



บล็อกแปลงความถี่ขาลงที่มีสัญญาณรบกวนต่ำ
 สำหรับเครื่องรับสัญญาณดาวเทียมในย่าน เค-ยูแบนด์
 LOW NOISE BLOCK DOWN CONVERTER
 FOR KU-BAND SATTLELITE RECEIVER



โดย

นาย ธีรพล	เกชาลัย	35104137
นาย เศรษฐวุฒิ	บุญสนิท	35104426
นาย สยาม	ลากเจริญ	35104450

วัน เดือน ปี..... 16 ส.ค. 2540
เลขทะเบียน..... 037240
เลขเรียกหนังสือ..... 138333 กบ 3444

ปฏิญานีพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
 สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม
 คณะวิศวกรรมศาสตร์
 สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
 ปีการศึกษา 2538

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ควรนำเอกสารนี้ไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตจากเจ้าของลิขสิทธิ์

บล็อกแปลงความถี่ขาลงที่มีสัญญาณรบกวนต่ำสำหรับเครื่องรับสัญญาณดาวเทียมในย่าน เค-ยูแบนด์
LOW NOISE BLOCK DOWN CONVERTER FOR KU-BAND SATTLELITE RECEIVER

โดย

นาย อนุรักษ์	เกชาลัย	35104137
นาย เศรษฐวุฒิ	บุญสนิท	35104426
นาย สยาม	ลากเจริญ	35104450

อาจารย์ที่ปรึกษา

ดร. ทองทศ วานิชศรี

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2538

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาโทบริหารการศึกษา 2538

ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง บล็อกแปลงความถี่ขาลงที่มีสัญญาณรบกวนต่ำสำหรับเครื่องรับสัญญาณดาวเทียมย่าน เค-ยู แบนด์

Low Noise Block Down Converter for Ku-Band Sattelite Receiver

ผู้จัดทำ

1. นาย ณัฐพล เกชาลีย์ รหัส 35104137
2. นาย เศรษฐวุฒิ บุญสนิท รหัส 35104426
3. นาย สยาม ลากเจริญ รหัส 35104450

ทอชา วานิชศรี

(ดร. ทองทศ วานิชศรี)

อาจารย์ที่ปรึกษา



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บล็อกแปลงความถี่ชาลงที่มีสัญญาณรบกวนต่ำสำหรับเครื่องรับสัญญาณดาวเทียมย่าน เค-ยูแบนด์

Low Noise Block Down Converter for Ku-Band satellite Receiver

โดย นาย อนุรักษ์ เกษชาติ 35104137

นาย เศรษฐภูมิ บุญสนิท 35104426

นาย สยาม ลากเจริญ 35104450

อาจารย์ที่ปรึกษา ดร. ทองทต วาณิชศรี

บทคัดย่อ

ในสมัยปัจจุบันนี้สามารถเรียกได้ว่า เป็นโลกของการสื่อสารอย่างแท้จริง การสื่อสารผ่านดาวเทียมได้เข้ามามีบทบาทหลักในงานชนิดต่างๆ แต่อุปกรณ์ต่างๆยังคงมีราคาสูงอยู่

โครงการนี้ได้กล่าวถึงการใช้ S พารามิเตอร์ ของ FET ในการออกแบบวงจรในย่านความถี่สูง (GHz) ในรูปของวงจรไมโครสตริป ในปริยญาณิพนธ์ฉบับนี้ เป็นการออกแบบวงจรแอมพลิไฟเออร์แบบแบนด์แคป แสดงเดี่ยว ในย่านความถี่ 12 GHz, ไลค์ลอสซิลเลเตอร์ในย่านความถี่ 10 GHz และวงจรมิกเซอร์ เพื่อเป็นแนวทางในการพัฒนาคุณภาพ ให้ใกล้เคียงกับท้องตลาด แต่ราคาถูกลงกว่าได้ในอนาคต

ABSTRACT

At the present , the modern world is the real world of communication . The satellite communication becomes to act as the important role of many tasks but various equipments still have a high price .

A state of arts for high -frequency circuit design using S parameter method to single state narrow - band microwave amplifier in vicinity of 12 GHz , local oscillator in vicinity of 10 GHz and mixer circuit . It can be developed to be a lower cost equipment with the same quality as general LNB

สารบัญ

บทคัดย่อ	หน้า
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 ทฤษฎี และการคำนวณ	2
2.1 ทฤษฎี หลักการคำนวณ และการออกแบบวงจรแอมพลิไฟเออร์	2
2.1.1 แอมพลิไฟเออร์	7
2.1.2 ความสัมพันธ์ระหว่าง S พารามิเตอร์ กับสมิตซาร์ต	7
2.1.3 การออกแบบให้มีอัตราขยายสูงสุด	9
2.2 ทฤษฎีและการออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์	13
2.3 วงจรมิกเซอร์	21
2.4 ทฤษฎีของไมโครสตริป	28
บทที่ 3 การคำนวณ และการสร้าง	34
3.1 การคำนวณวงจรแอมพลิไฟเออร์	34
3.2 การคำนวณวงจรออสซิลเลเตอร์	37
บทที่ 4 การคำนวณ และผลการทดลอง	45
บทที่ 5 บทสรุป และบทวิจารณ์	51
ภาคผนวก	
หนังสืออ้างอิง	

สารบัญภาพ

	หน้า
รูปที่ 1.1 บล็อกไดอะแกรมของ LNB	1
รูปที่ 2.1.1 แสดงลักษณะการต่อสายส่ง	2
รูปที่ 2.1.2 2-พอร์ทเน็ตเวิร์ค และค่าพารามิเตอร์ต่างๆ	4
รูปที่ 2.1.3 ตารางแบบแผน S พารามิเตอร์ของไมโครเวฟทรานซิสเตอร์	8
รูปที่ 2.1.4 (a) แบบสเกลเดียว	9
(b) แบบสองสเกล	9
รูปที่ 2.1.5 รูปแบบทั่วไปของรูปที่ 2.1.4 (a)	10
รูปที่ 2.1.6 ตัวอย่างเลย์เอาต์ของแอมพลิไฟเออร์	12
รูปที่ 2.2.1 คลื่นที่เดินทางบนสายส่ง	13
รูปที่ 2.2.2 วงจร 2-พอร์ท	14
รูปที่ 2.2.3 วงจร ทู-พอร์ท ต่อกับเจนเนอเรเตอร์	16
รูปที่ 2.2.4 (a) เวชเนนทอนุกรม	17
(b) เวชเนนทอนาน	17
รูปที่ 2.2.5 (a) รูปแบบวงจรออสซิลเลเตอร์แบบอนุกรม	18
(b) รูปแบบวงจรออสซิลเลเตอร์แบบขนาน	18
รูปที่ 2.2.6 วงจรออสซิลเลเตอร์ ทูพอร์ท	19
รูปที่ 2.3.1 วงจรไฮบริดแบบ ริง หรือแบบ “ retrace ”	21
รูปที่ 2.3.2 วงจรเสมือนของวงจรไฮบริด ริง	
(a) มอง 2 พอร์ทเป็นเสมือนกราวด์	21
(b) วงจรเสมือนที่แถบความถี่กลาง	21
รูปที่ 2.3.3 วงจรหลักสำหรับการส่งกระจายแบบ ริง ซึ่งต่อสายส่งกลับทาง	22
รูปที่ 2.3.4 แสดงผลของไมโครสตริปปบบไฮบริดริง	
(a) ผลตอบสนองของขนาด	23
(b) ลักษณะผลต่างของเฟส	23
รูปที่ 2.3.5 ลักษณะของแถบความถี่ที่ใช้งาน	
(a) ผลตอบสนองของขนาด	24
(b) ลักษณะผลต่างเฟส	24
รูปที่ 2.3.6 ความสัมพันธ์ของเฟส	
(a) ทางด้านมิกเซอร์	25
(b) ผลรวมของกระแส IF	25

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

	หน้า
(c) การกำจัด AM noise	25
รูปที่ 2.3.7 มิกเซอร์แบบซิงเกิลบาลานซ์ โดยใช้ไฮบริดแบบ 90 องศา	27
รูปที่ 2.3.8 แสดงภาพเฟสเซอร์ไดอะแกรม	
(a) ความสัมพันธ์ของ RF และ LO ที่ไดโอดแต่ละตัว	27
(b) ความสัมพันธ์ของเฟสระหว่าง RF และ IF และรูปคลื่นของตัวเหนี่ยวนำ	27
รูปที่ 2.4.1 ไมโครเวฟสตริปไลน์	30
รูปที่ 2.4.2 การส่งผ่านของคลื่น TEM แบบอุดมคติในไมโครสตริป	30
รูปที่ 2.4.3 การลดทอนสัญญาณในไมโครสตริป	31
รูปที่ 2.4.4 การใช้แอดมิตแตนซ์ในการแมตช์ อิมพีแดนซ์	32
รูปที่ 2.4.5 วงจรแมตช์อิมพีแดนซ์ที่ใช้ไมโครสตริป 50 Ω	33
รูปที่ 3.1.1 ขนาดของไมโครสตริปด้าน source	35
รูปที่ 3.1.2 ขนาดของไมโครสตริปด้าน load	35
รูปที่ 3.1.3 (ก) เส้น stub ด้าน source	36
(ข) เส้น stub ด้าน load	36
รูปที่ 3.2 ลายวงจรของวงจรแอมพลิไฟเออร์	44
รูปที่ 3.3 ลายวงจรของวงจรออสซิลเลเตอร์	44
รูปที่ 3.4 ลายวงจรของวงจรมิกเซอร์	44
รูปที่ 4.1 ตารางผลการทดลองวงจรแอมพลิไฟเออร์	45
รูปที่ 4.2 แสดงวงจรจริงของวงจรแอมพลิไฟเออร์	46
รูปที่ 4.3 แสดงเครื่องมือวัดที่ใช้ในการทดลอง	46
รูปที่ 4.4 รูปวงจรออสซิลเลเตอร์ขณะทำการวัด	47
รูปที่ 4.5 รูปแสดงผลการทดลองของวงจรออสซิลเลเตอร์	47
รูปที่ 4.6 แสดงค่าเพาเวอร์ของวงจรออสซิลเลเตอร์	48
รูปที่ 4.7 รูปแสดงผลการทดลองวงจรออสซิลเลเตอร์	48
รูปที่ 4.8 แสดงค่าเพาเวอร์ของวงจรออสซิลเลเตอร์	49
รูปที่ 4.9 ผลการทดลองวงจรมิกเซอร์	49
รูปที่ 4.10 แสดงวงจรจริงของวงจรมิกเซอร์	50
รูปที่ 4.11 แสดงวงจรจริงของวงจรออสซิลเลเตอร์	50

บทที่ 1

บทนำ

ในปริิฎยณานิพนธ์ฉบับนี้ จะกล่าวถึงการออกแบบวงจรที่ใช้ในการสื่อสารในย่านความถี่สูง ซึ่งในปริิฎยณานิพนธ์ฉบับนี้จะแสดงเกี่ยวกับความสัมพันธ์ทางทฤษฎี และทางปฏิบัติ ลักษณะรูปร่างของไมโครเวฟแอมพลิไฟเออร์สเตจเดียว (single-state microwave amplifier) โลคัลออสซิลเลเตอร์ (local oscillator) และวงจรมิกเซอร์ (mixer circuit)

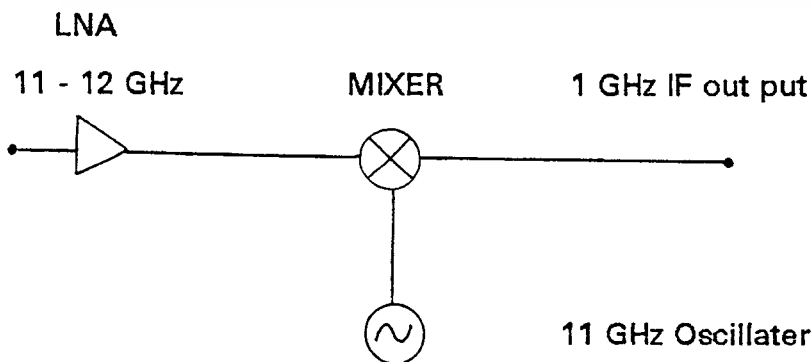
ในบทที่ 2 จะกล่าวถึงทฤษฎีของการออกแบบ แอมพลิไฟเออร์ ออสซิลเลเตอร์ และ มิกเซอร์ในรูปแบบของวงจร ไมโครสตริป (microstrip circuit) โดยให้ S พารามิเตอร์ในการ แมทซ์ซิง อิมพีแดนซ์ (impedance matching) ที่ความถี่ และ ความยาวคลื่นค่าต่างๆ ทั้ง การแมทซ์ซิงสตัดป์เปิด และสตัดป์ปิด (open - short stub matching) ทั้งทางด้านแหล่งกำเนิด (source) และโหลด (load)

ในบทที่ 3 จะกล่าวถึงการคำนวณ และการสร้าง วงจรทั้ง 3 วงจร โดยมีการใช้โปรแกรมจากภาคผนวกเข้าช่วยในการออกแบบ ในส่วนของแอมพลิไฟเออร์ออกแบบเป็น ชนิดแบนด์แคสสเตจเดียว (single-state narrow - band) ในย่านความถี่ 12 GHz ที่มีค่าเสถียรภาพ (stability) มากกว่าหนึ่ง ในส่วนของออสซิลเลเตอร์ เป็นโลคัล ออสซิลเลเตอร์ ในย่านความถี่ 10 GHz โดยมีค่าเสถียรภาพน้อยกว่าหนึ่ง อาศัยการคำนวณทางคณิตศาสตร์ รวมถึงการออกแบบออสซิลเลเตอร์แบบต่างๆ

ในบทที่ 4 จะกล่าวถึงการคำนวณ และผลการทดลอง ที่ได้จากการทดสอบวงจรในส่วนต่างๆ รวมทั้งภาพถ่ายขณะทำการทดลอง

ในบทที่ 5 เป็นบทที่เกี่ยวกับการสรุปผลการทดลอง และการวิจารณ์การทดลอง ซึ่งจะมีความบกพร่องของโครงการ และการทดลองที่มีส่วนผิดพลาดต่างๆ

ในภาคผนวกเป็นการพัฒนาโปรแกรมภาษาเบสิกเพื่อใช้ในการช่วยคำนวณค่าต่างๆ ของ S พารามิเตอร์ การแมทซ์ซิงที่ความยาวคลื่นต่างๆ และการคำนวณไมโครสตริปที่ความถี่ต่างๆ เพื่อใช้ทำวงจรจริงในทางปฏิบัติ เพื่อความรวดเร็วแก่ผู้ที่สนใจต้องการใช้ประโยชน์จากปริิฎยณานิพนธ์ฉบับนี้ต่อไป



รูปที่ 1.1 บล็อกไดอะแกรมของ LNB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2 ทฤษฎี และการคำนวณ

2.1 ทฤษฎี และ หลักการ ของการออกแบบไมโครเวฟ แอมพลิไฟเออร์ เมตริกการกระเจิง และ ค่าตัวแปรต่างๆ (Scattering Matrix And Paramter)

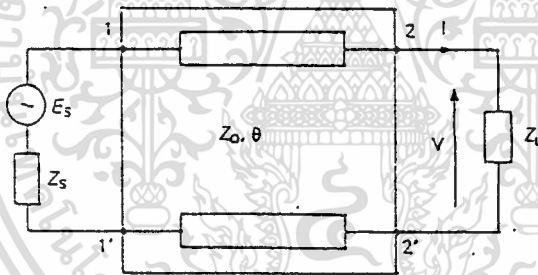
จากทฤษฎี การสูญเสียที่น้อยที่สุดในสายส่ง (loss less transmission line theory)

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad \text{และ} \quad \theta = \frac{2\pi L}{\lambda} = \frac{2\pi L}{v}$$

θ = ความยาวทางไฟฟ้า (electrical line length)

λ = ความเร็วของสัญญาณในสายส่ง

ถ้าสายส่งถูกต่อกับ พอร์ท ดังรูปที่ 2.1.1 ก็จะสามารถคำนวณหา โวลต์เตจ, กระแส และ ความสัมพันธ์ทางพลังงานจากคลื่นตกกระทบ และ คลื่นสะท้อน สามารถจะหาความสัมพันธ์ ได้ดังนี้ คือ



รูปที่ 2.1.1 แสดงลักษณะการต่อสายส่ง

$$V = V_i + V_r \quad (2.1.1)$$

$$I = \frac{V_i + V_r}{Z_0} \quad (2.1.2)$$

หรือ

$$V_i = \frac{1}{2} (V + IZ_0) \quad (2.1.3)$$

$$V_r = \frac{1}{2} (V - IZ_0) \quad (2.1.4)$$

จากนิยามของสัมประสิทธิ์การสะท้อน (Γ)

$$\Gamma = \frac{V_r}{V_i} \quad (2.1.5)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ \bar{V}_r เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ จากสมการที่ (2.1.3) - (2.1.5) จะได้สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของ โหลด (the load reflection) ที่การนำไปใช้

coefficient ; Γ_1)

$$\begin{aligned}\Gamma &= \frac{V - IZ_0}{V + IZ_0} \\ &= \frac{(V/I) - Z_0}{(V/I) + Z_0} \\ &= \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}\end{aligned}\quad (2.1.6)$$

เราสามารถนิยาม v_i และ v_r ในรูปตัวแปรตัวใหม่ดังนี้

$$a = \frac{V_i}{\sqrt{Z_0}} = \frac{V + IZ_0}{2\sqrt{Z_0}} \quad (2.1.7)$$

$$\sqrt{Z_0} = \frac{V - IZ_0}{2\sqrt{Z_0}}$$

$$b = \frac{V_r}{\sqrt{Z_0}} = \frac{V - IZ_0}{2\sqrt{Z_0}} \quad (2.1.8)$$

$$\sqrt{Z_0} = \frac{V - IZ_0}{2\sqrt{Z_0}}$$

จะได้

$$\Gamma = \frac{b}{a} \quad (2.1.9)$$

ขนาดของ a และ b ยกกำลังสองจะแทนค่าของ พลังงาน พลังงานตกกระทบบนโหลด (impedance ; Z_L) จะได้ว่า

$$Z_L = |a|^2 \quad (2.1.10)$$

และพลังงานสะท้อน จาก Z_L ซึ่งพลังงานตกกระทบ บน อิมพีแดนซ์ของแหล่งกำเนิด (source impedance ; Z_S) คือ

$$Z_S = |b|^2 \quad (2.1.11)$$

สำหรับ เนทเวอร์ค ซึ่งมี พอร์ต 1 และ พอร์ต 2 ดังรูป 2.1.2 คลื่นตกกระทบ และคลื่นสะท้อน สามารถที่จะนิยามได้ จากสมการ (2.1.7) และ (2.1.8) คือ

$$a_1 = \frac{v_1 + I_1 Z_0}{2\sqrt{Z_0}} \quad (2.1.12)$$

$$b_1 = \frac{v_1 - I_1 Z_0}{2\sqrt{Z_0}} \quad (2.1.13)$$

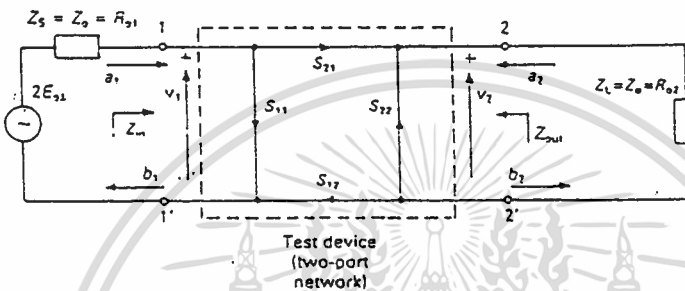
$$a_2 = \frac{v_2 + I_2 Z_0}{2\sqrt{Z_0}} \quad (2.1.14)$$

$$b_2 = \frac{v_2 - I_2 Z_0}{2\sqrt{Z_0}} \quad (2.1.15)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในอดีต การวิเคราะห์วงจร เรามักจะใช้ Z และ Y พารามิเตอร์ พารามิเตอร์ เหล่านี้จะสามารถไว้วางใจได้ในการวัดค่าของ โวลต์เดจ และ กระแส แต่เนื่องจาก มีการใช้ความถี่วิทยุเพิ่มมากขึ้น ดังนั้น จึงต้องมีการพัฒนาอุปกรณ์และวงจรสำหรับความถี่ที่สูงขึ้นเรื่อยๆ

S- พารามิเตอร์ เป็นการส่ง และสัมประสิทธิ์การสะท้อน และแสดงออกมาในรูปของ พลังงานทั้ง input และ เอาต์พุต ของ 2 - พอร์ท เนทเวอร์ค ดังรูปที่ 2.1.2



รูปที่ 2.1.2 2 - พอร์ทเนทเวอร์ค และค่าพารามิเตอร์ต่างๆ

ที่ a เป็นสัญญาณที่ผ่าน พอร์ท และ b เป็นสัญญาณที่ออกจาก พอร์ท โดยเฉพาะ a₁ ซึ่งผ่าน และออกพอร์ท 1 เหมือนกับ b₂ ที่ พอร์ท 2 ในวงจรจริงจะมีความไม่สมบูรณ์ของสัญญาณซึ่งเกิดจากการลดทอน (attenuation) และการสะท้อน (reflection) ส่วนของสัญญาณที่ตกกระทบ (a₁) จะถูกส่งผ่านเหมือน S₂₁ และ ส่วนของการสะท้อนจะเหมือน S₁₁ โดยตามลำดับ S₁₁ เป็นสัมประสิทธิ์การสะท้อนทางด้าน อินพุต และ S₂₁ เป็นสัมประสิทธิ์การส่งผ่านในทางตรงเดียวกันที่ พอร์ท 2 สัญญาณตกกระทบ (a₂) จะถูกแยกออกเป็นสองส่วนคือส่วนการสะท้อน (S₂₂) และส่วนการส่งผ่าน (S₁₂) แสดงให้เห็นชัดเจนว่า S₁₂ ส่งผ่านในทางตรงกันข้าม และถ้าวงจรหรืออุปกรณ์เป็นแบบทิศทางเดียว (unidirectional) S₂₁ จะเป็น 0 สรุปว่า S₂₂ เป็น อินพุต และ เอาต์พุต ของสัมประสิทธิ์การสะท้อนของ 2 พอร์ท เนทเวอร์ค (2 - ports network) สัมประสิทธิ์การส่งผ่านก็คือ S₂₁ และ S₁₂

สามารถที่จะสรุปความสัมพันธ์รวมเป็นสมการได้ดังนี้

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \quad (2.1.16)$$

$$b_2 = S_{21}a_1 - S_{22}a_2 \quad (2.1.17)$$

เขียนในรูปเมตริกซ์ ได้ว่า

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (2.1.18)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ภายในเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอก b₂ ไปลงเน็ต [S₂₁ และ S₂₂] อ่าง a₂ ถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้น

$$[S_1] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \quad (2.1.19)$$

ความถี่วิทยุและวงจรทาง ไมโครเวฟ โดยมากจะใช้ คาแรกเตอร์สติกอิมพีแดนซ์ (Z_0) ที่ 50Ω ถ้า 2 - พอร์ท ถูกขับโดยสัญญาณที่ 50Ω และถ้า เอาต์พุต ที่ถูกส่งผ่านมี อิมพีแดนซ์ 50Ω จะไม่มีการสะท้อน จากเอาต์พุต ดังนั้นจะลดรูปสมการได้เป็น

$$b_1 = S_{11}a_1 \quad \text{หรือ} \quad S_{11} = \left. \begin{array}{l} b_1 \\ -a_1 \end{array} \right|_{a_2 = 0} \quad (2.1.20)$$

$$b_2 = S_{21}a_1 \quad \text{หรือ} \quad S_{21} = \left. \begin{array}{l} b_2 \\ -a_1 \end{array} \right|_{a_2 = 0} \quad (2.1.21)$$

ในทางกลับกัน ถ้า พอร์ท 2 เป็นตัวขับและส่งผ่านไป พอร์ท 1 จะได้

$$b_1 = S_{12}a_2 \quad \text{หรือ} \quad S_{12} = \left. \begin{array}{l} b_1 \\ -a_2 \end{array} \right|_{a_1 = 0} \quad (2.1.22)$$

$$b_2 = S_{22}a_2 \quad \text{หรือ} \quad S_{22} = \left. \begin{array}{l} b_2 \\ -a_2 \end{array} \right|_{a_1 = 0}$$

จากสมการ (2.1.20) และ (2.1.23) สามารถที่จะมองเห็น S_{11} และ S_{22} เป็นอัตราส่วนพลังงาน (power ratios) ตั้งแต่ พอร์ทอินพุต และ พอร์ทเอาต์พุต รูปที่ 2.1.2 ถูกตั้งโดยมีส่วนเดิมว่า 1 และ 2 สัมประสิทธิ์การสะท้อนจะเขียนได้เป็น Γ_1 และ Γ_2 ตามลำดับ และจะเรียก อินพุต ว่า แหล่งกำเนิด และ เอาต์พุต ว่า โหลด ดังนั้นเราจะได้ว่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนคือ Γ_1 และ Γ_2 .

