย์กลางของวงกลมนอยส์ฟลิกเกอร์ คือ ค่า Γ_{sf} ซึ่งหาได้จากสมการ (2.19a) และ รัศมี R_f ของวงกลมหาได้จากสมการ (2.19b) จุดศูนย์กลาง $\Gamma_{in,c}^*$ และรัศมี R_{in} ของวงกลม Γ_{in}^* หาได้จากสมการ (2.20) เวกเตอร์จากจุดศูนย์กลางของวงกลม $F = F_1$ ไปยังจุดศูนย์กลางของวงกลม $\Gamma_{in}^*(2)$ มีค่าเป็น

$$\mathbf{r} = \Gamma_{in,c}^* - \Gamma_{sf}$$

ระยะห่างเวกเตอร์หนึ่งหน่วย (unit vector pointing) จาก Γ_{sf} ไปยัง $\Gamma_{in,c}^*$ คือ $\mathbf{r}/|\mathbf{r}|$ จุด Γ_s จะอยู่ห่างจาก Γ_{sf} เป็นระยะ R_f และอยู่ในทิศเดียวกับ \mathbf{r} ดังนั้นจะได้ว่า

$$\Gamma_s = \frac{\mathbf{r}}{|\mathbf{r}|} R_f = \frac{\Gamma_{in,c}^* - \Gamma_{sf}}{|\Gamma_{in,c}^* - \Gamma_{sf}|} R_f$$

ค่าเหมาะสมของ Γ_{in}^* หาได้จาก

$$\Gamma_{in}^* = \frac{\mathbf{r}}{|\mathbf{r}|} R_{in} = \frac{\Gamma_{sf} - \Gamma_{in,c}^*}{|\Gamma_{sf} - \Gamma_{in,c}^*|} R_{in}$$

ดังนั้นเราสามารถคำนวณหาค่า Γ_s และ Γ_{in}^* รวมทั้งอินพุทมิสแมตซ์ M_1 และ VSWR ได้ เราสามารถทำการคำนวณซ้ำได้อีกโดยการเปลี่ยนค่า g_p และ F เพื่อหาค่า VSWR₁ ที่ดีที่สุด ซึ่งจะช่วยให้สามารถพิจารณาระหว่างค่ากำลังขยาย, นอยส์ฟลิกเกอร์ และอินพุท VSWR₁ ได้ เช่น ถ้าเราเลือกค่า Γ_s สำหรับวงจรที่ต้องการให้มีสัญญาณรบกวนต่ำสุด ก็จะทำให้ได้ค่ากำลังขยายที่ต่ำที่สุดที่สามารถยอมรับได้ และมีค่าอินพุท VSWR₁ สูงสุดที่ยอมรับได้เช่นเดียวกัน

ขั้นตอนต่อไป คือ ทำตามกระบวนการในข้อ 2 ใหม่อีกครั้ง โดยการกำหนดค่า $g_p =$ วงกลมแกนขยาย ที่ทำให้ได้ค่าออฟเจกทีฟฟังก์ชันที่เหมาะสม ค่าสูงสุดของออฟเจกทีฟฟังก์ชันจะไม่เกี่ยวกับค่า Γ_{in}^* ที่ทำให้ M_1 มีค่ามากที่สุด ดังนั้นค่าเอชพูท VSWR ที่ได้อาจจะใหญ่กว่าค่าที่กำหนดไว้ ถ้าเกิดกรณีเช่นนี้ขึ้นอาจจะต้องมีการลดข้อกำหนดต่าง ๆ ลง หรืออาจจะต้องทำการเปลี่ยนทรานซิสเตอร์ตัวใหม่

กรณีอุปกรณ์ไม่เสถียร (unstable)

1. ถ้าทรานซิสเตอร์เป็นแบบไม่เสถียร (unstable) เราไม่สามารถออกแบบด้วยวิธีการแมตซ์อิมพีแดนซ์สังยุคได้ ในการออกแบบสำหรับสัญญาณรบกวนต่ำสุดเราควรให้ $\Gamma_s = \Gamma_m$ ก่อน และต้องตรวจสอบว่า Γ_m อยู่ในขอบเขตที่เสถียรของสมิตซ์ชาร์ต และไม่ใกล้กับขอบเขตวงกลมเสถียร ของแหล่งกำเนิดเกินไป เมื่อ Γ_m เป็นค่าที่เสถียรแล้ว ขั้นตอนการออกแบบจะเป็นไปตามข้อ 2 ของกรณีที่อุปกรณ์เสถียร คือ ต้องทำการเลือก $g_p =$ วงกลมแกนขยาย ที่ให้ค่า Γ_L ที่เหมาะสมซึ่งจะทำให้ได้ค่า OF มากที่สุด

2. เมื่อทำการหาค่า Γ_{in}^* ที่อยู่ภายในสมิตซ์ชาร์ตแทนค่าที่เสถียรของ Γ_s ดังนั้นอินพุท VSWR สำหรับ Γ_{in}^* และ Γ_s ที่เหมาะสมอยู่บนวงกลม F ที่ได้เลือกไว้จากการคำนวณวิธีเดียวกับสำหรับอุปกรณ์ที่เสถียร ขั้นตอนต่อไปก็กระทำเช่นเดียวกับข้อ 3 ของกรณีเสถียร

ปรกตินี้วงจรเกทร่วม (common gate) ของเฟต (FET) จะให้ค่า $S_{11} > 1$ และ $S_{22} > 1$ จึงไม่เหมาะสมสำหรับการออกแบบอุปกรณ์ขยายสัญญาณที่มีค่าอินพุทและเอชพูท VSWR ต่ำ เนื่องจากค่าที่เสถียรของ Γ_L จะทำให้ได้ค่า Γ_{in}^* อยู่ในช่วงที่ไม่เสถียรบนระนาบของ Γ_s ดังนั้นเราไม่สามารถเลือกค่า Γ_s ที่เท่ากับ Γ_{in}^* ได้ ในทำนองเดียวกันค่าที่เสถียรของ Γ_s จะทำให้ Γ_{out}^* อยู่ในช่วงที่ไม่เสถียรบนระนาบ Γ_L ดังนั้นเอชพูทพอร์ตจะไม่แมตซ์วงจรเกทร่วมจึงไม่เหมาะที่จะใช้ในอุปกรณ์ขยายสัญญาณแบบสัญญาณรบกวนต่ำ

2.7 การแมตช์อิมพีแดนซ์ (Impedance Matching)

เมื่อพิจารณาเงื่อนไขข้างต้นในทุกกรณี สุดท้ายเราจะได้อิมพีแดนซ์ที่นำไปใช้ในการสร้างวงจรแมตช์

โดยการสร้างวงจรแมตช์เราจะใช้ขนาดของทรานสมิตชันไลน์ (transmission line) หรือที่เรียกว่าสตัป (stub) เป็นตัวกำหนดขนาดของอิมพีแดนซ์ โดยให้ค่า อิมพีแดนซ์ของวงจรมีค่าเป็นคอนจูเกตกับค่าอิมพีแดนซ์ของอุปกรณ์ ตัวอย่างเช่น ถ้าภาคหน้าของอุปกรณ์ขยายสัญญาณมีค่าอิมพีแดนซ์เป็น $3 + 2j$ ดังนั้นวงจรแมตช์ซึ่งห่างจากแหล่งกำเนิดเป็นระยะทาง d ควรมีค่าอิมพีแดนซ์เป็น $3 - 2j$ ทั้งนี้เพื่อให้กำลังที่ส่งผ่านระหว่างอุปกรณ์มีค่ามากที่สุด เราเรียกเทคนิคนี้ว่า คอนจูเกตแมตช์ (conjugate matching) ซึ่งสตัปที่นำมาต่อนี้าจจะมีลักษณะเป็นแบบลัดวงจรหรือเปิด ขึ้นอยู่กับรูปแบบของการนำไปใช้งาน แล้วนำมาต่อเข้ากับวงจรแบบอนุกรม (series) หรือ ขนาน (shunt) โดยตำแหน่งและขนาดของสตัปจะเป็นดังนี้

