ปีการศึกษา 2531

ปริญญานิพนธ์ เรื่อง

WIRELESS VIDEO CAMERA LINK

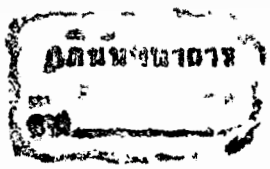
จัดทำโดย

นายบริพัตร นิสพล 29 - 3407

นายบุญโชติ ภูมิผิว 29 - 3408

อาจารย์ที่ปรึกษา

อาจารย์วิชัย สุขพัฒน์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

024705

29 มค. 2533

ปริญญานิพนธ์ปีการศึกษา 2531

ภาควิชา เทคโนโลยีอุตสาหกรรม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหาร ลาดกระบัง

เรื่อง WIRELESS VIDEO CAMERA LINK

ผู้จัดทำ

1. นาย บริพัตร นิลบล 29-3407

2. นาย บุญโชติ ภูมิผิว 29-3408

---------- อาจารย์ที่ปรึกษา

(อาจารย์ วิชัย สุรพัฒน์)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

024705

WIRELESS VIDEO CAMERA LINK

บริพัตร นิลบล
บุญโชติ ภูมิผิว
อ.วิชัย สุรพัฒน์ อาจารย์ที่ปรึกษา
ปีการศึกษา 2531

บทคัดย่อ

ในปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ จะอธิบายถึงหลักการสร้างเครื่องส่งทีวีกำลังต่ำ โดยใช้อุปกรณ์ที่หาได้ง่าย พร้อมทั้งได้อธิบายแนวทางในการที่จะสร้างและปรับแต่ง ในแต่ละชุดอย่างละเอียด ตั้งแต่ภาค ออสซิลเลเตอร์ (OSCILLATOR) ภาคทวีคูณความถี่ (FREQUENCY MULTIPIER) ภาคขยายความถี่สูง (RADIO FREQUENCY AMPLIFIER) และภาคมอดูเลเตอร์ (F.M. MODULATOR) พร้อมทั้งได้ชี้ให้เห็นปัญหาที่เกิดขึ้นในการทำงานและวิธีการแก้ไขไว้ และนอกจากนี้ในภาคผนวก จะเป็นการออกแบบวงจรขยายความถี่สูง (R.F.AMPLIFIER) แนวทางในการออกแบบวงจรแมทชิ่งแบบต่าง ๆ (MATCHING NETWORK DESING) ซึ่งจะใช้เป็นแนวทางในการที่จะพัฒนาระบบต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

WIRELESS VIDEO CAMERA LINK

ABSTRACT

This thesis is an application of Low Power Transmittor (LPT) in this thesis is going to talk about the Principle, how it works and the way of the invention which the device is invented with Low cost include the calibration in each part of the whole device Such as oscillitor, Frequency Multiplier, Radio Frequency amplifier and FM madutor part furthermore this thesis acts as the manual of working it indicates the troubling of the device while working with Remedy AND Calibration. Besides this if you found the problem you can turn over to The ANNEX PART. In this page you will see the details about Designing of the RE Amplifier include the designing of differrent matching circuit which is the BASE of the Development to the other system.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

		หน้า
บทที่ 1	การเลือกใช้อุปกรณ์ในย่านความถี่สูง	1
บทที่ 2	ทฤษฎีและหลักการทั่ว ๆ ไปของเครื่องส่งทีวี	20
บทที่ 3	การสร้างและการปรับแต่ง	33
บทที่ 4	การทดลอง และผลการทดลอง	37
บทที่ 5	บทวิจารณ์ และสรุปผลการทำปริญญานิพนธ์	39

ภาคผนวก
- การออกแบบ STRIP LINE สำหรับ UHF AMPLIFIER
- การออกแบบวงจรขยายความถี่สูง โดยใช้ TWO-PORT PARAMETERS
- การออกแบบวงจรขยายความถี่สูง โดยใช้ DATA SHEET DESIGN CURVES
- นอยส์ ฟิกเกอร์ (NOISE FIGURE)
- การออกแบบวงจรแมทชิ่งโดยใช้คอมพิวเตอร์ (MATCHING NETWORK DESIGNS WITH COMPUTER SOLUTIONS)
- การประยุกต์ใช้วงจรแมทชิ่งสำหรับ RF POWER TRANSISTORS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

การเลือกใช้อุปกรณ์ในย่านความถี่สูง

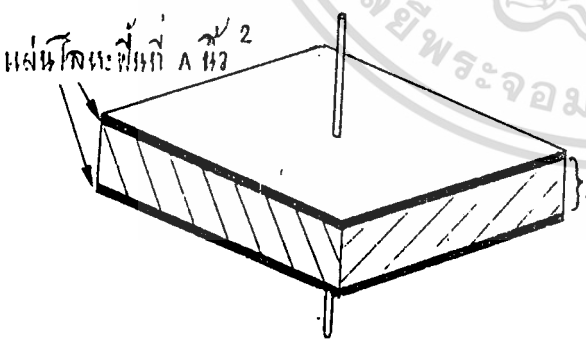
ในย่านความถี่ต่ำหรือความถี่ปานกลางนั้นชนิดของอุปกรณ์ที่ใช้ เช่น ความต้านทาน (RESISTOR) ตัวเก็บประจุ (CAPACITOR) ลวดตัวนำ (INDUCTOR) หรือแผ่นวงจรพิมพ์ (PRINT CIRCUIT BROAD) จะไม่ค่อยมีผลต่อการทำงานของวงจรมากนัก แต่ในย่านความถี่สูงการเลือกใช้ชนิดของอุปกรณ์เหล่านี้ให้ถูกต้องนั้นมีความสำคัญมาก ดังนั้นก่อนที่เราจะพูดถึง วงจรการสร้าง การออกแบบ และการทำงานของวงจรเครื่องส่งทีวี เราควรจะรู้จักการเลือกใช้ชนิดของอุปกรณ์ให้ถูกต้องเสียก่อน

การเลือกใช้ความต้านทานในย่านความถี่สูง ควรใช้ความต้านทานชนิดคาร์บอน (CARBON RESISTOR)

การเลือกใช้ตัวเก็บประจุ

ตัวเก็บประจุมีมากมายหลายชนิดให้เลือกทั้งคุณภาพและราคาก็แตกต่างกันไป ดังนั้นการเลือกใช้งานให้เหมาะสมจึงเป็นสิ่งที่จำเป็น

โครงสร้างพื้นฐานตัวเก็บประจุ จะประกอบด้วยแผ่นโลหะ 2 แผ่นวางประกบกับสารที่เป็นฉนวนเรียกว่าสารไดอีเลคตริค ซึ่งการเรียกชื่อของตัวเก็บประจุก็จะเรียกตามสารไดอีเลคตริคนี้ เช่น ชนิดเซรามิค ชนิดแทนทาลั่ม ฯลฯ ขนาดของตัวเก็บประจุหาได้จากสูตร



รูปที่ 1

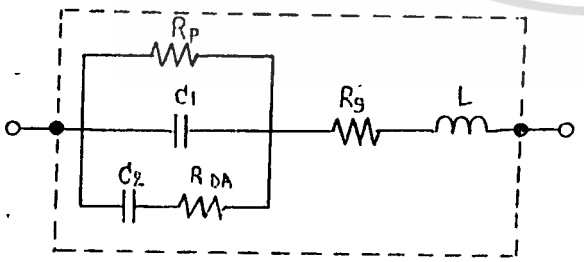
$$C = \frac{KA}{D}(0.225\times10^{-12}) \text{ ฟารัด}$$

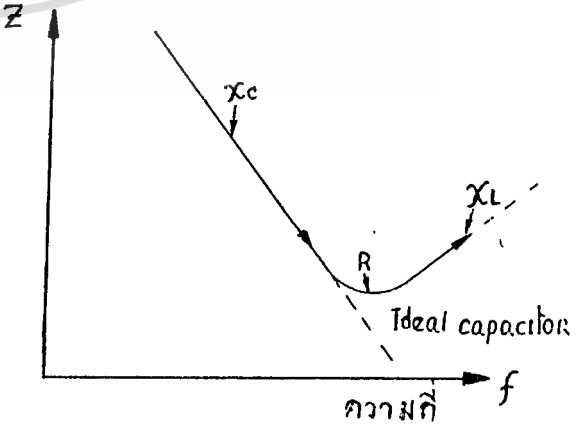
ค่า K เป็นค่าคงที่ เป็นความสามารถในการสะสมอีเลคตรอน หรือประจุไฟฟ้าลบของสารไดอีเลคตริค เมื่อเทียบกับอากาศ (K = 1) ดังแสดงในตารางที่ 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารไดอีเลคทริก	K (VACUUM= 1.0000)
อากาศ (AIR)	1.000
เทฟลอน (TEFLON)	2.0
โพลีปรอปปี้ลีน (POLYPROPYLENE)	2.1
โพลีสไทรีน (POLYSTYRENE)	2.5
พาไรลีน (PARYLENE)	2.65
โพลีคาร์บอเนต (POLYCARBONATE)	2.9
โพลีเอสเตอร์ (POLYESTER)	3.2
แก้ว (GLASS)	4.0 8.5
ไมก้า (MICA)	6.5 8.7
เซรามิค (CERAMICS)	6 TO SEVERAL THOUSAND
อลูมิเนียมออกไซด์ (AL OXIDE)	7
แทนทาลัมออกไซด์ (TA OXIDE)	11

โมเดลทางไฟฟ้าของตัวเก็บประจุก็เหมือนกันกับวงจรพาสซีฟ (PASSIVE) อื่น ๆ คือ จะประกอบด้วย ความต้านทาน (R) ค่าความจุ (C) และค่าความเหนี่ยวนำ (L) ดังรูป





เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

R_p = INSULATION RESISTANCE

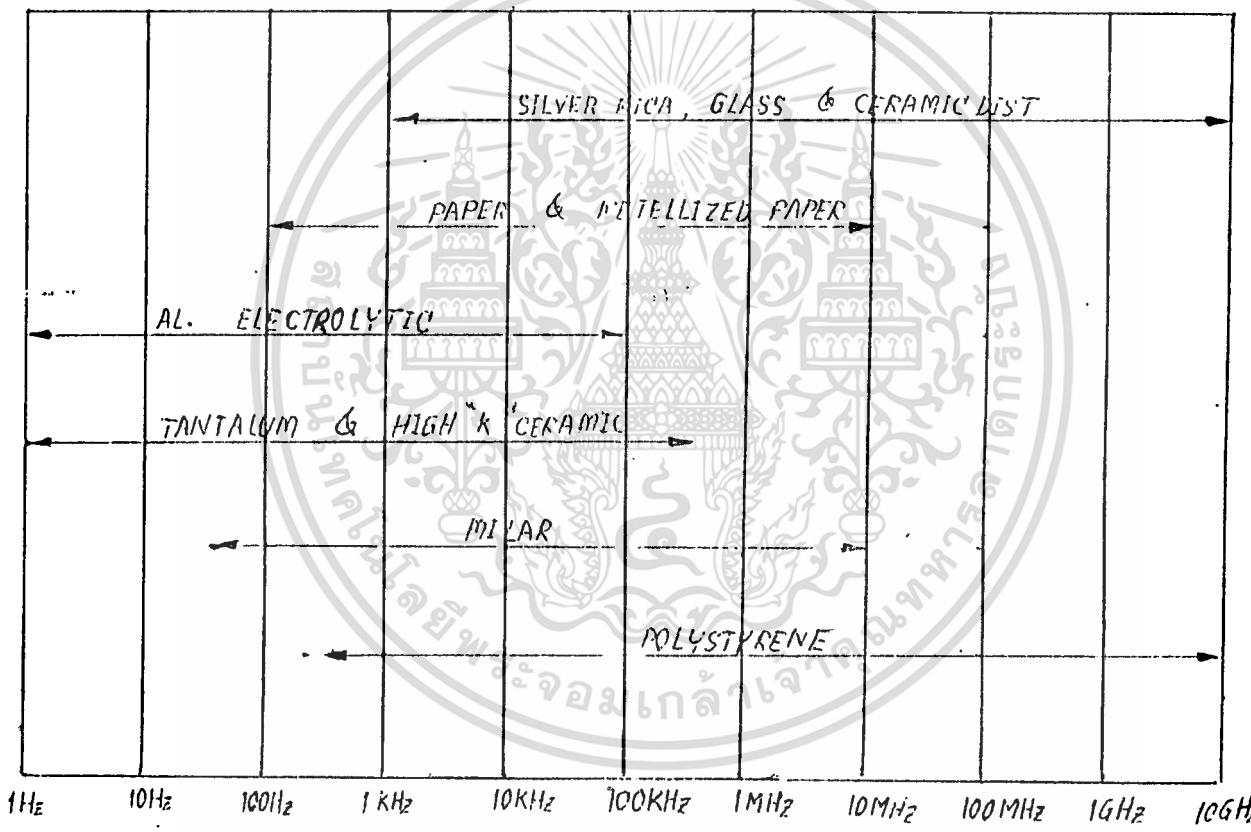
R_s = EQUIVALENT SERIES RESISTANCE

R_{D-A} = ความต้านทานที่เกิดจาก DIELECTRIC ABSORBTION

L = ค่าความเหนี่ยวนำแฝงในตัวนำ

C = $C_1 + C_2$

วิธีการเลือกใช้ตัวเก็บประจุกับย่านความถี่ต่าง ๆ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากตารางเราจะเห็นว่าตัวเก็บประจุที่ใช้ในย่านความถี่สูงนั้นจะเป็นพวก ซิลเวอร์ไมก้า (SILVER MICA) และเซรามิค (CERAMICS)

<u>การเลือกใช้แผ่นวงจรพิมพ์ หรือแผ่นปริ้นท์ (PRINT CIRCUIT BROAD)</u>

ในย่านความถี่ต่ำนั้นการเลือกใช้แผ่นปริ้นท์ไม่ค่อยจะมีผลมากนัก แต่ในย่านความถี่สูงการเลือกใช้แผ่นปริ้นท์นั้นจำเป็นมากเช่นกัน ทั้งนี้เพราะเนื้อของฉนวนมีค่าความนำทางแม่เหล็ก (PERMEATIVITY, Er) แตกต่างกัน ซึ่งจะส่งผลให้การเดินทางของสัญญาณในเนื้อโลหะผิดไป

แผ่นปริ้นท์ที่ใช้ในย่านความถี่สูงนิยมใช้ ชนิด จี 10 กลาสอีพ็อกซี (G 10 GLASS EPOXY)

<u>การออกแบบลายปริ้นท์ เพื่อให้ได้ค่าอิมพีแดนที่เหมาะสม (MICROSTRIP LINE DESIGN)</u>

ในวงจรขยายสัญญาณย่านความถี่สูงการออกแบบลายปริ้นท์ให้เหมาะสมเป็นสิ่งที่สำคัญมาก เพราะลายปริ้นท์จะทำหน้าที่เป็น L ตัวหนึ่ง ซึ่งถ้าออกแบบอย่างเหมาะสมก็จะทำให้เกิดการแมทชิ่ง ซึ่งจะทำให้วงจรขยายทำงานอย่างมีประสิทธิภาพมาก และถ้าไม่ต้องการให้เกิดค่า L จะต้องทำให้ลายวงจรสั้นที่สุด

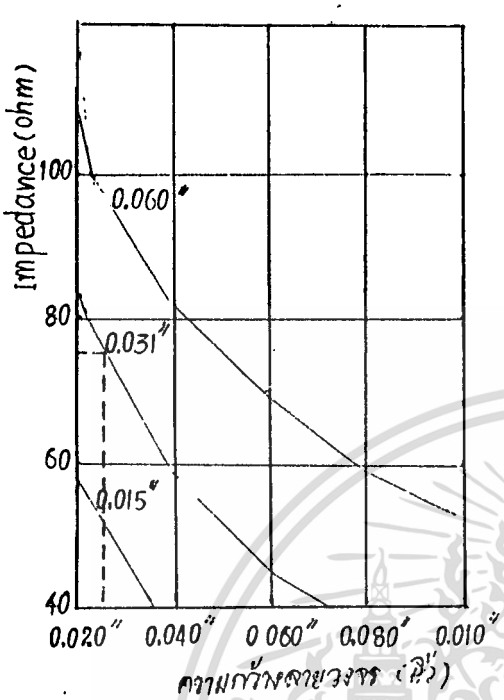
<u>การออกแบบลายปริ้นท์ให้อิมพีแดนที่เหมาะสมโดยใช้กราฟ</u>

การออกแบบโดยวิธีใช้กราฟนี้มีชื่อเรียกว่า STRIP LINE MONOGRAM เป็นวิธีการออกแบบที่ง่ายที่สุด

จากกราฟตัวอย่างเป็นกราฟของแผ่นปริ้นท์ G 10 มีลายทองแดงทั้งสองด้าน ด้านหนึ่งปล่อยให้เป็นกราวด์ และอีกด้านหนึ่งเป็นลายวงจร กราฟแกนตั้งเป็นค่าอิมพีแดนที่ต้องการ แกนนอนเป็นความกว้างของลายทองแดง เส้นเฉียง 3 เส้นเป็นความหนาของแผ่นปริ้นท์ 2 หน้าที่นำมาใช้ เช่น ปริ้นท์ที่ใช้งานปกติความหนา 0.031 นิ้ว

ตัวอย่าง แผ่นปริ้นท์ 2 หน้า ชนิด G 10 หนา 0.031 นิ้ว ต้องการอิมพีแดนท์ 75 โอห์ม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



วิธีการหา

1. ลากเส้นจากแนวตั้ง จุดที่อิมพีแด้นท์เท่ากับ 75 โอห์ม มาในแนวนอน มาชนกับเส้นความหนา 0.031 นิ้ว
2. แล้วลากลงในแนวตั้งจนกระทั่งมาชนกับแกนนอนด้านล่าง
3. อ่านค่าความกว้างของลายวงจร = 0.025 นิ้ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การพันคอยล์ให้ได้ค่า L ตามต้องการ

ลวดตัวนำที่พันหรือขดขึ้นเป็นคอยล์ มักจะใช้ในวงจรที่มีความถี่ไฟสลับ ทำหน้าที่เป็นตัวที่ทำให้เกิดอินดัคแตนซ์ในวงจร เราเรียกอุปกรณ์พวกนี้ว่า อินดัคเตอร์ (INDUCTOR) หรือบางทีเรียกว่า โช้ค (CHOKE) หรือคอยล์ก็ได้ แกนของอินดัคเตอร์มีทั้งที่ทำจากสารแม่เหล็ก เช่น แกนเหล็ก หรือแกนเฟอร์ไรท์ หรืออาจจะใช้แกนที่เป็นฉนวน ไม่มีคุณสมบัติของสารแม่เหล็ก เช่น พลาสติก หรือเบเคไลท์ (BAKELITE) สำหรับเป็นโครงยึดขดลวดในกรณีที่พันด้วยเส้นลวดเล็ก ๆ หรือถ้าเป็นลวดเส้นโต ๆ ก็พันตัวเปล่า ๆ โดยไม่ต้องมีแกนซึ่งเราเรียกอินดัคเตอร์ที่ไม่ได้ใช้สารแม่เหล็กเป็นแกนเหล่านี้ว่า อินดัค-เตอร์แกนอากาศ (AIR CORE INDUCTOR)

อินดัคเตอร์มีค่าคงที่อยู่ค่าหนึ่งซึ่งเราเรียกกันว่า อินดัคแตนซ์ (INDUCTANCE) เราแทนค่านี้ด้วยอักษร L ค่าอินดัคแตนซ์เป็นค่าที่เกิดจากการยุบตัวและพองตัวของสนามแม่เหล็กในอินดัคเตอร์ที่ต่อในวงจรไฟฟ้าสลับ ทำให้มีคุณสมบัติของวงจรไฟฟ้าที่พยายามจะต่อต้านการเปลี่ยนแปลงของกระแสที่ไหลในวงจร

ค่าของอินดัคแตนซ์ขึ้นกับชนิดและขนาดของแกน รวมทั้งลักษณะการพันคอยล์และจำนวนขดลวดของคอยล์ คอยล์ที่ใช้แกนเป็นสารแม่เหล็กจะมีค่าอินดัคแตนซ์มากกว่าคอยล์ที่ใช้แกนเป็นฉนวนหรืออากาศมาก จะทำให้มีค่าอินดัคแตนซ์มากขึ้นตามไปด้วย

หน่วยพื้นฐานของค่าอินดัคแตนซ์ก็คือ เฮนรี่ (Henry) เราให้คำจำกัดความของหน่วยเฮนรี่ดังนี้ ตัวนำหรือคอยล์ จะมีค่าอินดัคแตนซ์ 1 เฮนรี่ ก็ต่อเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของกระแสในอัตรา 1 แอมแปร์ต่อ 1 วินาที แล้วทำให้เกิดแรงดันต้านกลับ (Vemf) 1 โวลท์

หน่วยย่อยของเฮนรี่ ได้แก่ มิลลิเฮนรี่ (milli henry) และไมโครเฮนรี่ (micro henry) ซึ่งมีความสัมพันธ์กันดังนี้

มิลลิเฮนรี่ (mH) = $\frac{1}{1,000}$ H

หรือ 1 H = 1,000 mH

ไมโครเฮนรี่ (H) = $\frac{1}{1,000,000}$ H

หรือ 1 H = 1,000,000 μH

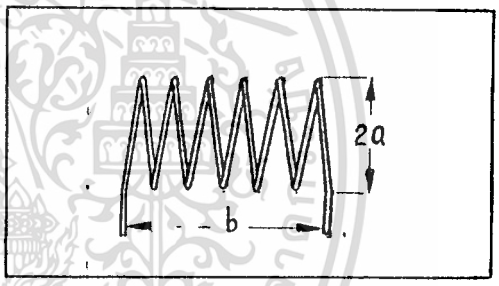
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อินดัคเตอร์ที่ใช้ในวงจรอิเลคทรอนิคส์ มีค่าอินดัคแตนซ์ในช่วงกว้างมาก เช่น ถ้าอยู่ในวงจรจ่ายไฟก็ใช้ค่าหลายเฮนรี่ ซึ่งจะต้องใช้ขดลวดพันบนแกนเหล็กจึงจะได้ค่ามาก ๆ ถ้าอยู่ในวงจรที่ความถี่ไม่สูงนัก ค่าอินดัคแตนซ์ที่ใช้จะอยู่ในช่วงมิลลิเฮนรี่ (mH) ถ้าในวงจรความถี่ปานกลาง และที่ความถี่สูงขึ้นไป ค่าอินดัคแตนซ์ที่ใช้จะอยู่ในช่วงไมโครเฮนรี่ (μH)

ในตัวนำย่อมมีค่าอินดัคแตนซ์เสมอ แม้ว่าตัวนำนั้นไม่อยู่ในรูปของคอยล์ก็ตาม ลวดตัวนำที่เป็นเส้นตรงสั้น ๆ จะมีค่าอินดัคแตนซ์น้อยมาก แต่ถ้าหากมีกระแสที่เปลี่ยนแปลงไหลผ่านตัวมันมากพอก็จะทำให้เกิดการเหนี่ยวนำขึ้นได้ หรือลวดตัวนำที่ยาวเพียงไม่กี่นิ้ว เราอาจจะมองข้ามไปได้ ถ้าอยู่ในวงจรความถี่ต่ำ ๆ แต่ในกรณีที่ความถี่สูงกว่า 100 MHz ขึ้นไป เส้นลวดอันนี้จะมีผลต่อความถี่ในวงจรได้

ค่าอินดัคแตนซ์โดยประมาณของขดลวดที่พันชั้นเดียวบนแกนอากาศ คำนวณได้จากสูตร

*หาค่าอินดัคแตนซ์ $L = \frac{a^2 n^2}{9a + 10b}$



หรือหาจำนวนรอบของขดลวดได้โดยการจัดสูตรใหม่

* หาจำนวนรอบ $N = \frac{L(9a + 10b)}{a^2}$

เมื่อ L คือ ค่าอินดัคแตนซ์ มีหน่วยเป็น μH

a คือ รัศมีของคอลย์ มีหน่วยเป็นนิ้ว

b คือ ความยาวในการพันขดลวดมีหน่วยเป็นนิ้ว

n คือ จำนวนรอบของขดลวด

ค่าที่ได้จากการคำนวณของสูตรนี้จะใกล้เคียงความจริง ถ้าความยาวของการพันลวด (ค่า b) มีไม่น้อยกว่า 0.8a

ตัวอย่างที่ 1 การคำนวณหาค่า L สมมติมีคอยล์ขดหนึ่ง พันไว้ 48 รอบ ด้วยระยะการพัน 32 รอบต่อนิ้ว เส้นผ่าศูนย์กลางของคอยล์ = $\frac{3}{4}$ นิ้ว ให้หาค่า L ของขดลวดขดนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ระยะพันคอยล์ 32 รอบ

ได้คอยล์ยาว = 1 นิ้ว

ถ้าคอยล์พัน 48 รอบ จะได้

ความยาว (ค่า b) = $\frac{48}{32}$ = 1.5 นิ้ว

เส้นผ่าศูนย์กลางของคอลย์ = $\frac{3}{4}$ นิ้ว = 0.75 นิ้ว

รัศมีของคอยล์ (ค่า b^a) = 0.75 ÷ 2 = 0.375 นิ้ว

แทนค่าในสูตร

$$L = \frac{.375 \times .375 \times 48 \times 48}{(9 \times .375) + (10 \times 1.5)}$$

$$= 17.6 \ \mu H$$

ตัวอย่างที่ 2 การคำนวณหาจำนวนรอบของคอยล์ สมมติ ต้องการพันคอยล์ให้ได้ค่าอินดัคแตนซ์ 10 μH โดยที่คอยล์มีเส้นผ่าศูนย์กลาง 1 นิ้ว และความยาวของคอยล์เท่ากับ $1\frac{1}{4}$ นิ้ว ดังนั้น a = 0.5, b = 1.25 และ L = 10 แทนค่าในสูตรดังนี้

หาจำนวนรอบ

$$n = \frac{L\sqrt{(9a+10b)}}{a^2}$$

$$= \frac{10\sqrt{(4.5+12.5)}}{.5 \times .5}$$

$$= \sqrt{680} = 26.1 \text{ รอบ}$$

ในทางปฏิบัติเราพันแค่ 26 รอบ ซึ่งเป็นค่าใกล้เคียงกับค่าที่คำนวณได้ เนื่องจากความยาวของคอยล์ที่ต้องการ = 1.25 นิ้ว เราจึงหาค่าจำนวนรอบต่อนิ้วได้

= $\frac{26.1}{1.25}$ = 20.9 รอบต่อนิ้ว

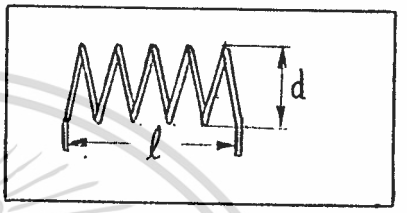
เราจึงนำค่าจำนวนรอบต่อนิ้วที่ได้ไปเทียบดูในตารางที่ 1 เพื่อหาค่าเบอร์ลวดที่จะนำมาพันคอยล์จะเห็นว่าลวดเบอร์ AWG 17 หรือ SWG 18 ในตารางที่ 1 สามารถ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ใช้ได้เพราะพันได้ถึง 21.2 รอบต่อนิ้ว (มากกว่าที่คำนวณได้เล็กน้อย) เป็นค่าที่ใกล้เคียงกับการคำนวณ หรือจะใช้ลวดเบอร์อื่นที่เล็กกว่าก็ได้ (ลวดเบอร์สูงขึ้น)

ในการพัน ให้พันจนได้จำนวนรอบ 26 รอบตามที่ต้องการ แล้วจึงปรับระยะห่างระหว่างรอบให้เท่า ๆ กัน จนได้ความยาวรวมของคอยล์เท่ากับ 1.25 นิ้ว

สูตรสำหรับหาค่าอินดัคแตนซ์และจำนวนรอบอีกแบบ ซึ่งเหมือนกับสูตรก่อนแต่อยู่ในรูปแบบที่ต่างกันเท่านั้น คือ



*หาค่าอินดัคแตนซ์

$$L\ (\mu H) = \frac{d^2 n^2}{18d+40l}$$

* หาจำนวนรอบ $n = \frac{L(18d + 40l)}{d}$

กำหนดให้ L = ค่าอินดัคเตอร์
หน่วยเป็นไมโครเฮนรี่
d = เส้นผ่าศูนย์กลางคอยล์
หน่วยเป็นนิ้ว
l = ความยาวของคอยล์
หน่วยเป็นนิ้ว
n = จำนวนรอบของคอยล์

ใช้โจทย์ตามตัวอย่างที่ 1 ในการหาค่าอินดัคแตนซ์ ดังนั้น d = 0.75, $l = \frac{48}{32} = 1.5$ และ n = 48 แทนค่าในสูตร

$$L = \frac{0.75^2 \times 48^2}{18 \times 0.75 + 40 \times 1.5}$$

$$= \frac{1296}{73.5} = 17.6\ \mu H$$

ใช้โจทย์ตามตัวอย่างที่ 2 ในการหาจำนวนรอบ ดังนี้

d = 1, l = 1.25 และ L = 10

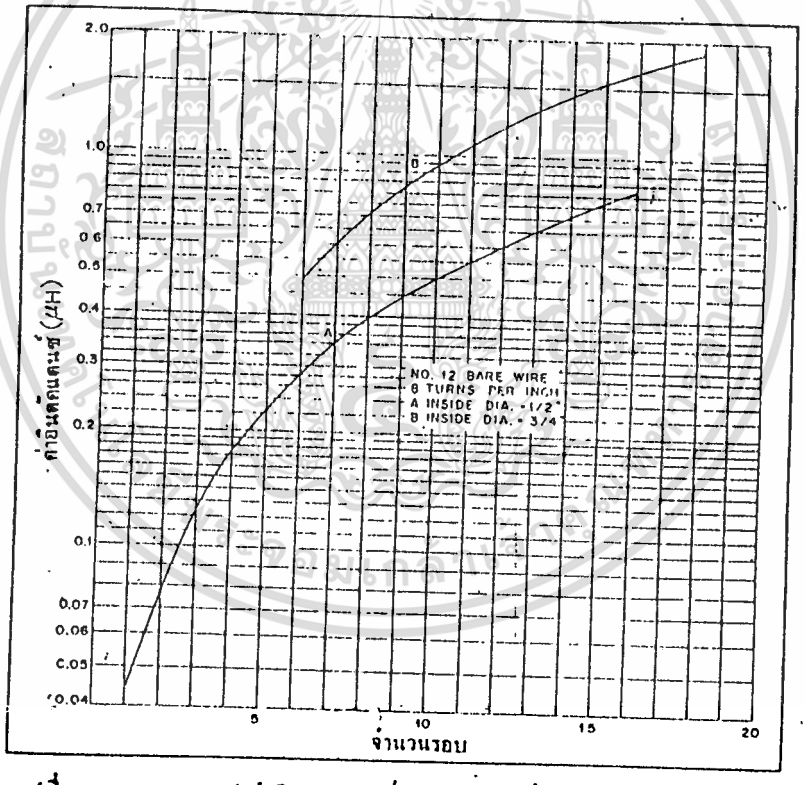
แทนค่าในสูตร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
024705

$$n = \sqrt{\frac{10(18\times1+40\times1.25)}{1}}$$

$$n = \sqrt{680} = 26.1 \text{ รอบ}$$

โดยมากแล้วค่าที่หาได้จากสูตรอินดัคแตนซ์จะไม่ค่อยตรงนัก ถ้านำไปใช้กับคอยล์อันเล็ก ๆ เช่น ที่ใช้ในย่านความถี่ VHF หรือที่ใช้เป็นตัวกรองผ่านความถี่ต่ำ (LOW pass filters) เพื่อกันไม่ให้คลื่นฮาร์โมนิคออกไปรบกวนโทรทัศน์ เพราะความหนาของลวดตัวนำไม่มากพอจนต้องตัดทิ้งไปเมื่อนำมาเทียบกับขนาดของคอยล์ ในรูปที่ 1 แสดงค่าที่วัดได้จากคอยล์ที่ใช้งานในย่านความถี่ VHF ซึ่งอาจนำมาหาค่าต่าง ๆ ของคอยล์ได้



รูปที่ 1 แสดงผลการวัดค่าอินดัคแตนซ์ของขดลวดเมื่อใช้ลวดเบอร์ 12AWG พันได้ 8 รอบต่อนิ้ว โดยเส้นผ่าศูนย์กลางภายในของเส้น A = $\frac{1}{2}$" และของเส้น B=$\frac{3}{4}$"

รูปที่ 1 แสดงผลการวัดค่าอินดัคแตนซ์ของขดลวดเมื่อใช้ลวดเบอร์ 12 AWG พันได้ 8 รอบต่อนิ้ว โดยเส้นผ่าศูนย์กลางภายในของเส้น A = $\frac{1}{2}$" และของเส้น B= $\frac{3}{4}$"

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SINGLE-LAYER COIL DESIGN NOMOGRAM (A)

โนโมแกรมสำหรับ ออกแบบคอยล์ ชั้นเดียว (ก)

โนโมแกรมนี้ได้มาจากสูตรการพันคอยล์ ชั้นเดียวคือ

$$L = \frac{a^2 N^2}{9a + 10b}$$

เมื่อ L = อินดัคแตนซ์, μH
a = รัศมีของคอยล์, นิ้ว
b = ความยาวของคอยล์, นิ้ว
N = จำนวนรอบ

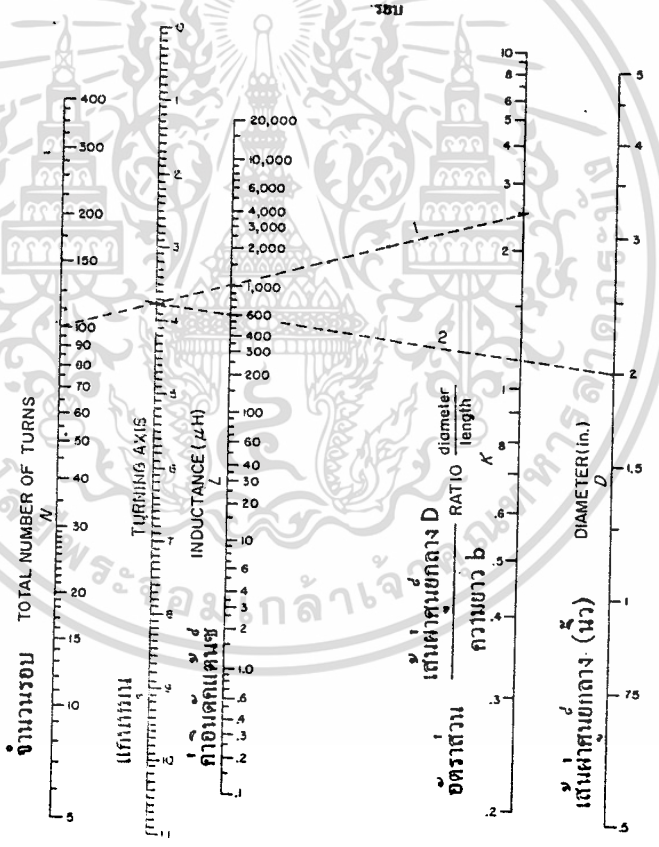
ตัวอย่าง

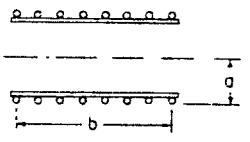
1 จงหาค่า L ของ คอยล์ซึ่งพันไว้ 100 รอบ เส้นผ่าศูนย์กลาง 2 นิ้ว พันยาว 0.8 นิ้ว

หา K (เส้นผ่าศูนย์กลาง / ความยาว) ได้ 2 / 0.8 = 2.5 ลากเส้นจาก 2.5 บน K ไปยัง N ที่ 100 ตัดกับแกนหมุน (Turning Axis) ที่ 3.8 แล้วลากเส้นจาก 3.8 นี้ไปยัง 2 บนสเกล D (เส้นผ่าศูนย์กลาง) ตัดค่า L ที่ 600 μH

2 จงหาจำนวนรอบเมื่อต้องการคอยล์ 290 μH ยาว 3 นิ้วเส้นผ่าศูนย์กลาง 2.5 นิ้ว

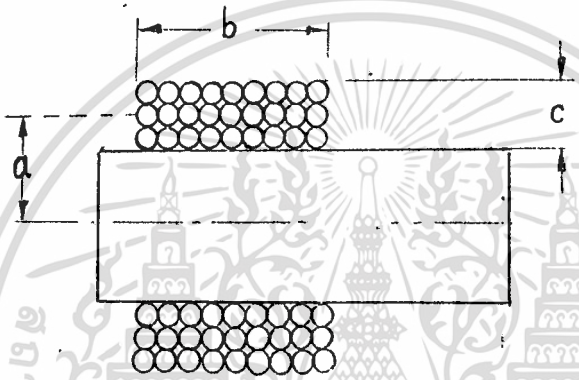
หา K = 3 / 2.5 = 0.8 ลาก 290 บนสเกล L กับ 2.5 บนสเกล D ตัดแกนหมุน (Turning Axis) ที่ 4.6 จากจุดนี้ลากเส้นตรงต่อไปตัดแกน K ที่ 0.8 และต่อปลายออกข้างไปตัดสเกล N ที่ 90 คือจำนวนรอบ





เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่วนตารางข้างล่างกราฟนั้น แสดงค่าเส้นผ่าศูนย์กลาง จำนวนรอบต่อนิ้ว และค่าอินดัคแตนซ์ของคอยล์ที่มีความยาว 1 นิ้ว เราหาค่าอินดัคแตนซ์ของคอยล์ที่ต้องการทราบค่าได้โดยเทียบค่าในตารางตรงช่องที่มีค่าเส้นผ่าศูนย์กลางคอยล์ และจำนวนรอบต่อนิ้วตรงกับคอยล์ของเรา เราเอาค่าอินดัคแตนซ์ของคอยล์นี้ที่ความยาว 1 นิ้ว จากช่องขวาสุดในตาราง มาคูณกับค่าตัวประกอบการคูณที่ได้จากขั้นก่อน ผลลัพธ์ที่ได้เป็นค่าอินดัคแตนซ์ของคอยล์ที่เราต้องการทราบค่า



รูปที่ 4 แสดงความหมายของอักษรย่อต่าง ๆ สำหรับการพันหลายชั้น ในรูปเป็นภาพหน้าตัดของขดลวด

<u>ตัวอย่าง</u> ในการหาค่าอินดัคแตนซ์ของคอยล์ที่มีจำนวนรอบ = 20 รอบ เส้นผ่าศูนย์กลางคอยล์ = 1 นิ้ว คอยล์ยาว = $1\frac{1}{4}$ นิ้ว

คอยล์ยาว $1\frac{1}{4}$ นิ้ว = $\frac{5}{4}$ "

คอยล์มีจำนวนรอบ = 20 รอบ

$\therefore$ จำนวนรอบต่อนิ้ว = $\frac{20}{\frac{5}{4}} = 20 \times \frac{4}{5}$

= 16 รอบต่อนิ้ว

นำค่าเส้นผ่าศูนย์กลางคอยล์ และจำนวนรอบต่อนิ้ว ไปเทียบค่าในตาราง ได้ค่าอินดัคแตนซ์ของคอยล์นี้ที่ความยาว 1 นิ้ว = 16.9 ไมโครเฮนรี

เอาค่าความยาวคอย $1\frac{1}{4}$ " ไปหาค่าตัวประกอบการคูณจากกราฟได้ค่า = 0.35

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

∴ คอลย์ที่ต้องการหราบค่ามีอินดัคแตนซ์ $= 16.9 \times 3.5 = 5.9$ μH

<u>การหาค่า L สำหรับการพันทบหลายชั้น</u>

กรณีที่ต้องการพันหลายชั้น จะคำนวณหาค่า L ได้ดังนี้

$$L = \frac{0.8a^2n^2}{6a+9b+10c}$$

โดยที่ L คือ ค่าอินดัคแตนซ์ของขดลวด มีหน่วยเป็น μH

a คือ รัศมีเฉลี่ยของการพัน มีหน่วยเป็นนิ้ว (เท่ากับรัศมีของแกน $+\frac{1}{2}c$)

b คือ ความยาวของการพันขดลวด มีหน่วยเป็นนิ้ว

c คือ ความหนาของชั้นลวดที่ทบกันขึ้นไป

n คือ จำนวนรอบของขดลวด

ลองดูรูปที่ 3 จะเข้าใจความหมายของอักษรย่อต่าง ๆ ได้ดีขึ้น

ถ้าต้องการให้ได้ค่า L สูงสุดสำหรับความยาวของลวดที่มีจำกัดแล้ว ควรเลือกให้ $b = c = 0.8a$

หลังจากที่กำหนดขนาดของ a, b, c และค่า L ที่ต้องการแล้ว ก็จะสามารถคำนวณหาจำนวนรอบที่ต้องพันได้โดยจัดรูปสมการใหม่ ดังนี้

$$n = \sqrt{\frac{L(6a + 9b + 10c)}{0.8a^2}}$$

ขนาดของลวดที่จะใช้พันขึ้นอยู่กับค่า b, c และระยะห่างระหว่างแต่ละรอบสำหรับการพันทบหลายชั้นนี้ หลังจากคำนวณจำนวนรอบที่ต้องพันได้แล้วนำมาหารด้วยผลคูณของความยาวของการพัน (b) และความลึก c ก็จะได้จำนวนรอบต่อตารางนิ้ว ซึ่งจะนำไปเปรียบเทียบกับช่องที่ 5 ในตารางที่ 1 เพื่อนำไปพิจารณาเลือกขนาดขดลวด

<u>ตัวอย่างที่ 3</u> มีแกนยาวพอที่จะพันได้ยาว 0.4 นิ้ว และมีรัศมีของแกน 0.5 นิ้ว ต้องการพันขดลวดให้ได้ค่า L เป็น 22 μH

จากความต้องการนี้แสดงว่า $b = 0.4"$, $L = 22$ μH

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เริ่มต้นเราไม่รู้ว่าจะเลือกค่า **a** และ **c** เป็นเท่าไรดี ก็สมมติให้ **b = c = 0.8a** ซึ่งเป็นการพันที่ใช้ความยาวของเส้นลวดน้อยที่สุด

$$\therefore \quad a = \frac{b}{0.8} = \frac{0.4}{0.8} = 0.5"$$

และ $c = b = 0.4"$

$$\therefore \quad n = \sqrt{\frac{22(3 + 3.6 + 4)}{0.8 \times 0.5 \times 0.5}}$$

$$= 34.2 \text{ รอบ}$$

$$\therefore \quad \text{จำนวนรอบ/ตารางนิ้ว} = \frac{n}{bc}$$

$$= \frac{34.2}{0.4 \times 0.4} = 213.8$$

เมื่อดูจากตารางที่ 1 ในช่องที่ 5 จะเห็นว่าลวดเบอร์ 14 **AWG** หรือเบอร์ 16 **SWG** ใช้ได้เพราะสามารถพันได้ประมาณ 221 รอบ/ตารางนิ้ว ซึ่งเป็นค่าสูงที่ใกล้เคียงกับ 213.8 มากที่สุด เมื่อดูช่องที่ 4 จะเห็นว่าเบอร์ 14 **AWG** สามารถพันได้ประมาณ 13.6 รอบต่อความยาว 1 นิ้ว แต่ความยาวของการพันคือ **b** = 0.4 นิ้ว ดังนั้นในแต่ละ 1 ชั้น จะต้องพันให้ได้ $13.6 \times 0.4 = 5.4$ รอบ และจะต้องพันอย่างนี้ประมาณ $34.2/5.4 = 6.3$ ชั้น

สรุปแล้วก็คือต้องพันชั้นละ 5.4 รอบ แล้วทบขึ้นไปจนรวมการพันได้ประมาณ 34.2 รอบ หรือประมาณ 6.6 ชั้นนั่นเอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การพันคอยล์ RFC

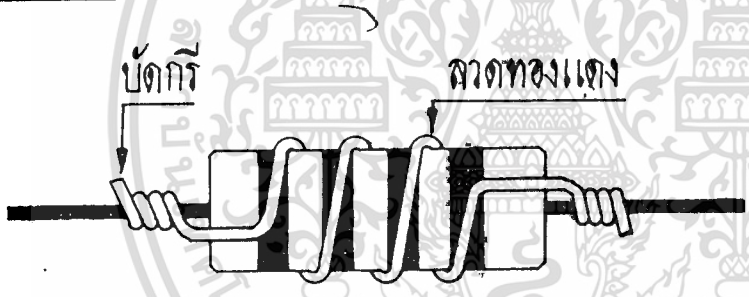
อาร์เอฟซี (RFC) หรือในชื่อเต็มคือ ราดิโอ ฟรีเควนซี โช้ค (Radio frequency choke) เป็นคอยล์ที่ใช้กันมากในวงจรความถี่สูง

บางที RFC ก็ถูกเรียกในชื่อต่าง ๆ กันว่า อาร์เอฟโช้ค (RF choke) หรือ อาร์เอฟฟิลเตอร์ (RF. Filter) ทำหน้าที่เป็นตัวกันไม่ให้ความถี่วิทยุเข้าไปรบกวนยังวงจรอื่น ๆ

RFC ที่มีค่าอินดัคแทนซ์น้อย ๆ เช่น ค่าเป็นไมโครเฮนรี่ มักจะพันด้วยขดลวดจำนวนไม่กี่รอบ ซึ่งเราสามารถพันเองได้ไม่ยาก ในการพัน RFC ขึ้นใช้เอง มักนิยมใช้ลวดอาบน้ำยาพันบนตัวต้านทานแบบคาร์บอนที่มีค่าความต้านทานมากกว่า 47K โอห์มขึ้นไป ดังตารางในรูปที่ 3 แสดงให้เห็นความสัมพันธ์ระหว่างเบอร์ลวด (AWG) จำนวนรอบ ขนาดของตัวต้านทาน และค่าที่ได้จากการพัน

ในการพันให้ใช้ลวดอาบน้ำยา พันลงบนตัวต้านทาน ปลายลวดทั้ง 2 ข้างต้องขูดน้ำยาซึ่งเป็นฉนวนหุ้มออกเสียก่อนที่จะพันรอบขาแต่ละข้างของตัวต้านทาน เสร็จแล้วให้บัดกรีด้วยตะกั่วเพื่อป้องกันการหลุดหลวม

(15)



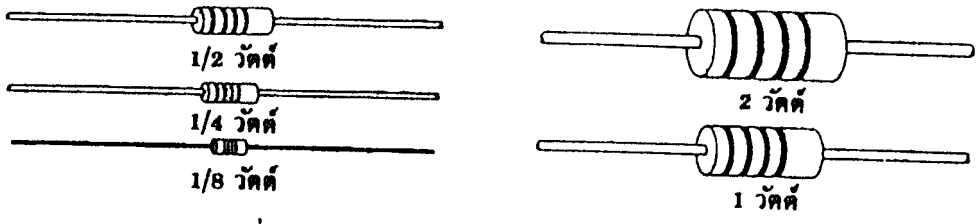
ตัวต้านทานแบบคาร์บอน ค่ามากกว่า 47KΩ

รูปที่ 1 แสดงการพันเส้นลวดบนตัวต้านทาน

ความสัมพันธ์ระหว่างค่าหน่วยของคอยล์

1H	=	1,000 mH	1 μH	=	$\frac{1}{1,000,000}$ H
1 mH	=	$\frac{1}{1,000}$ H	1 H	=	1,000,000 uH
1 mH	=	1,000 μH	H	=	เฮนรี
1 μH	=	$\frac{1}{1,000}$ mH	mH	=	มิลลิ เฮนรี
			μH	=	ไมโครเฮนรี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2 แสดงให้เห็นตัวต้านทานขนาดต่าง ๆ

ตารางแสดงการพันขดลวด RFC

เบอร์ลวด AWG	T = จำนวนรอบ L = ค่าคอยล์ เป็น μH	ขนาดตัวต้านทาน			
		$\frac{1}{2}$ W	$\frac{1}{4}$ W	1 2	2 W
20	T	3	7	11	14
	L	0.013	0.097	0.32	0.63
22	T	4	8	13	17
	L	0.023	0.13	0.45	0.92
24	T	5	10	17	22
	L	0.036	0.20	0.76	1.5
26	T	6	12	21	27
	L	0.051	0.29	1.2	2.3
28	T	8	15	26	33
	L	0.092	0.45	1.8	3.5
30	T	9	19	32	41
	L	0.12	0.72	2.7	5.4
32	T	11	22	39	50
	L	0.17	0.96	4.0	8.0
34	T	14	28	49	62
	L	0.28	1.6	6.3	12
36	T	18	34	60	77
	L	0.46	2.3	9.5	19

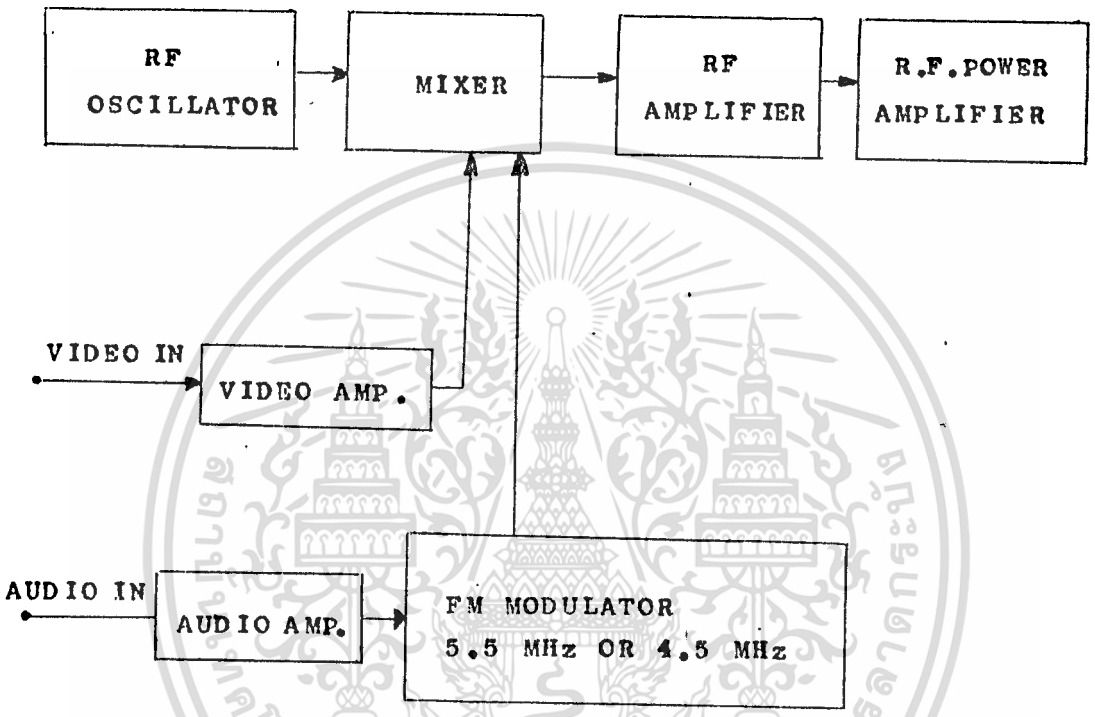
รูปที่ 3 แสดงค่าต่าง ๆ เพื่อใช้ในการพัน RFC

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

ทฤษฎีและหลักการทั่วไปของเครื่องส่งทีวี

โครงสร้างของเครื่องส่งทั่ว ๆ ไป (BLOCK DIAGRAM)



รูปที่ 2.1 BLOCK DIAGRAM เครื่องส่งทีวี

วงจรออสซิลเลเตอร์ความถี่สูง (R.F. OSCILLATOR)

วงจรออสซิลเลเตอร์ความถี่สูงก็เหมือนกันกับวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้ในย่านความถี่ต่ำ เช่น วงจรออสซิลเลเตอร์ โดยใช้ก้อนแร่ หรือเรียกว่า คริสตอล ออสซิลเลเตอร์ (CRYSTAL OSCILLATOR) และวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้อุปกรณ์ R-L-C (R-L-C OSCILLATOR)

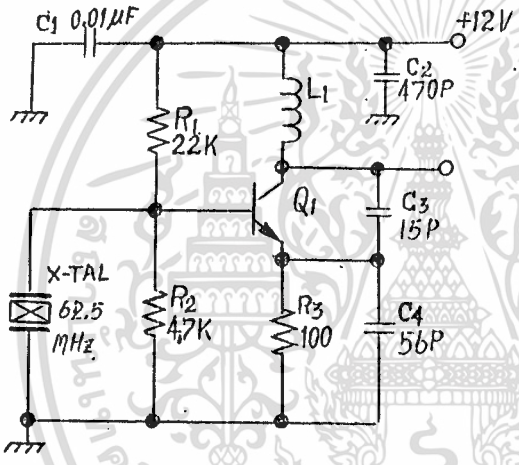
คริสตอล ออสซิลเลเตอร์ (CRYSTAL OSCILLATOR)

วงจรออสซิลเลเตอร์แบบนี้จะให้ความแน่นอนกว่า และออกแบบง่ายกว่าวงจรออสซิลเลเตอร์ที่อาศัย R-L-C เพราะว่าความถี่ของวงจรจะถูกกำหนดโดยก้อนแร่ เราเพียงแต่จัดวงจรขยาย และจัดอุปกรณ์ L-C ให้เรโซแนน (RESONANCE) กับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความถี่ของก้อนแร่ ก็สามารถทำให้วงจรทำงานได้ แต่วงจรคริสตอลออสซิลเลเตอร์นี้ ก็มีข้อจำกัดอยู่ที่ความถี่สูงมาก ๆ เราไม่สามารถที่จะผลิตก้อนแร่ได้ เพราะว่าก้อนแร่จะมีขนาดบางมากซึ่งทำได้ยาก และยังจะทำให้ระดับแรงดันที่ทางออก **(OUTPUT VOLTAGE)** ของก้อนแร่ต่ำมาก ดังนั้นถ้าต้องการใช้งานความถี่สูงมาก ๆ เราจึงนิยมใช้วงจรทวีคูณความถี่ **(FREQUENCY MULTIPLIER CIRCUIT)** หรือเรียกว่าวงจรดับเบลอร์ **(DOUBLER CIRCUIT)** เป็นตัวเพิ่มความถี่ให้สูงขึ้นตามต้องการ ซึ่งจะกล่าวถึงต่อไป

ตัวอย่างวงจรคริสตอลออสซิลเลเตอร์



Q_1 - 2N3563 , 2N3564

L_1 - 0.1~0.15μH 8T, #22 [illegible] FERROXCOBE 766T188 TOROID

C_3 , C_4 — SILVER MICA OR CERAMIC DIST CAPACITOR

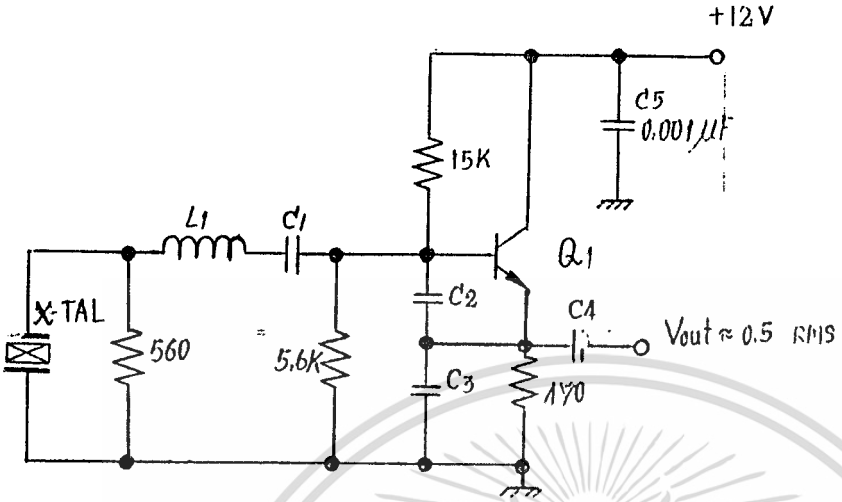
C_1 , C_2 — CERAMIC DIST CAPACITOR

ALL RESISTOR IS CARBON RESISTOR

X-TAL — 62.5 MHz

รูปที่ 2.2

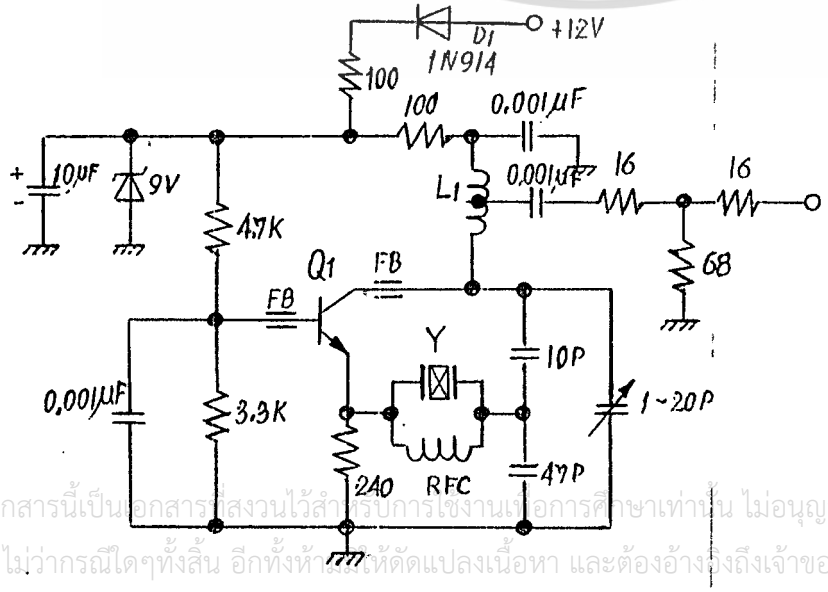
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ที่มา 2.3