โดยการตั้งว่า $a_1 = 0$ หรือ $a_2 = 0$ ความหมายทางฟิสิกส์ของ ปัจจัยกำหนดการกระเจิง (scattering parameters) สามารถอธิบายได้

สมการที่ (2.1.5) ความสัมพันธ์ระหว่างคลื่นตกกระทบและคลื่นสะท้อนสามารถเขียนในรูปของ S-พารามิเตอร์ ได้ดังนี้

$$S_{11} = \left. \begin{array}{l} b_1 \\ -a_1 \end{array} \right|_{a_2 = 0} \quad (2.1.23)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพียงการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
ใช้สมการ (2.1.11) และ (2.1.12)

$$S_{11} = \frac{(V_1 - I_1 Z_0) / 2\sqrt{Z_0}}{(V_1 + I_1 Z_0) / 2\sqrt{Z_0}} = \frac{V_1 - I_1 Z_0}{V_1 + I_1 Z_0} \quad (2.1.24)$$

$$Z_{11} = V_1 / I_1 \quad \text{และ} \quad Z_{out} = V_2 / I_2$$

$$S_{22} = Z_{in} - Z_0 = \Gamma_s \quad (2.1.25)$$

เราจะได้สัมประสิทธิ์การสะท้อนของ อินพุตในท

เอาต์พุต ได้ดังนี้

$$S_{22} = \Gamma_r = \frac{Z_{out} - Z_0}{Z_{out} + Z_0} \quad (2.1.26)$$

สมการ (2.1.25) และ (2.1.26) สามารถหาค่า Z_{in} และ Z_{out} ได้ดังนี้

$$Z_{in} = \frac{Z_0 (1 + Z_{11})}{(1 - Z_{11})} \quad (2.1.27)$$

$$Z_{out} = \frac{Z_0 (1 + Z_{22})}{(1 - Z_{22})} \quad (2.1.28)$$

นี่คือความสัมพันธ์ระหว่าง อิมพีแดนซ์ และ สัมประสิทธิ์การสะท้อนซึ่งได้จากพื้นฐานของ สมิตซาร์ต สัมประสิทธิ์การสะท้อนทั้งสองค่าคือ S_{11} และ S_{22} สามารถที่จะ พล็อต บน สมิตซาร์ต และเปลี่ยนกลับเป็น อิมพีแดนซ์ ได้โดยตรง

เพื่อที่จะหาค่า S_{12} และ S_{21} เราควรทำตามขบวนการดังนี้ จากสมการ (2.1.20)

$$S_{21} = \frac{b_2}{a_1} \quad \left| \quad a_2 = 0 \right.$$

ถ้าเราทราบ เนทเวอร์ค ของรูป 2.1.2 ถูกขับเคลื่อนโดย โวลต์เตจ E_{01} ดังนั้น ครึ่งหนึ่งของ โวลต์เตจ จะถูก drop ให้กับ Z_0 ของสัญญาณ แหล่งกำเนิด และครึ่งหนึ่งจะผ่าน อินพุตของ 2 - พอร์ท เนทเวอร์ค ในรูปของ V_1 ถ้า $a_2 = 0$ input a_1 จะได้ดังนี้

$$a_1 = \frac{E_{01}}{\sqrt{Z_0}} \quad \text{จากสมการ (2.1.14)}$$

$$a_2 = 0 = \frac{V_2 + I_2 Z_0}{2\sqrt{Z_0}} \quad (2.1.29)$$

แทนค่า ในสมการ (2.1.15) จะได้

$$b_2 = \frac{V_2 - 2Z_0}{2\sqrt{Z_0}} = \frac{V_2}{\sqrt{Z_0}}$$

ดังนั้น $S_{21} = \frac{b_2}{a_1} = \frac{V_2}{E_{01}}$ ศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปะเนื้อหา E_{01} และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งอัตราส่วนโวลต์เดจ ของ เอคต์พุด ต่อ เอคต์พุด เป็นสัมประสิทธิ์การส่งผ่านไปข้างหน้า ในกรณีเดียวกันเราจะได้ว่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านย้อนกลับคือ

$$S_{12} = \frac{V_1}{E_2} \quad (2.1.31)$$

2.1.1 แอมพลิไฟร์เออร์ (Amplifiers)

ไมโครเวฟแอมพลิไฟร์เออร์ (microwave amplifier) ใช้ ไบโพลาททรานซิสเตอร์ (bipolar transistors) หรือ FETs และ อัตราขยายช่วงแคบ / กว้าง (narrow / wide band amplifier) ย่านความถี่ที่จะขยายได้อยู่ในช่วงตั้งแต่ 1 GHz ถึงประมาณ 30 GHz ช่วงแคบ (narrow band) นั้น จะมี แบนวิธด์ (bandwidth) ประมาณ 10% ของความถี่กึ่งกลาง (center frequency) ในการออกแบบต้องคำนึงถึงอัตราขยายสูงสุด (maximum gain) และ ลักษณะของสัญญาณรบกวน (noise figure)

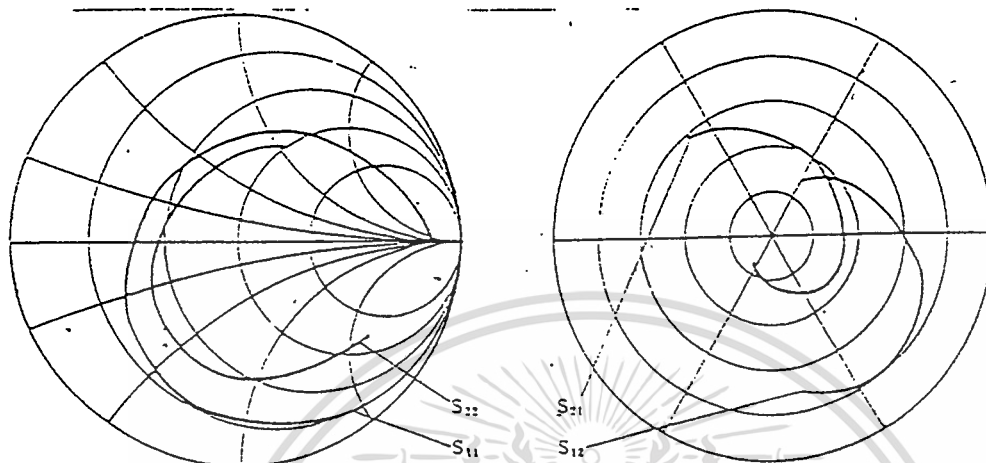
โดยทั่วไปแล้วในทางวงจรแหล่งกำเนิด สัญญาณไมโครเวฟ และ โหลดอิมพีแดนซ์ จะมีค่า ความต้านทาน 50Ω แต่ว่า อุปกรณ์แอคทีฟ (active device) ที่ใช้ในการขยายนั้น จะมีอิมพีแดนซ์ ที่พอร์ท มีค่าแตกต่างจาก 50Ω ค่อนข้างมาก แต่เราสามารถแก้ไขปัญหานี้ได้ด้วยการ แมชซิง (matching)

2.1.2 ความสัมพันธ์ระหว่าง S พารามิเตอร์ กับ สมิตซาร์ด

ในส่วนที่แล้วได้อธิบาย S พารามิเตอร์ เกี่ยวกับความหมายทางฟิสิกส์ และการได้มาของค่าต่างๆ ในส่วนนี้จะได้อธิบายเกี่ยวกับการย้าย S พารามิเตอร์ ไปบน สมิตซาร์ด ซึ่งเป็นจุดประสงค์สุดท้ายที่ใช้ในการแมชซิงเนทเวอร์ค (matching network) ข้อมูลทรานซิสเตอร์อยู่ในตารางในรูป 2.1.3 โดยมีสองกลุ่มข้อมูลคือ การปฏิบัติการสัญญาณรบกวนต่ำ (Low Noise Operation , 3 โวลต์ 10 มิลลิแอมป์) และการปฏิบัติการอัตราขยายสูง (High Gain Operation ; 3 โวลต์ 30 มิลลิแอมป์) ข้อมูลของ S_{11} และ S_{22} ถูกย้ายลงไปบนสมิตซาร์ด และ S_{12} , S_{21} ถูกย้ายลงบน แผนภาพเชิงขั้ว (Polar Diagram) จะทำให้มองเห็นลักษณะของ S พารามิเตอร์ ได้ดียิ่งขึ้น

@ 3 V, 10 mA

S_{21} : 5.0 full scale. S_{12} : 0.3 full scale



9000	0.502	-171	1.697	20	0.137	1	0.533	-105	1.04	9.6
9250	0.486	-174	1.674	17	0.137	0	0.576	-107	1.09	9.0
9500	0.472	-179	1.668	13	0.139	-1	0.570	-107	1.12	8.7
9750	0.462	176	1.652	12	0.142	-1	0.563	-110	1.09	9.2
10000	0.457	169	1.709	6	0.146	-3	0.561	-112	1.05	9.2
10250	0.451	164	1.708	3	0.146	-3	0.558	-113	1.07	9.1
10500	0.441	155	1.688	-1	0.149	-3	0.553	-116	1.07	9.0
10750	0.430	148	1.685	-6	0.157	-5	0.546	-119	1.04	9.1
11000	0.422	140	1.694	-10	0.153	-5	0.536	-121	1.08	8.7
11250	0.407	130	1.645	-16	0.156	-12	0.527	-124	1.13	8.1

MHz	S_{11}	S_{21}	S_{12}	S_{22}	κ	G_{max} dB
11500	0.394 124	1.590 -20	0.162 -10	0.517 -126	1.15	7.5
11750	0.390 116	1.572 -21	0.154 -10	0.506 -127	1.24	7.1
12000	0.397 110	1.554 -24	0.160 -12	0.501 -131	1.20	7.1
12250	0.404 103	1.557 -28	0.170 -13	0.499 -134	1.12	7.5
12500	0.424 97	1.568 -31	0.175 -15	0.495 -138	1.06	8.1
12750	0.451 89	1.595 -34	0.183 -16	0.490 -143	0.96	9.4
13000	0.480 82	1.637 -41	0.190 -22	0.471 -148	0.89	9.4
13250	0.518 75	1.648 -47	0.186 -26	0.449 -153	0.87	9.5
13500	0.543 66	1.610 -54	0.186 -27	0.431 -158	0.87	9.4
13750	0.563 59	1.529 -59	0.187 -29	0.412 -164	0.91	9.1
14000	0.581 53	1.447 -65	0.188 -32	0.393 -169	0.95	8.9

รูปที่ 2.13 ตารางแบบแผน S พารามิเตอร์ของไมโครเวฟทรานซิสเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.3 การออกแบบให้มีอัตราขยายสูงสุด (Maximum Gain Design)

บล็อกไดอะแกรม ของ amplifier หนึ่งสเตจ และสองสเตจ แสดงอยู่ใน รูป 2.1.3 ดังที่ได้อธิบายไป ก่อนหน้านี้แล้วว่า S-พารามิเตอร์ s ถูกใช้ในการออกแบบ วงจรขยาย (amplifier) สัมประสิทธิ์การสะท้อนที่ แหล่งกำเนิด (source reflection coefficient ; Γ_s) และสัมประสิทธิ์การสะท้อนที่โหลด (load reflection coefficient ; Γ_L) จะต้องเข้าได้ กับสัมประสิทธิ์การสะท้อนทางด้านอินพุท (input reflection coefficient ; Γ_{sm}) และสัมประสิทธิ์การสะท้อนทางด้านเอาต์พุท (output reflection coefficient ; Γ_{um}) ของอุปกรณ์แอคทีฟ ทั้ง ไบโพลาร์ และ FET จะมีสถานะที่ไม่เสถียร (unconditionally stable)

ในรูปที่ 2.1.3 สามารถแทนด้วย บล็อกไดอะแกรมทั่วไป ดังรูปที่ 1.6 เราสามารถขยายให้อยู่ในรูปทั่วไปเป็นเศษส่วนได้ดังนี้

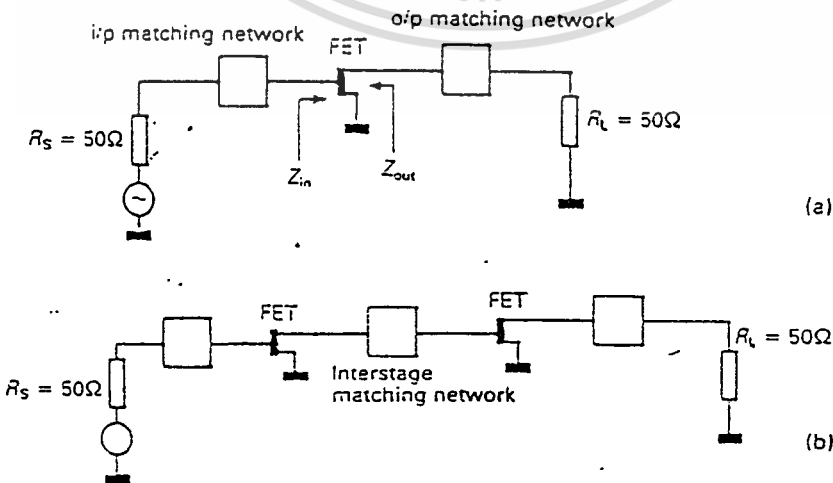
$$G = \frac{\text{พลังงานที่จ่ายให้โหลด}}{\text{พลังงานที่เข้าสู่ เนทเวิร์ค}} = \frac{P_2}{P_1} = \frac{|a_2|^2 - |b_2|^2}{|a_1|^2 - |b_1|^2} \quad (2.1.32)$$

วิธีที่สองที่จะนิยามอัตราขยาย คือใช้การถ่ายเทพลังงานอย่างเหมาะสมที่สุดระหว่าง แหล่งกำเนิด และอินพุทอิมพีแดนซ์ (Input impedance) ของ เนทเวิร์ค นั้นหมายความว่า อินพุทเพาเวอร์ (input power ; P_1) จะต้องเป็นพลังงานจากแหล่งกำเนิดที่มีค่ามากที่สุดเท่าที่มีอยู่ (P_{1AV}) ดังนั้น

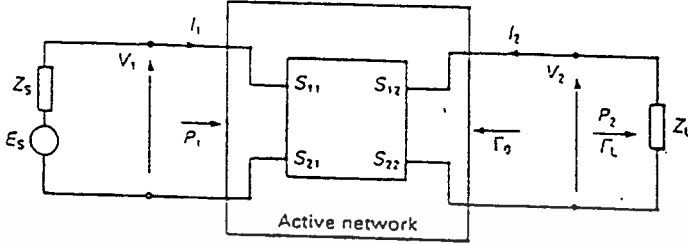
$$G_T = \frac{P_2}{P_1} = \frac{P_2}{P_{1AV}} = G_U \quad (2.1.33)$$

อัตราขยายนั้นแสดงอยู่ในสมการที่ (1.1.33) อ้างถึง อัตราขยายผ่าน (transducer gain ; G_T) หรือ อัตราขยายทางเดียว (uniletral gain ; G_U)

จากนิยามของ gain ด้านบน และจากรูปที่ 1.4 เราก็จะสามารถหา transducer power gain (G_T)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่รูปที่ 2.1.4 หรือ (a) แบบสเตจเดียว (b) แบบ 2 สเตจ มาตราให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.1.5 รูปแบบทั่วไป ของรูปที่ 2.1.4 (a)

$$G = \frac{P_2}{P_{1AV}} = \frac{\{ReZ_L\} |I_2|^2}{|E_s|^2 / 4 \{ReZ_s\}} \tag{2.1.34}$$

หรือ

$$G = \frac{|P_2| (1 - |\Gamma_s|) (1 - |\Gamma_L|)}{|(1 - \Gamma_s S_{11})(1 - \Gamma_L S_{22}) - \Gamma_s \Gamma_L S_{21} S_{21}|} \tag{2.1.35}$$

$$G_U = \frac{|S_{21}|^2}{|1 - \Gamma_s S_{11}|^2} \cdot \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - \Gamma_L S_{22}|^2} \tag{2.1.36}$$

ถ้าวงจรที่สมมติขึ้น อยู่ในไมโครเวฟแอมพลิไฟเออร์จริง S_{21} คือ การขยายพลังงานไปด้านหน้า (forward power gain) ที่อ่านจากตาราง 2.1.3 S_{21} เป็นตัวแปรที่คงที่ และขึ้นอยู่กับ เงื่อนไขการไบอัส ไบโพลลาทรานซิสเตอร์ หรือ GaAs FET เท่านั้น พารามิเตอร์ที่เหลืออื่นๆ นอกจากสัมพัทธ์กันเองแล้ว ยังสัมพันธ์กันกับ

$$\Gamma_s = \frac{Z_s - Z_0}{Z_s + Z_0} \tag{2.1.37}$$

$$\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \tag{2.1.38}$$

สมการ (2.38) อาจจะทำได้ง่ายโดยเลือก $\Gamma_s = S_{11}$ และ $\Gamma_L = S_{22}$ ดังนั้น

$$G_U = |S_{21}|^2 \frac{1}{1 - |S_{11}|^2} \frac{1}{1 - |S_{22}|^2} \tag{2.1.39}$$

คือ อัตราการขยายมากที่สุดซึ่งหาได้จาก วงจรภายใต้เงื่อนไข การเดินในทิศทางเดียว กรณีพิเศษ มากนี้ แสดงว่าอัตราขยายขึ้นอยู่กับ ทรานซิสเตอร์ S - พารามิเตอร์ เท่านั้น สำหรับเงื่อนไขอัตราขยายสูงสุด (maximum gain conditions) สำหรับวงจรที่มีทางเดินหลายทิศทาง (a non-unilateral circuit) ได้อธิบายอย่างข้บขันขึ้น ดังสมการ (2.1.39) มิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อิมพีแดนซ์ 2 อัน สามารถถูกแมทช์เข้าด้วยกันได้ โดยวิธีเดียวกับ สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ (reflection coefficient) เช่น ถ้าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของแหล่งกำเนิดเป็นคอนจูเกต (conjugate) ของ สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของโหลด ดังเงื่อนไขจะเป็นดังรูป 2.5

$$\Gamma_L = \Gamma_S = \frac{S_{11} + S_{12} S_{21} \Gamma_L}{1 - \Gamma_L S_{11}} \quad (2.1.40)$$

$$\Gamma_0 = \Gamma_L = \frac{S_{22} + S_{12} S_{21} \Gamma_S}{1 - \Gamma_S S_{11}} \quad (2.1.40)$$

ในการแมทช์ซึ่งพร้อมกันของสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของแหล่งกำเนิด และโหลดสามารถหาได้จากกรณี พิเศษนี้

$$\Gamma_{SM} = C_1 \left(B_1 + \sqrt{B_1^2 - 4|C_1|^2} / 2|C_1|^2 \right) \quad (2.1.43)$$

ซึ่ง

$$B_1 = 1 + |S_{11}| - |S_{22}| - |D|^2 \quad (2.1.44)$$

$$B_2 = 1 - |S_{22}| - |S_{11}| - |D|^2 \quad (2.1.45)$$

$$C_1 = S_{11} - DS_{22} \quad (2.1.46)$$

$$C_2 = S_{22} - DS_{11} \quad (2.1.47)$$

$$C_1 = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} \quad (2.1.48)$$

เครื่องมือ บวกในสมการ (2.1.42) และ (2.1.43) ใช้เมื่อ B_1 หรือ B_2 เป็นลบ และเหมือนกันในทางกลับกัน จากสมการ (2.1.37) และ (2.1.38)

$$\Gamma_{SM} = \frac{Z_{SM} - Z_0}{Z_{SM} + Z_0} \quad (2.1.49)$$

และ

$$\Gamma_{LM} = \frac{Z_{LM} - Z_0}{Z_{LM} + Z_0} \quad (2.1.50)$$

ส่วนจริงของอิมพีแดนซ์ของแหล่งกำเนิดและโหลดที่แมทช์ แล้วต้องเป็นบวกเสมอเพื่อ เสถียรภาพของวงจร (stability) และตามเงื่อนไข $|\Gamma| < 1$ ถ้าความต้านทานของ ทรานซิสเตอร์ เทียบกับ ออซซิลเลเตอร์ หรือค่าเสถียรภาพของวงจรสามารถคำนวณ จากสมการต่อไปนี้

$$k = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |D|^2}{2|S_{11}S_{11}|} > 1 \quad (2.1.51)$$

ซึ่ง D มาจากสมการ เงื่อนไขจำเป็นและพอเพียงเมื่อแมทช์ซึ่ง 2 - พอร์ท พร้อมกัน ในทางปฏิบัติเทอมนี้เป็น วงจรขยาย การแทนสมการ (2.1.42) ไป (2.1.51) ลงในสมการ (2.1.35) ให้อัตราขยายส่งผ่านสูงสุด : G_{max}

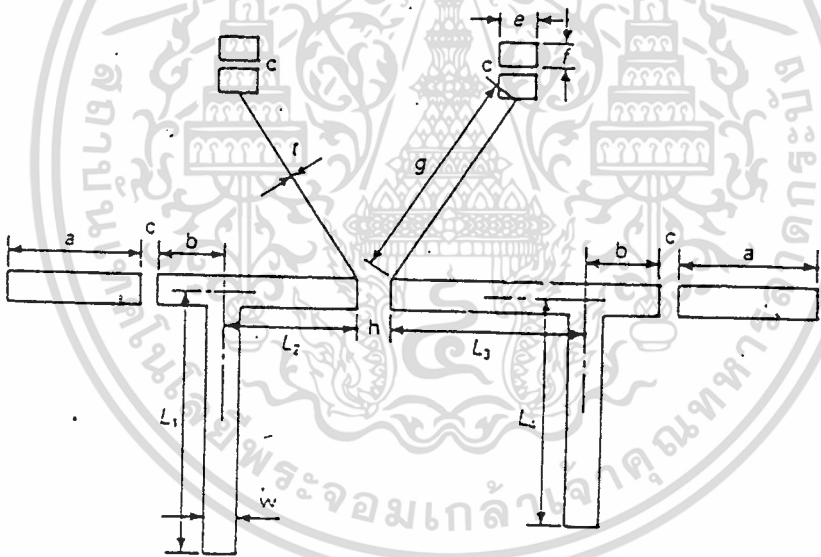
$$G_{max} = \left| \frac{S_{21}}{S_{12}} \right| (k + \sqrt{k^2 - 1}) \tag{2.1.52}$$

ถ้า $|S_{12}S_{21}| = 0$ และ $B_1 < 0$ และ

$$G_{max} = \left| \frac{S_{21}}{S_{12}} \right| (k - \sqrt{k^2 - 1}) \tag{2.1.53}$$

การออกแบบวงจรขยายในทางปฏิบัติ (practical amplifier design)

เป็นการรวมเอาเรื่อง สายส่ง , ชนิดของตัวกลาง , การแมทซ์ซิ่ง , ค่าเสถียรภาพ และสมิทชาร์ท เพื่อ ออกแบบแอมพลิไฟเออร์สเตจเดียว ใช้เทคนิคของไมโครสตริป 50Ω ตามรูป 2.7 ในขณะที่พิจารณาเฉพาะ วงจร อินพุท และ เอาต์พุท แมทซ์ซิ่ง



รูปที่ 2.1.6 ตัวอย่าง เลย์เอาต์ (layout) ของ แอมพลิไฟเออร์ โดยใช้ ไมโครสตริป 50Ω ตลอด

ประกอบด้วย เส้นไมโครสตริปยาว L_1 , L_2 , L_3 , และ L_4 โดย L_3 และ L_4 เป็นอินพุท และเอาต์พุท ต่ำลำดับ สามารถเป็นได้ทั้ง วงจรเปิด (open circuit) และ วงจรปิด (short circuit) ช่องว่างที่เส้นป้อนอินพุท และเอาต์พุท สำหรับ ซีพ คาปาซิเตอร์ เพื่อหยุดส่วนที่เป็นไฟกระแสตรง ไปยังแหล่งกำเนิด หรือ โหลด ช่องว่างนี้ จะมีความยาวโดยประมาณ 2 มิลลิเมตร

การไบอัสทรานซิสเตอร์ผ่านทางสายยาวครึ่งหนึ่งของความยาวคลื่น ซึ่งมี แพด (pad) สำหรับ บัดกรีที่ปลายแต่ละอัน ทางด้านตรงข้ามจะมีแพดกราวด์อยู่ ระหว่าง แพดใช้คาปาซิเตอร์ขนาดประมาณ 100 - 1000 pF เมื่อ ชอร์ต (short) ความถี่วิทยุ (RF) ของเส้นไบอัสลงกราวด์ ถ้าเส้นไบอัสยาว 1-4 ของ ความยาวคลื่น จะได้คาอิมพีแดนซ์เป็นอนันต์ ที่ปลายสายซึ่งจะต่อกับทรานซิสเตอร์ เช่น เกจ , เดรน หรือ

เบส , ความกว้างของเส้นไบอัสควรระแคบที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้ เพื่อให้เส้นไบอัสมีอิมพีแดนซ์มากขึ้น และช่วยสร้างของ ฟีดพอยต์ (feed point) ของทรานซิสเตอร์ที่มีอิมพีแดนซ์สูง

วงจรปิดของแมชชิงสตัป (short circuit matching stub) สร้างโดยการเจาะรูที่ปลายของสตัป ทะลุแผ่น แล้วเชื่อมสตัปกับกราวด์เพลน (ground plane) โดยการเชื่อมต่ออย่างสั้นมากเท่าไรก็ยิ่ง

2.2 ไมโครเวฟออสซิลเลเตอร์ (MICROWAVE OSCILLATOR) วงจรออสซิลเลเตอร์ มีความสำคัญ ในระบบการสื่อสารเป็นอย่างมาก โดยในที่นี่ จะกล่าวถึงทฤษฎี และการออกแบบ วงจรออสซิลเลเตอร์ ในย่านความถี่ 10 GHz โดยใช้ S-parameter ของอุปกรณ์แอกทีฟ ในการออกแบบ

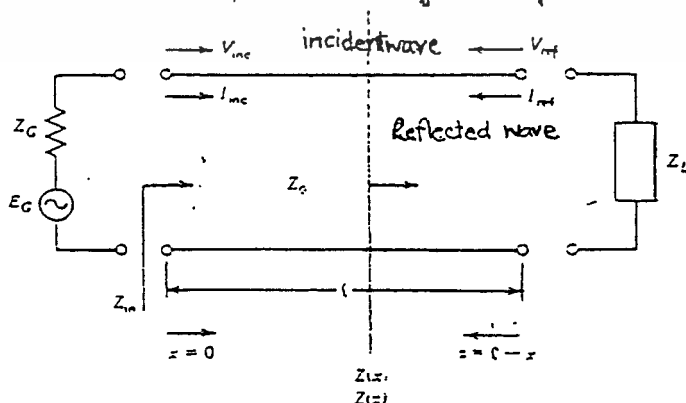
S-parameter

S-Cattering parameter มีประโยชน์อย่างมาก ในการออกแบบวงจร ความถี่สูง และเป็นค่าตัวแปรที่ผู้ผลิตอุปกรณ์แอกทีฟ (เช่น ทรานซิสเตอร์) ให้นำมา S-parameter ใช้มากเพราะ สามารถวัดได้ถูกต้องและง่ายกว่า Y parameter และสามารถเข้าใจได้ง่ายกว่าอีกด้วย

ขณะที่ Y parameter ใช้ในการวัดความสัมพันธ์ระหว่าง โวลต์เตจ และกระแสในการอธิบายคุณสมบัติของวงจร 2-PORT แต่ 2-parameter ใช้คลื่นตกกระทบและคลื่นสะท้อนกลับที่แต่ละ PORT ในการอธิบายคุณสมบัติของ PORT ดังนั้นจึงไม่จำเป็นต้องลัดวงจรของอุปกรณ์ 2-PORT แต่ต่อด้วยโหลดที่มีค่า $Z = Z_0$ (characteristic impedance) โดย Z_0 มาตรฐานมีค่า เท่ากับ 50 โอห์ม (pure resistance) ซึ่งสามารถทำได้ง่ายกว่าและควบคุมง่ายกว่า การลัดวงจร ของการวัด Y parameter และเนื่องจากการต่อโหลดจะทำให้ อุปกรณ์แอกทีฟ มีเสถียรภาพดีกว่าการลัดวงจร ซึ่งถ้าวงจรเกิดการออสซิลเลท จะไม่สามารถวัดหาค่าตัวแปรต่างๆ ได้

สายส่ง (TRANSMISSION LINE BACKGROUND)

ในการที่จะเข้าใจหลักการของ S-parameter ควรจะรู้เกี่ยวกับ คุณสมบัติของสายนำคลื่น



รูปที่ 2.2.1 คลื่นที่เดินทางบนสายส่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

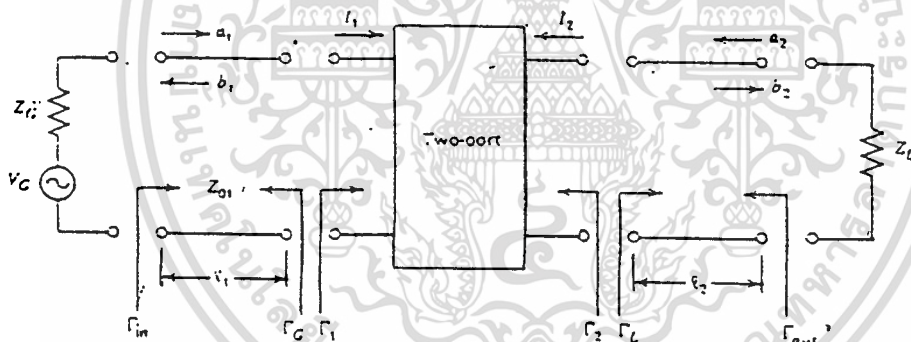
จากรูปที่ 1 โวลต์เตจ, กระแส, กำลังงาน ถูกส่งจากซอร์ส (มีค่า source impedance = Z_0) ไปยังโหลด (Z_L) สามารถพิจารณาเป็นคลื่นที่ส่งไปและคลื่นที่สะท้อนกลับในทิศทางตรงกันข้ามในสายนำคลื่น ซึ่งมีคุณสมบัติของอิมพีแดนซ์ เท่ากับ Z_0