ตำแหน่งของสตัป = $d_0 +$ ตำแหน่งที่ V_{\min} ($\lambda/2$)

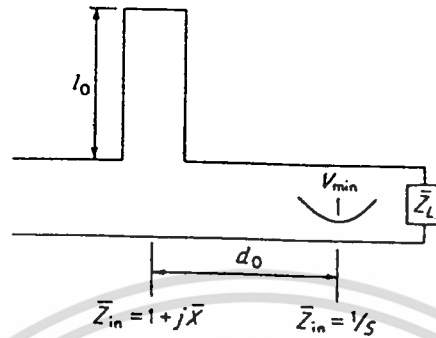
$$d_0 = \frac{\lambda}{4\pi} \cos^{-1} \frac{S-1}{S+1} \quad (2.27a)$$

ความยาวของสตัป

$$l_0 = \frac{\lambda}{2\pi} \tan^{-1} \frac{\sqrt{S}}{S-1} \quad (2.27b)$$

สตัปแบบอนุกรม (series stub)

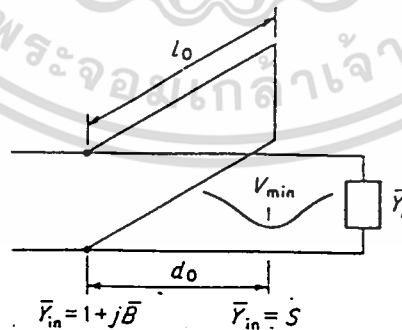
เป็นการนำสตัปมาต่อเข้ากับวงจรแบบอนุกรม โดยพิจารณาจากค่ารีแอกแตนซ์รูปแบบของวงจรเป็นดังรูป โดยที่ตำแหน่งและขนาดของ สตัปที่นำมาต่อนี้เป็นไปตามสมการข้างต้น



รูปที่ 2.15 วงจรสตั๊บบแบบอนุกรม

สตั๊บบแบบขนาน (shunt stub)

เป็นการต่อสตั๊บบเข้ากับวงจรแบบขนาน โดยพิจารณาจากค่า แอดมิตแตนซ์ (admittance) ซึ่งเป็นส่วนกลับของอิมพีแดนซ์ รูปแบบของวงจรเป็นดังรูป

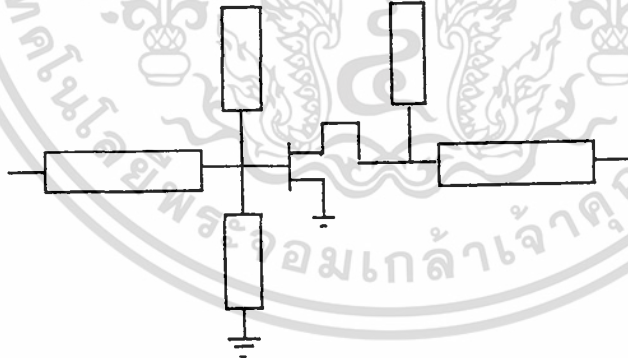


รูปที่ 2.16 วงจรสตั๊บบแบบขนาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การหาค่าแอดมิตแตนซ์บนสมิธชาร์ตสามารถทำได้โดยสร้างวงกลมที่มีรัศมีเท่ากับค่ารีแอกแตนซ์แล้วลากเส้นตรงจากจุดของรีแอกแตนซ์ผ่านจุดศูนย์ของสมิธชาร์ตไปตัดกับจุดบนเส้นรอบวงอีกด้านหนึ่ง ที่จุดจุดนี้จะเป็นจุดที่แสดงค่าของแอดมิตแตนซ์

โดยในการสร้างวงจรเมตซิง เราสร้างวงกลมที่มีรัศมีเท่ากับขนาดของรีแอกแตนซ์ หรือแอดมิตแตนซ์ ตัดกับวงกลมของ VSWR เท่ากับ 1 แล้วพิจารณาระยะทางจากจุดรีแอกแตนซ์ หรือแอดมิตแตนซ์ ถึงจุดตัดกันของวงกลมทั้งสอง ค่าที่ได้คือตำแหน่งของสตัป ที่ห่างจากชอร์ต หรือโหนด ส่วนความยาวของสตัปหาได้จากสมการของ (2.27) ข้างต้น คุณสมบัติของความยาวในการเปิดหรือปิดวงจร สามารถใช้ได้กับทุก ๆ ค่าของอิมพีแดนซ์ หรือรีแอกแตนซ์ หากนำอุปกรณ์จำพวกไมโครสตริปหรือสตริปไลน์มาใช้ในส่วนของการรวมสมิทชันไลน์ จะทำให้การสร้างวงจรสามารถทำได้ง่ายขึ้น โดยเฉพาะการสร้างวงจรแบบเปิด เนื่องจากไม่ต้องมีการต่อลงกราวด์เช่น สายโคแอกเซียล หรือท่อนำคลื่น รูปแบบของสตับบนแผ่นไมโครสตริปเป็นดังรูป

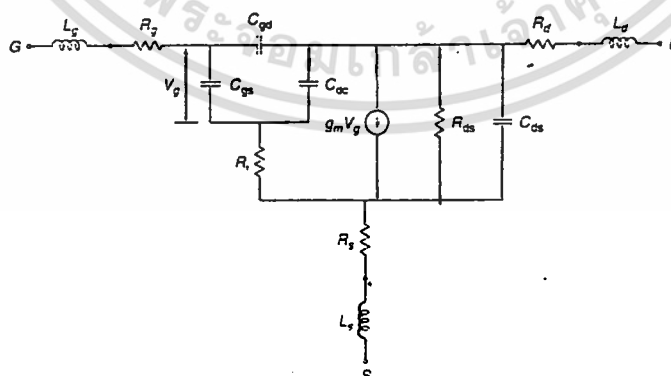


รูปที่ 2.17 สตับบนแผ่นไมโครสตริป, สตับบนกรมนบนแผ่นไมโครสตริป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.8 ทรานซิสเตอร์ชนิดเฟต (FIELD-EFFECT TRANSISTOR)