CRYSTAL fre.(MHz)	C_1 (PF)	C_2 (PF)	C_3 (PF)	C_4 (PF)	L_1
15 - 25	100	100	68	33	2T,#30,Ø6.5 mm
25 - 55	100	68	47	33	8T,#30,Ø6.5 mm
50 - 65	68	33	15	22	6T,#22,Ø6.5 mm

Q_1 = 2N3563, 2N3564, 2N5770, BF180, BF200



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

L_1 = 8T, # 24 พันบน amidon T 37-12 TOROID แทปรอบที่ 3

Q_1 = 2N 5179, 2N 3563, 2N918

RFC = 0.39 uH (4-6 pF CAPACITOR HOLDER)

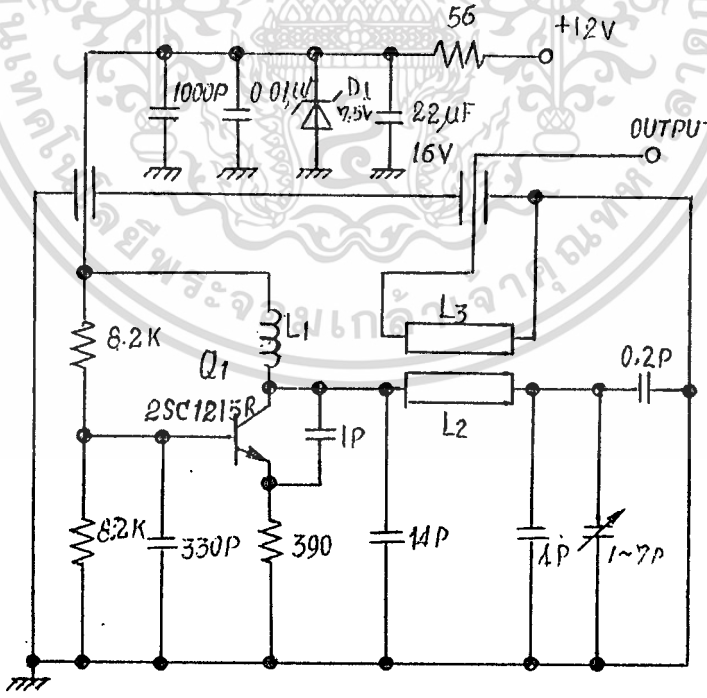
Y = 90-125

FB = FERRITE BEAT

วงจร RLC ออสซิลเลเตอร์

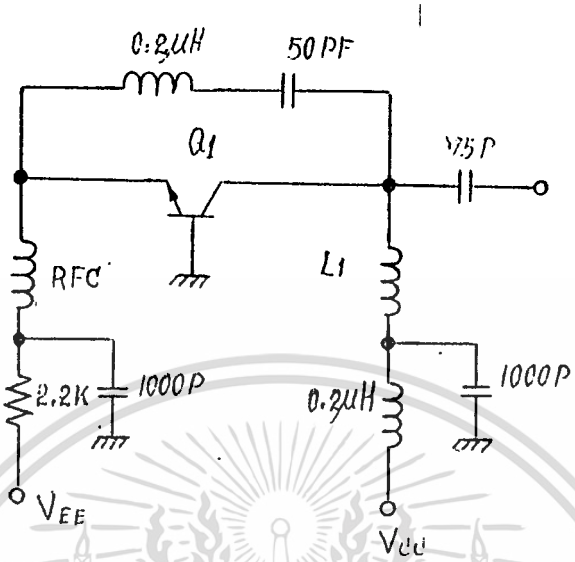
การออกแบบวงจรชนิดนี้มีความยุ่งยากมากกว่าแบบใช้ก้อนแร่แต่ข้อดีของวิธีนี้คือ สามารถที่จะออกแบบให้เป็นออสซิลเลเตอร์ความถี่สูงมาก ๆ ได้ โดยไม่จำเป็นต้องใช้วงจรหวีคูณความถี่ช่วย

ตัวอย่างเป็นวงจรออสซิลเลเตอร์ความถี่อยู่ระหว่าง 540 MHz - 580 MHz และรูปที่ 8 เป็นวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ความถี่ 500 MHz ซึ่งจะเห็นว่าความถี่ที่ใช้งานสูงมาก จนเราไม่สามารถจะสร้างก้อนแร่ได้



รูปที่ 7 ออสซิลเลเตอร์ 540~580 MHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



L1—2T, # 16, Ø 3/8", long 1 1/4"

Q1 — 2N 5179

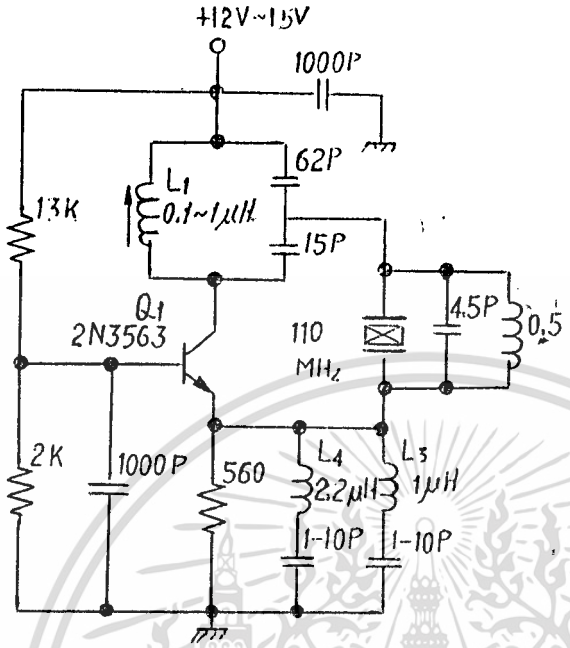
รูปที่ 8 ออสซิลเลเตอร์ 500 MHz

<u>วงจรทวีคูณความถี่</u> (FREQUENCY MULTIPIER CIRCUIT)

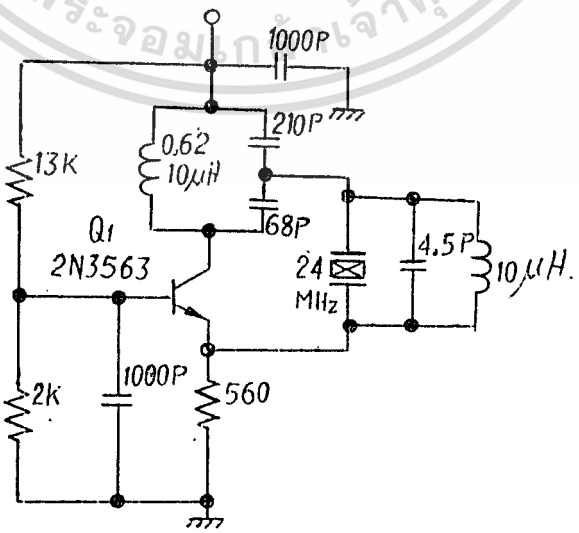
จากสาเหตุที่ว่า การสร้างก้อนแรกเพื่อผลิตความถี่สูงมาก ๆ นั้นเป็นเรื่องที่ยุ่งยากมาก ดังนั้นในการใช้งานจริงส่วนมากจะนิยมใช้ออสซิลเลเตอร์ ความถี่ที่ไม่สูงมากนัก แล้วจึงนำไปเข้าวงจรทวีคูณความถี่ให้ได้ความถี่สูงขึ้นต่อไป โดยอาจใช้วงจรดับเบลอร์ (DOUBLER CIRCUIT) หรือวงจรทริปเปอร์ (TRIPLER CIRCUIT) การทำงานของวงจรทวีคูณความถี่นี้จะทำการขยายแบบเกิน (OVER AMPLIFIER) เพื่อที่จะทำให้สัญญาณเกิดการคลิป (CLIPPING) จะทำให้เกิดมีฮาโมนิคขึ้น จากนั้นใช้วงจรจูน เพื่อจูนเอาความถี่ที่ต้องการคือ ฮาโมนิคที่ 2 (ในวงจรดับเบลอร์) หรือฮาโมนิคที่ 3 (ในวงจรทริปเปอร์) ไปใช้งานต่อไป

ตัวอย่างวงจรทวีคูณความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



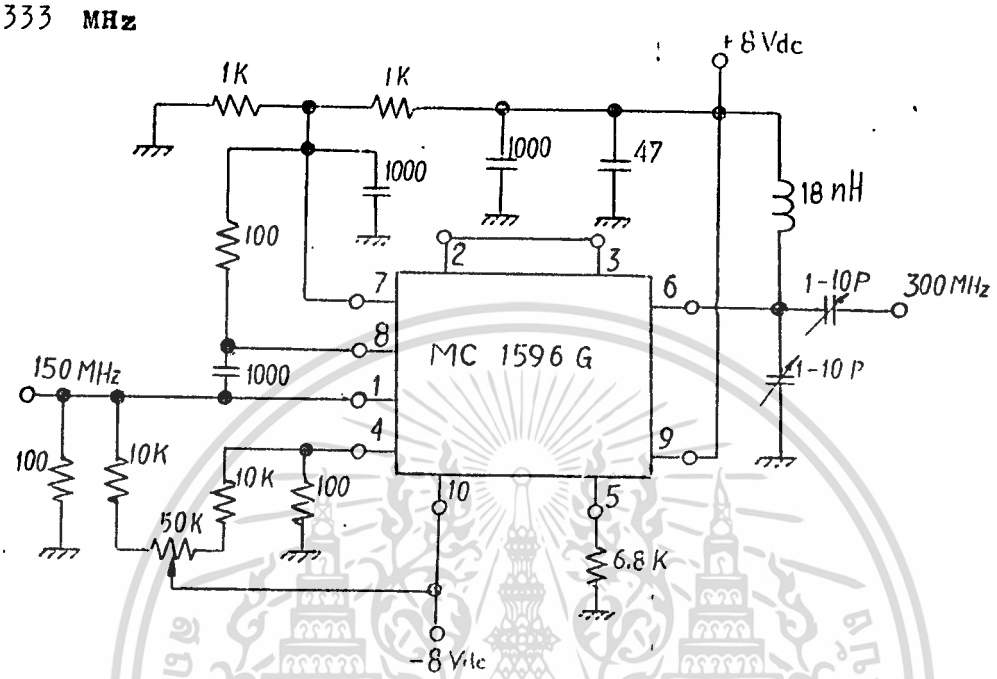
จากรูปที่ 9 วงจรนี้ทำหน้าที่เป็นทั้งออสซิลเลเตอร์ และเป็นวงจรดับเบลอร์ ไปในตัวเดียวกัน โดยใช้ก้อนแร่ความถี่ 100–120 MHz และจะให้ความถี่ที่ทางออก 200–240 MHz



รูปที่ 10 วงจรทริปเปอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในรูปที่ 10 วงจรนี้จะทำหน้าที่เป็นทั้งออสซิลเลเตอร์ และเป็นวงจรทริปเปอร์ในตัวเดียวกัน โดยใช้ก้อนแร่ความถี่ 24 MHz และจะให้ความถี่ที่ทางออก 73.333 MHz



รูปที่ 11 วงจรกับเบลอร์ โดยใช้ IC

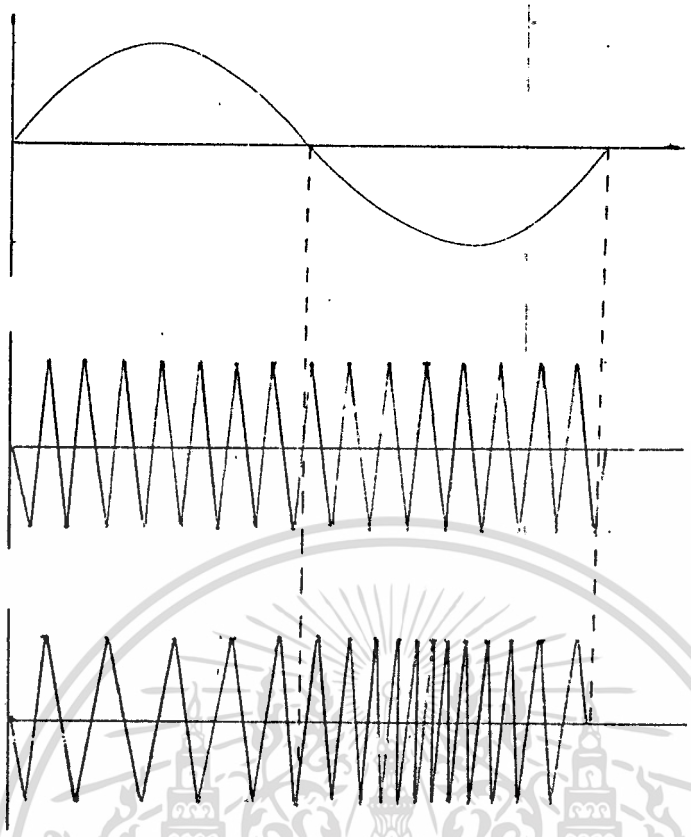
จากรูปที่ 11 เป็นตัวอย่างวงจรกับเบลอร์ โดยใช้ IC MC1596 G ซึ่งเป็น IC ของโมโตโรล่า ซึ่งจะให้เกณฑ์ (GAIN) การขยายสูงถึง 20 dB ที่ความถี่ทางออก 300 MHz และจะให้เกณฑ์การขยาย 7 dB ที่ความถี่ทางออก 400MHz

วงจร เอฟ.เอ็ม.มอดูเลเตอร์ (F.M.MODULATOR)

ในการส่งที.วี.นั้นจะต้องส่งทั้งภาพและเสียงไปพร้อม ๆ กัน การส่งสัญญาณเสียงจะส่งแบบ เอฟ.เอ็ม. (FREQUENCY MODULATION) โดยมีความถี่กึ่งกลาง (CENTER FREQUENCY) เท่ากับ 5.5 MHz ในระบบพาล (PAL) และ 4.5 MHz ในระบบ เอ็น.ที.เอส.ซี. (NTSC) ดังนั้นจึงต้องมีการมอดูเลทสัญญาณเสียงก่อนที่จะทำการรวมกับสัญญาณภาพ โดยใช้วงจร เอฟ.เอ็ม.มอดูเลเตอร์

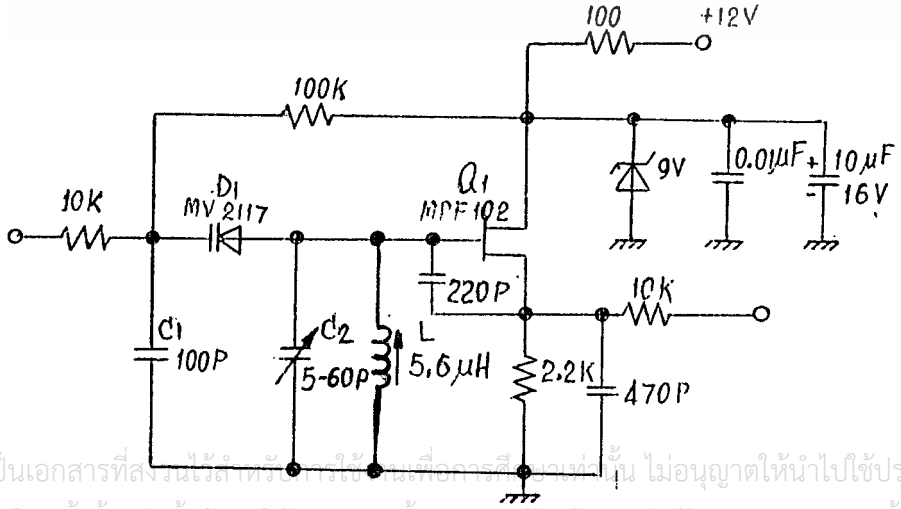
ตัวอย่างวงจร เอฟ.เอ็ม.มอดูเลเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

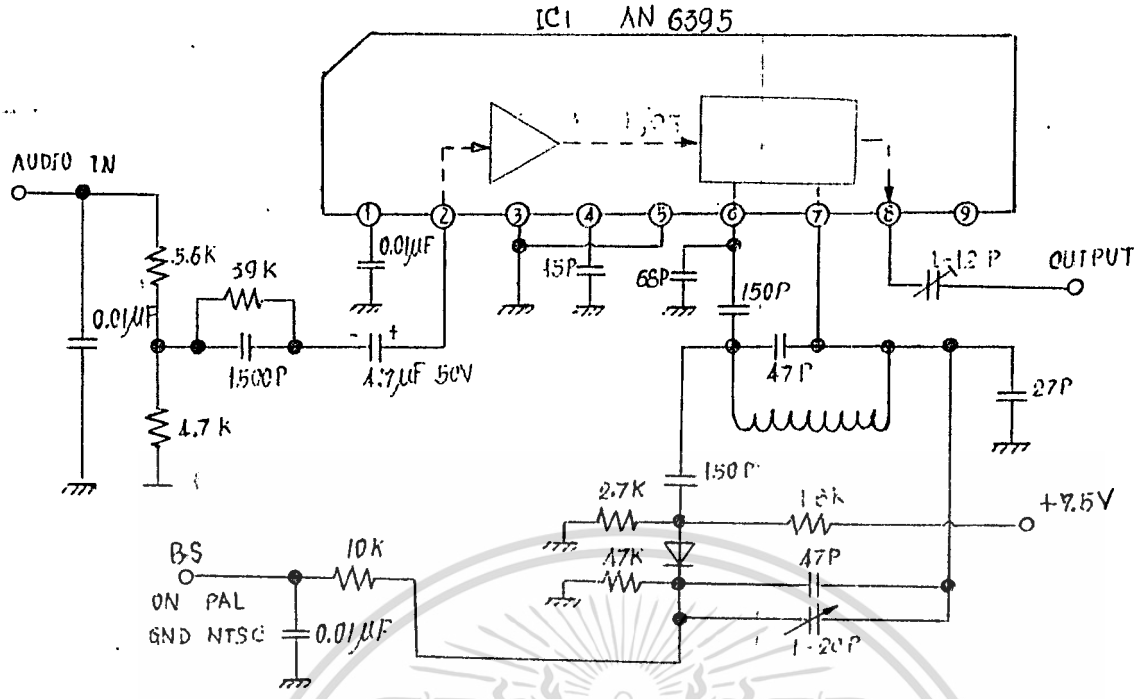


รูปที่ 13 แสดง TIMING DIAGRAM FM MOD

การทำงานของวงจรขณะที่ไม่มีสัญญาณเสียงเข้ามา วงจรจะทำหน้าที่เป็นออสซิลเลเตอร์ผลิตความถี่ 5.5 MHz ซึ่งถูกกำหนดโดย C_1 ,C_2,D_1 และ L เมื่อมีสัญญาณเข้ามาจะทำให้แรงดันตกคร่อม D_1 เปลี่ยนไปจะทำให้ค่าของ C ของวาแรคเตอร์ D เปลี่ยนไปด้วย นั่นคือจะทำให้ความถี่ของออสซิลเลเตอร์เปลี่ยนไป ดังรูปที่ 13 เป็น F.M. MOD



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 14 การมอดูเลชั่น โดยใช้ ไอซี สำเร็จรูป

รูปที่ 14 เป็นตัวอย่างการมอดูเลชั่นโดยใช้ไอซีสำเร็จรูปเบอร์ AN 6395 ซึ่งจะทำหน้าที่ขยายสัญญาณเสียงด้วย เมื่อสัญญาณเสียงเข้ามาที่ขา 2 ของไอซีจะถูกขยาย แล้วจึงถูกนำไปมอดูเลทแบบ เอฟ เอ็ม ซึ่งจะถูกกำหนดความถี่กลาง (CENTER FREQUENCY) โดย ไอซีที่ขา 6 และขา 7 สัญญาณที่มอดูเลทแล้วจะถูกนำออกที่ขา 8

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรขยายย่านความถี่สูง (RADIO FREQUENCY AMPLIFIER)

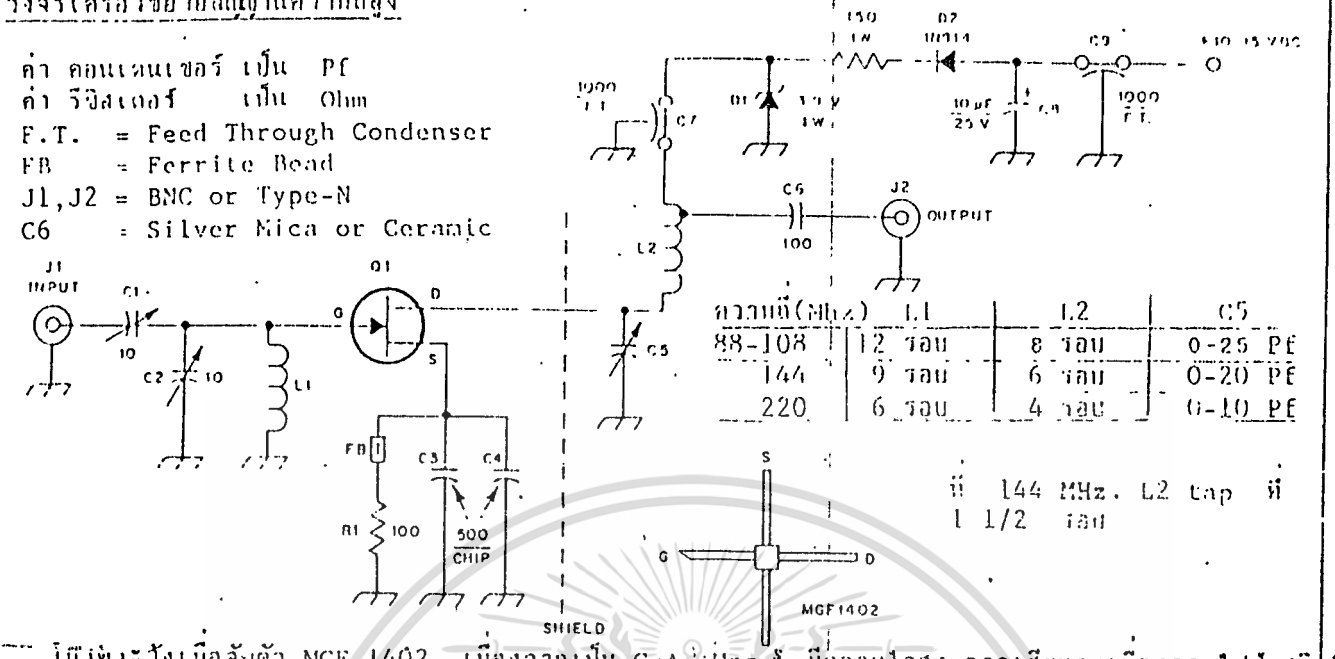
ในการออกแบบวงจรขยายความถี่สูงย่าน อาร์. เอฟ. นั้น จะมีความยุ่งยากมากกว่าวงจรขยายย่านความถี่ต่ำมาก ทั้งนี้เพราะว่าเราจะต้องทราบถึงค่าประจุ (CAPACITANCE) ที่เกิดขึ้นภายในอุปกรณ์ขยายหรือทรานซิสเตอร์เบอร์นั้น ๆ เช่น ค่า C_{BE}, C_{BC}, C_{CE} นอกจากนี้แล้วเราจะต้องทราบถึงอินพุทอิมพีแดนท์ (Zin) เอ้าท์พุทอิมพีแดนท์ (Zout) และความถี่ใช้งานสูงสุด ซึ่งจะกำหนดมาให้เป็นค่าเกณฑ์แบนวิดโปรดัค (GAIN BANDWIDTH PRODUCT, fr) โดย fr เท่ากับ อัตราการขยายคูณกับความถี่ โดยที่ความถี่สูงสุดก็คือ ความถี่ที่ทำให้อัตราการขยายเท่ากับหนึ่งนั่นเอง ซึ่งค่าพารามิเตอร์เหล่านี้ทางบริษัทผู้ผลิตจะเป็นผู้กำหนดมาให้ นอกจากจะใช้ทรานซิสเตอร์ธรรมดาเป็นตัวขยายแล้ว ทรานซิสเตอร์อีกชนิดหนึ่งที่นิยมใช้คือ เฟท (FET) ดังตัวอย่างในรูปที่ 15 เป็นวงจรขยายความถี่สูง โดยใช้ มอสเฟท เบอร์ MGF1402 ซึ่งมอสเฟทตัวนี้เป็นแบบ GaAs - MOSFET ซึ่งมีความไวสูงมาก ดังนั้นเมื่อจับตัวหรือบัดกรีจำต้องระวังความเสียหายที่เกิดขึ้นเนื่องจากไฟฟ้าสถิตย์ ซึ่งวงจรนี้จะให้อัตราการขยายประมาณ 19.5 dB ที่ความถี่ 450 MHz และประมาณ 15 dB ที่ความถี่ 1300 MHz ซึ่งจะเห็นว่ามีอัตราการขยายสูงมาก และมีการรบกวนของนอยส์ (NOISE FIGURE) ต่ำมากคือ เท่ากับ 0.35 dB ที่ความถี่ 450 MHz และเท่ากับ 0.65 dB ที่ความถี่ 1300 MHz

ดังนั้นวงจรนี้จึงเหมาะที่จะนำมาใช้ในภาคฟรอนท์เอน (FRONT END) ของจูนเนอร์ ของเครื่องรับทีวี หรือนำมาใช้เป็นปรีแอมพ์ให้กับวงจรขยายความถี่สูงก็ได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรเครื่องขยายสัญญาณความถี่สูง

ค่า คอนเดนเซอร์ เป็น Pf
ค่า รีซิสเตอร์ เป็น Ohm
F.T. = Feed Through Condenser
FB = Ferrite Bead
J1,J2 = BNC or Type-N
C6 = Silver Mica or Ceramic



ความถี่(MHz)	L1	L2	C5
88-108	12 รอบ	8 รอบ	0-25 PF
144	9 รอบ	6 รอบ	0-20 PF
220	6 รอบ	4 รอบ	0-10 PF

ที่ 144 MHz. L2 tap ที่ 1 1/2 รอบ

โปรดระวังเมื่อจับต้อง MGF 1402 เนื่องจากเป็น GaAs-Mos FET มีความไวสูง อาจเสียหายเนื่องจากไฟฟ้าสถิตได้

รูปที่ 15 วงจรขยายความถี่สูง โดยใช้ มอสเฟท MGF 1402

คุณสมบัติจำเพาะของเฟท MGF 1402 (SPECIFICATION MGF 402)

ABSOLUTE MAX	DRAIN SATURATION	PINCH OFF VOLTAGE	TRANSCENDUCTANCE
DRAIN CURRENT POWER DISS IDS(mA) PT(mW)	CURRENT IDSS (เมื่อ VDS=3V) min/max (mA)	(VDS=3V,IDS= 00mA) Vp min/max(V)	VDS=3V gm (ms)
100 300	30/100	1 - /-5	25/35 -10

NOISE FIGURE = 0.35 dB GAIN = 9.5 dB ที่ 450 MHz

= 0.65 dB GAIN = 5.0 dB ที่ 300 MHz

ตัวอย่างวงจรขยายความถี่สูงโดยใช้ IC uPC 1651G ในรูปที่ 16 เป็นวงจรขยาย อาร์ เอฟ โดยใช้ IC uPC1651G ซึ่งเป็น ไอซี ขนาด 4 ขา มีการต่อใช้งานง่ายมาก ไอซีตัวนี้จะทำการขยายแบบย่านกว้าง (WIDE BAND AMPLIFIER)

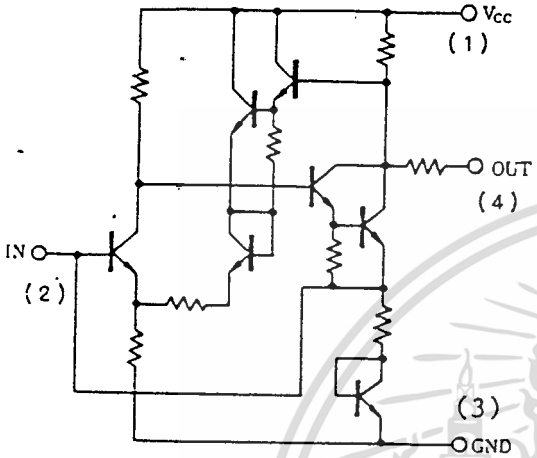
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยจะขยายตั้งแต่ย่านความถี่ 50 **MHz** 1200 **MHz** โดยมีเกณฑ์การขยาย 19 **dB**

ที่ 500 **MHz** ใช้ไฟเลี้ยง 5 **VDC, 20 mA**

E BAND AMPLIFIER COVERED FROM HF TO UHF(1,200 MHz) **μPC1651G**

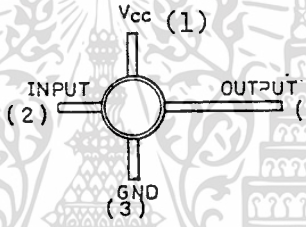
Equivalent Circuit



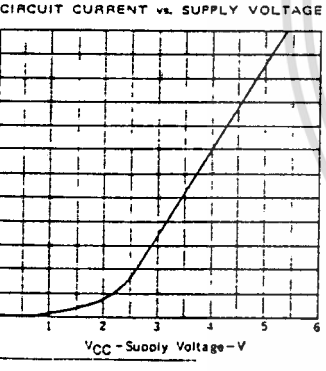
uPC 1651G - กำลังขยาย 19 dB ที่ 500 MHz
- Noise Figure 5.5 dB at 500Mhz
- ใช้ได้ถึง 1200 MHz
- ใช้ไฟ 5VDC --20mA.
- Match กับ 50,75 oHm
- ใช้อุปกรณ์เพิ่มเพียง 3 ชิ้น

การใช้งาน - บูสเตอร์ทีวี
- Preamp ให้เสาอากาศ
- ขยายสัญญานให้เครื่องวัดความถี่
- Preamp. ให้ Oscilloscope
- Fiber Optics
- ระบบสื่อสาร
- Modem

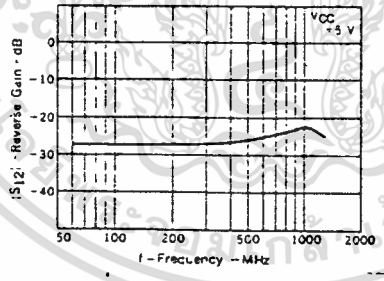
การดูขาไอซี

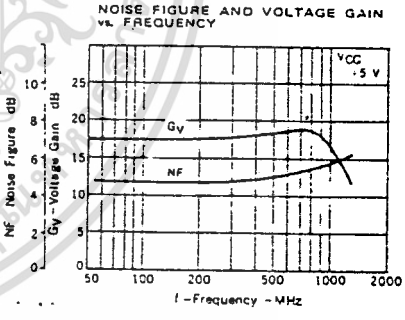


ขา 1 = ไฟบวก
ขา 2 = สัญญานเข้า
ขา 3 = ไฟลบ(กราวด์)
ขา 4 = ขาออก

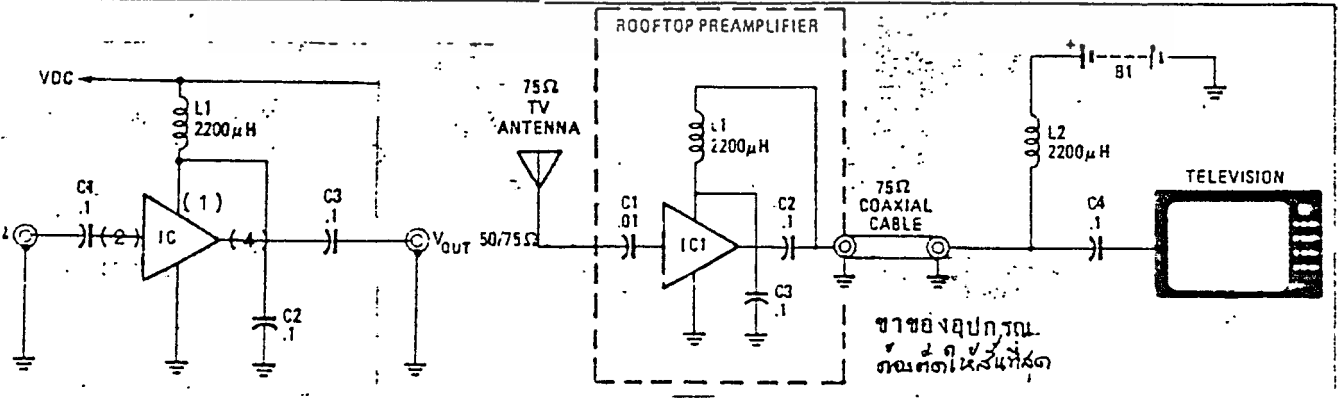


ข้อมูลทางเทคนิคส์





ตัวอย่างการใช้งาน ปรีแอมป์เครื่องวัดความถี่ บูสเตอร์ทีวี หรือ วิทยุ



รูปที่ 20 วงจรขยาย **R.F.** โดยใช้ **IC uPC** 1651 **G** พร้อมอุปกรณ์ภายนอก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรขยายกำลังย่านความถี่วิทยุ (R F POWER AMPLIFIER)

ในโครงงานนี้เราใช้ทรานซิสเตอร์เบอร์ 2N 3866 ของ บ.โมโตโรล่า เป็นตัวขยายกำลัง ซึ่งจะทำการขยายให้กำลังทางออก (OUTPUT POWER) ใช้งานประมาณ 1W เมื่อใช้ไป 28 V และให้เกณฑ์การขยายกำลังต่ำสุด 10 dB (ดูคุณสมบัติต่าง ๆ ได้ในตารางข้างล่าง) ซึ่งก็เพียงพอแล้วสำหรับการส่งที่วีกำลังต่ำของโครงงานนี้ สำหรับการออกแบบวงจรขยายกำลังให้ดูในภาคผนวกซึ่งจะมีการออกแบบการจัดวงจรให้ค่าอิมพีแดนท์สมดุลกัน (IMPEDANCE MATCHING NETWORK DESIGN) แนวการออกแบบแผ่นปรินท์ให้อิมพีแดนท์เหมาะสม รวมทั้งการออกแบบวงจรขยายความถี่สูงโดยใช้ DATA SHEET และใช้ TWO - PORT PARAMETER ซึ่งจะใช้เป็นข้อมูลในการออกแบบวงจรขยายความถี่สูงได้เป็นอย่างดี

ถ้าเราจะพัฒนาให้เครื่องส่งมีกำลังสูงขึ้นไปอีกเพื่อใช้ในงานด้านอื่น เช่น การส่งที่วีวงจรปิดไปตามสายเคเบิล (CABLE T.V.) ในโรงแรมใหญ่ ๆ หรือตามหมู่บ้าน จำเป็นอย่างยิ่งที่จะต้องขยายกำลังส่งให้สูงขึ้นเป็นหลาย ๆ วัตต์ ถ้าเราใช้ทรานซิสเตอร์ทำการขยายกำลัง จะยุ่งยากในการออกแบบและการปรับแต่งเพื่อที่จะให้ได้กำลังเท่าที่ต้องการ ในปัจจุบันนี้ได้มีการพัฒนาภาคขยายกำลังโดยการกระทำเป็นโมดูลสำเร็จรูป (POWER AMPLIFIER MODULE) โดยบริษัทผู้ผลิต ซึ่งจะให้อัตราการขยายสูงมาก และใช้อุปกรณ์ต่อภายนอกเพียงเล็กน้อย เพื่อลดปัญหาในการปรับแต่ง และการออกแบบที่ยุ่งยากนั้น และราคาก็ไม่แพงมากนัก จึงเหมาะที่จะนำมาใช้งานทางด้านนี้มาก ดังตัวอย่างเป็น UHF POWER AMPLIFIER MODULE ใช้ทำงานในย่านความถี่ 400 MHz 512 MHz โดยจะให้กำลัง 7.5 วัตต์ (สำหรับเบอร์ MHW709) และ 13W (สำหรับเบอร์ MHW710) โดยการป้อนสัญญาณที่อินพุท (INPUT) ประมาณ 100 mW ซึ่งคุณสมบัติต่าง ๆ แสดงในตารางต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

การสร้างและการปรับแต่ง

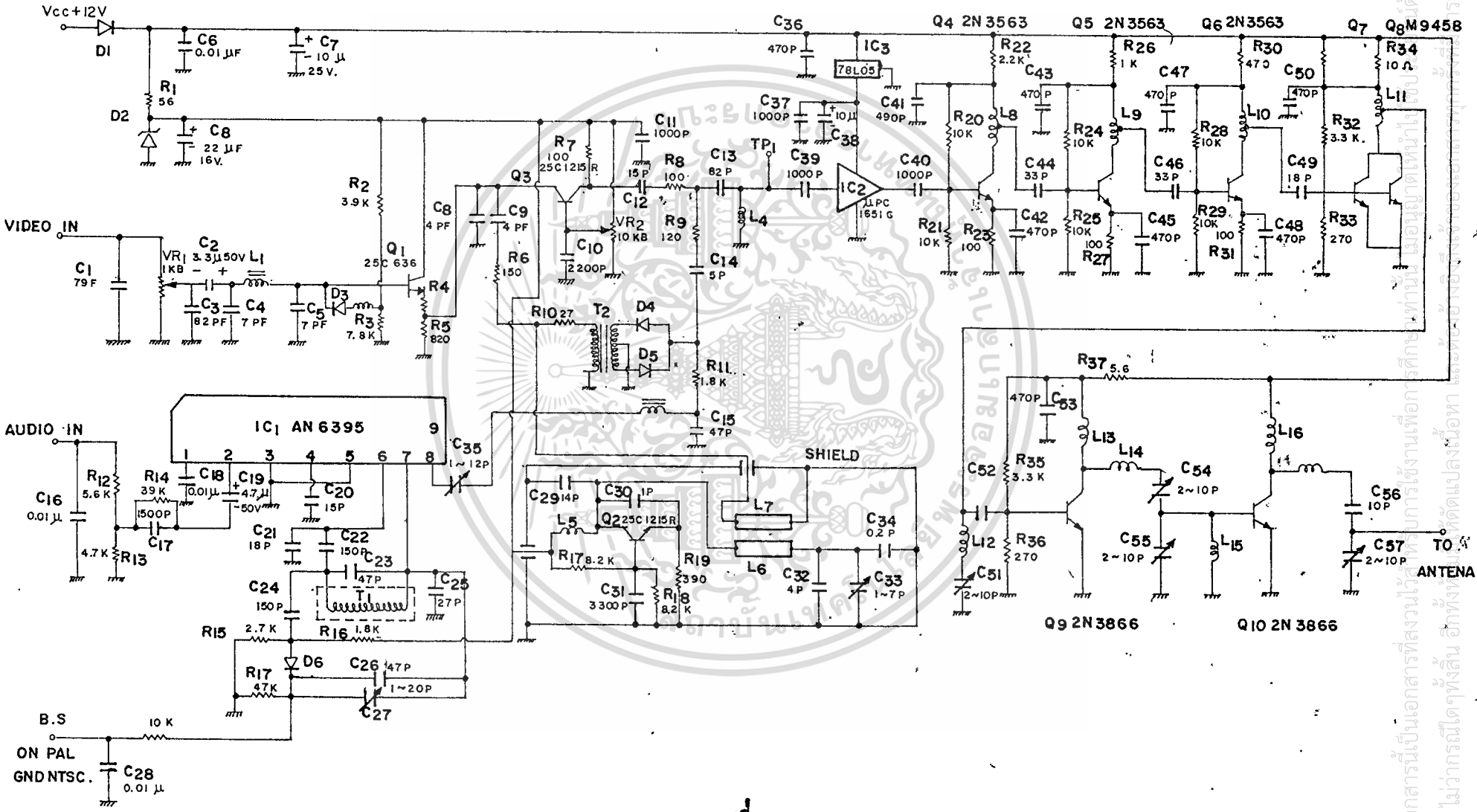
ในการสร้างเครื่องส่งที่ใช้งานในย่านความถี่สูงมาก ๆ นั้น จะนิยมสร้างกันบน G10 EPOXY PC BOARD ซึ่งมีความเหมาะสมกับการใช้งานย่านความถี่สูงถึง 1 GHz เพราะว่าจะมีความต้านทานทางไฟฟ้าสูง และมีการสูญเสียกำลังต่ำกว่าปริ้นชนิดอื่น

และปัญหาที่พบมากอีกอย่างหนึ่งในการสร้างก็คือ ขาอุปกรณ์ที่ใช้จะต้องตัดให้มีขนาดสั้นที่สุดเท่าที่จะทำได้ โดยเฉพาะอย่างยิ่งขาของคาปาซิเตอร์ เพราะในย่านความถี่สูงมากกว่า 500 MHz นี้ยิ่งมีผลมาก ดังนั้นจึงนิยมใช้แบบชิป (CHIP CAPACITOR) ซึ่งจะไม่มีขาตัวนำ จึงจะทำให้เกิดค่าเหนี่ยวนำ (L) ขึ้นได้

ในรูปที่ 3.1 เป็นวงจรที่ใช้งานจริง โดยมีรายละเอียดในการทำงานดังนี้ สัญญาณวีดีโอจะถูกส่งไปที่ขาเบสของ Q_1 โดยสามารถที่จะปรับความแรงโดยการปรับ VR_1 Q_1 จะทำการขยายสัญญาณแล้วส่งออกไปทางขาอีมิเตอร์เพื่อส่งไปมอดกับคลื่นพาห์ (CARRIER) เพื่อส่งออกต่อไป สัญญาณเสียงจะถูกส่งไปที่ขา 2 ของ IC 1 แล้วทำการขยายแล้วถูกส่งไปมอดกับความถี่ 5.5 MHz ซึ่งเป็นการมอดแบบ F.M. ความถี่ 5.5 MHz นี้จะถูกกำหนดโดยค่า L และ C ที่ขา 6,7 ของ IC คือ T_1, $C_{13} - C_{16}$, $C_{20} - C_{22}$ และระดับแรงไฟที่ขา B.S. ถ้า BS= +12V จะได้ความถี่ = 5.5 MHz ซึ่งเป็นความถี่ของคลื่นพาห์เสียงของระบบพาล (PAL) แต่ถ้า BS = OV จะได้ fc = 4.5 MHz ซึ่งเป็นความถี่เสียงของระบบ N.T.S.C. สัญญาณ F.M. ที่มอดแล้วจะออกที่ขา 8 เพื่อมอดกับคลื่นพาห์ (R F CARRIER) ต่อไป

Q_2 จะทำหน้าที่เป็นวงจรออสซิลเลเตอร์ความถี่สูง (R.F.OSCILLATOR) โดยจะผลิตความถี่ประมาณ 540MHz 580MHz (CH30 36) ซึ่งการทำงานจะทำงานแบบ R-L-C ออสซิลเลเตอร์ สัญญาณเอาท์พุทจะถูกคัปปิงโดย L_6 และ L_7 ไปมอดกับสัญญาณเสียงที่ T_2 และสัญญาณภาพที่ขาอีมิตเตอร์ของ Q_3 VR_2 เป็นตัวปรับระดับการมอดของสัญญาณ สัญญาณที่มอดเรียบร้อยแล้วนี้จะมีกำลังต่ำมากประมาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้


Vcc+12V
D1
C6 0.01 µF
C7 10 µ 25 V.
R1 56
D2
C8 22 µF 16V.
VIDEO IN
C1 79 F
VR1 3.3µ 50V
L1
C2 1KB
C3 82 PF
C4 7 PF
C5 7 PF
D3
R3 7.8 K
Q1 2SC 636
R2 3.9 K
R4
R5 820
C8 4 PF
C9 4 PF
R6 150
Q3
R7 100 2SC1215R
C10 2200P
C11 1000P
C12 15 P
R8 100
VR2 10 KB
R9 120
C13 82 P
C14 5P
L4
TP1
C39 1000 P
IC2 µPC 1651 G
C40 1000P
R10 27
T2
D4
D5
R11 1.8 K
C15 47P
AUDIO IN
IC1 AN 6395
1 2 3 4 5 6 7 8 9
C35 1~12P
R12 5.6 K
C16 0.01 µ
4.7 K
R13
R14 39 K
C18 0.01µ
C19 4.7µ 50V
C20 15P
1500P
C17
C21 18 P
C22 150P
C23 47P
C24 150 P
C25 27P
R15 2.7 K
R16 1.8K
D6
C26 47P
R17 47K
1~20P
C27
B.S
10 K
ON PAL
GND NTSC.
C28 0.01 µ
C36 470P
IC3 78L05
C41 490P
C37 1000P
10µ
C38
Q4 2N3563
Q5 2N3563
Q6 2N3563
Q7
Q8 M9458
R22 2.2K
R20 10K
L8
R21 10K
R23 100
C42 470P
C43 470 P
R24 10K
R25 10K
100
R27
C44 33 P
C45 470P
L9
C47 470 P
R28 10K
R29 10K
100
R31
C46 33 P
C45 470P
L10
R30 470
C50 470P
C48 470P
C49 18 P
R26 1 K
R32 3.3 K.
R33 270
R34 10 Ω
L11
R37 5.6
470P C53
L13
L14
C52
R35 3.3 K
L12
R36 270
C51 2~10P
C54 2~10 P
C55 2~10 P
L15
L16
C56 10P
C57 2~10P
TO ANTENA
Q9 2N3866
Q10 2N3866
SHIELD
C29 14P
C30 1P
L5
Q2 2SC1215R
R17 8.2 K
R19 390
C31 3300P
R18 8.2 K
L7
L6
C32 4P
C33 1~7P
C34 0.2 P

รูปที่ ๕

– 22 dBm สัญญาณ R.F. จะถูกนำไปขยายอีกโดย IC 2 จึงมีค่าประมาณ –3 dBm

Q4 Q8 จะทำหน้าที่ขยายสัญญาณต่อจาก IC 2 จนกระทั่งระดับสัญญาณที่เอาท์พุท ของ Q7, Q8 มีค่าประมาณ 15 dBm ก็จะถูกป้อนให้กับ Q 911 M Q10 ซึ่งทำหน้าที่เป็น R F POWER AMPLIFIER ซึ่งจะให้เกณฑ์การขยายประมาณ 15 dB ดังนั้นกำลังส่งของสัญญาณทางด้านเอาท์พุทจะมีค่าประมาณ 400 mW ซึ่งก็เพียงพอแล้วในการส่งในระยะ 500 600 m แต่ในทางปฏิบัติจริงแล้ว การส่งอาจจะได้ต่ำกว่านี้ เนื่องจากการไม่สมดุลกันของเครื่องส่งและสายอากาศ (MISMATCH) ซึ่งจะทำให้เกิดการสูญเสียกำลังไป (LOSS)

L 4 ใช้ลวดเบอร์ 26 พัน 4 รอบ มีแกนฟ่าสูนย์กลาง 4 มม.

L 8 – L 11 ใช้ลวดเบอร์ 30 พัน 4 รอบ ϕ 3 มม. แทปที่รอบที่ 2

L 12 ใช้ลวดเบอร์ 24 พัน 2 รอบ ϕ 5 มม.

L 13, L 15, L 16 ใช้ R F CHOKE

L 14 และ L 17 ใช้ลวดเบอร์ 24 พัน 2 รอบ ϕ 1 ซม. ยาว 3 มม.

<u>การปรับแต่ง</u>

หลังจากที่ต่อวงจรตามรูป 3.1 แล้ว (ขาอุปกรณ์ทุกชนิดจะต้องให้สั้นที่สุดเท่าที่ทำได้) เราก็มาทำการปรับแต่งโดยใช้อุปกรณ์ช่วยในการปรับแต่งดังนี้

– V.O.M. หรือ DVM ที่มีความไวอย่างต่ำ 20 kΩ / Volt.

– R.F. PROBE

– VIDEO SOURCE (VCR OR CAMERA)

– MONITOR หรือ T.V.