โดยกำหนดให้

$$\begin{aligned} \tau &= V_{\text{reflect}} / V_{\text{incident}} \\ &= \rho \angle \phi \\ \tau &= \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \end{aligned} \quad 2.2.1$$

S-Parameter And The two - Port network

ถ้าเราใส่วงจร 2-PORT ระหว่าง Z_0 และ Z_L จากรูปที่ 2.2.1 จะได้ดังรูปที่ 2.2.2



รูปที่ 2.2.2 วงจร 2 พอร์ต

จะได้ว่า

1. ส่วนหนึ่งของคลื่นที่ส่งจากซอร์ส และส่งไปตกกระทบที่ อุปกรณ์ 2-PORT (a_1) จะถูกสะท้อนกลับ (b_1) และอีกส่วนหนึ่ง ส่งผ่านเข้าไปในอุปกรณ์ 2-PORT
2. ส่วนหนึ่งของคลื่น ที่ส่งผ่านเข้าไปใน อุปกรณ์ 2-PORT จะถูกสะท้อนกลับจากโหลด และกลายเป็น คลื่นที่ส่งเข้ามาที่ OUTPUT ของอุปกรณ์ 2-PORT (a_2)
3. ส่วนหนึ่งของคลื่น (a_2) จะสะท้อนกลับไปยังโหลด (b_2) ขณะที่อีกส่วนหนึ่งจะส่งผ่านกลับไปยังซอร์ส

จะได้สมการเป็น

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \quad 2.2.2$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \quad 2.2.3$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- เมื่อ
- S_{11} = สัมประสิทธิ์การสะท้อนด้านอินพุท (The input reflection coefficient)
 - S_{12} = สัมประสิทธิ์การส่งผ่านย้อนกลับ (The reverse transmission coefficient)
 - S_{21} = สัมประสิทธิ์การส่งผ่านไปข้างหน้า (The forward transmission coefficient)
 - S_{22} = สัมประสิทธิ์การสะท้อนด้านเอาต์พุท (The OUTPUT reflection coefficient)

เมื่อ

$$S_{11} = b_1 / a_1 \quad | \quad a_2 = 0 \quad 2.2.4$$

$$S_{22} = b_2 / a_2 \quad | \quad a_1 = 0 \quad 2.2.5$$

$$S_{21} = b_2 / a_1 \quad | \quad a_2 = 0 \quad 2.2.6$$

$$S_{12} = b_1 / a_2 \quad | \quad a_1 = 0 \quad 2.2.7$$

จะเห็นว่าสมการ (2.2.4) - (2.2.7) ต้องการให้ a_1, a_2 เป็น 0 เพื่อที่จะวัดค่า S-parameter ซึ่งสามารถทำได้ง่าย ๆ โดยการต่อ Z_1 และ Z_2 ให้มีค่าเท่ากับ Z_0 ของระบบเครื่องมือวัด

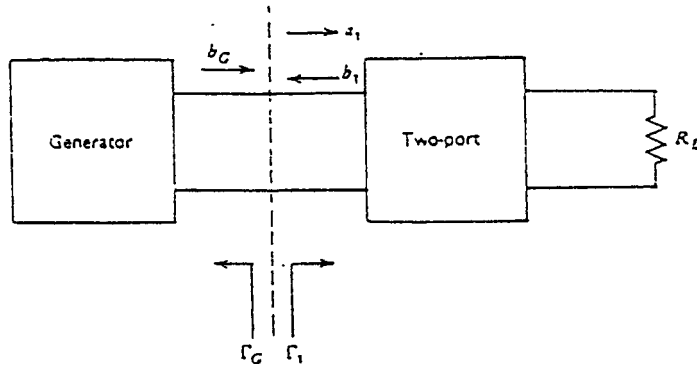
วงจรรออสซิลเลเตอร์

จากทฤษฎีของการออสซิลเลท กรณีที่จะเกิดการออสซิลเลทได้เป็นดังนี้

1. $K < 1$ 2.2.8
2. $\tau_G S'_{11} = 1$ 2.2.9
3. $\tau_L S'_{22} = 1$ 2.2.10

โดยค่า K คือ Stern stability factor

ค่าเสถียรภาพจะต้องน้อยกว่า 1 ดังนั้นถ้าค่า S-parameter ของอุปกรณ์แอกทีฟ ไม่สามารถทำให้ค่า K น้อยกว่า 1 จะต้องใช้การพีดแบค ทางบวกช่วย โดยที่ INPUT และ OUTPUT ของอุปกรณ์แอกทีฟ จะต่อกับอุปกรณ์พาสซีฟ เพื่อกำหนดความถี่ของการออสซิลเลท โดยทั่วไปกำลังงานจะส่งไปยังโหลดเพียง PORT เดียว เพราะที่ $|\tau_G|$ และ $|\tau_L| < 1$ ดังนั้นจากสมการ (2.2.9), (2.2.10) จะได้ว่า $|S'_{11}| > 1$ และ $|S'_{22}| > 1$



รูปที่ 2.2.3 วงจร ทู พอร์ต ต่อกับเจนเนอเรเตอร์

สภาวะสำหรับการหาคอหอสซิลเลท พิจารณาจากรูปที่ 2.2.2 เมื่อ อินพุท ของ เจนเนอเรเตอร์ต่อกับวงจร 2-PORT จะได้ว่า

$$a_1 = b_G + \tau_1 \tau_G a_1 \quad 2.2.11$$

$$\tau_1 = S'_{11} \quad 2.2.12$$

$$S'_{11} = b_1 / a_1 \quad 2.2.13$$

$$b_G = a_1 (1 - \tau_1 \tau_G) \quad 2.2.14$$

$$= (1 - S'_{11} \tau_G) b_1 / S'_{11}$$

$$b_1 b_G = S'_{11} / (1 - S'_{11} \tau_G) \quad 2.2.15$$

จะเห็นว่าคลื่นที่สะท้อนจากวงจร 2-PORT จะขึ้นอยู่กับ b_G , S'_{11} จะต้องมีค่ามากกว่าหรือเท่ากับ 1 การออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์ จะต้องทำให้ค่าเสถียรภาพน้อยกว่า 1 เสมอ และการวิเคราะห์อินพุทพอร์ท เพื่อให้สมการ 2.2.9 เป็นจริง ซึ่งจะทำให้สมการ 2.2.10 เป็นจริงด้วย อีกวิธีหนึ่งที่จะอธิบายสภาวะที่จำเป็นของการออสซิลเลทตามสมการ 3.2 เป็นดังนี้

$$R_{in} + R_G = 0 \quad 2.2.16$$

$$X_{in} + X_G = 0 \quad 2.2.17$$

$$S'_{11} = (R_{in} + jX_{in} - Z_0) / (R_{in} + jX_{in} + Z_0) \quad 2.2.18$$

$$\tau_G = (R_G + jX_G - Z_0) / (R_G + jX_G + Z_0) \quad 2.2.19$$

$$= (-R_{in} - Z_0 - jX_{in}) / (-R_{in} + Z_0 - jX_{in})$$

จะได้ว่า

$$\tau_G S'_{11} = 1$$

เรโซแนนซ์อนุกรม และขนาน (SERIES OR PARALLEL RESONANCE)

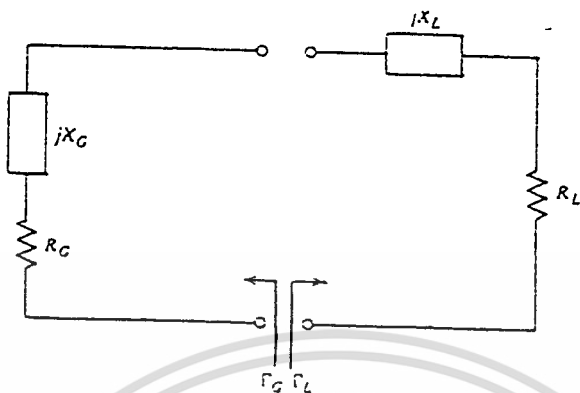
วงจรออสซิลเลเตอร์สามารถแบ่งออกเป็นชนิดใหญ่ๆ ได้ 2 ชนิด คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

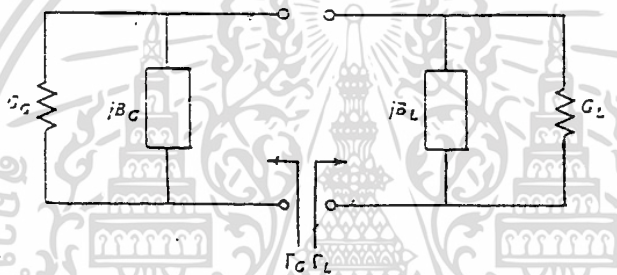
1. ชนิดเรโซแนนซ์อนุกรม
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกหนึ่งท่านมีให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. ชนิดเรโซแนนซ์ขนาน

ดังแสดงในรูปที่ 2.2.4 (a) , (b)



(a)



(b)

รูปที่ 2.2.4 (a) เรโซแนนซ์อนุกรม , (b) เรโซแนนซ์ขนาน

วงจรเสมือนของอุปกรณ์แอดทีปเลือกจากการตอบสนองช่วงความถี่ของ OUTPUT PORT นั่นคือการตอบสนองความถี่ของ T_G สำหรับกรณีเรโซแนนซ์อนุกรม ค่าความต้านทานชนิดลบของอุปกรณ์แอดทีป จะต้องมีความมากกว่าความต้านทานโหลด (R_L) ประมาณ 20% ที่จุดเริ่มต้นของการทำงาน เมื่อถึงสภาวะเสถียร ค่า R_G จะลดลงเท่ากับ R_L เนื่องจากเมื่อสัญญาณมีขนาดมากขึ้น อัตราขยายของอุปกรณ์แอดทีปจะลดลง

สำหรับกรณีเริ่มต้น

$$R_G > 1.2 R_L \tag{2.2.20}$$

ที่สภาวะการ ออสซิลเลท อย่างมีเสถียรภาพ

$$R_G + R_L = 0 \tag{2.2.21}$$

$$X_G + X_L = 0 \tag{2.2.22}$$

ในการทำงานเดียวกัน ในกรณีของ เรโซแนนซ์ขนาน

กรณีเริ่ม

$$G_G > 1.2 G_L \tag{2.2.23}$$

ที่สภาวะการ ออสซิลเลท อย่างมีประสิทธิภาพ

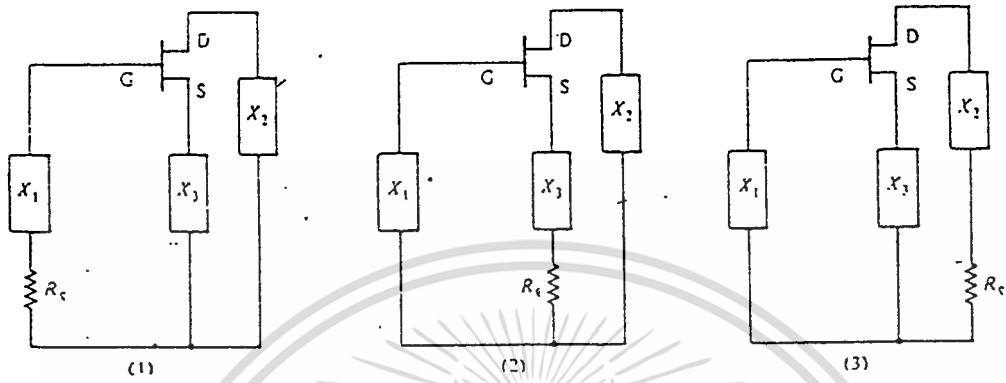
$$G_G + G_L = 0 \tag{2.2.24}$$

ไม่ว่ากล่าวถึงได้ทั้งนี้ อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิง 2.2.24 ของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

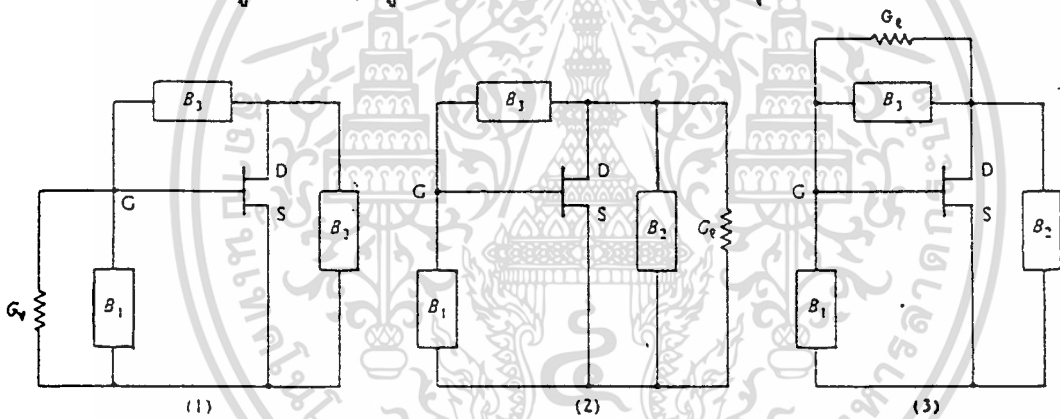
$B_G + B_L = 0$

2.2.25

โดยเรายังจำแนก Oscillator ได้อีก 6 แบบซึ่งแบ่งเป็น series - shunt Oscillator อย่างละ 3 แบบดังรูป



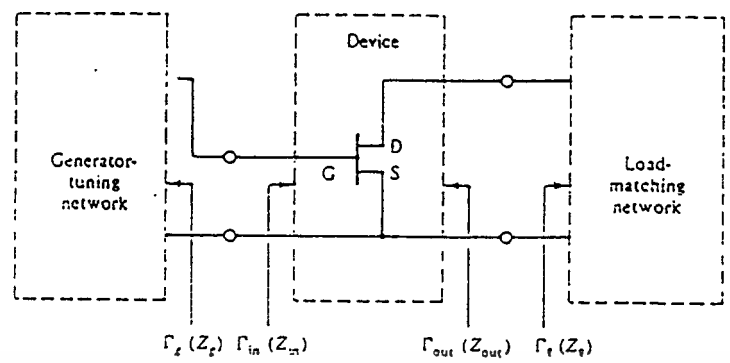
รูปที่ 2.2.5 (a) รูปแบบวงจรออสซิลเลเตอร์แบบอนุกรม



รูปที่ 2.2.5(b) รูปแบบวงจรออสซิลเลเตอร์แบบขนาน

การออกแบบออสซิลเลเตอร์ ทุ พอร์ต (TWO PORT OSCILLATOR DESIGN)

วิธีหนึ่งที่ใช้ออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์คือ จะต่อวงจรเรโซแนนท์ ที่มีค่า Q สูง ที่มีความถี่ที่ต้องการที่อินพุทพอร์ต ทรานซิสเตอร์ จะออสซิลเลท ทั้ง 2 PORT พร้อมกัน โดยโหลดจะต่อกับ เอาท์พุทพอร์ต วงจรออสซิลเลเตอร์ จะพิจารณาในลักษณะ ทุ พอร์ต ดังแสดงในรูปที่ 2.2.6



รูปที่ 2.2.6 วงจรออสซิลเลเตอร์ ทุ พอร์ท

M_3 เป็นวงจรเรโซแนนซ์ที่ไม่มีการสูญเสีย M_4 คือวงจรเมทซิ่ง ซึ่งพลังงานของการออสซิลเลเตอร์จะส่งไปยังโหลด สำหรับกำลังจากวงจรจะใช้คุณสมบัติของวงจรรขยายอิมิตเตอร์ร่วม เพื่อให้จะได้กำลังมากที่สุด จะต้องทำให้ $(P_{out} - P_{in})$ มีค่ามากที่สุด จะได้กำลัง output มากที่สุด

$$P_{OUT} = P_{SAT} (1 - \exp(-GP_{IN} / P_{SAT}))$$

P_{SAT} = กำลังของแอมพลิไฟเออร์ที่อิ่มตัว (Saturated output Power of the amplifier)

G = อัตราขยาย (tuned small - signal common - source transducer gain of amplifier)

$$G = |S_{21}|^2$$

ซึ่งจะได้กำลังสูงสุด

$$P_{osc} = P_{SAT} (1 - 1/G - (IN G)/G)$$

การออกแบบวงจร OSCILLATOR ที่ความถี่ 10 GHz เลือกใช้ทรานซิสเตอร์ GaAs MESFET 2SK57 S-parameter
 $V_{ds} = 3V$ $I_{dS} = 10 mA$

$$S_{11} = 0.457 \angle 16$$

$$S_{12} = 0.146 \angle -3$$

$$S_{21} = 1.709 \angle 6$$

$$S_{22} = 0.561 \angle -112$$

การออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์ อนุกรมเรโซแนนซ์ (Design a series resonant circuit for the oscillator)

ขั้นตอนที่ 1. ต้องตรวจสอบว่า $K < 1$

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

ขั้นตอนที่ 2. เปลี่ยน S พารามิเตอร์ เป็น Z พารามิเตอร์

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

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งยังขอสงวนสิทธิ์ในเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกแห่งที่มีการนำไปใช้

037240

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

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

ขั้นตอนที่ 3. เปลี่ยน S พารามิเตอร์เป็น Y พารามิเตอร์

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

$$Y_{12} = \frac{-2S_{12}}{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}}$$

$$Y_{21} = \frac{-2S_{12}}{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}}$$

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

ขั้นตอนที่ 4. คำนวณค่าของอุปกรณ์ ในวงจรออสซิลเลเตอร์อนุกรมเรโซแนนซ์แบบที่ 3

$$A = A_r + jA_i = \frac{-(Y_{21} + Y^*A_{12})}{2\text{Re}Y_{22}}$$

$$F = F_r + jF_i = \frac{-Z_{21} + AZ_{11}}{AZ_{12} + Z_{22}}$$

แล้วแทนในสูตร Series Oscillator แบบ 3.

$$R_L = (D_1 + F_r D_3 + F_i D_4) / |1 + F|^2$$

$$X_1 = (D_1 - D_3) F_r / F_i + D_2 - D_4$$

$$X_2 = (D_1 - D_3) / F_i$$

$$X_3 = (1 + F_i) D_4 - (D_1 - D_3) F_r / F_i - F_i D_1 / |1 + F|^2$$

$$L_1 = X_1 / (2\pi f)$$

$$C_2 = 1 / (2\pi f X_2)$$

$$C_3 = 1 / (2\pi f X_3)$$

ขั้นตอนที่ 5. วาดรูปวงจรมอดูลออสซิลเลเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

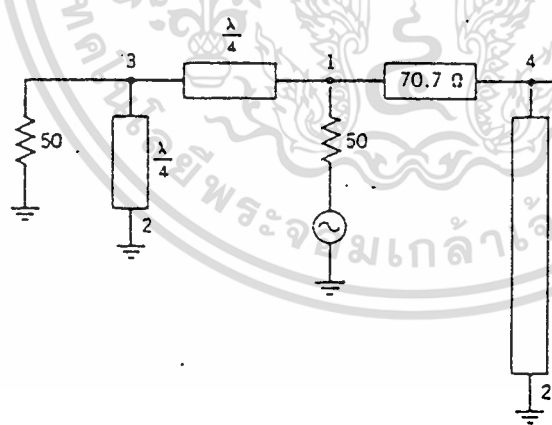
ขั้นตอนที่ 6. ตรวจสอบประสิทธิภาพของอัตรายบายพลังงานสูงสุด

2.3 วงจรมิกเซอร์

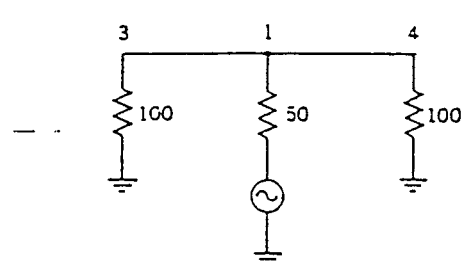
เราสามารถใช้นักการ Ring หรือ Rat-Race hybrid ดังรูปแสดงที่ 2.3.1 ซึ่งเป็นโครงสร้างที่ง่าย และมีคุณภาพการใช้งาน narrowband ดี Coupler ring เป็น Transmission line 70.7 ohms 1.5 wavelengths ที่เส้นรอบวง 50 ohms ที่ต่อเป็นสี่ส่วน 0.75 wavelengths 2 ส่วน อีก 2 ส่วนที่แยกกันโดย 0.25 wavelengths



รูปที่ 2.3.1 วงจรไฮบริดแบบ ริง หรือแบบ "ratrace"



(a)



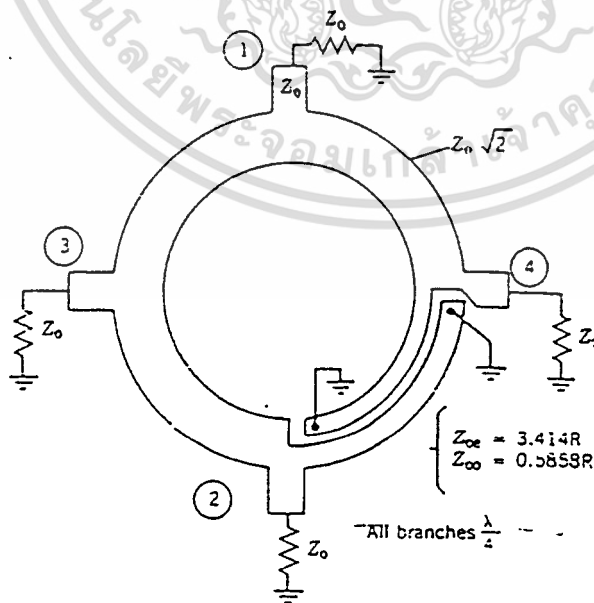
(b)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกที่รูปที่ 2.3.2 วงจรเสมือนของวงจรไฮบริดแบบ ริง ของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(a) มอง 2 พอร์ตที่เป็นเสมือนกราวด์

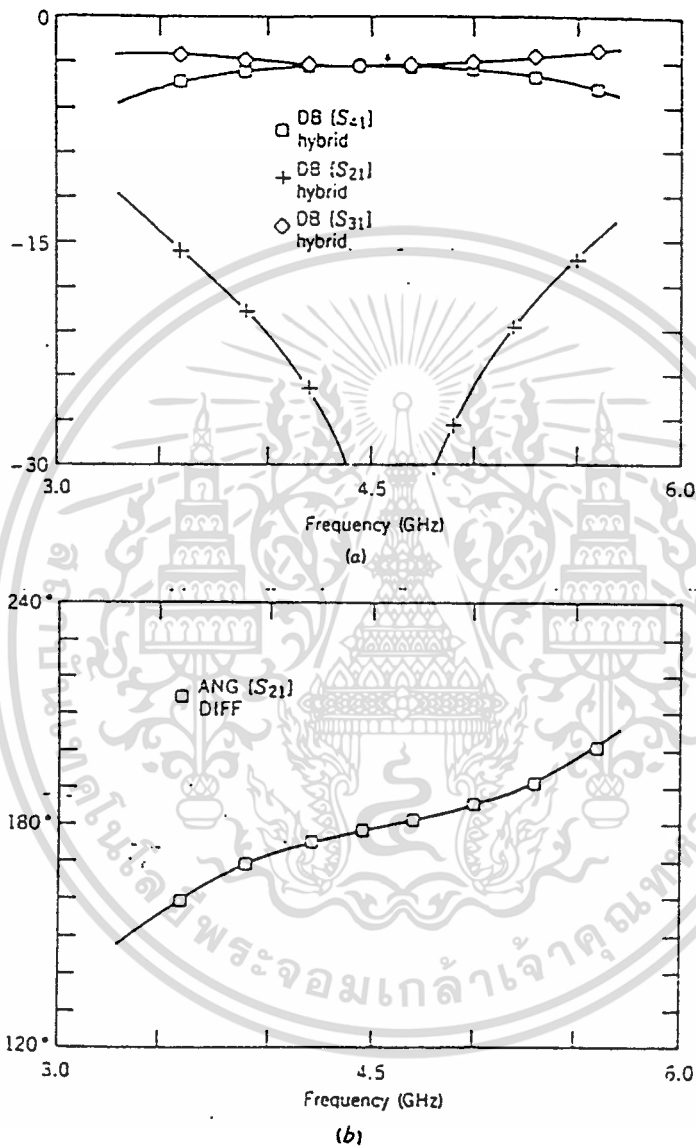
(b) วงจรเสมือนที่แถบความถี่กลาง

รูปแสดงที่ 2.3.2 เป็นการทํางานของ 180 hybrid ถ้าสัญญาณเข้ามาที่ port 1 voltage ที่ port 2 จะมีค่าเป็นศูนย์ ดังนั้น path lengths ต่างไป 0.5 wavelengths ถือว่า port 2 เสมือน ground ด้วยเหตุนี้ การแบ่ง transmission line ของ ring ระหว่าง port 3 และ 2 และ port 4 และ 2 ทําการ short circuit ที่ต่อข้ามกัน load จะอยู่ที่ port 3 และ 4 สำหรับการทํางานที่ center-frequency Stubs เหล่านี้จะเป็นเหมือน open circuit Lengths ของ transmission line ระหว่าง port 1 และ 3 และ port 1 และ 4 จะเป็น load impedance 50 ohms (Z_0) อยู่ที่ port 1 การวิเคราะห์ทํางานเดียวกันนี้สามารถประยุกต์แต่ละ port ของ hybrid match impedance ที่ node ทั้งหมดได้อย่างดีดังเช่น เมื่อ port 1 ทํางาน output ที่ port 3 และ 4 จะเท่ากันและ in phase กันขณะที่ port 2 ไม่มีสัญญาณ และเมื่อ port 2 ทํางานสัญญาณ output ที่ port 3 และ 4 จะเท่ากันแต่จะ out of phase กันขณะที่ port 1 ไม่มีสัญญาณ ด้วยเหตุนี้ port 1 และ 2 จึงแยกกัน Hybrid ที่เป็น narrowband ที่ผ่านการ modification เป็น ring โดย 0.5 wavelengths ของ transmission line ระหว่าง port 2 และ 4 ซึ่งคงที่ phase 180 "flip" (รูป 2.3.3) Parallel suspended coupler strip หรือ Lange coupler สามารถนำมาใช้กับงานนี้ได้ ซึ่ง performance ของทั้งสอง hybrid จะเป็นรูปแสดงที่ 2.3.4 และ 2.3.5



รูป 2.3.3 วงจรหลักสำหรับการส่งกระจายแบบ ริง ซึ่งต่อสายส่งกลับทาง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