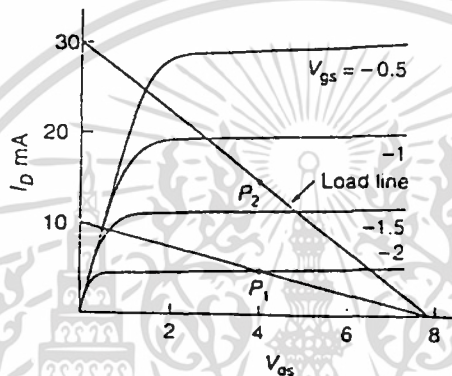
ในโครงการนี้เราได้เลือกทรานซิสเตอร์ที่นำมาใช้ในการทำเครื่องขยายสัญญาณเป็นชนิดแบบสนามไฟฟ้า เนื่องจากคุณลักษณะ 2 ข้อหลักของทรานซิสเตอร์ชนิดสนามไฟฟ้า (Field-Effect Transistor ,FET) ที่ทำให้ได้เปรียบทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ (Bipolar-junction Transistor , BJT) ในอุปกรณ์ขยายสัญญาณไมโครเวฟ คือ การมีสัญญาณรบกวนต่ำและการทำงานที่ความถี่สูงได้ดีกว่า การทำงานที่ความถี่สูงนี้เนื่องจากความคล่องตัวของพาหะ (electron mobility) ของแกลเลียมอาร์เซไนด์ (gallium arsenide,GaAs) ซึ่งเป็นวัสดุที่ใช้ในการทำเฟต (FET) มีค่าสูงกว่าเมื่อเปรียบเทียบกับซิลิกอนซึ่งเป็นวัสดุพื้นฐานในการทำไบโพลาร์ การที่ไม่ค่อยพบขดตอนอยส์ และมีความคล่องตัวของพาหะสูงนั้นเป็นคุณสมบัติที่สัญญาณรบกวนต่ำ โดยเฟตที่นิยมใช้ในย่านความถี่ไมโครเวฟ คือ ทรานซิสเตอร์สนามไฟฟ้าชนิดโลหะ-สารกึ่งตัวนำ (metal-semiconductor field-effect transistors ,MESFETs) การทำงานที่ความถี่สูงนั้นต้องมีความยาวเกต (gate length) สั้นมาก ๆ โดยต้องน้อยกว่า $1 \mu\text{m}$ ซึ่งปัจจุบันนี้สามารถผลิตเมสเฟต (MESFETs) ที่มีความยาวเกต $0.3\text{-}0.5 \mu\text{m}$ ถ้าพิจารณาความถี่ที่ขณะสภาวะลัดวงจรแล้วมีเกนขยายเท่ากับ 1 จะมีความสัมพันธ์ดัง $f_T = v_s/2\pi L_g$ โดย v_s คือ กระแสอิ่มตัวของอิเล็กตรอน และ L_g คือ ความยาวเกต (gate length) ในแกลเลียมอาร์เซไนด์ กระแสเดริฟท์ (drift current) สูงสุดมีค่าประมาณ $2 \times 10^7 \text{ cm/s}$ ดังนั้นสำหรับความยาวเกต $0.5 \mu\text{m}$ จะได้ $f_T = 60 \text{ GHz}$ สังเกตได้ความยาวเกที่ยิ่งสั้นเท่าไรจะสามารถทำงานที่ความถี่สูงได้ดีขึ้น



รูปที่ 2.18 โมเดลวงจรสมมูลของ GaAs FET

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โมเดลวงจรสมมูลแบบง่ายของแกลเลียมอาร์เซไนด์เฟตแสดงดังรูป 2.15 ตัวแปร R_g , R_d , R_s และ C_{ds} เป็นอุปกรณ์เอกทรินซิก (extrinsic) และกระแสของแหล่งกำเนิดมีค่าเท่ากับ $V_{gs}g_m$ โดยที่ V_g คือ โวลเตจที่ตกคร่อม C_{gs} ไมโครเวฟ FET นั้นสามารถอธิบายในรูปของตัวแปร scattering-matrix



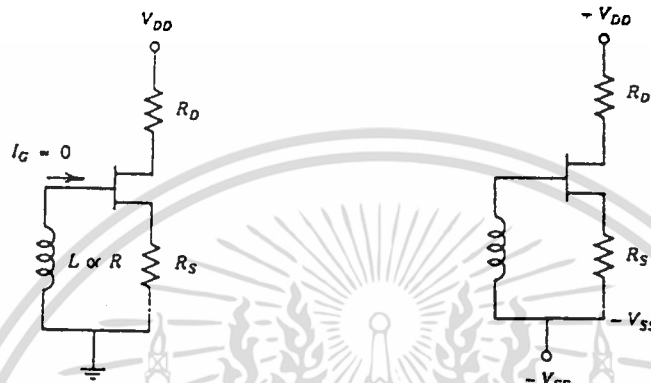
รูปที่ 2.19 แสดงจุดทำงานที่เหมาะสม P_1 และ P_2 ของ GaAs MESFET

2.8.1 การไบอัสเฟต (FET Biasing)

รูป 2.19 แสดงกราฟที่พลอตระหว่างกระแสเดรน กับ โวลเตจเดรน-ซอร์ส (drain-to-source voltage) ที่เป็นฟังก์ชันของโวลเตจเกต-ซอร์ส (gate-to-source voltage) สำหรับแกลเลียมอาร์เซไนด์เมสเฟต วงจรนั้นจุดทำงานที่อยู่ใกล้กับจุด P_1 จึงจะเหมาะสมที่สุด ค่าช่วงไดนามิก (dynamic range) ที่มากที่สุดนั้นจุดทำงานจะอยู่กึ่งกลางของคุณสมบัติที่เอาท์พุทคือจุด P_2

เงื่อนไขการไบอัสที่จะทำให้เกิดการทำงาน คือ ต่อขาเกตเข้ากับ RF choke แล้วลงกราวด์ ดังรูป 2.17 ค่า R_s จะหาได้จาก $R_s = -V_{gs}/I_{ds}$ ซึ่งจะถูกบายพาส (bypass) ลงกราวด์โดยตัวเก็บประจุ C_s ในวงจรที่มีสัญญาณรบกวนต่ำ ค่า noise figure ที่ดีที่สุดจะหาได้จากกระแสไฟตรงเดรนที่มีค่าประมาณ 20 % ของกระแสเดรนอิมิตัวที่โวลเตจเกต-ซอร์สมีค่าเท่ากับ 0 ค่ากระแส

เดรนที่ต่ำจะทำให้ทรานคอนดักแตนซ์ (transconductance) มีค่าลดลง ดังนั้นแกนขยายจะต้องมีค่าลดลงเพื่อที่จะให้มินอยส์ฟลิกเกอร์ต่ำ



รูป 2.20 วงจรไบอัส FET

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

ขั้นตอนการดำเนินงาน

การออกแบบอุปกรณ์ขยายสัญญาณไมโครเวฟในโครงงานนี้ ต้องการขยายสัญญาณที่ความถี่ 9 GHz และให้มีขนาดของสัญญาณรบกวนต่ำสุด โดยทรานซิสเตอร์ที่เลือกใช้ในวงจรเป็นแกเลียมอาร์เซไนด์เฟตชนิดสัญญาณรบกวนต่ำ (Low Noise GaAs FET) เบอร์ ATF-13170 ซึ่งใช้งานในช่วงความถี่ 2-18 GHz และมีค่า S parameter ดังตาราง

ตารางที่ 1 S parameter ของ ATF-13170

Freq. GHz	S ₁₁			S ₂₁			S ₁₂			S ₂₂	
	Mag	Ang	dB	Mag	Ang	dB	Mag	Ang	Mag	Ang	
2.0	.97	-36	11.4	3.73	143	-28.4	.038	65	.48	-28	
3.0	.94	-51	11.2	3.63	128	-25.3	.054	55	.47	-39	
4.0	.90	-69	10.9	3.51	111	-23.1	.070	43	.45	-53	
5.0	.86	-85	10.5	3.34	94	-21.6	.083	32	.44	-67	
6.0	.82	-101	10.1	3.20	78	-20.6	.093	20	.42	-79	
7.0	.77	-116	9.7	3.06	63	-19.8	.102	10	.41	-91	
8.0	.74	-127	9.3	2.92	50	-19.3	.108	2	.40	-99	
9.0	.70	-140	8.9	2.79	37	-18.7	.116	-7	.40	-109	
10.0	.67	-153	8.7	2.73	23	-18.2	.123	-17	.41	-120	
11.0	.64	-167	8.6	2.69	8	-17.7	.131	-28	.41	-130	
12.0	.60	-179	8.4	2.64	-7	-17.2	.137	-39	.40	-139	
13.0	.57	-166	8.3	2.59	-21	-16.8	.144	-50	.39	-148	
14.0	.53	-153	8.3	2.60	-33	-16.3	.153	-59	.38	-155	
15.0	.48	-136	8.3	2.61	-49	-15.6	.166	-73	.37	-167	
16.0	.41	-112	8.4	2.62	-67	-14.9	.180	-88	.34	-180	
17.0	.36	-79	8.3	2.61	-86	-14.4	.191	-105	.26	-170	
18.0	.35	-34	8.2	2.58	-107	-14.0	.200	-124	.17	-170	