– 50 OHM DUMMY LOAD

และถ้ามีอุปกรณ์เหล่านี้เพิ่มขึ้นก็จะยิ่งทำให้การปรับแต่งง่ายเข้า

– OSCILLOSCOPE 200 MHz

– R.F. GENERATOR

– FREQUENCY COUNTER

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อประกอบวงจรเรียบร้อยแล้วก่อนที่จะป้อนไฟให้กับวงจรต้องทำการเช็กไฟให้แน่นอนก่อนว่าได้ + 12 VDC และจะต้องต่อขั้วไฟให้ถูกต้อง ต่อจากนั้นเช็กไฟที่ตำแหน่งต่าง ๆ ดังนี้

เมื่อเช็กไฟตามจุดต่าง ๆ แล้ว แสดงว่าเครื่องพร้อมทำงาน จากนั้นลองป้อนสัญญาณภาพและเสียงเข้าที่ตำแหน่งอินพุท แล้วต่อสัญญาณจากตำแหน่ง TP1 ไปเข้าที่จอทีวี ปรับจูนจนกระทั่งรับภาพได้ ถ้าภาพออกมาไม่คมชัดให้ปรับ VR1 จนกระทั่งภาพชัดเจนดีที่สุด แต่ถ้าภาพเป็นเนกกะติ! (NEGATIVE) หรือภาพล้ม ให้ปรับที่ VR2 จนกระทั่งภาพออกมาดีที่สุด

จากนั้นก็มาทำการปรับที่ภาค RF AMP. โดยการใช้ R.F. PROBE จับที่ขาเบสของ Q 5 แล้วทำการปรับ L_8 หรือเลื่อนจุดแทป จนกระทั่งได้สัญญาณออกมาแรงที่สุด และจากนั้นก็เลื่อนมาทำการปรับ L_9, L_{10} และ L_{11} จนกระทั่งได้เอาท์พุทออกมาแรงที่สุด ถ้ามี R.F. GEN และออสซิลโลสโคป ก็ให้วิธีป้อนสัญญาณ R.F. ความถี่ 550 MHz เข้าเบื่อินพุทของแต่ละสเตท แล้วทำการปรับจนกระทั่งได้สัญญาณออกมาแรงที่สุด ก็จะทำให้การปรับง่ายเข้า เมื่อได้สัญญาณ R.F. ที่แรงที่สุดตามต้องการแล้วก็ต่อเข้ากับภาคขยายกำลัง (RF POWER AMP.) แล้วทำการปรับ L_{12}, L_{14}, L_{17} C จนกระทั่งได้สัญญาณออกมาแรงที่สุด (ข้อระวัง Q10 ควรจะใส่แผ่นระบายความร้อนด้วยเพราะว่า เมื่อสัญญาณแรงทำให้ Q 10 ทำงานได้เต็มที่โดยไม่เสียหาย)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

การทดลอง และผลการทดลอง

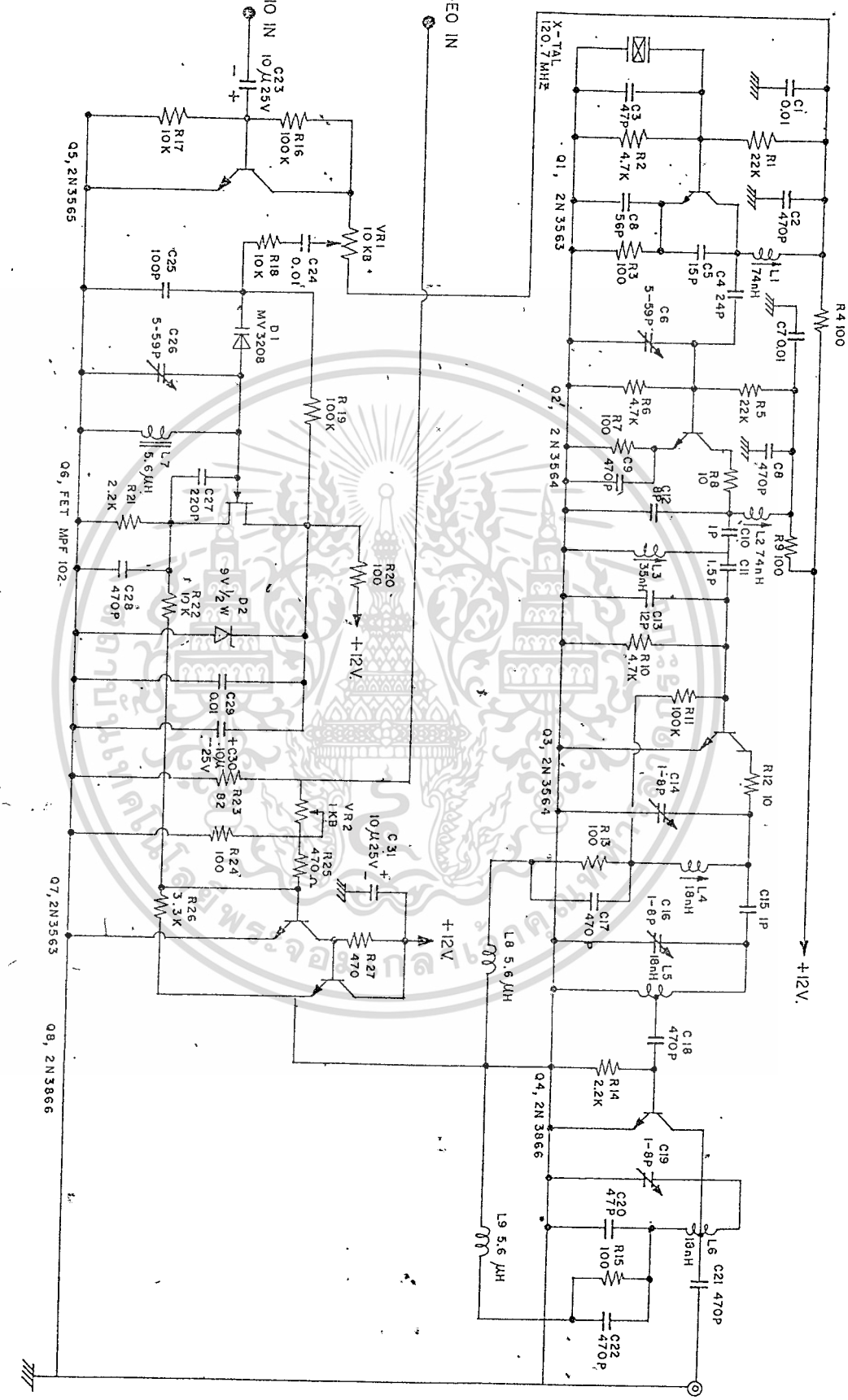
ในการทดลองในครั้งแรกเราใช้วงจรในรูป 4.1 เป็นวงจรในการทำงานของเครื่อง ซึ่งเมื่อปรับแต่งแล้วสามารถส่งได้ประมาณ 20 เมตร เสียงที่รับได้ไม่ชัดเจน และนอกจากนี้เสียงยังรบกวนภาพด้วย คือ เมื่อมีเสียงพูดจะทำให้ภาพพริ้วตาม

หลังจากเจอปัญหาแล้วเราได้วิเคราะห์ถึงสาเหตุ ซึ่งแยกเป็น 2 ประเด็นคือ การที่เครื่องส่งไม่ได้ไกลอาจเนื่องมาจากหลายสาเหตุด้วยกัน เช่น การเลือกใช้ชนิดของแผ่นปริ้นท์ไม่ถูกต้อง เพราะแผ่นปริ้นท์ G 10 EPOXY PC BROAD หาไม่ได้ในท้องตลาด, การออกแบบลายปริ้นท์ที่ไม่เหมาะสม, การเลือกใช้อุปกรณ์ไม่ดีเท่าที่ควร (เนื่องจากหาไม่ได้ เพราะไม่รู้แหล่งในขณะนั้น) และปัญหาเกี่ยวกับการวางอุปกรณ์ยังไม่ได้ ส่วนปัญหาเกี่ยวกับระบบเสียงไม่ชัดเจนนั้น อาจเนื่องมาจากการจัดไบอัส (Bias) ให้กับทรานซิสเตอร์ Q 5 ไม่ดี

หลังจากที่วิเคราะห์ถึงปัญหาที่เกิดขึ้นแล้วเราได้ทำการปรับปรุงวงจรใหม่อีกเล็กน้อย โดยการเปลี่ยนค่า UR 1 ให้มีค่า 50 K และได้ออกแบบลายปริ้นท์การจัดวงอุปกรณ์ให้ถูกต้องตามวงจร และเราได้ใส่ชีลด์ (SHIELD) ในแต่ละสเตท (state) ให้แยกออกจากกัน เพื่อลดการรบกวนซึ่งกันและกัน

ผลของการปรับปรุงใหม่นี้ทำให้สามารถส่งได้ประมาณ 30 เมตร สำหรับเสียงชัดเจนขึ้น แต่ปัญหาเรื่องเสียงรบกวนภาพยังแก้ไขไม่ได้ ดังนั้นทางคณะผู้จัดทำจึงได้เปลี่ยนวงจรการทำงานของเครื่องใหม่ดังรูป 3.1 และได้ทำการชีลด์ในแต่ละสเตท เพื่อไม่ให้เกิดการรบกวนกัน เมื่อทำการปรับแต่งดีแล้วเราได้ทดลองส่ง ปรากฏว่าสามารถส่งได้ไกลประมาณ 150 เมตร (ในระยะระดับสายตา) ได้ชัดเจนดีมากทั้งเสียงและภาพ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ๔.๑

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

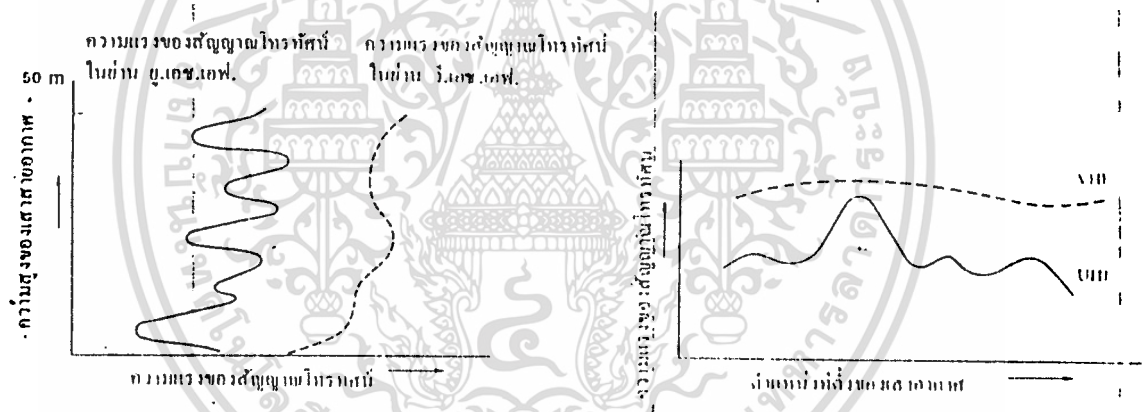
สรุปผลการทดลองและวิจารณ์ผล

ด้วยโครงงาน WIRELESS VIDEO CAMERA LINK นี้เป็นเครื่องส่งทีวีขนาดเล็ก เพื่อที่จะสามารถติดตั้งกับกล้องส่งสัญญาณไปยังทีวีที่อยู่ในรัศมีโดยไม่ต้องใช้สาย การส่งสัญญาณจะส่งในย่าน UHF ความถี่ที่ใช้อยู่ระหว่าง 540 MHz ~580 MHz โดยสามารถปรับความถี่ได้ที่ออสซิลเลเตอร์ (C38) การส่งสัญญาณจะต้องแบบเดียวกันกับการส่งทีวีที่ใช้ตามบ้านเพื่อที่จะให้เครื่องรับสามารถรับได้ คือ จะส่งสัญญาณเสียงเป็นแบบ F.M. มีความถี่กึ่งกลาง (CENTER FREQUENCY) เท่ากับ 5.5 MHz (สำหรับระบบ PAL) และเท่ากับ 4.5 MHz (สำหรับระบบ NTSC) จากนั้นจึงนำมามอด (MODULATE) กับความถี่กลื่นพาห์ ทั้งภาพและเสียงเป็นแบบส่งออกอากาศ สำหรับทีวีจะส่งแบบ VESTIGIAL SIDEBANS เพื่อจะทำให้แบนวิดท์ (BAND WIDTH) ในการส่งแคบลงอยู่ในย่านประมาณ 7 MHz แต่สำหรับโครงงานนี้เราจะส่งตลอดย่าน คับเบิล ไซด์แบน (DOUBLE-SIDE BAND) ทั้งนี้เพราะว่าในย่าน UHF ในประเทศเรายังไม่มีสถานีส่ง ดังนั้นจึงไม่จำเป็นต้องคำนึงถึงการรบกวนช่องข้างเคียง

ในการทดลองเรามีปัญหามากในภาคการขยายสัญญาณความถี่ R.F. เนื่องจากการจัดแมทชิ่งไม่เหมาะสมเนื่องจากค่า L ที่คำนวณได้มีค่าน้อยมาก ซึ่งยากในการวัดเพราะไม่มีเครื่องมือที่จะวัดค่า L ในย่าน nH ได้ ดังนั้นเราก็ใช้วิธีการสุ่มตัวอย่างและทดลองโดยใช้ R.F.GENERATOR เข้าช่วย จนกระทั่งปรับให้แรงดันสูงสุด โดยการปรับค่า C เข้าช่วยด้วย เพราะการปรับ L จะมีผลต่อวงจรขยายอย่างมาก ในการปรับแต่งภาค RF POWER AMPLIFIER เราจะต้องต่อ DRUMMY LOAD 50 OHM เข้าที่เอาท์พุท ถ้าไม่มีก็ใช้ R ค่า 51 OHM ต่อลงกราวด์เป็น LOAD แทนก็ได้ แล้วทำการปรับ C, C, C, L, L และ C จนกระทั่งให้ได้เอาท์พุทสูงสุด จากนั้นใช้สายอากาศขนาด 27.3 CM ซึ่งเท่ากับ ของความถี่ 550 MHz ต่อเข้าที่เอาท์พุท แล้วปรับ C จนกระทั่งเกิด VSWR น้อยที่สุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

<u>สรุปผล</u> จากการทดลองเราได้ป้อนสัญญาณวีดีโอขนาด 1 Vp-p และสัญญาณเสียงขนาด Vp-p เข้าไปทำการส่งโดยใช้เครื่องรับทีวีเป็นตัวรับ (ในย่าน UHF) ปรากฏว่ารับภาพและเสียงได้ชัดเจนดี โดยการเลื่อนระยะการส่งออกไปเรื่อย ๆ พบว่า บางจุดภาพก็ชัดดี บางจุดภาพจะมีหิมะมาก (SNOW) ทั้งนี้เนื่องจากคุณสมบัติของคลื่น UHF จะมีผลต่อตำแหน่งและความสูงของสายอากาศด้านรับเป็นอย่างมาก ซึ่งสามารถแสดงได้โดยกราฟที่ 5.1 ก) และ 5.1 ข) เป็นการเปรียบเทียบความแตกต่างของการรับสัญญาณโทรทัศน์ที่ใช้คลื่นพาห์ของภาพในย่านความถี่ ยู. เอช. เอฟ. (U.H.F.) กับคลื่นพาห์ของภาพในย่าน วี. เอช. เอฟ. (V.H.F.) ซึ่งในรูป ก เป็นการแสดงระดับความแรงของสัญญาณกับความสูงของสายอากาศ และในรูปที่ ข เป็นการแสดงความสัมพันธ์ของความแรงของสัญญาณที่รับได้กับตำแหน่งที่ตั้งของสายอากาศ



(ก) สำหรับโทรทัศน์ในย่านยู.เอช.เอฟ. ความแรงของสัญญาณโทรทัศน์จะขึ้นอยู่กับความสูงของสายอากาศ ส่วนโทรทัศน์ในย่านวี.เอช.เอฟ.ความแรงของสัญญาณโทรทัศน์จะขึ้นอยู่กับความสูงของสายอากาศเหมือนกัน แต่จะไม่มีการเปลี่ยนแปลงมาก

(ข) ความแรงของสัญญาณโทรทัศน์ในย่านยู.เอช.เอฟ. จะเปลี่ยนแปลงไปตามตำแหน่งที่ตั้งของสายอากาศ ซึ่งเรื่องเช่นนี้จะเกิดขึ้นน้อยมากสำหรับความถี่ในย่านวี.เอช.เอฟ.

รูปที่ 3.8 ความแตกต่างของคลื่นโทรทัศน์ในย่านวี.เอช.เอฟ. กับคลื่นโทรทัศน์ในย่านยู.เอช.เอฟ.

จากการทดลองเราสามารถส่งได้ไกลถึง 100 เมตร ซึ่งนับว่าเพียงพอแล้วสำหรับโครงงานนี้ จึงสรุปได้ว่าโครงงานนี้บรรลุไปตามจุดมุ่งหมายที่กำหนดไว้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปแสดงผลการทดลองส่งภาพเครื่อง WIRELESS VIDEO CAMERA LINK

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปแสดงผลการทดลองส่งภาพเครื่อง WIRELESS VIDEO CAMERA LINK

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง

สุนทร พงศ์พันธ์. "เทคนิคการเลือกใช้ตัวเก็บประจุในวงจรเครื่องขยาย" วารสารอีเลคทรอนิคส์ เวิลด์ ปีที่ 8 ฉบับที่ 86, 2527, หน้า 124 - 129.

บรรเจิด ตันติกัลยาภรณ์. "การพัน L ตามค่าที่ต้องการ" เครื่องรับส่ง เล่ม 2. หน้า 13 18 - 22.

บรรเจิด ตันติกัลยาภรณ์. "การพันคอยล์ R.F.C." เครื่องรับส่ง เล่ม 3. หน้า 15 - 16.

JOHN MARDUS "FREQUENCY MULTIPLIER CIRCUITS" & "RF OSCILLATOR" MODERN ELECTRONIC CIRCUITS REFERENCE MANNUAL McGRAW - HILL BOOK COMPANY VOL. 2 page 29 - 35 and page 309 - 325.

GLENN YOUNG "MICROSTRIP DESIGN TECHNIQUES FOR UHF AMPLIFIER" MOTOROLA RF DATA MANUAL page 12.56 - 12.60, 1978.

ROY HEJHALL "RF SMALL SIGNAL DESIGN USING TWO - PORT PARAMETERS" MOTOROLA RF DATA MANUAL page 16 - 126 - 16.144, 1978.

FRANK DAVIS "MATCHING NETWORK DESIGNS WITH COMPUTER SOLUTIONS" MOTOROLA RF DATA MANUAL page 17.29 - 17.39, 1978.

B. BECCIOTINI "IMPEDANCE MATCHING NETWORDS APPLIED TO RF POWER TRANSISTORS" MOTOROLA RF DATA MANUAL page 17.44 - 17.59, 1978.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก

- เทคนิคในการออกแบบ STRIP LINE ในการขยายย่าน ยู.เอช.เอฟ.
  (MICROSTRIP DESIGN TECHNIQUES FOR UHF AMPLIFIERS)
- การออกแบบการขยายสัญญาณวิทยุ โดยใช้ TWO-PORT พารามิเตอร์
  (RF SMALL SIGNAL DESIGN USING TWO-PORT PARAMETERS)
- การออกแบบภาคขยายย่าน ยู.เอช.เอฟ. โดยใช้กราฟ ดาต้า ชีท
  (UHF AMPLIFIER DESIGN USING DATA SHEET DESIGN CURVES)
- การกำหนดค่า นอยส์ ฟิคเกอร์ ในอุปกรณ์กึ่งตัวนำ
  (SEMICONDUCTORS NOISE FIGURE CONSIDERATIONS)
- การออกแบบวงจรแมทชิ่ง โดยใช้คอมพิวเตอร์
  (MATCHING NETWORK DESIGNS WITH COMPUTER SOLUTIONS)
- การจัดอิมพีแดนท์ แมทชิ่ง ทรานซิสเตอร์ขยายกำลัง
  (IMPEDANCE MATCHING NETWORKS APPLIED TO RF POWER TRANSISTORS)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MOTOROLA
Semiconductors
BOX 20912 • PHOENIX, ARIZONA 85036

2N3866

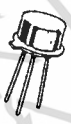
The RF Line

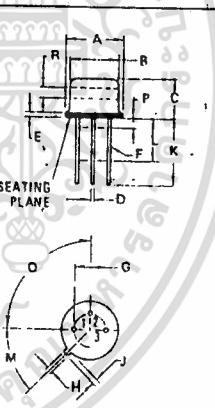
1.0 W – 400 MHz
HIGH FREQUENCY
TRANSISTOR
NPN SILICON

NPN SILICON HIGH FREQUENCY TRANSISTOR

. . . designed for amplifier and oscillator applications in military and industrial equipment. Suitable for use as output, driver or pre-driver stages in VHF and UHF equipment.

- Specified 400 MHz, 28 Vdc Characteristics –
  Output Power = 1.0 Watt
  Minimum Gain = 10 dB
  Efficiency = 45%
- Large Signal Series Equivalent Impedances
- S-Parameter Characterization





*MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Collector-Emitter Voltage	V_{CEO}	30	Vdc
Collector-Base Voltage	V_{CBO}	55	Vdc
Emitter-Base Voltage	V_{EBO}	3.5	Vdc
Collector Current — Continuous	I_C	0.4	Adc
Total Device Dissipation @ T_C = 25°C Derate Above 25°C	P_D	5.0 28.6	Watts mW/°C
Storage Temperature Range	T_{stg}	-65 to +200	°C

*Indicates JEDEC Registered Data

DIM	MILLIMETERS MIN	MILLIMETERS MAX	INCHES MIN	INCHES MAX
A	8.89	9.40	0.350	0.370
B	8.00	8.51	0.315	0.335
C	6.10	6.60	0.240	0.260
D	0.406	0.533	0.016	0.021
E	0.229	3.18	0.009	0.125
F	0.406	0.483	0.016	0.019
G	4.83	5.33	0.190	0.210
H	0.711	0.864	0.028	0.034
J	0.737	1.02	0.029	0.040
K	12.70	–	0.500	–
L	6.35	–	0.250	–
M	45° NOM		45° NOM	
P	–	1.27	–	0.050
Q	90° NOM		90° NOM	
R	2.54	–	0.100	–

All JEDEC dimensions and notes apply.

STYLE 1
PIN 1. EMITTER
2. BASE
3. COLLECTOR

CASE 79-02
TO-39

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

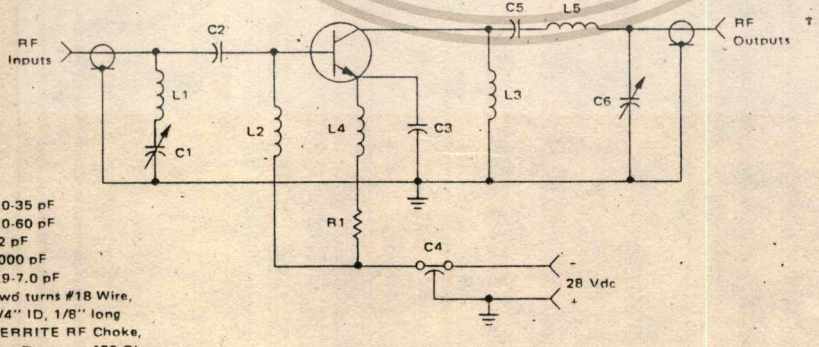
2N3866

*ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_C = 25°C unless otherwise noted).

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit
OFF CHARACTERISTICS				
Collector-Emitter Sustaining Voltage (I_C = 5.0 mAdc, I_B = 0)	$V_{CEO(sus)}$	30	–	Vdc
Collector-Emitter Sustaining Voltage (I_C = 5.0 mAdc, R_{BE} = 10 Ω)	$V_{CER(sus)}$	55	–	Vdc
Emitter-Base Breakdown Voltage (I_E = 100 μAdc, I_C = 0)	BV_{EBO}	3.5	–	Vdc
Collector Cutoff Current (V_{CE} = 28 Vdc, I_B = 0)	I_{CEO}	–	0.02	mAdc
Emitter Cutoff Current (V_{BE} = 3.5 Vdc, I_C = 0)	I_{EBO}	–	0.1	mAdc
Collector Cutoff Current (V_{CE} = 30 Vdc, V_{BE} = -1.5 Vdc (Rev.), T_C = 200°C) (V_{CE} = 55 Vdc, V_{BE} = -1.5 Vdc (Rev.)	I_{CEX}	– –	5.0 0.1	mAdc
ON CHARACTERISTICS				
DC Current Gain (I_C = 360 mAdc, V_{CE} = 5.0 Vdc) (I_C = 50 mAdc, V_{CE} = 5.0 Vdc)	h_{FE}	5.0 10	– 200	–
Collector-Emitter Saturation Voltage (I_C = 100 mAdc, I_B = 20 mAdc)	$V_{CE(sat)}$	–	1.0	Vdc
DYNAMIC CHARACTERISTICS				
Current-Gain – Bandwidth Product (I_C = 50 mAdc, V_{CE} = 15 Vdc, f = 200 MHz)	f_T	500	–	MHz
Output Capacitance (V_{CB} = 28 Vdc, I_E = 0, f = 1.0 MHz)	C_{ob}	–	3.0	pF
FUNCTIONAL TESTS				
Common-Emitter Amplifier Power Gain (V_{CC} = 28 Vdc, P_{out} = 1.0 W, f = 400 MHz)	G_{PE}	10	–	dB
Collector Efficiency (V_{CC} = 28 Vdc, P_{out} = 1.0 W, f = 400 MHz)	η	45	–	%

*Indicates JEDEC Registered Data.

FIGURE 1 – 400 MHz TEST CIRCUIT SCHEMATIC



C1: 3.0-35 pF
C2, C5: 8.0-60 pF
C3: 12 pF
C4: 1000 pF
C6: 0.9-7.0 pF
L1: Two turns #18 Wire, 1/4" ID, 1/8" long
L2: FERRITE RF Choke, One Turn, z = 450 Ohms
L3, L4: RF Choke, 0.1 μH
L5: 2-3/4 Turns, #18 Wire, 1/4" ID, 3/16" long
R1: 5.6 Ohms

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FIGURE 2 – POWER OUTPUT versus FREQUENCY (Class C)

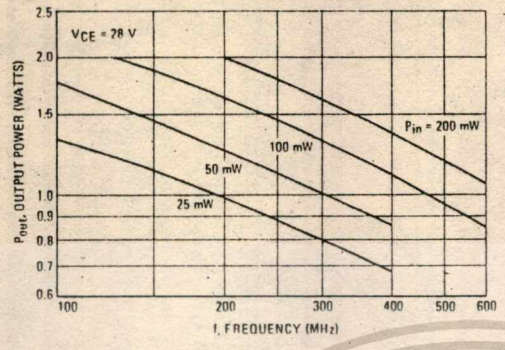


FIGURE 3 – CURRENT-GAIN – BANDWIDTH PRODUCT

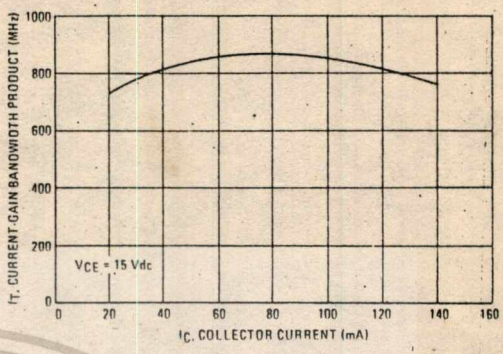


FIGURE 4 – COLLECTOR-BASE TIME CONSTANT

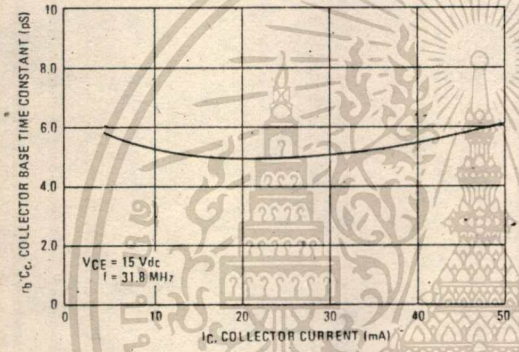


FIGURE 5 – OUTPUT CAPACITANCE

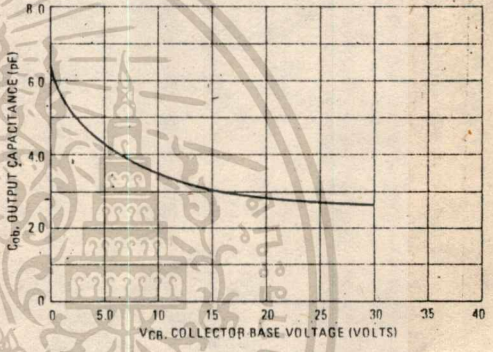


FIGURE 6 – OUTPUT POWER versus INPUT POWER (CLASS C)

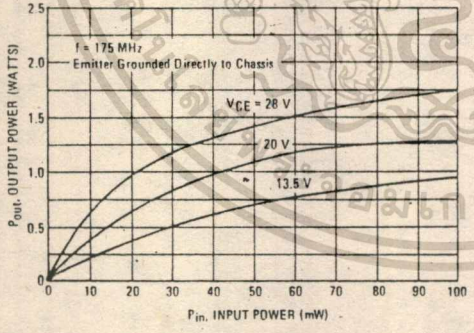
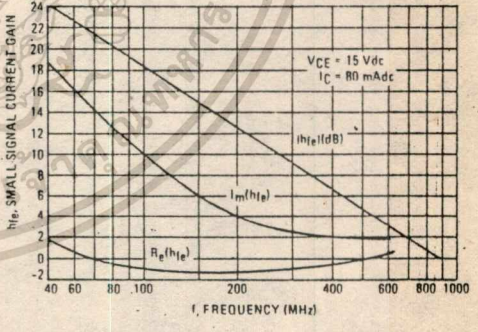


FIGURE 7 – SMALL-SIGNAL CURRENT GAIN



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FIGURE 8 – LARGE-SIGNAL SERIES EQUIVALENT IMPEDANCES

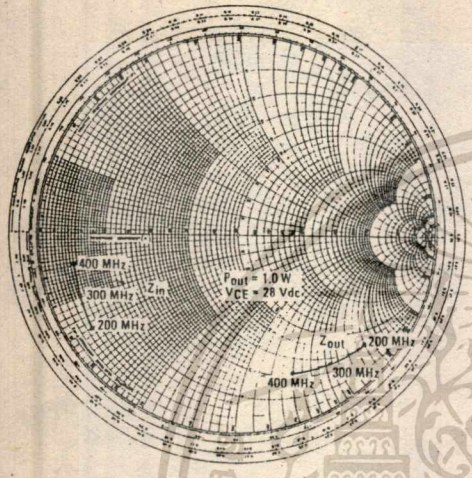


FIGURE 9 – S_{11} AND S_{22} versus FREQUENCY

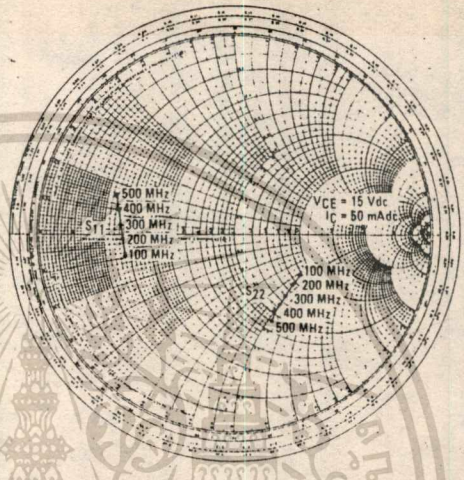


FIGURE 10 – S_{21} versus FREQUENCY

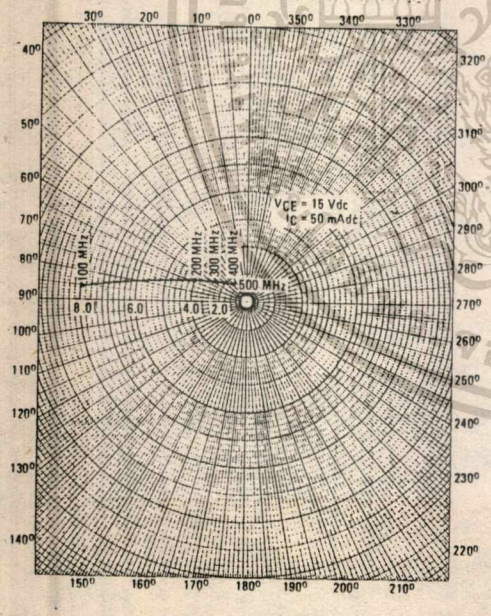
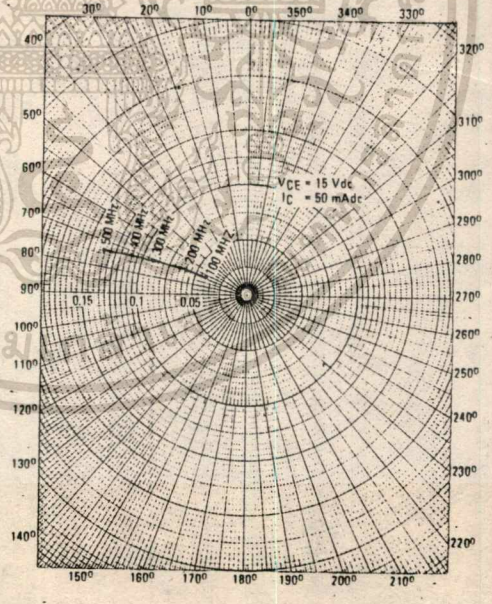


FIGURE 11 – S_{12} versus FREQUENCY



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MOTOROLA Semiconductors
BOX 20912 • PHOENIX, ARIZONA 85036

MHW709

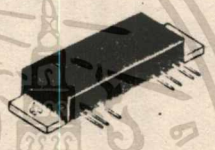
The RF Line

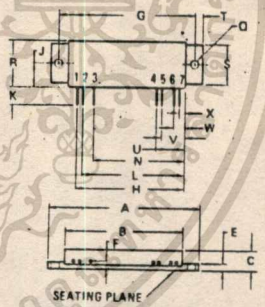
7.5 W — 400-512 MHz
RF POWER
AMPLIFIER MODULE

UHF POWER AMPLIFIER MODULE

. . . designed for 12.5 volt UHF power amplifier applications in industrial and commercial FM equipment operating to 512 MHz.

- Specified 12.5 Volt, UHF Characteristics —
  Output Power = 7.5 Watts
  Minimum Gain = 18.8 dB
  Harmonics = -40 dB
- Frequency Range — 400 to 512 MHz
- Gain Control Pin for Constant Output Power Level





DIM	MILLIMETERS MIN	MILLIMETERS MAX	INCHES MIN	INCHES MAX
A	67.06	67.56	2.640	2.660
B	51.82	52.96	2.040	2.085
C	8.51	9.14	0.335	0.360
E	2.54	2.92	0.100	0.115
F	2.67	2.92	0.105	0.115
G	81.09 BSC		2.405 BSC	
H	47.88	48.64	1.885	1.915
J	10.16	11.18	0.400	0.440
K	5.84	7.62	0.230	0.300
L	45.34	46.10	1.785	1.815
N	40.26	41.02	1.585	1.615
Q	3.45	3.71	0.136	0.146
R	20.32	20.83	0.800	0.820
S	17.02	17.53	0.670	0.690
T	2.98	3.24	0.1175	0.1275
U	12.32	13.08	0.485	0.515
V	9.78	10.54	0.385	0.415
W	4.70	5.46	0.185	0.215
X	2.16	2.92	0.085	0.115

STYLE 1:
PIN 1. RF OUTPUT
2. GROUND
3. D.C. TERMINAL
4. GROUND
5. D.C. GAIN
6. GROUND
7. RF INPUT

CASE 700-03

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (V_S and V_{SC} set at 12.5 Vdc unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit
Frequency Range(1)	—	400	512	MHz
Input Power (P_{out} = 7.5 W)	P_{in}	—	100	mW
Power Gain	G_p	18.8	—	dB
Efficiency (P_{out} = 7.5 W)	η	35	—	%
Harmonics (P_{out} = 7.5 W, Reference)	—	—	-40	dB
Input Impedance (P_{out} = 7.5 W, 50 Ω Reference)	Z_{in}	—	2:1	VSWR
Power Degradation (P_{out} = 7.5 W, T_C = 25°C) (T_C 0°C to 60°C)	—	—	0.3	dB
Power Degradation (P_{out} = 7.5 W, T_C = 25°C) (T_C = 0°C to 80°C)	—	—	0.7	dB
Load Mismatch (VSWR = ∞, V_s = 15.5 Vdc, P_{out} = 10 W)	—	No degradation in P_{out}		
Stability (P_{in} = 30 to 150 mW, Load Mismatch 2:1, 50 Ω reference, V_s = 8.0 to 16 Vdc, V_{sc} adjusted for P_{out} = 5.0 to 12 W)	—	All spurious outputs more than 70 dB below desired signal.		

(1) Frequency Range is covered in three bands:
MHW709-1 400-440 MHz
MHW709-2 440-470 MHz
MHW709-3 470-512 MHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

APPLICATIONS INFORMATION

Nominal Operation

All electrical specifications are based on the nominal conditions Pin 5 voltage (control pin – V_{SC}) and Pin 3 voltage (main supply – V_S) equal 12.5 Vdc and with output power equaling 7.5 watts. With these conditions, maximum current density on any device is 1.5×10^5 A/cm^2 and maximum die temperature with 100° base plate temperature is 165°. While the modules are designed to have excess gain margin with ruggedness, operation of these units outside the limits of published specifications is not recommended unless prior communications regarding intended use has been made with the factory representative.

Gain Control

In general, the module output power should be limited to 7.5 watts. The preferred method of power output control is to fix both V_{SC} and V_S at 12.5 Vdc and vary the input RF drive level at Pin 7. The next method is to control V_{SC} through a stiff voltage source.

A third method of power output control is to control V_{SC} through a current source or voltage source with series resistance. This mode of control creates a region of negative slope on the power gain profile curve and aggravates output power slump with temperature.

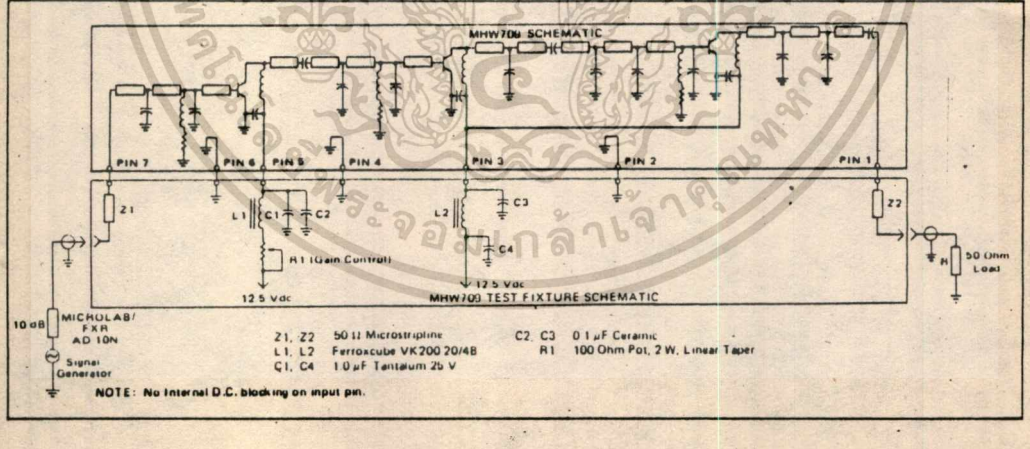
Decoupling

The high gain of the three stages and the module size limitation, external decoupling network requires careful consideration. Both Pins 3 and 5 are internally bypassed with a 0.018 mF chip capacitor effective for frequencies from 5 through 512 MHz. For bypassing frequencies below 5 MHz, networks equivalent to that shown in the test figure schematic is recommended. Inadequate decoupling will result in spurious outputs at certain operating frequencies and certain phase angles of input and output VSWR less than 3:1.

Load Pull

During final test, each module is "load pull" tested in a fixture having the identical decoupling network described in Figure 1. Electrical conditions are V_S and V_{SC} equal 15.5 V output, VSWR infinite, output power equal to 10 watts.

FIGURE 1 – UHF POWER MODULE TEST SETUP



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TYPICAL PERFORMANCE CURVES
(MHW709-2)

FIGURE 2 – INPUT POWER, EFFICIENCY, AND VSWR versus FREQUENCY

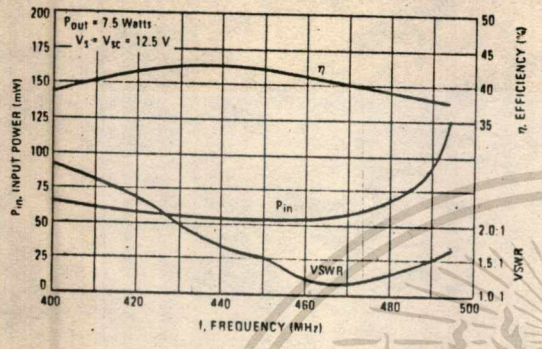


FIGURE 3 – OUTPUT POWER versus INPUT POWER

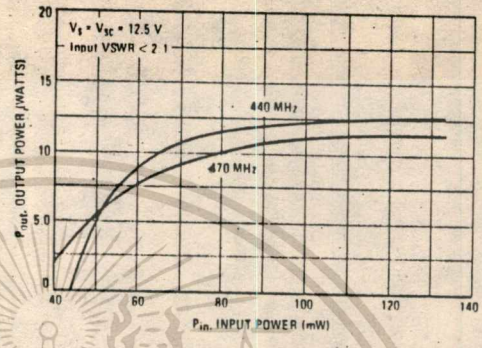


FIGURE 4 – OUTPUT POWER versus VOLTAGE

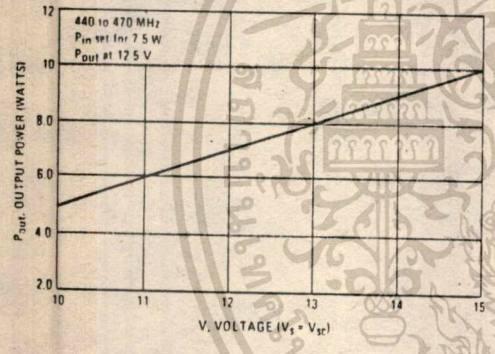


FIGURE 5 – OUTPUT POWER versus GAIN CONTROL VOLTAGE

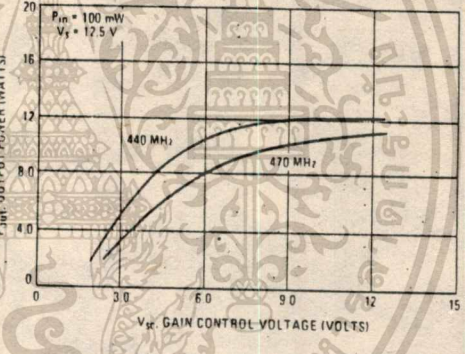
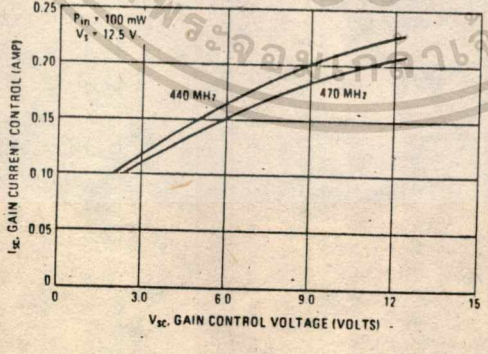


FIGURE 6 – GAIN CONTROL CURRENT versus VOLTAGE



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FIGURE 7 – TEST CIRCUIT

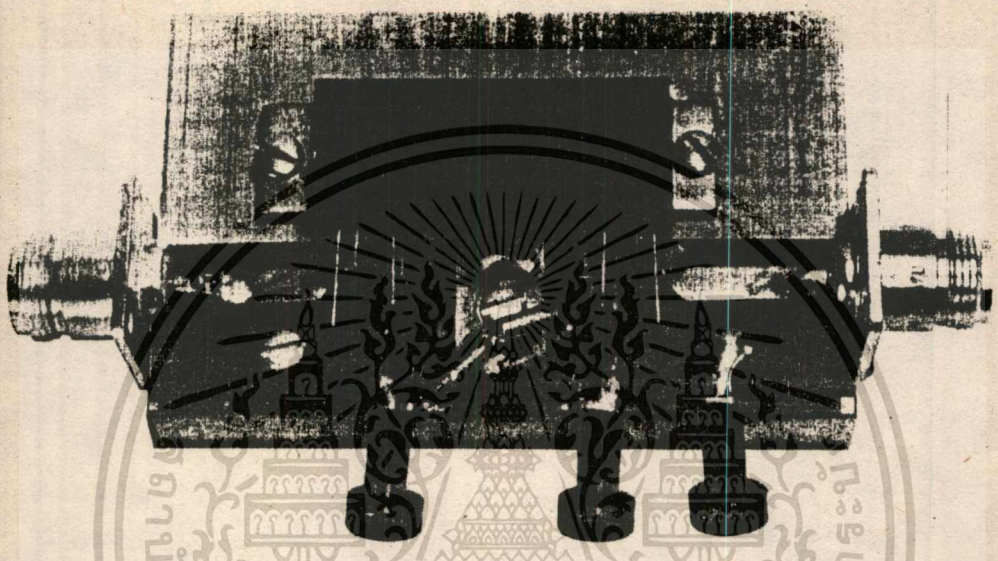
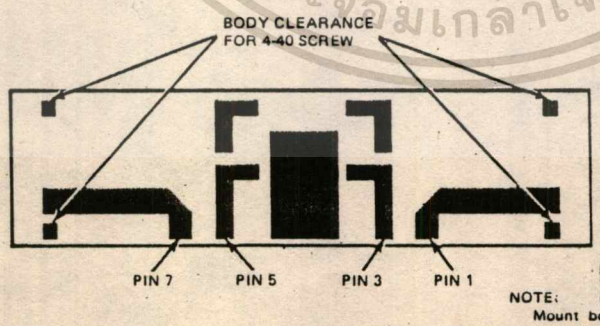


FIGURE 8 – UHF POWER MODULE TEST FIXTURE
PRINTED CIRCUIT BOARD



Teflon Glass Board
t = 0.062"
ϵ_R = 2.56

NOTE:
Mount board and module on 1/2" thick aluminum block for heat sinking and electrical ground. Pins 2, 4 and 6 are not directly connected to ground in this test fixture. Ground is provided through module heat sink.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MOTOROLA Semiconductors
BOX 20912 • PHOENIX, ARIZONA 85036

MHW710

The RF Line

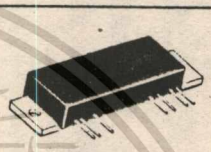
13 W · 400–512 MHz

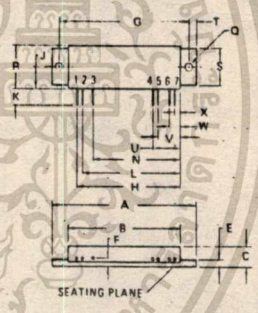
RF POWER AMPLIFIER MODULE

UHF POWER AMPLIFIER MODULE

. . . designed for 12.5 volt UHF power amplifier applications in industrial and commercial FM equipment operating from 400 to 512 MHz.

- Specified 12.5 Volt, UHF Characteristics —
  Output Power = 13 Watts
  Minimum Gain = 19.4 dB
  Harmonics = 40 dB
- 50 Ω Input/Output Impedance,
- Guaranteed Stability and Ruggedness
- Gain Control Pin for Manual or Automatic Output Level Control
- Thin Film Hybrid Construction Gives Consistent Performance and Reliability





NOTE
1. MOUNTING HOLES WITHIN 0.13 mm (0.005) DIA OF TRUE POSITION AT SEATING PLANE AT MAXIMUM MATERIAL CONDITION

STYLE 1:
PIN 1. RF OUTPUT
2. GROUND
3. D.C. TERMINAL
4. GROUND
5. D.C. GAIN
6. GROUND
7. RF INPUT

DIM	MILLIMETERS MIN	MILLIMETERS MAX	INCHES MIN	INCHES MAX
A	67.06	67.56	2.640	2.660
B	51.82	52.96	2.040	2.085
C	8.51	9.14	0.335	0.360
E	2.54	2.92	0.100	0.115
F	2.67	2.92	0.105	0.115
G	61.09 BSC		2.405 BSC	
H	47.88	48.64	1.885	1.915
J	10.16	11.18	0.400	0.440
K	5.84	7.62	0.230	0.300
L	45.34	46.10	1.785	1.815
N	40.26	41.02	1.585	1.615
Q	3.45	3.71	0.136	0.146
R	20.32	20.83	0.800	0.820
S	17.02	17.53	0.670	0.690
T	2.98	3.24	0.1175	0.1275
U	12.32	13.08	0.485	0.515
V	9.78	10.54	0.385	0.415
W	4.70	5.46	0.185	0.215
X	2.16	2.92	0.085	0.115

CASE 700-03

MAXIMUM RATINGS (Flange Temperature = 25°C)

Rating	Symbol	Value	Unit
DC Supply Voltages	V_s, V_{sc}	15.5	Vdc
RF Input Power	P_{in}	250	mW
RF Output Power (@ $V_s = V_{sc} = 12.5$ V)	P_{out}	15	W
Operating Case Temperature Range	T_C	-30 to +100	°C
Storage Temperature Range	T_{stg}	-65 to +125	°C

ELECTRICAL CHARACTERISTICS
(V_s and V_{sc} set at 12.5 Vdc, T_A = 25°C, 50 Ω system unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit
Frequency Range (1)	—	400	512	MHz
Input Power (P_{out} = 13 W)	P_{in}	—	150	mW
Power Gain	G_p	19.4	—	dB
Efficiency (P_{out} = 13 W)	η	35	—	%
Harmonics (P_{out} = 13 W, Reference)	—	—	-40	dB
Input Impedance (P_{out} = 13 W, 50 Ω Reference)	Z_{in}	—	2:1	VSWR
Power Degradation (P_{out} = 13 W, T_C = 25°C, Reference)	—			dB
(T_C = 0°C to 60°C)		—	0.3	
(T_C = -30°C to 80°C)		—	0.7	
Load Mismatch (VSWR = ∞, V_s = 15.5 Vdc, P_{out} = 16.5 W)	—	No degradation in P_{out}		
Stability 1. (P_{in} = 50 to 200 mW, Load Mismatch = 4:1, 50 Ω reference, $V_s = V_{sc}$ = 8 to 15.5 Vdc) 2. (V_s = 12.5 Vdc, V_{sc} adjusted for P_{out} = 5 to 15 W, P_{in} = 150 mW, Load Mismatch = 4:1, 50 Ω reference, note $V_{sc} < V_s$)	—	All spurious outputs more than 70 dB below desired signal		

(1) Frequency Range is covered in three bands: MHW710-1 400–440 MHz
MHW710-2 440–470 MHz
MHW710-3 470–512 MHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

APPLICATIONS INFORMATION

Nominal Operation

All electrical specifications are based on the nominal conditions of V_{SC} (Pin 5) and V_S (Pin 3) equal to 12.5 Vdc and with output power equaling 13 watts. With these conditions, maximum current density on any device is 1.5×10^5 A/cm^2 and maximum die temperature with 100^o base plate temperature is 165^o. While the modules are designed to have excess gain margin with ruggedness, operation of these units outside the limits of published specifications is not recommended unless prior communications regarding intended use has been made with the factory representative.

Gain Control

In general, the module output power should be limited to 13 watts. The preferred method of power output control is to fix both V_{SC} and V_S at 12.5 Vdc and vary the input RF drive level at Pin 7. The next method is to control V_{SC} through a stiff voltage source.

A third method of power output control is to control V_{SC} through a current source or voltage source with series resistance. This mode of control creates a region of negative slope on the power gain profile curve and aggravates output power slump with temperature.

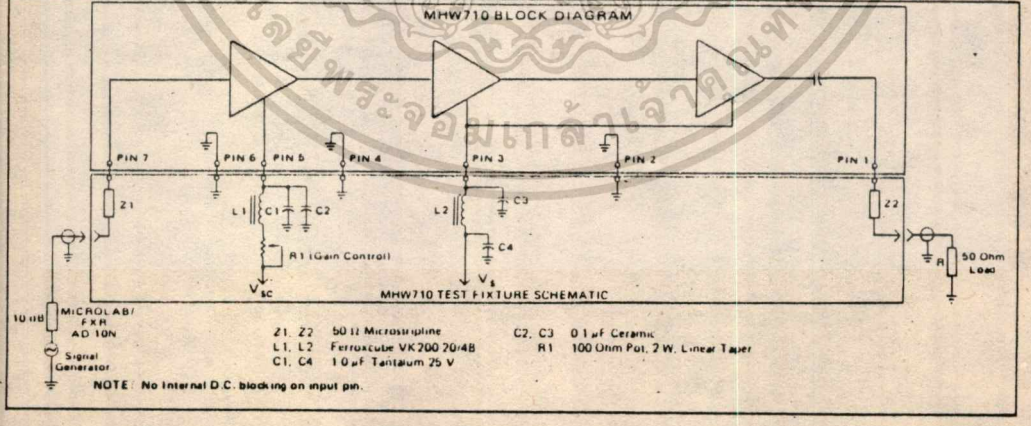
Decoupling

Due to the high gain of the three stages and the module size limitation, external decoupling network requires careful consideration. Both Pins 3 and 5 are internally bypassed with a 0.018 μF chip capacitor effective for frequencies from 5 through 512 MHz. For bypassing frequencies below 5 MHz, networks equivalent to that shown in the test figure schematic are recommended. Inadequate decoupling will result in spurious outputs at certain operating frequencies and certain phase angles of input and output VSWR less than 3:1.

Load Pull

During final test, each module is "load pull" tested in a fixture having the identical decoupling network described in Figure 1. Electrical conditions are V_S and V_{SC} equal 15.5 V output, VSWR infinite, output power equal to 16.5 watts.

FIGURE 1 – UHF POWER MODULE TEST SETUP



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MHW710

TYPICAL PERFORMANCE CURVES
(MHW710-2)

FIGURE 2 – INPUT POWER, EFFICIENCY, AND VSWR versus FREQUENCY

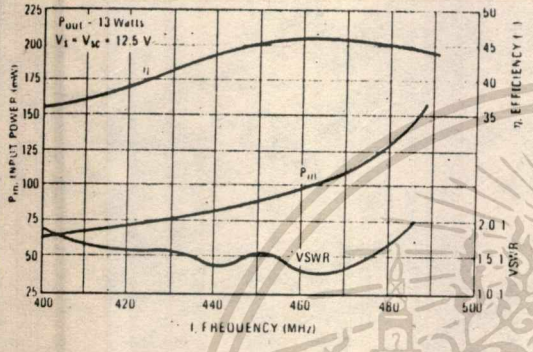


FIGURE 3 – OUTPUT POWER versus INPUT POWER

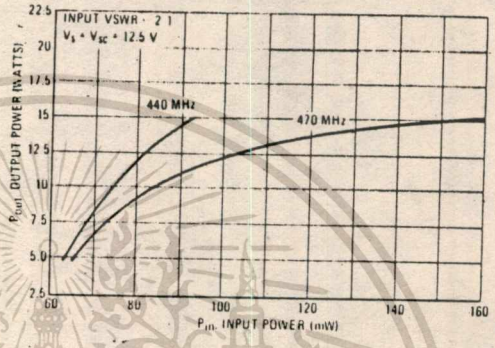


FIGURE 4 – OUTPUT POWER versus VOLTAGE

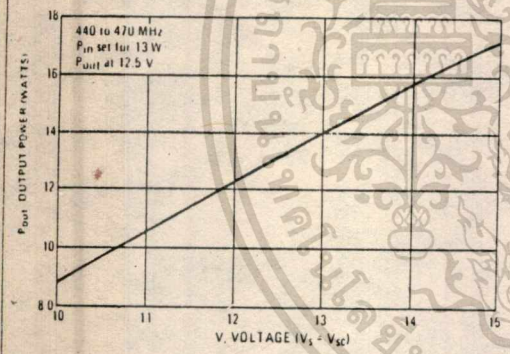


FIGURE 5 – OUTPUT POWER versus GAIN CONTROL VOLTAGE

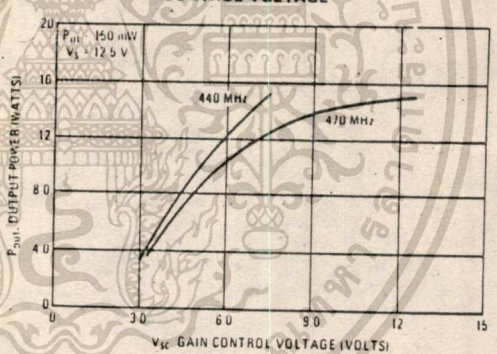
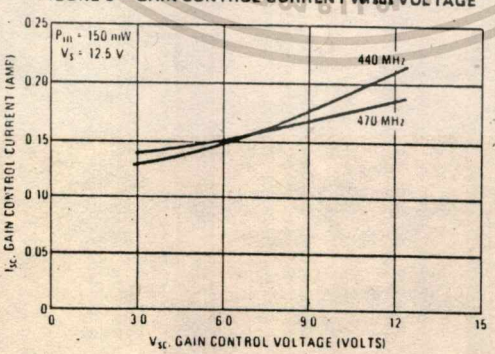
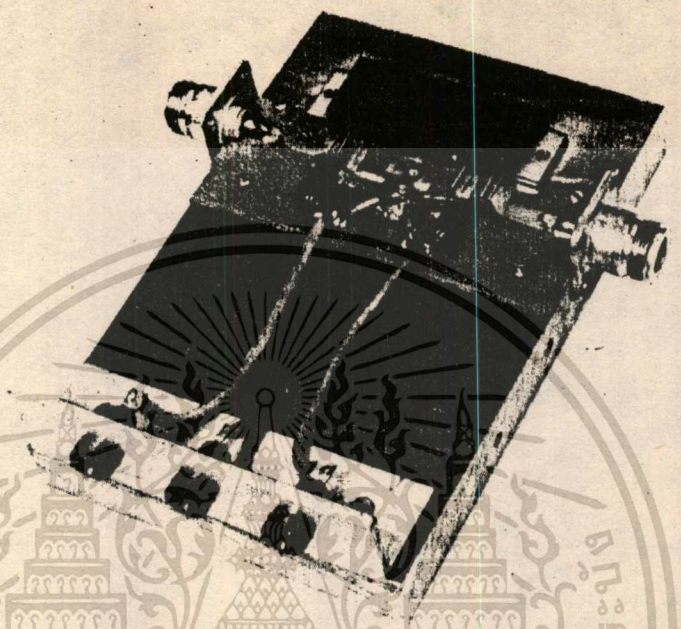


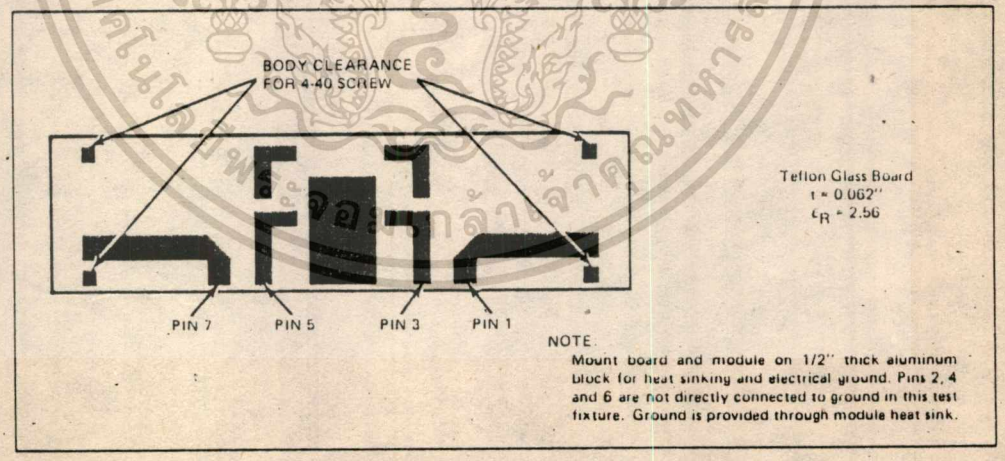
FIGURE 6 – GAIN CONTROL CURRENT versus VOLTAGE



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FIGURE 7 – TEST CIRCUIT





เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MICROSTRIP DESIGN TECHNIQUES FOR UHF AMPLIFIERS

12

Prepared by:
Glenn Young

INTRODUCTION

This note uses a 25 watt UHF amplifier design as a vehicle to discuss microstrip design techniques. The design concentrates on impedance matching and microstrip construction considerations. A basic knowledge of Smith chart techniques is helpful in understanding this note.

The amplifier itself, as shown in Figure 1, provides 25 watts of output power in the 450 - 512 MHz UHF band. It is designed for 12.5 volt operation which makes it useful for mobile transmitting equipment. A variety of police, taxi, trucking and utility maintenance communication systems operate in this band.

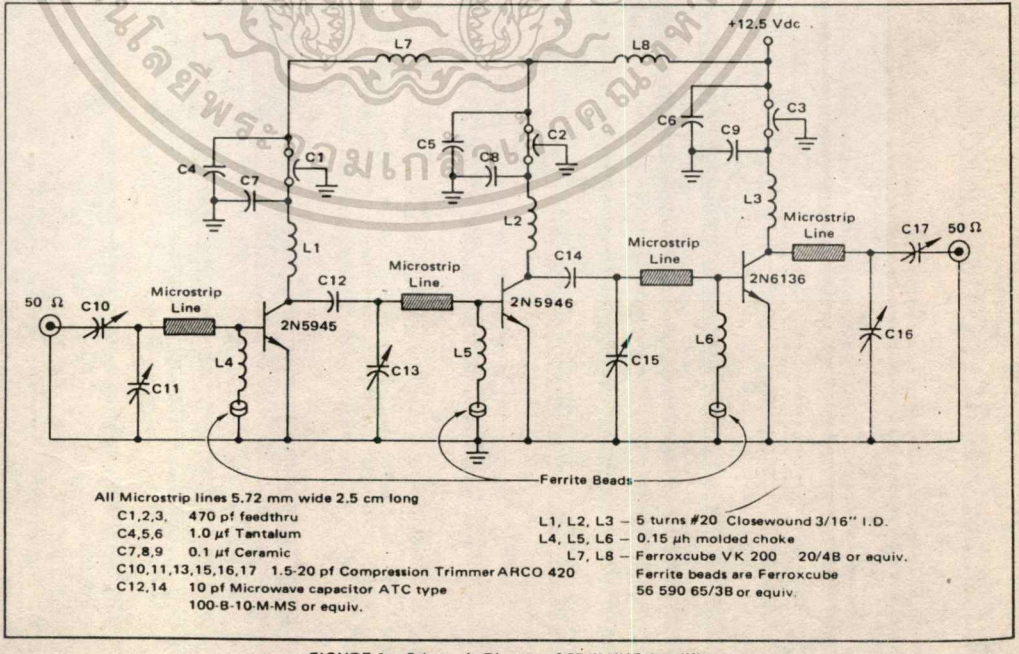
A summary of the performance of the completed amplifier operating with a 12.5 volt supply at 512 MHz indicates a power gain of 16 dB and a bandwidth (-1 dB) of 8 MHz. Overall efficiency is 48.5% and all harmonics are a minimum of 20 dB below the fundamental output.

Sections on construction and device handling considerations are also presented.

MICROSTRIP DESIGN CONSIDERATIONS

Microstrip design was used for this amplifier due to its inherent superiority over other methods at this frequency. These techniques not only offer good compatibility with the Motorola "stripline" package but they also offer very good reproducibility. Microstrip construction is more efficient than lumped constant equivalents since microstrip lines are less lossy than lumped constant components.

Microstrip board with Teflon bonded fiberglass dielectric rather than the higher dielectric constant ceramics was chosen due to the ease of working with that type of material. A substrate thickness of 1/16-inch is convenient since a line of the same width as the transistor leads (0.225 inch) produces a reasonable characteristic impedance (Z_o) of 40.65 ohms. The value of the characteristic impedance is



All Microstrip lines 5.72 mm wide 2.5 cm long

C1,2,3, 470 pf feedthru
C4,5,6 1.0 μf Tantalum
C7,8,9 0.1 μf Ceramic
C10,11,13,15,16,17 1.5-20 pf Compression Trimmer ARCO 420
C12,14 10 pf Microwave capacitor ATC type 100-B-10-M-MS or equiv.