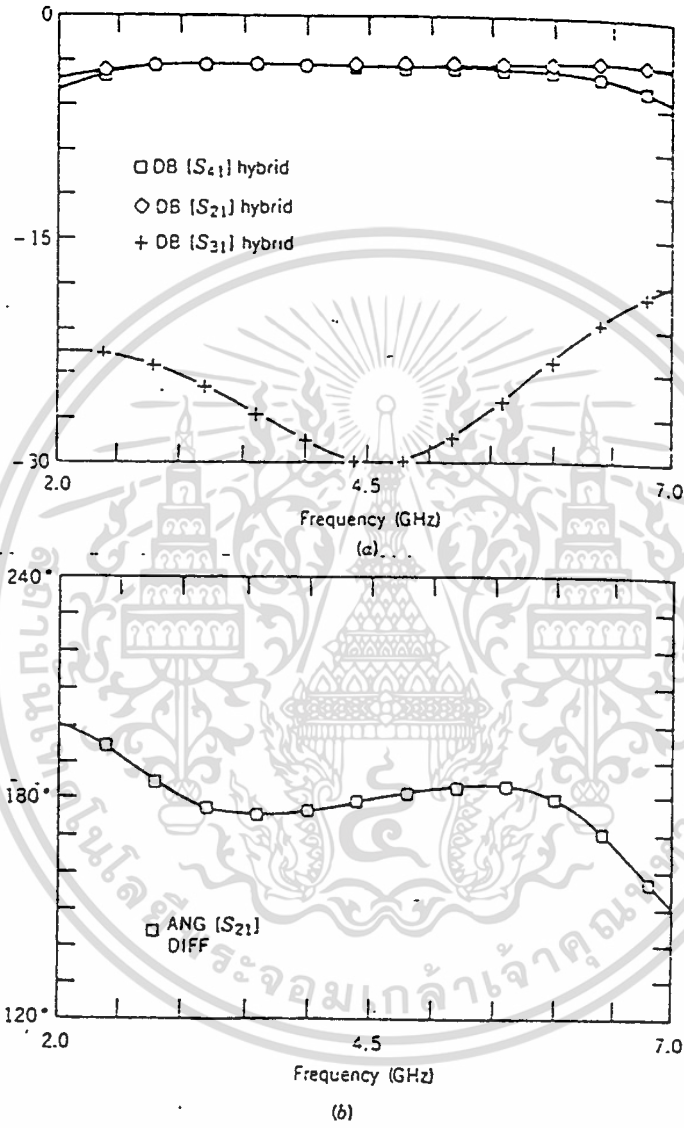


รูปที่ 2.3.4 แสดงผลของไมโครสตริปแบบไฮบริดริง

(a) ผลตอบสนองของขนาด

(b) ลักษณะผลต่างของเฟส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.3.5 ลักษณะของแถบความถี่ที่ใช้งาน

(a) ผลตอบสนองของขนาด

(b) ลักษณะผลต่างของเฟส

การออกแบบ Single-Balance Mixer แบ่งได้ 2 แบบ

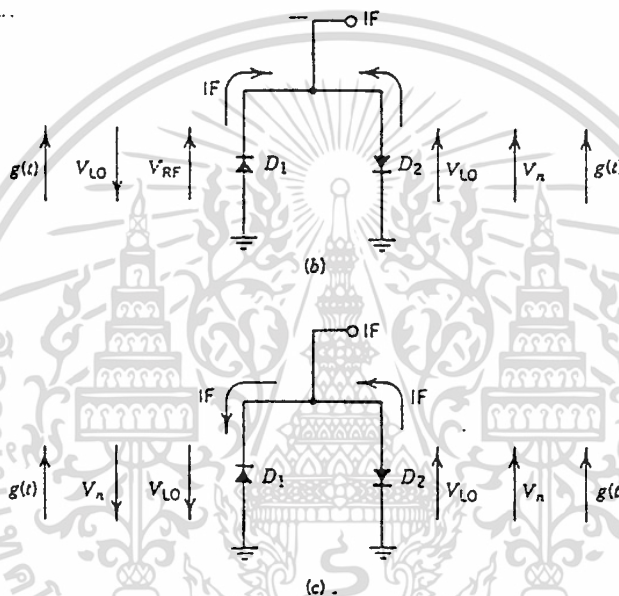
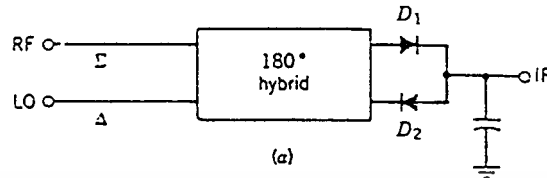
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

1) ออกแบบ Utilizing 90 hybrid

ไม่ก่อกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2) ออกแบบ Base on 180 hybrid

ในการใช้นั้นขึ้นอยู่กับความต้องการในการใช้งาน Single Balance Mixer มีข้อดีในการ Rejection LO noise ในเครื่องรับ อย่างไรก็ตามในทางปฏิบัติสามารถออกแบบ Reject ได้ 20 ถึง 30 dB



รูปที่ 2.3.6 ความสัมพันธ์ของเฟส

- (a) ทางด้านมิกเซอร์
- (b) ผลรวมของกระแส IF
- (c) การกำจัด AM noise

รูปแสดงที่ 2.3.6 a เป็นอีกรูปแบบหนึ่งของการวิเคราะห์โดยใช้ 180 hybrid และ diode 2 ตัว ถ้าสัญญาณ RF ถูกป้อนเข้ามาที่ sum สัญญาณที่ diode จะ in phase ถ้าป้อนสัญญาณ LO เข้ามาที่ delta ที่ diode จะ out of phase ถ้าหากเป็น hybrid ที่สมมาตรจะไม่มีสัญญาณ LO มาปรากฏที่ RF port ซึ่ง diode ทำการ match กันในวงจร

เนื่องจากความสัมพันธ์ของ phase เกี่ยวข้องกับสัญญาณ LO และ RF Diode จะเลือกสัญญาณที่เป็น IF เท่านั้น เมื่อ LO 180 out of phase ผ่าน diode ตัวหนึ่งจะทำให้ waveform เป็น in phase Waveform ที่ได้จาก IF ของ diode แต่ละตัวจึงเป็น in phase ดังนั้นสัญญาณ IF ที่ได้จะเป็น node ระหว่าง diode 2 ตัวนี้

นี่ที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การที่จะทราบตำแหน่งของ LO noise ที่ pump waveform ที่เข้ามาที่ mixer นั้นโดยการ out of phase ที่ diode แต่ละตัว ดังนั้น waveform ที่เป็น in phase ก็คือ noise ซึ่งจะถูกตัดออกที่ IF port ของ mixer ในทางปฏิบัติจะเกิด noise เนื่องจาก diode matching และโครงสร้าง hybrid ไม่สมบูรณ์ 100%

ในการหา Performance Spurious ทำได้โดยใช้ความสัมพันธ์ของคุณสมบัติ Spurious ที่กำหนดได้ใน Topologies ที่เปลี่ยนไป เริ่มวิเคราะห์ด้วยการแสดง diode current ในด้านหนึ่งของ mixer ซึ่งมีรูปแบบดังนี้

$$i_1 = av_1 + b(v_1)^2 - c(v_1)^3 + d(v_2)^4 + \dots \quad (2.3.1)$$

เมื่อ v_1 เป็นผลรวมของ diode voltage ($V_{rf} + V_{lo}$)

แรงดันที่เปลี่ยนสัญญาณของเทอมคือ กระแส diode จะเป็นดังนี้

$$i_2 = -av_2 + b(v_2)^2 - c(v_2)^3 + d(v_2)^4 + \dots \quad (2.3.2)$$

เมื่อ v_2 เป็นผลรวมของ diode voltage

สัญญาณ LO ยังคงเข้ามาที่ delta port voltage v_1 และ v_2 สามารถแสดงได้ดังนี้

$$v_1 = v_{lo} \cos wpt + V_{rf} \cos wst \quad (2.2.3)$$

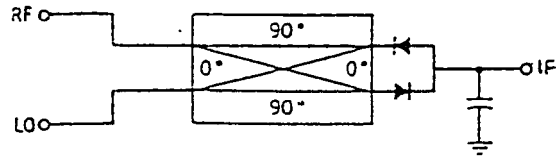
$$v_2 = v_{lo} \cos wpt + V_{rf} \cos wst \quad (2.3.4)$$

กระแสที่อยู่ที่ IF node เป็นดังนี้

$$i_{if} = i_1 - i_2 \quad (2.3.5)$$

เนื่องจาก diode ตัวหนึ่งเป็น revers spurious สามารถแสดงได้จาก $mfrf + nflo$ เมื่อ m และ n เป็นคู่ [(2,2), (4,4)] ที่ถูกขจัด และ (2,1) เมื่อ $m = 2$ และ $n = 1$ ถูกขจัด ถ้า sum และ delta port เป็น revers คือ LO voltage ที่ diode in phase และ RF voltage เป็น out of phase Conversion loss, Spurious ที่เป็น order คู่ ตามลักษณะสมบัติแล้วจะไม่มีการประจุ อย่างไรก็ตาม Spurious จะถูก

suppressed ไป ด้วยเหตุนี้การกำหนดคุณภาพของระบบจะทำให้สำหรับส่วนที่เป็นการป้อนสัญญาณ LO ที่มีการนำไปใช้

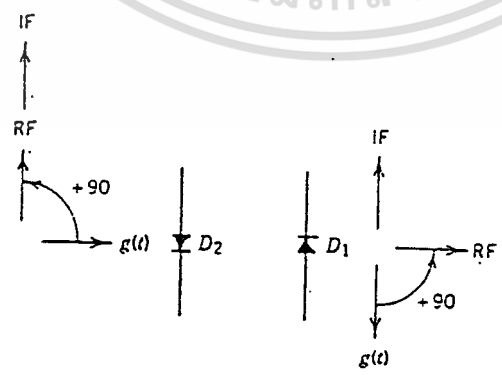


รูปที่ 2.3.7 มิกเซอร์แบบซิงเกิลบาลานซ์ โดยใช้ไฮบริดแบบ 90 องศา

การวิเคราะห์ Single-Balance Mixer ด้วย Quadrature coupler (รูป 2.3.7) ซึ่งก่อนหน้านี้อาจจะเป็นการใช้ hybrid บ้อนสัญญาณ LO และ RF เข้าที่ diode แต่ละตัว แต่ถ้าเป็นกรณีที่สัญญาณ RF และ LO ต่างกัน 90 ความสัมพันธ์ของ phase อันนี้สามารถดูได้จากรูปแสดงที่ 2.3.8 ซึ่งจะเห็นว่ารูปหนึ่งของ hybrid LO voltage นำ RF voltage อีกรูปหนึ่ง RF นำ แต่ถ้า diode ตัวใดตัวหนึ่งต่อกลับกัน ความต่างเฟสระหว่าง diode conductance waveform และการใช้งาน RF voltage ที่ทุกๆ เวลาจะเหมือนกันสำหรับ diode ทั้งสองตัว กระแส IF ระหว่าง node ทั้งสองของ diode รวมเป็น in-phase ดังนั้นสัญญาณ IF สามารถได้จากจุดนี้ของวงจร



(a) ความสัมพันธ์ของ RF และ LO ที่ไดโอดแต่ละตัว



(b) ความสัมพันธ์ของเฟสระหว่าง RF และ IF และรูปคลื่นของตัวเหนี่ยวนำ

รูปที่ 3.3.8 แสดงภาพเฟสเซอร์ไดอะแกรม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า จากความแตกต่างในส่วนที่เกี่ยวข้องกับ isolation และ VSWR conversion loss นั้น ด้วยคุณนำไปใช้สมบัติของ mixer ที่เป็น ring hybrid Spurious จัดเป็น equivalent ด้วย

2.4 ทฤษฎีของไมโครสตริป และวงจรไมโครสตริป

ไมโครสตริปเป็นสายนำสัญญาณที่ใช้ในการเชื่อมโยงชิ้นส่วนวงจรต่างๆ ของวงจรไมโครเวฟ เนื่องจากไมโครสตริปมีขนาดเล็กจึงเหมาะสำหรับทำวงจรรวมของไมโครเวฟ (microwave inter - grated circuit ย่อว่า MIC) แต่มีข้อจำกัดที่สามารถรับกำลังได้ต่ำเมื่อเปรียบเทียบกับท่อนำคลื่น นอกจากนี้ยังมีค่าการลดทอนสัญญาณค่อนข้างสูงด้วย จึงใช้ในการส่งผ่านและการจัดการกับสัญญาณที่มีระดับต่ำและในบริเวณที่จำกัด

2.4.1 โครงสร้างของไมโครสตริป

ดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.4.1 กล่าวคือจะมีรูปร่างเป็นสตริปหรือแถบโลหะแคบๆ อยู่บนชั้นสเตรต (substrate) ซึ่งเป็นสารไดอิเล็กตริก และด้านล่างของชั้นสเตรตเป็นผิวโลหะ พลังงานของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า จะส่งผ่านอยู่ในชั้นสเตรตบริเวณที่อยู่ระหว่างแถบโลหะแคบๆ กับผิวโลหะด้านล่าง ความหนา ของชั้นสเตรต นั้นจะประมาณ 2 mm หรือต่ำกว่าลงมา ความกว้างของสตริปนั้นจะขึ้นอยู่กับค่าอิมพีแดนซ์

การส่งผ่านของคลื่นไมโครเวฟ

พบว่าคลื่นที่ส่งผ่านไปตามไมโครสตริปนั้นจะใกล้เคียงกับโหมด TEM มาก แต่จะไม่ใช่มอด TEM เสียทีเดียว เพราะมีสนามในแนวแกนอยู่ด้วย จึงนิยมเรียกโหมดดังกล่าวนี้ว่า โหมดกึ่ง TEM (quasi-TEM mode) รูปที่ 2.4.2 แสดงเส้นแรงไฟฟ้าในระนาบตามขวางของไมโครสตริป การที่มี สนามในแนวแกนอยู่บ้าง นั้นเป็นเพราะโครงสร้างที่มีสารไดอิเล็กตริก และอากาศอยู่ในระบบเดียวกัน และในสภาพที่มีสนามในแนว แกนเกิดอยู่นี้โหมดที่ส่งผ่านอยู่นั้นก็จะเป็นไฮบริดโหมด

การลดทอนกำลังสัญญาณของไมโครสตริป

เนื่องจากไมโครสตริปทำด้วยโลหะที่ไม่สมบูรณ์แบบ และมีสารไดอิเล็กตริกในบริเวณที่คลื่นส่งผ่าน ดังนั้นการลดทอนสัญญาณจึงเกิดจากทั้งสองสาเหตุนี้ การวิเคราะห์ให้ละเอียดตามทฤษฎีจะทำได้ลำบาก เพราะการกระจายของสนามแม่เหล็กบนผิวโลหะมีความสลับซับซ้อนมากเช่นเดียวกับการกระจายของ สนามไฟฟ้า และจะเปลี่ยนแปลงไปตามค่า w/h และความหนาของแถบสตริป t อีกด้วย ในทางปฏิบัติ นั้นจึงมักใช้วิธีคิดที่ง่ายขึ้นโดยสมมติให้คลื่น TEM ส่งผ่านอยู่ภายในบริเวณข้างใต้แถบสตริปเท่านั้นดังที่แสดง ไว้ในรูปที่ 2.4.3 dielectric substrate $5 \mu\text{m}$ หรือ $10 \mu\text{m}$ ขึ้นอยู่กับแบบฟิล์มบางหรือแบบฟิล์มหนาในการสร้าง สตริปนั้น ตารางข้างล่างแสดงถึงคุณสมบัติของ Substrate ต่างๆ

DIELECTRIC SUBSTRATE MATERIALS

Material	Relative dielectric constant ϵ_r	Loss tangent ($\tan \theta \times 10^4$ at 10 GHz)	Thermal conductivity K (W/cm ² -°K)	Remarks
Alumina (Al ₂ O ₃)	10	2	0.30	Low cost
Beryllia (BeO)	6	1	2.50	
Duroid	2.56	1		
Fused silica (quartz)	3.78	4	0.01	Fragile
GaAs	13.10	16	0.03	Fragile
Sapphire crystal (Al ₂ O ₃)	10	1	0.04	Expensive
Silicon	11.7			
Teflon-fiberglass	2.32			

ตารางแสดงคุณสมบัติของวัสดุต่างๆ

ค่าคงที่ของ effective relative dielectric ในไมโครสตริปนั้นเป็นฟังก์ชันของค่า relative dielectric ซึ่ง h เป็นความสูงของ Substrate และ w นั้นเป็นความกว้างของสตริปซึ่งแสดงดังสมการ

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

or

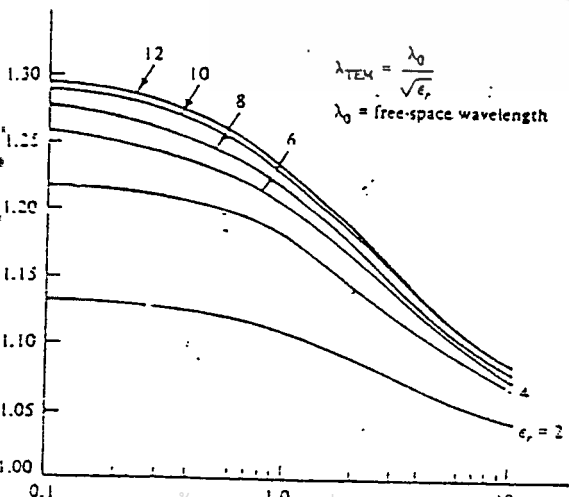
$$\epsilon_{re} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{12}{w/h} \right)^{-1/2} \quad \text{for } \frac{w}{h} \geq 1$$

สำหรับความยาวคลื่นในไมโครสตริปนั้นสามารถแสดงดังสมการ

λ_0 = ความยาวคลื่นในอากาศอิสระ

c = ความยาวคลื่นของแสงในบรรยากาศ

ϵ_r = ค่าคงที่ได้ไอเลคทริก



$$\lambda_{TEM} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}}$$

λ_0 = free-space wavelength

$$\lambda = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \left[\frac{\epsilon_r}{1 + 0.63(\epsilon_r - 1)(w/h)^{0.1255}} \right]^{1/2} \quad \text{for } \frac{w}{h} \geq 0.6$$

$$\lambda = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \left[\frac{\epsilon_r}{1 + 0.60(\epsilon_r - 1)(w/h)^{0.0297}} \right]^{1/2} \quad \text{for } \frac{w}{h} \leq 0.6$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่สามารถนำมาเผยแพร่หรือทำซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาตอย่างชัดแจ้งถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

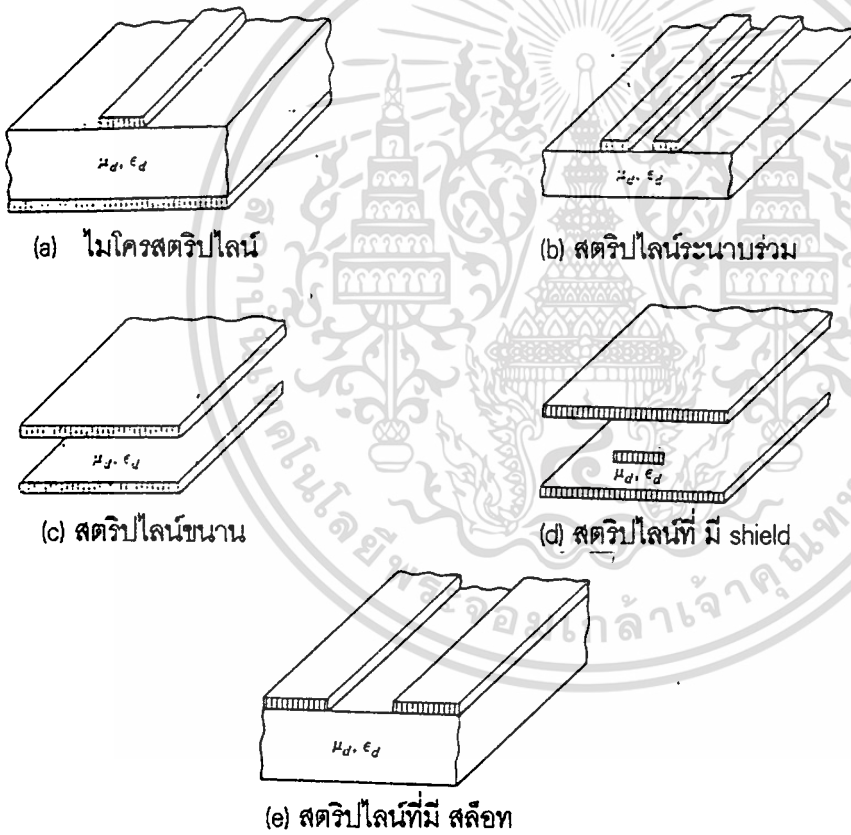
คุณสมบัติของอิมพีแดนซ์ในไมโครสตริปนั้นสามารถแสดงดังสมการ

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \ln \left(\frac{8}{w/h} + 0.25 \frac{w}{h} \right) \quad \text{for } \frac{w}{h} \leq 1$$

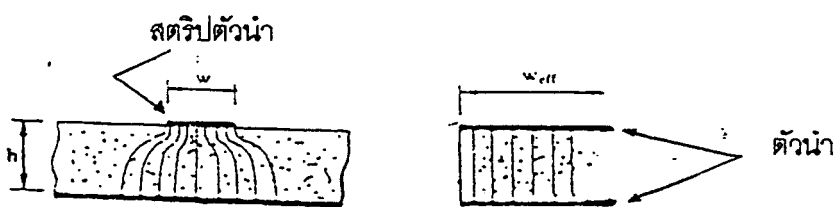
or

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

ซึ่งในการออกแบบวงจร Oscillator นั้นเราใช้ Teflon - fiberglass (ϵ_r) เป็น dielectric และมีความสูงของ Substrate (h) = 1.6 จากนั้นเราก็ใช้วิธีทางคณิตศาสตร์มาทำการคำนวณหาค่า w ซึ่งทำให้ได้ค่า Z_0 ตามที่เราต้องการโดยวิธี numerical ซึ่งได้ผลดังกล่าว

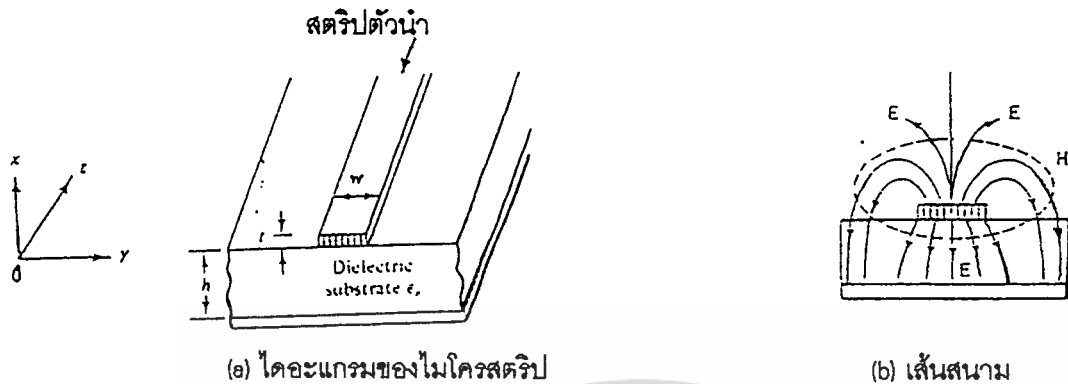


รูปที่ 2.4.1 ไมโครเวฟสตริปไลน์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์การใช้งานเพื่อการกำหนดค่าอุปกรณ์ให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ รูปที่ 2.4.2 การส่งผ่านของคลื่น TEM แบบอุดมคติในไมโครสตริป เอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Diagrams for a microstrip line.

รูปที่ 2.4.3 การลดทอนสัญญาณในไมโครสตริบ

การแมตช์อิมพีแดนซ์ในวงจรไมโครสตริบโดยใช้สตัป

วงจรไมโครเวฟที่เชื่อมโยงด้วยไมโครสตริบนั้น เนื่องจากชิ้นส่วนวงจรมีหลายแบบด้วยกัน ชิ้นส่วนวงจรเหล่านี้มักจะไม่สามารถแมตช์ได้โดยตรงกับอิมพีแดนซ์ ลักษณะสมบัติของไมโครสตริบซึ่งมีค่าเป็น 50 โอห์ม ดังนั้นจึงจำเป็นต้องมีวงจรแมตซ์ริงมาช่วย

เนื่องจากอิมพีแดนซ์ของแหล่งกำเนิดสัญญาณ ที่ขาเข้ากับอิมพีแดนซ์ของโหลดที่ขาออก มักจะมีค่า 50 โอห์ม ดังนั้นการแมตซ์อิมพีแดนซ์ก็จะเป็นการแมตซ์ให้เข้ากับอิมพีแดนซ์ 50 โอห์มนี้ ในย่านความถี่ที่สูงมากๆ เช่นนี้โดยทั่วไป ลักษณะสมบัติของทรานซิสเตอร์มักจะแสดงในรูปของ S พารามิเตอร์ มากกว่า Y พารามิเตอร์ ทั้งนี้เพราะการวัด S พารามิเตอร์ จะทำได้ง่ายกว่า และมีความเชื่อถือได้สูงกว่า จากค่า S พารามิเตอร์ที่กำหนดมาให้ จะสามารถนำไปคำนวณ ค่าสัมประสิทธิ์ ของการสะท้อนกลับที่ขั้ว INPUT ของทรานซิสเตอร์ได้ ซึ่งก็หมายถึงจะสามารถนำข้อมูลนี้ไปออกแบบวงจรแมตซ์ริง ทางด้าน INPUT ได้ ในทำนองเดียวกันจาก S พารามิเตอร์ชุดเดียวกันนี้พร้อมกับสัมประสิทธิ์ ของการสะท้อนกลับที่ขั้ว INPUT จะสามารถคำนวณหาค่าสัมประสิทธิ์ของการสะท้อนกลับ ที่ขั้ว OUTPUT ได้

การออกแบบวงจรแมตซ์ริงทางด้าน INPUT และทางด้าน OUTPUT ในกรณีที่สามารถคำนวณค่าสัมประสิทธิ์ของการสะท้อนที่ขั้ว INPUT และที่ขั้ว OUTPUT ได้เรียบร้อยแล้ว การแมตซ์ อิมพีแดนซ์ ทางขั้ว INPUT ก็คือ การแปลงอิมพีแดนซ์ของแหล่งกำเนิดคลื่นซึ่งส่วนใหญ่จะเป็น 50 โอห์ม ให้มีค่าเป็น ค่าคอนจูเกตของ INPUT อิมพีแดนซ์ ของทรานซิสเตอร์ หรือถ้าพิจารณาในรูปของสัมประสิทธิ์ของการสะท้อนแล้ว ก็จะต้องแปลง อิมพีแดนซ์ ให้มีค่าสัมประสิทธิ์ของการสะท้อน ตรงตำแหน่ง INPUT ของทรานซิสเตอร์ เป็น ซึ่งจะทำให้ไม่มีคลื่นสะท้อนกลับมาถึงแหล่งกำเนิดคลื่น

ในทำนองเดียวกัน การแมตซ์อิมพีแดนซ์ ที่ขั้วเอาท์พุทนั้น ก็เท่ากับเป็นการแปลงอิมพีแดนซ์ของโหลดซึ่งมีค่าเป็น 50 โอห์ม ไปให้มีค่าเป็น ค่าคอนจูเกตของเอาท์พุทนั้น ก็เท่ากับเป็นการแปลงอิมพีแดนซ์ของโหลดซึ่งมีค่าเป็น 50 โอห์ม ไปให้มีค่าเป็น ค่าคอนจูเกตของเอาท์พุทนั้น

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เกด ของค่า OUTPUT อิมพีแดนซ์ ของทรานซิสเตอร์ หรือถ้าพิจารณาในรูปของ สัมประสิทธิ์ของการสะท้อน จะเป็น ที่ซ้ำ OUTPUT ของทรานซิสเตอร์