A model for this device is available in the DEVICE MODELS section

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขั้นตอนในการออกแบบ

3.1 พิจารณาความเสถียรของอุปกรณ์

การพิจารณาความเสถียรของอุปกรณ์สามารถคำนวณได้จากค่า K หรือ Stability factor ตามสมการ (2.1) แล้วแทนค่า S parameter จากตารางที่ความถี่ 9 GHz จะได้

$$K = 0.77982$$

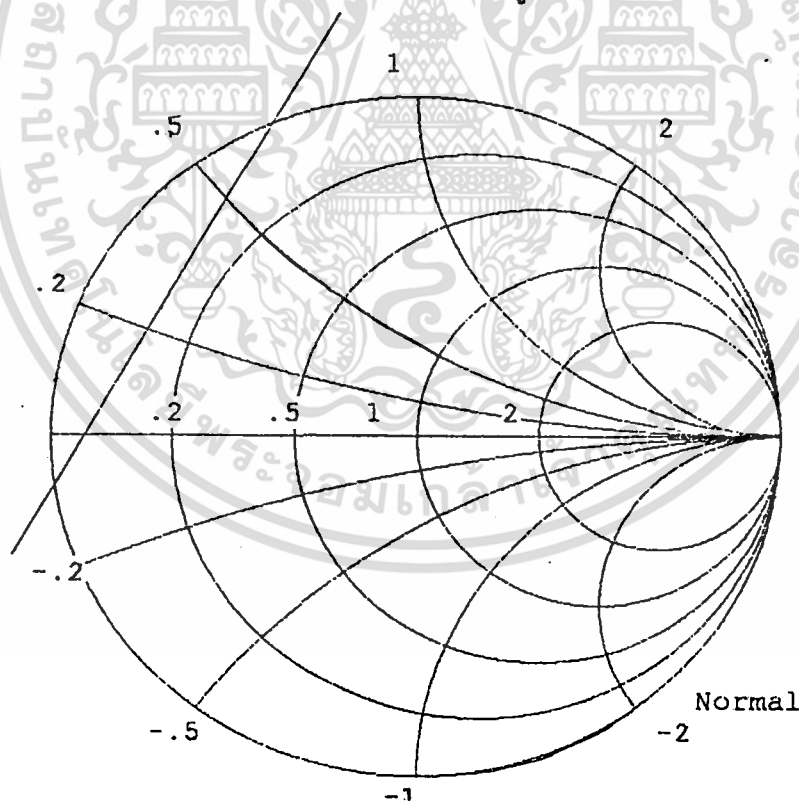
พบว่ามามีค่าน้อยกว่า 1 ดังนั้นอุปกรณ์จึงไม่เสถียร เราจึงต้องพิจารณาค่าอิมพีแดนซ์ของซอร์สและโหลดที่จะเลือกนำมาใช้ จากการสร้างวงกลมของ stability circle ซึ่งมีจุดศูนย์กลางและรัศมีตามสมการ (2.3) และ (2.4) จะได้

$$\Gamma_{LC} = -55.2896 + 29.32297i \quad \text{และ} \quad R_{LC} = 61.805 \quad \text{สำหรับวงกลมของโหลด}$$

$$\Gamma_{SC} = -1.63507 + 0.874098i \quad \text{และ} \quad R_{SC} = 0.965 \quad \text{สำหรับวงกลมของแหล่ง}$$

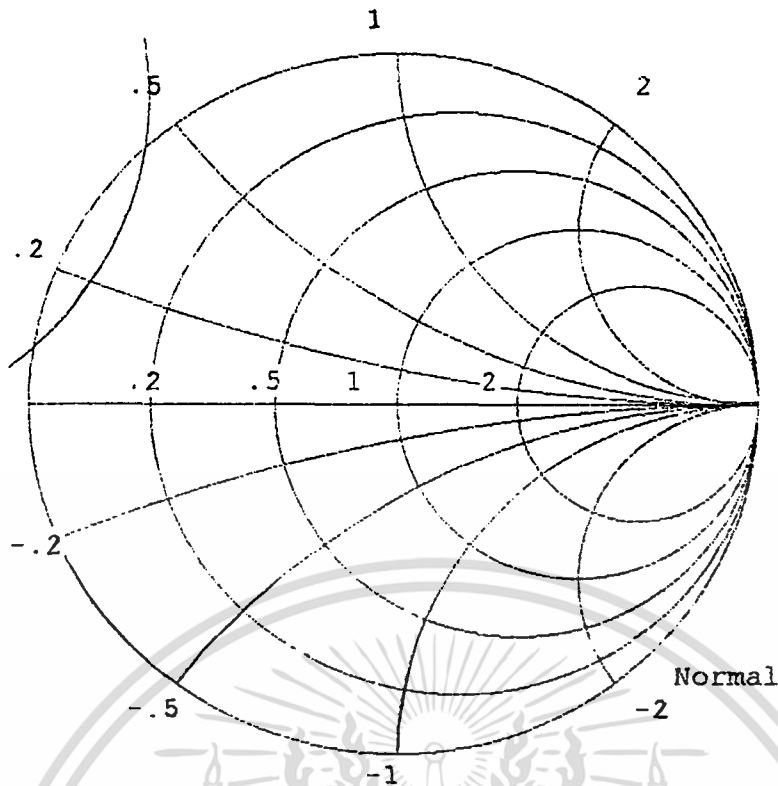
กำเนิด

วงกลมทั้งสองเมื่อนำมาวาดบนสมิทชาร์ตจะได้ดังรูป 3.1 และ 3.2



รูปที่ 3.1 วงกลมเสถียรของโหลด ที่ความถี่ 9 GHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.2 วงกลมเสถียรของแหล่งกำเนิด ที่ความถี่ 9 GHz

แล้วพบว่าจุดศูนย์กลางของวงกลมอยู่นอกสมิทชาร์ต ดังนั้นค่าอิมพีแดนซ์ที่สามารถนำมาใช้ในการออกแบบได้จะอยู่บนสมิทชาร์ตบริเวณที่อยู่นอก stability circle ซึ่งเป็นบริเวณเกือบทั้งหมดของสมิทชาร์ต

3.2 พิจารณาวงกลมของเกณฑ์ขยายที่คงที่

โดยค่าเกณฑ์ขยายจะมีค่าได้มากที่สุดเท่ากับค่านอร์มัลไลซ์เกณฑ์ ซึ่งได้จากสมการ $G_p = |S_{12}S_{21}|/|S_{21}|^2$ สำหรับที่ความถี่ 9 GHz จะมีค่าเท่ากับ