L1, L2, L3 – 5 turns #20 Closewound 3/16" I.D.
L4, L5, L6 – 0.15 μh molded choke
L7, L8 – Ferroxcube VK 200 20/4B or equiv.
Ferrite beads are Ferroxcube 56 590 65/3B or equiv.

FIGURE 1 – Schematic Diagram of 25 W UHF Amplifier

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

calculated from:[4]

$$Z_O = \frac{377h}{\sqrt{\epsilon_r} \times W \left[1 + 1.735\, \epsilon_r^{-.0724} \left(\frac{W}{h}\right)^{-.836}\right]} \quad (1)$$

where ϵ_r = dielectric constant
W = width of microstrip line
h = thickness of the dielectric

The h term is equal to the total thickness of the microstrip board minus the thickness of the copper on both sides. In this design that term is equal to

$$h = 62 - (2 \times 1.4) = 59.2 \text{ mils} \quad (2)$$

1 oz. copper = 1.4 mils thick

The effective width should be used when the conductor is of finite thickness.

$$Weff = W + \frac{t}{\pi}\left(\ln \frac{2h}{t} + 1\right) \quad (3)$$

where t = thickness of the conductor

$$Weff = 225 + (1.4/\pi)\left(\ln \frac{2 \times 59.2}{1.4} + 1\right) = 227.4 \text{ mils} \quad (4)$$

therefore:

$$Z_O = \frac{377 \times .0592}{\sqrt{2.5} \times .2274 \left[1 + 1.735 \times 2.5^{-.0724} \times \left(\frac{227.4}{59.2}\right)^{-.836}\right]} = 40.65\ \Omega \quad (5)$$

THE AMPLIFIER DESIGN

The first decision in the design was determining the type of matching networks to be used. The network shown in Figure 3 was chosen because of its ability to "map" a large area of complex impedances; this allows a good tuning margin to compensate for normal variations in transistor impedances and other peripheral effects. A side benefit of this network is that the series tuning element provides the dc blocking function, eliminating the need for coupling capacitors.

The synthesis of the matching networks utilizes the large signal impedances of the transistors as specified on the data sheets. These parameters should not be confused with small signal 2-port parameters. A complete discussion of large signal characterization is given in Motorola Application note AN-282A. The impedance parameters used in this note are taken from the respective data sheets and were obtained in the manner described in AN282A.

2N5945
Z_{in} 1.3 + j1.5 ohms
Z_{out} 4.6 - j5.4 ohms
2N5946
Z_{in} 1.3 + j1.2 ohms
Z_{out} 4.2 - j0.5 ohms
2N6136
Z_{in} 1.3 + j 4.11 ohms
Z_{out} 3.2 + j 1.96 ohms

FIGURE 2 – Transistor Complex Input and Output Impedance at 470 MHz (Series Form)

Smith chart techniques are used to synthesize the matching networks in the amplifier to be described. The complex series equivalent input and output impedances as taken from the data sheets are shown in Figure 2. There are an infinite number of solutions to the required matching networks, however, once an initial choice of one of the components is made, only one solution exists. It is obvious that all components need to be kept within reasonable limits, however it would seem that the most critical parameter is the length of the microstrip line. Using this assumption, the length of the line is chosen as a starting point. The input network, shown in Figure 3 will be solved to illustrate the technique.

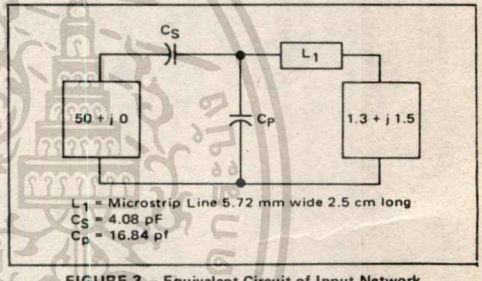


FIGURE 3 – Equivalent Circuit of Input Network

Before proceeding to determine the component values, the effective wavelength of the desired frequency in the microstrip line must be known. This is accomplished by first finding λ_O, the wavelength in free space:

$$\lambda_O = \frac{c}{freq} = \frac{3 \times 10^8}{4.7 \times 10^8} = 0.638 \text{ meters} \quad (6)$$

where c = propagation constant, free space

The TEM mode wavelength is determined:

$$\lambda_{TEM} = \lambda_O / (\epsilon_r)^{1/2} = 63.8\text{cm} / (2.5)^{1/2} = 40.37\text{cm} \quad (7)$$

Now as the propagation in microstrip line is not pure TEM mode, a correction factor must be applied to the last calculation.[4]

$$K = \left[\frac{\epsilon_r}{1 + 0.63\,(\epsilon_r - 1)\left(\frac{W}{h}\right)^{.1225}}\right]^{1/2} = \left[\frac{2.5}{1 + 0.63\,(2.5-1)\,(227.4/59.2)^{.1225}}\right]^{1/2} = 1.086 \quad (8)$$

Then:

$$\lambda' = (\lambda tem)\,(K) = (40.37)\,(1.086) = 43.85 \text{ cm} \quad (9)$$

This is the effective wavelength and will be used in all further calculations. Equation 8 is valid for width to height ratios of 0.6:1 or greater. For ratios less than 0.6:1 alter the (w/h) factor in the denominator to $(w/h)^{.0297}$

The source and load impedances must now be normalized to the 40.65Ω characteristic impedance of the line and

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

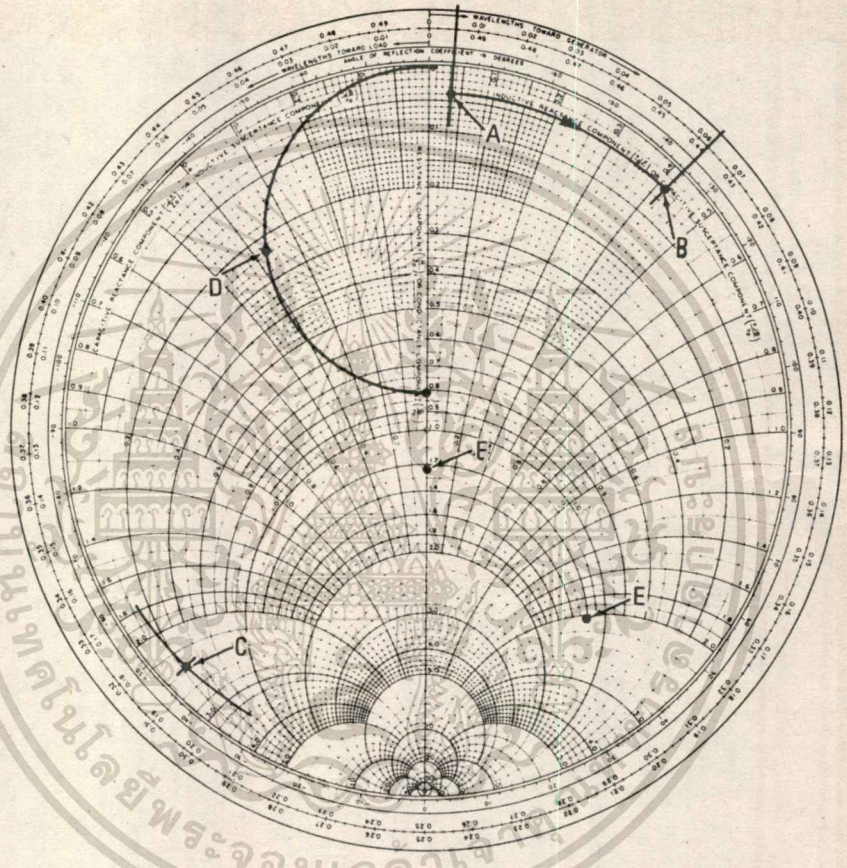


FIGURE 4 – Smith Chart Solution

plotted on the Smith chart. It should be noted that the terms "source" and "load" are used here only in reference to the Smith chart solution.

A source impedance of 50 + j0 is normalized to 1.23 + j0 and a load impedance of 1.3 + j1.5 is normalized to 0.032 + j0.0369 . The load impedance is plotted at point A in Figure 4 and the source impedance at point F. An arbitrary choice of 2.5 cm for the line length was made. This is an electrical length of:

$$\text{electrical length} = \text{line length}/\lambda$$
$$= 2.5 \text{ cm}/43.85 \text{ cm} = 0.057\ \lambda \qquad (10)$$

Point A is rotated on a constant VSWR circle 0.057 λ toward the generator to point B. Reactance must now be added in parallel with the impedance presented at the end of the line just plotted. As parallel additions are more easily handled in admittance form, point B is converted to an admittance by rotating it one-quarter wavelength on the same constant VSWR circle. This results in point C in Figure 4. The constant conductance circle that point C lies on is noted to be 0.23. The problem now is to move along this circle towards the generator until the reciprocal of the constant resistance circle of the source impedance is intercepted. This circle does not exist on a standard Smith chart and must be constructed.

This is done by determining the radius of the constant resistance circle representing the real part of the source impedance and then constructing a circle of equal radius with its center on the real axis and its circumference tangent to the outer radius of the chart at zero resistance. When this is done the intercept with the 0.23 constant real circle is seen to lie at point D. The amount of parallel susceptance needed to move from point C to point D is:

$$B_{CP} = (B_C - B_D)(Y_O) =$$
$$(2.4 - 0.38)(24.6) = 49.72 \text{ mmhos} \qquad (11)$$

This is a parallel capacitance of:

$$C_P = B_{CP}/2\pi f = 49.72/(2\pi)(470 \times 10^6) = 16.84 \text{ pF} \qquad (12)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

All that remains to finish the solution is to determine the amount of reactance necessary to reach the source at point F. To do this, it is first necessary to transpose point D, which is an admittance, to an impedance. This is accomplished by rotating point D one-quarter wavelength on a constant VSWR circle. This moves point D to point E which is on the 2.04 reactance line thus representing a series reactance of:

$$X_{CS} = (X_E) \bullet (Z_O) = (2.04) \bullet (40.65) = 82.9 \text{ ohms} \quad (13)$$

A series capacitance with this reactance is:

$$C_S = \frac{1}{(2\pi)(f)(X_{CS})} = \frac{1}{(2\pi)(470 \times 10^6)(82.9)} = 4.08 \text{ pF} \quad (14)$$

This completes the solution for the input network.

The interstage networks as well as the output network are solved in similar fashion with the following differences. In the case of the interstage networks when the imaginary term of the source impedance is other than zero, point F would be plotted at the complex conjugate of the source impedance. In the output network solution the "source" is the output load of the amplifier (50 + j0) and the "load" is the collector impedance of the output device.

	450 MHz	480 MHz	512 MHz
Power Gain	18 db	17.2 db	16 db
Bandwidth (-1 db)	5 MHz	6 MHz	8 MHz
Overall Efficiency	44.5%	46.5%	48.5%
Harmonics	All Harmonics Better Than -20 db		
Stability	Amplifier Stable under all Conditions of Drive down to V_{CC} = 5.0 volts		
Power Output	25 w	25 w	25 w
Burnout	No Damage to any Transistor with Load Open & Shorted with 0 to ±180° Phase Angle		

FIGURE 5 — Typical Performance Specifications

Figure 5 gives details on the performance of the completed amplifier. The use of the porcelain dielectric chip capacitors for the series elements in the interstage networks was found to provide an additional 2.5 to 3.0 dB of gain over that obtained with compression trimmers as well as reducing the number of tuning adjustments necessary.

CONSTRUCTION CONSIDERATIONS

As in all RF power applications, solid emitter grounds are imperative. In microstrip amplifiers gain can be increased more than 1 dB by grounding both of the emitter leads to the bottom foil of the microstrip board by wraping strips of copper foil thru the transistor mounting hole as shown in Figure 6.

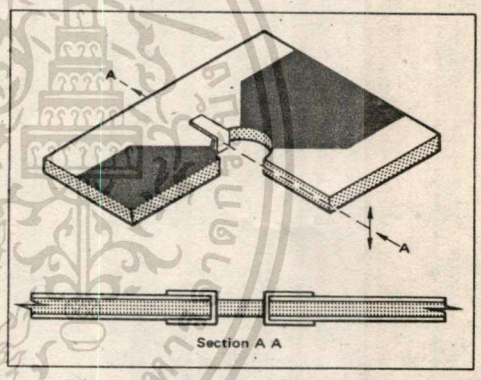


FIGURE 6 — Proper Emitter Grounding Method

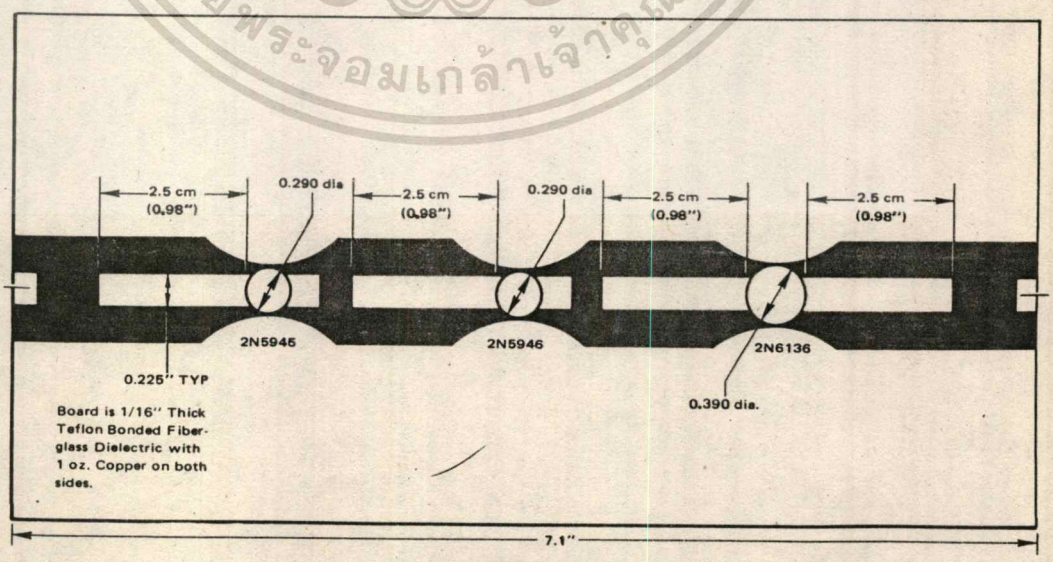


FIGURE 7a — Microstrip Board Layout

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

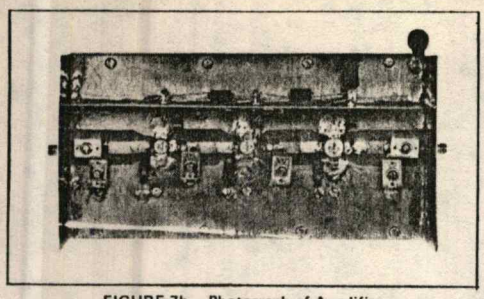


FIGURE 7b – Photograph of Amplifier

Stability under normal operating conditions is essential, however, stability should be maintained over as wide a range of supply voltage and drive levels as possible. If amplifier stability is maintained at all RF drive levels with the supply voltage reduced to between three and five volts, the designer can be practically certain that the amplifier will remain stable under all conditions of load. Maintaining stability is a key factor in protecting these transistors from damage. In a stable amplifier that has adequate heat sinking, these transistors will withstand high VSWR loads including open and shorted loads without damage. The major controlling factors in obtaining wide range stability are:

1) Mechanical layout: Good mechanical layout includes good emitter grounds (as previously described), compact layout and short ground paths.

2) Biasing: The devices are all zero biased for Class "C" operation. The use of relatively low Q base chokes with ferrite beads on the ground side will maintain good base circuit stability. In some applications, the use of a resistor in series with the ground side of the base chokes on the output and driver stages may enhance the stability. Approximate values of these resistors should be 10 ohms, 1/2 watt for the driver and 1.0 ohms, 1/2 watt for the output device. The addition of these series resistors will cause a slight loss in gain; (about 0.1 to 0.2 dB overall).

3) Collector supply feed method: The collector supply feed system is designed to provide decoupling at or near the operating frequency and a low collector load impedance at frequencies much lower than the operating frequency.

4) Heat sinking: In order to protect against burnout under all conditions of load, adequate heat-sinking must be provided. In heat sinking the device it is imperative to use a good grade of thermal compound, such as Dow-Corning 340, on the interface between the device and its heat sink.

Figure 7a shows the microstrip board layout while Figure 7b is a photo of the completed amplifier.

DEVICE HANDLING CONSIDERATIONS

Although the Motorola stripline package is a rugged assembly, some care in its handling should be observed. The most important mechanical parameter is stud-torque, specified on the data sheet at 6.5 inch-pounds maximum. This data sheet specification is an absolute maximum and should not be exceeded under any circumstances. A good limit to use in production assembly is 6 inch-pounds and if for any reason repeated assembly/dissassembly is required torque should be limited to 5 inch-pounds.

Another major precaution to observe is to avoid upward pressure on the leads near the case body. Stresses of this type can crack or dislodge the cap. This type stress sometimes occurs due to adverse tolerance build-up in dimensions when the device is mounted thru a microstrip board onto a heat sink. Many times this type of stress is applied even in the most carefully thought out designs due to solder build-up on the copper foil when a device is replaced. In device replacement care should be taken to flow all solder away from the mounting area before the stud nut is torqued. Finally, one must be sure to torque the stud nut before soldering the device leads. Refer to Motorola Application Note AN-555 for details on mounting Motorola "stripline packaged transistors.

REFERENCES

1. P. H. Smith, "Electronic Applications of the Smith Chart", McGraw-Hill, 1969.
2. H. A. Wheeler, "Transmission-Line Properties of Parallel Wide Strips by a Conformal-Mapping Approximation" IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques Vol. MTT-12, May 1964.
3. H. A. Wheeler, "Transmission-Line Properties of Parallel Strips Separated by a Dielectric Sheet" IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques Vol. MTT-3, March 1965.
4. H. Sobol "Extending Microwave and Technology to Microwave Equipment" Electronics, March 20, 1967.
5. Microwave Engineers Technical and Buyers Guide, Edition of the Microwave Journal, 1969.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

RF SMALL SIGNAL DESIGN USING TWO-PORT PARAMETERS

Prepared By:
Roy Hejhall

INTRODUCTION

Design of the solid-state, small-signal RF amplifier using two-port parameters is a systematic, mathematical procedure, with an exact solution (free from approximation) available for the complete design problem. The only sources of error in the final design are parameter variations resulting from transistor parameter distributions and strays in the physical circuit. Parameter distributions result from limits in measurement and random variations among identically designed transistors.

The purpose of this paper is to provide, in a single working reference, the important relationships necessary for the complete solution of the RF small-signal design problem using two-port parameters.

The major portion of the report presents design equations in terms of admittance parameters. A section on design with scattering parameters is also included.

This paper is based on work by Linvill[1], Stern[2], and others. Those who may wish to consider the derivations of some of the expressions should refer to the bibliography.

This report assumes that the reader is familiar with the two-port parameter method of describing a lineat active network. Several references are available on this subject. [1, 2, 5, 6, 8, 9.]

It has also been assumed that a suitable transistor or other active device for the task at hand has been selected, and that two-port parameters are available for the frequency and bias point which will be used. Device selection will not be covered as a separate topic in this report; rather, a thorough understanding of the material in the report should provide the designer with the tools he needs to select transistors for a particular small-signal application.

The equations given in the text of this report are applicable to the common-emitter, common-base, or common-collector configuration, if the applicable set of parameters (common-emitter, common-base, or common-collector parameters) is used. Equations for the conversion of the admittance or hybrid parameters of any configuration to either of the other two configurations of the same parameter set are given in the appendix.

While directed primarily toward circuit design with conventional bipolar transistors, two-port network theory has the advantage of being applicable to any linear active network (LAN). The same design approach and equations may therefore be used with field effect transistors integrated circuits[7], or any other device which may be described as a linear active two-port network.

Finally, various parameter interrelationships and other data are given in the Appendix.

GENERAL DESIGN CONSIDERATIONS

Design of the RF small-signal tuned amplifier is usually based on a requirement for a specified power gain at a given frequency. Other design goals may include bandwidth, stability, input-output isolation, and low noise performance. After a basic circuit type is selected, the applicable design equations can be solved.

Circuits may be categorized according to feedback (neutralization, unilateralization, or no feedback), and matching at transistor terminals (circuit admittances either matched or mismatched to transistor input and output admittances). Each of these circuit categories will be discussed, including the applicable design equations and the considerations leading to the selection of a particular configuration.

STABILITY

A major factor in the overall design is the potential stability of the transistor. This may be determined by computing the Linvill stability factor[1] C using the following expression:†

$$C = \frac{|y_{12}\, y_{21}|}{2g_{11}\, g_{22} - \mathrm{Re}\,(y_{12}y_{21})} \qquad (1)$$

When C is less than 1, the transistor is unconditionally stable. When C is greater than 1, the transistor is potentially unstable.

The C factor is a test for stability under a hypothetical worst case condition; that is, with both input and output transistor terminals open circuited. With no external feedback, an unconditionally stable transistor will not oscillate with any combination of source and load. If a transistor is potentially unstable, certain source and load combinations will produce oscillations.

Although the C factor may be used to determine the potential stability of a transistor, the conditions of open circuited source and load which are assumed in the C factor test are not applicable to a practical amplifier.

†Re $(Y_{12}Y_{21})$ = Real part of $(Y_{12}Y_{21})$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Consequently it is also desirable to compute the relative stability of actual amplifier circuits, and Stern[2] has defined a stability factor k for this purpose. The k factor is similar to the C factor except that it also takes into account finite source and load admittances connected to the transistor. The expression for k is:

$$k = \frac{2\,(g_{11} + G_s)\,(g_{22} + G_L)}{\left|y_{12}y_{21}\right| + \mathrm{Re}\,(y_{12}y_{21})} \qquad (2)$$

If k is greater than one, the circuit will be stable. If k is less than one, the circuit will be potentially unstable and will very likely oscillate at some frequency.

Note that the C factor simply predicts potential stability of a transistor with an open circuited source and load, while the k factor provides a stability computation for a specific circuit.

Stability considerations will be discussed further in the descriptions of each basic circuit type to follow.

GENERAL DESIGN EQUATIONS

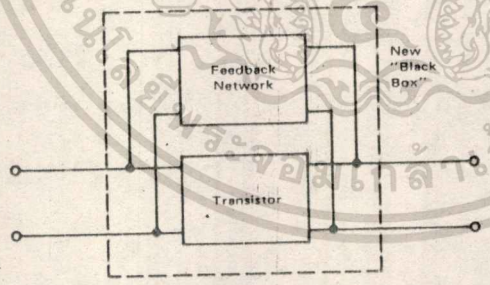
There are a number of design equations which are applicable to most types of amplifiers. These equations will be discussed first. Descriptions of specific amplifier types will then follow, and each will contain additional design equations applicable to that particular amplifier.

POWER GAIN

The general expression for power gain is:

$$G = \frac{\left|y_{21}\right|^2 \mathrm{Re}\,(Y_L)}{\left|Y_L + y_{22}\right|^2 \mathrm{Re}\left(y_{11} - \frac{y_{12}y_{21}}{y_{22} + Y_L}\right)} \qquad (3)$$

Equation 3 applies to circuits with no external feedback. It can also be used with circuits which have external feedback if the composite y parameters of both the transistor and the feedback network are substituted for the transistor y parameters in the equation. The composite y parameters are determined by considering the transistor and the feedback network to be two "black boxes" in parallel:



For example, the above combination of transistor and feedback network may be characterized as a single "black box" by the following equations:†

$$\begin{aligned} y_{11c} &= y_{11t} + y_{11f} \\ y_{12c} &= y_{12t} + y_{12f} \\ y_{21c} &= y_{21t} + y_{21f} \\ y_{22c} &= y_{22t} + y_{22f} \end{aligned} \qquad (4)$$

Where:

y_{11c}, y_{12c}, y_{21c}, y_{22c} are the composite y parameters of the parallel combination of transistor and feedback network.

y_{11t}, y_{12t}, y_{21t}, y_{22t} are the y parameters of the transistor.

y_{11f}, y_{12f}, y_{21f}, y_{22f} are the y parameters of the feedback network.

Note that, since this approach treats the transistor and feedback network combination as a single "black box" with y_{11c}, y_{12c}, y_{21c}, and y_{22c} as its y parameters, the composite y parameters may therefore be substituted in any of the design equations applicable to a linear, active two-port analysis.

The neutralized and unilateralized amplifiers are special cases of this general concept, and equations associated with those special cases will be given later.

Equation 3 provides a solution for power gain of the linear active network (transistor) only. Input and output networks are considered to be part of the source and load, respectively. Two important points should therefore be kept in mind:

(1) Power gain computed from equation 3 will not take into account network losses. Input network loss reduces power delivered to the transistor. Power lost in the output network is computed as useful power output, since the load admittance Y_L is the combination of the output network and its load.

(2) Power gain is independent of source admittance. An input mismatch results in less input power being delivered to the transistor. Accordingly, note that equation 3 does not contain the term Y_s.

The power gain of a transistor together with its associated input and output networks may be computed by measuring the input and output network losses, and subtracting them from the power gain computed with equation 3.

In some cases it may be desirable to include the effects of input matching in power gain computations. A convenient term is transducer gain G_T, defined as output power delivered to a load by the transistor, divided by the

†Refer to Seshu and Balabanian, "Linear Network Analysis," John Wiley and Sons, 1959, P321

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

maximum input power available from the source.

The equation for transducer gain is:

$$G_T = \frac{4\,\mathrm{Re}(Y_s)\,\mathrm{Re}(Y_L)\,|y_{21}|^2}{|(y_{11}+Y_s)(y_{22}+Y_L)-y_{12}y_{21}|^2} \qquad (5)$$

In this equation, Y_L is the composite transistor load admittance-composed of both output network and its load, and Y_S is the composite transistor source admittance-composed of both input network and its source. Therefore, transducer gain includes the effects of the degree of admittance match at the transistor input terminals but does not take into account input and output network losses.

As in equation 3, the composite y parameters of a transistor feedback network combination may be substituted for the transistor y parameters when such a combination is used.

The Maximum Available Gain MAG is an often used transistor figure-of-merit. The MAG is the theoretical power gain of a transistor with its reverse transfer admittance y_{12} set equal to zero, and its source and load admittances conjugately matched to y_{11} and y_{22}, respectively.

If $y_{12} = 0$, the transistor exhibits an input admittance equal to y_{11} and an output admittance equal to y_{22}.† The equation for MAG is, therefore, obtained by solving the general power gain expression, equation 3, with the conditions

$$y_{12} = 0$$
$$Y_L = y_{22}^*$$
$$\text{and } Y_s = y_{11}^*$$

where * denotes conjugate

which yields:

$$MAG = \frac{|y_{21}|^2}{4\,\mathrm{Re}(y_{11})\,\mathrm{Re}(y_{22})} \qquad (6)$$

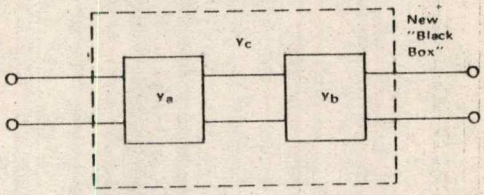
MAG is a figure of merit only, since it is physically impossible to reduce y_{12} to zero without changing the other parameters of the transistor. An external feedback network may be used to achieve a composite y_{12} of zero, but then the other composite parameters will also be modified according to the relationships given in the discussion of the composite transistor – feedback network "black box."

†Obtained by solving the equations for transistor Y_{IN} and Y_{OUT} with y_{12} equal to zero. These equations are given later in the report.

CASCADED LAN'S

Design calculations for cascaded LAN's may be performed by first computing composite two-port parameters as was done in the case of the parallel LAN's.

For the following cascaded LAN's



The composite y parameters are:

$$y_{11c} = y_{11a} - \frac{y_{12a}y_{21a}}{y_{22a}+y_{11b}}$$
$$y_{22c} = y_{22b} - \frac{y_{12b}y_{21b}}{y_{22a}+y_{11b}} \qquad (7)$$
$$y_{21c} = -\frac{y_{21a}y_{21b}}{y_{22a}+y_{11b}}$$
$$y_{12c} = -\frac{y_{12a}y_{12b}}{y_{22a}+y_{11b}}$$

where y_{11c}, y_{22c}, y_{21c}, y_{12c} are the composite y parameters of the cascaded LAN's.

TRANSISTOR INPUT AND OUTPUT ADMITTANCES

The expression for the input admittance of a transistor is:

$$Y_{IN} = y_{11} - \frac{y_{12}y_{21}}{y_{22}+Y_L} \qquad (8)$$

The expression for the output admittance of a transistor is:

$$Y_{OUT} = y_{22} - \frac{y_{12}y_{21}}{y_{11}+Y_s} \qquad (9)$$

When the feedback parameter y_{12} is not zero, Y_{IN} is dependent on load admittance and Y_{OUT} is dependent on source admittance.

AMPLIFIER STABILITY

One of the major considerations in RF amplifier design is stability. The stability of a final design can be assured by including stability computations and considering stability in all design decisions relating to feedback and transistor source and load admittances.

The potential stability of the transistor should first be computed using equation 1.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

The various alternatives concerning input – output matching and neutralization – unilateralization will now be discussed for both the unconditionally stable transistor and the potentially unstable transistor.

THE UNCONDITIONALLY STABLE TRANSISTOR

When the Linvill stability factor of the transistor as determined by equation 1 is less than one, the transistor is unconditionally stable. Oscillations will not occur using any combination of source and load admittances without external feedback. Stability is therefore eliminated as a factor in the remainder of the design, and complete freedom is possible with regard to matching and neutralization to optimize the amplifier for other performance requirements.

AMPLIFIERS WITHOUT FEEDBACK

The amplifier with no feedback is a logical choice for the unconditionally stable transistor in many applications since it may offer the advantages of fewer components and a simple tuning procedure.

Source and load admittances may be selected for maximum gain and/or any number of other requirements. Power gain and transducer gain may be computed using equations 3 and 5, respectively; input and output admittances may be computed using equations 8 and 9, respectively.

The amplifier stability factor may be computed using equation 2. While amplifier stability was assured from the beginning by the use of an unconditionally stable transistor, the designer may still wish to perform this computation to provide some insight into danger of instability under adverse environmental conditions, source and load variations, etc.

G_{max}

G_{max}, the highest transducer gain possible without external feedback, forms a special case of the no feedback amplifier.

The source and load admittances required to achieve G_{max} may be computed from the following:

$$G_s = \frac{1}{2\,\mathrm{Re}(y_{22})}\left[\left|2\,\mathrm{Re}(y_{11})\,\mathrm{Re}(y_{22}) - \mathrm{Re}(y_{12}y_{21})\right|^2 - \left|y_{12}y_{21}\right|^2\right]^{\frac{1}{2}} \quad (10)$$

$$B_s = -\,\mathrm{Im}(y_{11}) + \frac{\mathrm{Im}(y_{21}y_{12})}{2\,\mathrm{Re}(y_{22})} \quad (11)$$

$$G_L = \frac{1}{2\,\mathrm{Re}(y_{11})}\left[\left|2\,\mathrm{Re}(y_{11})\,\mathrm{Re}(y_{22}) - \mathrm{Re}(y_{12}y_{21})\right|^2 - \left|y_{12}y_{21}\right|^2\right]^{\frac{1}{2}} \quad (12)$$

$$B_L = -\,\mathrm{Im}(y_{22}) + \frac{\mathrm{Im}(y_{21}y_{12})}{2\,\mathrm{Re}(y_{11})} \quad (13)$$

Therefore, if the maximum possible power gain without feedback is desired for an amplifier, equations 10, 11 12, and 13 are used to compute Y_S and Y_L.

The magnitude of G_{max} may be computed from the following expressions:

$$G_{max} = \frac{|y_{21}|^2}{2\,\mathrm{Re}(y_{11})\,\mathrm{Re}(y_{22}) - \mathrm{Re}(y_{12}y_{21}) + \left[\left|2\,\mathrm{Re}(y_{11})\,\mathrm{Re}(y_{22}) - \mathrm{Re}(y_{12}y_{21})\right|^2 - \left|y_{12}y_{21}\right|^2\right]^{\frac{1}{2}}} \quad (14)$$

Equations 10, 11, 12, and 13 can be obtained by differentiating equation 5 with respect to G_S, B_S, G_L, and B_L, and setting the four derivatives equal to zero. The G_S, B_S, G_L, and B_L thus computed can then be substituted in equation 5 to obtain the expression for G_{max}, equation 14.

THE LINVILL METHOD

The amplifier without feedback design problem may also be solved graphically using a technique developed by J. G. Linvill.† Linvill's technique is very useful for a certain class of problems. Since it is so fully discussed in many good references, we will not go into it further here. An advantage of the Linvill technique is that it provides a reasonably rapid graphic solution relating gain, bandwidth, and stability. A disadvantage is its scope of usefulness, since the standard Linvill solution applies only to an amplifier with no external feedback and the Y_S conjugately matched to the transistor input admittance, Y_{IN}.

THE UNILATERALIZED AMPLIFIER

Unilateralization consists of employing an external feedback network to achieve a composite y_{12} of zero.

While unilateralization is perhaps most often used to achieve stability with a potentially unstable transistor, other circuit considerations may also warrant the use of unilateralization with the unconditionally stable transistor. For example, the input-output isolation afforded by unilateralization may be desirable in a particular design.

Design equations for the unilateralized case are obtained by first computing the composite y parameters of the transistor – feedback network combination and then substituting the composite parameters in the general equations.

Referring to the discussion on composite y parameters and setting up the basic condition that y_{12c} must equal zero, the other composite y parameters can be computed. Assuming that a passive feedback network is being used, then

$$y_{11f} = y_{22f} = -y_{12f} = -y_{21f}.$$

and since $y_{12c} = 0$, $y_{12t} + y_{12f} = 0$

then $y_{12t} = -y_{12f}$.

and $y_{12t} = -y_{12f} = y_{11f} = y_{22f} = -y_{21f}$

† See reference 4 in the bibliography.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Substituting the above results in equations 4 yields the following:

$$y_{11c} = y_{11t} + y_{12t}$$

$$y_{22c} = y_{22t} + y_{12t}$$

$$y_{12c} = y_{12t} - y_{12t} = 0$$

$$y_{21c} = y_{21t} - y_{12t}$$

Substituting these complete y parameters in equations 8, 9, 3, 7, and 5 respectively, yields equations 15, 16, 17 18, and 19 respectively for the unilateralized case.

Unilateralized input admittance

$$Y_{IN} = y_{11} + y_{12} \qquad (15)$$

Unilateralized output admittance

$$Y_{OUT} = y_{22} + y_{12} \qquad (16)$$

Unilateralized power gain, general expression:

$$G_{PU} = \frac{\left|y_{21} - y_{12}\right|^2 \, Re\,(Y_L)}{\left|Y_L + y_{22} + y_{12}\right|^2 \, Re(y_{11})} \qquad (17)$$

Unilateralized power gain with Y_L conjugately matched to Y_{OUT}:

$$G_U = \frac{\left|y_{21} - y_{12}\right|^2}{4\,Re(y_{11} + y_{12})\,Re(y_{22} + y_{12})} \qquad (18)$$

Unilateralized transducer gain:

$$G_{TU} = \frac{4\,Re(Y_s)\,Re(Y_L)\,\left|y_{21} - y_{12}\right|^2}{\left|(y_{11} + y_{12} + Y_s)\,(y_{22} + y_{12} + Y_L)\right|^2} \qquad (19)$$

Note that equations 15, 16, 17, 18 and 19, are given entirely in terms of the transistor y parameters, not those of the feedback network or the composite.

Another benefit of unilateralization is input – output isolation. As can be seen in equations 15 and 16, Y_{IN} is completely independent of Y_L, and Y_{OUT} is similarly independent of Y_S. In a practical sense, this means that in a single or multi-stage amplifier using unilateralized stages, tuning of any one network will not affect tuning in other parts of the circuit. Thus, the troublesome task of having to re-peak an entire amplifier following a change in tuning at a single point can be eliminated.

NEUTRALIZATION

Neutralization consists of employing a feedback network to reduce y_{12} to some value other than zero. Neutralization is generally used for the same purposes as unilateralization, but provides something less than the ideal cancellation of the transistor feedback parameter which unilateralization achieves. A typical example of neutralization might be a feedback network which provides a composite b_{12} of zero while having only a negligible effect on the transistor g_{12}.

The equations for a particular neutralized case would be developed in the same manner as those for the unilateralized case. Since there are an infinite number of possibilities, no specific equations will be given here.

This completes the discussion of design with the unconditionally stable transistor. The potentially unstable transistor will now be considered.

THE POTENTIALLY UNSTABLE TRANSISTOR

When the Linvill stability factor of the transistor as determined by equation 1 is greater than one, the transistor is potentially unstable. Certain combinations of source and load admittances will cause oscillations if no feedback is used. In designing with the potentially unstable transistor, steps must be taken to insure that the amplifier will be stable.

Stability is usually achieved by one or both of two methods:

(1) Using a feedback network which reduces the composite y_{12} to a value which insures stability.

(2) Choosing a source and load admittance combination which provides stability.

A discussion of these basic methods is given below.

USING FEEDBACK TO ACHIEVE STABILITY

Either unilateralization or neutralization may be used to achieve stability. If unilateralization is used, the transistor-feedback network combination will be unconditionally stable. This may be verified by computing the Linvill stability factor of the combination. Since $y_{12c} = 0$, the numerator in equation 1 would be zero.

With stability thus assured, the remainder of the design may then be done to satisfy other requirements placed on the amplifier. After unilateralization has converted the potentially unstable transistor to an unconditionally stable combination, all other aspects of the design are identical to the unilateralized case with the unconditionally stable transistor. Power gains and input and output admittances may be computed using equations 15 through 19.

If neutralization is used to achieve stability, the Linvill stability factor can be used to compute the potential stability of any transistor – neutralization network combination. Since in this case $y_{12c} \neq 0$, C will have a value other than zero.

After unconditional stability of the transistor-neutralization network combination has been achieved, the design may then be completed by treating the combination as an unconditionally stable transistor, and proceeding with the case of the unconditionally stable transistor in an amplifier without feedback. Power gains, input and output admittances, and the circuit stability factor may be computed by using the composite parameters of the combination in equations 2, 3, 5, 8, and 9.

STABILITY WITHOUT FEEDBACK

A stable design with the potentially unstable transistor is possible without external feedback by proper choice of

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

souce and load admittances. This can be seen by inspection of equation 2; G_S and/or G_L can be made large enough to yield a stable circuit regardless of the degree of potential instability of the transistor.

This suggests a relatively simple way to achieve a stable design with a potentially unstable transistor. A circuit stability factor k is selected, and equation 2 is used to arrive at values of G_S and G_L which will provide the desired k. In achieving a particular circuit stability factor, the designer may choose any of the following combinations of matching or mismatching of G_S and G_L to the transistor input and output conductances, respectively:

(1) G_S matched and G_L mismatched
(2) G_L matched and G_S mismatched
(3) Both G_S and G_L mismatched

Often a decision on which combination to use will be dictated by other performance requirements or practical considerations.

Once G_S and G_L have been chosen, the remainder of the design may be completed using the relationships which apply to the amplifier without feedback. Power gain and input and output admittances may be computed using equations 3, 5, 8, and 9.

Although the above procedure may be adequate in many cases, a more systematic method of source and load admittance determination is desirable for designs which demand maximum power gain per degree of circuit stability. Stern has analyzed this problem and developed equations for computing the conductance and susceptance of both Y_S and Y_L for maximum power gain for a particular circuit stability factor.[2,4] These equations are given here:

$$G_s = \sqrt{\frac{k\left[\left|y_{12}y_{21}\right| + \mathrm{Re}(y_{12}y_{21})\right]}{2}} \cdot \sqrt{\frac{g_{11}}{g_{22}}} - g_{11} \tag{20}$$

$$G_L = \sqrt{\frac{k\left[\left|y_{12}y_{21}\right| + \mathrm{Re}(y_{12}y_{21})\right]}{2}} \cdot \sqrt{\frac{g_{22}}{g_{11}}} - g_{22} \tag{21}$$

$$B_s = \frac{(G_s + g_{11})\,Z_0}{\sqrt{k\left\{\left|y_{12}y_{21}\right| + \mathrm{Re}(y_{12}y_{21})\right\}}} - b_{11} \tag{22}$$

$$B_L = \frac{(G_L + g_{22})\,Z_0}{\sqrt{k\left\{\left|y_{12}y_{21}\right| + \mathrm{Re}(y_{12}y_{21})\right\}}} - b_{22} \tag{23}$$

Where,

$$Z = \frac{(B_s + b_{11})(G_L + g_{22}) + (B_L + b_{22})\,k(L+M)/2(G_L + g_{22})}{\sqrt{k\,(L + M)}} \tag{24}$$

$$L = \left|y_{12}y_{21}\right| \tag{25}$$

$$M = \mathrm{Re}(y_{12}y_{21}) \tag{26}$$

Defining D as the demoninator in equation 5 yields:

$$D = \frac{Z^4}{4} + \frac{\left\{k(L + M) + 2M\right\} Z^2}{2} - 2NZ\sqrt{k(L + M)} + A^2 + N^2 \tag{27}$$

where,

$$A = \frac{k(L + M)}{2} - M, \tag{28}$$

$$N = \mathrm{Im}(y_{12}y_{21}), \tag{29}$$

and,

Z_0 = that real value of Z which results in the smallest minimum of D, found by setting,

$$\frac{dD}{dZ} = Z^3 + \left[k(L + M) + 2M\right] Z - 2N\sqrt{k(L + M)} \tag{30}$$

equal to zero.

Computation of Y_S and Y_L using equations 20 through 30 is a bit tedious to be done very frequently, and this may have discouraged wide usage of the complete Stern solution. However, examination of Stern's work suggests some interesting shortcuts:

(A) COMPUTATION OF G_S AND G_L ONLY, USING EQUATIONS 20 AND 21. If a value equal to $-b_{22}$ is then chosen for B_L, the resulting Y_L will be very close to the true Y_L for maximum gain. The transistor Y_{IN} can then be computed from Y_L using equation 8, and B_S can be set equal to $-I_m(Y_{IN})$.

Computation of B_S and B_L comprise by far the more complex portion of the Stern solution. This alternate method therefore permits the designer to closely approximate the exact Stern solution for Y_S and Y_L while avoiding that portion of the computations which are the most complex and time consuming. Further, the circuit can be designed with tuning adjustments for varying B_S and B_L, thereby creating the possibility of experimentally achieving the true B_S and B_L for maximum gain as accurately as if all the Stern equations had been solved.

(B) MISMATCHING G_S TO g_{11} AND G_L TO g_{22} BY AN EQUAL RATIO YIELDS A TRUE STERN SOLUTION FOR G_S AND G_L. This can be derived from equations 20 and 21, which lead to the following result:

$$\frac{G_L}{g_{22}} = \frac{G_s}{g_{11}} \tag{31}$$

If a mismatch ratio, R, is defined as follows,

$$R = \frac{G_L}{g_{22}} = \frac{G_s}{g_{11}} \tag{32}$$

then R may be computed for any particular circuit stability factor using the equation:

$$(1 + R)^2 = k\left[\frac{\left|y_{21}y_{12}\right| + \mathrm{Re}(y_{12}y_{21})}{2\,g_{11}\,g_{22}}\right] \tag{33}$$

Equation 33 was derived from equation 2 and 32. Having thus determined R, G_S and G_L can be quickly found using equation 32.

B_S and B_L can then be determined in the

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

manner described above in alternate method (A).

This alternate method may be advantageous if source and load admittances and power gains for several different values of k are desired. Once the R for a particular k has been determined, the R for any other k may be quickly found from the equation

$$\frac{(1 + R_1)^2}{(1 + R_2)^2} = \frac{k_1}{k_2} \tag{34}$$

where R_1 and R_2 are values of R corresponding to k_1 and k_2, respectively.

(C). COMPUTER DESIGN. The complete Stern design problem may be programmed into a computer. Power gain, circuit stability factor, Y_S and Y_L can be obtained from the computer for any value of k. MAG, G_U, and the Linvill stability factor of the transistor may also be included in the program.

After employing either the complete Stern solution or an alternate method to obtain Y_S and Y_L for the potentially unstable transistor in an amplifier without feedback, power gains and input and output admittances may be obtained using equations 3, 5, 8, and 9.

SENSITIVITY

In all but the unilateralized amplifier, Y_{IN} is a function of load admittance. Thus Y_{IN} changes with output circuit tuning, and this can be troublesome. Consequently, it is sometimes desirable to compute the extent of variation of Y_{IN} with changes in Y_L. A term, sensitivity δ, has been defined to provide a measure of this characteristic, and is equal to per cent change in Y_{IN} divided by per cent change in Y_L. The equation for sensitivity is:

$$\delta = \left| \frac{Y_L}{Y_{22} + Y_L} \right| \cdot \left| \frac{s_{11}}{Y_{11}} \right| \cdot \frac{K \cdot}{\left| \frac{Y_{22} + Y_L}{s_{22}} + \frac{s_{11}}{Y_{11}} K e^{j\theta} \right|} \tag{35}$$

where,

$$K = \left| \frac{Y_{21}\, Y_{12}}{s_{11}\, s_{22}} \right|$$

$$\theta = \arg (-Y_{12}Y_{21}) \cdot$$

$$K e^{j\theta} = K (\cos \theta + j \sin \theta)$$

A more complete discussion of sensitivity is given in reference 5.

DESIGN WITH SCATTERING PARAMETERS

Scattering, or s parameters have greatly increased in popularity since the late 1960's, largely due to the appearance of sophisticated new equipment for performing s parameter measurements.

A summary of s parameter design equations is given below.

Power gain:

$$G = \frac{|s_{21}|^2 (1 - |\Gamma_L|^2)}{(1 - |s_{11}|^2) + |\Gamma_L|^2 (|s_{22}|^2 - |\Delta s|^2) - 2 \operatorname{Re} (\Gamma_L N)} \tag{36}$$

$$\Delta s = s_{11}s_{22} - s_{12}s_{21}$$

$$N = s_{22} - D s^*_{11}$$

Transducer gain:

$$G_T = \frac{|s_{21}|^2 (1 - |\Gamma_S|^2) (1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - s_{11}\Gamma_S) (1 - s_{22}\Gamma_L) - s_{12}s_{21}\Gamma_L\Gamma_S|^2} \tag{37}$$

Input reflection coefficient:

$$s'_{11} = s_{11} + \frac{s_{12}s_{21}\Gamma_L}{1 - s_{22}\Gamma_L} \tag{38}$$

Output reflection coefficient:

$$s'_{22} = s_{22} + \frac{s_{12}s_{21}\Gamma_S}{1 - s_{11}\Gamma_S} \tag{39}$$

Linvill stability factor:

$$C = K^{-1}$$

$$K = \frac{1 + |\Delta s|^2 - |s_{11}|^2 - |s_{22}|^2}{2|s_{12}s_{21}|} \tag{40}$$

$$\Delta s = s_{11}s_{22} - s_{12}s_{21}$$

Equation 40 which gives K, the reciprocal of C, is presented in this form because it is the s parameter stability expression most often seen in the literature. K in equation 40 must not be confused with Stern stability factor k given in equation 2.

Maximum unneutralized transducer gain, unconditionally stable LAN:

$$G_{max} = \left| \frac{s_{21}}{s_{12}} (K \pm \sqrt{K^2 - 1}) \right| \tag{41}$$

$K = C^{-1}$

C = Linvill Stability Factor

Source and load reflection coefficients for a conjugate match of the unconditionally stable LAN in an amplifier without feedback:

$$\Gamma_{mS} = M^* \left[\frac{B_1 \pm \sqrt{B_1^2 - 4|M|^2}}{2|M|^2} \right] \tag{42}$$

$$\Gamma_{mL} = N^* \left[\frac{B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4|N|^2}}{2|N|^2} \right] \tag{43}$$

Where $B_1 = 1 + |s_{11}|^2 - |s_{22}|^2 - |\Delta s|^2$

$B_2 = 1 + |s_{22}|^2 - |s_{11}|^2 - |\Delta s|^2$

$M = s_{11} - (\Delta s)(s_{22}^*)$

$N = s_{22} - (\Delta s)(s_{11}^*)$

A more comprehensive treatment of amplifier design with s parameters is given in references 6, 8, and 9.

One cautionary note is in order.

Several papers have been published on the subject of simplifying the s parameter design procedure by making the assumption that the reverse transfer parameter, s_{12}, is equal to zero. This procedure totally ignores the entire

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

problem of amplifier stability.

Modern high gain solid-state RF devices will readily oscillate under a wide variety of circuit conditions. Stability problems are encountered even with extremely low feedback devices such as Linear IC's and dual gate MOSFETS. Therefore, amplifier design calculations which do not include device and circuit feedback are only an approximation which will yield either an inaccurate solution or possibly even an oscillator when the design is tested in the laboratory. Reference 10 provides more detail on the shortcomings of this procedure, including an amplifier design example which did turn out to be an oscillator.

SUMMARY OF DESIGN PROCEDURE

A summary of the amplifier design procedure using two-port parameters is given below.

1. Determine the potential instability of the active device.
2. If the device is not unconditionally stable, decide on a course of action to insure circuit stability.
3. Determine whether or not feedback is to be used.
4. Determine source and load admittances.
5. Design appropriate networks to provide the desired source and load admittances.

Stability (Steps 1 and 2 above)

A stability computation for the worst case conditions of open circuit source and load is provided by Linvill's stability factor C. If the C factor indicates unconditional stability, no combination of passive terminations can cause oscillations.

Stability calculations should include the total feedback of the amplifier. In the case of extremely low feedback devices such as dual gate MOSFET's and Linear IC's, external circuit feedback often eclipses the internal device feedback. In such a case, the designer should measure the external circuit feedback and include it in the design calculations. To accomplish this, see the earlier section of this note on the composite parameters of two-port LAN's in parallel.

If the device is unconditionally stable, the design may proceed to fulfill other objectives without fear of oscillations. If the device is potentially unstable, steps must be taken to prevent oscillations in the final design. Stability is achieved by proper selection of source and load admittances, by the use of feedback, or both.

Feedback (Step 3)

Feedback may be employed in the tuned high frequency amplifier to achieve stability, input-output isolation, or to alter the gain and terminal admittances of the active device. A decision to employ feedback would be based on whether or not its use was the optimum way to accomplish one of the foregoing objectives in a particular application.

If feedback is employed, the device parameters may be modified to include the feedback network in accordance with standard two-port network theory. The remainder of the design may then proceed by treating the transistor-feedback network combination as a single, new two-port linear active network.

Source and Load Admittances (Step 4)

Source and load admittance determination is dependent upon gain and stability considerations, together with practical circuit limitations.

If the device is either unconditionally stable itself or has been made stable with feedback, stability need not be a major factor in the determination of source and load. If the device is potentially unstable and feedback is not employed, then a source and load which will guarantee a certain degree of circuit stability must be used. Also, it is a good idea to check the circuit stability factor during this step even when an unconditionally stable device is used.

Finally, practical limitations in matching networks and components may also play an important part of source and load admittance determination.

Network Design (Step 5)

The final step consists of network synthesis to achieve the desired source and load admittances computed in step 4.

Sometimes, it will be difficult to achieve a desired source and load due to tuning range limitations, excess network losses, component limitations, etc. In such cases, the source and load admittances will be a compromise between desired performance and practical limitations.

SUMMARY

The small signal amplifier performance of a transistor is completely described by two-port admittance parameters. Based on these parameters, equations for computing the stability, gain, and optimum source and load admittances for the unilateralized, neutralized, and no-feedback amplifier cases have been discussed.

The unconditionally stable transistor will not oscillate with any combination of source and load admittances, and circuits using a stable transistor may be optimized for other performance requirements without fear of oscillations.

The potentially unstable transistor requires that steps be taken to guarantee a stable design. Stability is usually achieved by unilateralization, neutralization, or selection of source and load admittances which result in a stable amplifier.

Unilateralization and neutralization reduce the composite reverse transfer admittance. They may be used to achieve stability, input – output isolation, or both.

Maximum power gain per degree of circuit stability without feedback may be achieved using Stern's equations.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

The degree of input – output isolation is described by the term sensitivity, which makes it possible to compute changes in input admittance for any change in load admittance.

The theory and design equations in this report are applicable to any linear active device which may be characterized as a two-port network. Therefore, the term "transistor" used herein refers generally to all such devices, including FETs and integrated circuits.

BIBLIOGRAPHY

1. "Transistors and Active Circuits," by Linvill and Gibbons, McGraw-Hill, 1961.
2. "Stability and Power Gain of Tuned Transistor Amplifiers," by Arthur P. Stern, Proc. IRE, March, 1957.
3. "High-Gain, High-Frequency Amplifiers," by Peter M. Norris, Electro-Technology, January, 1966.
4. "Linvill Technique Speeds High Frequency Amplifier Design," by John Lauchher and Marvin Silverstein, Electronic Design, April, 12, 1966.
5. "The Design of Alignable Transistor Amplifiers," by J. F. Gibbons, Stanford University Technical Report No. 106, May 7, 1956.
6. "Circuit Design and Characterization of Transistors by Means of Three-Part Scattering Parameters" by George E. Bodway, the Microwave Journal, May, 1968.
7. "A High Gain Integrated Circuit RF-IF Amplifier with Wide Range AGC", Motorola Semiconductor Products, Inc. Application Note 513.
8. "S Parameter Design", Hewlett-Packard Company, Palo Alto, California, Application Note 154.
9. "S Parameters", Hewlett-Packard Company, Palo Alto, California, Application Note 95.
10. "Staying Stable with S Parameters", by Roy Hejhall, Motorola Monitor, Vol. 7, No. 2.

16

GLOSSARY

C	=	Linvill's stability factor
k	=	Stern's stability factor
G_S	=	Real part of the source admittance
G_L	=	Real part of the load admittance
B_S	=	Imaginary part of the source admittance
B_L	=	Imaginary part of the load admittance
g_{11}	=	Real part of y_{11}
g_{22}	=	Real part of y_{22}
G	=	Generalized power gain
Y_L	=	Complex load admittance
Y_S	=	Complex source admittance
G_T	=	Transducer gain
MAG	=	Maximum available gain
*	=	Conjugate
Y_{IN}	=	Input admittance
Y_{OUT}	=	Output admittance
G_{max}	=	Maximum gain without feedback
G_U	=	Unilateralized gain
G_{TU}	=	Unilateralized transducer gain
δ	=	Sensitivity
s_{11}	=	Input reflection coefficient
s_{22}	=	Output reflection coefficient
Γ_L	=	Load reflection coefficient
Γ_S	=	Source reflection coefficient
K	=	Scattering parameter stability factor

APPENDIX I

A. Conversions among parameter types for y, z, h, and g parameters.

h to y

$$y_{11} = \frac{1}{h_{11}} \qquad y_{12} = \frac{-h_{12}}{h_{11}} \qquad y_{21} = \frac{h_{21}}{h_{11}} \qquad y_{22} = \frac{\Delta h}{h_{11}}$$

where $\Delta h = h_{11} h_{22} - h_{12} h_{21}$

y to h

$$h_{11} = \frac{1}{y_{11}} \qquad h_{12} = \frac{-y_{12}}{y_{11}} \qquad h_{21} = \frac{y_{21}}{y_{11}} \qquad h_{22} = \frac{\Delta y}{y_{11}}$$

where $\Delta y = y_{11} y_{22} - y_{12} y_{21}$

h to z

$$z_{11} = \frac{\Delta h}{h_{22}} \qquad z_{12} = \frac{h_{12}}{h_{22}} \qquad z_{21} = \frac{-h_{21}}{h_{22}} \qquad z_{22} = \frac{1}{h_{22}}$$

z to h

$$h_{11} = \frac{\Delta z}{z_{22}} \qquad h_{12} = \frac{z_{12}}{z_{22}} \qquad h_{21} = \frac{-z_{21}}{z_{22}} \qquad h_{22} = \frac{1}{z_{22}}$$

where $\Delta z = z_{11} z_{22} - z_{12} z_{21}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

h to g

$$g_{11} = \frac{h_{22}}{\Delta h} \qquad g_{12} = \frac{-h_{12}}{\Delta h} \qquad g_{21} = \frac{-h_{21}}{\Delta h} \qquad g_{22} = \frac{h_{11}}{\Delta h}$$

where $\Delta h = h_{11} h_{22} - h_{12} h_{21}$

g to h

$$h_{11} = \frac{g_{22}}{\Delta g} \qquad h_{12} = \frac{-g_{12}}{\Delta g} \qquad h_{21} = \frac{-g_{21}}{\Delta g} \qquad h_{22} = \frac{g_{11}}{\Delta g}$$

where $\Delta g = g_{11} g_{22} - g_{12} g_{21}$

z to y

$$y_{11} = \frac{z_{22}}{\Delta z} \qquad y_{12} = \frac{-z_{12}}{\Delta z} \qquad y_{21} = \frac{-z_{21}}{\Delta z} \qquad y_{22} = \frac{z_{11}}{\Delta z}$$

where $\Delta z = z_{11} z_{22} - z_{12} z_{21}$

y to z

$$z_{11} = \frac{y_{22}}{\Delta y} \qquad z_{12} = \frac{-y_{12}}{\Delta y} \qquad z_{21} = \frac{-y_{21}}{\Delta y} \qquad z_{22} = \frac{y_{11}}{\Delta y}$$

where $\Delta y = y_{11} y_{22} - y_{12} y_{21}$

z to g

$$g_{11} = \frac{1}{z_{11}} \qquad g_{12} = \frac{-z_{12}}{z_{11}} \qquad g_{21} = \frac{z_{21}}{z_{11}} \qquad g_{22} = \frac{\Delta z}{z_{11}}$$

where $\Delta z = z_{11} z_{22} - z_{12} z_{21}$

g to z

$$z_{11} = \frac{1}{g_{11}} \qquad z_{12} = \frac{-g_{12}}{g_{11}} \qquad z_{21} = \frac{g_{21}}{g_{11}} \qquad z_{22} = \frac{\Delta g}{g_{11}}$$

where $\Delta g = g_{11} g_{22} - g_{12} g_{21}$

g to y

$$y_{11} = \frac{\Delta g}{g_{22}} \qquad y_{12} = \frac{g_{12}}{g_{22}} \qquad y_{21} = \frac{-g_{21}}{g_{22}} \qquad y_{22} = \frac{1}{g_{22}}$$

where $\Delta g = g_{11} g_{22} - g_{12} g_{21}$

y to g

$$g_{11} = \frac{\Delta y}{y_{22}} \qquad g_{12} = \frac{y_{12}}{y_{22}} \qquad g_{21} = \frac{-y_{21}}{y_{22}} \qquad g_{22} = \frac{1}{y_{22}}$$

where $\Delta y = y_{11} y_{22} - y_{12} y_{21}$

B. Conversions among common emitter, common base, and common collector parameters of the same type for y, and h parameters.