ขั้นตอนจะเป็นดังนี้คือ นำค่า Γ_s^* พล็อตลงไปในสมิทชาร์ต ที่แสดงค่าแอดมิตแดนซ์ จากนั้นหาเส้นทางที่จะเดินจากจุด Y เท่ากับ $1 + j0$ ไปยังจุด Γ_s^* เนื่องจากในกรณีนี้ เราต้องการแมตซ์อิมพีแดนซ์โดยใช้ไมโครสตริป 50 โอห์ม และสลับไมโครสตริป 50 โอห์ม คือ ถ้าให้จุด Γ_s^* เป็นจุด A ดังรูป 1-4 ทางวงเวียนรัศมี OA แล้วลากเส้นโค้งมาตัดวงกลม ที่มีค่า คอนดักแตนซ์ $G = 1$ และให้เป็นจุด B วงจรแมตซ์ซึ่ง ก็จะเป็นดังนี้คือ ตรงตำแหน่งที่ ต่อกับอิมพีแดนซ์ ของแหล่งกำเนิดสัญญาณ ก็จะต่อด้วยสลับไมโครสตริป ที่มีค่าชั้สรีบแดนซ์ที่นอร์มไลซ์ ไว้เท่ากับ jB_1 ดังในรูปที่ 1-5 จากนั้น ก็เดินไมโครสตริปเข้าหาขั้วเบส ของทรานซิสเตอร์ โดยให้มีความยาว คิดเป็นมุมเชิงไฟฟ้าเท่ากับ $\phi_2/2$

การแมทซ์อิมพีแดนซ์ทางด้าน OUTPUT ของทรานซิสเตอร์นั้นก็จะทำได้ในทำนองเดียวกัน โดยข้อมูลของ B_1, ϕ_2 และ B_4, ϕ_3 ก็จะนำไปออกแบบวงจร ไมโครสตริปทางด้าน INPUT และ OUTPUT ต่อไปได้ การกำหนดความยาวแต่ละช่วงนั้น จำเป็นจะต้องรู้ค่า λ_g ซึ่งก็หมายถึง ต้องรู้คุณสมบัติของ ชั้นเสตรต ที่ความถี่ที่ใช้งาน ถ้าให้ $\phi = 2\pi/\lambda_g$ และสลับเป็นแบบปลายสายเปิดวงจรความยาวของไมโครสตริปในแต่ละช่วงจะคำนวณได้ดังนี้

input-match

$$jB_1 = j \tan \beta l_1$$

$$l_1 = 1/\beta \tan^{-1} (B_1)$$

$$\beta l_2 = \phi / 2$$

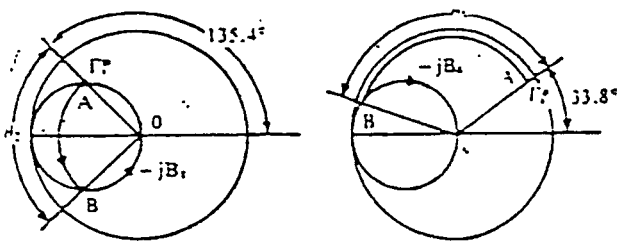
$$l_2 = \phi / 2\beta$$

output-match

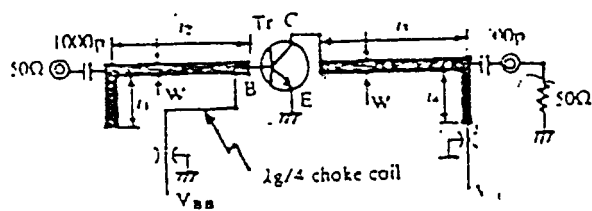
$$l_3 = \phi_3 / 2\beta$$

$$-jB_4 = j \tan \beta l$$

$$l_4 = 1/\beta \tan^{-1} (-B_4)$$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับก (ก) ใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น (ข) อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น รูปที่ 2.4.4 การใช้แอดมิตแดนซ์สมิทชาร์ตในการแมตซ์อิมพีแดนซ์



รูปที่ 2.4.5 วงจรแอมพลิฟิเคชันที่ใช้ระดับไมโครสตริป 50 Ω



บทที่ 3

การคำนวณ และการสร้าง

3.1 การคำนวณวงจรแอมพลิฟายเออร์

ในการออกแบบวงจรแอมพลิฟายเออร์ ทำได้โดยการที่เราจะต้องคำนวณค่าต่างๆที่ได้จาก ค่า s พารามิเตอร์ ของ Low Noise Microwave GaAs FET (DXL 2501A)

หา $Z_{N(\text{source})}$ จาก Γ_s

$$Z_{in} = Z_0 \left[\frac{1 - |\Gamma_s| + j2 |\Gamma_s| \sin \angle \Gamma_s}{1 + |\Gamma_s| - 2 |\Gamma_s| \cos \angle \Gamma_s} \right] \quad (3.1.1)$$

$$= \frac{50 - 50 (0.7773)^2 + j 100 (0.7773) \sin \angle 57.2153}{1 + (0.7773)^2 - 2 (0.7773) \cos \angle 57.2153}$$

$$= \frac{50 - 30.2098 + 77.73 j (0.653485)}{1 + 0.6042 - 1.5546 (0.8418)}$$

$$= \frac{19.7902 + 65.3485 j}{0.7624}$$

$$Z_{in} = 25.9578 + j 85.7142 \quad (3.1.2)$$

หา $Z_{N(\text{load})}$ จาก Γ_L

$$Z_{in} = \frac{50 - 50 (0.5661)^2 + j 100 (0.566) \sin \angle -8.2222}{1 + (0.5661)^2 - (0.5661) \cos \angle -8.2222}$$

$$= \frac{50 - 16.0235 - 800959 j}{(1.3205 - 1.1206)}$$

$$Z_{in} = 169.96 - j 40.4997 \quad (3.1.3)$$

เมื่อนำค่าที่ได้จาก สมการ (3.1.2) กับ (3.1.3) มา normalization กับ Z_0 จะได้

$$Z_s (\text{normalization}) = \frac{25.9578 + j 85.7142}{75}$$

$$= 0.3461 + j 1.1429$$

$$Z_L (\text{normalization}) = \frac{169.96 - j 40.4997}{75}$$

$$75$$

$$= 2.2661 - j 0.5399$$

เพราะฉะนั้น เราจะสามารถหา Y (admittance) ได้ จาก $1/Z$

$$Y_s (\text{normalization}) = 0.003236 - j 0.010686 \quad (3.1.4)$$

$$Y_L (\text{normalization}) = 0.0055676 + j 0.0013267 \quad (3.1.5)$$

ทำการ matching โดยวิธีการ quarter wavelength ($\lambda/4$)

จาก Y_S ในสมการที่ (3.1.4) และ Y_L จากสมการที่ (3.1.5) จะได้

$$\operatorname{Re}(Y_S) = 0.003236$$

จะได้

$$\operatorname{Re}(Z_S) = 309.0235$$

ในการทำงานเดียวกันจะได้ว่า

$$\operatorname{Re}(Z_L) = 179.6106$$

ทำการ matching จาก อิมพีแดนซ์ 75 Ω ไป สู่ อิมพีแดนซ์ 75 Ω โดยหา ZO ของไมโครสตริปจาก

$$Z_0(\lambda/4) = \sqrt{Z_1 Z_2} \quad (3.1.6)$$

แทนค่าที่ได้ ลงในสมการ (3.1.6)

$$Z_0(\text{source}) = \sqrt{(309.0235)(50)} = 124.30276 \Omega$$

$$Z_0(\text{load}) = \sqrt{(179.6106)(50)} = 94.76566 \Omega$$

เมื่อนำค่าที่ Z_0 ได้ไปคำนวณในโปรแกรม จะให้ค่าดังนี้

$$Z_0(\text{source}) = 124.30276 \Omega$$

$$W = 3.949611 \text{ (mm)}$$

$$\text{EFF Wavelength} = 18.40028 \text{ (mm)}$$

จะได้เส้นไมโครสตริปดังรูปที่ 3.1.1

4.60071 mm



0.3949611 mm

รูปที่ 3.1.1 ขนาดของไมโครสตริปด้าน Source

ในการทำงานเดียวกันจะได้ว่า

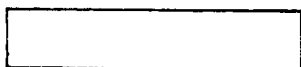
$$Z_0(\text{load}) = 94.76566 \Omega$$

$$W = 0.7652311 \text{ mm}$$

$$\text{EFF Wavelength} = 0.76523311 \text{ (mm)}$$

จะได้เส้นไมโครสตริปดังรูปที่ 3.1.2

4.542926 mm



0.7652331 mm

รูปที่ 3.1.2 ขนาดของ ไมโครสตริปด้าน Load

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ในส่วนที่เป็น matching stub นั้น สามารถหาได้จาก นำส่วนที่เป็น จำนวนจินตภาพของ Y_S และ Y_L
ไม่ว่าการณ์ใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมีเหตุดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2 การออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ความถี่ 10 GHz

เราเลือกใช้ทรานซิสเตอร์เบอร์ 2SK571

$$S_{11} = 0.457 \angle 169$$

$$S_{12} = 0.146 \angle -3$$

$$S_{21} = 1.709 \angle 6$$

$$S_{22} = 0.561 \angle -112$$

แปลงเป็น S-parameter CG $V_{CC} = 3 \text{ V}$ $I_C = 10 \text{ mA}$

$$S_{11} = 1.1547 \angle -129.97$$

$$S_{12} = 6.92 \angle -139.61$$

$$S_{21} = 1.58 \angle 38.91$$

$$S_{22} = 5.75 \angle 72.75$$

$$k = 1.137$$

ใส่ Feedback ($L_G = 1 \text{ nH}$) จะได้ว่า

$$S_{11} = 0.358 \angle -138.16$$

$$S_{12} = 1.547 \angle 127.44$$

$$S_{21} = 1.28 \angle 17.12$$

$$S_{22} = 1.6 \angle -0.169$$

$$K = 1.137$$

เลือก $\Gamma_L = 0 \angle 0$

จะได้ว่า $S_{11} = 0.358 \angle -138.16$

$$\Gamma_S = 2.793 \angle 138.16$$

$$= -2.0809 + 1.8632j$$

ดังนั้น $X_L = 1.8632$

ในการออกแบบเราให้ขา Source เป็น เอคต์พุท ที่ขา Source จะคำนวณความยาวได้ดังนี้
ที่ขา Source ใช้ open circuit

$$\begin{aligned} jZ_0 \cot(\beta l) &= 1.8632 \\ &= 5.40 \text{ mm.} \end{aligned}$$

คิด gate short ลงกราวด์ จะคำนวณหาความยาวได้ดังนี้

$$\begin{aligned} jZ_0 \cot(\beta l) &= X_L \\ &= 0.04 \text{ mm.} \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการออกแบบเราจะเห็นได้ว่า ขา gate มีความยาวน้อยมากจึงต้องออกแบบให้ลายทองแดงมีความกว้างเท่ากับความกว้างของ ขา FET ส่วนความยาวออกแบบให้เหมาะสมกับไดโอดทรินคที่นำมาวางเพื่อหาตำแหน่งของ coupling ที่เหมาะสม

```

x1=0.561
y1=-111.99
x2=2.4657
y2=46.425
x3=0.146
y3=-2.999
x4=0.457
y4=169
P=3.1415926
a=x1(Cos[y1*P/180]+Sin[y1*P/180]*I)
b=x2(Cos[y2*P/180]+Sin[y2*P/180]*I)
c=x3(Cos[y3*P/180]+Sin[y3*P/180]*I)
d=x4(Cos[y4*P/180]+Sin[y4*P/180]*I)

s=a-(b*c)/(1+d)
0.561
-111.99
2.4657
46.425
0.146
-2.999
0.457
169
3.1415926
-0.210063 - 0.520187 I
1.69962 + 1.78633 I
0.1458 - 0.0076385 I
-0.448604 + 0.0871997 I
-0.741895 - 0.884878 I

```

ผลการคำนวณ S-parameter แบบ CS เป็น CG ได้ผล S_{11} ใหม่ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

x1=1.357
y1=-111.13
x2=2.4657
y2=46.425
x3=1.305
y3=-3.495
x4=0.457
y4=169
P=3.1415926
a=x1(Cos[y1*P/180]+Sin[y1*P/180]*I)
b=x2(Cos[y2*P/180]+Sin[y2*P/180]*I)
c=x3(Cos[y3*P/180]+Sin[y3*P/180]*I)
d=x4(Cos[y4*P/180]+Sin[y4*P/180]*I)

s=a-(b*c)/(1+d)
1.357
-111.13
2.4657
46.425
1.305
-3.495
0.457
169
3.1415926
-0.489178 - 1.26576 I
1.69962 + 1.78633 I
1.30257 - 0.0795547 I
-0.448604 + 0.0871997 I
-5.27092 - 4.48423 I

```

ผลการคำนวณ S-parameter แบบ CS เป็น CG ได้ผล S_{12} ใหม่ดังนี้

```

x1=1.188
y1=26.37
x2=1.89
y2=-97.63
x3=0.146
y3=-2.999
x4=0.457
y4=169
P=3.1415926
a=x1(Cos[y1*P/180]+Sin[y1*P/180]*I)
b=x2(Cos[y2*P/180]+Sin[y2*P/180]*I)
c=x3(Cos[y3*P/180]+Sin[y3*P/180]*I)
d=x4(Cos[y4*P/180]+Sin[y4*P/180]*I)

s=a-(b*c)/(1+d)
1.188
26.37
1.89
-97.63
0.146
-2.999
0.457
169
3.1415926
1.06438 + 0.527669 I
-0.250945 - 1.87327 I
0.1458 - 0.0076385 I
-0.448604 + 0.0871997 I
1.23032 + 0.993279 I

```

ผลการคำนวณ S-parameter แบบ CS เป็น CG ได้ผล S_{21} ใหม่ดังนี้

```

x1=1.358
y1=82.10
x2=1.89
y2=-97.63
x3=1.305
y3=-3.495
x4=0.457
y4=169
P=3.1415926
a=x1(Cos[y1*P/180]+Sin[y1*P/180]*I)
b=x2(Cos[y2*P/180]+Sin[y2*P/180]*I)
c=x3(Cos[y3*P/180]+Sin[y3*P/180]*I)
d=x4(Cos[y4*P/180]+Sin[y4*P/180]*I)

s=a-(b*c)/(1+d)
1.358
82.1
1.89
-97.63
1.305
-3.495
0.457
169
3.1415926
0.18665 + 1.34511 I
-0.250945 - 1.87327 I
1.30257 - 0.0795547 I
-0.448604 + 0.0871997 I
1.70584 + 5.4939 I

```

ผลการคำนวณ S-parameter แบบ CS เป็น CG ได้ผล S_{22} ใหม่ดังนี้

ผลการคำนวณ S parameter หลังจากเพิ่มค่า $L = 1$ mH ที่ขา gate ได้ผลการคำนวณ

S parameter ใหม่ดังนี้

```
In[1]:=
zz=1.256637i
a=3.45917-7.72189+zz
b=2.47405-9.55745i+zz
c=-19.1305+3.34808i+zz
d=-23.7978+7.89815i+zz
```

```
Out[1]=
1.256637 i
```

```
Out[2]=
-4.26272 + 1.256637 i
```

```
Out[3]=
2.47405 - 8.30081 i
```

```
Out[4]=
-19.1305 + 4.60472 i
```

```
Out[5]=
-23.7978 + 9.15479 i
```

```
In[6]:=
```

```
x1=4.444
y1=163.57
x2=8.66
y2=-73.40
x3=25.49
y3=158.95
x4=29.80
y4=142.97
P=3.1415926
```

```
z1=x1 (Cos [y1*P/180]+Sin [y1*P/180]*I)
z2=x2 (Cos [y2*P/180]+Sin [y2*P/180]*I)
z3=x3 (Cos [y3*P/180]+Sin [y3*P/180]*I)
z4=x4 (Cos [y4*P/180]+Sin [y4*P/180]*I)
```

```
s1=(( (z1-1) (z4+1)) - (z2*z3)) / (( (z1+1) (z4+1)) - (z2*z3))
s2=2*z2 / (( (z1+1) (z4+1)) - (z2*z3))
s3=2*z3 / (( (z1+1) (z4+1)) - (z2*z3))
s4=(( (z1+1) (z4-1)) - (z2*z3)) / (( (z1+1) (z4+1)) - (z2*z3))
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Out[6]=
 4.444
 Out[7]=
 163.57
 Out[8]=
 8.66
 Out[9]=
 -73.4
 Out[10]=
 25.49
 Out[11]=
 158.95
 Out[12]=
 29.8
 Out[13]=
 142.97
 Out[14]=
 3.1415926
 Out[15]=
 -4.26253 + 1.25696 I
 Out[16]=
 2.47406 - 8.29907 I
 Out[17]=
 -23.789 + 9.15556 I
 Out[18]=
 -23.7899 + 17.9465 I
 Out[19]=
 1.13187 + 0.133458 I
 Out[20]=
 0.0551322 + 0.00988306 I
 Out[21]=
 -0.0760927 - 0.146253 I
 Out[22]=
 1.01044 + 0.0200569 I



รูปที่ 3.2 ลายวงจรของวงจรแอมพลิไฟด์เฮอร์



รูปที่ 3.3 ลายวงจรของวงจรออสซิลเลเตอร์



รูปที่ 3.4 ลายวงจรของวงจรมิกเซอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

การคำนวณ และผลการทดลอง

ผลการทดลองวงจรแอมพลิไฟเออร์

จากการออกแบบวงจรแอมพลิไฟเออร์ที่ 3 มาแล้วนั้น ก็มาทำการทดลองกับเครื่องมือวัดต่างๆดัง

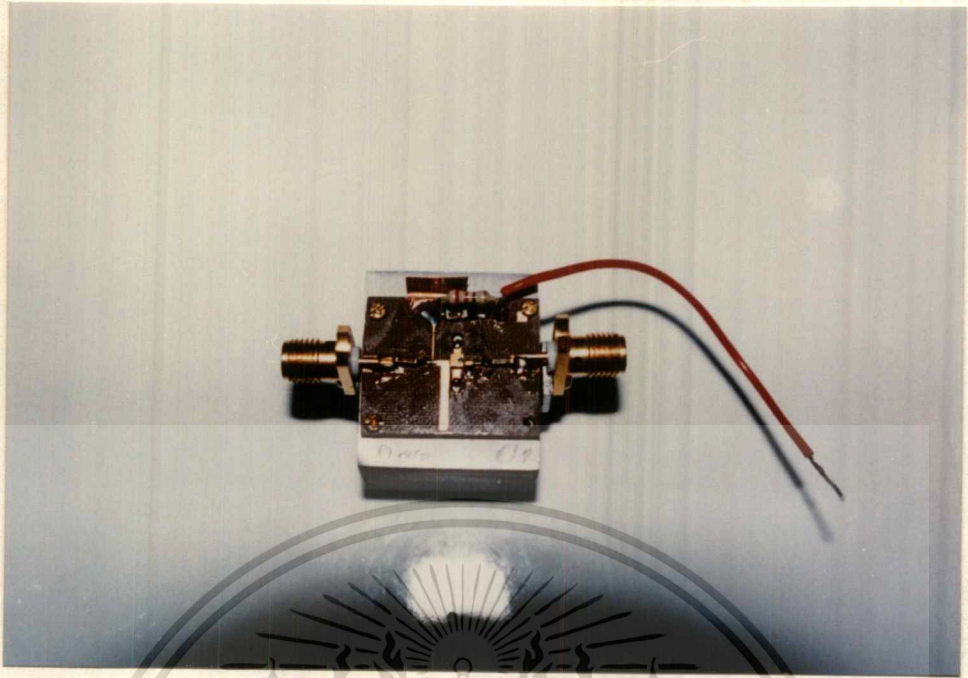
- | | |
|-------------------------------|-----------|
| 1. เพาเวอร์ซัพพลาย | 1 เครื่อง |
| 2. สเปคตรัมอานาไลซ์เซอร์ | 1 เครื่อง |
| 3. ชิกแนลเจนเนอเรเตอร์ 12 GHz | 1 เครื่อง |

ขั้นตอนการทดลอง

1. ใช้เพาเวอร์ซัพพลายเป็นตัวป้อนไบอัส 3.1 V 60 mA ให้กับวงจรแอมพลิไฟเออร์
2. ใช้ชิกแนลเจนเนอเรเตอร์ป้อนความถี่ที่ค่าต่างๆกัน ไปยังอินพุทของวงจร (ที่ขาเกต)
3. ใช้สเปคตรัมอานาไลซ์เซอร์วัดสัญญาณที่ออก จากเอาต์พุตดังตารางผลการทดลอง

ความถี่ (f ; Ghz)	เพาเวอร์อินพุท (dBm)	เพาเวอร์เอาต์พุท (dBm)
12.147	-37	-32
12.199	-37	-35
12.248	-37	-30
12.298	-37	-27
12.348	-40	-35
12.400	-40	-30

รูปที่ 4.1 ตารางผลการทดลองวงจรแอมพลิไฟเออร์



รูปที่ 4.2 แสดงวงจรจริงของวงจรแอมพลิไฟเออร์

ผลการทดลองวงจรออสซิลเลเตอร์

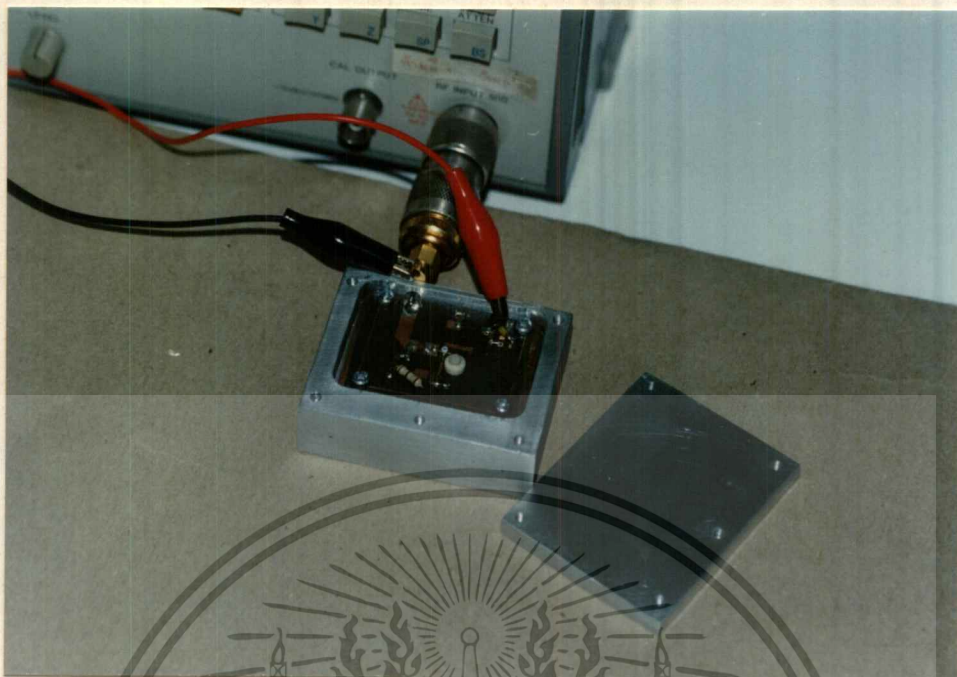
การทดลองวงจรออสซิลเลเตอร์นั้น เมื่อเราป้อนเพอร์เวอร์ซัพพลายที่ 3.0 V กระแสตกคร่อมที่ตัวเฟท

(FET) ประมาณ 30 mA เมื่อดูสัญญาณที่สเปคตรัมอนาไลซ์เซอร์ ได้ความถี่ออกมาดังรูป 4.3



รูปที่ 4.3 แสดงเครื่องมือวัดที่ใช้ในการทดลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



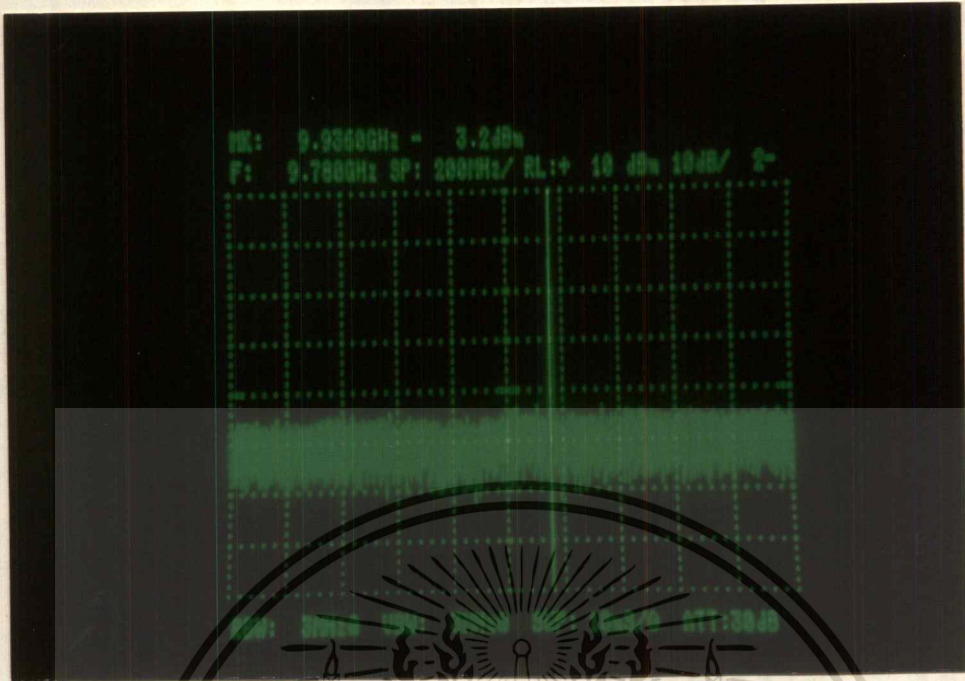
รูปที่ 4.4 รูปวงจรออสซิลเลเตอร์ขณะทำการวัด



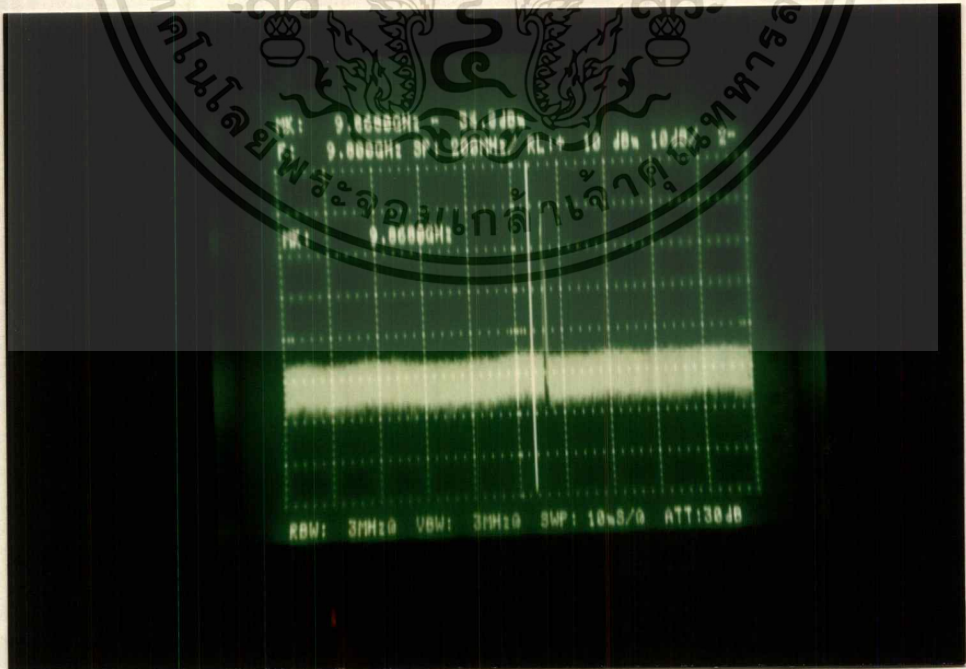
รูปที่ 4.5 รูปแสดงผลการทดลองของวงจรออสซิลเลเตอร์