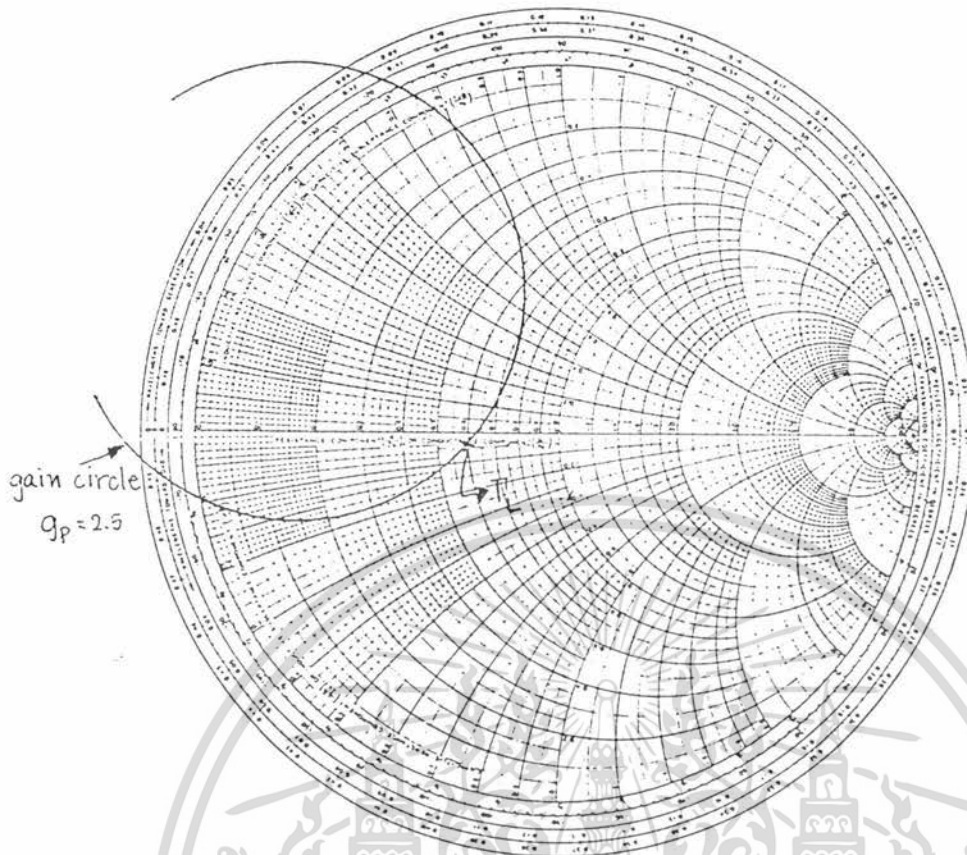
$$G_p = 3.0898$$

แล้วสร้างวงกลมของเกณฑ์ขยายขนาดต่าง ๆ ซึ่งมีค่าน้อยกว่าค่านอร์มัลไลซ์เกณฑ์ โดยมีจุดศูนย์กลางและรัศมีตามสมการ (2.5)

สำหรับที่ $G_p = 2.5$ จะหาจุดศูนย์กลางและรัศมีได้เป็น

$$\Gamma_{Lg} = -0.71445 + 0.36246i \quad R_{Lg} = 0.61859$$

$G_p = 2.5$ แสดงดังรูป 3.3



รูปที่ 3.3 วงกลมเกณฑ์ขยายที่ $g_p = 2.5$

จากนั้นเราจะเลือกค่าของ Γ_L บนวงกลมเกณฑ์ขยายที่อยู่ในบริเวณที่เสถียรในข้อ 3.1 ซึ่งมีค่าเท่ากับ $-0.2362 - 0.0248i$

3.3 พิจารณาวงกลมของสัญญาณรบกวน (noise)

ในการหาค่า Γ_S ต้องพิจารณาถึงเรื่องสัญญาณรบกวนด้วย โดยตัวแปรที่เกี่ยวข้องกับสัญญาณรบกวนของทรานซิสเตอร์

$$\Gamma_m = -0.232337 + 0.476361i \quad R_N = 0.19$$

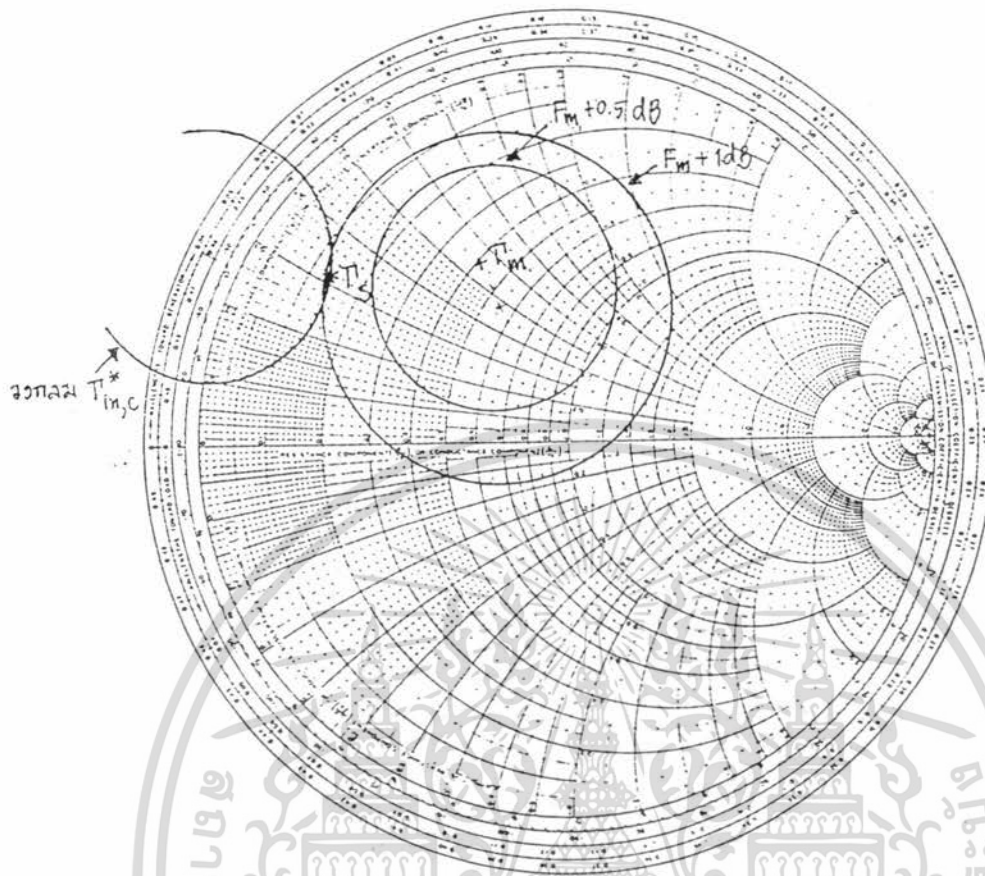
ถ้าเราเลือกค่า $\Gamma_S = \Gamma_m$ จะทำให้สัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นมีค่าน้อยที่สุด แต่จะมีค่าอินพุท VSWR มากกว่า 1 ดังนั้นเราจะเลือกค่าของ Γ_S ที่อยู่บนวงกลม Γ_{in}^* เพื่อให้เกิดการแมตซ์ที่อินพุท โดยวงกลม Γ_{in}^* จะหาได้จากสมการ (2.20) ซึ่งจุดศูนย์กลางและรัศมีของวงกลมจะให้เป็น

$$\Gamma_{in}^* = -0.938106 + 0.51195i \quad R_{in} = 0.34445$$

เมื่อเราเลือกค่า Γ_S บนวงกลม Γ_{in}^* มีค่าเท่ากับ $-0.59368 + 0.49816i$ เราจะพบว่า Γ_S อยู่ในบริเวณที่มีค่าน้อยสฟลิกเกอร์ต่ำกว่า $F_m + 1$ dB ซึ่งเป็นค่าที่เราสามารถยอมรับได้ โดยวงกลม