Common emitter y parameters in terms of common base and common collector y parameters.

$$y_{11e} = y_{11b} + y_{12b} + y_{21b} + y_{22b} = y_{11c}$$

$$y_{12e} = -(y_{12b} + y_{22b}) = -(y_{11c} + y_{12c})$$

$$y_{21e} = -(y_{21b} + y_{22b}) = -(y_{11c} + y_{21c})$$

$$y_{22e} = y_{22b} = y_{11c} + y_{12c} + y_{21c} + y_{22c}$$

Common base y parameters in terms of common emitter and common collector y parameters.

$$y_{11b} = y_{11e} + y_{12e} + y_{21e} + y_{22e} = y_{22c}$$

$$y_{12b} = -(y_{12e} + y_{22e}) = -(y_{21c} + y_{22c})$$

$$y_{21b} = -(y_{21e} + y_{22e}) = -(y_{12c} + y_{22c})$$

$$y_{22b} = y_{22e} = y_{11c} + y_{12c} + y_{21c} + y_{22c}$$

Common collector y parameters in terms of common emitter and common base y parameters.

$$y_{11c} = y_{11e} = y_{11b} + y_{12b} + y_{21b} + y_{22b}$$

$$y_{12c} = -(y_{11e} + y_{12e}) = -(y_{11b} + y_{21b})$$

$$y_{21c} = -(y_{11e} + y_{21e}) = -(y_{11b} + y_{12b})$$

$$y_{22c} = y_{11e} + y_{12e} + y_{21e} + y_{22e} = y_{11b}$$

Common emitter h parameters in terms of common base and common collector h parameters.

$$h_{11e} = \frac{h_{11b}}{(1 + h_{21b})(1-h_{12b}) + h_{22b} h_{11b}} \approx \frac{h_{11b}}{1 + h_{21b}} = h_{11c}$$

$$h_{12e} = \frac{h_{11b} h_{22b} - h_{12b}(1+h_{21b})}{(1 + h_{21b})(1-h_{12b}) + h_{22b} h_{11b}} \approx \frac{h_{11b} h_{22b}}{1 + h_{21b}} - h_{12b} = 1-h_{12c}$$

$$h_{21e} = \frac{-h_{21b}(1-h_{12b}) - h_{22b} h_{11b}}{(1 + h_{21b})(1-h_{12b}) + h_{22b} h_{11b}} \approx \frac{-h_{21b}}{1 + h_{21b}} = -(1 + h_{21c})$$

$$h_{22e} = \frac{h_{22b}}{(1 + h_{21b})(1-h_{12b}) + h_{22b} h_{11b}} \approx \frac{h_{22b}}{1 + h_{21b}} = h_{22c}$$

Common has h parameters in terms of common emitter and common collector h parameters.

$$h_{11b} = \frac{h_{11e}}{(1 + h_{21e})(1-h_{12e}) + h_{11e} h_{22e}} \approx \frac{h_{11e}}{1 + h_{21e}}$$

$$= \frac{h_{11c}}{h_{11c} h_{22c} - h_{21c} h_{12c}} \approx \frac{-h_{11c}}{h_{21c}}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$h_{12b} = \frac{h_{11e}h_{22e} - h_{12e}(1+h_{21e})}{(1+h_{21e})(1-h_{12e}) + h_{11e}h_{22e}} \approx \frac{h_{11e}h_{22e}}{1+h_{21e}} - h_{12e}$$

$$= \frac{h_{21c}(1-h_{12c}) + h_{11c}h_{22c}}{h_{11c}h_{22c} - h_{21c}h_{12c}} \approx (h_{12c} - 1) - \frac{h_{11c}h_{22c}}{h_{21c}}$$

$$h_{21b} = \frac{-h_{21e}(1-h_{12e}) - h_{11e}h_{22e}}{(1+h_{21e})(1-h_{12e}) + h_{11e}h_{22e}} \approx \frac{-h_{21e}}{1+h_{21e}}$$

$$= \frac{h_{12c}(1+h_{21c}) - h_{11c}h_{22c}}{h_{11c}h_{22c} - h_{21c}h_{12c}} \approx \frac{-(1+h_{21c})}{h_{21c}}$$

$$h_{22b} = \frac{h_{22e}}{(1+h_{21e})(1-h_{12e}) + h_{11e}h_{22e}} \approx \frac{h_{22e}}{1+h_{21e}}$$

$$= \frac{h_{22c}}{h_{11c}h_{22c} - h_{21c}h_{12c}} \approx \frac{h_{22c}}{h_{21c}}$$

Common collector h parameters in terms of common base and common emitter h parameters.

$$h_{11c} = \frac{h_{11b}}{(1+h_{21b})(1-h_{12b}) + h_{22b}h_{11b}} \approx \frac{h_{11b}}{1+h_{21b}} = h_{11e}$$

$$h_{12c} = \frac{1+h_{21b}}{(1+h_{21b})(1-h_{12b}) + h_{22b}h_{11b}} \approx 1 = 1-h_{12e}$$

$$h_{21c} = \frac{h_{12b} - 1}{(1+h_{21b})(1-h_{12b}) + h_{22b}h_{11b}} \approx \frac{-1}{1+h_{21b}} = -(1+h_{21e})$$

$$h_{22c} = \frac{h_{22b}}{(1+h_{21b})(1-h_{12b}) + h_{22b}h_{11b}} \approx \frac{h_{22b}}{1+h_{21b}} = h_{22e}$$

Expressions for voltage gain, current gain, input impedance, and output impedance in terms of y, z, h, and g parameters.

Voltage Gain

$$A_V = \frac{z_{21}Z_L}{\Delta z + z_{11}Z_L} = \frac{-y_{21}}{y_{22} + Y_L} = \frac{-h_{21}Z_L}{h_{11} + \Delta h Z_L} = \frac{g_{21}Z_L}{g_{22} + Z_L}$$

$$= \frac{s_{21}(1+r_L)}{(1-s_{22}r_L)(1+s_{11})}$$

Current Gain

$$A_I = \frac{-z_{21}}{z_{22} + Z_L} = \frac{-y_{21}Y_L}{\Delta y + y_{11}Y_L} = \frac{h_{21}Y_L}{h_{22} + Y_L} = \frac{-g_{21}}{\Delta g + g_{11}Z_L}$$

Input Impedance

$$Z_{IN} = \frac{\Delta z + z_{11}Z_L}{z_{22} + Z_L} = \frac{y_{22} + Y_L}{\Delta y + y_{11}Y_L} = \frac{\Delta h + h_{11}Y_L}{h_{22} + Y_L}$$

$$= \frac{g_{22} + Z_L}{\Delta g + g_{11}Z_L}$$

Output Impedance

$$Z_{OUT} = \frac{\Delta z + z_{22}Z_s}{z_{11} + Z_s} = \frac{y_{11} + Y_s}{\Delta y + y_{22}Y_s} = \frac{h_{11} + Z_s}{\Delta h + h_{22}Z_s}$$

$$= \frac{\Delta g + g_{22}Y_s}{g_{11} + Y_s}$$

Conversion between y parameters and s (scattering) parameters:

$$s_{11} = \frac{(1-y_{11})(1+y_{22}) + y_{12}y_{21}}{(1+y_{11})(1+y_{22}) - y_{12}y_{21}} \dagger$$

$$s_{12} = \frac{-2y_{12}}{(1+y_{11})(1+y_{22}) - y_{12}y_{21}} \dagger$$

$$s_{21} = \frac{-2y_{21}}{(1+y_{11})(1+y_{22}) - y_{12}y_{21}} \dagger$$

$$s_{22} = \frac{(1+y_{11})(1-y_{22}) + y_{21}y_{12}}{(1+y_{11})(1+y_{22}) - y_{12}y_{21}} \dagger$$

$$y_{11} = \left[\frac{(1+s_{22})(1-s_{11}) + s_{12}s_{21}}{(1+s_{11})(1+s_{22}) - s_{12}s_{21}}\right]\frac{1}{Z_o}$$

$$y_{12} = \left[\frac{-2s_{12}}{(1+s_{11})(1+s_{22}) - s_{12}s_{21}}\right]\frac{1}{Z_o}$$

$$y_{21} = \left[\frac{-2s_{21}}{(1+s_{11})(1+s_{22}) - s_{12}s_{21}}\right]\frac{1}{Z_o}$$

$$y_{22} = \left[\frac{(1+s_{11})(1-s_{22}) + s_{12}s_{21}}{(1+s_{22})(1+s_{11}) - s_{12}s_{21}}\right]\frac{1}{Z_o}$$

where Z_o= the characteristic impedance of the transmission lines used in the scattering parameter system, usually 50 ohms.

Conversion between h parameters and s parameters:

$$s_{11} = \frac{(h_{11}-1)(h_{22}+1) - h_{12}h_{21}}{(h_{11}+1)(h_{22}+1) - h_{12}h_{21}} \dagger\dagger$$

$$s_{12} = \frac{2h_{12}}{(h_{11}+1)(h_{22}+1) - h_{12}h_{21}} \dagger\dagger$$

$$s_{21} = \frac{-2h_{21}}{(h_{11}+1)(h_{22}+1) - h_{12}h_{21}} \dagger\dagger$$

$$s_{22} = \frac{(1+h_{11})(1-h_{22}) + h_{12}h_{21}}{(h_{11}+1)(h_{22}+1) - h_{12}h_{21}} \dagger\dagger$$

$$h_{11} = \left[\frac{(1+s_{11})(1+s_{22}) - s_{12}s_{21}}{(1-s_{11})(1+s_{22}) + s_{12}s_{21}}\right]Z_o$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

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

$$h_{22} = \left[\frac{(1-s_{22})(1-s_{11}) - s_{12}s_{21}}{(1-s_{11})(1+s_{22}) + s_{12}s_{21}}\right] \frac{1}{Z_o}$$

†In converting from y to s parameters, the y parameters must first be multiplied by Z_o, and then substituted in the equations for conversion to s parameters.

††In converting from h to s parameters, the h parameters must first be normalized to Z_o in the following manner and then substituted in the equations for conversion to s parameters:

Parameter	To Normalize
h_{11}	divide by Z_o
h_{12}	use as is
h_{21}	use as is
h_{22}	multiply by Z_o

Conversion between z parameters and s parameters:

$$z_{11} = \left[\frac{(1+s_{11})(1-s_{22}) + s_{12}s_{21}}{(1-s_{11})(1-s_{22}) - s_{12}s_{21}}\right] z_o$$

$$z_{12} = \left[\frac{2s_{12}}{(1-s_{11})(1-s_{22}) - s_{12}s_{21}}\right] z_o$$

$$z_{21} = \left[\frac{2s_{21}}{(1-s_{11})(1-s_{22}) - s_{12}s_{21}}\right] z_o$$

$$z_{22} = \left[\frac{(1+s_{22})(1-s_{11}) + s_{12}s_{21}}{(1-s_{11})(1-s_{22}) - s_{12}s_{21}}\right] z_o$$

$$s_{11} = \frac{(z_{11}-1)(z_{22}+1) - z_{12}z_{21}}{(z_{11}+1)(z_{22}+1) - z_{12}z_{21}} \quad \dagger\dagger\dagger$$

$$s_{12} = \frac{2z_{12}}{(z_{11}+1)(z_{22}+1) - z_{12}z_{21}} \quad \dagger\dagger\dagger$$

$$s_{21} = \frac{2z_{21}}{(z_{11}+1)(z_{22}+1) - z_{12}z_{21}} \quad \dagger\dagger\dagger$$

$$s_{22} = \frac{(z_{11}+1)(z_{22}-1) - z_{12}z_{21}}{(z_{11}+1)(z_{22}+1) - z_{12}z_{21}} \quad \dagger\dagger\dagger$$

†††In converting from z to s parameters, the z parameters must first be divided by Z_o, and then substituted in the equations for conversion to s parameters.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

UHF AMPLIFIER DESIGN USING DATA SHEET DESIGN CURVES

INTRODUCTION

The design of UHF amplifiers usually involves a particular set of device parameters of which h, y, and s parameters are probably the most familiar. These parameters are commonly used to determine device loading (input and output) admittances for particular gain and stability criteria. The design procedure for determining gain and stability usually involves a mathematical solution, a graphical approach, or a combination of both.

This report describes a design technique for the unneutralized case whereby the device loading admittances are taken directly from device design curves. An example is given of how these design parameters are used to design a single stage 1 GHz microstrip amplifier and predicted results are compared to actual measured values. Practical circuit construction techniques are also discussed for the benefit of readers unfamiliar with microstrip techniques.

STABILITY CONSIDERATIONS

Two very important methods[1] for expressing stability involve Linvill's stability factor "C" and Stern's stability factor "k". The first deals primarily with the device since an open termination is assumed on both the input and output and is formulated:

$$C = \frac{|y_{12}y_{12}|}{2g_{11}g_{22} - Re(y_{12}y_{21})}.$$

If "C" is greater than 1, the transistor is potentially unstable. However, if C is less than 1, the transistor is unconditionally stable. The C factor versus frequency for the common base and common emitter configurations (2N4957) are shown in Figures 10 and 17 respectively.

The second method is primarily circuit oriented and is used to compute the relative stability of an actual amplifier circuit for the particular source and load terminations used. If "k" is greater than 1, the circuit is stable. If "k" is less than 1 the circuit is potentially unstable

Stern has developed equations for calculating the input and output loading admittances for maximum power gain with a particular stability factor, k. These values of input and output admittances in conjunction with the device parameters can then be used to calculate the transducer gain.[1]

$$k = \frac{2(g_{11} + G_s)(g_{22} + G_L)}{|y_{12}y_{21}| + Re(y_{12}y_{21})}$$

$$G_s = \sqrt{\frac{k[|y_{12}y_{21}| + Re(y_{12}y_{21})]}{2}} \cdot \sqrt{\frac{g_{11}}{g_{22}}} - g_{11}$$

$$G_L = \sqrt{\frac{k[|y_{12}y_{21}| + Re(y_{12}y_{21})]}{2}} \cdot \sqrt{\frac{g_{22}}{g_{11}}} - g_{22}$$

$$B_S = \frac{(G_s + g_{11})\,Z_o}{\sqrt{k[|y_{12}y_{21}| + Re\ y_{12}y_{21}]}} - b_{11}$$

$$B_L = \frac{(G_L + g_{22})\,Z_o}{\sqrt{k[|y_{12}y_{21}| + Re(y_{12}y_{21})]}} - b_{22}$$

Where,

$$Z = \frac{(B_s + b_{11})(G_L + g_{22}) + (B_L + b_{22})\,k(L+M)/2(G_L + g_{22})}{\sqrt{k(L+M)}}$$

$$L = |y_{12}y_{21}|$$

$$M = Re(y_{12}y_{21})$$

Defining D as the denominator in G_T expression yields:

$$D = \frac{Z^4}{4} + \frac{[k(L+M) + 2M]\,Z^2}{2} - 2NZ\sqrt{k(L+M)} + A^2 + N^2$$

where,

$$A = \frac{k(L+M)}{2} - M,$$

$$N = Im(y_{12}y_{21}),$$

and,

Z_o = that real value of Z which results in the smallest minimum of D, found by setting,

$$\frac{dD}{dZ} = Z^3 + [k(L+M) + 2M]\,Z - 2N\sqrt{k(L+M)}.$$

equal to zero.

$$G_T = \frac{4\,Re(Y_S)\,Re(Y_L)\,|y_{21}|^2}{|(y_{11} + Y_S)(y_{22} + Y_L) - y_{12}y_{21}|^2}$$

k	=	Stern's stability factor
G_s	=	Real part of the source admittance
G_L	=	Real part of the load admittance
B_S	=	Imaginary part of the source admittance
B_L	=	Imaginary part of the load admittance
g_{11}	=	Real part of y_{11}
g_{22}	=	Real part of y_{22}
Y_L	=	Complex load admittance
Y_s	=	Complex source admittance
G_T	=	Transducer gain
Y_{IN}	=	Input admittance
Y_{OUT}	=	Output admittance
G_{max}	=	Maximum gain without feedback

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Computer solutions of these equations for various values of k versus frequency have been plotted in Appendix I for the 2N4957. These curves include common-base (Figures 10 through 16) and common-emitter (Figures 17 through 22).

From these curves, the designer can determine the input and output loading admittances for maximum power gain at a particular circuit stability. In addition, the transducer power gain under these conditions can also be determined. Thus the designer, rather than reading s or y parameters from a curve and using this information to design an amplifier, has all the design equations solved and presented in convenient, computer-derived design curves.

The following example demonstrates how these curves can be utilized in the design of a 1 GHz amplifier using the 2N4957. In addition, a second example is shown to demonstrate the special case where input admittance is determined primarily by noise figure considerations rather than by maximum power gain.

1 GHz AMPLIFIER DESIGN

A preliminary investigation of stability and power gain, common-emitter and common-base, can be quickly made from the design curves. For instance, the unilateralized gain (Figure 8) at 1 GHz is approximately 15 dB for either the common-emitter or common-base configuration. Also, the C factor for the common-base configuration (Figure 10) is greater than one and indicates potential device instability. However, the C factor for the common-emitter configuration (Figure 17) is less than one and indicates unconditional device stability.

Figures 16 and 22 are key curves that show transducer power gain for the common base and common emitter configuration respectively. Assuming a circuit stability factor of 4*, power gain is approximately 15 dB, common-base. Although the common-emitter curve is not extended to 1 GHz(since this is a region of unconditional stability) power gain for k = 4 would be obviously much less than 15 dB.

Using the common base configuration with k = 4, the required input and output admittance for maximum power gain can be determined directly from Figures 11 through 16.

For instance, the real part of the output admittance can be read from either Figure 11 or 12. Figure 12 is an expanded version of Figure 11 and is intended to facilitate lower frequency use. The imaginary portion of the output admittance is shown in Figure 13. Figures 14 and 15 show the real and imaginary portions of the input admittance respectively. The resultant input and output admittances are shown in Figure 1 and are summarized:

Conditions: (2N4957)

V_{CE} = 10 V
I_C = 2 mA
f = 1 GHz
G_T = 15 dB
k = 4

Input admittance = 69.5 mmhos +j27.1 mmhos
Output admittance = 1.53 mmhos –j7.46 mmhos

It becomes apparent that the emitter must "see" an admittance of 69.5 mmhos shunted by a susceptance of +j27.1 mmhos. The latter, in terms of a lumped constant element, would be a lossless capacitor. Likewise, the collector would be required to see an admittance of 1.53 mmhos shunted by –j7.46 mmhos. The latter, in terms of a lumped-constant element, would be a lossless coil. This loading will result in a stability factor, k, of 4 and a power gain of 15 dB, the maximum power gain possible for k = 4. This loading does not include stray capacitance. If stray capacitance is assumed to be 1 pF, the actual load is 1.53 mmhos –j13.5 mmhos (see Figure 1).

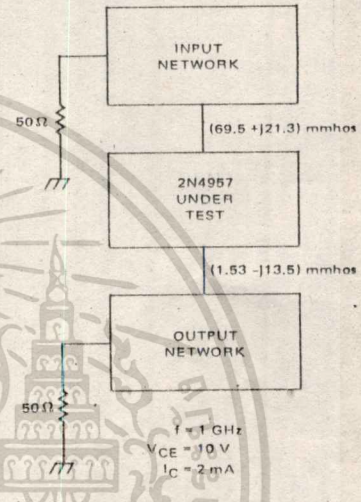


FIGURE 1 – COMMON BASE INPUT AND OUTPUT ADMITTANCES INCLUDING STRAY CAPACITANCE

To facilitate instrumentation, both the source and load impedance will be 50 ohms. This admittance level must be transformed to the required device loading admittance. Micro strip techniques provide a convenient method of achieving this transformation without circuit reproducibility and component loss problems that are common with many lumped constant circuits at this frequency.

The Smith Chart is a convenient design tool for solving transmission line problems of this type. Since space does not permit, familiarity with this chart will be assumed.

*For the purpose of this report a stability factor of 4 is chosen. Values of k less than 4 may not prove to be advantageous from the standpoint of regeneration and parameter spread.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

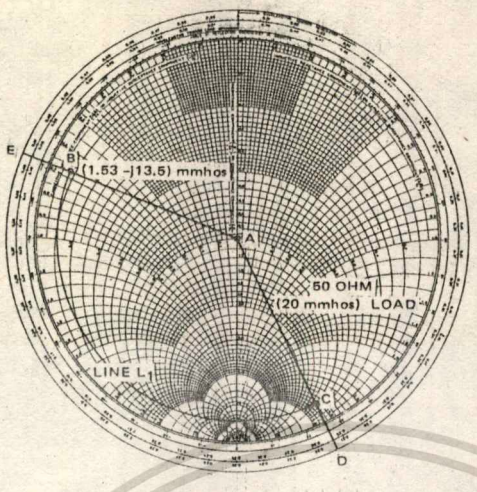


FIGURE 2 – OUTPUT NETWORK DESIGN

Starting with the output circuit, both the 50 ohm (20 mmhos) load and the desired collector admittance are plotted on the Smith Chart (see Figure 2). As a starting point, a characteristic admittance of 20 mmhos will be assumed. First, the 20 mmho load is plotted (point A, Figure 2), then point B is plotted (1.53 mmhos –j13.5 mmhos).

Although many different methods exist for transforming point A to point B (see Figure 2), a direct, and as it turns out, practical approach is that shown in Figure 3. This circuit uses C_1 in parallel with R_L to vary the SWR of point A (Figure 2) to point C. Since point C has the same SWR as point B, a line L_1 with an electrical length equal to $0.405\lambda_2$ (point E) minus 0.214λ (point D) will complete the transformation. Collector tuning is available with component C_2. This variable capacitor provides the difference between the assumed stray capacitance and the actual circuit stray capacitance.

The required SWR could have been realized by using an inductor in place of C_1. However, an inductor would have either forced the bias feed-point to be changed to the collector lead or necessitated a dc– isolated coil. Although this is readily attainable using transmission line techniques, the variable component C_1 is more convenient. A typical curve of Q versus capacitance for (C_1) is shown in Figure 4.

The output bias is fed through a 4000 ohm resistor rather than an RF choke. The resultant 8 volt drop across this resistor is easier to contend with than the circuit instabilities sometimes associated with RF chokes.

The same procedure is followed in designing the input network (see Figure 5). Again, a stray capacitance of 1 pF is assumed. Thus, the actual input loading becomes 69.5 mmhos +j21.3 mmhos. First, the 20 mmho load is plotted (see Point T, Figure 6). Next, point W is plotted (69.5 mmhos +j21.3 mmhos). Adjusting the SWR with C_3 (point V) allows a transmission line of length L_2 to transform the admittance at point V to the desired level at the base (point W).

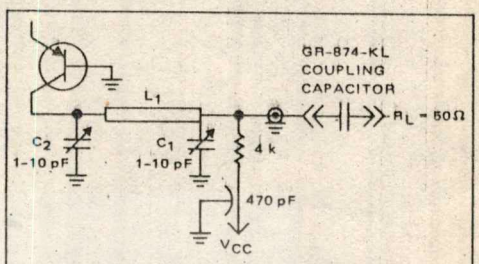


FIGURE 3 – OUTPUT NETWORK

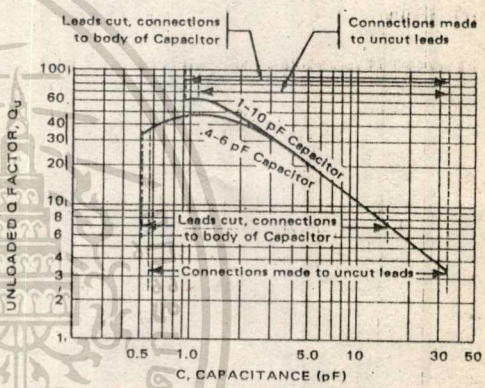


FIGURE 4 – Q versus CAPACITANCE FOR C_1 @ 1 GHz

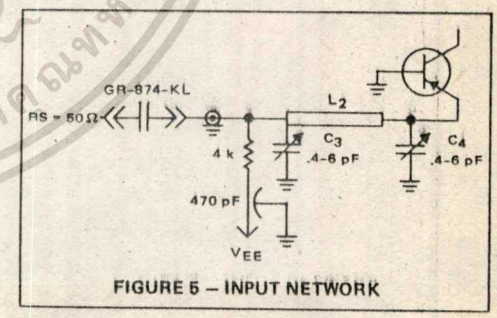


FIGURE 5 – INPUT NETWORK

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

CIRCUIT CONSTRUCTION

The transmission line lengths L_1 and L_2 are readily transferred to micro-strip lengths once the wavelength and line-width are known. Hopefully, this information is available from the manufacturer, but if not, it must be measured before the design can be completed. The laminate used for this application required a line-width of approximately 0.16 inches for a 20 mmho characteristic admittance. This value proved adequate both from a realizable design solution on the Smith Chart and also from a practicable circuit construction standpoint.

The actual laminate thickness depends to a large extent on the desired characteristic impedance and the frequency of operation The line thickness for a 50 ohm line is approximately 0.16 inch for a 1/16 inch laminate and approximately 0.035 inch for the same laminate 1/64 inch thick. As the intended frequency of operation is increased, the line width becomes a larger percentage of the line length.[4] Higher ratios of line width to length may result in undesirable modes of operation. Decreasing the laminate thickness results in a smaller line width for the same characteristic (assuming TEM operation) and a smaller line width to length ratio.

The dielectric constant for the material used was 2.6. The actual wavelength in the laminate is:

$$\lambda\,(\text{actual}) = \frac{\lambda\,(\text{air})}{\sqrt{2.6}} = \frac{11.8 \text{ inches}}{\sqrt{2.6}} = 7.34 \text{ inches}$$

Since $L_1 = 0.191\lambda$,

The physical length of L_1 is 1.4 inches

Correspondingly, L_2 is 0.062λ or 0.455 inches.

It should be pointed out that the actual wavelength[3] for this laminate is somewhat larger than that calculated from the dielectric constant. A careful measurement[4] of wavelength versus characteristic impedance (line width) demonstrates this phenomena. The slight increase in wavelength (6%) from that calculated using the dielectric constant was judged insignificant. However, this error increases for larger values of characteristic impedance and may prove to be quite significant for other laminates or narrower line widths. A good precaution would be to measure wavelength versus line width on each laminate used before TEM propagation is assumed.

Although the lines can be produced by a masking-etch process, adequate results can be obtained by cutting the desired strip from a thin copper sheet and glueing this strip to the teflon glass board. The latter is a convenient method for making rapid design changes.

The author observes several precautions which may or may not be necessary for all applications:

1. All breadboards have a ground strap which encompasses the outer periphery of the board. This strip is soldered to both the top and bottom copper sheets to effectively ground the outer periphery of the amplifier on all four sides. The circuit dimensions are held to a minimum to keep the ground planes as short as possible.

2. All RF connectors are carefully connected with grounding surfaces soldered to the ground plate. For instance, mount the connectors* perpendicularly to the board at a point where the connection to the center conductor is a minimum length. Completely solder the outer conductor to the copper sheet on the opposite side of the board. Poorly mounted connectors may result in poor transitions and unpredictable impedance transformations. For example, tacking the outer barrel of this connector to the line side of the board may seriously alter the predicted impedance level at the collector.

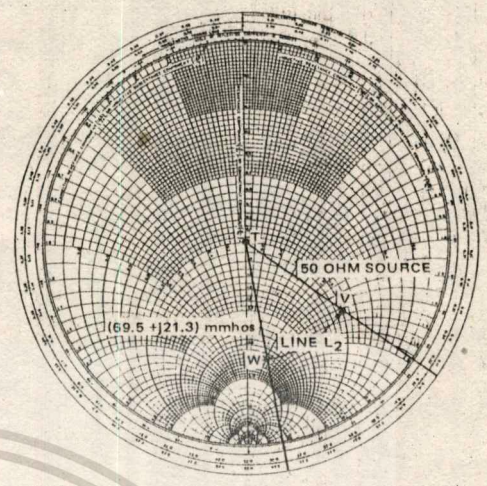


FIGURE 6 – INPUT NETWORK DESIGN

The amplifier was constructed as specified and the admittance levels were measured at the emitter and collector pins. These admittance levels were checked and adjusted to the original design values with C_1, C_2, C_3, and C_4

The 2N4957 was then soldered directly into the circuit with minimum lead length. The resultant power gain was 14.3 dB and the noise figure, 6.5 dB, which is within 1 dB of the original design requirements. Attempts to re-adjust the input loading and output loading for lower noise figure resulted in lower noise figure with decreased circuit stability. Although the circuit (adjusted for minimum noise figure) didn't oscillate, the calculated k factor from the resultant input and output admittances was approximately 2.

*General Radio Cable Connector 874-G58B.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LOW NOISE DESIGN

Improvement in noise figure is possible by arbitrarily adjusting the input and output loading. For the purpose of this paper, the stability factor (k = 4) will be retained.

However, the design curves represent the maximum power gain case. Although the circuit stability factor can be maintained at k = 4, varying the source loading will result in less power gain than indicated in the design curves.

The procedure for this case is as follows:

First, the optimum source resistance is calculated (see Appendix) and found to be 43Ω.* The calculated noise figure for this source is 5 dB. In addition, the source reactance was empirically determined to be inductive (j119Ω).

Second, the collector loading was calculated for a stability factor of 4. Using these values of source resistance and stability factor, the calculated gain (G_T) and collector loading is 11.8 dB and 3.41 mmhos –7.5 mmhos (neglecting stray capacitance).

The output network was readily adjusted to the desired collector loading. However, the input line was too short and required re-design (see Figure 7). The calculated value of this line length is 1.15 inches as contrasted with .46 inches used in the first example. The complete amplifier is shown in Figure 9.

The resultant power gain and noise figure was 11.8 dB and 5.5 dB. These figures compare well with the calculated design.

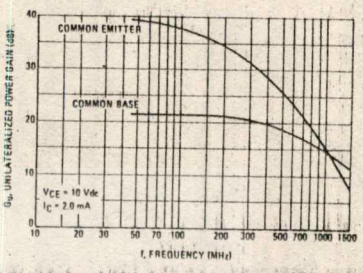


FIGURE 8 – UNILATERALIZED POWER GAIN versus FREQUENCY

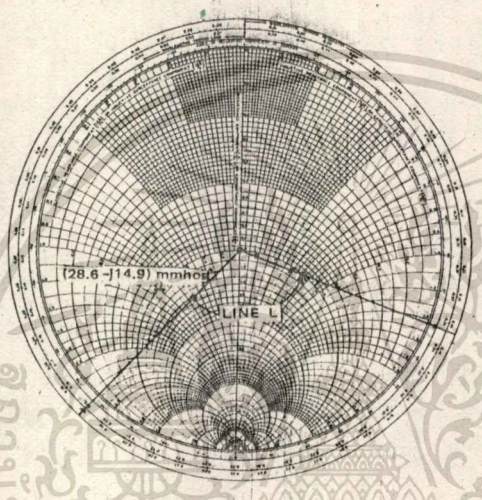


FIGURE 7 – LOW NOISE INPUT DESIGN

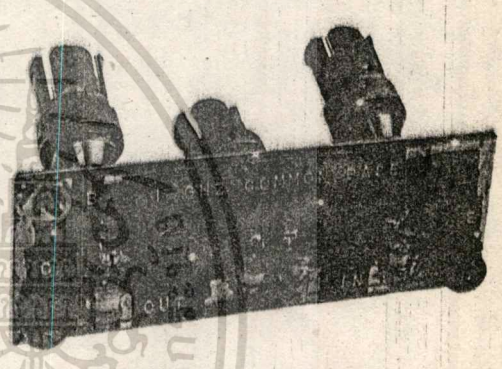


FIGURE 9 – 1 GHz AMPLIFIER

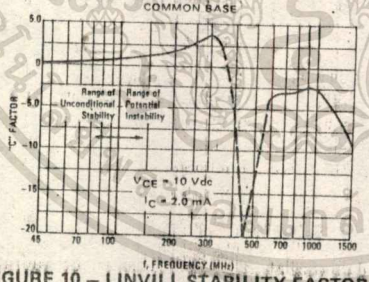


FIGURE 10 – LINVILL STABILITY FACTOR versus FREQUENCY

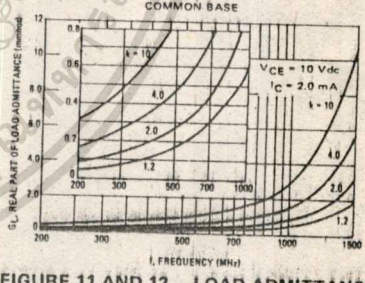


FIGURE 11 AND 12 – LOAD ADMITTANCE versus FREQUENCY (REAL)

*The actual value of optimum source resistance was empirically determined to be 35Ω. Consequently this value was used for the input circuit design rather than 43Ω.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

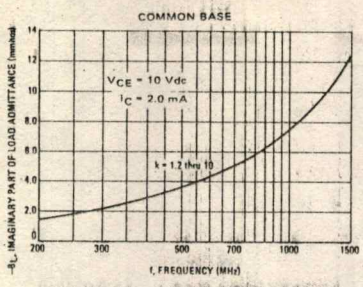


FIGURE 13 – LOAD ADMITTANCE versus FREQUENCY (IMAGINARY)

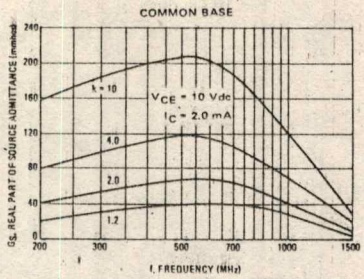


FIGURE 14 – SOURCE ADMITTANCE versus FREQUENCY (REAL)

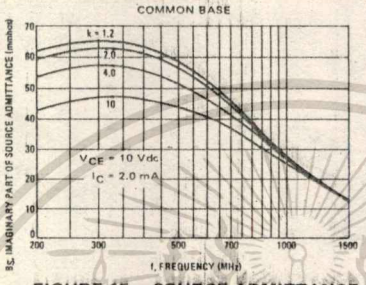


FIGURE 15 – SOURCE ADMITTANCE versus FREQUENCY (IMAGINARY)

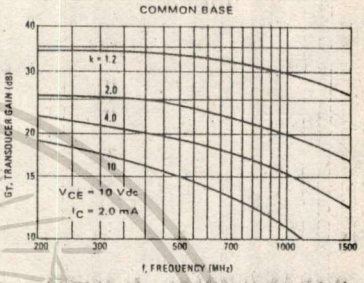


FIGURE 16 – TRANSDUCER GAIN versus FREQUENCY

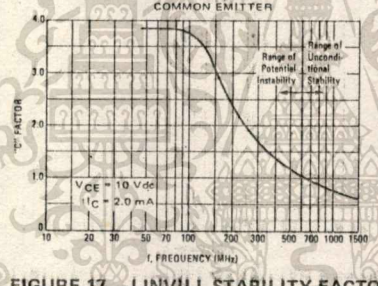


FIGURE 17 – LINVILL STABILITY FACTOR versus FREQUENCY

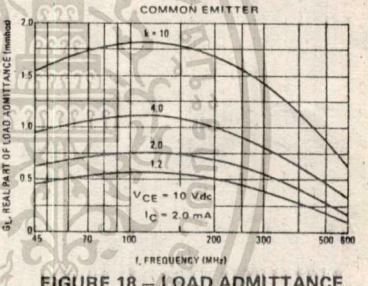


FIGURE 18 – LOAD ADMITTANCE versus FREQUENCY (REAL)

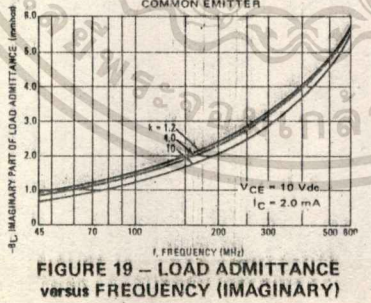


FIGURE 19 – LOAD ADMITTANCE versus FREQUENCY (IMAGINARY)

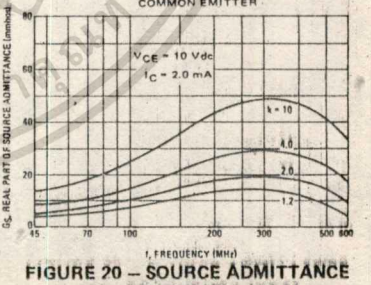


FIGURE 20 – SOURCE ADMITTANCE versus FREQUENCY (REAL

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

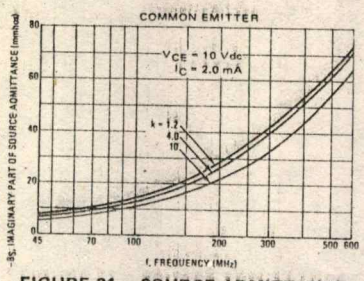


FIGURE 21 – SOURCE ADMITTANCE versus FREQUENCY (IMAGINARY)

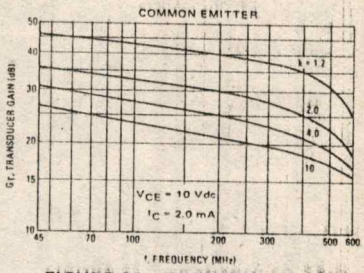


FIGURE 22 – TRANSDUCER GAIN versus FREQUENCY

APPENDIX

LOW NOISE DESIGN

The procedure followed in designing this amplifier is to first calculate the optimum source resistance for optimum noise figure and then calculate the collector loading for a required value of k.

A first approximation of optimum source resistance for optimum noise figure is:[2]

$$R_{gF(opt)} = \sqrt{k_2^2 + \frac{k_1}{k_3}}$$

$$k_1 = r_b + \frac{r_e}{2}$$

$$k_2 = r_b + r_e$$

$$k_3 = \frac{1 + (B_o + 1)\left(\frac{f}{f_{\alpha b}}\right)^2}{2B_o r_e}$$

Assuming the above parameters for the 2N4957 are:

r_b = 12.5 ohms
r_e = 13 ohms
B_o = 40
$f_{\alpha b}$ = 1600 MHz,

$\therefore R_{gF(opt)}$ = 43 ohms

The noise figure using this source resistance is available from Nielsen's equation:[2]

$$NF = 1 + \frac{r_e}{2R_g} + \frac{r_b}{R_g} + \frac{(R_g + r_e + r_b)^2}{2B_o R_g r_e}\left[1 + (B_o + 1)\left(\frac{f}{f_{\alpha b}}\right)^2\right]$$

Using the previous parameter values,

NF = 5 dB

Since the impedance level is different at the base, the collector loading must be re-designed.

Using Stern's stability equator for k = 4 (see Table 1):

$$k = \frac{2\,(g_{11} + G_S)(g_{22} + G_L)}{|y_{12}y_{21}| + \mathrm{Re}\,(y_{12}y_{21})}$$

and calculating G_L for G_S = 25 mmhos (40 ohms)

G_L = 3.41 mmhos

The transducer gain can be calculated from these impedance levels:

$$G_T = \frac{4\,\mathrm{Re}\,(Y_S)\,\mathrm{Re}\,(Y_L)\,|y_{21}|^2}{|(y_{11} + Y_S)(y_{22} + Y_L) - y_{12}y_{21}|^2}$$

G_T = 11.8 dB

TABLE 1
f = 1 GHz V_{CB} = 10 V I_C = 2 mA
y_{ib} = 25 –j25
y_{ob} = 0.55 +j7.54
y_{fb} = –4.99 +j41
y_{rb} = –0.01 –j1.19

REFERENCES

1. R. Hejhall, "RF Small Signal Design Using Admittance Parameters", Motorola Application Note AN-215A, Motorola Semiconductor Products, Inc., Phoenix, Arizona.
2. E. G. Nielsen, "Behavior of Noise Figure in Junction Transistors," Proc. IRE, Vol. 45, p. 957, July 1957.
3. F. Assadourian and E. Rimai, "Simplified Theory of Microstrip Transmission Systems", Proc. IRE, pp. 1651-1663, December 1953.
4. M. Arditi, "Experimental Determination of the Properties of Microstrip Components," Electrical Communication, December 1953.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SEMICONDUCTORS NOISE FIGURE CONSIDERATIONS

INTRODUCTION

The design of low noise amplifiers requires a basic working knowledge of subjects such as circuit stability, cross modulation, noise figure, etc.

The purpose of this report is to provide, in a single working reference, basic semiconductor noise figure considerations. Emphasis is on basic fundamentals rather than complex mathematical derivations. Because much of the theory, particularly with noise, is statistical and quite complicated, derivations will in fact be avoided with details available in suggested references.

NOISE SOURCES

The three types of noise sources generally associated with solid state devices are thermal noise, shot noise and excess noise.

THERMAL NOISE – Thermal noise[1,2,6,7,16] results from the random motion of free carriers in a medium caused by thermal agitation. Although the sum of all the noise currents over a long period of time is zero, at any given instant a net current in one direction may result. In an ideal resistor, the net current produces a voltage which has a constant spectral density independent of frequency. The self-generated noise voltage across a resistor is:

$$e_n = \sqrt{4\,k\,T\,R\,B},$$

where:

e_n = Johnson noise (rms volts)

k = Boltzmann's constant (1.38×10^{-23} joule/^{o}k)

T = Temperature (degrees Kelvin)

R = Effective Resistance (Ohms)

B = Equivalent bandwidth (Hz) of the system through which the noise is measured.

The thermal noise associated with a solid state device results from resistance within the device. Thermal noise in a transistor comes principally from the base spreading resistance (r_b').

SHOT NOISE – Shot noise[2,6,7,16], and thermal noise for that matter, depends on the nature of charge carriers for generation. The basic difference, is that thermal noise is produced by the erratic movement of free charge while [illegible] is produced by the change (i.e., appearance and disappearance) of the charge carriers with respect to the circuit current.

The basic equation for full shot noise in a diode is:

$$i_n = \sqrt{2q\,I_{dc}\,B}$$

where:

i_n = shot noise (rms amps)

q = electron charge (1.59×10^{-19} coulombs)

I_{dc} = diode direct current (amps)

B = equivalent bandwidth (Hz)

Another important characteristic of both thermal and shot noise is the flat frequency spectrum. This frequency independent characteristic is an important consideration in the construction of equivalent device noise models.

Sources of shot noise in a transistor are currents within the emitter-base and collector-base diodes.[5]

EXCESS NOISE – Excess noise[2,14,16] usually occurs at low frequencies and is also known as 1/f noise. The exact mechanism producing this phenomenon is not well known. It is thought to be associated with "traps" within the emitter depletion layer which capture and release carriers at different frequency rates but with energy levels varying inversely with frequency. This noise is not only present in junction transistors and field-effect transistors, but also in certain types of resistors.[1,2] In general, the excess noise in junction transistors and field-effect transistors is negligible above 1 kHz.[4]

NOISE FIGURE

The sensitivity of an amplifier is limited by the signal-to-noise ratio available at the antenna or input. The presence of any of the previously described noise sources within the system only serves to further deteriorate this ratio. The amount of deterioration of the available input signal-to-noise ratio is called the noise figure and may be defined as:

$$F = \frac{\frac{P_{si}}{P_{ni}}}{\frac{P_{so}}{P_{no}}} = \frac{P_{no}}{P_{ni}}\,\frac{1}{G}, \qquad (1)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

where:

F = noise figure in power ratio

P_{si} = signal input power

P_{ni} = noise input power

P_{so} = signal output power

P_{no} = noise output power

G = power gain of system

Noise figure is generally expressed in decibels, i.e.:

$$F_{(dB)} = 10 \log_{10}\left(\frac{P_{no}}{G\,P_{ni}}\right) \qquad (2)$$

From a practical standpoint, a distinction needs to be made between two types of noise figure, "Spot noise figure" [3,4] and "average noise figure."[3] Spot noise figure is the noise figure measured in a narrow frequency band, useful for specifying the noise figure at individual frequencies. Average noise figure is measured over a particular frequency spectrum such as the bandwidth of an IF amplifier and is useful when specifications approximating total system performance are required.

GENERAL CHARACTERISTICS – A discussion of noise figure variations versus frequency for all types of semiconductor devices is a complex study and actually beyond the scope of this paper. On the other hand, a preliminary study of transistor noise figure versus frequency can cover several general points which are common with other device types. A study of this type usually utilizes an equivalent circuit involving device parameters and noise sources from which noise figure is derived. The complexity of the resultant noise figure expression will vary with the complexity of the equivalent circuit used. A relatively simple yet adequate noise figure expression for this purpose is Nielsen's equation.[5,6,7,8] A modified version of this expression is:

$$F = 1 + \frac{r_e}{2R_g} + \frac{r'_b}{R_g} + \left[\frac{(R_g + r_e + r'_b)^2}{2\beta_o R_g r_e}\right]\left[1 + \left(\beta_o + 1\right)\left(\frac{f}{f_{\alpha b}}\right)^2\right] \qquad (3)$$

where:

$$r_e = \frac{26}{I_{E\,(mA)}} \text{ (ohms)}$$

r'_b = base spreading resistance (ohms)

R_g = source resistance (ohms)

β_o = low frequency common emitter current gain

f = frequency (Hz)

$f_{\alpha b}$ = common base cut-off frequency (Hz)

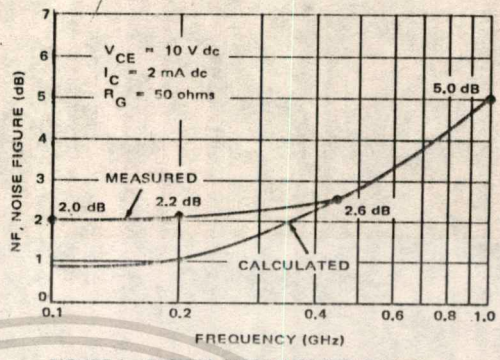


FIGURE 1 – TYPICAL SPOT NOISE FIGURE versus FREQUENCY (CALCULATED AND MEASURED) FOR 2N4957 SILICON PNP TRANSISTOR

The graph in Figure 1 gives both the measured and calculated curves of noise figure versus frequency for the 2N4957 transistor. Generally, the measured curve is flat in the mid-frequency range, increasing at approximately 6 dB per octave at higher frequencies. The descrepancy between measured and calculated values of noise figure in the mid-frequency range results from either not considering all noise sources or not properly analyzing the assumed noise sources. Regardless, the noise model used is reasonably accurate and adequate for the purpose of this paper.

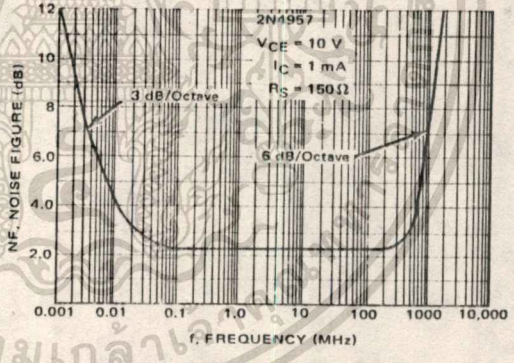


FIGURE 2 – NOISE FIGURE ASYMPTOTES

Transistor noise figure at low frequencies (1 kHz or less) is not predicted by Nielsen's equation. The major noise contributor in this region is excess noise. The slope of the curve in this lower frequency is approximately -3 dB per octave. Figure 2 shows a typical noise figure versus frequency curve for the 2N4957 which includes the region affected by excess noise.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Although equivalent noise circuits vary depending on device type (such as junction and MOS FETs) the same general characteristic noise figure versus frequency curve exists for each (see figures 3, 4, 5, 6 and 7).

Other important noise figure characteristics are evident from equation 3. For example, for a given transistor of known device parameters and operating frequency, this equation describes the relationship of noise figure versus source resistance.[5,9] Closer examination indicates that by proper selection of source resistance, noise figure can be minimized. A similar dependence may also be noted between noise figure and bias conditions—particularly emitter current.

An additional design variable of importance that is not shown by equation 3 is the source susceptance.[10] For many high frequency devices, lower noise figures are attained by mis-tuning the input circuit rather than tuning for maximum gain—that is, the base (common-emitter configuration) sees a resistance shunted by a susceptance (usually capacitive). The value of this susceptance is found by empirical methods. Again, the considerations are true with junction and MOS field-effect transistors. That is, the noise figure, in general, is optimum for a particular bias point and source admittance.

CHARACTERIZING THE DEVICE

Noise figure curves from device data sheets take several forms. One of the simplest presentations is noise figure versus frequency at a fixed bias point (see Figure 5). This bias point is usually a compromise between minimum noise figure and maximum power gain. Curves of this type, as a rule, do not provide the optimum source resistance necessary for minimum noise figure.

A convenient method of showing source resistance variations for a fixed frequency is shown in Figure 8. This figure shows at a glance the optimum source resistance for

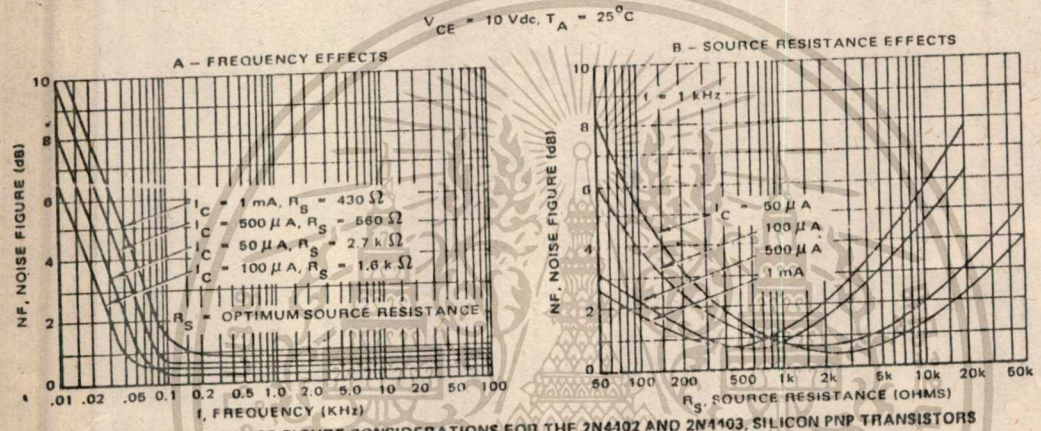


FIGURE 3 – NOISE FIGURE CONSIDERATIONS FOR THE 2N4402 AND 2N4403, SILICON PNP TRANSISTORS

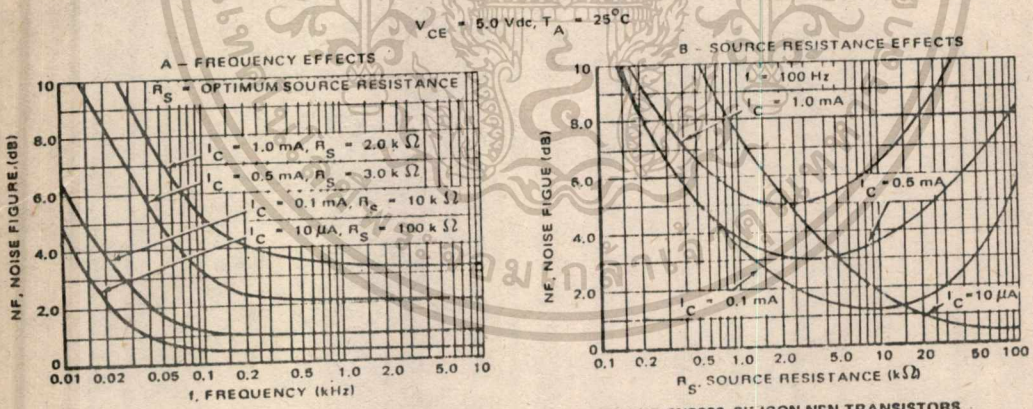


FIGURE 4 – NOISE FIGURE CONSIDERATIONS FOR THE 2N5088 AND 2N5089, SILICON NPN TRANSISTORS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

various values of collector current. Similar curves (see Figure 10) at other frequencies allow a more complete picture of noise figure to be made.

Another method of demonstrating source resistance effects is shown in Figure 4B. Here the noise figure is plotted versus source resistance for several values of bias current. This presentation is common for low frequency devices. Another presentation which usually incorporates the previous curve is shown in Figure 4A. This figure shows noise figure versus frequency for several values of collector current. Each value of collector current includes the optimum source resistance for this value of current, The optimum source resistance is usually taken from a figure similar to Figure 4B.

An example of a field-effect transistor presentation similar to Figure 4 is shown in Figure 6 for a junction field-effect and Figure 7 for a tetrode connected junction field-effect transistor.