รูปที่ 4.5 แสดงผลการทดลองวัดค่าความถี่ได้ 9.93 GHz และได้เพาเวอร์เท่ากับ -3.2 dBm ดังแสดง
ในรูปที่ 4.6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.6 แสดงค่าเพาเวอร์ของวงจรรอซิลิเลเตอร์

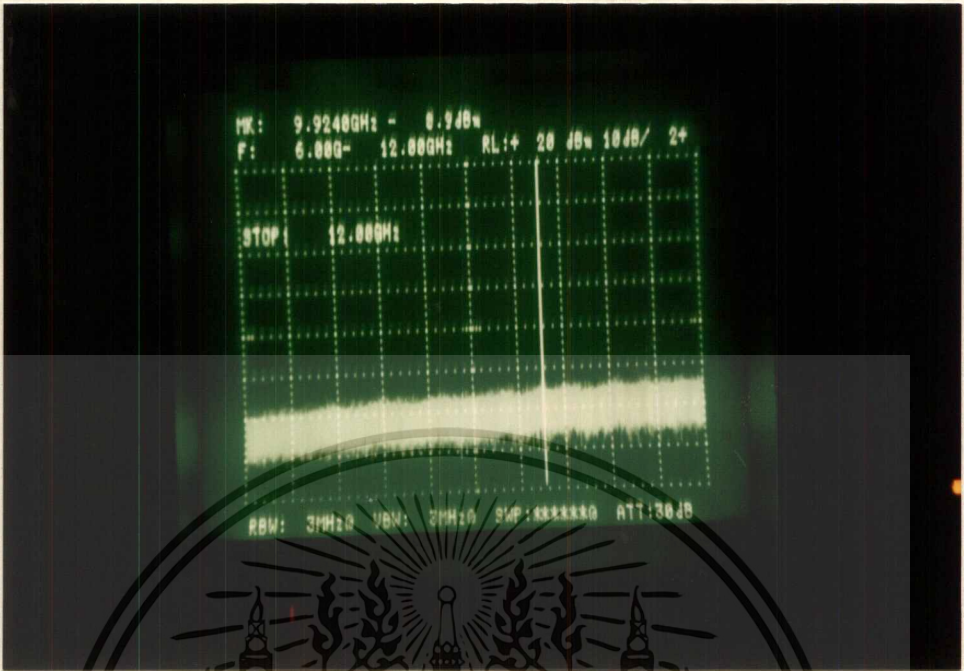


รูปที่ 4.7 รูปแสดงผลการทดลองของวงจรรอซิลิเลเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

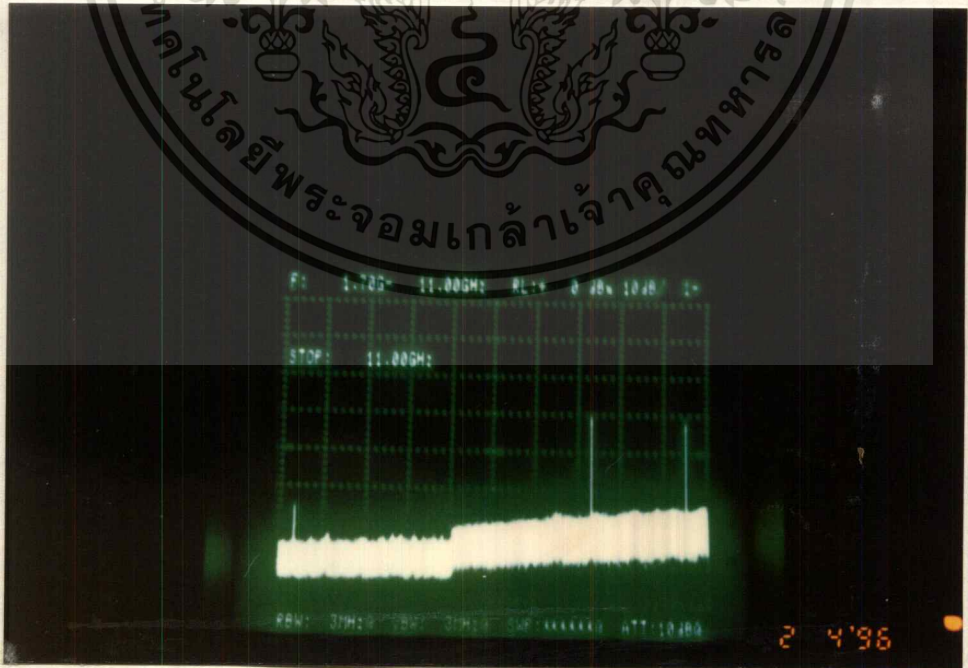
รูปที่ 4.7 แสดงผลการทดลองวัดค่าความถี่ได้ 9.92 GHz และได้เพาเวอร์เท่ากับ -0.9 dBm ดังแสดง

ในรูปที่ 4.8



รูปที่ 4.8 แสดงค่าเพาเวอร์ของวงจรถอดสปีดเลเตอร์

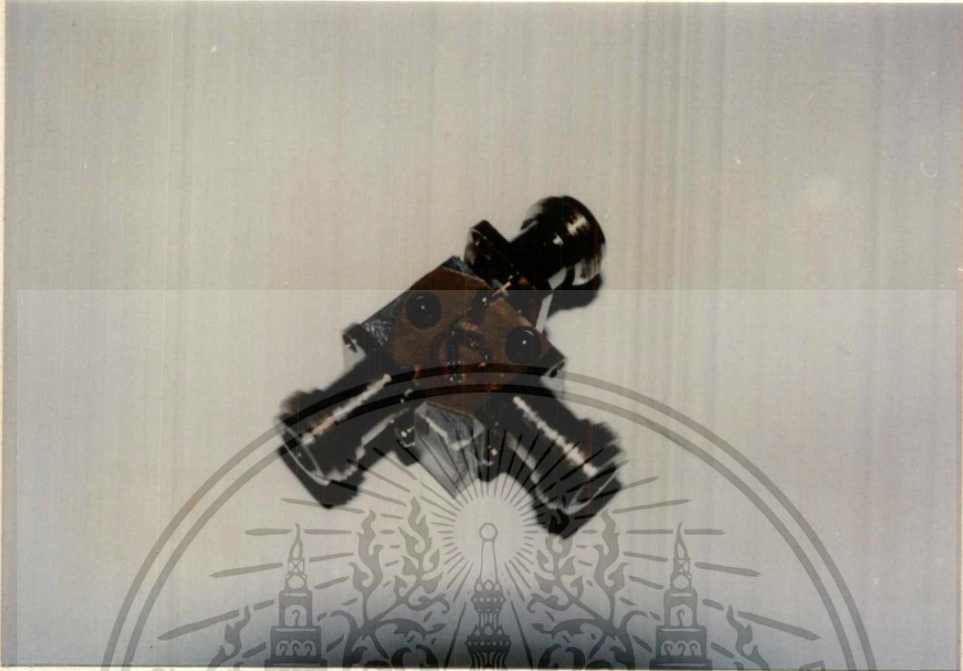
ผลการทดลองวงจรมิกซ์เซอร์



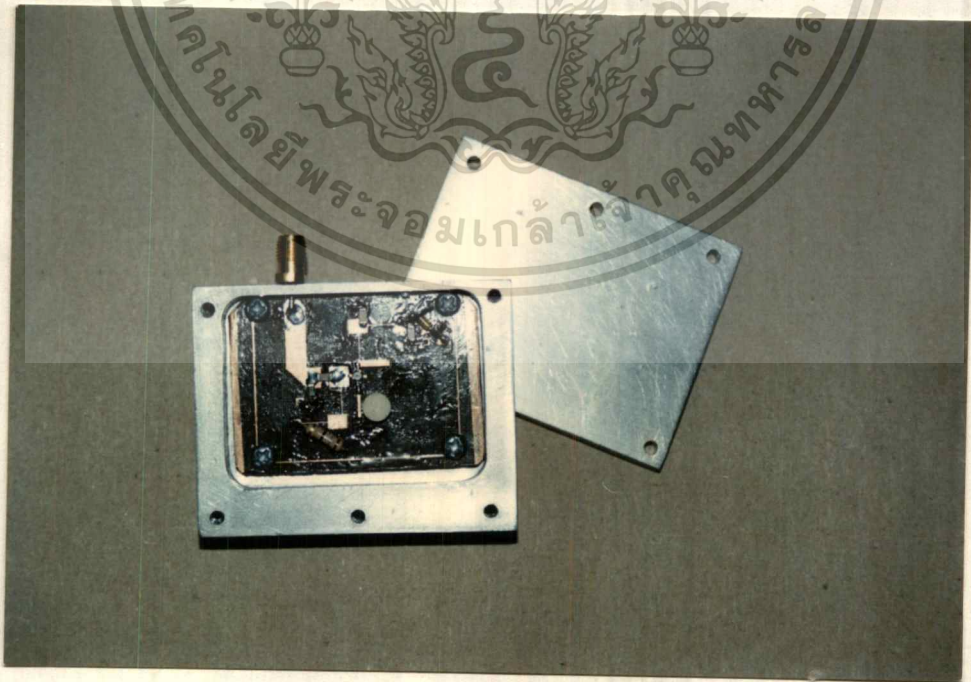
รูปที่ 4.9 ผลการทดลองวงจรมิกซ์เซอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.9 แสดงค่าผลการทดลองเมื่อป้อนความถี่ 12 GHz กับความถี่ 10 GHz ได้ความถี่ออกมาจากเอาต์พุทของวงจรถอดสปีดเลเตอร์ เท่ากับ 2 GHz แต่ได้ค่าพลังงานออกมาน้อย



รูปที่ 4.10 แสดงรูปวงจรกิจของวงจรมิกเซอร์



รูปที่ 4.11 รูปแสดงวงจรกิจของวงจรถอดสปีดเลเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

บทสรุป และบทวิจารณ์

สรุปผลการทดลอง

ในส่วนของวงจรแอมพลิไฟเออร์ นั้น สามารถทำให้มีเกนขยายออกมาได้เป็นที่น่าพอใจ แต่ก็มีแบนด์วิธแคบ คือมีเพียงแค่ประมาณ 200 MHz ซึ่งก็ยังไม่สามารถใช้งานจริงได้ในทางปฏิบัติ ทั้งนี้ในส่วนของวงจรแอมพลิไฟเออร์นั้นเกิดจากความผิดพลาดต่างๆซึ่งจะได้ทำการกล่าวต่อไปในบทวิจารณ์

ส่วนในวงจรออสซิลเลเตอร์นั้น ในขั้นแรกที่ทดลองได้ความถี่ออกมาอยู่ในย่านความถี่ประมาณ 4.6 GHz ซึ่งไม่สามารถใช้งานได้จริงในทางปฏิบัติ เนื่องจากมีข้อผิดพลาด จึงได้ศึกษา และนำมาทำการพัฒนาใหม่ซึ่งในการทดลองครั้งใหม่นี้สามารถสร้างควมถี่ออกมาอยู่ในย่านประมาณ 9.93 GHz ซึ่งใกล้เคียงกับที่ได้ทำการคำนวณไว้คือ 10 GHz

และในวงจรสุดท้ายคือวงจรมิกเซอร์ ได้ใช้ซิกแนลเจนเนอเรเตอร์มาช่วยสร้างความถี่เพื่อใช้ในการทดสอบวงจรมิกเซอร์ ซึ่งผลการทดลองนั้นสัญญาณที่ออกมาจากวงจรมิกเซอร์นั้นได้ความถี่ออกมดั่งที่คำนวณไว้ แต่มีค่าลดทอนมากเกินไปจึงได้พลังงานออกมาน้อยเมื่อเทียบกับสัญญาณที่ป้อนเข้าไป

บทวิจารณ์

ในการออกแบบวงจร LNB ที่ย่าน เค- ยู แบนด์นั้น จะต้องมีความละเอียดในทุกขั้นตอน เนื่องจาก ในย่าน เค - ยู แบนด์นั้นมีความถี่อยู่ในช่วงประมาณ 12 GHz จึงทำให้อุปกรณ์ที่ใช้ในวงจร มีขนาดเล็กลงไปกว่าในย่านความถี่ต่ำ รวมไปถึงขนาดของเส้นไมโครสตริปก็เล็กลงไปด้วย ดังนั้นใน การทดลอง จึงมีผลการทดลองที่ผิดพลาด ซึ่งพอจะแจกแจงออกเป็นข้อผิดพลาดต่างๆที่พบในขณะที่ทำการทดลองได้ดังนี้

1. เริ่มจากขั้นตอนแรกที่เรากำหนดค่าต่างๆจาก ข้อมูลของ FET ที่เราต้องการนำมาใช้ จะได้ตัวเลขที่ศนิยมหลายตำแหน่ง จึงทำให้ต้องทำการปัดศนิยมขึ้น
2. ความหนาของแผ่น PCB นั้น ในการคำนวณต้องใช้ความหนาตรงส่วนที่เป็นไดอิเล็กทริกเท่านั้น ไม่รวมขนาดของแผ่นทองแดงที่เคลือบไดอิเล็กทริกอยู่ แต่แผ่นที่ใช้ในการทดลองนั้น มิได้เป็นการซื้อแผ่นใหม่ซึ่งมีราคาสูงมาก และไม่มีควมจำเป็นที่จะต้องใช้ในปริมาณมาก จึงใช้แผ่น PCB ที่มีอยู่ในห้องทดลองทำการทดลอง จึงใช้ความหนาทั้งหมดซึ่งรวมความหนาของแผ่นทองแดงเอาไว้ด้วย เพราะไม่สามารถวัดเฉพาะความหนาตรงแกนกลางได้
3. ขั้นตอนในการฉายแสงนั้น ก็มีปัญหาเนื่องจากเส้นลวดวงจรมีขนาดเล็ก จึงทำให้ลายทองแดงขาดได้ง่าย
4. ในขั้นตอนการกัดแผ่นปริ้นนั้นต้องใช้ความชำนาญ และมีประสบการณ์มาก จึงจะทำให้ลายมีความคมมากซึ่งจะทำให้มีค่าผิดพลาดน้อยลง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คณะผู้จัดทำหวังว่าผู้ที่สนใจในเรื่องของ LNB คงได้รับประโยชน์จากปริญญานิพนธ์นี้ไม่มากนัก และหวังว่าผลการทดลอง และข้อผิดพลาดของปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ คงจะมีประโยชน์ในการพัฒนา LNB ที่มีประสิทธิภาพมากขึ้นต่อไปในอนาคต



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาคผนวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก 1

โปรแกรมภาษาเบสิกช่วยในการคำนวณค่าต่างๆ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

5  PI = 3.1415926535
7  NUT = 0.4342945
10 REM This programme is called AMP
20 REM This programme allows a complete amplifier to be designed
30 REM @% = 131850
40 CLS
50 REM MODE 128
60 REM VDU 19. 1. 0. 0. 0. 0
70 REM VDU 19. 2. 2. 0. 0. 0
80 PRINT
90 PRINT " *****"
100 PRINT " * "
110 PRINT " * HIGH-FREQUENCY AMPLIFIER DESIGN * "
120 PRINT " * ----- * "
130 PRINT " * "
140 PRINT " * 1.stability calculations * "
150 PRINT " * 2.matching calculations * "
160 PRINT " * 3.microship calculations * "
180 PRINT " * "
190 PRINT " * ----- * "
200 PRINT " * "
210 PRINT " *****"
380 PRINT
390 PRINT
400 PRINT " PLEASE TYPE YOUR CHOICE NUMBER 1,2 OR 3"
410 PRINT
420 INPUT " TYPE '0'(ZERO) TO END THE PROGRAMME ", KC
430 IF KC = 1 GOTO 500
440 IF KC = 2 GOTO 3300
450 IF KC = 3 GOTO 4180
470 IF KC = 0 GOTO 4790
480 IF KC <> 0 OR KC <> 1 OR KC <> 2 OR KC <> 3 OR KC <> 4 THEN GOTO 60
490 IF KC = AS THEN GOTO 60
500 CLS
510 REM MODE 128
520 REM VDU 19. 1. 0. 0. 0. 0
530 REM VDU 19. 2. 2. 0. 0. 0
540 PRINT " "
550 PRINT " * Programme No. 1 calculates the * "
560 PRINT " * stability factor * "
570 PRINT " * "
580 PRINT " * Values of four parameters S11 * "
590 PRINT " * S12,S21,S22 should be known * "
600 PRINT " * before running the program. * "
610 PRINT " * Input magnitude & angle (degrees) * "
620 PRINT " * respectively.e.g. as 0.123,-45.2 * "
630 PRINT " * If you made a mistake,you are * "
640 PRINT " * given another chance to correct * "
650 PRINT " "
660 PRINT " PRESS ANY KEY TO CONTINUE"
670 PRINT " ====="
680 AS = INPUT$(1)
690 IF AS = "0" GOTO 700
700 CLS
710 REM VDU 19. 1. 0. 0. 0. 0
720 REM VDU 19. 2. 2. 0. 0. 0
730 PRINT " "
740 PRINT " INPUT : MAGNITUDE . ANGLE (DEGREES)"
750 PRINT " -----"
760 PRINT " "
770 INPUT " INPUT S11? ", M11, A11
780 PRINT
790 INPUT " INPUT S12? ", M12, A12
800 PRINT
810 INPUT " INPUT S21? ", M21, A21
820 PRINT
830 INPUT " INPUT S22? ", M22, A22
840 PRINT " "
850 PRINT " BEFORE WE CARRY ON PLEASE"
860 PRINT
870 PRINT " CHECK THE DATA AGAIN,IF "
880 PRINT
890 PRINT " THEY ARE CORRECT TYPE Y "
900 PRINT
910 PRINT " OTHERWISE TYPE N "
920 BS = INPUT$(1): IF BS = " " GOTO 920 ELSE IF BS = "Y" GOTO 1290 ELSE GOTO 930
930 CLS
940 PRINT " "
950 PRINT " (MOD.) (ANGLE)"
960 PRINT
970 PRINT " 1.S11 ": M11: " ": A11
980 PRINT " 2.S12 ": M12: " ": A12
990 PRINT " 3.S21 ": M21: " ": A21
1000 PRINT " 4.S22 ": M22: " ": A22

```

เอกสารนี้เป็นทรัพย์สินของสำนักงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าในรูปแบบใดก็ตาม หากมีข้อผิดพลาดประการใด ขออภัยเป็นอย่างสูง และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

1040 PRINT "*****"
1050 PRINT " INPUT LINE NUMBER TO CHANGE OR "
1060 PRINT
1070 INPUT " '0' (ZERO) TO CONTINUE.          ", NO
1080 IF NO = 0 GOTO 1290
1090 IF NO = 1 GOTO 1130
1100 IF NO = 2 GOTO 1170
1110 IF NO = 3 GOTO 1210
1120 IF NO = 4 GOTO 1250
1130 CLS
1140 PRINT "*****"
1150 INPUT " INPUT S11? ", M11, A11
1160 GOTO 930
1170 CLS
1180 PRINT "*****"
1190 INPUT " INPUT S12? ", M12, A12
1200 GOTO 930
1210 CLS
1220 PRINT "*****"
1230 INPUT " INPUT S21? ", M21, A21
1240 GOTO 930
1250 CLS
1260 PRINT "*****"
1270 INPUT " INPUT S22? ", M22, A22
1280 GOTO 930
1290 R11 = M11 * COS(A11 * PI / 180)
1300 I11 = M11 * SIN(A11 * PI / 180)
1310 R12 = M12 * COS(A12 * PI / 180)
1320 I12 = M12 * SIN(A12 * PI / 180)
1330 R21 = M21 * COS(A21 * PI / 180)
1340 I21 = M21 * SIN(A21 * PI / 180)
1350 R22 = M22 * COS(A22 * PI / 180)
1360 I22 = M22 * SIN(A22 * PI / 180)
1370 CLS
1380 PRINT
1390 PRINT "          DATA GIVEN IN POLAR FORM"
1400 PRINT "-----"
1420 PRINT TAB(9); "S11"; TAB(16); "S12"; TAB(23); "s21"; TAB(30); "s22"
1430 PRINT
1440 PRINT TAB(1); "MOD. "; TAB(9); M11; TAB(16); M12; TAB(23); M21; TAB(30); M22
1450 PRINT
1460 PRINT TAB(1); "ANGLE"; TAB(9); A11; TAB(16); A12; TAB(23); A21; TAB(30); A22
1480 PRINT
1490 PRINT "          CHANGING TO RECTANGULAR FORM"
1500 PRINT "-----"
1520 PRINT TAB(9); "S11"; TAB(16); "S12"; TAB(23); "s21"; TAB(30); "s22"
1530 PRINT
1540 PRINT TAB(1); "REAL "; TAB(9); R11; TAB(16); R12; TAB(23); R21; TAB(30); R22
1550 PRINT
1560 PRINT TAB(1); "IMAG."; TAB(9); I11; TAB(16); I12; TAB(23); I21; TAB(30); I22
1570 PRINT "*****"
1580 PRINT " PRESS ANY KEY TO CONTINUE PRINTING "
1590 AS = INPUT$(1)
1600 IF AS = "0" GOTO 1610
1610 CLS
1620 A = R11 * R22
1630 B = (I11 * I22) * (-1)
1640 C = I11 * R22
1650 D11 = I22 * R11
1660 X = A + B
1670 Y = C + D11
1680 PRINT
1690 PRINT "S11S22 = "; X; " (REAL) "; Y; " (IMAG.)"
1700 PRINT
1710 A1 = R21 * R12
1720 B11 = (I21 * I12) * (-1)
1730 C1 = R21 * I12
1740 D1 = I21 * R12
1750 X11 = A1 + B11
1760 Y11 = C1 + D1
1770 PRINT "S21S12 = "; X11; " (REAL) "; Y11; " (IMAG.)"
1780 Z = X - X11
1790 Z1 = Y - Y11
1800 MT = (Z ^ 2 + Z1 ^ 2) ^ .5
1810 AT1 = ATN(Z1 / Z)
1820 AT = AT1 * (180 / PI)
1830 PRINT
1840 PRINT "DELTA = "; MT; " (MOD.) "; AT; " (ANGLE)"
1850 K1 = 1 + (MT) ^ 2 - (M11) ^ 2 - (M22) ^ 2
1860 K2 = 2 * M12 * M21
1870 K = K1 / K2
1880 PRINT
1890 PRINT "          K = "; K
1900 B1 = 1 + M11 ^ 2 - M22 ^ 2 - MT ^ 2
1910 B2 = 1 + M22 ^ 2 - M11 ^ 2 - MT ^ 2
1920 PRINT

```

เอกสารนี้เป็นลิขสิทธิ์ของกรมส่งเสริมการค้าระหว่างประเทศ กระทรวงพาณิชย์
 ไม่อนุญาตให้นำไปทำซ้ำหรือเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตจากกรมส่งเสริมการค้าระหว่างประเทศ
 ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ในงานอื่นโดยไม่ได้รับอนุญาตจากกรมส่งเสริมการค้าระหว่างประเทศ
 ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ในงานอื่นโดยไม่ได้รับอนุญาตจากกรมส่งเสริมการค้าระหว่างประเทศ

```

1930 PRINT "          B1 = "; B1
1940 PRINT
1950 PRINT "          B2 = "; B2
1960 E = R11 - Z * R22 - Z1 * I22
1970 F = I11 + Z * I22 - Z1 * R22
1980 MC1 = (E ^ 2 + F ^ 2) ^ .5
1990 AC = ATN(F / E)
2000 AC1 = AC * 180 / PI
2010 IF K < 1 GOTO 2040
2020 PRINT
2030 PRINT "C1 = "; MC1; " (MAG.) "; AC1; " (ANG.)"
2040 E1 = R22 - Z * R11 - Z1 * I11
2050 F1 = I22 + Z * I11 - Z1 * R11
2060 MC2 = (E1 ^ 2 + F1 ^ 2) ^ .5
2070 AC3 = ATN(F1 / E1)
2080 AC2 = AC3 * 180 / PI
2090 IF K < 1 GOTO 2120
2100 PRINT
2110 PRINT " C2 = "; MC2; " (MAG.) "; AC2; " (ANG.)"
2120 IF K < 1 GOTO 2380
2130 MA0 = (M21 / M12) * (K - (K ^ 2 - 1) ^ .5)
2140 MAG = 10 * LOG(MA0) * NUT
2150 P = (B1 - (B1 ^ 2 - 4 * MC1 ^ 2) ^ .5) / (2 * MC1 ^ 2)
2160 P1 = P * E
2170 P2 = -P * F
2180 MRSM = (P1 ^ 2 + P2 ^ 2) ^ .5
2190 ARS = ATN(P2 / P1)
2200 ARSM = ARS * 180 / PI
2210 PRINT
2220 PRINT " RSM = "; MRSM; " (MAG.) "; ARSM; " (ANG.)"
2230 P3 = (B2 - (B2 ^ 2 - 4 * MC2 ^ 2) ^ .5) / (2 * MC2 ^ 2)
2240 P4 = P3 * E1
2250 P5 = P3 * (-F1)
2260 MRLM = (P4 ^ 2 + P5 ^ 2) ^ .5
2270 ARL = ATN(P5 / P4)
2280 ARLM = ARL * 180 / PI
2290 PRINT
2300 PRINT " RLM = "; MRLM; " (MAG.) "; ARLM; " (ANG.)"
2310 PRINT
2320 PRINT " MAG = "; MAG; " (DB)"
2330 PRINT "*****"
2340 PRINT " DO YOU WISH TO RUN "
2350 INPUT " PROGRAM 1 AGAIN (Y/N) ", AS
2360 IF AS = "Y" GOTO 500
2370 GOTO 40
2380 MS0 = M21 / M12
2390 MSG = LOG(MS0) * 10 * NUT
2400 PRINT
2410 PRINT " MSG = "; MSG; " (DB)"
2420 g1 = MT ^ 2 - M11 ^ 2
2430 G2 = g1 ^ 2
2440 g = G2 ^ .5
2450 E2 = (R22 * Z + I22 * Z1 - R11) / g1
2460 F2 = (I11 + I22 * Z - R22 * Z1) / g1
2470 MCS = (E2 ^ 2 + F2 ^ 2) ^ .5
2480 AC1 = ATN(F2 / E2)
2490 AB = (AC1) * 180 / PI
2500 PRINT
2510 PRINT " Cs = "; MCS; " (MAG.) "; AB; " (ANG.)"
2520 MRS = (M12 * M21) / g
2530 PRINT
2540 PRINT " RS = "; MRS; " (MAG.)"
2550 H1 = MT ^ 2 - M22 ^ 2
2560 H2 = H1 ^ 2
2570 H3 = H2 ^ .5
2580 E3 = (R11 * Z + I11 * Z1 - R22) / H1
2590 F3 = (I22 + I11 * Z - R11 * Z1) / H1
2600 MCL = (E3 ^ 2 + F3 ^ 2) ^ .5
2610 AL = ATN(F3 / E3)
2620 ACL = AL * 180 / PI
2630 PRINT
2640 PRINT " CL = "; MCL; " (MAG.) "; ACL; " (ANG.)"
2650 MRL = (M21 * M12) / H3
2660 PRINT
2670 PRINT " RL = "; MRL; " (MAG.)"
2680 PRINT
2690 PRINT " PRESS ANY KEY TO CONTINUE"
2700 AS = INPUT$(1)
2710 IF AS = "0" GOTO 2720
2720 CLS
2730 PRINT "*****"
2740 INPUT "กำลังส่งที่ต้องการใช้แทน ไม่นุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่าในกรณีใดๆทั้งสิ้นห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้" , g
2750 PRINT "*****"
2760 g1 = g / 10
2770 GP = (10 ^ g1) / (M21 ^ 2)
2780 V = 1 + GP * (M22 ^ 2 - MT ^ 2)