น้อยสฟลิกเกอร์สามารถวาดได้จากสมการ (2.16) แสดงดังรูป 3.3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.4 แสดงการหาค่า Γ_s

จากขั้นตอนทั้งหมดเราสามารถหาค่า Γ_s และ Γ_L ซึ่งจะนำมาหาค่า Z_s และ Z_L

การสร้างวงจรแมตซิง

จากค่า Z_s และ Z_L ที่ได้ เราจะนำไปสร้างวงจรแมตซิง ซึ่งเป็นวงจรที่ต่อเข้ากับทรานซิสเตอร์ทั้งด้านอินพุตและเอาต์พุตของทรานซิสเตอร์ เพื่อให้ได้กำลังที่ส่งผ่านระหว่าง source ไปยังทรานซิสเตอร์ และจากทรานซิสเตอร์ไปยัง load มีค่ามากที่สุด โดยการสร้างวงกลมบนสมิทชาร์ตที่มีคาร์คิมเท่ากับค่าแอดมิตแตนซ์ ตัดกับวงกลมของ $VSWR = 1$ ระยะทางจากจุดของแอดมิตแตนซ์ถึงจุดตัดของวงกลมทั้งสองจะเป็นตำแหน่งของสมิทชาร์ต โดยขนาดของสมิทชาร์ตจะเป็นไปตามสมการ 2.27b

จากการคำนวณจะได้ค่าของ l_0 เป็น 2.53 mm. ทางด้านแหล่งกำเนิด และ 11.23 mm. ทางด้านโหลด และ d_0 เป็น 3.5 mm.

และเมื่อนำมาสร้างวงจรแมตซิงแบบขนานจะได้รูปแบบของวงจรเป็นดังรูป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.6 แสดงวงจรบนแผ่นไมโครสตริป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

ผลการทดลอง

เมื่อนำอุปกรณ์มาทดสอบกับเครื่อง Network Analyzer ในช่วงความถี่ 2-18 GHz โดยใช้เทคนิคของฟูเรียร์ทรานส์ฟอร์มตัดสัญญาณสะท้อนบริเวณข้อต่อออกจะทำให้สามารถวัดค่าสัญญาณต่าง ๆ ได้ดังนี้



กราฟระหว่างค่า S_{11} กับความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

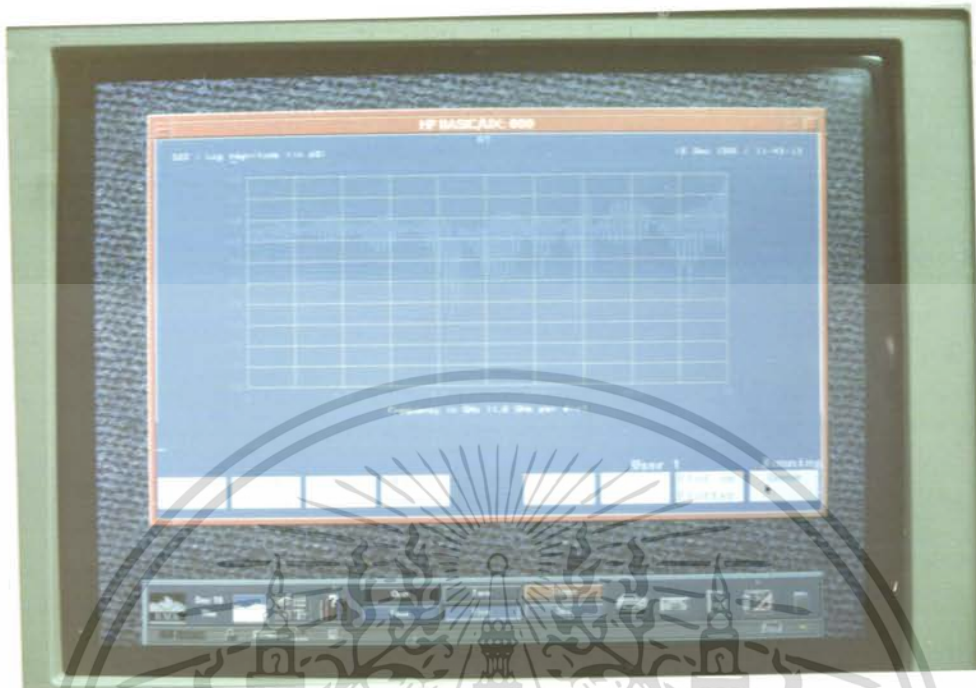


กราฟค่า S_{11} บนสมิตชาร์ต



กราฟระหว่างค่า S_{22} กับความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