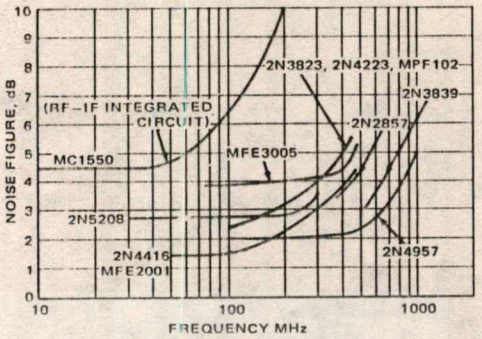


FIGURE 5 – NOISE FIGURE versus FREQUENCY FOR VARIOUS RF SEMICONDUCTOR DEVICES

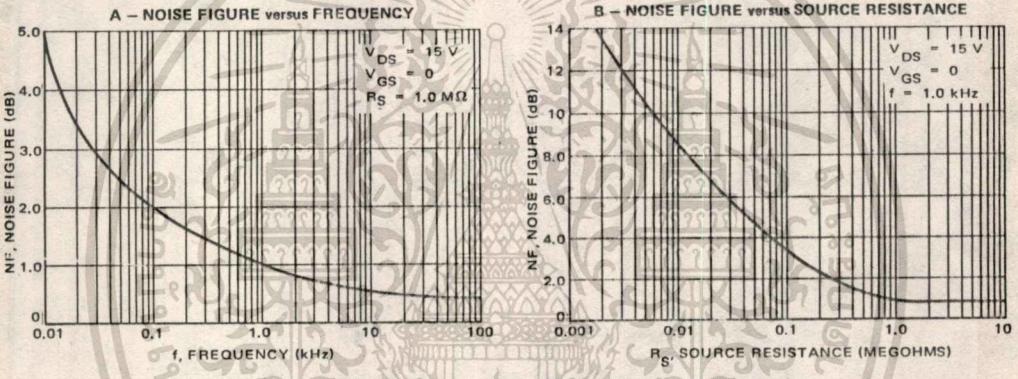


FIGURE 6 – NOISE FIGURE versus FREQUENCY FOR THE 2N4220, J-FET

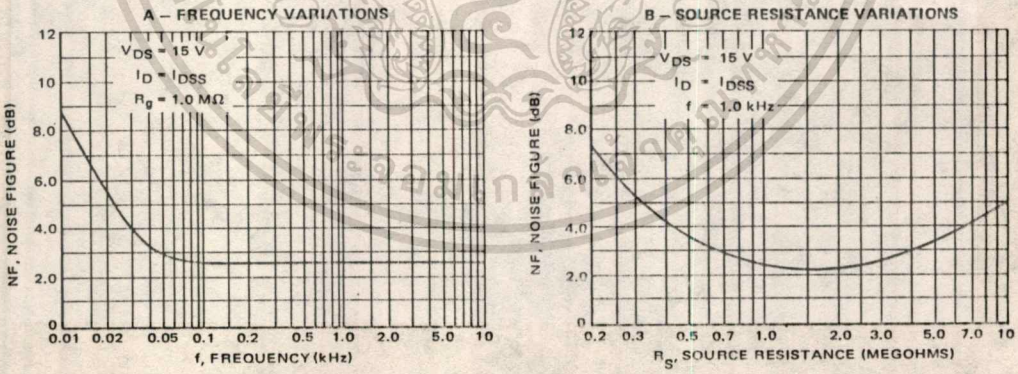


FIGURE 7 – NOISE FIGURE versus SOURCE RESISTANCE FOR THE 3N124, TETRODE J-FET

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

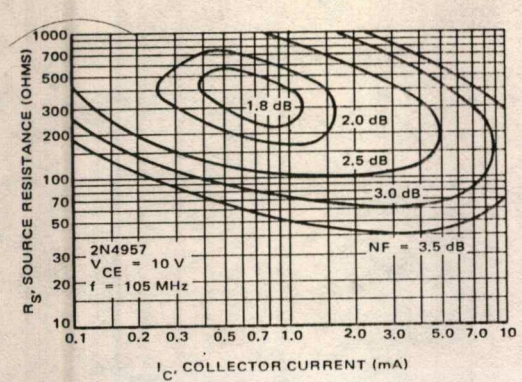


FIGURE 8 – CONTOURS OF NOISE FIGURE versus SOURCE RESISTANCE AND COLLECTOR CURRENT FOR 2N4957 AT 105 MHz

LOW FREQUENCY NOISE FIGURE MEASUREMENTS

SIGNAL GENERATOR METHOD – One of the simplest methods for measuring noise figure at low frequencies is to fix the input signal-to-noise ratio, and note the resultant output signal-to-noise ratio. The resultant degradation in the output signal-to-noise ratio (noise figure) may be expressed in the following form:

$$F_{(dB)} = 20 \log_{10} \left(\frac{E_{si}}{E_{ni}}\right) - 20 \log_{10} \left(\frac{E_{so}}{E_{no}}\right), \quad (4)$$

where:

E_{si} = signal input voltage
E_{ni} = noise input voltage
E_{so} = signal output voltage
E_{no} = noise output voltage

(For measurement purposes the signal levels are expressed in terms of voltage rather than power.) If the source resistance R_s is known, E_{ni} can be calculated from equation (1) and E_{si} adjusted so the input signal to noise ratio is a convenient value such as 20 dB.

For such a case:

$$F_{1(dB)} = 20 \text{ dB} - 20 \log_{10} \left(\frac{E_{so}}{E_{no}}\right) \quad (5)$$

Since the measured output signal also includes E_{no}, the actual signal measured is:

$$\sqrt{E_{so}^2 + E_{no}^2}\ \dagger$$

Substituting the measured output signal into equation (5), the original relation becomes:

$$F_{2(dB)} = 20 \text{ dB} - 20 \log_{10} \frac{\sqrt{E_{so}^2 + E_{no}^2}}{E_{no}} \quad (6)$$

The difference between equation (5) and equation (6) represents the degree of error involved:

$$F_{1(dB)} - F_{2(dB)} = 20 \log_{10} \sqrt{\frac{E_{so}^2}{E_{no}^2} + 1} - 20 \log_{10} \frac{E_{so}}{E_{no}} \quad (7)$$

† A vector sum is necessary as different frequencies are added.

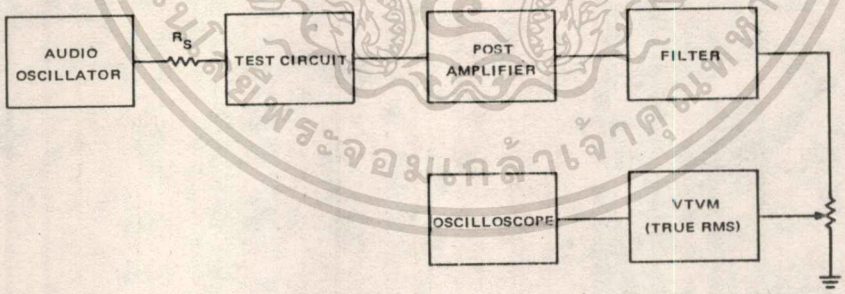


FIGURE 9 – TEST SET-UP FOR LOW FREQUENCY NOISE FIGURE MEASUREMENT–SIGNAL GENERATOR METHOD

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

As an example, this difference or error is less than 0.5 dB for a device having a noise figure up to 10 dB if the input signal to noise ratio is 20 dB.

The general procedure (see Figure 9) for utilizing this method is as follows: First, adjust the input voltage signal to noise ratio to 20 dB. Second, adjust the variable attenuator such that the voltmeter indication of E_{so} is full scale. Next, reduce the input signal to zero and note the drop in output voltage (dB). Since the output voltage without a signal is E_{no}, the actual drop in output in dB represents the ratio of E_{so} and E_{no}. This ratio, when subtracted from 20 dB, is the noise figure (without error correction).

CONSTANT-GAIN METHOD

The basis for this method involves maintaining a constant known voltage gain and measuring E_{no} (see equation 8). Knowing these terms, in addition to the bandwidth (which is determined by a band-pass filter as in the first method) and the source resistance, the noise figure can be calculated. A commercial instrument employing this operating principle is the Quan-Tech Noise Analyzer, Model 2173-2181.

$$F = \frac{P_{no}}{P_{ni}} \quad \frac{1}{G}, \quad G = \text{power gain}$$

or, in terms of voltage:

$$F = \frac{E_{no}^2}{E_{ni}^2 (G_V)^2} \quad ; \tag{8}$$

where G_V = voltage gain.

HIGH FREQUENCY NOISE FIGURE MEASUREMENTS

OUTPUT DOUBLING METHOD – Probably the simplest technique to measure noise figure at high frequencies is the noise doubling method. This involves increasing the noise generator output until the noise power in the output is doubled. The noise power produced by the noise generator under these conditions is the same as that produced by the circuit. That is:

$$P_{no} = G P_{ng},$$

where:

P_{no} = noise power out from source and device

G = power gain

P_{ng} = noise generator power output

If this term is substituted into equation (2), we have the following expression:

$$F = \frac{P_{ng}}{P_{ni}} \tag{9}$$

The actual values of both P_{ng} and P_{ni} are functions of not only source resistance but also the input impedance of the "device-under-test" circuit. A convenient method of defining P_{ng} and P_{ni} is on an available power basis, or,

$$P_{ni} = \frac{e_{ni}^2}{4 R_g}, \tag{10}$$

and

$$P_{ng} = \frac{i_{ng}^2 R_g}{4} \tag{11}$$

For the case where the noise generator used is a temperature-limited tungsten-filament diode with a mean-square current of

$$i_{ng} = 2q I_{dc} B \text{ (see shot noise)} \tag{12}$$

$$F = \frac{q I_{dc} R_g}{2 k T_o} \tag{13}$$

Assuming the temperature of the source (T_o) is 290°K and that R_g is 50 ohms, this expression reduces to:

$$F = I_{dc} \text{ (in mA)}. \tag{14}$$

The actual technique used to double the noise output power involves more than connecting an RF voltmeter to the output of the test circuit and noting when the twice power output point is reached. First, the noise power levels are very low and a post amplifier is required to increase these levels to the capability of the RF voltmeter. In addition, this power amplifier (if spot noise is desired) must have a bandwidth less than the test amplifier and must not overload for the signal levels encountered. Finally, the actual RF voltmeter used must be linear and must respond to the RMS voltage.

The contribution of noise by the post amplifier is taken into account by the following equation:

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} \cdots \frac{F_{(n-1)}}{G_1 G_2 \cdots G_{(n-1)}}, \tag{15}$$

where,

F = overall noise figure (power ratio)

F_1 = noise figure of the first stage (power ratio)

F_2 = noise figure of the second stage (power ratio)

F_3 = noise figure of the third stage (power ratio)

G_1 = power gain of the first stage (ratio)

G_2 = power gain of the second stage (ratio).

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Additional considerations, such as "image response", are beyond the scope of this paper. For more information on these considerations, see references 18, 19, and 25.

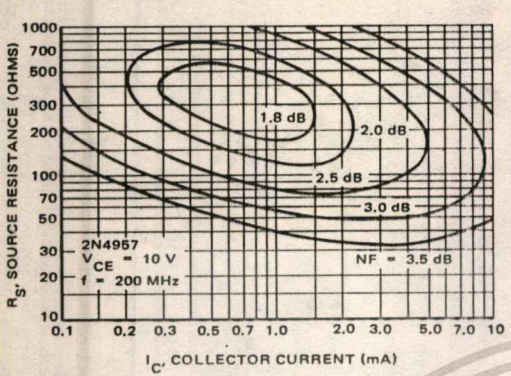


FIGURE 10 – CONTOURS OF NOISE FIGURE versus SOURCE RESISTANCE AND COLLECTOR CURRENT AT 200 MHz

COMMERCIAL EQUIPMENT TECHNIQUE – More sophisticated noise measurement techniques generally use a noise generator with two modes of operation. One mode utilizes the output power from a source such as a temperature limited diode or a gas-discharge tube. The second mode usually utilizes the noise output power of the generator source resistance at room temperature.

A noise generator of this type is connected to the input of a system under test and the two resultant output levels from the "system" are used to determine the noise figure (See Figure 12). The general equation[17] relating noise figure and the two output levels is:

$$F = 10\log_{10}\left[\frac{T_2 - T_o}{T_o}\right] - 10\log_{10}\left[\frac{P_{no2}}{P_{no1}} - 1\right] \quad (16)$$

where the expression $[(T_2 - T_O)/T_O]$ is a measure of the relative excess noise power from the noise generator and P_{no1} and P_{no2} are the two resultant power output levels. These levels correspond respectively to the "fired" and "unfired" modes of operation of the noise source.

The relative excess noise power is usually specified by the manufacturer. A typical value for an Argon gas tube is 15.2 dB. However, for accurate measurements, each source must be individually checked at each frequency of intended use.

Equation (16) is the basis for several of the most popular manual and automatic commercial noise characterization systems.[17,18,19]

A typical manual noise figure system using an IF attenuator is shown in Figure 11. The objective in using the attenuator is to determine the ratio of P_{no1} and P_{no2}. This ratio is called the "Y" factor. Initially, a convenient detector level is noted with the noise diode in the unfired mode. Next, the noise diode is fired and the attenuator readjusted to reduce the new detector level to the original level. The amount of attenuation added is the ratio of P_{no2} to P_{no1}. The resultant noise figure is calculated by substituting the excess noise power and the attenuator change in equation (16).

Automatic noise measuring equipment in general, gate the noise diode "on" and "off" at a fixed rate and continuously record the output power ratio. Methods of reducing this ratio to a continuous noise figure reading will vary with manufacturer.

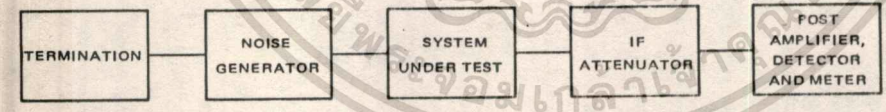


FIGURE 11 – MANUAL NOISE FIGURE SYSTEM USING AN IF ATTENUATOR

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

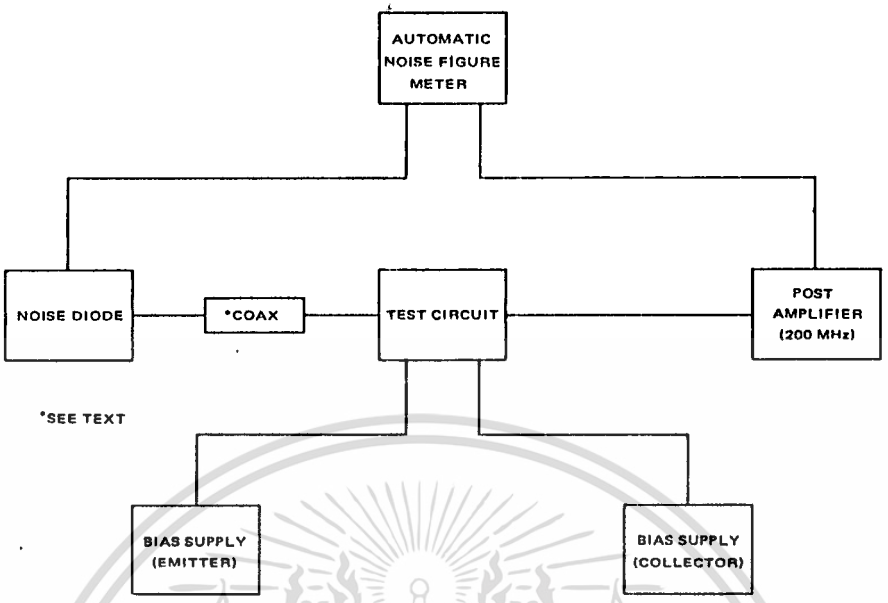


FIGURE 12 – TYPICAL TEST SET-UP FOR 200 MHz NOISE FIGURE MEASUREMENT

TYPICAL VHF NOISE FIGURE MEASUREMENTS USING AUTOMATIC EQUIPMENT

A typical 200 MHz noise figure test set-up using automatic noise measuring equipment is shown in Figure 12.

The noise diode is connected to the test circuit through a special coaxial cable which transforms the 50 ohm noise diode impedance to a higher impedance level, (such as 100 ohms) with negligible circuit loss. Input circuit losses are important since each dB of input circuit loss adds directly to the noise figure. The special coaxial cable length is trimmed to exactly one-quarter of a 200 MHz wavelength, such that when one end of the cable is terminated in 50 ohms, the resultant impedance level at the other end, is the desired resistive value with minimum shunting capacitance (0.2 pF max). The cable characteristic impedance necessary to give the desired source resistance is calculated from:

$$R_o^2 = R_S R_L,$$

where

R_o = characteristic impedance of cable (ohms)

R_L = resistance of noise diode (50 ohms)

R_S = desired source resistance (ohms)

Several values of source resistance values are readily attained by using coaxial cable with standard values of characteristic impedance. Additional resistance values can be attained by varying the center-conductor wire size of the cable.

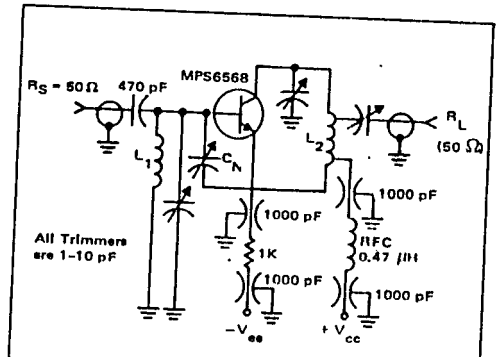
Directly following the test amplifier is the post amplifier. This amplifier provides the additional gain necessary to operate the automatic noise figure equipment. Although the required gain is also a function of the test circuit gain, a typical power gain is 50 dB.

Since system bandwidth is determined by the automatic noise equipment, no special bandwidth restrictions are required.

Any contribution of the post amplifier to the total measured noise figure may be calculated with Equation 15. A post amplifier with a noise figure low enough to avoid any significant contribution to the total noise figure is highly desirable.

The input impedance of the post amplifier should be 50 ohms since this impedance level will provide the load for the test circuit. If the device under test is mismatched at the output, the resultant source resistance seen by the post amplifier can increase to several hundred ohms and may result in instability problems with the post amplifier. Consequently, the first stage of the post amplifier should be stable regardless of the source resistance.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



L_1 = 3 TURNS NO. 18 TINNED WIRE, 1/4 INCH I.D. AIR WOUND – LENGTH IS 3/16 INCH.

L_2 = 5 1/2 TURNS NO. 16 TINNED WIRE, 3/8 INCH I.D. AIR WOUND – LENGTH IS 1/2 INCH. V_{cc} FEEDS TAP 2 1/2 TURNS FROM COLLECTOR END – OUTPUT TAP, 1/2 TURN FROM COLLECTOR END.

FIGURE 13 – A TYPICAL 200 MHz NOISE TEST CIRCUIT

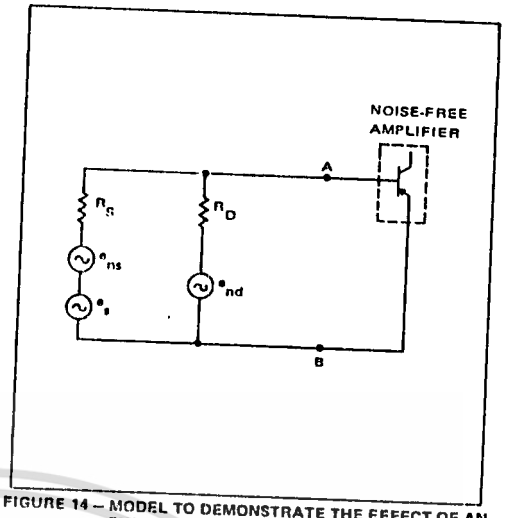


FIGURE 14 – MODEL TO DEMONSTRATE THE EFFECT OF AN EXTERNAL SHUNT RESISTANCE AT INPUT OF NOISE FIGURE TEST CIRCUIT

A typical 200 MHz noise figure test circuit is shown in Figure 13. Here a common emitter neutralized configuration is used with two bias supplies. The desired source impedance seen by the device under test is provided by the special coaxial cable previously discussed, and the input tank circuit provides the necessary tuning. The coil (L_1) must be carefully constructed to minimize input circuit loss; not only should the unloaded Q be high, but the actual inductance value should be as large as possible and still maintain tuning.

In general, all lead lengths should be minimum and circuit layout should be such that the neutralizing capacitor (C_N) is provided the shortest path between the base and L_2, through a small hole in the shield. Piston-type capacitors are recommended for C_N.

The immediate area should be carefully examined for unknown noise generators. A screen room is certainly a "must." As a general statement, each piece of equipment in the screen room must be examined as a potential noise source. For instance, it is not uncommon to find that the signal generator used to measure power gain, generates a considerable amount of noise power even with the generator output power level reduced.

DESIGN CONSIDERATIONS FOR HIGH FREQUENCY LOW NOISE AMPLIFIERS

The actual design of a low noise amplifier whether intended for audio or RF applications usually involves considerations other than low noise figure. Particularly in high frequency applications, considerations such as cross-modulation, intermodulation distortion and dynamic range are of paramount importance and may often overshadow and delegate to a secondary role the overall noise figure. (The interested reader may obtain more information in references 10, 23, and 24).

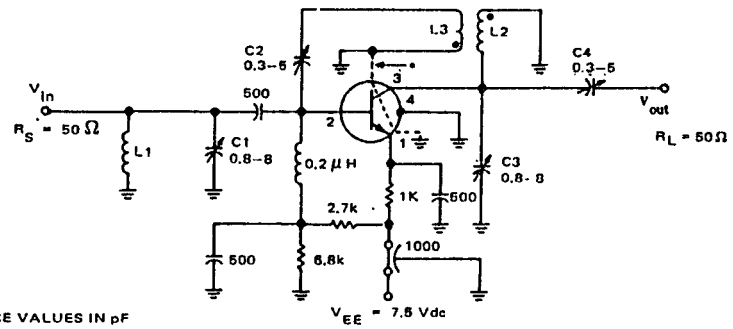
As previously mentioned, the device must operate under specified bias conditions and generator source admittance to realize the optimum device noise figure. In addition to providing the device with this environment, another major noise contributor, input circuit loss, must also be considered. This circuit loss usually takes the form of an equivalent input shunting resistance resulting from coil loss, bias resistance, capacitor loss, or other component losses such as stand-offs and sockets.

An excellent method of demonstrating the effect of an external resistance shunting the input circuit is to consider the circuit in Figure 14. The amplifier is considered noise free. The calculated noise figure [15] up to point A-B is:

$$F = 1 + \frac{R_S}{R_D}$$

For the case where the shunting resistor R_D equals the source resistance, the noise figure will be degraded 3 dB before the device is even considered. The minimum noise figure occurs when $R_D \gg R_S$ which means that R_D must be large or R_S small. The former condition may be difficult to achieve since the input of the amplifier is generally a tuned circuit and the maximum value of R_D (considering the tuned circuit only) will be limited by practicable coil losses. Correspondingly, R_S may not be arbitrarily reduced since the device requires a certain source resistance for minimum noise figure.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



CAPACITANCE VALUES IN pF

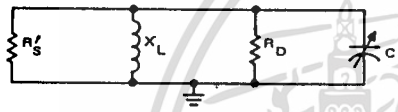
L1, L2 – SILVER-PLATED BRASS ROD, 1-1/2" LONG AND 1/4" DIAMETER. INSTALL AT LEAST 1/2" FROM NEAREST VERTICAL CHASSIS SURFACE.

L3 – 1/2 TURN NO. 16 AWG WIRE; LOCATED 1/4" FROM AND PARALLEL TO L2

* – EXTERNAL INTERLEAD SHIELD TO ISOLATE COLLECTOR LEAD FROM EMITTER AND BASE LEADS.

FIGURE 15 – A UHF LOW NOISE TEST CIRCUIT, 450 MHz

The effect of reducing the bandwidth can be seen by examining the following where tuning is shown in the input circuit:



R_D = coil loss ($R_D = Q_U X_L$)

X_L = reactance of coil

R_S' = optimum source resistance

The circuit bandwidth of this figure is described as:

$$\text{Bandwidth} \cong \frac{X_L f_o}{R'}$$

where:

f_o = center frequency

$$R' = \frac{R_D R_S'}{R_D + R_S'} \cong R_S' .$$

Thus, it can be seen that reducing the bandwidth for a fixed value of R_S' will require X_L to also decrease. Unfortunately, reducing X_L will also reduce R_D. Thus, decreasing the bandwidth of the input circuit will result in generally a higher noise figure, since the circuit loss increases.

An example of a UHF low noise test circuit is shown in Figure 15 in which noise figures as low as 2.1 dB are measured. 27.28.

The common emitter and common base configuration have approximately the same noise figure.[5] The final choice of which configuration to use is usually made by carefully considering other factors such as power gain, stability, and whether or not neutralization is acceptable.

DESIGN CONSIDERATIONS FOR LOW FREQUENCY, LOW NOISE AMPLIFIERS

Excess noise (the predominant noise contributor at low frequencies) does not fit into a convenient noise model such as proposed by Nielsen. However, empirical investigation shows a similar dependence of noise figure on bias conditions and source impedance (see Figures 3 and 4). This dependence is of considerable importance in low frequency design and may dictate the type of device used (bipolar or field effect transistor). The major difficulty concerns transforming the system source impedance to the desired value (seen by the device) necessary for optimum noise figure. At high frequencies, transformation is readily accomplished with a simple tuned circuit. At low frequencies, however, transformation is limited to a transformer. Transformers are usually avoided if possible because of bandwidth, weight, noise pickup, loss and cost considerations. Consequently, rather than transforming the required source impedance (magnetic pick-up, etc.) to the desired resistance seen by the device, the device is usually selected and biased such that the required resistance seen by the device approximates the actual source resistance.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

BIBLIOGRAPHY

1. W.W. Harman and J.G. Terman, "Electronic Measurements," McGraw Hill Book Company, Inc., New York, 1952.
2. W.R. Bennett, "Electrical Noise," McGraw Hill Book Company.
3. "IRE Standards on Electron Tubes: Definition of Terms, 1957". Proc. IRE; Vol. 45, pp. 983-1010, July, 1957.
4. "Description of the Noise Performance of Amplifiers and Receiving Systems," Proceedings of the IEEE pp. 436-442, March, 1963.
5. E.G. Nielsen, "Behavior of Noise Figure in Junction Transistors," Proc. IRE, Vol. 45, p. 957, June, 1957.
6. A. van der Ziel, "Shot Noise in Junction Diodes and Transistors," Proc. IRE, Vol. 43, pp. 1639-1696, November, 1955.
7. A. van der Ziel, "Shot Noise in Transistors," Proc. IRE, Vol. 48, pp. 114-115, January, 1960.
8. H.A. Haus, et. al., "Representation of Noise in Linear Two-Ports," Proc. IRE, Vol. 48, pp. 69-74, January, 1960.
9. F.M. Gardner, "Optimum Noise Figure of Transistor Amplifiers," Proc. IRE, pp. 45-48, March, 1963.
10. W.A. Rheinfelder, "Design of Low-Noise Transistor Input Circuits." Hayden Book Company, Inc., New York, 1964.
11. J.J. Freeman, "Principles of Noise," John Wiley and Sons, Inc., 1958.
12. H.T. Friss, "Noise Figure of Radio Receivers," Proc. IRE, Vol. 32, No. 7, pp. 419-422, July, 1944.
13. W. Davenport and W. Root, "Random Signals and Noise," McGraw Hill Book Company, Inc., 1958.
14. L. Smullin and H. Haus, "Noise in Electron Devices," John Wiley and Sons, Inc., New York, 1959.
15. K. Sturley, "Radio Receiver Design," John Wiley and Sons, Inc., New York, 1953.
16. A. van der Ziel, "Noise," Prentice-Hall, Inc., 1954.
17. Hewlett Packard Application Note No. 57, Hewlett Packard, Palo Alto, California.
18. "Noise Figure Measurements," Airborne Instrument Laboratory, Deer Park, Long Island, New York.
19. "Topics in Noise Figure Measurements," Airborne Instrument Laboratory, Deer Park, Long Island, New York.
20. J. Pettit and M. McWharter, "Electronic Amplifier Circuits," McGraw Hill Book Company, Inc., New York, 1961.
21. J. Pierce, "Transistor Circuit Theory and Design," Charles E. Merrill Books, Inc., Columbus, Ohio, 1963.
22. J. Vasseur, "Properties and Applications of Transistors." The MacMillan Company, New York, 1964.
23. W. Austin, J. Dean, D. Griswold, and O. Hart, "T.V. Applications of MOS Transistors," RCA Proc. of NEC, Vol. 22, 1966, p. 1061.
24. E. McKean, F. Carlson, "Small-Signal RF Amplification of MOS Devices," RCA, Proc. of NEC, Vol. 22, p. 88, 1966.
25. G. Valley, H. Wallman, "Vacuum Tube Amplifier," p. 720, The McGraw Hill Book Company, Inc., New York, 1948.
26. R. Lane, "The Comparative Performance of FET and Bipolar Transistors at VHF," IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. SC-1, No. 1, September, 1966.
27. R. Hejhall, "RF Small Signal Design Using 2-Port Parameters," Motorola Application Note AN-215A, Motorola Semiconductor Products Inc., Phoenix, Arizona.
28. "UHF Amplifier Design Using Data Sheet Design Curves," Motorola Application Note AN-419, Motorola Semiconductor Products Inc., Phoenix, Arizona.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

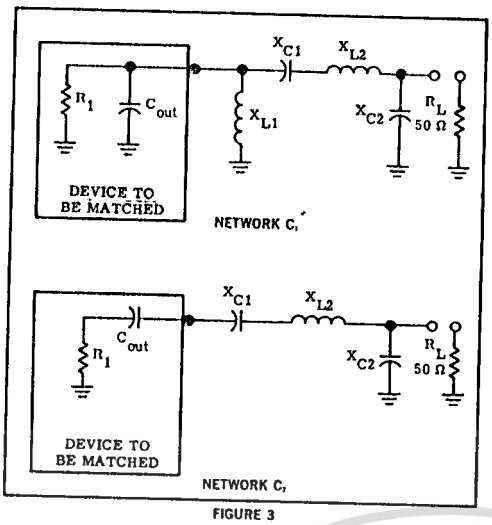


FIGURE 3

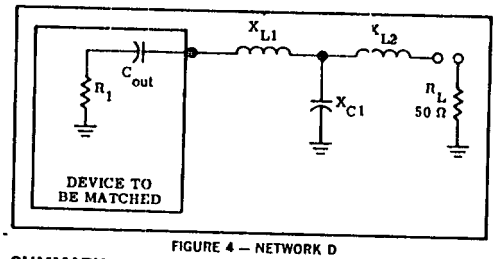


FIGURE 4 — NETWORK D

SUMMARY

Four computer-solved networks have been presented. The mathematical procedure for the solution of each network has been given in Appendix I.* Although the networks have found major use in matching solid-state RF power amplifier stages, they are also applicable to any circuit where the individual network's limitations are fulfilled.

*For the derivation of the equations used, refer to Electronic Circuit Analysis, Volume 1, "Passive Networks," Philip Cutler.

APPENDIX I

To convert a parallel resistance and reactance combination to series:

$$R_s = \frac{R_P}{1 + (R_P/X_P)^2}$$

$$X_s = R_s \frac{R_P}{X_P}$$

To convert a series resistance and reactance combination to parallel:

$$R_P = R_s[1 + (X_s/R_s)^2]$$

$$X_P = \frac{R_P}{X_s/R_s}$$

To solve network A:

1. Select a Q

$$X_{L1} = QR_1 + X_{C\,out}$$

$$X_{C2} = AR_L$$

$$X_{C1} = \frac{(B/A)(B/Q)}{(B/A)-(B/Q)} = \frac{B}{Q - A}$$

where $A = \sqrt{\left[\frac{R_1(1+Q^2)}{R_L}\right] - 1}$

$$B = R_1(1 + Q^2)$$

To solve network B:

1. Select a Q

$$X_{C1} = R_1/Q$$

$$X_{C2} = R_L\sqrt{\frac{R_1/R_L}{(Q^2+1)-(R_1/R_L)}}$$

$$X_L = \frac{QR_1 + (R_1R_L/X_{C2})}{Q^2 + 1}$$

To solve network C_1:

1. Select a Q

$$X_{L1} = X_{C\,out}$$

$$X_{C1} = QR_1$$

$$X_{C2} = R_L\sqrt{\frac{R_1}{R_L - R_1}}$$

$$X_{L2} = X_{C1} + \left(\frac{R_1R_L}{X_{C2}}\right)$$

To solve network C_2:

1. Select a Q
2. L_1 is not used in this network

$$X_{C1} = QR_1$$

$$X_{C2} = R_L\sqrt{\frac{R_1}{R_L - R_1}}$$

$$X_{L2} = X_{C1} + \left(\frac{R_1R_L}{X_{C2}}\right) + X_{C\,out}$$

To solve network D:

1. Select a Q

$$X_{L1} = (R_1Q) + X_{C\,out}$$

$$X_{L2} = R_L B$$

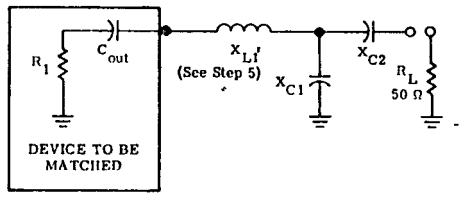
$$X_{C1} = \frac{(A/Q)(A/B)}{(A/Q) + (A/B)} = \frac{A}{Q + B}$$

where $A = R_1(1 + Q^2)$

$$B = \sqrt{\left(\frac{A}{R_L}\right) - 1}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

NETWORK A



TO DESIGN A NETWORK USING THE TABLES

1. Transform the parallel impedance of the device to be matched to series form ($R_1 + jX_{C_{out}}$).
2. Define Q, in column one, as $X_{L1'}/R_1$.
3. Choose a Q.
4. For a Q, find the R_s to be matched in the R column and read the reactive value of the components.
5. $X_{L1'}$ is equal to the quantity X_{L1} obtained from the tables plus $|X_{C_{out}}|$.
6. This completes the network.

Q	X_{L1}	X_{C1}	X_{C2}	R_1
1	26	65	10	26
1	27	75.3	14.14	27
1	28	85.68	17.32	28
1	29	96.66	20	29
1	30	108.5	22.36	30
1	32	136	26.46	32
1	34	170	30	34
1	36	213.8	33.16	36
1	38	272.5	36.05	38
1	40	355	38.7	40
1	42	479	41.23	42
1	44	686.32	43.59	44
1	46	1102	45.83	46
1	48	2351	48	48
2	22	32.7	15.8	11
2	24	38.6	22.4	12
2	26	45	27.4	13
2	28	51.2	31.6	14
2	30	58	35.4	15
2	32	65.3	38.7	16
2	34	73.1	41.8	17
2	36	81.4	44.7	18
2	38	90.3	47.4	19
2	40	100	50	20
2	42	110.4	52.4	21
2	44	122	55	22
2	46	134	57	23
2	48	147	59	24
2	50	161	61	25
2	52	177	63	26
2	54	194	65	27
2	56	213	67	28
2	58	233	69	29
2	60	256	71	30
2	64	310	74	32
2	68	377	77	34
2	72	464	81	36
2	76	582	84	38
2	80	746	87	40
2	84	995	89	42
2	88	1409	92	44
2	92	2241	95	46
2	96	4739	97	48
3	18	23.5	22.3	6
3	21	29.6	31.6	7
3	24	35.9	38.7	8
3	27	42.7	44.7	9
3	30	50	50	10
3	33	57.8	54.8	11
3	36	66	59	12
3	39	75	63.2	13

Q	X_{L1}	X_{C1}	X_{C2}	R_1
3	42	84	67	14
3	45	95	71	15
3	48	105	74	16
3	51	117	77	17
3	54	130	81	18
3	57	143	84	19
3	60	158	87	20
3	63	173	89	21
3	66	190	92	22
3	69	209	95	23
3	72	228	97	24
3	75	250	100	25
3	78	274	102	26
3	81	299	105	27
3	84	327	107	28
3	87	358	110	29
3	90	393	112	30
3	96	473	116	32
3	102	575	120	34
3	108	706	124	36
3	114	882	128	38
3	120	1129	132	40
3	126	1502	136	42
3	132	2124	140	44
3	138	3372	143	46
3	144	7119	146	48
4	12	13.2	7.1	3
4	16	20	30	4
4	20	26.9	41.8	5
4	24	34.2	51	6
4	28	42.1	58.7	7
4	32	50.6	66	8
4	36	60	72	9
4	40	69	77	10
4	44	80	83	11
4	48	91	88	12
4	52	103	92	13
4	56	115	97	14
4	60	129	101	15
4	64	144	105	16
4	68	159	109	17
4	72	176	113	18
4	76	194	117	19
4	80	214	120	20
4	84	235	124	21
4	88	257	127	22
4	92	282	131	23
4	96	308	134	24
4	100	337	137	25
4	104	368	140	26
4	108	403	143	27

Q	X_{L1}	X_{C1}	X_{C2}	R_1
4	112	440	146	28
4	116	482	149	29
4	120	527	152	30
4	128	635	157	32
4	136	770	162	34
4	144	945	168	36
4	152	1180	173	38
4	160	1510	177	40
4	168	2007	182	42
4	176	2837	187	44
4	184	4500	191	46
4	192	9497	196	48
5	10	10.8	10	2
5	15	18.3	37.4	3
5	20	26.3	52	4
5	25	34.8	63.2	5
5	30	44	73	6
5	35	54	81	7
5	40	65	89	8
5	45	76	96	9
5	50	88	102	10
5	55	101	108	11
5	60	115	114	12
5	65	130	120	13
5	70	146	125	14
5	75	163	130	15
5	80	181	135	16
5	85	201	140	17
5	90	222	145	18
5	95	245	149	19
5	100	269	153	20
5	105	295	157	21
5	110	323	162	22
5	115	354	166	23
5	120	387	169	24
5	125	423	173	25
5	130	462	177	26
5	135	505	181	27
5	140	553	184	28
5	145	604	188	29
5	150	662	191	30
5	160	796	198	32
5	170	965	204	34
5	180	1184	210	36
5	190	1477	217	38
5	200	1890	222	40
5	210	2510	228	42
5	220	3548	234	44
5	230	5628	239	46
5	240	11874	245	48

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Q	X_{L1}	X_{C1}	X_{C2}	R_1
6	12	13.9	34.6	2
6	18	22.7	55.2	3
6	24	32.2	70	4
6	30	42.5	82	5
6	36	53.6	93	6
6	42	65.5	102	7
6	48	78	110	8
6	54	92	119	9
6	60	107	126	10
6	66	122	133	11
6	72	139	140	12
6	78	157	147	13
6	84	176	153	14
6	90	197	159	15
6	96	219	165	16
6	102	242	170	17
6	108	267	175	18
6	114	295	181	19
6	120	324	186	20
6	126	355	191	21
6	132	389	195	22
6	138	426	200	23
6	144	466	205	24
6	150	509	209	25
6	156	556	214	26
6	162	608	218	27
6	168	664	222	28
6	174	727	226	29
6	180	795	230	30
6	192	957	238	32
6	204	1160	246	34
6	216	1422	253	36
6	228	1775	260	38
6	240	2270	267	40
6	252	3015	274	42
6	264	4260	281	44
6	276	6755	287	46
6	288	14250	294	48
7	14	16.7	50	2
7	21	26.8	71	3
7	28	38	87	4
7	35	50	100	5
7	42	63	112	6
7	49	77	122	7
7	56	92	132	8
7	63	108	141	9
7	70	125	150	10
7	77	143	158	11
7	84	163	166	12
7	91	184	173	13
7	98	206	180	14
7	105	230	187	15
7	112	256	193	16
7	119	283	200	17
7	126	313	206	18
7	133	344	212	19
7	140	379	218	20
7	147	415	224	21
7	154	455	229	22
7	161	498	234	23
7	168	544	239	24
7	175	595	245	25
7	182	650	250	26

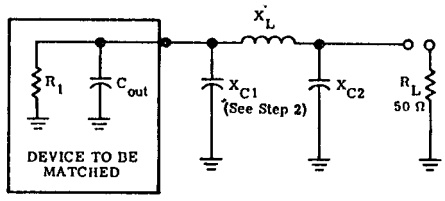
Q	X_{L1}	X_{C1}	X_{C2}	R_1
7	189	710	255	27
7	196	776	260	28
7	203	849	265	29
7	210	929	269	30
7	224	1117	278	32
7	238	1354	287	34
7	252	1661	296	36
7	266	2071	304	38
7	280	2649	312	40
7	294	3518	320	42
7	308	4971	328	44
7	322	7882	335	46
7	336	16626	343	48
8	8	8.7	27.4	1
8	16	19.3	63.2	2
8	24	31	85	3
8	32	43.6	102	4
8	40	57.4	117	5
8	48	72	130	6
8	56	88	142	7
8	64	105	153	8
8	72	124	164	9
8	80	143	173	10
8	88	164	182	11
8	96	187	191	12
8	104	211	199	13
8	112	236	207	14
8	120	264	215	15
8	128	293	222	16
8	136	324	230	17
8	144	358	237	18
8	152	394	243	19
8	160	433	250	20
8	168	475	256	21
8	176	521	263	22
8	184	570	269	23
8	192	623	275	24
8	200	681	281	25
8	208	744	286	26
8	216	812	292	27
8	224	888	297	28
8	232	971	303	29
8	240	1062	308	30
8	256	1277	318	32
8	272	1548	329	34
8	288	1899	338	36
8	304	2368	348	38
8	320	3028	357	40
8	336	4022	366	42
8	352	5682	375	44
8	368	9009	383	46
9	9	10	40	1
9	18	21.9	76	2
9	27	35	99	3
9	36	49.4	118	4
9	45	65	134	5
9	54	82	149	6
9	63	100	162	7
9	72	119	174	8
9	81	139	185	9
9	90	162	196	10
9	99	185	206	11

Q	X_{L1}	X_{C1}	X_{C2}	R_1
9	108	210	216	12
9	117	237	225	13
9	126	266	234	14
9	135	297	243	15
9	144	330	251	16
9	153	365	259	17
9	162	403	267	18
9	171	444	275	19
9	180	488	282	20
9	189	535	289	21
9	198	586	296	22
9	207	641	303	23
9	216	701	310	24
9	225	766	316	25
9	234	837	323	26
9	243	914	329	27
9	252	999	335	28
9	261	1092	341	29
9	270	1196	347	30
9	288	1438	359	32
9	306	1743	370	34
9	324	2137	381	36
9	342	2665	391	38
9	360	3407	402	40
9	378	4525	412	42
9	396	6393	422	44
10	10	11.2	50.5	1
10	20	24.5	87	2
10	30	39	112	3
10	40	55	133	4
10	50	72	151	5
10	60	91	167	6
10	70	111	181	7
10	80	132	195	8
10	90	155	207	9
10	100	180	219	10
10	110	206	230	11
10	120	234	241	12
10	130	264	251	13
10	140	296	261	14
10	150	330	271	15
10	160	367	280	16
10	170	406	289	17
10	180	448	297	18
10	190	494	306	19
10	200	543	314	20
10	210	595	322	21
10	220	652	330	22
10	230	713	337	23
10	240	780	345	24
10	250	852	352	25
10	260	930	359	26
10	270	1016	366	27
10	280	1111	373	28
10	290	1214	379	29
10	300	1329	383	30
10	320	1598	399	32
10	340	1937	411	34
10	360	2375	423	36
10	380	2961	435	38
10	400	3787	446	40
10	420	5029	458	42
10	440	7104	469	44

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

NETWORK B

The following is a computer solution for the Pi network when R_L equals 50 ohms.



TO DESIGN A NETWORK USING THE TABLES

1. Define Q, in column one, as R_1/X_{C1}.
2. C_1 actual is equal to C_1 – parallel C_{out} of device to be matched.
3. This completes the network.

Q	X_{C1}	X_{C2}	X_L	R_1
1	1	5.03	5.47	1
1	2	7.14	8	2
1	3	8.79	10.03	3
1	4	10.21	11.8	4
1	5	11.47	13.4	5
1	10	16.67	20	10
1	15	21	25.35	15
1	20	25	30	20
1	25	28.87	34.15	25
1	30	32.73	37.91	30
1	35	36.69	41.35	35
1	40	40.82	44.49	40
1	45	45.23	47.37	45
1	50	50	50	50
1	55	55.28	52.37	55
1	60	61.24	54.49	60
1	65	68.14	56.35	65
1	70	76.38	57.91	70
1	75	86.6	59.15	75
1	80	100	60	80
1	85	119.02	60.35	85
1	90	150	60	90
2	0.5	3.17	3.56	1
2	1	4.49	5.25	2
2	1.5	5.51	6.64	3
2	2	6.38	7.87	4
2	2.5	7.14	9	5
2	5	10.21	13.8	10
2	7.5	12.63	17.87	15
2	10	14.74	21.56	20
2	12.5	16.67	25	25
2	15	18.46	28.25	30
2	17.5	20.17	31.35	35
2	20	21.82	34.33	40
2	22.5	23.43	37.21	45
2	25	25	40	50
2	27.5	26.55	42.71	55
2	30	28.1	45.35	60
2	32.5	29.64	47.93	65
2	35	31.18	50.45	70
2	37.5	32.73	52.91	75
2	40	34.3	55.32	80
2	42.5	35.89	57.69	85
2	45	37.5	60	90
2	47.5	39.14	62.27	95
2	50	40.82	64.49	100
2	62.5	50	75	125
2	75	61.24	84.49	150
2	87.5	76.38	92.91	175
2	100	100	100	200
2	112.5	150	105	225
3	0.33	2.24	2.53	1
3	0.67	3.17	3.76	2
3	1	3.88	4.76	3
3	1.33	4.49	5.65	4
3	1.67	5.03	6.47	5
3	3.33	7.14	10	10
3	5	8.79	13.03	15
3	6.67	10.21	15.8	20
3	8.33	11.47	18.4	25
3	10	12.63	20.87	30
3	11.67	13.72	23.26	35
3	13.33	14.74	25.56	40
3	15	15.72	27.81	45
3	16.67	16.67	30	50
3	18.33	17.58	32.14	55
3	20	18.46	34.25	60
3	21.67	19.33	36.32	65
3	23.33	20.17	38.35	70
3	25	21	40.35	75
3	26.67	21.82	42.33	80
3	28.33	22.63	44.28	85
3	30	23.43	46.21	90
3	31.67	24.22	48.12	95
3	33.33	25	50	100
3	41.67	28.87	59.12	125
3	50	32.73	67.91	150
3	58.33	36.69	76.35	175
3	66.67	40.82	84.49	200
3	75	45.23	92.37	225
3	83.33	50	100	250
4	6.25	8.7	14.33	25
4	12.5	12.5	23.53	50
4	18.75	15.55	31.83	75
4	25	18.26	39.64	100
4	31.25	20.76	47.12	125
4	37.5	23.15	54.36	150
4	43.75	25.46	61.39	175
4	50	27.74	68.27	200
4	56.25	30	75	225
4	62.5	32.27	81.61	250
4	75	36.93	94.48	300
4	100	47.14	119.07	400
4	125	59.76	142.25	500
4	150	77.46	163.96	600
4	175	108.01	183.77	700
4	200	200	200	800
5	0.2	1.39	1.58	1
5	5	7	11.67	25
5	10	10	19.23	50
5	15	12.37	26.08	75
5	20	14.43	32.55	100
5	25	16.31	38.78	125
5	30	18.06	44.82	150
5	35	19.72	50.72	175
5	40	21.32	56.5	200
5	45	22.87	62.18	225
5	50	24.4	67.78	250
5	60	27.39	78.76	300
5	80	33.33	100	400
5	100	39.53	120.48	500
5	120	46 29	140.31	600
5	140	54.01	159.54	700
5	160	63.25	178.17	800
5	180	75	196.15	900
5	200	91.29	213.37	1000
5	220	117.26	229.58	1100
5	240	173.21	244.09	1200
6	0.17	1.16	1.32	1
6	4.17	5.85	9.83	25
6	8.33	8.33	16.22	50
6	12.5	10.28	22.02	75
6	16.67	11.95	27.52	100
6	20.83	13.46	32.82	125
6	25	14.85	37.97	150
6	29.17	16.16	43.01	175
6	33.33	17 41	47.96	200
6	37.5	18.61	52.83	225
6	41.67	19.76	57.63	250
6	50	22	67.08	300
6	66.67	26.26	85.45	400
6	83.33	30.43	103.29	500
6	100	34.64	120.7	600
6	116.67	39.01	137.76	700
6	133.33	43.64	154.5	800
6	150	48.67	170.94	900
6	166.67	54.23	187.08	1000
6	183.33	60.55	202.93	1100
6	200	67.94	218.46	1200
6	216.67	76.87	233.66	1300
6	233.33	88.19	248.48	1400
6	250	103.51	262.83	1500
6	266.67	126.49	276.55	1600
6	283.33	168.33	289.32	1700
6	300	300	300	1800
7	0.14	1	1.14	1
7	3.57	5.03	8.47	25
7	7.14	7.14	14	50
7	10.71	8.79	19.03	75
7	14.29	10.21	23.8	100
7	17.86	11.47	28.4	125

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Q	X_{C1}	X_{C2}	X_L	R_1
7	21.43	12.63	32.87	150
7	25	13.72	37.26	175
7	28.57	14.74	41.56	200
7	32.14	15.72	45.81	225
7	35.71	16.67	50	250
7	42.86	18.46	58.25	300
7	57.14	21.82	74.33	400
7	71.43	25	90	500
7	85.71	28.1	105.35	600
7	100	31.18	120.45	700
7	114.29	34.3	135.32	800
7	128.57	37.5	150	900
7	142.86	40.82	164.49	1000
7	171.43	48.04	192.98	1200
7	200	56.41	220.82	1400
7	228.57	66.67	248	1600
7	257.14	80.18	274.45	1800
7	285.71	100	300	2000
7	314.29	135.4	324.25	2200
7	342.86	244.95	345.8	2400
8	0.13	0.88	1	1
8	3.13	4.4	7.45	25
8	6.25	6.25	12.31	50
8	9.38	7.68	16.74	75
8	12.5	8.91	20.94	100
8	15.63	10	25	125
8	18.75	11	28.95	150
8	21.88	11.93	32.82	175
8	25	12.8	36.63	200
8	28.13	13.64	40.38	225
8	31.25	14.43	44.09	250
8	37.5	15.94	51.4	300
8	50	18.73	65.66	400
8	62.5	21.32	79.58	500
8	75	23.79	93.25	600
8	87.5	26.2	106.71	700
8	100	28.57	120	800
8	112.5	30.94	133.14	900
8	125	33.33	146.15	1000
8	150	38.25	171.82	1200
8	175	43.5	197.07	1400
8	200	49.24	221.92	1600
8	225	55.71	246.39	1800
8	250	63.25	270.48	2000
8	275	72.37	294.15	2200
8	300	84.02	317.36	2400
9	8.33	6.83	14.93	75
9	11.11	7.91	18.69	100
9	13.89	8.87	22.32	125
9	16.67	9.74	25.85	150
9	19.44	10.56	29.31	175
9	22.22	11.32	32.72	200
9	25	12.05	36.08	225
9	27.78	12.74	39.4	250
9	33.33	14.05	45.95	300
9	44.44	16.44	58.74	400
9	55.56	18.63	71.24	500
9	66.67	20.7	83.53	600
9	77.78	22.69	95.64	700
9	88.89	24.62	107.62	800
9	100	26.52	119.48	900
9	111.11	28.4	131.23	1000
9	133.33	32.16	154.46	1200
9	155.56	36	177.37	1400
9	177.78	40	200	1600
9	200	44.23	222.37	1800
9	222.22	48.8	244.5	2000
9	244.44	53.8	266.4	2200
9	266.67	59.41	288.05	2400

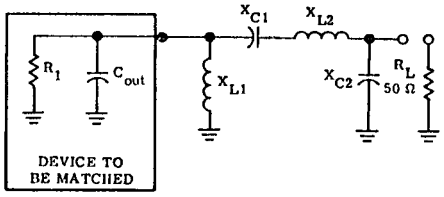
Q	X_{C1}	X_{C2}	X_L	R_1
10	0.1	0.7	0.8	1
10	5	5	9.9	50
10	10	7.11	16.87	100
10	15	8.75	23.34	150
10	20	10.15	29.55	200
10	25	11.41	35.6	250
10	30	12.57	41.52	300
10	40	14.66	53.11	400
10	50	16.57	64.44	500
10	60	18.36	75.58	600
10	70	20.06	86.58	700
10	80	21.69	97.46	800
10	90	23.28	108.24	900
10	100	24.85	118.94	1000
10	120	27.91	140.09	1200
10	140	30.97	161	1400
10	160	34.05	181.68	1600
10	180	37.21	202.17	1800
10	200	40.49	222.47	2000
10	220	43.93	242.61	2200
10	240	47.58	262.59	2400
12	25	10.39	34.79	300
12	33.33	12.08	44.52	400
12	41.67	13.61	54.05	500
12	50	15.02	63.43	600
12	58.33	16.35	72.7	700
12	66.67	17.61	81.87	800
12	75	18.82	90.97	900
12	83.33	20	100	1000
12	100	22.27	117.89	1200
12	116.67	24.46	135.6	1400
12	133.33	26.61	153.15	1600
12	150	28.73	170.57	1800
12	166.67	30.86	187.86	2000
12	183.33	33	205.06	2200
12	200	35.17	222.15	2400
12	216.67	37.39	239.16	2600
12	233.33	39.66	256.07	2800
12	250	42.01	272.9	3000
12	291.67	48.3	314.64	3500
12	333.33	55.47	355.9	4000
12	375	63.96	396.67	4500
12	416.67	74.54	436.92	5000
12	458.33	88.64	476.57	5500
12	500	109.54	515.44	6000
14	21.43	8.86	29.91	300
14	28.57	10.29	38.3	400
14	35.71	11.56	46.51	500
14	42.86	12.73	54.6	600
14	50	13.83	62.59	700
14	57.14	14.87	70.51	800
14	64.29	15.86	78.37	900
14	71.43	16.81	86.17	1000
14	85.71	18.62	101.63	1200
14	100	20.35	116.95	1400
14	114.29	22.02	132.15	1600
14	128.57	23.64	147.24	1800
14	142.86	25.24	162.25	2000
14	157.14	26.81	177.17	2200
14	171.43	28.38	192.02	2400
14	185.71	29.94	206.81	2600
14	200	31.51	221.54	2800
14	214.29	33.09	236.21	3000
14	250	37.12	272.66	3500
14	285.71	41.34	308.82	4000
14	321.43	45.86	344.7	4500
14	357.14	50.77	380.33	5000
14	392.86	56.22	415.69	5500
14	428.57	62.42	450.79	6000

Q	X_{C1}	X_{C2}	X_L	R_1
16	18.75	7.73	26.23	300
16	25	8.96	33.59	400
16	31.25	10.06	40.8	500
16	37.5	11.07	47.9	600
16	43.75	12	54.93	700
16	50	12.88	61.89	800
16	56.25	13.72	68.79	900
16	62.5	14.52	75.65	1000
16	75	16.05	89.26	1200
16	87.5	17.48	102.74	1400
16	100	18.86	116.12	1600
16	112.5	20.18	129.42	1800
16	125	21.47	142.64	2000
16	137.5	22.73	155.8	2200
16	150	23.96	168.9	2400
16	162.5	25.18	181.95	2600
16	175	26.39	194.96	2800
16	187.5	27.59	207.92	3000
16	218.75	30.59	240.16	3500
16	250	33.61	272.18	4000
16	281.25	36.71	304.01	4500
16	312.5	39.9	335.66	5000
16	343.75	43.25	367.15	5500
16	375	46.8	398.49	6000
18	16.67	6.86	23.35	300
18	22.22	7.94	29.9	400
18	27.78	8.91	36.33	500
18	33.33	9.79	42.66	600
18	38.89	10.61	48.92	700
18	44.44	11.38	55.13	800
18	50	12.11	61.28	900
18	55.56	12.8	67.4	1000
18	66.67	14.12	79.54	1200
18	77.78	15.35	91.57	1400
18	88.89	16.52	103.51	1600
18	100	17.65	115.38	1800
18	111.11	18.73	127.2	2000
18	122.22	19.79	138.95	2200
18	133.33	20.81	150.66	2400
18	144.44	21.82	162.33	2600
18	155.56	22.81	173.96	2800
18	166.67	23.79	185.55	3000
18	194.44	26.2	214.4	3500
18	222.22	28.57	243.08	4000
18	250	30.94	271.6	4500
18	277.78	33.33	300	5000
18	305.56	35.76	328.27	5500
18	333.33	38.25	356.44	6000
20	15	6.16	21.03	300
20	20	7.13	26.94	400
20	25	8	32.73	500
20	30	8.78	38.44	600
20	35	9.51	44.09	700
20	40	10.19	49.69	800
20	45	10.84	55.24	900
20	50	11.46	60.76	1000
20	60	12.62	71.71	1200
20	70	13.7	82.57	1400
20	80	14.72	93.35	1600
20	90	15.7	104.07	1800
20	100	16.64	114.73	2000
20	110	17.55	125.35	2200
20	120	18.44	135.93	2400
20	130	19.3	146.47	2600
20	140	20.14	156.98	2800
20	150	20.97	167.46	3000
20	175	22.99	193.54	3500
20	200	24.96	219.48	4000
20	225	26.9	245.3	4500
20	250	28.82	271.01	5000
20	275	30.74	296.62	5500
20	300	32.67	322.15	6000

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

NETWORK C_1

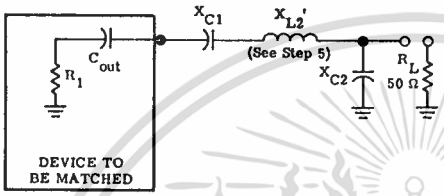
The following is a computer solution for an RF matching network. This computer solution is applicable for two forms of matching networks.



TO DESIGN A NETWORK USING THE TABLES

1. $X_{L1} = X_{C\,out}$.
2. Define Q, in column one, as X_{C1}/R_1.
3. All network values can now be read from the charts in terms of reactance.
4. This completes network C_1.

NETWORK C_2



TO DESIGN A NETWORK USING THE TABLES

1. L_1 is not used in this network.
2. Transform the impedance of the device to be matched to series form ($R_1 + jX_{C\,out}$).
3. Define Q, in column one, as X_{C1}/R_1.
4. For a desired Q, find the R_1 to be matched in the R_1 column and read the reactive value of the components.
5. X_{L2}' is equal to the quantity X_{L2} obtained from the tables plus $|X_{C_{out}}|$.
6. This completes network C_2.