```

เอกสารนี้เป็นทรัพย์สินของทางราชการสงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่าในกรณีใดๆทั้งสิ้นห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

2790 E4 = ((R22 - Z * R11 - Z1 * I11) * GP) / V
2800 F4 = ((-I22 - Z * I11 + Z1 * R11) * GP) / V
2810 MCP = (E4 ^ 2 + F4 ^ 2) ^ .5
2820 ACP1 = ATN(F4 / E4)
2830 ACP = ACP1 * 180 / PI
2840 PRINT
2850 PRINT " CP = "; MCP; " (MAG.) "; ACP; " (ANG.)"
2860 V3 = V ^ 2
2870 V2 = V3 ^ .5
2880 RP = (1 - (2 * K) * (M12 * M21) * GP + (M12 * M21) ^ 2 * GP ^ 2) ^ .5 / V2
2890 PRINT
2900 PRINT " Rp = "; RP
2910 W4 = MCP - RP
2920 PRINT
2930 IGL = W4 * (SIN(ACP1))
2940 RGL = W4 * (COS(ACP1))
2950 W1 = (IGL ^ 2 + RGL ^ 2) ^ .5
2960 ACW1 = (ATN(IGL / RGL)) * (180 / PI)
2970 ACW = ACW1 - 180
2980 PRINT " GL = "; W1; " (MAG.) "; ACW; " (ANG.)"
2990 E5 = R11 - RGL * Z + IGL * Z1
3000 F5 = I11 - RGL * Z1 - IGL * Z
3010 MN = (E5 ^ 2 + F5 ^ 2) ^ .5
3020 AN = (ATN(F5 / E5)) * 180 / PI
3030 E6 = 1 - RGL * R22 + IGL * I22
3040 F6 = -RGL * I22 - IGL * R22
3050 MD = (E6 ^ 2 + F6 ^ 2) ^ .5
3060 AD = (ATN(F6 / E6)) * 180 / PI
3070 MGS = MN / MD
3080 AGS = -(AN - AD)
3090 PRINT
3100 PRINT " GS = "; MSG; " (MAG.) "; AGS; " (ANG.)"
3110 AU = AGS * PI / 180
3120 E7 = MSG * COS(AU)
3130 F7 = MSG * SIN(AU)
3140 XO = E7 - E2
3150 YO = F7 - F2
3160 RSO = (MRS + .02)
3170 PRINT
3180 IF XO ^ 2 + YO ^ 2 < RSO ^ 2 GOTO 3220
3190 PRINT "*****"
3200 PRINT " SELECTED GAMMA IS ACCEPTABLE"
3210 GOTO 3240
3220 PRINT "*****"
3230 PRINT " SELECTED GAMMA IS UNSTABLE."
3240 PRINT
3250 PRINT " WOULD YOU LIKE TO TRY ANOTHER"
3260 PRINT
3270 INPUT " GAIN VALUE?(Y/N) ". BS
3280 IF BS = "Y" GOTO 2720
3290 GOTO 40
3300 CLS
3310 REM VDU 19. 1. 0. 0. 0. 0
3320 REM VDU 19. 2. 2. 0. 0. 0
3330 PRINT "*****"
3340 PRINT "
3343 PRINT " This part of the programme calculates the"
3347 PRINT " matching sections for the input and output"
3350 PRINT " of the active amplifier device "
3360 PRINT " PRESS ANY KEY TO CONTINUE"
3370 SAS = INPUT$(1)
3380 IF AS = "0" GOTO 3400
3390 FOR I = 1 TO 2
3400 CLS
3410 REM VDU 19. 1. 0. 0. 0. 0
3420 REM VDU 19. 2. 2. 0. 0. 0
3430 IF I = 2 GOTO 3470
3440 PRINT "*****"
3450 PRINT "INPUT the LOAD REFLECTION COEFF. MAGNITUDE"
3460 GOTO 3500
3470 CLS
3480 PRINT "*****"
3490 PRINT "INPUT the SOURCE REFLECTION COEFF., MAGNITUDE"
3500 PRINT
3510 INPUT "AND ANGLE(DEGREE) ". M3, A3
3520 A4 = A3 * PI / 180
3530 P7 = M3 * COS(A4)
3540 Q7 = M3 * SIN(A4)
3550 A7 = (1 - Q7 ^ 2 - P7 ^ 2) / ((1 + P7) ^ 2 + Q7 ^ 2)
3560 B7 = (-2 * Q7) / ((1 + P7) ^ 2 + Q7 ^ 2)
3570 BAD = ((A7 ^ 3) - 2 * A7 ^ 2 + A7 * (1 + B7 ^ 2)) ^ .5
3580 DEN = (A7 ^ 2 + B7 ^ 2 - A7)
3590 IF ABS(DEN) < .000001 THEN GOTO 4060
3600 PANBX1 = (B7 + BAD) / DEN
3610 PANBX2 = (B7 - BAD) / DEN
3620 X2 = ATN(PANBX1) / (2 * PI)

```



```

4530 W = RATIO * HI
4540 LO = 300 / F
4550 LEFF = LO / SQRT(EF)
4560 LQ = LEFF / 4
4570 LH = LEFF / 2
4580 CLS
4590 PRINT "*****"
4600 PRINT "    RATIO OF W/H =": RATIO
4610 PRINT
4620 PRINT "    GIVEN H = ":HI,".  THUS: W = ";W;" (MM): "
4630 PRINT
4640 PRINT "    FREESPACE WAVELENGTH =": LO; " (MM)"
4650 PRINT
4660 PRINT "    EEFF =": EF
4670 PRINT
4680 PRINT "    EFF WAVELENGTH =": LEFF; " (MM)"
4690 PRINT
4700 PRINT "    EFF HALF WAVE =": LH; " (MM)"
4710 PRINT
4720 PRINT "    EFF QUARTER WAVE =": LQ; " (MM)"
4730 PRINT "*****"
4740 PRINT "    DO YOU WISH TO RUN "
4750 PRINT
4760 INPUT "    PROGRAM 3 AGAIN (Y/N) ". AS
4770 IF AS = "Y" GOTO 4310
4780 GOTO 40
4790 CLS
4800 REM MODE 128
4810 REM VDU 19, 1, 0, 0, 0, 0
4820 REM VDU 19, 2, 2, 0, 0, 0
4830 PRINT "*****"
4840 PRINT "
END OF PROGRAM"
*****"
4850 PRINT "
I LOVE U"
4855 PRINT "
Present by DIANA LOVER"
4888 END

```



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัวอย่างการใช้โปรแกรมภาษาเบสิก



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

*****
*
* HIGH-FREQUENCY AMPLIFIER DESIGN *
* ----- *
*
* 1.stability calculations *
* 2.matching calculations *
* 3.microstrip calculations *
* ----- *
*
*****

```

PLEASE TYPE YOUR CHOICE NUMBER 1,2 OR 3
TYPE '0'(ZERO) TO END THE PROGRAMME

```

* Programme No. 1 calculates the *
* stability factor *
*
* Values of four parameters S11 , *
* S12,S21,S22 should be known *
* before running the program. *
* Input magnitude & angle (degrees) *
* respectively,e.g. as 0.123,-45.2 *
* If you made a mistake,you are *
* given another chance to correct *

```

PRESS ANY KEY TO CONTINUE
=====

INPUT : MAGNITUDE , ANGLE (DEGREES)

INPUT S11? .72,121.2

INPUT S12? .046,9.7

INPUT S21? 1.77,-37.6

INPUT S22? .433,-178

BEFORE WE CARRY ON PLEASE

CHECK THE DATA AGAIN,IF

THEY ARE CORRECT TYPE Y

OTHERWISE TYPE N

(MOD.) (ANGLE)

1.S11 .72 121.2

2.S12 .046 9.7

3.S21 1.77 -37.6

4.S22 .433 -178

INPUT LINE NUMBER TO CHANGE OR

'0' (ZERO) TO CONTINUE.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

DATA GIVEN IN POLAR FORM

	S11	S12	s21	s22
MOD.	.72	.046	1.77	.433
ANGLE	121.2	9.7	-37.6	-178

CHANGING TO RECTANGULAR FORM

	S11	S12	s21	s22
REAL	-.3729795	4.534236E-02	1.402353	-.4327362
IMAG.	.6158623	7.750512E-03	-1.079957	-1.511146E-02

PRESS ANY KEY TO CONTINUE PRINTING

S11S22 = .1707083 (REAL) -.2608697 (IMAG.)

S21S12 = .0719562 (REAL) -3.809884E-02 (IMAG.)

DELTA = .2436777 (MOD.) -66.09277 (ANGLE)

K = 2.17078

B1 = 1.271532

B2 = .6097102

C1 = .616108 (MAG.) -57.21533 (ANG.)

C2 = .2613945 (MAG.) 8.222209 (ANG.)

RSM = .7772858 (MAG.) 57.21533 (ANG.)

RLM = .5661205 (MAG.) -8.222211 (ANG.)

MAG = 9.726958 (DB)

DO YOU WISH TO RUN
PROGRAM 1 AGAIN (Y/N)

This part of the programme calculates the matching sections for the input and output of the active amplifier device

PRESS ANY KEY TO CONTINUE

INPUT the LOAD REFLECTION COEFF. MAGNITUDE
AND ANGLE(DEGREE) .5661205,-8.222211

MATCHING IS POSSIBLE AT .1614694 WAVELENGTHS
USING AN O/C STUB OF LENGTH .3501564 WAVELENGTHS
OR A S/C STUB OF LENGTH .1001564 WAVELENGTH

MATCHING IS ALSO POSSIBLE AT .3156912 WAVELENGTHS
USING AN O/C STUB OF LENGTH .1498436 WAVELENGTHS

OR A S/C STUB OF LENGTHS .3998436 WAAVELENGTHS

PRESS ANY KEY TO CONTINUE

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

INPUT the SOURCE REFLECTION COEFF., MAGNITUDE
AND ANGLE(DEGREE) .7772858,57.21533

MATCHING IS POSSIBLE AT .2753168 WAVELENGTHS
USING AN O/C STUB OF LENGTH .3112044 WAVELENGTHS
OR A S/C STUB OF LENGTH 6.120437E-02 WAVELENGTH
MATCHING IS ALSO POSSIBLE AT .3836147 WAVELENGTHS
USING AN O/C STUB OF LENGTH .1887956 WAVELENGTHS
OR A S/C STUB OF LENGTHS .4387957 WAVELENGTHS

PRESS ANY KEY TO CONTINUE

This part of the programme calculates the microstrip width and effective permittivity.

It also calculates the effective wavelength

PRESS ANY KEY TO CONTINUE

''''''

INPUT Z0? 50

INPUT ER? 2.4

INPUT the HEIGHT OF SUBSTRATE (MM) .82

INPUT the FREQUENCY (GHZ) 12,00

RATIO OF W/H = 2.938818

GIVEN H = .82 , THUS; W = 2.40983 ; (MM);

FREESPACE WAVELENGTH = 25 (MM)

EEFF = 2.094907

EFF WAVELENGTH = 17.2726 (MM)

EFF HALF WAVE = 8.636299 (MM)

EFF QUARTER WAVE = 4.31815 (MM)

DO YOU WISH TO RUN

PROGRAM 3 AGAIN (Y/N)

ภาคผนวก 2
MGF1412 (2SK275)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MITSUBISHI SEMICONDUCTOR (GaAs FET)
MGF1412 (2SK275)
 FOR MICROWAVE LOW-NOISE AMPLIFIERS
 N-CHANNEL SCHOTTKY BARRIER GATE TYPE

DESCRIPTION

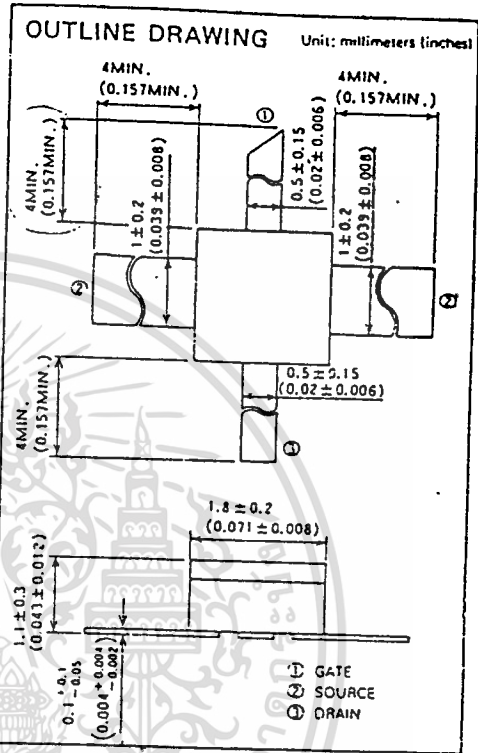
The MGF1412 (2SK275) low-noise GaAs FET with an N-channel Schottky gate is designed for use in S- to X-band amplifiers. The hermetically sealed metal-ceramic package assures minimum parasitic losses, and has a configuration suitable for microstrip circuits.

FEATURES

- High maximum frequency of oscillation $f_{max} = 70$ GHz (TYP.)
- Low noise figure $NF = 0.8$ dB (TYP) @ $f = 4$ GHz
- High associated gain $G_s = -13$ dB (TYP) @ $f = 4$ GHz
- High reliability and stability

APPLICATION

S- to X-band low-noise amplifiers.



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (Ta = 25°C)

Symbol	Parameter	Limits	Unit
V _{GD0}	Gate to drain voltage	-5	V
V _{GS0}	Gate to source voltage	-5	V
I _D	Drain current	100	mA
P _T	Total power dissipation	300	mW
T _{ch}	Channel temperature	150	°C
T _{stg}	Storage temperature	-55 ~ +150	°C

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Ta = 25°C)

Symbol	Parameter	Conditions	Limits			Unit	
			Min	Typ	Max		
V _{BD0}	Gate to drain break-down voltage	I _D = -100 μA	-5			V	
V _{BS0}	Gate to source break-down voltage	I _D = -100 μA	-5			V	
I _{SS}	Gate to source leakage current	V _{GS} = -3V, V _{DS} = 0V			10	μA	
I _{DS}	Saturated drain current	V _{GS} = 0V, V _{DS} = 3V	30	60	100	mA	
V _{GS(0.1)}	Gate to source cut-off voltage	V _{DS} = 3V, I _D = 100 μA	-0.3			V	
g _m	Transconductance	V _{GS} = 3V, I _D = 10mA	25	45		ms	
G _s	Associated gain	V _{GS} = 3V, I _D = 10mA	f = 4 GHz: 11	f = 8 GHz: 10	f = 12 GHz: 8	dB	
NF _{min}	Minimum noise figure	V _{GS} = 3V, I _D = 10mA	f = 4 GHz: 0.8	f = 8 GHz: 1.7	f = 12 GHz: 2.5		dB
MAG	Maximum available gain	V _{GS} = 3V, I _D = 30mA	f = 4 GHz: 13	f = 8 GHz: 13	f = 12 GHz: 10		
f _{max}	Maximum frequency of oscillation	V _{GS} = 3V, I _D = 30mA			70	GHz	

ภาคผนวก 3

2SK571



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2009年 4月 1,000

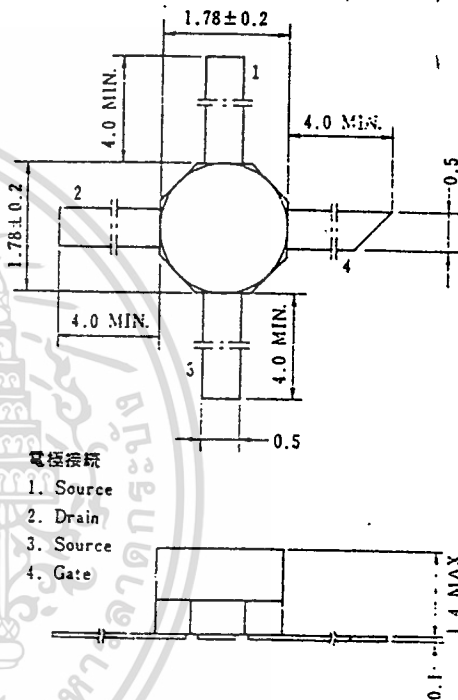
NチャネルGaAs MES電界効果トランジスタ

VHF~Cバンド低雑音増幅用

N-Channel GaAs MES FET
VHF~C Band Low Noise Amplifier

2SK571はVHF~Cバンドまでの低雑音増幅用、C~Xバンドまでの発振用として設計されたNチャネルGaAs MES (Metal Semiconductor) FETです。

外形図/PACKAGE DIMENSIONS
(Unit: mm)



特長/FEATURE

○VHF~Cバンドで低雑音かつ高利得です。

NF 0.8 dB TYP. Ga 12 dB TYP. @f=4 GHz
NF 2.0 dB TYP. Ga 8.5 dB TYP. @f=8 GHz

絶対最大定格/ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (T_a=25 °C)

項目	略号	定格	単位
ドレイン・ソース間電圧	V _{DS}	5	V
ゲート・ドレイン間電圧	V _{GDO}	-5	V
ゲート・ソース間電圧	V _{GSO}	-6	V
ドレイン電流	I _D	150	mA
全損	P _T	300	mW
チャネル温度	T _{ch}	125	°C
保存温度	T _{stg}	-65~+125	°C
ゲート電流	I _G	±0.3	mA

電気的特性/ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_a=25 °C)

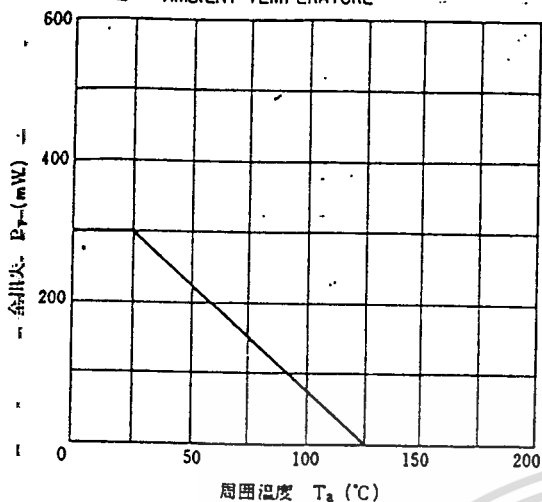
項目	略号	条件	MIN.	TYP.	MAX.	単位
ゲート・ソース間流れ電流	I _{GSO}	V _{DS} =-5 V			10	μA
ドレイン電流	I _{DSS}	V _{DS} =3 V, V _{GS} =0	30	60	150	mA
ピンチオフ電圧	V _P	V _{DS} =3 V, I _D =100 μA	-0.8	-1.5	-4	V
相互コンダクタンス	g _m	V _{DS} =3 V, I _D =10 mA	20	40	60	mS
最大発振周波数	f _{max}	V _{DS} =3 V, I _D =30 mA		60		GHz
雑音指数	NF*	V _{DS} =3 V I _D =10 mA	f=2 GHz	0.6		dB
			f=4 GHz	0.8	1.4	dB
			f=8 GHz	2.0		dB
NF最小時利得	G _a	V _{DS} =3 V I _D =10 mA	f=2 GHz	15		dB
			f=4 GHz	12		dB
			f=8 GHz	8.5		dB
最大有能電力利得	MAG	V _{DS} =3 V I _D =30 mA	f=2 GHz	17.5		dB
			f=4 GHz	15		dB
			f=8 GHz	12		dB
			f=12 GHz	8		dB

* 試験値

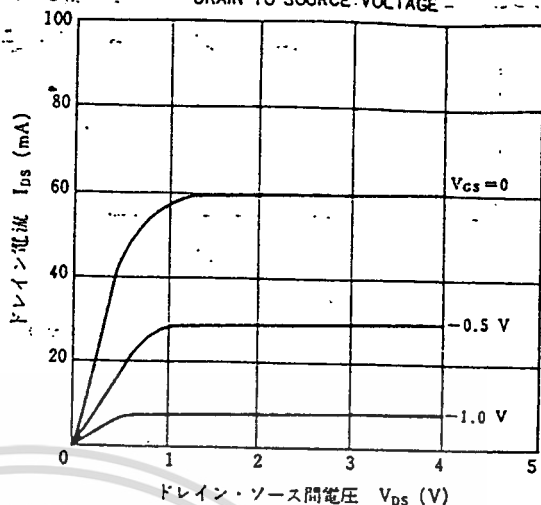
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

特性曲線/TYPICAL CHARACTERISTICS ($T_a=25^\circ\text{C}$)

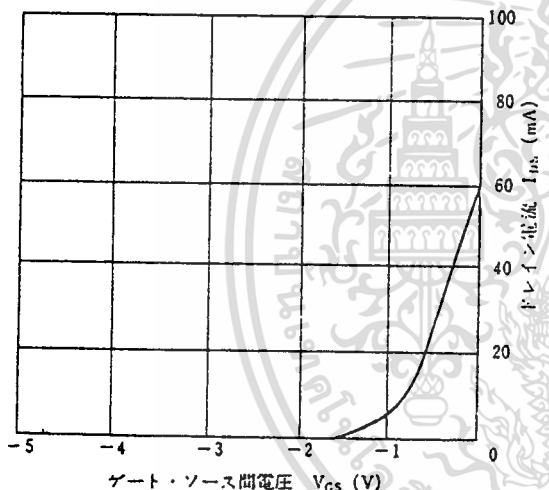
TOTAL POWER DISSIPATION vs AMBIENT TEMPERATURE



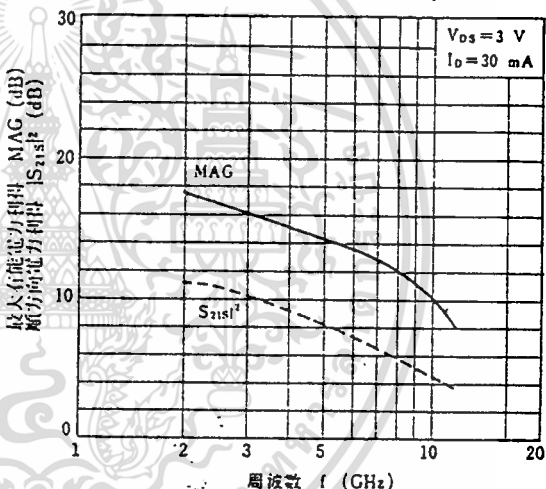
DRAIN CURRENT vs DRAIN TO SOURCE VOLTAGE -



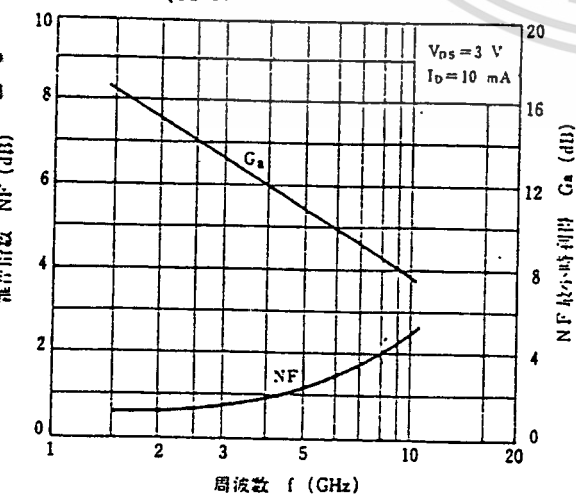
DRAIN CURRENT vs GATE TO SOURCE VOLTAGE



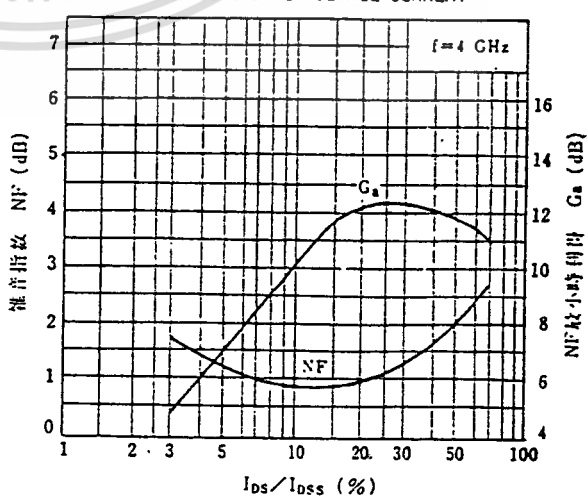
MAXIMUM AVAILABLE GAIN FORWARD INSERTION GAIN vs FREQUENCY



NOISE FIGURE, ASSOCIATED GAIN vs FREQUENCY



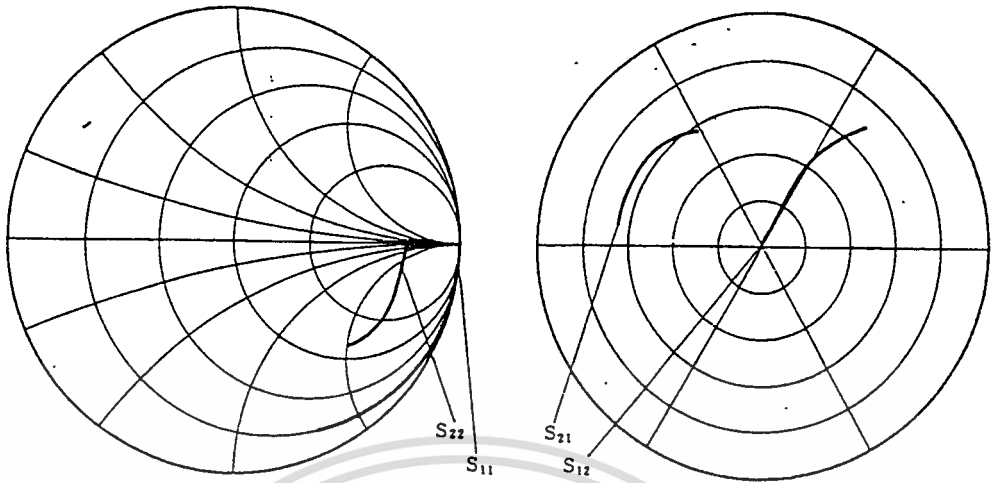
NOISE FIGURE, ASSOCIATED GAIN vs RATIO OF DRAIN CURRENT AND ZERO-GATE VOLTAGE CURRENT