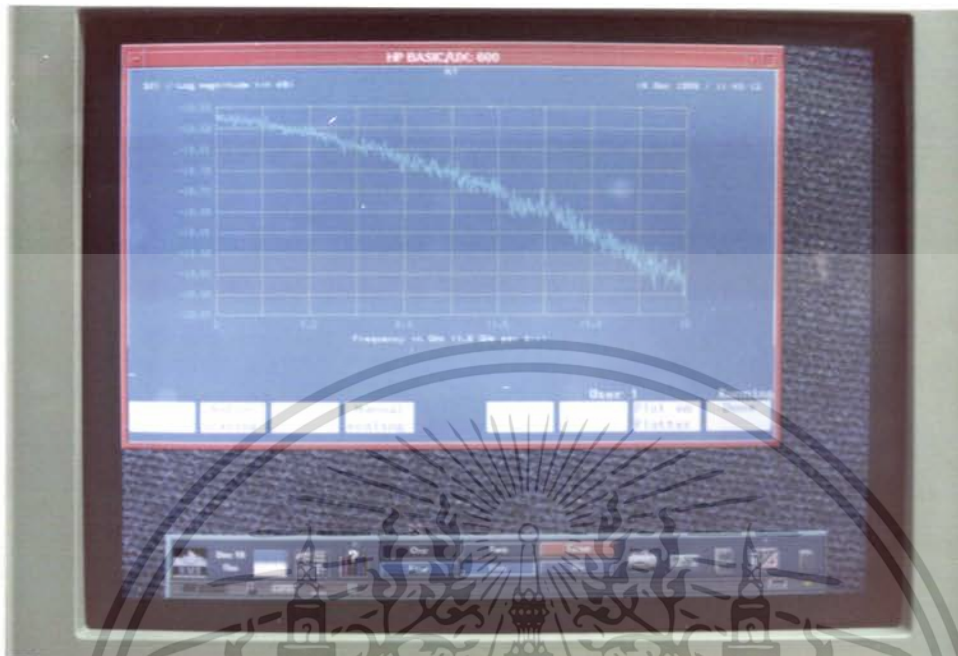


กราฟค่า S_{22} บนสมิตชาร์ต

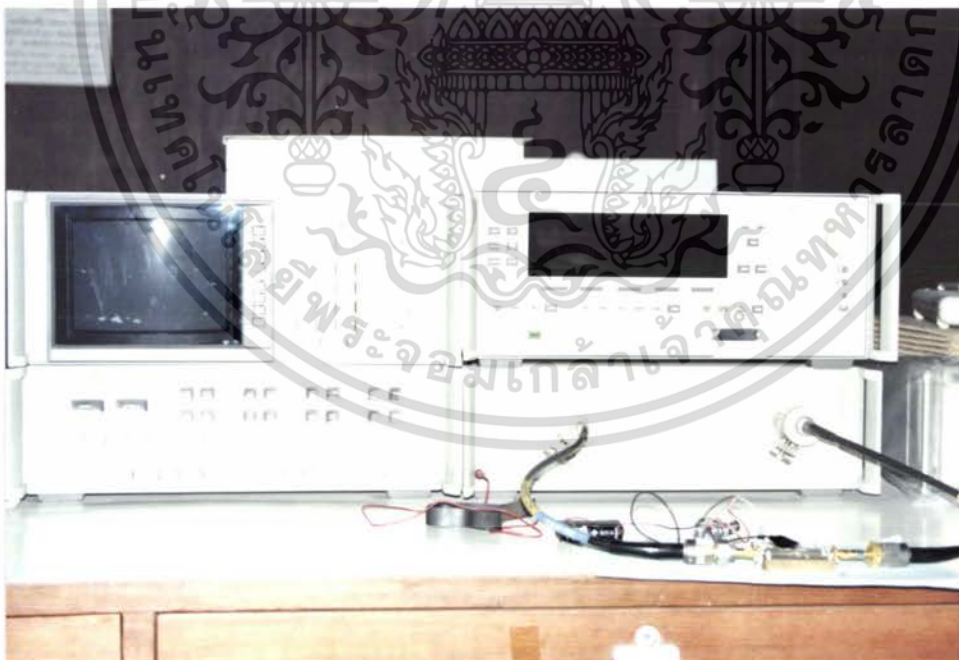


กราฟระหว่างค่า S_{12} กับเฟส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



กราฟระหว่างค่า S_{21} กับความถี่



เครื่อง Network Analyzer

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

สรุปผลการทดลองและแนวทางการพัฒนา

โครงการพิเศษเครื่องขยายสัญญาณไมโครเวฟแบบสัญญาณรบกวนต่ำ เป็นโครงการที่พัฒนาขึ้นเพื่อใช้งานทางด้านไมโครเวฟ โดยใช้ขยายสัญญาณที่ความถี่ 9 GHz ให้มีขนาดของสัญญาณรบกวนน้อยที่สุดในช่วงกว้างความถี่ 6-12 GHz ขนาดของเกนที่ขยาย 10 dB โดยทำวงจรลงบนไมโครสตริป ซึ่งการทำงานของอุปกรณ์ เมื่อนำไปทดสอบกับเครื่อง Network Analyzer แล้วพบว่าในทางปฏิบัติจะมีการสะท้อนของสัญญาณทางอินพุทและเอาต์พุทเนื่องจากตัว connector และจากวงจรเอง ดังนั้นเครื่องจะทำการตัดสัญญาณสะท้อนออก โดยใช้เทคนิคของฟูเรียร์ทรานส์ฟอร์มแปลงสัญญาณที่ปรกติจะเปลี่ยนแปลงตามความถี่ให้ขึ้นกับเวลาแทน และพิจารณาเฉพาะช่วงเวลาสัญญาณผ่านบริเวณรอยต่อโดยตัดสัญญาณสะท้อนในช่วงเวลานั้นออก แล้วทำการฟูเรียร์ทรานส์ฟอร์มแปลงสัญญาณกลับมาเป็นสัญญาณที่เปลี่ยนแปลงตามความถี่เช่นเดิม เราก็จะได้สัญญาณที่เกี่ยวข้องเฉพาะวงจรเพียงอย่างเดียว โดยเราใช้เทคนิคนี้ในการวัดค่าต่าง ๆ ออกมา แต่จะพบว่ามีความคลาดเคลื่อนของสัญญาณไปบ้างเล็กน้อย สาเหตุเนื่องมาจากความละเอียดในการสร้างวงจรอาจเกิดความผิดพลาดจากที่คำนวณไว้ รวมทั้งผลของสัญญาณสะท้อนต่างๆ ทั้งในตัวอุปกรณ์เองและที่บริเวณข้อต่อ

แต่อย่างไรก็ตามหากมีการดัดแปลงและแก้ไขเทคนิคต่างๆ เหล่านี้ให้ถูกต้องมากขึ้น รวมทั้งมีการออกแบบให้มีช่วงกว้างของการทำงานที่ดีขึ้น จะทำให้อุปกรณ์นี้สามารถนำไปประยุกต์ใช้งานทางด้านต่างๆ ได้มากขึ้น



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Features

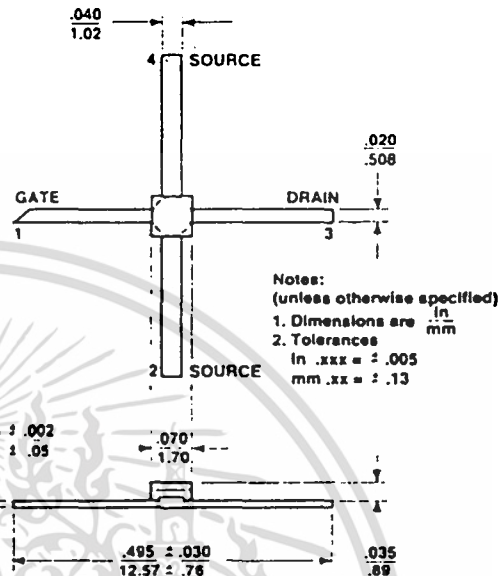
- Low Noise Figure: 1.0 dB typical at 12 GHz
- High Associated Gain: 10.0 dB typical at 12 GHz
- High Output Power: 17.5 dBm typical $P_{1\text{ dB}}$ at 12 GHz
- Hermetic Gold-Ceramic Microstrip Package

Description

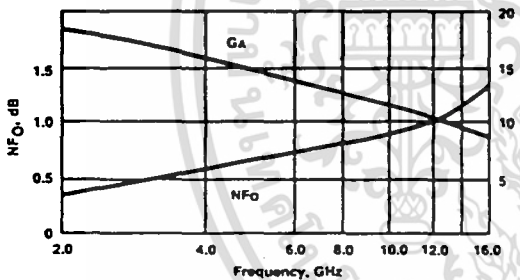
The ATF-13170 is a high performance gallium arsenide Schottky-barrier-gate field effect transistor housed in a hermetic, high reliability package. Its premium noise figure makes this device appropriate for use in low noise amplifiers operating in the 2-16 GHz frequency range.

This GaAs FET device has a nominal 0.3 micron gate length with a total gate periphery of 250 microns. Proven gold based metallization systems and nitride passivation assure a rugged, reliable device.