Q	X_{C1}	X_{C2}	X_{L2}	R_1
1	1	7.14	8	1
1	2	10.21	11.8	2
1	3	12.63	14.87	3
1	4	14.74	17.56	4
1	5	16.67	20	5
1	6	18.46	22.25	6
1	7	20.17	24.35	7
1	8	21.82	26.33	8
1	9	23.43	28.21	9
1	10	25	30	10
1	11	26.55	31.81	11
1	12	28.1	33.35	12
1	13	29.64	34.93	13
1	14	31.13	36.45	14
1	15	32.73	37.91	15
1	16	34.3	39.32	16
1	17	35.89	40.69	17
1	18	37.5	42	18
1	19	39.14	43.27	19
1	20	40.82	44.49	20
1	21	42.55	45.68	21
1	22	44.32	46.82	22
1	23	46.15	47.92	23
1	24	48.04	48.98	24
1	25	50	50	25
1	26	52.04	50.98	26
1	27	54.17	51.92	27
1	28	56.41	52.82	28
1	29	58.76	53.68	29
1	30	61.24	54.49	30
1	32	66.67	56	32
1	34	72.89	57.32	34
1	36	80.18	58.45	36
1	38	88.98	59.35	38
1	40	100	60	40
1	42	114.56	60.33	42
1	44	135.4	60.25	44
1	46	169.56	59.56	46
1	48	244.95	57.8	48
2	2	7.14	9	1
2	4	10.21	13.8	2
2	6	12.63	17.87	3
2	8	14.74	21.56	4
2	10	16.67	25	5
2	12	18.46	28.25	6
2	14	20.17	31.35	7
2	16	21.82	34.33	8
2	18	23.43	37.21	9
2	20	25	40	10
2	22	26.55	42.71	11
2	24	28.1	45.35	12
2	26	29.64	47.93	13
2	28	31.18	50.45	14
2	30	32.73	52.91	15
2	32	34.3	55.32	16
2	34	35.89	57.69	17
2	36	37.5	60	18
2	38	39.14	62.27	19
2	40	40.82	64.49	20
2	42	42.55	66.68	21
2	44	44.32	68.82	22
2	46	46.15	70.92	23
2	48	48.04	72.98	24
2	50	50	75	25
2	52	52.04	76.98	26
2	54	54.17	78.92	27
2	56	56.41	80.82	28
2	58	58.76	82.68	29
2	60	61.24	84.49	30
2	64	66.67	88	32
2	68	72.89	91.32	34
2	72	80.18	94.45	36
2	76	88.98	97.35	38
2	80	100	100	40
2	84	114.56	102.33	42
2	88	135.4	104.25	44
2	92	169.56	105.56	46
2	96	244.95	105.8	48
3	3	7.14	10	1
3	6	10.21	15.8	2
3	9	12.63	20.87	3
3	12	14.74	25.56	4
3	15	16.67	30	5
3	18	18.46	34.25	6
3	21	20.17	38.35	7
3	24	21.82	42.33	8
3	27	23.43	46.21	9
3	30	25	50	10
3	33	26.55	53.71	11
3	36	28.1	57.35	12
3	39	29.64	60.98	13
3	42	31.18	64.45	14
3	45	32.73	67.91	15
3	48	34.3	71.32	16
3	51	35.89	74.69	17
3	54	37.5	78	18
3	57	39.14	81.27	19

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Q	X_{C1}	X_{C2}	X_{L2}	R_1
3	60	40.82	84.49	20
3	63	42.55	87.68	21
3	66	44.32	90.82	22
3	69	46.15	93.93	23
3	72	48.04	96.98	24
3	75	50	100	25
3	78	52.04	102.98	26
3	81	54.17	105.92	27
3	84	56.41	108.82	28
3	87	58.76	111.68	29
3	90	61.24	114.49	30
3	96	66.67	120	32
3	102	72.89	125.32	34
3	108	80.18	130.45	36
3	114	88.98	135.35	38
3	120	100	140	40
3	126	114.56	144.33	42
3	132	135.4	148.25	44
3	138	169.56	151.56	46
3	144	244.95	153.8	48
4	4	7.14	11	1
4	8	10.21	17.8	2
4	12	12.63	23.87	3
4	16	14.74	29.56	4
4	20	16.67	35	5
4	24	18.46	40.25	6
4	28	20.17	45.35	7
4	32	21.82	50.33	8
4	36	23.43	55.21	9
4	40	25	60	10
4	44	26.55	64.71	11
4	48	28.1	69.35	12
4	52	29.64	73.93	13
4	56	31.18	78.45	14
4	60	32.73	82.91	15
4	64	34.3	87.32	16
4	68	35.89	91.69	17
4	72	37.5	96	18
4	76	39.14	100.27	19
4	80	40.82	104.49	20
4	84	42.55	108.68	21
4	88	44.32	112.82	22
4	92	46.15	116.92	23
4	96	48.04	120.98	24
4	100	50	125	25
4	104	52.04	128.98	26
4	108	54.17	132.92	27
4	112	56.41	136.82	28
4	116	58.76	140.68	29
4	120	61.24	144.49	30
4	128	66.67	152	32
4	136	72.89	159.32	34
4	144	80.18	166.45	36
4	152	88.98	173.35	38
4	160	100	180	40
4	168	114.56	186.33	42
4	176	135.4	192.25	44
4	184	169.56	197.56	46
4	192	244.95	201.8	48
5	5	7.14	12	1
5	10	10.21	19.8	2
5	15	12.63	26.87	3
5	20	14.74	33.56	4
5	25	16.67	40	5
5	30	18.46	46.25	6
5	35	20.17	52.35	7
5	40	21.82	58.33	8
5	45	23.43	64.21	9
5	50	25	70	10
5	55	26.55	75.71	11

Q	X_{C1}	X_{C2}	X_{L2}	R_1
5	60	28.1	81.35	12
5	65	29.64	86.93	13
5	70	31.18	92.45	14
5	75	32.73	97.91	15
5	80	34.3	103.32	16
5	85	35.89	108.69	17
5	90	37.5	114	18
5	95	39.14	119.27	19
5	100	40.82	124.49	20
5	105	42.55	129.68	21
5	110	44.32	134.82	22
5	115	46.15	139.92	23
5	120	48.04	144.98	24
5	125	50	150	25
5	130	52.04	154.98	26
5	135	54.17	159.92	27
5	140	56.41	164.82	28
5	145	58.76	169.68	29
5	150	61.24	174.49	30
5	160	66.67	184	32
5	170	72.89	193.32	34
5	180	80.18	202.45	36
5	190	88.98	211.35	38
5	200	100	220	40
5	210	114.56	228.33	42
5	220	135.4	236.25	44
5	230	169.56	243.56	46
5	240	244.95	249.8	48
6	6	7.14	13	1
6	12	10.21	21.8	2
6	18	12.63	29.87	3
6	24	14.74	37.56	4
6	30	16.67	45	5
6	36	18.46	52.25	6
6	42	20.17	59.35	7
6	48	21.82	66.33	8
6	54	23.43	73.21	9
6	60	25	80	10
6	66	26.55	86.71	11
6	72	28.1	93.35	12
6	78	29.64	99.93	13
6	84	31.18	106.45	14
6	90	32.73	112.91	15
6	96	34.3	119.32	16
6	102	35.89	125.69	17
6	108	37.5	132	18
6	114	39.14	138.27	19
6	120	40.82	144.49	20
6	126	42.55	150.68	21
6	132	44.32	156.82	22
6	138	46.15	162.92	23
6	144	48.04	168.98	24
6	150	50	175	25
6	156	52.04	180.98	26
6	162	54.17	186.92	27
6	168	56.41	192.82	28
6	174	58.76	198.68	29
6	180	61.24	204.49	30
6	192	66.67	216	32
6	204	72.89	227.32	34
6	216	80.18	238.45	36
6	228	88.98	249.35	38
6	240	100	260	40
6	252	114.56	270.33	42
6	264	135.4	280.25	44
6	276	169.56	289.56	46
6	288	244.95	297.8	48
7	7	7.14	14	1
7	14	10.21	23.8	2
7	21	12.63	32.87	3

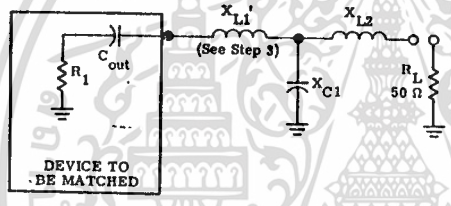
Q	X_{C1}	X_{C2}	X_{L2}	R_1
7	28	14.74	41.56	4
7	35	16.67	50	5
7	42	18.46	58.25	6
7	49	20.17	66.35	7
7	56	21.82	74.33	8
7	63	23.43	82.21	9
7	70	25	90	10
7	77	26.55	97.71	11
7	84	28.1	105.35	12
7	91	29.64	112.93	13
7	98	31.18	120.45	14
7	105	32.73	127.91	15
7	112	34.3	135.32	16
7	119	35.89	142.69	17
7	126	37.5	150	18
7	133	39.14	157.27	19
7	140	40.82	164.49	20
7	147	42.55	171.68	21
7	154	44.32	178.82	22
7	161	46.15	185.92	23
7	168	48.04	192.98	24
7	175	50	200	25
7	182	52.04	206.98	26
7	189	54.17	213.92	27
7	196	56.41	220.82	28
7	203	58.76	227.68	29
7	210	61.24	234.49	30
7	224	66.67	248	32
7	238	72.89	261.32	34
7	252	80.18	274.45	36
7	266	88.98	287.35	38
7	280	100	300	40
7	294	114.56	312.33	42
7	308	135.4	324.25	44
7	322	169.56	335.56	46
7	336	244.95	345.8	48
8	8	7.14	15	1
8	16	10.21	25.8	2
8	24	12.63	35.87	3
8	32	14.74	45.56	4
8	40	16.67	55	5
8	48	18.46	64.25	6
8	56	20.17	73.35	7
8	64	21.82	82.33	8
8	72	23.43	91.21	9
8	80	25	100	10
8	88	26.55	108.71	11
8	96	28.1	117.35	12
8	104	29.64	125.93	13
8	112	31.18	134.45	14
8	120	32.73	142.91	15
8	128	34.3	151.32	16
8	136	35.89	159.69	17
8	144	37.5	168	18
8	152	39.14	176.27	19
8	160	40.82	184.49	20
8	168	42.55	192.68	21
8	176	44.32	200.82	22
8	184	46.15	208.92	23
8	192	48.04	216.98	24
8	200	50	225	25
8	208	52.04	232.98	26
8	216	54.17	240.92	27
8	224	56.41	248.82	28
8	232	58.76	256.68	29
8	240	61.24	264.49	30
8	256	66.67	280	32
8	272	72.89	295.32	34
8	288	80.18	310.45	36
8	304	88.98	325.35	38

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Q	X_{C1}	X_{C2}	X_{L2}	R_1
8	320	100	340	40
8	330	114.56	354.33	42
8	352	135.4	368.25	44
8	368	169.56	381.56	46
8	384	244.95	393.8	48
9	9	7.14	16	1
9	18	10.21	27.8	2
9	27	12.63	38.87	3
9	36	14.74	49.56	4
9	45	16.67	60	5
9	54	18.46	70.25	6
9	63	20.17	80.35	7
9	72	21.82	90.33	8
9	81	23.43	100.21	9
9	90	25	110	10
9	99	26.55	119.71	11
9	108	28.1	129.35	12
9	117	29.64	138.93	13
9	126	31.18	148.45	14
9	135	32.73	157.91	15
9	144	34.3	167.32	16
9	153	35.89	176.69	17
9	162	37.5	186	18
9	171	39.17	195.27	19
9	180	40.82	204.49	20
9	189	42.55	213.68	21
9	198	44.32	222.82	22
9	207	46.15	231.92	23
9	414	169.56	427.56	46
9	432	214.95	441.8	48
9	216	48.01	240.98	24
9	225	50	250	25
9	234	52.04	258.98	26
9	243	54.17	267.92	27
9	252	56.41	276.82	28
9	261	58.76	285.88	29
9	270	61.24	294.49	30
9	288	66.67	312	32
9	306	72.89	329.32	34
9	324	80.18	346.45	36
9	342	88.98	363.35	38
9	360	100	380	40
9	378	114.56	396.33	42
9	396	135.4	412.25	44
10	10	7.14	17	1
10	20	10.21	29.8	2
10	30	12.63	41.87	3
10	40	14.74	53.56	4
10	50	16.67	65	5
10	60	18.46	76.25	6
10	70	20.17	87.35	7
10	80	21.82	98.33	8
10	90	23.43	109.21	9
10	100	25	120	10
10	110	26.55	130.71	11
10	120	28.1	141.35	12
10	130	29.64	151.93	13
10	140	31.18	162.45	14
10	150	32.73	172.91	15
10	160	34.3	183.32	16
10	170	35.89	193.69	17
10	180	37.5	204	18
10	190	39.14	214.27	19
10	200	40.82	224.49	20
10	210	42.55	234.68	21
10	220	44.32	244.82	22
10	230	46.15	254.92	23
10	240	48.04	264.98	24
10	250	50	275	25
10	260	52.04	284.98	26
10	270	54.17	294.92	27
10	280	56.41	304.82	28
10	290	58.76	314.58	29
10	300	61.24	324.19	30
10	320	66.67	344	32
10	340	72.89	363.32	34
10	360	80.18	382.45	36
10	380	88.98	401.35	38
10	400	100	420	40
10	420	114.56	438.33	42
10	440	135.4	456.15	44
10	460	169.56	473.56	46
10	480	244.95	489.3	48

NETWORK D

The following is a computer solution for an RF "Tee" matching network.
Tuning is accomplished by using a variable capacitor for C_1. Variable matching may also be accomplished by increasing X_{L2} and adding an equal amount of X_C in series in the form of a variable capacitor.



TO DESIGN A NETWORK USING THE TABLES

1. Define Q, in column one, as X_{L1}/R_1.
2. For an R_1 to be matched and a desired Q, read the reactances of the network components from the charts.
3. X_{L1}' is equal to the quantity X_{L1} obtained from the tables plus $|X_{C_{out}}|$.
4. This completes the network.

Q	X_{L1}	X_{L2}	X_{C1}	R_1
1	26	10	43.33	26
1	27	14.14	42.09	27
1	28	17.32	41.59	28
1	29	20	41.43	29
1	30	22.36	41.46	30
1	32	26.46	41.85	32
1	34	30	42.5	34
1	36	33.17	43.29	36
1	38	36.06	44.16	38
1	40	38.73	45.08	40
1	42	41.23	46.04	42
1	44	43.59	47.01	44
1	46	45.83	48	46
1	48	47.96	49	48
1	50	50	50	50
1	55	54.77	52.49	55
1	60	59.16	54.96	60
1	65	63.25	57.4	65
1	70	67.08	69.79	70
1	75	70.71	62.13	75
1	80	74.16	64.43	80
1	85	77.46	66.69	85
1	90	80.62	68.9	90
1	95	83.67	71.07	95
1	100	86.6	73.21	100
1	125	100	83.33	125
1	150	111.8	92.71	150
1	175	122.47	101.46	175
1	200	132.29	109.72	200
1	225	141.42	117.54	225
1	250	150	125	250
1	275	158.11	132.14	275
1	300	165.83	139	300
2	22	15.81	23.75	11
2	24	22.36	24.52	12
2	26	27.39	25.51	13
2	28	31.62	26.59	14
2	30	35.36	27.7	15
2	32	38.73	28.83	16
2	34	41.83	29.96	17
2	36	44.72	31.09	18
2	38	47.43	32.22	19
2	40	50	33.33	20
2	42	52.44	34.44	21
2	44	54.77	35.54	22
2	46	57.01	36.62	23
2	48	59.16	37.7	24
2	50	61.24	38.76	25
2	52	63.25	39.82	26
2	54	65.19	40.86	27
2	56	67.08	41.9	28
2	58	68.92	42.92	29
2	60	70.71	43.93	30
2	64	74.16	45.93	32
2	68	77.46	47.9	34
2	72	80.62	49.83	36
2	76	83.67	51.72	38
2	80	86.6	53.59	40
2	84	89.44	55.43	42
2	88	92.2	57.25	44
2	92	94.87	59.01	46
2	96	97.47	60.77	48
2	100	100	62.5	50
2	110	106.07	66.73	55
2	120	111.8	70.82	60
2	130	117.26	74.8	65
2	140	122.47	78.66	70
2	150	127.48	82.43	75
2	160	132.29	86.1	80
2	170	136.93	89.69	85
2	180	141.42	93.2	90
2	190	145.77	96.69	95
2	200	150	100	100
2	250	169.56	115.93	125
2	300	187.08	130.62	150
2	350	203.1	144.34	175
2	400	217.94	157.26	200
2	450	231.84	169.51	225
2	500	244.95	181.19	250
2	550	257.39	192.37	275
2	600	269.26	203.11	300

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Q	X_{L1}	X_{L2}	X_{C1}	R_1
3	18	22.36	17.41	6
3	21	31.62	19.27	7
3	24	38.73	21.19	8
3	27	44.72	23.11	9
3	30	50	25	10
3	33	54.77	26.86	11
3	36	59.16	28.69	12
3	39	63.25	30.48	13
3	42	67.08	32.25	14
3	45	70.71	33.98	15
3	48	74.16	35.69	16
3	51	77.46	37.37	17
3	54	80.62	39.02	18
3	57	83.67	40.66	19
3	60	86.6	42.26	20
3	63	89.44	43.85	21
3	66	92.2	45.42	22
3	69	94.87	46.96	23
3	72	97.47	48.49	24
3	75	100	50	25
3	78	102.47	51.49	26
3	81	104.88	52.97	27
3	84	107.24	54.42	28
3	87	109.54	55.87	29
3	90	111.8	57.29	30
3	96	116.19	60.11	32
3	102	120.42	62.87	34
3	108	124.5	65.57	36
3	114	128.45	68.23	38
3	120	132.29	70.85	40
3	126	136.01	73.42	42
3	132	139.64	75.96	44
3	138	143.18	78.45	46
3	144	146.63	80.91	48
3	150	150	83.33	50
3	165	158.11	89.25	55
3	180	165.83	94.99	60
3	195	173.21	100.56	65
3	210	180.28	105.97	70
3	225	187.08	111.25	75
3	240	193.65	116.4	80
3	255	200	121.43	85
3	270	206.16	126.35	90
3	285	212.13	131.17	95
3	300	217.94	135.89	100
3	375	244.95	158.25	125
3	450	269.26	178.89	150
3	525	291.55	198.17	175
3	600	312.25	216.33	200
3	675	331.66	233.57	225
3	750	350	250	250
3	825	367.42	265.74	275
3	900	384.06	280.87	300
4	12	7.07	12.31	3
4	16	30	14.78	4
4	20	41.83	17.57	5
4	24	50.99	20.32	6
4	28	58.74	23	7
4	32	65.57	25.6	8
4	36	71.76	28.15	9
4	40	77.46	30.64	10
4	44	82.76	33.07	11
4	48	87.75	35.45	12
4	52	92.47	37.78	13
4	56	96.95	40.07	14
4	60	101.24	42.32	15
4	64	105.36	44.54	16
4	68	109.32	46.72	17
4	72	113.14	48.86	18
4	76	116.83	50.97	19
4	80	120.42	53.06	20
4	84	123.9	55.11	21
4	88	127.28	57.14	22
4	92	130.58	59.14	23
4	96	133.79	61.12	24
4	100	136.93	63.07	25
4	104	140	65	26
4	108	143	66.91	27

Q	X_{L1}	X_{L2}	X_{C1}	R_1
4	112	145.95	68.8	28
4	116	148.83	70.67	29
4	120	151.66	72.51	30
4	128	157.16	76.16	32
4	136	162.48	79.73	34
4	144	167.63	83.24	36
4	152	172.63	86.68	38
4	160	177.48	90.07	40
4	168	182.21	93.4	42
4	176	186.82	96.69	44
4	184	191.31	99.92	46
4	192	195.7	103.11	48
4	200	200	106.25	50
4	220	210.36	113.93	55
4	240	220.23	121.36	60
4	260	229.67	128.59	65
4	280	238.75	135.61	70
4	300	247.49	142.46	75
4	320	255.93	148.15	80
4	340	264.1	155.68	85
4	360	272.03	162.07	90
4	380	279.73	168.32	95
4	400	287.23	174.46	100
4	500	322.1	203.5	125
4	600	353.55	230.33	150
4	700	382.43	255.4	175
4	800	409.27	279.02	200
4	900	434.45	301.44	225
4	1000	458.26	322.82	250
4	1100	480.88	343.3	275
4	1200	502.49	362.99	300
5	10	10	10	2
5	15	37.42	13.57	3
5	20	51.96	17.22	4
5	25	63.25	20.75	5
5	30	72.8	24.16	6
5	35	81.24	27.47	7
5	40	88.88	30.69	8
5	45	95.92	33.82	9
5	50	102.47	36.88	10
5	55	108.63	39.87	11
5	60	114.46	42.8	12
5	65	120	45.68	13
5	70	125.3	48.49	14
5	75	130.38	51.26	15
5	80	135.28	53.99	16
5	85	140	56.67	17
5	90	144.57	59.31	18
5	95	149	61.91	19
5	100	153.3	64.47	20
5	105	157.48	67	21
5	110	161.55	69.49	22
5	115	165.53	71.96	23
5	120	169.41	74.39	24
5	125	173.21	76.79	25
5	130	176.92	79.17	26
5	135	180.55	81.52	27
5	140	184.12	83.85	28
5	145	187.62	86.15	29
5	150	191.05	88.43	30
5	160	197.74	92.91	32
5	170	204.21	97.31	34
5	180	210.48	101.63	36
5	190	216.56	105.88	38
5	200	222.49	110.06	40
5	210	228.25	114.17	42
5	220	233.88	118.21	44
5	230	239.37	122.2	46
5	240	244.74	126.13	48
5	250	260	130	50
5	275	262.68	139.46	55
5	300	274.77	148.64	60
5	325	286.36	157.54	65
5	350	297.49	166.21	70
5	375	308.22	174.66	75
5	400	318.59	182.91	80
5	425	328.63	190.97	85
5	450	338.38	198.85	90
5	475	347.85	206.57	95
5	500	357.07	214.14	100

Q	X_{L1}	X_{L2}	X_{C1}	R_1
5	625	400	250	125
5	750	438.75	283.12	150
5	875	474.34	314.08	175
5	1000	507.44	343.26	200
5	1125	538.52	670.95	225
5	1250	567.89	397.36	250
5	1375	595.82	422.67	275
5	1500	622.49	446.99	300
6	12	34.64	11.06	2
6	18	55.23	15.62	3
6	24	70	20	4
6	30	82.16	24.2	5
6	36	92.74	28.26	6
6	42	102.23	32.2	7
6	48	110.91	36.02	8
6	54	118.95	39.74	9
6	60	126.49	43.38	10
6	66	133.6	46.93	11
6	72	140.36	50.41	12
6	78	146.8	53.83	13
6	84	152.97	57.18	14
6	90	158.9	60.47	15
6	96	164.62	63.71	16
6	102	170.15	66.89	17
6	108	175.5	70.03	18
6	114	180.69	73.12	19
6	120	185.74	76.17	20
6	126	190.66	79.18	21
6	132	195.45	82.15	22
6	138	200.12	85.08	23
6	144	204.69	87.97	24
6	150	209.17	90.83	25
6	156	213.54	93.66	26
6	162	217.83	96.46	27
6	168	222.04	99.23	28
6	174	226.16	101.96	29
6	180	230.22	104.67	30
6	192	238.12	110.01	32
6	204	245.76	115.25	34
6	216	253.18	120.39	36
6	228	260.38	125.45	38
6	240	267.39	130.42	40
6	252	274.23	135.31	42
6	264	280.89	140.13	44
6	276	287.4	144.88	46
6	288	293.77	149.55	48
6	300	300	154.17	50
6	330	315.04	165.44	55
6	360	329.39	176.36	60
6	390	343.15	186.97	65
6	420	356.37	197.3	70
6	450	369.12	207.36	75
6	480	381.44	217.19	80
6	510	393.38	226.79	85
6	540	404.97	236.18	90
6	570	416.23	245.38	95
6	600	427.2	254.4	100
6	750	478.28	297.13	125
6	900	524.4	336.61	150
6	1050	566.79	373.5	175
6	1200	606.22	408.29	200
6	1350	643.23	441.3	225
6	1500	678.23	472.79	250
6	1650	711.51	502.96	275
6	1800	743.3	531.96	300
7	14	50	12.5	2
7	21	70.71	17.83	3
7	28	86.6	22.9	4
7	35	100	27.78	5
7	42	111.8	32.48	6
7	49	122.47	37.04	7
7	56	132.29	41.47	8
7	63	141.42	45.79	9
7	70	150	50	10
7	77	158.11	54.12	11
7	84	165.83	58.16	12
7	91	173.21	62.12	13
7	98	180.28	66	14
7	105	187.08	69.82	15
7	112	193.65	73.58	16

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Q	X_{L1}	X_{L2}	X_{C1}	R_1
7	119	200	77.27	17
7	126	206.16	80.91	18
7	133	212.13	84.5	19
7	140	217.94	88.04	20
7	147	223.61	91.53	21
7	154	229.13	94.97	22
7	161	234.52	98.37	23
7	168	239.79	101.73	24
7	175	244.95	105.05	25
7	182	250	108.33	26
7	189	254.95	111.58	27
7	196	259.81	114.79	28
7	203	264.58	117.97	29
7	210	269.26	121.11	30
7	224	278.39	127.31	32
7	238	287.23	133.39	34
7	252	295.8	139.36	36
7	266	304.14	145.23	38
7	280	312.25	151	40
7	294	320.16	156.68	42
7	308	327.87	162.27	44
7	322	335.41	167.78	46
7	336	342.78	173.21	48
7	350	350	178.57	50
7	385	367.42	191.66	55
7	420	384.06	204.34	60
7	455	400	216.67	65
7	490	415.33	228.66	70
7	525	430.12	240.35	75
7	560	444.41	251.76	80
7	595	458.86	262.91	85
7	630	471.7	273.82	90
7	665	484.77	284.51	95
7	700	497.49	294.99	100
7	875	556.78	344.63	125
7	1050	610.33	390.49	150
7	1225	659.55	433.36	175
7	1400	705.34	473.78	200
7	1575	748.33	512.14	225
7	1750	788.99	548.73	250
7	1925	827.65	583.79	275
7	2100	864.58	617.5	300
8	8	27.39	7.6	1
8	16	63.25	14.03	2
8	24	85.15	20.1	3
8	32	102.47	25.87	4
8	40	117.26	31.42	5
8	48	130.38	36.77	6
8	56	142.3	41.95	7
8	64	153.3	46.99	8
8	72	163.55	51.9	9
8	80	173.21	56.7	10
8	88	182.35	61.39	11
8	96	191.05	65.98	12
8	104	199.37	70.49	13
8	112	207.36	74.91	14
8	120	215.06	79.26	15
8	128	222.49	83.54	16
8	136	229.67	87.74	17
8	144	236.64	91.89	18
8	152	243.41	95.97	19
8	160	250	100	20
8	168	256.42	103.97	21
8	176	262.68	107.9	22
8	184	268.79	111.77	23
8	192	274.77	115.59	24
8	200	280.62	119.38	25
8	208	286.36	123.11	26
8	216	291.98	126.81	27
8	224	297.49	130.47	28
8	232	302.9	134.09	29
8	240	308.22	137.67	30

Q	X_{L1}	X_{L2}	X_{C1}	R_1
8	256	318.59	144.73	32
8	272	328.63	151.65	34
8	288	338.38	158.46	36
8	304	347.85	165.14	38
8	320	357.07	171.71	40
8	336	366.06	178.18	42
8	352	374.93	184.56	44
8	368	383.41	190.83	46
8	384	391.79	197.02	48
8	400	400	203.13	50
8	440	419.82	218.04	55
8	480	438.75	232.49	60
8	520	456.89	246.53	65
8	560	474.34	260.2	70
8	600	491.17	273.52	75
8	640	507.44	286.52	80
8	680	523.21	299.23	85
8	720	538.52	311.66	90
8	760	553.4	323.84	95
8	800	567.89	335.78	100
8	1000	635.41	392.36	125
8	1200	696.42	444.63	150
8	1400	752.5	493.49	175
8	1600	804.67	539.57	200
8	1800	853.67	583.29	225
8	2000	900	625	250
8	2200	944.06	664.96	275
8	2400	986.15	703.38	300
9	9	40	8.37	1
9	18	75.5	15.6	2
9	27	98.99	22.4	3
9	36	117.9	28.88	4
9	45	134.16	35.09	5
9	54	148.66	41.09	6
9	63	161.86	46.91	7
9	72	174.07	52.56	8
9	81	185.47	58.07	9
9	90	196.21	63.45	10
9	99	206.4	68.71	11
9	108	216.1	73.86	12
9	117	225.39	78.92	13
9	126	234.31	83.88	14
9	135	242.9	88.76	15
9	144	251.2	93.55	16
9	153	259.23	98.28	17
9	162	267.02	102.93	18
9	171	274.59	107.51	19
9	180	281.96	112.03	20
9	189	289.14	116.49	21
9	198	296.14	120.89	22
9	207	302.99	125.23	23
9	216	309.68	129.53	24
9	225	316.23	133.77	25
9	234	322.65	137.97	26
9	243	328.94	142.12	27
9	252	335.11	146.22	28
9	261	341.17	150.28	29
9	270	347.13	154.3	30
9	288	358.75	162.23	32
9	306	370	170	34
9	324	380.92	177.63	36
9	342	391.54	185.14	38
9	360	401.87	192.52	40
9	378	411.95	199.78	42
9	396	421.78	206.93	44
9	414	431.39	213.98	46
9	432	440.79	220.93	48
9	450	450	227.78	50
9	495	472.23	244.52	55
9	540	493.46	260.74	60
9	585	513.81	276.51	65
9	630	533.39	291.85	70

Q	X_{L1}	X_{L2}	X_{C1}	R_1
9	675	552.27	306.8	75
9	720	570.53	321.4	80
9	765	588.22	335.67	85
9	810	605.39	349.63	90
9	855	622.09	363.31	95
9	900	638.36	376.71	100
9	1125	714.14	440.24	125
9	1350	782.62	498.94	150
9	1575	845.58	553.81	175
9	1800	904.16	605.54	200
9	2025	959.17	654.64	225
9	2250	1011.19	701.48	250
9	2475	1060.66	746.36	275
9	2700	1107.93	789.51	300
10	10	50.5	9.17	1
10	20	87.18	17.2	2
10	30	112.47	24.74	3
10	40	133.04	31.91	4
10	50	150.83	38.8	5
10	60	166.73	45.45	6
10	70	181.25	51.89	7
10	80	194.68	58.16	8
10	90	207.24	64.26	9
10	100	219.09	70.23	10
10	110	230.33	76.06	11
10	120	241.04	81.78	12
10	130	251.3	87.38	13
10	140	261.15	92.89	14
10	150	270.65	98.29	15
10	160	279.82	103.61	16
10	170	288.7	108.85	17
10	180	297.32	114.01	18
10	190	305.7	119.09	19
10	200	313.85	124.1	20
10	210	321.79	129.05	21
10	220	329.55	133.93	22
10	230	337.12	138.75	23
10	240	344.53	143.51	24
10	250	351.78	148.22	25
10	260	358.89	152.87	26
10	270	365.86	157.47	27
10	280	372.69	162.03	28
10	290	379.41	166.53	29
10	300	386.01	170.99	30
10	320	398.87	179.78	32
10	340	411.34	188.4	34
10	360	423.44	196.87	36
10	380	435.2	205.2	38
10	400	446.65	213.38	40
10	420	457.82	221.44	42
10	440	468.72	229.37	44
10	460	479.37	237.19	46
10	480	489.8	244.9	48
10	500	500	252.5	50
10	550	524.64	271.07	55
10	600	548.18	289.07	60
10	650	570.75	306.56	65
10	700	592.45	323.58	70
10	750	613.39	340.18	75
10	800	633.64	356.37	80
10	850	653.26	372.21	85
10	900	672.31	387.7	90
10	950	690.83	402.87	95
10	1000	708.87	417.74	100
10	1250	792.94	488.23	125
10	1500	868.91	553.36	150
10	1750	938.75	614.25	175
10	2000	1003.74	671.66	200
10	2250	1064.78	726.14	225
10	2500	1122.5	778.12	250
10	2750	1177.39	827.92	275
10	3000	1229.84	875.8	300

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SYSTEMIZING RF POWER AMPLIFIER DESIGN

Prepared by:
Roy Hejhall

INTRODUCTION

Two of the most popular RF small signal design techniques are:

1) the use of two port parameters, and
2) the use of some type of equivalent circuit for the transistor.

Early attempts to adapt these techniques to power amplifier design led to poor results and frustration.

In the mid-1960's, Motorola pioneered the concept of solid state power amplifier design through the use of large-signal transistor input and output impedances. This system has since achieved almost universal acceptance by solid state communications equipment manufacturers. It provides a systematic design procedure to replace what used to be a trial and error process. This note is a description of the concept and its use in transmitter design.

LIMITATIONS OF SMALL-SIGNAL PARAMETERS

As a vivid example to show the short-comings of trying to adapt small-signal parameters to power amplifier design, the 2N3948 transistor was considered. A performance comparison was made of the 2N3948 operating at 300 MHz as a Class A small-signal amplifier, and as a Class C* power amplifier delivering a power output of 1 W. Table I shows the results of this comparison.

	CLASS A Small-signal amplifier V_{CE} = 15 Vdc; I_c = 80 mA; 300 MHz	CLASS C Power amplifier V_{CE} = 13.6 Vdc; P_o = 1 W
Input resistance	9 Ohms	38 Ohms
Input capacitance or inductance	0.012 μH	21 pF
Transistor output resistance	199 Ohms	92 Ohms
Output capacitance	4.6 pF	5.0 pF
G_{PE}	12.4 dB	8.2 dB

Table I — Small- and large-signal performance data for the 2N3948 show the inadequacy of using small-signal characterization data for large-signal amplifier design. Resistances and reactances shown are parallel components. That is, the large-signal input impedance is 38 ohms in parallel with 21 pF, etc.

The most striking difference in this comparison is in the device input impedance. As operation is changed from small-signal to large-signal conditions, the complex input impedance of the 2N3948 undergoes a considerable change in magnitude and actually changes from inductive to capacitive reactance.

Note also that the transistor's output resistances and power gains are considerably different for the two modes of operation. This example clearly demonstrates the inaccuracies that would result in a power-amplifier design based on the small-signal parameters of this device.

IMPORTANCE OF LARGE-SIGNAL PARAMETERS

The network theory for power amplifier design is well known but is useless unless the designer has valid input and output impedance data for the transistor. The design method described in this report hinges primarily on the direct measurement of these parameters for use in network synthesis equations. Large-signal impedance data, together with power output and gain data, provide the designer with the information necessary to design his amplifier networks and to predict the performance that should be achieved when the design is completed.

A clear understanding of the test conditions and method of presentation for the large signal impedance data is important.

TEST CONDITIONS

The term "large-signal input impedance" and "large-signal output impedance" refer to the actual transistor terminal impedances when operating in a matched amplifier at the desired RF power output level and dc supply voltage.

"Matched" is defined as the condition where the input and output networks of the test amplifier provide a conjugate match to the transistor, such that the input and output impedances of the amplifier are 50 + j 0 ohms.

Large-signal impedances should not be confused with small-signal, two port parameters which are normally measured at low signal levels with Class A bias and the transistor (or IC) connected directly to a short, open, or 50 ohm termination.

Most of the data which appears on Motorola RF power transistor data sheets is measured in common emitter, Class C amplifiers; as this condition covers the majority of device applications.

One significant exception to this involves transistors characterized for Class B linear power amplifier service. Examples of such transistors are the Motorola 2N5941-2 series. Since these transistors are designed specifically for linear service, their large-signal impedances were measured in a linear power amplifier test circuit with a two tone test signal instead of the conventional single frequency signal. For further information on these transistors see the

*Class C, as used here, refers to operation with both the emitter and base at dc ground potential and with the collector supply as the only dc voltage applied, regardless of resulting device conduction angle. Usually, the emitter is connected directly to chassis ground and the base is dc grounded through an inductive network element or choke.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

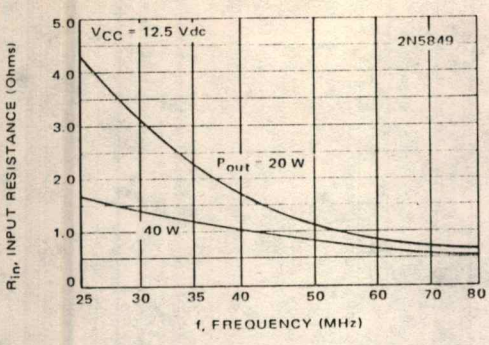


FIGURE 1 – Parallel Equivalent Input Resistance versus Frequency

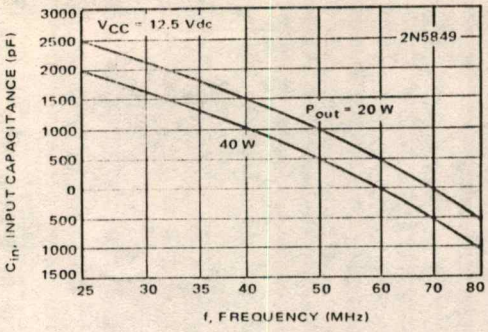


FIGURE 2 – Parallel Equivalent Input Capacitance versus Frequency

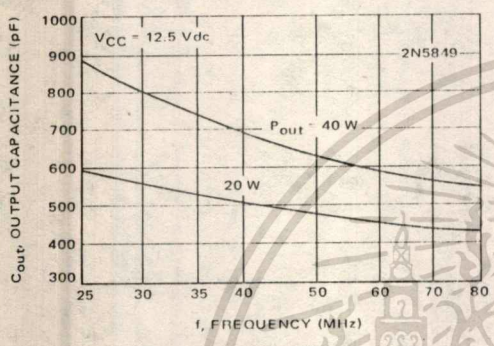


FIGURE 3 – Parallel Equivalent Output Capacitance versus Frequency

Motorola 2N5941-2 data sheet.

DATA FORMAT

Much of the information on device data sheets is presented in parallel equivalent form of resistance and capacitance. Figures 1-3 form an example of this type of presentation. The data may also be presented in series equivalent form. It makes no difference which form is used as long as the designer pays particular attention to the form and uses the data accordingly. As a convenience, the series-parallel equivalent conversion equations are given in Appendix A.

For example, reading the complex input impedance, from Figures 1 and 2 at 50 MHz with 40 W output and a 12.5 Vdc collector supply, we obtain a value of 0.8 ohms resistance in parallel with a 500 pF capacitance.

Another form of impedance data presentation uses the series equivalent form plotted on a Smith Chart. This form is popular with UHF power transistors due to the extensive use of the Smith Chart in microstrip network synthesis. Figure 4 is an example of large-signal impedances plotted on a Smith Chart plot. Note that Figure 4 includes complete complex output impedance data, not just the output capacitance. This topic is discussed more fully in the section on collector load resistance.

AMPLIFIER DESIGN

After selection of a transistor with the required performance capabilities, the next step in the design of a power amplifier is to determine the large-signal input and output impedances of the transistor. When using devices for which the data is available, this step involves nothing more than reading the complex impedance values off of the data sheet. If only output capacitance is given on the data sheet, the collector load resistance may be calculated in the manner described in the Collector Load Resistance Section of this note.

Again, the designer is cautioned to carefully determine whether the data sheet impedance curves are in parallel or series equivalent form, and to use the data accordingly. If the data is not available, a later section of this note contains information on large-signal impedance measurement.

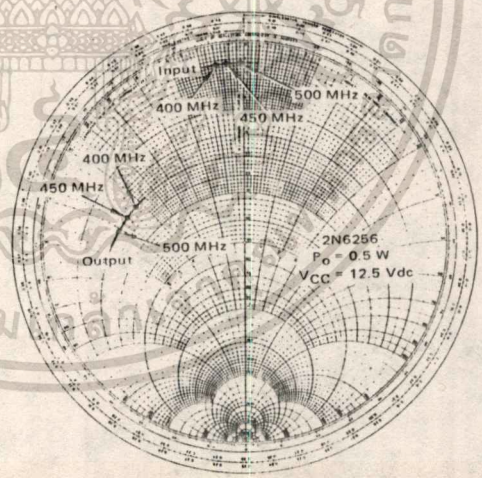


FIGURE 4 – Large Signal Input and Output Series Impedances, 2N6256

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Having determined the large-signal impedances, the designer selects a suitable network configuration and proceeds with his network synthesis.

The primary purpose of this note is to describe the large-signal impedance concept. Accordingly, network selection and synthesis are beyond the scope of this discussion. For specific transmitter design examples using this concept, the reader is referred to the following Motorola Application Note: AN-548A.

COLLECTOR LOAD RESISTANCE

Large-signal impedance data at HF and VHF have for the most part been published by Motorola without collector load resistance information. The reason is that the load resistance can easily be calculated. The conditions necessary to obtain this load resistance derivation will now be discussed.

If certain simplifying assumptions are made, the theoretical collector voltage of a power amplifier with a tuned output network is a sine wave which swings from zero to 2 V_{CC}, where V_{CC} is the dc collector supply voltage. These assumptions include:

1. $V_{CE(sat)}$ is equal to zero.
2. The output network has sufficient loaded Q to produce a sine wave voltage regardless of transistor conduction angle.
3. The voltage drop in the dc collector supply feed system is zero.
4. The collector load impedance at all harmonics of the operating frequency is zero.

Obviously none of the foregoing assumptions is true, and the most serious discrepancies probably arise from assumptions 1 and 4. However, conditions are close enough to give good results.

Let us assume for a moment that this theoretical condition does exist. The parallel equivalent collector load resistance, R_L', then becomes a function of desired RF output power and V_{CC} only. The expression for R_L' given in equation 1 is readily derived.

$$R_L' = \frac{(V_{CC})^2}{2P} \qquad (1)$$

where P = RF output power

Therefore, the complex collector load impedance for an amplifier design would be the conjugate of the parallel equivalent output capacitance and collector load resistance computed with Equation 1.

Figure 5 provides a graphic solution to Equation 1 for the four popular dc supply levels of 12.5, 13.6, 24 and 28 volts.

Despite the assumptions required, experience with HF and VHF lumped-component, power amplifiers with supply voltages from 7 to 30 Vdc and power output levels from a few tenths of a watt to 300 watts have proven that the use of Equation 1 to compute R_L' for network synthesis yields good results. That is to say, the types of HF and VHF lumped component collector output networks which

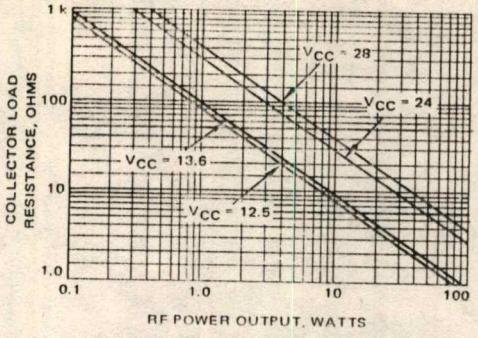


FIGURE 5 – Collector Load Resistance versus Power Output

have proved best from the standpoint of proper impedance matching with low losses and smooth tuning generally have a sufficient tuning and matching range to compensate for any errors associated with Equation 1.

Of course if the $V_{CE(sat)}$ of the transistor is accurately known for the frequency of operation and collector current swings anticipated in a particular amplifier, Equation 1 is readily modified as follows:

$$R_L' = \frac{(V_{CC}-V_{CE(sat)})^2}{2P} \qquad (2)$$

The advent of greatly increased numbers of UHF power transistors and their associated amplifier design problems brought some revisions to Motorola's methods of presenting large-signal transistor impedances for UHF devices. Among the reasons for this are the popularity of microstrip matching networks and the higher $V_{CE(sat)}$ values at UHF.

The major difference in the data format involves output impedance, which is presented in full complex form instead of plotting parallel equivalent output capacitance only and using Equation 1 to compute the load resistance. Further, the UHF devices are measured in a microstrip test amplifier for the purpose of determining the transistor impedances in an environment which is as close as possible to that of the majority of the actual applications of the device. And finally, a Smith Chart plot is used as this is more convenient to the microstrip network designer, who often makes extensive use of the Smith Chart as a design tool.

Future Motorola data sheets may also include collector load resistance data at frequencies below UHF. The information is automatically generated for the test circuit in use while measuring C_{in}, R_{in} and C_{out}.

PARAMETER MEASUREMENT

Although design engineers will find large-signal impedance characterization on Motorola data sheets for RF power transistors, it may help to know how this data is obtained. The transistor is placed in a test circuit designed to provide wide tuning capabilities. Design of the first

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

test amplifier for a new transistor type is based on estimates of input and output impedance.

Since the input and output impedances are needed to design an amplifier which is then used to measure the impedances of the device, we have a "chicken or the egg" type of problem. Wide tuning range networks help compensate for errors in the impedance estimates and they also permit the same characterization amplifier to be used at multiple power output levels.

The amplifier is tuned for a careful impedance match at both input and output. Several precautions are in order to insure that this is accomplished.

Tuning for maximum power output is valid only if the source and load impedances are an accurate 50 + j 0 ohms. Usually a good 50 ohm load is available in the laboratory. Such a load should be used, as tuning for maximum output power for a given input power is the best method to use on the amplifier output network.

The input network poses some additional problems. First, many laboratory RF power sources are not accurate 50 ohm generators. A generator impedance that is not 50 ohms can introduce errors in measuring gain as well as input impedances. In addition, a source with high harmonic levels can cause difficulties in low Q input networks.

A good solution to this problem is to use a dual directional coupler or directional power meter in the coax line between the generator and the test amplifier. The amplifier is then tuned for zero reflected power, thus indicating that the input network is really matching the transistor input impedance to 50 + j 0 ohms.

In practice, the reflected power usually will not null all the way to zero, so one should insure that the null is at least as deep as that obtained with a good 50 ohm passive termination.

In some cases, the amplifier will reflect enough harmonic power to prevent a satisfactory reflected power null from being obtained. A good solution to this problem is to place a fundamental frequency bandpass filter at the reflected power port of the dual directional coupler.

A typical test amplifier for HF and VHF measurements is shown in Figure 6. For UHF device characterization, amplifiers employing microstrip matching networks are most commonly employed.

After the test amplifier has been properly tuned, the dc power, signal source, circuit load, and test transistor are disconnected from the circuit. Then the signal source and output load circuit connections are each terminated with 50 ohms. After performing these substitutions, complex impedances are measured at the base and collector circuit connections of the test transistor (points A and B respectively in Figure 7). The desired data, the transistor input and output impedances, will be the conjugates of the base circuit connection and the collector circuit connection, impedances respectively.

By operating test amplifiers at several different frequencies with at least two power outputs, sufficient data can be obtained to characterize a transistor for the majority of its power applications.

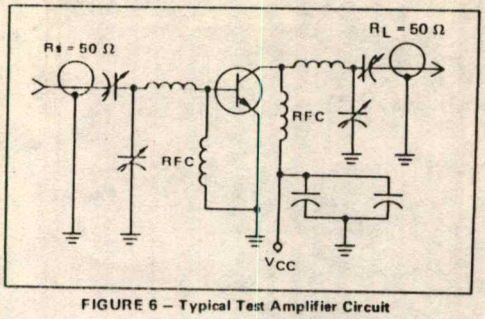


FIGURE 6 – Typical Test Amplifier Circuit

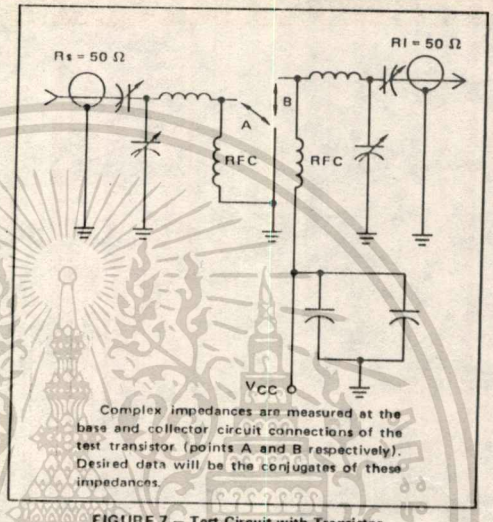


FIGURE 7 – Test Circuit with Transistor Removed

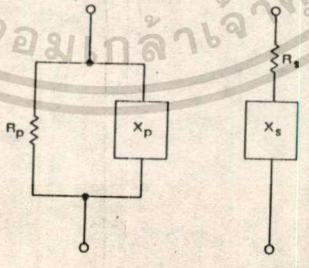
17

SUMMARY

The large-signal impedance characterization of RF power transistors has provided the most systematic and successful power amplifier design method the author has encountered since the concept was explored in depth in the mid 1960's.

APPENDIX A

PARALLEL-TO-SERIES AND SERIES-TO-PARALLEL IMPEDANCE CONVERSION EQUATIONS.



$$R_p = R_s \left[1 + \left(\frac{X_s}{R_s}\right)^2\right]$$

$$X_p = \frac{R_p \cdot R_s}{X_s}$$

$$R_s = \frac{R_p}{1 + \left(\frac{R_p}{X_p}\right)^2}$$

$$X_s = \frac{R_s \cdot R_p}{X_p}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IMPEDANCE MATCHING NETWORKS APPLIED TO RF POWER TRANSISTORS

Prepared by:
B. Becciolini
Applications Engineering
Geneva, Switzerland

1. INTRODUCTION

Some graphic and numerical methods of impedance matching will be reviewed here. The examples given will refer to high frequency power amplifiers.

Although matching networks normally take the form of filters and therefore are also useful to provide frequency discrimination, this aspect will only be considered as a corollary of the matching circuit.

Matching is necessary for the best possible energy transfer from stage to stage. In RF-power transistors the input impedance is of low value, decreasing as the power increases, or as the chip size becomes larger. This impedance must be matched either to a generator — of generally 50 ohms internal impedance — or to a preceding stage. Impedance transformation ratios of 10 or even 20 are not rare. Interstage matching has to be made between two complex impedances, which makes the design still more difficult, especially if matching must be accomplished over a wide frequency band.

2. DEVICE PARAMETERS

2.1 INPUT IMPEDANCE

The general shape of the input impedance of RF-power transistors is as shown in Figure 1. It is a large signal parameter, expressed here by the parallel combination of a resistance R_p and a reactance X_p (Ref. (1)).

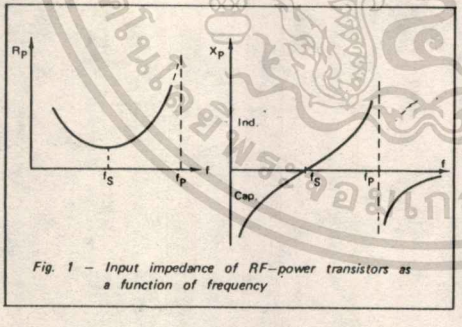


Fig. 1 – Input impedance of RF–power transistors as a function of frequency

The equivalent circuit shown in Figure 2 accounts for the behaviour illustrated in Figure 1.

With the presently used stripline or flange packaging, most of the power devices for VHF low band will have their R_p and X_p values below the series resonant point fs. The input impedance will be essentially capacitive.

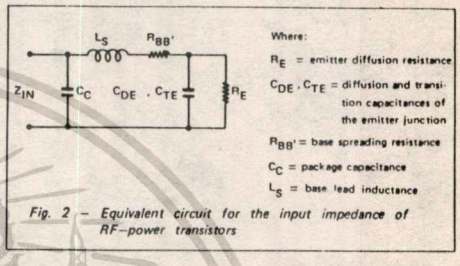


Fig. 2 – Equivalent circuit for the input impedance of RF–power transistors

Most of the VHF high band transistors will have the series resonant frequency within their operating range, i.e. be purely resistive at one single frequency f_s, while the parallel resonant frequency f_p will be outside.

Parameters for one or two gigahertz transistors will be beyond f_s and approach f_p. They show a high value of R_p and X_p with inductive character.

A parameter that is very often used to judge on the broadband capabilities of a device is the input Q or Q_{IN}, defined simply as the ratio R_p/X_p. Practically Q_{IN} ranges around 1 or less for VHF devices and around 5 or more for microwave transistors.

Q_{IN} is an important parameter to consider for broadband matching. Matching networks normally are low-pass or pseudo low-pass filters. If Q_{IN} is high, it can be necessary to use band-pass filter type matching networks and to allow insertion losses. But broadband matching is still possible. This will be discussed later.

2.2. OUTPUT IMPEDANCE

The output impedance of the RF-power transistors, as given by all manufacturers' data sheets, generally consists of only a capacitance C_{OUT}. The internal resistance of the transistor is supposed to be much higher than the load and is normally neglected. In the case of a relatively low internal resistance, the efficiency of the device would decrease by the factor:

$$1 + {}^{R_L}/_{R_T}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

where R_L is the load resistance, seen at the collector-emitter terminals, and R_T the internal transistor resistance equal to:

$$\frac{1}{\omega_T \cdot (C_{TC} + C_{DC})},$$

defined as a small signal parameter, where:

ω_T = transit angular frequency

$C_{TC} + C_{DC}$ = transition and diffusion capacitances at the collector junction

The output capacitance C_{OUT}, which is a large signal parameter, is related to the small signal parameter C_{CB}, the collector-base transistion capacitance.

Since a junction capacitance varies with the applied voltage, C_{OUT} differs from C_{CB} in that it has to be averaged over the total voltage swing. For an abrupt junction and assuming certain simplifications, $C_{OUT} = 2\ C_{CB}$.

Figure 3 shows the variation of C_{OUT} with frequency. C_{OUT} decreases partly due to the presence of the collector lead inductance, but mainly because of the fact that the base-emitter diode does not shut off anymore when the operating frequency approaches the transit frequency f_T.

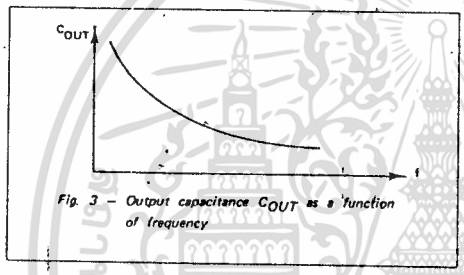


Fig. 3 – Output capacitance C_{OUT} as a function of frequency

3. OUTPUT LOAD

In the absence of a more precise indication, the output load R_L is taken equal to:

$$R_L = \frac{[V_{CC} - V_{CE\ (sat)}]^2}{2\ P_{OUT}}$$

with $V_{CE\ (sat)}$ equal to 2 or 3 volts, increasing with frequency.

The above equation just expresses a well-known relation, but also shows that the load, in first approximation, is not related to the device, except for $V_{CE\ (sat)}$. The load value is primarily dictated by the required output power and the peak voltage; it is not matched to the output impedance of the device.

At higher frequencies this approximation becomes less exact and for microwave devices the load that must be presented to the device is indicated on the data sheet. This parameter will be measured on all Motorola RF-power devices in the future.

Strictly speaking, impedance matching is accomplished only at the input. Interstage and load matching are more impedance transformations of the device input impedance and of the load into a value R_L (sometimes with additional reactive component) that depends essentially on the power demanded and the supply voltage.

4. MATCHING NETWORKS

In the following, matching networks will be described by order of complexity. These are ladder type reactance networks.

The different reactance values will be calculated and determined graphically. Increasing the number of reactances broadens the bandwidth. However, networks consisting of more than four reactances are rare. Above four reactances, the improvement is small.

4.1 NUMERICAL DESIGN

4.1.1 Two-Resistance Networks

Resistance terminations will first be considered. Figure 4 shows the reactive L-section and the terminations to be matched.

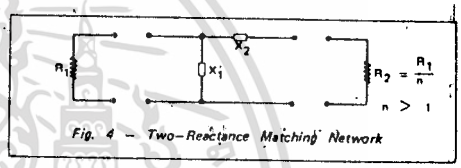


Fig. 4 – Two-Reactance Matching Network

Matching or exact transformation from R_2 into R_1 occurs at a single frequency f_o.

At f_o, X_1 and X_2 are equal to:

$$X_1 = \pm R_1 \sqrt{\frac{R_2}{R_1 - R_2}} = R_1 \frac{1}{\sqrt{n-1}}$$

$$X_2 = \mp \sqrt{R_2 (R_1 - R_2)} = R_1 \frac{\sqrt{n-1}}{n}$$

At f_o: $X_1 \cdot X_2 = R_1 \cdot R_2$

X_1 and X_2 must be of opposite sign. The shunt reactance is in parallel with the larger resistance.

The frequency response of the L-section is shown in Figure 5, where the normalized current is plotted as a function of the normalized frequency.

If X_1 is capacitive and consequently X_2 inductive, then:

$$X_1 = \frac{f_o}{f} R_1 \sqrt{\frac{R_2}{R_1 - R_2}} = \frac{f_o}{f} R_1 \frac{1}{\sqrt{n-1}}$$

and $X_2 = \frac{f}{f_o} \sqrt{R_2 (R_1 - R_2)} = \frac{f}{f_o} R_1 \frac{\sqrt{n-1}}{n}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

The normalized current absolute value is equal to:

$$\left|\frac{I_2}{I_o}\right| = \frac{2\sqrt{n}}{\sqrt{(n-1)^2 \cdot \left(\frac{f}{f_o}\right)^4 - 2\left(\frac{f}{f_o}\right)^2 + (n+1)^2}}$$

where $I_o = \frac{\sqrt{n}\,E}{2.R_1}$, and is plotted in Figure 5 (Ref. (2)).