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

@ 3 V, 10 mA

S_{21} : 5.0 full scale, S_{12} : 0.1 full scale



S-MAGN AND PHASE

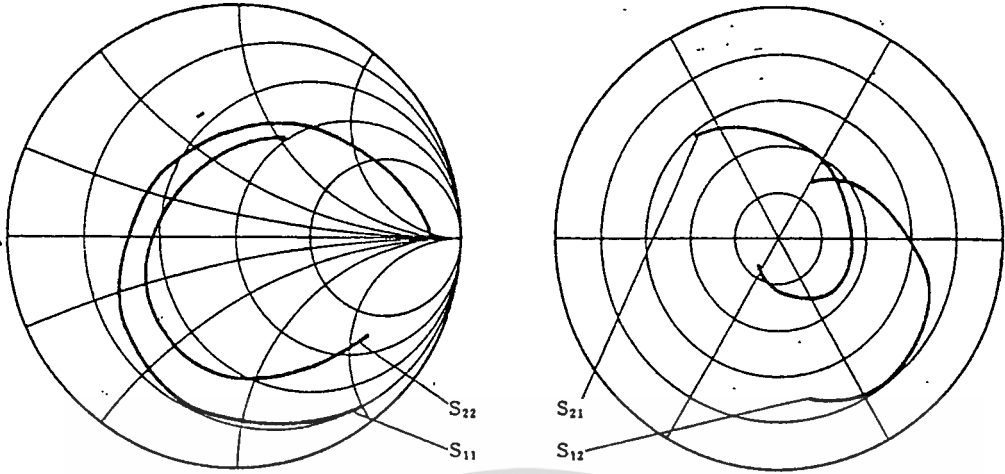
$G_{ma} = G_{ms}$ if k less than 1

MHZ	S_{11}	S_{21}	S_{12}	S_{22}	k	G_{ma} dB
100	1.000 -3	3.255 178	0.001 16	0.756 -2	0.69	35.3
200	0.992 -6	3.340 172	0.002 98	0.760 -3	0.54	33.3
300	1.004 -8	3.304 173	0.001 49	0.752 -5	0.06	33.7
400	0.972 -10	3.220 168	0.002 97	0.743 -7	1.90	26.9
500	0.997 -16	3.442 163	0.004 77	0.724 -9	0.17	29.8
600	0.994 -16	3.374 165	0.003 93	0.735 -10	0.13	30.9
700	0.964 -21	3.275 161	0.009 73	0.748 -13	0.56	25.5
800	0.993 -24	3.321 158	0.004 73	0.732 -17	0.21	29.1
900	0.940 -25	3.266 154	0.011 71	0.718 -19	0.80	24.7
1000	0.994 -31	3.361 152	0.016 67	0.712 -19	0.11	23.2
1100	0.955 -31	3.138 151	0.019 68	0.735 -20	0.37	22.1
1200	0.981 -36	3.237 147	0.022 67	0.767 -23	0.10	21.7
1300	0.980 -35	3.309 147	0.030 61	0.754 -26	0.15	20.5
1400	0.921 -41	3.077 144	0.031 63	0.725 -27	0.36	19.9
1500	0.977 -44	3.148 140	0.032 66	0.757 -26	0.07	19.9
1600	0.960 -45	3.122 139	0.038 61	0.750 -30	0.13	19.1
1700	0.951 -47	3.065 136	0.038 58	0.729 -30	0.23	19.0
1800	0.944 -50	3.120 134	0.048 59	0.733 -30	0.21	18.1
1900	0.922 -52	3.097 133	0.047 58	0.719 -31	0.26	18.2
2000	0.924 -56	2.958 129	0.053 54	0.732 -34	0.26	17.4
2100	0.917 -57	3.029 129	0.059 51	0.729 -37	0.25	17.1
2200	0.905 -60	2.955 124	0.062 51	0.708 -38	0.31	16.8
2300	0.895 -64	3.016 123	0.063 52	0.691 -41	0.26	16.8
2400	0.906 -64	2.826 121	0.069 47	0.678 -41	0.31	16.1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

@ 3 V, 10 mA

S₂₁ : 5.0 full scale, S₁₂ : 0.3 full scale



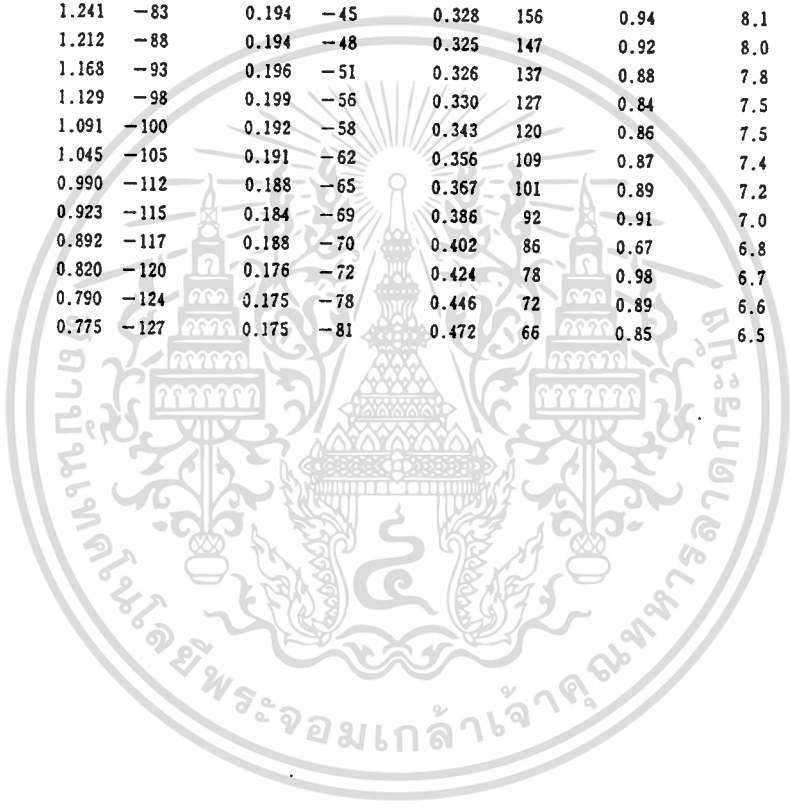
S-MAGN AND PHASE

G_{ms} = G_{ms} if k less than 1

MHz	S ₁₁	S ₂₁	S ₁₂	S ₂₂	k	G _{ms} dB
2000	0.911 -53	2.920 130	0.077 54	0.702 -36	0.26	15.8
2250	0.899 -60	2.857 124	0.085 48	0.690 -39	0.32	15.3
2500	0.877 -65	2.814 119	0.092 45	0.677 -43	0.34	14.9
2750	0.856 -73	2.720 113	0.096 42	0.663 -47	0.37	14.5
3000	0.838 -77	2.615 110	0.098 40	0.653 -49	0.41	14.3
3250	0.813 -81	2.525 104	0.103 37	0.651 -51	0.47	13.9
3500	0.784 -85	2.483 100	0.107 34	0.646 -55	0.52	13.6
3750	0.785 -89	2.405 97	0.110 33	0.638 -57	0.51	13.4
4000	0.770 -94	2.307 92	0.112 29	0.631 -62	0.55	13.1
4250	0.761 -98	2.296 88	0.116 26	0.625 -64	0.57	13.0
4500	0.751 -103	2.270 84	0.118 25	0.625 -66	0.56	12.8
4750	0.743 -106	2.167 80	0.119 23	0.623 -69	0.59	12.7
5000	0.732 -111	2.141 77	0.123 21	0.618 -72	0.60	12.4
5250	0.721 -115	2.145 71	0.126 17	0.616 -75	0.63	12.3
5500	0.708 -119	2.108 68	0.126 17	0.613 -77	0.64	12.2
5750	0.691 -122	2.037 64	0.126 15	0.611 -79	0.69	12.1
6000	0.679 -126	1.976 60	0.127 12	0.610 -81	0.74	11.9
6250	0.661 -130	1.953 57	0.128 11	0.606 -84	0.75	11.8
6500	0.650 -133	1.915 53	0.128 9	0.607 -86	0.79	11.7
6750	0.636 -137	1.862 50	0.128 9	0.604 -88	0.82	11.6
7000	0.622 -140	1.842 46	0.129 7	0.603 -90	0.86	11.5
7250	0.611 -143	1.836 42	0.130 7	0.602 -91	0.87	11.5
7500	0.597 -146	1.794 41	0.129 7	0.600 -94	0.90	11.4
7750	0.583 -150	1.760 37	0.131 5	0.599 -95	0.93	11.3
8000	0.566 -154	1.779 33	0.134 3	0.595 -98	0.94	11.2
8250	0.551 -158	1.755 29	0.134 2	0.593 -99	0.98	11.2
8500	0.534 -162	1.719 27	0.133 2	0.588 -101	1.01	10.4
8750	0.519 -166	1.681 23	0.134 1	0.586 -103	1.06	9.5
9000	0.502 -171	1.697 20	0.137 1	0.583 -105	1.04	9.6
9250	0.486 -174	1.674 17	0.137 0	0.576 -107	1.09	9.0
9500	0.472 -179	1.668 13	0.139 -1	0.570 -107	1.12	8.7
9750	0.462 176	1.682 12	0.142 -1	0.563 -110	1.09	8.9
10000	0.457 169	1.709 6	0.146 -3	0.561 -112	1.06	9.2
10250	0.451 164	1.708 3	0.146 -3	0.558 -113	1.07	9.1
10500	0.441 155	1.688 -1	0.149 -5	0.553 -116	1.07	9.0
10750	0.430 148	1.685 -6	0.157 -6	0.546 -119	1.04	9.1
11000	0.422 140	1.694 -10	0.153 -8	0.536 -121	1.08	8.7
11250	0.407 130	1.645 -16	0.156 -12	0.527 -124	1.13	8.1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อการใช้งานภายในหน่วยงานเท่านั้น ไม่สามารถนำออกไปเผยแพร่ภายนอกได้
 ไม่ว่าในกรณีใดๆ ทั้งสิ้น หากท่านมีข้อสงสัย กรุณาติดต่อฝ่ายเอกสารที่ห้องปฏิบัติการที่มีบริการนำไปใช้

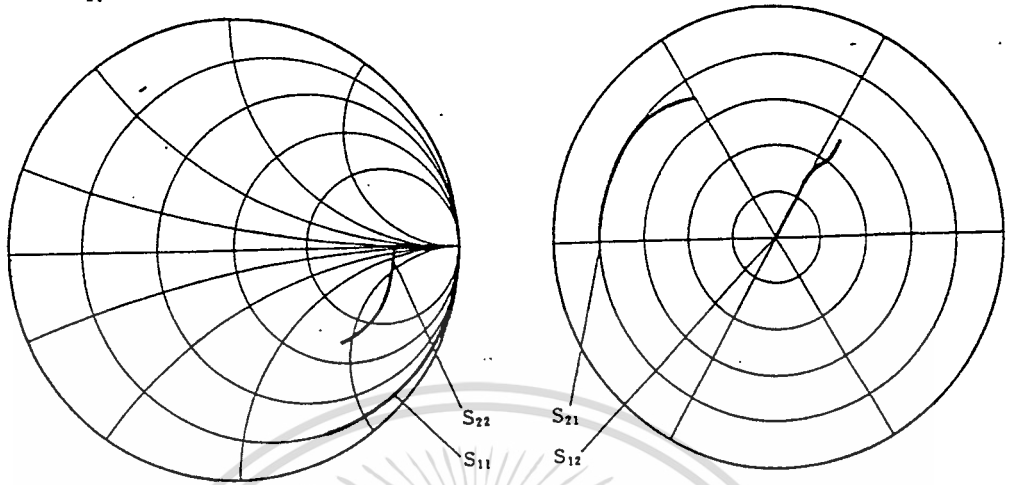
MHz	S ₁₁		S ₂₁		S ₁₂		S ₂₂		k	G _{ma} dB
11500	0.394	124	1.590	-20	0.162	-10	0.517	-126	1.15	7.6
11750	0.390	116	1.572	-21	0.154	-10	0.506	-127	1.24	7.1
12000	0.397	110	1.554	-24	0.160	-12	0.501	-131	1.20	7.1
12250	0.404	103	1.557	-28	0.170	-13	0.499	-134	1.12	7.5
12500	0.424	97	1.568	-31	0.175	-15	0.495	-138	1.06	8.1
12750	0.451	89	1.595	-34	0.183	-18	0.490	-143	0.96	9.4
13000	0.480	82	1.637	-41	0.190	-22	0.471	-148	0.89	9.4
13250	0.518	75	1.648	-47	0.186	-26	0.449	-153	0.87	9.5
13500	0.548	66	1.610	-54	0.186	-27	0.431	-158	0.87	9.4
13750	0.563	59	1.529	-59	0.187	-29	0.412	-164	0.91	9.1
14000	0.581	53	1.447	-65	0.188	-32	0.393	-169	0.95	8.9
14250	0.595	47	1.349	-68	0.188	-35	0.367	-176	1.03	7.5
14500	0.612	42	1.344	-71	0.188	-37	0.353	-179	1.03	7.6
14750	0.633	39	1.297	-75	0.191	-41	0.348	-172	1.00	8.0
15000	0.659	34	1.271	-79	0.192	-43	0.337	-164	0.98	8.2
15250	0.685	30	1.241	-83	0.194	-45	0.328	-156	0.94	8.1
15500	0.710	27	1.212	-88	0.194	-48	0.325	-147	0.92	8.0
15750	0.736	22	1.168	-93	0.196	-51	0.326	-137	0.88	7.8
16000	0.753	20	1.129	-98	0.199	-56	0.330	-127	0.84	7.5
16250	0.768	16	1.091	-100	0.192	-58	0.343	-120	0.86	7.5
16500	0.778	14	1.045	-105	0.191	-62	0.356	-109	0.87	7.4
16750	0.786	10	0.990	-112	0.188	-65	0.367	-101	0.89	7.2
17000	0.799	10	0.923	-115	0.184	-69	0.386	-92	0.91	7.0
17250	0.861	7	0.892	-117	0.188	-70	0.402	-86	0.67	6.8
17500	0.819	5	0.820	-120	0.176	-72	0.424	-78	0.98	6.7
17750	0.837	3	0.790	-124	0.175	-78	0.446	-72	0.89	6.6
18000	0.846	1	0.775	-127	0.175	-81	0.472	-66	0.85	6.5



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

@ 3 V, 30 mA

S_{21} : 5.0 full scale, S_{12} : 0.1 full scale



S-MAGN AND PHASE

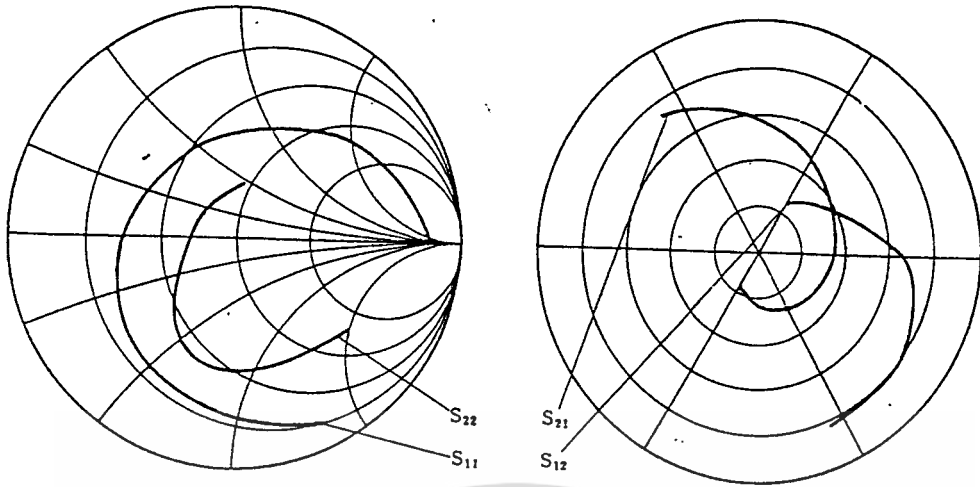
$G_{ma} = G_{ms}$ if k less than 1

MHz	S_{11}	S_{21}	S_{12}	S_{22}	k	G_{ma} dB
100	0.997 -3	4.085 177	0.001 12	0.677 -2	0.99	36.1
200	0.991 -7	4.191 172	0.002 97	0.682 -2	0.60	34.3
300	1.010 -9	4.145 172	0.002 47	0.682 -5	-0.38	34.3
400	0.974 -12	4.021 167	0.002 96	0.663 -7	1.75	28.3
500	0.992 -18	4.285 164	0.003 70	0.647 -9	0.51	32.2
600	0.994 -18	4.224 164	0.002 99	0.659 -9	0.13	32.9
700	0.956 -23	4.098 159	0.004 70	0.670 -13	1.46	25.9
800	0.987 -26	4.134 157	0.003 79	0.654 -18	0.46	31.3
900	0.929 -29	4.059 153	0.009 75	0.637 -19	1.10	24.8
1000	0.984 -34	4.170 150	0.009 67	0.632 -19	0.26	26.5
1100	0.944 -34	3.903 150	0.008 71	0.558 -20	0.91	26.6
1200	0.970 -40	4.018 145	0.010 67	0.677 -24	0.34	25.9
1300	0.967 -39	4.069 145	0.015 63	0.668 -26	0.28	24.2
1400	0.913 -45	3.785 142	0.018 63	0.645 -27	0.65	23.1
1500	0.961 -48	3.856 138	0.024 67	0.678 -26	0.18	22.1
1600	0.940 -50	3.847 137	0.023 63	0.667 -31	0.29	22.2
1700	0.933 -52	3.769 134	0.031 58	0.656 -31	0.33	20.8
1800	0.924 -55	3.809 131	0.035 60	0.650 -30	0.32	20.4
1900	0.909 -57	3.780 131	0.036 60	0.635 -32	0.35	20.2
2000	0.906 -61	3.607 126	0.035 56	0.655 -34	0.39	20.1
2100	0.893 -63	3.686 127	0.040 51	0.656 -37	0.39	19.6
2200	0.883 -65	3.575 122	0.038 53	0.620 -38	0.49	19.7
2300	0.875 -71	3.635 120	0.053 53	0.611 -41	0.34	18.4
2400	0.861 -69	3.413 119	0.045 50	0.586 -41	0.48	18.8

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

@ 3 V, 30 mA

S₂₁ : 5.0 full scale, S₁₂ : 0.3 full scale



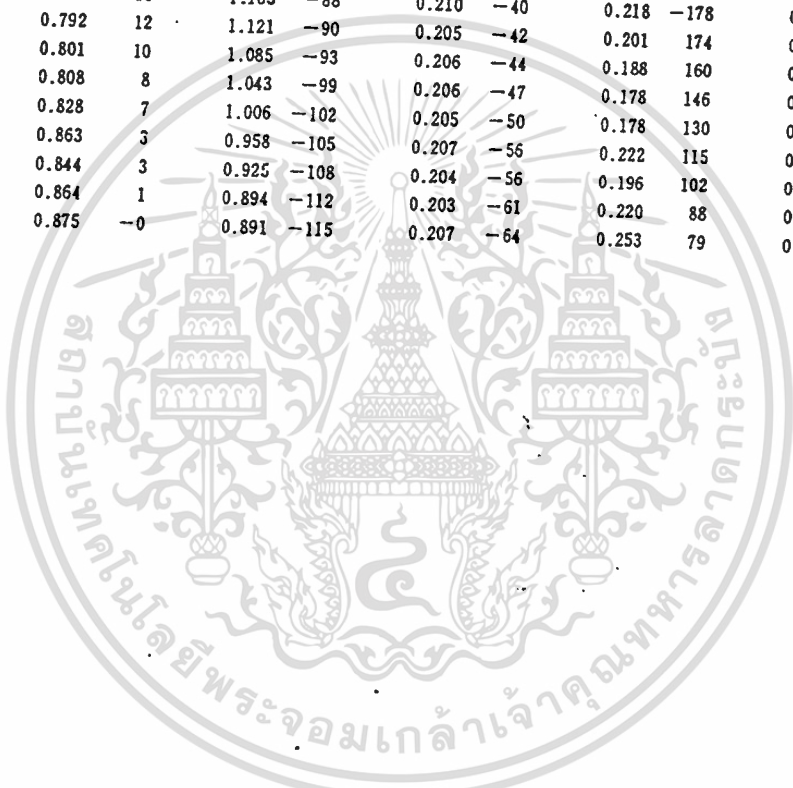
S-MAGN AND PHASE

G_{ma} = G_{ms} if k less than 1

MHz	S ₁₁	S ₂₁	S ₁₂	S ₂₂	k	G _{ms} dB
2000	0.894 -61	3.695 128	0.065 55	0.627 -35	0.29	17.6
2250	0.871 -68	3.577 121	0.071 49	0.620 -38	0.36	17.0
2500	0.847 -74	3.506 116	0.076 47	0.609 -42	0.39	16.6
2750	0.821 -82	3.384 110	0.079 44	0.602 -46	0.42	16.3
3000	0.798 -87	3.225 107	0.082 42	0.589 -49	0.46	15.9
3250	0.777 -92	3.107 101	0.086 39	0.583 -51	0.52	15.6
3500	0.740 -96	3.025 96	0.087 36	0.568 -53	0.63	15.4
3750	0.738 -101	2.927 94	0.090 37	0.569 -55	0.60	15.1
4000	0.720 -107	2.791 88	0.091 33	0.568 -59	0.64	14.9
4250	0.709 -111	2.730 85	0.094 31	0.565 -61	0.66	14.6
4500	0.696 -116	2.707 80	0.097 31	0.567 -63	0.66	14.5
4750	0.686 -121	2.597 77	0.097 29	0.567 -66	0.69	14.3
5000	0.674 -126	2.527 73	0.100 28	0.565 -68	0.70	14.0
5250	0.661 -131	2.503 67	0.103 25	0.565 -70	0.73	13.8
5500	0.647 -136	2.456 64	0.103 24	0.563 -72	0.75	13.8
5750	0.628 -139	2.384 61	0.103 24	0.564 -74	0.80	13.6
6000	0.617 -144	2.287 56	0.105 22	0.568 -75	0.84	13.4
6250	0.599 -149	2.249 53	0.105 21	0.566 -78	0.86	13.3
6500	0.586 -153	2.200 49	0.106 19	0.569 -80	0.90	13.2
6750	0.571 -157	2.134 46	0.108 19	0.569 -81	0.93	13.0
7000	0.556 -161	2.093 42	0.110 18	0.572 -83	0.94	12.8
7250	0.544 -165	2.079 39	0.112 19	0.576 -84	0.95	12.7
7500	0.532 -169	2.033 37	0.110 18	0.577 -86	0.98	12.7
7750	0.520 -175	1.974 33	0.113 17	0.576 -87	1.00	12.4
8000	0.503 -179	1.967 29	0.117 16	0.577 -88	1.01	11.8
8250	0.491 175	1.949 25	0.117 14	0.576 -90	1.03	11.2
8500	0.477 170	1.906 23	0.118 16	0.574 -91	1.05	10.7
8750	0.464 165	1.858 19	0.121 14	0.576 -93	1.07	10.2
9000	0.451 159	1.846 15	0.125 15	0.576 -94	1.06	10.2
9250	0.440 154	1.819 13	0.126 14	0.572 -95	1.09	9.8
9500	0.433 148	1.795 9	0.129 12	0.566 -96	1.10	9.5
9750	0.431 141	1.785 8	0.133 13	0.562 -98	1.07	9.7
10000	0.432 135	1.794 2	0.137 11	0.561 -99	1.04	10.0
10250	0.434 130	1.781 -1	0.137 10	0.562 -100	1.03	10.1
10500	0.435 120	1.747 -4	0.141 8	0.558 -102	1.02	10.1
10750	0.440 113	1.717 -9	0.148 6	0.553 -103	0.99	10.7
11000	0.444 106	1.709 -13	0.146 7	0.545 -105	1.01	10.0
11250	0.448 99	1.688 -18	0.150 2	0.541 -106	1.00	10.1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่หน่วยงานวิศวกรรมใช้ งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่สามารถนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 การผลิตในปริมาณที่เกินกว่าที่กำหนดต้องจ่ายค่าลิขสิทธิ์ และต้องจ่ายค่าของเอกสารทุกครั้งในการนำไปใช้

MHz	S_{11}	S_{21}	S_{12}	S_{22}	k	G_{ma} dB
11500	0.450	92 1.615 -23	0.159 3	0.534 -108	1.00	10.1
11750	0.465	86 1.592 -24	0.152 3	0.527 -109	1.05	8.9
12000	0.475	80 1.508 -28	0.155 0	0.519 -111	1.08	8.2
12250	0.475	74 1.469 -30	0.166 0	0.516 -113	1.05	8.2
12500	0.491	71 1.457 -31	0.170 -2	0.514 -115	1.00	9.1
12750	0.515	65 1.466 -33	0.177 -5	0.513 -119	0.92	9.2
13000	0.540	61 1.495 -39	0.185 -8	0.493 -122	0.85	9.1
13250	0.580	57 1.524 -42	0.182 -12	0.468 -125	0.81	9.2
13500	0.607	51 1.527 -48	0.182 -13	0.448 -128	0.78	9.2
13750	0.625	46 1.478 -53	0.184 -15	0.428 -131	0.79	9.0
14000	0.643	40 1.419 -58	0.187 -17	0.407 -134	0.80	8.8
14250	0.657	36 1.333 -61	0.189 -20	0.378 -137	0.86	8.5
14500	0.672	33 1.327 -64	0.190 -22	0.358 -140	0.85	8.4
14750	0.688	30 1.284 -67	0.196 -25	0.342 -144	0.83	8.2
15000	0.710	26 1.257 -71	0.199 -27	0.318 -149	0.81	8.0
15250	0.726	23 1.240 -75	0.201 -30	0.294 -153	0.80	7.9
15500	0.746	21 1.224 -79	0.203 -33	0.268 -160	0.78	7.8
15750	0.769	17 1.191 -84	0.203 -35	0.243 -168	0.76	7.7
16000	0.782	15 1.163 -88	0.210 -40	0.218 -178	0.74	7.4
16250	0.792	12 1.121 -90	0.205 -42	0.201 174	0.78	7.4
16500	0.801	10 1.085 -93	0.206 -44	0.188 160	0.79	7.2
16750	0.808	8 1.043 -99	0.206 -47	0.178 146	0.82	7.0
17000	0.828	7 1.006 -102	0.205 -50	0.178 130	0.79	6.9
17250	0.863	3 0.958 -105	0.207 -56	0.222 115	0.68	6.7
17500	0.844	3 0.925 -108	0.204 -56	0.196 102	0.83	6.6
17750	0.864	1 0.894 -112	0.203 -61	0.220 88	0.78	6.4
18000	0.875	-0 0.891 -115	0.207 -64	0.253 79	0.74	6.3



NEC 日本電気株式会社

東京地区区芝五丁目33番1号(日本電気本社ビル) 平108 東京(03)454-1111
 東京地区区芝五丁目29番11号(日本電気住友ビル) 平108 東京(03)456-6111

大阪地区区東区南船場一丁目2番6号(大阪支店ビル) 平530 大阪(06)348-1461
 福岡地区区中央区下町15番32号(福岡支店ビル) 平63 福岡(092)262-3611

上海 南京路 111 号 (021) 231-0161
 北京 前门 大街 222 号 (010) 222161-5511
 天津 和平 区 101 号 (022) 2123-5511
 武汉 汉口 区 246 号 (027) 21-5511
 香港 德辅 道 中 252 号 (0852) 47-6101
 台北 中山 路 292 号 (02) 26-1717
 广州 沙面 45 号 (020) 23-6161
 深圳 福田区 45 号 (0755) 662-1621
 成都 春熙 路 273 号 (028) 26-1255
 重庆 打铜 街 46 号 (023) 46-4011
 西安 南大街 286 号 (029) 21-2281
 昆明 正义 路 262 号 (087) 35-1444
 海口 新华 路 (0898) 24-4
 南宁 中山 路 (0771) 26-5
 柳州 中山 路 (0772) 27-5
 桂林 中山 路 (0773) 55-2
 梧州 中山 路 (0774) 33-1
 玉林 中山 路 (0775) 23-1
 百色 中山 路 (0776) 31-8
 河池 中山 路 (0778) 24-4
 南平 中山 路 (0598) 25-4
 漳州 中山 路 (0596) 22-4
 泉州 中山 路 (0595) 49-4

หนังสืออ้างอิง

- [1] L.A.Trinogga , “Practical Micostrip Circuit Design “ ,Ellis Horwood Limied , 1991.
- [2] George D. Vendelin , “ Design of Amplifiers and Oscillators by the S-parameter” , John Wiley & Sons, Inc., 1982
- [3] Samuel Y. Liao , “ Microwaves Circuit Analysis and Amplifier Design “ ,Prentice Hall, 1987
- [4] Stephen A. Maas , “ Microwave Mixers “ , Artech House Inc. , 1986