70 mil Package



OPTIMUM NOISE FIGURE AND ASSOCIATED GAIN vs. FREQUENCY
 $T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_{DS} = 2.5\text{ V}$, $I_{DS} = 20\text{ mA}$



Noise Parameters: $V_{DS} = 3\text{ V}$, $I_{DS} = 20\text{ mA}$

Freq. GHz	NF0 dB	Gamma Opt Mag	Ang	Rw/50
4.0	0.5	62	56	.44
6.0	0.7	47	81	.34
8.0	0.8	53	116	.19
12.0	1.0	44	157	.12
14.0	1.3	43	179	.07

Electrical Specifications, $T_A = 25^\circ\text{C}$

Symbol	Parameters and Test Conditions	Units	Min.	Typ.	Max.	
NF0	Optimum Noise Figure: $V_{DS} = 2.5\text{ V}$, $I_{DS} = 20\text{ mA}$	$f = 8.0\text{ GHz}$	dB		0.8	1.1
		$f = 12.0\text{ GHz}$	dB		1.0	
		$f = 14.0\text{ GHz}$	dB		1.3	
GA	Gain @ NF0: $V_{DS} = 2.5\text{ V}$, $I_{DS} = 20\text{ mA}$	$f = 8.0\text{ GHz}$	dB	9.0	12.0	8.5
		$f = 12.0\text{ GHz}$	dB		10.0	
		$f = 14.0\text{ GHz}$	dB		8.5	
$P_{1\text{ dB}}$	Output Power @ 1 dB Gain Compression: $V_{DS} = 4\text{ V}$, $I_{DS} = 40\text{ mA}$	dBm		17.5		
$G_{1\text{ dB}}$	1 dB Compressed Gain: $V_{DS} = 4\text{ V}$, $I_{DS} = 40\text{ mA}$	dB		8.5		
g_m	Transconductance: $V_{DS} = 2.5\text{ V}$, $V_{GS} = 0\text{ V}$	mmho	30	55		
I_{DSS}	Saturated Drain Current: $V_{DS} = 2.5\text{ V}$, $V_{GS} = 0\text{ V}$	mA	40	50	90	
VP	Pinchoff Voltage: $V_{DS} = 2.5\text{ V}$, $I_{DS} = 1\text{ mA}$	V	-3.0	-1.5	-0.8	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**ATF-13170, 2-16 GHz
Low Noise Gallium Arsenide FET**

Absolute Maximum Ratings

Parameter	Symbol	Absolute Maximum ¹
Drain-Source Voltage	V _{DS}	+5 V
Gate-Source Voltage	V _{GS}	-4 V
Drain Current	I _{DS}	I _{DSS}
Power Dissipation ^{2,3}	P _T	225 mW
Channel Temperature	T _{CH}	175°C
Storage Temperature	T _{STG}	-65°C to +175°C

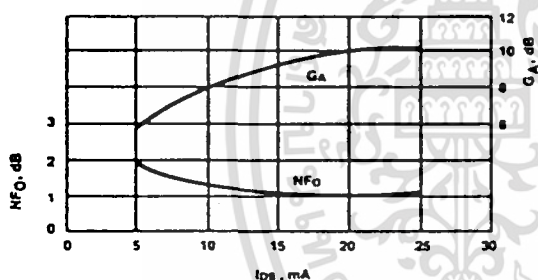
Thermal Resistance: $\theta_{JC} = 350^\circ\text{C/W}$; T_{CH} = 150°C
Liquid Crystal Measurement; 1 μm Spot Size⁴

Notes:

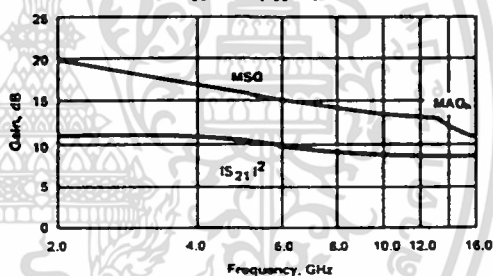
- Operation of this device above any one of these parameters may cause permanent damage.
- Case Temperature = 25°C.
- Derate at 2.9 mW/°C for T_{CASE} > 96°C.
- The small spot size of this technique results in a higher, though more accurate determination of θ_{JC} than do alternate methods. See MEASUREMENTS section for more information.

Typical Performance, T_A = 25°C
(unless otherwise noted)

OPTIMUM NOISE FIGURE AND ASSOCIATED GAIN vs. I_{DS} AND V_{DS}
V_{DS} = 2.5 V, f = 12.0 GHz



INSERTION POWER GAIN, MAXIMUM AVAILABLE GAIN AND MAXIMUM STABLE GAIN vs. FREQUENCY
V_{DS} = 2.5 V, I_{DS} = 20 mA



Typical Scattering Parameters: Common Source, Z₀ = 50 Ω

T_A = 25°C, V_{DS} = 2.5 V, I_{DS} = 20 mA

Freq. GHz	S ₁₁		S ₂₁			S ₁₂		S ₂₂		
	Mag	Ang	dB	Mag	Ang	dB	Mag	Ang	Mag	Ang
2.0	.97	-36	11.4	3.73	143	-28.4	.038	65	.48	-28
3.0	.94	-51	11.2	3.63	128	-25.3	.054	55	.47	-39
4.0	.90	-69	10.9	3.51	111	-23.1	.070	43	.45	-53
5.0	.86	-85	10.5	3.34	94	-21.6	.083	32	.44	-67
6.0	.82	-101	10.1	3.20	78	-20.6	.093	20	.42	-79
7.0	.77	-116	9.7	3.06	63	-19.8	.102	10	.41	-91
8.0	.74	-127	9.3	2.92	50	-19.3	.108	2	.40	-99
9.0	.70	-140	8.9	2.79	37	-18.7	.116	-7	.40	-109
10.0	.67	-153	8.7	2.73	23	-18.2	.123	-17	.41	-120
11.0	.64	-167	8.6	2.69	8	-17.7	.131	-28	.41	-130
12.0	.60	-179	8.4	2.64	-7	-17.2	.137	-39	.40	-139
13.0	.57	-166	8.3	2.59	-21	-16.8	.144	-50	.39	-148
14.0	.53	-153	8.3	2.60	-33	-16.3	.153	-59	.38	-155
15.0	.48	-136	8.3	2.61	-49	-15.6	.166	-73	.37	-167
16.0	.41	-112	8.4	2.62	-67	-14.9	.180	-88	.34	-180
17.0	.36	-79	8.3	2.61	-86	-14.4	.191	-105	.26	-170
18.0	.35	-34	8.2	2.56	-107	-14.0	.200	-124	.17	-170

A model for this device is available in the DEVICE MODELS section

บรรณานุกรม

1. David M. Pozar **Microwave Engineering** , Addison-Wesley Publishing Company Inc., USA, 1993
2. George D. Vendeling **Microwave Circuit Design Using Linear and Nonlinear Techniques**, John Wiley & Sons, Inc., Singapore, 1990
3. Robert E. Collin **Foundation for microwave engineering**, 2nd ed., McGraw-Hill, Inc., Singapore, 1992



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประวัติผู้ดำเนินงานวิจัย

นางสาวจรรุพิชญ์ สุธรรมานันท์ เกิดวันพฤหัสบดีที่ 10 มิถุนายน พ.ศ. 2519 ที่จังหวัด กรุงเทพฯ สำเร็จการศึกษาระดับมัธยมจากโรงเรียนเบญจมราชรังสฤษฎิ์ ฉะเชิงเทรา เข้าศึกษาในระดับปริญญาตรี ที่สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง คณะวิทยาศาสตร์ ภาควิชาฟิสิกส์ประยุกต์ พ.ศ. 2536 และสำเร็จการศึกษา พ.ศ. 2540

นางสาวสิริพร พงษ์พริ้ง เกิดวันพฤหัสบดีที่ 9 มกราคม พ.ศ. 2518 ที่จังหวัดกรุงเทพฯ สำเร็จ การศึกษาระดับมัธยมจากโรงเรียนศึกษานารี เข้าศึกษาในระดับปริญญาตรี ที่สถาบันเทคโนโลยี พระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง คณะวิทยาศาสตร์ ภาควิชาฟิสิกส์ประยุกต์ พ.ศ. 2536 และสำเร็จการศึกษา พ.ศ. 2540



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้