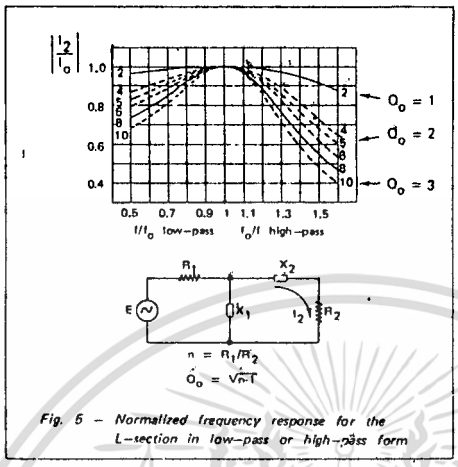


Fig. 5 – Normalized frequency response for the L-section in low-pass or high-pass form

If X_1 is inductive and consequently X_2 capacitive, the only change required is a repacement of f by f_o and vice-versa. The L-section has low pass form in the first case and high-pass form in the second case.

The Q of the circuit at f_o is equal to:

$$Q_o = \frac{X_2}{R_2} = \frac{R_1}{X_1} = \sqrt{n-1}$$

. For a given transformation ratio n, there is only one possible value of Q. On the other hand, there are two symmetrical solutions for the network, that can be either a low-pass filter or a high-pass filter.

The frequency f_o does not need to be the center frequency, $\frac{f_1 + f_2}{2}$, of the desired band limited by f_1 and f_2.

In fact, as can be seen from the low-pass configuration of Figure 5, it may be interesting to shift fo toward the high band edge frequency f_2 to obtain a larger bandwidth w, where $w = \frac{2(f_1 + f_2)}{f_2 - f_1}$.

This will, however, be at the expense of poorer harmonic rejection.

Example:

For a transformation ratio n = 4, it can be determined from the above relations:

Bandwidth w	0.1	0.3
Max insertion losses	0.025	0.2
X_1/R_1	1.730	1.712

If the terminations R_1 and R_2 have a reactive component X, the latter may be taken as part of the external reactance as shown in Figure 6.

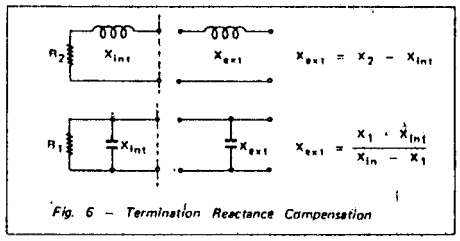


Fig. 6 – Termination Reactance Compensation

This compensation is applicable as long as

$$Q_{INT} = \frac{X_{INT}}{R_2} \text{ or } \frac{R_1}{X_{INT}} < n-1$$

Tables giving reactance values can be found in Ref. (3) and (4).

4.1.1.1 Use of transmission lines and inductors

In the preceding section, the inductance was expected to be realized by a lumped element. A transmission line can be used instead (Fig 7).

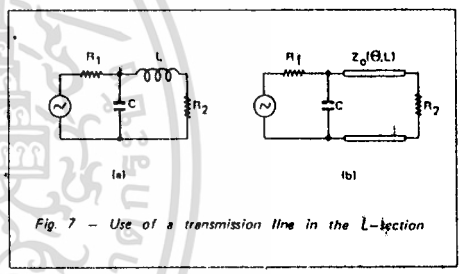


Fig. 7 – Use of a transmission line in the L-section

As can be seen from the computed selectivity curves (Fig. 8) for the two configurations, transmission lines result in a larger bandwidth. The gain is important for a transmission line having a length $L = \lambda/4$ ($\Theta = 90°$) and a characteristic impedance $Z_0 = \sqrt{R_1 \cdot R_2}$. It is not significant for lines short with respect to $\lambda/4$. One will notice that there is an infinity of solutions, one for each value of Q, when using transmission lines.

4.1.2 Three-reactance matching networks

The networks which will be investigated are shown in Figure 9. They are made of three reactances alternatively connected in series and shunt.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

A three-reactances configuration allows to make the quality factor Q of the circuit and the transformation ratio $n = \frac{R_2}{R_1}$ independent of each other and consequently to choose the selectivity between certain limits.

For narrow band designs, one can use the following formulas (Ref. (5) AN-267, where tables are given):

Network (a):

$$X_{C1} = R_1/Q \quad Q \text{ must be first selected}$$

$$X_{C2} = R_2 \sqrt{\frac{R_1}{(Q^2+1) - \frac{R_1}{R_2}}}$$

$$X_L = \frac{QR_1 + (R_1 R_2 / X_{C2})}{Q^2 + 1}$$

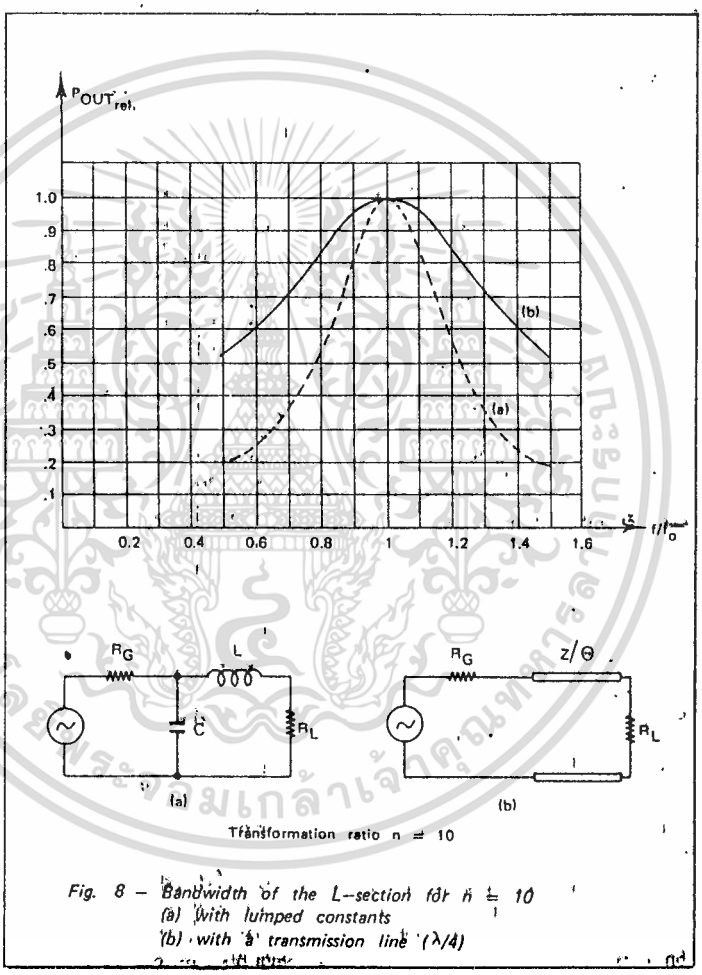


Fig. 8 – Bandwidth of the L-section for n = 10
(a) with lumped constants
(b) with a transmission line (λ/4)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

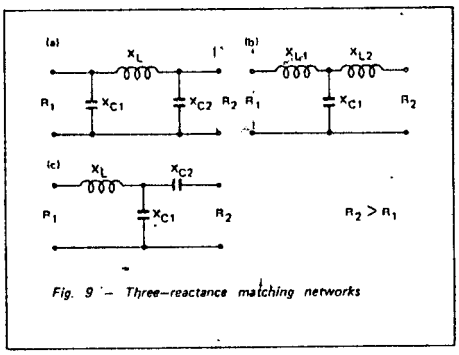


Fig. 9 – Three-reactance matching networks

Network (b) : Q must first be selected

$$X_{L1} = R_1 Q$$

$$X_{L2} = R_2 B \qquad A = R_1 (1+Q^2)$$

$$X_{C1} = \frac{A}{Q+B} \qquad B = \sqrt{\frac{A}{R_2} - 1}$$

Network (c) : Q must first be selected

$$X_{L1} = Q.R_1$$

$$X_{C2} = A.R_2 \qquad A = \sqrt{\frac{R_1 (1+Q^2)}{R_2} - 1}$$

$$X_{C1} = \frac{B}{Q-A} \qquad B = R_1 . (1+Q^2)$$

The network which yields the most practical component values, should be selected for a given application.

The three-reactance networks can be thought of as being formed of a L-section (two reactances) and of a compensation reactance. The L-section essentially performs the impedance transformation, while the additional reactance compensates for the reactive part of the transformed impedance over a certain frequency band.

Figure 10 shows a representation in the Z-plane of the circuit of Figure 9 (a) split into two parts R_1-C_1-L_1 and C_2-R_2.

Exact transformation from R_1 into R_2 occurs at the points of intersection M and N. Impedances are then conjugate or $Z' = R' + jX'$ and $Z'' = R'' + jX''$ with $R' = R''$ and $X' = -X''$.

The only possible solution is obtained when X' and -X'' are tangential to each other. For the dashed curve, representing another value of L_1 or C_1, a wider frequency band could be expected at the expense of some ripple inside the band. However, this can only be reached with four reactances as will be shown in section 4.1.3.

With a three-reactance configuration, there are not enough degrees of freedom to permit $X' = -X''$ and simultaneously obtain the same variation of frequency on both curves from M' to point N'.

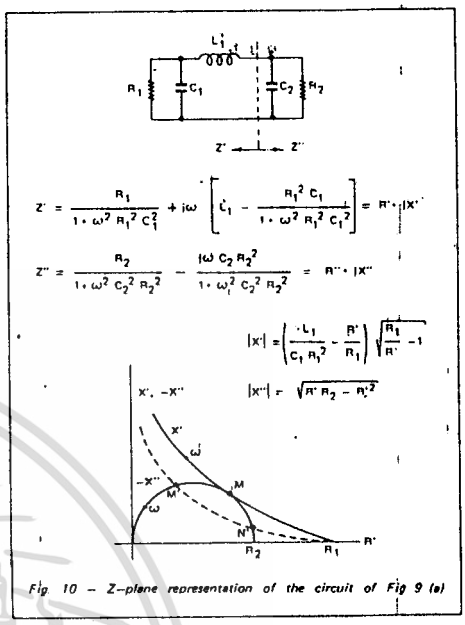


Fig. 10 – Z-plane representation of the circuit of Fig 9 (a)

Exact transformation can, therefore, only be obtained at one frequency.

The values of the three reactances can be calculated by making $X' = -X''$, $R' = R''$ and $\frac{dX'}{dR'} = -\frac{dX''}{dR''}$.

The general solution of these equations leads to complicated calculations. Therefore, computed tables should be used.

One will note on Figure 10 that the compensation reactance contributes somewhat to impedance transformation, i.e. R' varies when going from M to R_2.

The circuit of Figure 9 (b) is dual with respect to the first one and gives exactly the same results in a Y-plane representation.

Circuit of Figure 9 (c) is somewhat different since only one intersection M exists as shown in Figure 11. Narrower frequency bands must be expected from this configuration. The widest band is obtained for $C_1 = \infty$

Again, if one of the terminations has a reactive component, the latter can be taken as a part of the matching network, provided it is not too large (see Fig. 6).

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

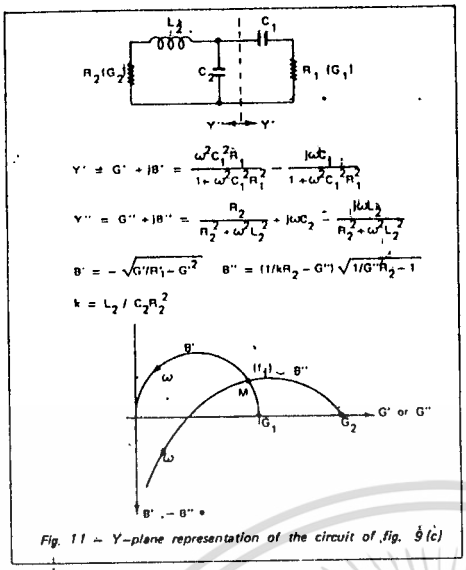


Fig. 11 – Y-plane representation of the circuit of fig. 9 (c)

4.1.3 Four-reactance networks

Four-reactance networks are used essentially for broadband matching. The networks which will be considered in the following consist of two two-reactance sections in cascade. Some networks have pseudo low-pass filter character, others band-pass filter character. In principle, the former show narrower bandwidth since they extend the impedance transformation to very low frequencies unnecessarily, while the latter insure good matching over a wide frequency band around the center frequency only (see Fig. 14).

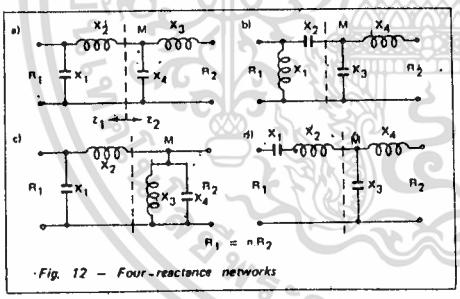


Fig. 12 – Four-reactance networks

The two-reactance sections used in above networks have either transformation properties or compensation properties. Impedance transformation is obtained with one series reactance and one shunt reactance. Compensation is made with both reactances in series or in shunt.

If two cascaded transformation networks are used, transformation is accomplished partly by each one.

With four-reactance networks there are two frequencies, f_1 and f_2, at which the transformation from R_1 into R_2 is exact. These frequencies may also coincide.

For network (b) for instance, at point M, R_1 or R_2 is transformed into $\sqrt{R_1 R_2}$ when both frequencies fall together. At all points (M), Z_1 and Z_2 are conjugate if the transformation is exact.

In the case of Figure 12 (b) the reactances are easily calculated for equal frequencies:

$$X_1 = \frac{R_1}{\sqrt{\sqrt{n}-1}}, \quad X_2 = R_1\sqrt{\frac{\sqrt{n}-1}{n}} \qquad X_1 \cdot X_4 = R_1 \cdot R_2 = X_2 \cdot X_3$$

$$X_3 = \frac{R_1}{\sqrt{n(\sqrt{n}-1)}}, \quad X_4 = \frac{R_1}{n}\sqrt{\sqrt{n}-1}$$

For network (a) normally, at point (M), Z_1 and Z_2 are complex. This pseudo low-pass filter has been computed elsewhere (Ref. (3)). Many tables can be found in the literature for networks of four and more reactances having Tchebyscheff character or maximally-flat response (Ref. (3), (4) and (6)).

Figure 13 shows the transformation path from R_1 to R_2 for networks (a) and (b) on a Smith-Chart (refer also to section 4.2, Graphic Design).

Case (a) has been calculated using tables mentioned in Ref. (4).

Case (b) has been obtained from the relationship given above for $X_1 \ldots X_4$. Both apply to a transformation ratio equal to 10 and for $R_1 = 1$.

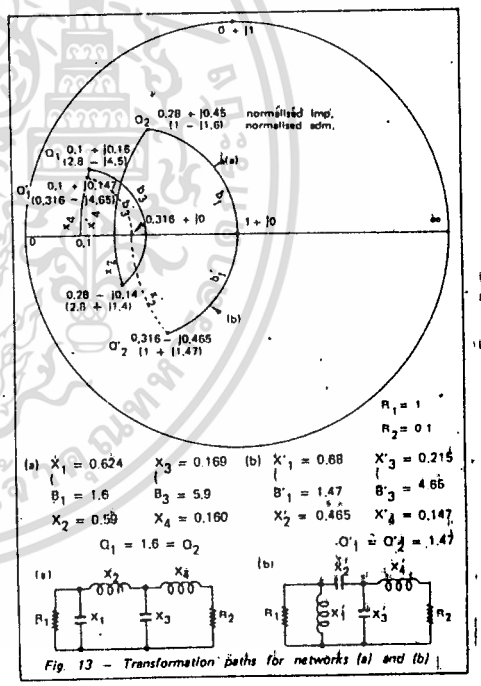


Fig. 13 – Transformation paths for networks (a) and (b)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

There is no simple relationship for $X'_1 \ldots X'_4$ of network (b) if f_1 is made different from f_2 for larger bandwidth.

Figure 14 shows the respective bandwidths of network (a) and (b) for the circuits shown in Figure 13.

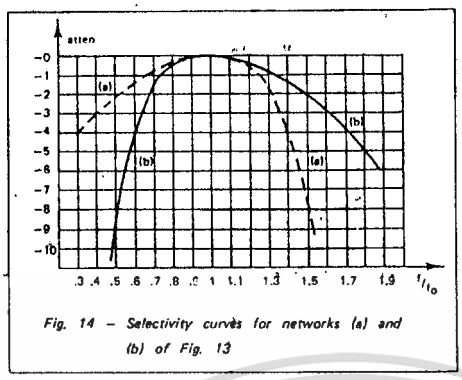


Fig. 14 – Selectivity curves for networks (a) and (b) of Fig. 13

If the terminations contain a reactive component, the computed values for X_1 or X_4 may be adjusted to compensate for this.

For configuration (a), it can be seen from Figure 13, that in the considered case the Q's are equal to 1.6.

For configuration (b) Q'_1, which is equal to Q'_2, is fixed for each transformation ratio.

n	2	4	8	10	16
$Q'_1 = Q'_2$	0.65	1	1.35	1.46	1.73

$$Q' = \sqrt{\sqrt{n} - 1}$$

The maximum value of reactance that the terminations may have for use in this configuration can be determined from the above values of Q'.

If R1 is the load resistance of a transistor, the internal transistor resistance may not be equal to R_1. In this case the selectivity curve will be different from the curves given in Figure 14. Figure 15 shows the selectivity for networks (a) and (b) when the source resistance R_1 is infinite.

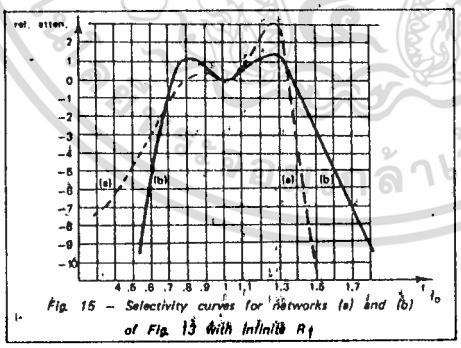


Fig. 15 – Selectivity curves for networks (a) and (b) of Fig. 13 with infinite R_1

From Figure 15 it can be seen that network (a) is more sensitive to R_1 changes than network (b).

As mentioned earlier, the four-reactance network can also be thought of as two cascaded two-reactance sections; one used for transformation, the other for compensation. Figure 16 shows commonly used compensation networks, together with the associated L-section.

The circuit of Figure 16 (a) can be compared to the three-reactance network shown in Figure 9 (c). The difference is that capacitor C_2 of that circuit has been replaced by a L-C circuit. The resulting improvement may be seen by comparing Figure 17 with Figure 11.

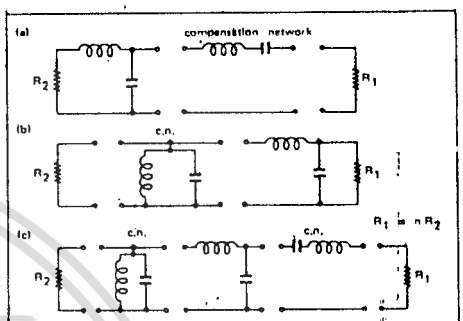


Fig. 16 – Compensation networks used with a L-section

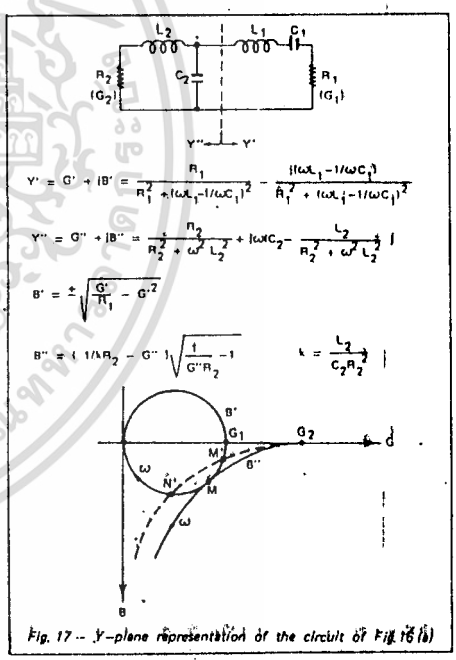


Fig. 17 – Y-plane representation of the circuit of Fig. 16 (a)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

By adding one reactance, exact impedance transformation is achieved at two frequencies. It is now possible to choose component values such that the point of intersection M' occurs at the same frequency f_1 on both curves and simultaneously that N' occurs at the same frequency f_2 on both curves. Among the infinite number of possible intersections, only one allows to achieve this.

When M' and N' coincide in M, the new condition $\frac{dX'}{df} = \frac{dX''}{df}$ can be added to the condition $X' = -X''$ (for three-networks) and similarly $R'=R''$ and $\frac{dR'}{df} = \frac{dR''}{df}$.

If f_1 is made different from f_2, a larger bandwidth can be achieved at the expense of some ripple inside the band.

Again, a general solution of the above equations leads to still more complicated calculations than in the case of three-reactance networks. Therefore, tables are preferable (Ref. (3), (4) and (6)).

The circuit of Figure 16 (b) is dual of the circuit of of Figure 14 (a) and does not need to be treated separately. It gives exactly the same results in the Z-plane. Figure 16 (c) shows a higher order compensation requiring six reactive elements.

The above discussed matching networks employing compensation circuits result in narrower bandwidths than the former solutions (see paragraph 4.1.3) using two transformation sections. A matching with higher order compensation such as in Figure 16 (c) is not recommended. Better use can be made of the large number of reactive elements using them all for transformation.

When the above configurations are realized using short portions of transmission lines, the equations or the usual tables no longer apply. The calculations must be carried out on a computer, due to the complexity. However, a graphic method can be used (see next section) which will consist essentially in tracing a transformation path on the Z-Y-chart using the computed lumped element values and replacing it by the closest path obtained with distributed constants. The bandwidth change is not significant as long as short portions of lines are used (Ref. (13)).

4.1.4 Matching networks using quarter-wave transformers

At sufficiently high frequencies, where $\lambda/4$-long lines of practical size can be realized, broadband transformation can easily be accomplished by the use of one or more $\lambda/4$-sections.

Figure 18 summarizes the main relations for (a) one-section and (b) two-section transformation.

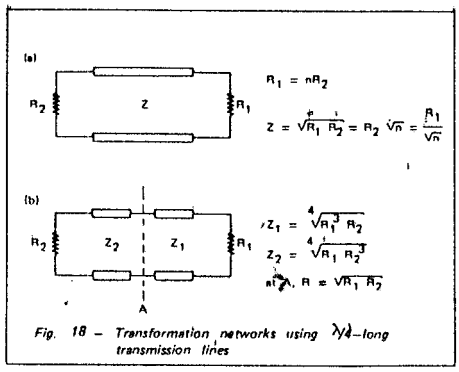


Fig. 18 – Transformation networks using $\lambda/4$–long transmission lines

A compensation network can be realized using a $\lambda/2$-long transmission line.

Figures 19 and 20 show the selectivity curves for different transformation ratios and section numbers.

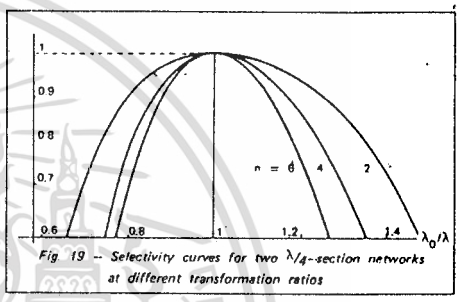


Fig. 19 – Selectivity curves for two $\lambda/4$-section networks at different transformation ratios

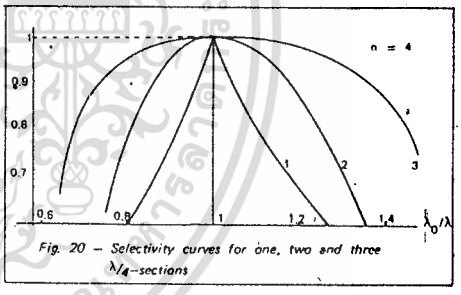


Fig. 20 – Selectivity curves for one, two and three $\lambda/4$–sections

Exponential lines

Exponential lines have largely frequency independent transformation properties.

The characteristic impedance of such lines varies exponentially with their length l:

$$Z = Z_o \cdot e^{kl}$$

where k is a constant,
but these properties are preserved only if k is small.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.1.5 Broadband matching using band-pass filter type networks. High Q case.

The above circuits are applicable to devices having low input or output Q, if broadband matching is required. Generally, if the impedances to be matched can be represented for instance by a resistor R in series with an inductor L (sometimes a capacitor C) within the band of interest and if L is sufficiently low, the latter can be incorporated into the first inductor of the matching network. This is also valid if the representation consists of a shunt combination of a resistor and a reactance

Practically this is feasible for Q's around one or two. For higher Q's or for input impedances consisting of a series or parallel resonant circuit (see Fig. 2), as it appears to be for large bandwidths, a different treatment must be followed.

Let us first recall that, as shown by Bode and Fano (Ref. (7) and (8)), limitations exist on the impedance matching of a complex load. In the example of Figure 21, the load to be matched consists of a capacitor C and a resistor R in shunt.

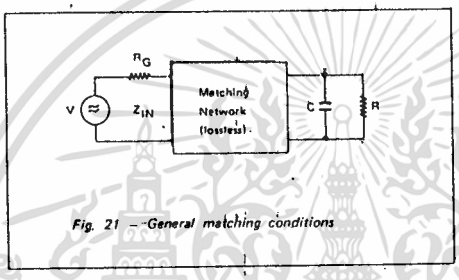


Fig. 21 – General matching conditions

The reflection coefficient between transformed load and generator is equal to:

$$\Gamma = \frac{Z_{IN} - R_g}{Z_{IN} + R_g}$$

$\Gamma = 0$, perfect matching,

$\Gamma = 1$, total reflection.

The ratio of reflected to incident power is:

$$\frac{Pr}{Pi} = |\Gamma|^2$$

The fundamental limitation on the matching takes the form:

$$\int_{\omega=0}^{\infty} \ln\left(\frac{1}{|\Gamma|}\right) d\omega \leq \frac{\pi}{RC}$$ Bode equation

and is represented in Figure 22.

The meaning of Bode equation is that the area S under the curve cannot be greater than $\frac{\pi}{RC}$ and therefore, if matching is required over a certain bandwidth, this can only be done at the expense of less power transfer within the band. Thus, power

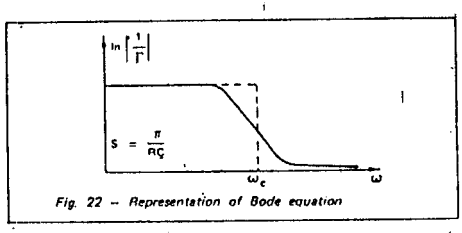


Fig. 22 – Representation of Bode equation

transfer and bandwidth appear as interchangeable quantities.

It is evident that the best utilization of the area S is obtained when $|\Gamma|$ is kept constant over the desired band ω_c and made equal to 1 over the rest of the spectrum. Then $|\Gamma| = e^{-\frac{\pi}{\omega_c RC}}$ within the band and no power transfer happens outside.

A network fulfilling this requirement cannot be obtained in practice as an infinite number of reactive elements would be necessary.

If the attenuation a is plotted versus the frequency for practical cases, one may expect to have curves like the ones shown in Figure 23 for a low-pass filter having Tchebyscheff character.

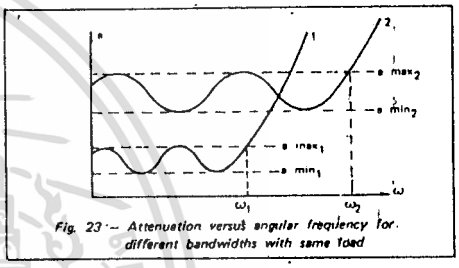


Fig. 23 – Attenuation versus angular frequency for different bandwidths with same load

For a given complex load, an extension of the bandwidth from ω_1 to ω_2 is possible only with a simultaneous increase of the attenuation a. This is especially noticeable for Q's exceeding one or two (see Figure 24).

Thus, devices having relatively high input Q's are useable for broadband operation, provided the consequent higher attenuation or reflection introduced is acceptable.

The general shape of the average insertion losses or attenuation a (neglecting the ripple) of a low-pass impedance matching network is represented in Figure 24 as a function of 1/Q for different numbers of network elements n (ref. (3)).

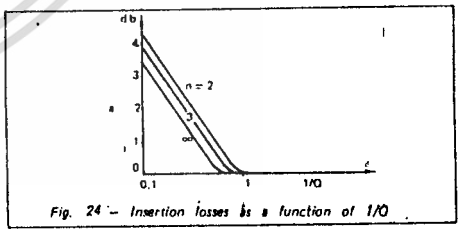


Fig. 24 – Insertion losses as a function of 1/Q

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

For a given Q and given ripple, the attenuation decreases if the number n of the network elements increases. But above n = 4, the improvement is small.

For a given attenuation a and bandwidth, the larger n the smaller the ripple.

For a given attenuation and ripple, the larger n the larger the bandwidth.

Computations show that for Q < 1 and n < 3 the attenuation is below 0.1 db approximately. The impedance transformation ratio is not free here. The network is a true low-pass filter. For a given load, the optimum generator impedance will result from the computation.

Before impedance transformation is introduced, a conversion of the low-pass prototype into a band-pass filter type network must be made. Figure 25 summarizes the main relations for this conversion.

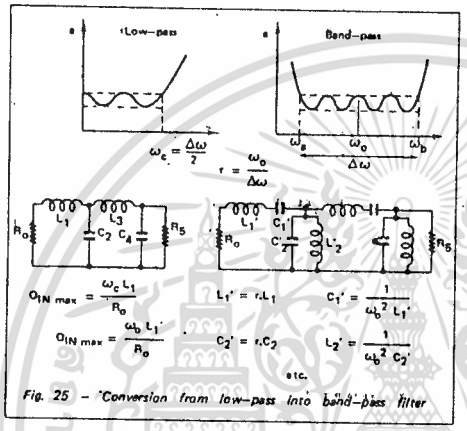


Fig. 25 – Conversion from low-pass into band-pass filter

r is the conversion factor.

For the band-pass filter, Q_{IN} max or the maximum possible input Q of a device to be matched, has been increased by the factor r (from Figure 25, $Q'_{IN\ max} = r.Q_{IN\ max}$).

Impedance inverters will be used for impedance transformation. These networks are suitable for insertion into a band-pass filter without affecting the transmission characteristics.

Figure 26 shows four impedance inverters. It will be noticed that one of the reactances is negative and must be combined in the band-pass network with a reactance of at least equal positive value. Insertion of the inverter can be made at any convenient place (Ref. (3) and (9)).

When using the band-pass filter for matching the input impedance of a transistor, reactances L'_1 C'_1 should be made to resonate at ω_o by addition of a convenient series reactance.

As stated above, the series combination of Ro, L'_1 and C'_1 normally constitutes the equivalent input network of a transistor when considered over a large bandwidth. This is a good approximation up to about 500 MHz.

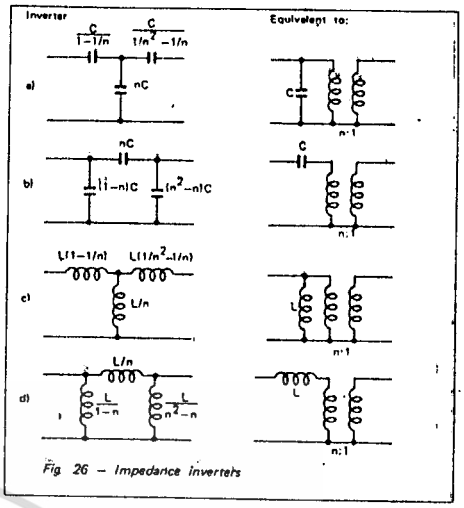


Fig. 26 – Impedance inverters

In practice the normal procedure for using a band-pass filter type matching network will be the following:

(1) For a given bandwidth, center frequency and input impedance of a device to be matched e.g. to 50 ohms, first determine Q_{IN}' from the data sheet as $\frac{\omega_o L'_1}{R_o}$ after having eventually added a series reactor for centering,

(2) Convert the equivalent circuit $R_o L_1'$ C_1' into a low-pass prototype R_o L_1 and calculate Q_{IN} using the formulas of Figure 25,

(3) Determine the other reactance values from tables (Ref. (3)) for the desired bandwidth,

(4) Convert the element values found by step (3) into series or parallel resonant circuit parameters,

(5) Insert the impedance inverter in any convenient place.

In the above discussions, the gain roll-off has not been taken into account. This is of normal use for moderate bandwidths (30% for ex.). However, several methods can be employed to obtain a constant gain within the band despite the intrinsic gain decrease of a transistor with frequency.

Tables have been computed elsewhere (Ref. (10)) for matching networks approximating 6 db/octave attenuation versus frequency.

Another method consists in using the above mentioned network and then to add a compensation circuit as shown for example in Figure 27.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

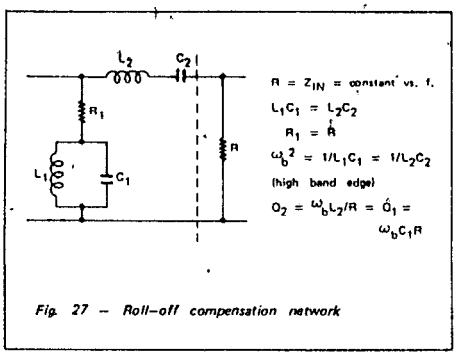


Fig. 27 – Roll-off compensation network

Resonance ω_b is placed at the high edge of the frequency band. Choosing Q correctly, roll-off can be made 6 db/octave.

The response of the circuit shown in Figure 27 is expressed by:

$$\frac{1}{1 + Q^2 \left(\frac{\omega}{\omega_b} - \frac{\omega_b}{\omega}\right)^2} \quad \text{where } \omega < \omega_b$$

This must be equal to $\frac{\omega}{\omega_b}$ for 6db/octave compensation.

At the other band edge a, exact compensation can be obtained if:

$$Q = \frac{\left(\frac{\omega_b}{\omega_a}\right)^2 - 1}{\frac{\omega_a}{\omega_b} - \left(\frac{\omega_b}{\omega_a}\right)^2}$$

4.1.6 Line Transformers

The broadband properties of line transformers make them very useful in the design of broadband impedance matching networks (Ref. (11) and (12)).

A very common form is shown by Figure 28. This is a 4:1 impedance transformer. Other transformation ratios like 9 : 1 or 16 : 1 are also often used but will not be considered here.

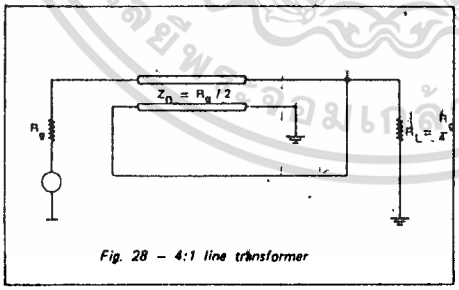


Fig. 28 – 4:1 line transformer

The high frequency cut-off is determined by the length of line which is usually chosen smaller than λ min/8. Short lines extend the high frequency performance.

The low frequency cut-off is determined first by the length of line, long lines extending the low frequency performance of the transformer. Low frequency cut-off is also improved by a high even mode impedance, which can be achieved by the use of ferrite material. With matched ends, no power is coupled through the ferrite which cannot saturate.

For matched impedances, the high frequency attenuation a of the 4 : 1 transformer is given by:

$$a = \frac{(1+3\cos 2\pi l/\lambda)^2 + 4\sin^2 2\pi l/\lambda}{4(1+\cos 2\pi l/\lambda)^2}$$

For $l = \lambda/4$, $a = 1.25$ or 1 db ; for $l = \lambda/2$, $a = \infty$

The characteristic impedance of the line transformer must be equal to:

$$Zo = \sqrt{Rg.R}$$

Figures 29 and 30 show two different realizations of 4 : 1 transformers for a 50 to 12.5 ohm-transformation designed for the band 118-136 MHz.

The transformers are made of two printed circuit boards or two ribbons stuck together and connected as shown in Figures 29 and 30.

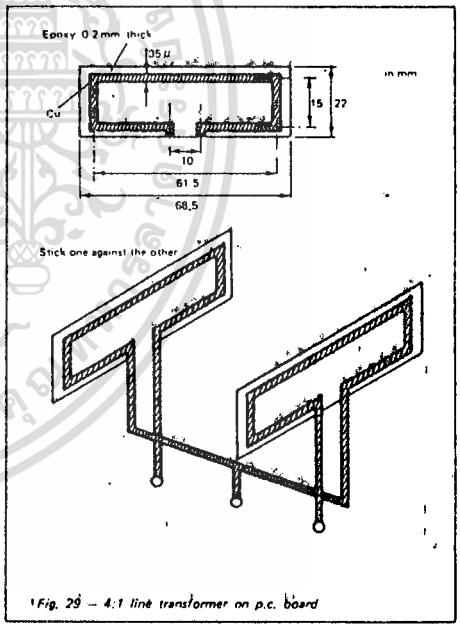
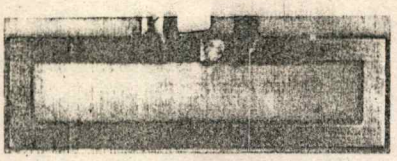


Fig. 29 – 4:1 line transformer on p.c. board

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Line transformer on p.c. board (Fig. 29)

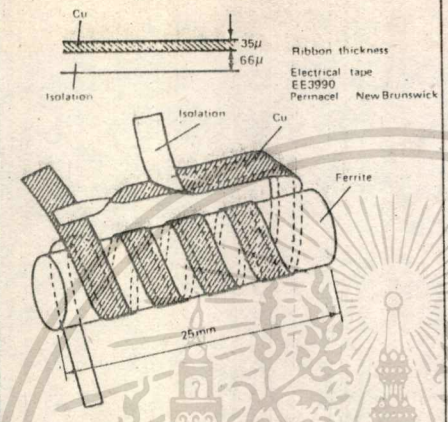
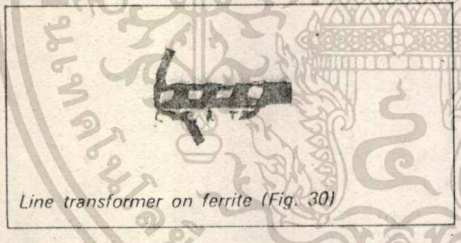


Fig. 30 – 4:1 copper ribbon line transformer with ferrite



Line transformer on ferrite (Fig. 30)

4.2 GRAPHIC DESIGN

The common method of graphic design makes use of the Impedance-Admittance Chart (Smith Chart).

It is applicable to all ladder-type networks as encountered in matching circuits.

Matching is supposed to be realized by the successive algebraic addition of reactances (or susceptances) to a given start impedance (or admittance) until another end impedance (or admittance) is reached.

Impedance chart and admittance chart can be superimposed and used alternatively due to the fact that an immittance point, defined by its reflection coefficient Γ with respect to a reference, is common to the Z-chart and the Y-chart, both being representations in the Γ-plane.

$$\Gamma = \frac{Z - R_s}{Z + R_s} = \gamma_r + i\gamma_i$$

$$\Gamma = \frac{G_s - Y}{G_s + Y} \qquad R_s = \frac{1}{G_s} = \text{Characteristic impedance of the line}$$

More precisely, the Z-chart is a plot in the Γ-plane, while the Y-chart is a plot in the $-\Gamma$-plane. The change from the Γ to $-\Gamma$-plane is accounted for in the construction rules given below.

Figure 31 and 32 show the representation of normalized Z and Y respectively, in the Γ-plane.

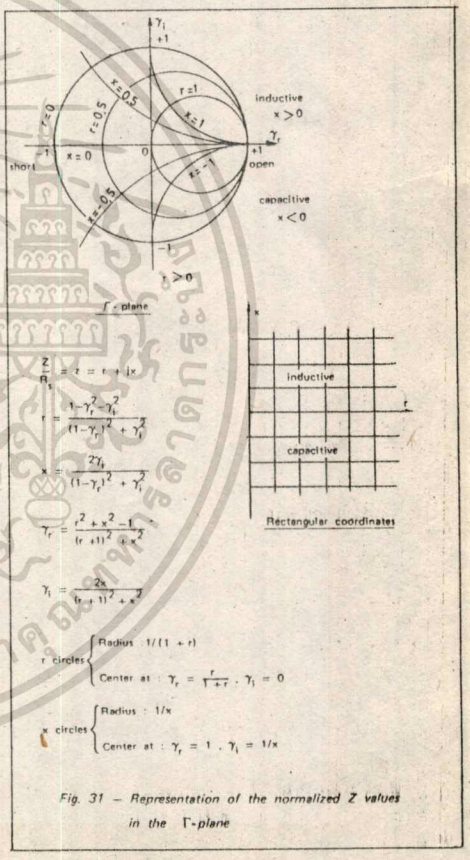


Fig. 31 – Representation of the normalized Z values in the Γ-plane

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

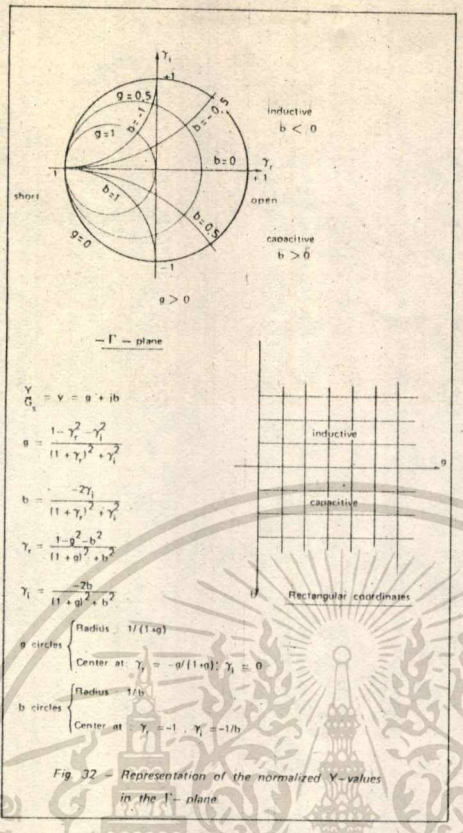


Fig. 32 – Representation of the normalized Y-values in the Γ – plane

Addition of	Chart to be used	Direction	Using curve of constant
series R	Z	open (in terms of admittance)	x
series G	Y	short (in terms of admittance)	b
series C $(+\frac{1}{j\omega C})$	Z	ccw	r
shunt C $(+j\omega C)$	Y	cw	g
series L $(+j\omega L)$	Z	cw	r
shunt L $(+\frac{1}{j\omega L})$	Y	ccw	g

Secondly, one must choose the operating Q of the circuit, which is also related to the bandwidth. Q can be defined at each circuit node as the ratio of the reactive part to the real part of the impedance at that node. The Q of the circuit, which is normally referred to, is the highest value found along the path.

Constant Q curves can be superimposed to the charts and used in conjunction with them. In the Γ -plane, Q-curves are circles with a radius equal to $\sqrt{1+\frac{1}{Q^2}}$ and a center at the point $\pm\frac{1}{Q}$ on the imaginary axis, which is expressed by:

$$Q = \frac{x}{r} = \frac{2\gamma_i}{1-\gamma_r^2-\gamma_i^2} \qquad \gamma_r^2 + (\gamma_i + \frac{1}{Q})^2 = 1 + \frac{1}{Q^2}$$

17

The Z-chart is used for the algebraic addition of series reactances. The Y-chart is used for the algebraic addition of shunt reactances.

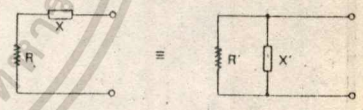
For the practical use of the charts, it is convenient to make the design on transparent paper and then place it on a usual Smith-chart of impedance type (for example). For the addition of a series reactor, the chart will be placed with "short" to the left. For the addition of a shunt reactor, it will be rotated by 180° with "short" (always in terms of impedance) to the right.

The following design rules apply. They can very easily be found by thinking of the more familiar Z and Y representation in reactangular coordinates.

For joining two impedance points, there are a infinity of solutions. Therefore, one must first decide on the number of reactances that will constitute the matching network. This number is related essentially to the desired bandwidth and the transformation ratio.

The use of the charts will be illustrated with the help of an example.

The following series shunt conversion rules also apply:



$$R = \frac{R'}{1+\frac{R'^2}{X'^2}} \qquad G' = \frac{1}{R'} = \frac{R}{R^2+X^2}$$

$$X = \frac{X'}{1+\frac{X'^2}{R'^2}} \qquad -B' = \frac{1}{X'} = \frac{X}{R^2+X^2}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

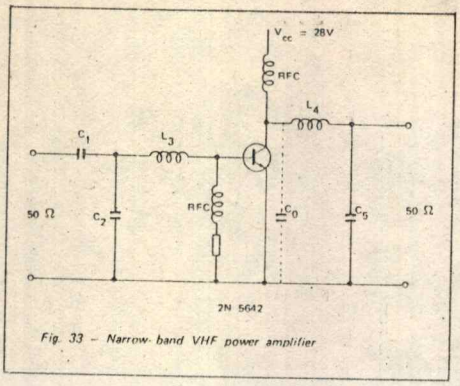


Fig. 33 – Narrow-band VHF power amplifier

Figure 33 shows the schematic of an amplifier using the 2N5642 RF power transistor. Matching has to be achieved at 175 MHz, on a narrow band basis.

The rated output power for the device in question is 20 W at 175 MHz and 28 V collector supply. The input impedance at these conditions is equal to 2.6 ohms in parallel with 200 pF (see data Sheet). This converts to a resistance of 1.94 ohms in series with a reactance of 1.1 ohm.

The collector load must be equal to:

$$\frac{[\,Vcc - Vce\,(sat)\,]^2}{2 \times P_{out}} \text{ or } \frac{(28-3)^2}{40} = 15.6 \text{ ohms.}$$

The collector capacitance given by the data sheet is 40 pF, corresponding to a capacitive reactance of 22.7 ohms.

The output impedance seen by the collector to insure the required output power and cancel out the collector capacitance must be equal to a resistance of 15.6 ohms in parallel with an inductance of 22.7 ohms. This is equivalent to a resistance of 10.6 ohms in series with an inductance of 7.3 ohms.

The input Q is equal to, 1.1/1.94 or 0.57 while the output Q is 7.3/10.6 or 0.69.

It is seen that around this frequency, the device has good broadband capabilities. Nevertheless, the matching circuit will be designed here for a narrow band application and the effective Q will be determined by the circuit itself not by the device.

Figure 34 shows the normalized impedances (to 50 ohms).

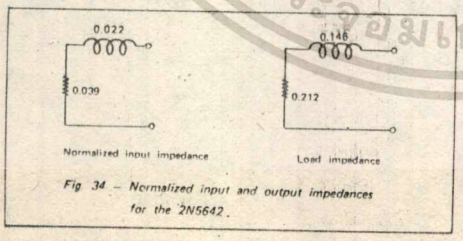


Fig. 34 – Normalized input and output impedances for the 2N5642.

Figure 35 shows the diagram used for the graphic design of the input matching circuit. The circuit Q must be larger than about 5 in this case and has been chosen equal to 10. At Q = 5, C_1 would be infinite. The addition of a finite value of C_1 increases the circuit Q and therefore the selectivity. The normalized values between brackets in the Figure are admittances (g + jb).

At f = 175MHz, the following results are obtained:

$$\omega L_3 = 50x_3 = 50\,(0.39 - 0.022) = 18.5 \text{ ohms} \qquad \therefore L_3 = 16.8 \text{ nH}$$

$$\omega C_2 = \frac{1}{50} b_2 = \frac{1}{50}\,(2.5 - 0.42) = 0.0416 \text{ mhos} \qquad \therefore C_2 = 37.8 \text{ pF}$$

$$\frac{1}{\omega C_1} = 50x_1 = 50 \,.\, 1.75 = 87.5 \text{ ohms} \qquad \therefore C_1 = 10.4 \text{ pF}$$

Figure 36 shows the diagram for the output circuit, designed in a similar way.

Here, the results are (f = 175MHz) :

$$\omega L_4 = 50.x_4 = 50\,.\,(0.4 + 0.146) = 27.3 \text{ ohms} \qquad \therefore L_4 = 24.8 \text{ nH}$$

$$\omega C_5 = \frac{1}{50} b_5 = \frac{1}{50}\,.\,1.9 = 0.038 \text{ mhos} \qquad \therefore C_5 = 34.5 \text{ pF}$$

The circuit Q at the output is equal to 1.9.

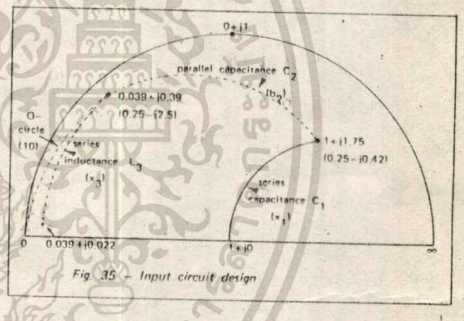


Fig. 35 – Input circuit design

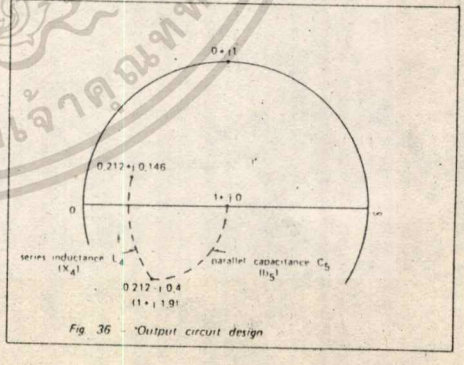


Fig. 36 – Output circuit design

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

The selectivity of a matching circuit can also be determined graphically by changing the x or b values according to a chosen frequency change. The diagram will give the VSWR and the attenuation can be computed.

The graphic method is also useful for conversion from a lumped circuit design into a stripline design. The immittance circles will now have their centres on the 1 + jo point.

At low impedance levels (large circles), the difference between lumped and distributed elements is small.

5. PRACTICAL EXAMPLE

The example shown refers to a broadband amplifier stage using a 2N 6083 for operation in the VHF-band 118-136 MHz. The 2N 6083 is a 12.5 V-device and, since amplitude modulation is used at these transmission frequencies, that choice supposes low level modulation associated with a feedback system for distortion compensation.

Line transformers will be used at the input and output. Therefore the matching circuits will reduce to two-reactance networks, due to the relatively low impedance transformation ratio required.

5.1 DEVICE CHARACTERISTICS

Input impedance of the 2N 6083 at 125 MHz:

$$R_p = 0.9 \text{ ohms}$$

$$C_p = -390 \text{ pF}$$

Rated output power:

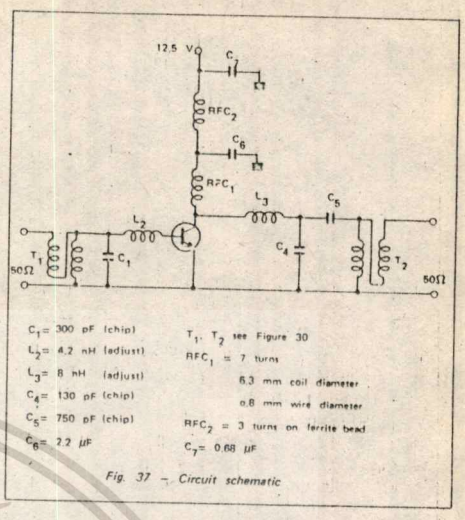
30W for 8W input at 175MHz. From the data sheet it appears that at 125MHz, 30W output will be achieved with about 4W input.

Output impedance:

$$\frac{[V_{cc} - V_{ce\,(sat)}]^2}{2 \times P_{out}} = \frac{100}{60} = 1.67 \text{ ohms}$$

C_{out} = 180 pF at 125 MHz

5.2 CIRCUIT SCHEMATIC



C_1 = 300 pF (chip)
L_2 = 4.2 nH (adjust)
L_3 = 8 nH (adjust)
C_4 = 130 pF (chip)
C_5 = 750 pF (chip)
C_6 = 2.2 μF

T_1, T_2 see Figure 30
RFC_1 = 7 turns
6.3 mm coil diameter
0.8 mm wire diameter
RFC_2 = 3 turns on ferrite bead
C_7 = 0.68 μF

Fig. 37 – Circuit schematic

5.3 TEST RESULTS

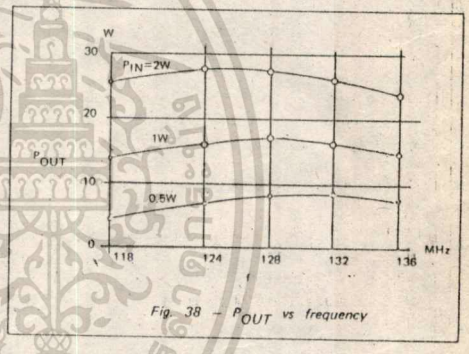


Fig. 38 – P_{OUT} vs frequency

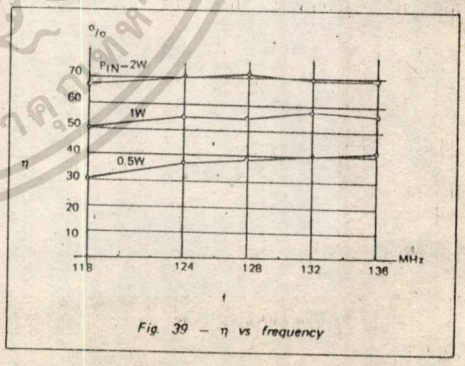


Fig. 39 – η vs frequency

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

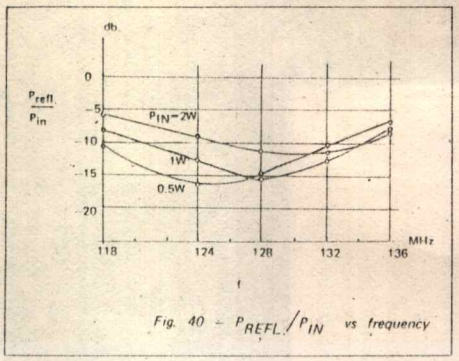
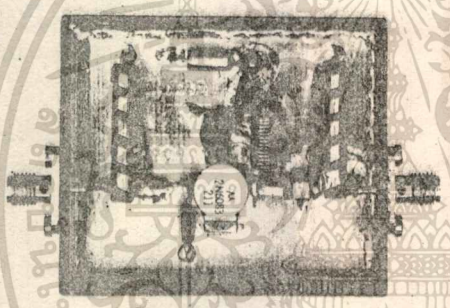


Fig. 40 – $P_{REFL.}/P_{IN}$ vs frequency



118-136 MHz amplifier (see Fig. 37) before coil adjustment.

Acknowledgements:

The author is indebted to Mr. T. O'Neal for the fruitful discussions held with him. Mr. O'Neal designed the circuit shown in Figure 37; Mr. J. Hennet constructed and tested the lab model.

6. LITERATURE

1. Motorola Application Note AN-282 A "Systemizing RF Power Amplifier Design"

2. W. E. Everitt and G. E. Anner
"Communication Engineering"
McGraw-Hill Book Company, Inc.

3. G. L. Matthaei, L. Young, E. M. T. Jones
"Microwave Filters, Impedance-Matching Networks and Coupling Structures"
McGraw-Hill Book Company, Inc.

4. G. L. Matthaei
"Tables of Chebyshew Impedance-Transforming Networks of Low-Pass Filter Form"
Proc. IEEE, August 1964

5. Motorola Application Note AN-267
"Matching Network Designs with Computer Solutions"

6. E. G. Cristal
"Tables of Maximally Flat Impedance-Transforming Networks of Low-Pass-Filter Form"
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques
Vol. MTT 13, No 5, September 1965
Correspondence

7. H. W. Bode
"Network Analysis and Feedback Amplifier Design"
D. Van Nostrand Co., N.Y.

8. R. M. Fano
"Theoretical limitations on the Broadband Matching of Arbitrary Impedances"
Journal of Franklin Institute, January-February 1950

9. J. H. Horwitz
"Design Wideband UHF-Power Amplifiers"
Electronic Design 11, May 24, 1969

10. O. Pitzalis, R. A. Gilson
"Tables of Impedance Matching Networks which Approximate Prescribed Attenuation Versus Frequency Slopes"
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques
Vol. MTT-19, No 4, April 1971

11. C. L. Ruthroff
"Some Broadband Transformers"
Proc. IRE, August 1959

12. H. H. Meinke
"Theorie der H. F. Schaltungen"
München, Oldenburg 1951

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้