



UHF AMPLIFIER CH-22



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
ภาควิชาเทคนิคอุตสาหกรรม
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2534

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญาานิพนธ์ ปีการศึกษา 2534

เรื่อง UHF AMPLIFIER

ผู้จัดทำ

นาย ประสงค์ พลายแก้ว
นาย ประสิทธิ์พร พิสุทธิบุลวงค์
นาย รั้งสรรค์ จันทน์กะพ้อ
นาย สมเกียรติ วิศิษฐ์ศักดิ์วาสิน

อาจารย์ที่ปรึกษา อ.สมภพ แก้วมีชัย



..... ประธานกรรมการ

..... กรรมการ

..... กรรมการ

..... กรรมการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทคัดย่อ

โครงการเรื่อง UHF AMPLIFIER มีวัตถุประสงค์เพื่อสร้างเครื่องขยายในย่านความถี่ ULTRA HIGH FREQUENCY โดยโครงการนี้จะแบ่งเป็นสองส่วนคือ ทฤษฎีและส่วนปฏิบัติการ ส่วนทฤษฎีประกอบด้วย ทฤษฎีของวงจรที่รวมเป็นเครื่องขยายรวมทั้งการออกแบบวงจรอิเล็กทรอนิกส์ ได้รวมอยู่ในปริิมาณฉบับนี้

ส่วนการ ปฏิบัติการได้อาศัยแนวทาง ทฤษฎีมาช่วยให้ การปฏิบัติงานถูกต้องโดยการสร้างให้มีขนาดกำลัง 10 W ช่วงกว้างความถี่ 8 MHz (Bandwidth 8 MHz) และให้ออกอากาศในย่านความถี่ การกระจายเสียงของ โทรทัศน์ ช่อง 22 (channel 22) ของระบบ CCIR ซึ่งมี ความถี่ในช่วงตั้งแต่ 478 - 486 MHz

Abstract

The purpose of UHF AMPLIFIER Project is building the amplifier in ULTRA HIGH FREQUENCY range. This project is separated in 2 part by theory of each circuit and performance part.

The theory part CONSIST OF Amplifier circuit theory and electronic circuit design in this project.

The performance part used the theory for reference. The POWER of UHF AMPLIFIER is 10 watts, Bandwidth 8 MHz to Radiate on channel 22 of CCIR TV (478 - 486 MHz).

คำนำ

ปัจจุบันนี้ระบบสื่อสารได้มีการพัฒนาก้าวหน้าอย่างรวดเร็ว สามารถติดต่อข่าวสารจากที่หนึ่งไปยังอีกที่หนึ่ง เช่น การติดต่อระหว่างจังหวัด ระหว่างประเทศและระหว่างทวีป ได้อย่างรวดเร็ว ทันท่วงทีต่อเหตุการณ์ที่เกิดขึ้น สิ่งต่างๆ เหล่านี้ ล้วนอาศัยระบบการสื่อสารที่ทันสมัยเช่น ระบบไมโครเวฟ (MICRO WAVE SYSTEM) ระบบสื่อสารดาวเทียม (SATTELITE SYSTEM) และระบบการติดต่อกันโดย วิทยุ (RADIO) โทรทัศน์ (TELEVETION) โทรศัพท์ (TELEPHONE) โทรเลข (TELEGRAPH) และระบบอื่นๆ อีกมากมาย

การสื่อสารทางด้านโทรทัศน์ เป็นหนึ่งของระบบสื่อสารที่ใช้ประโยชน์มากอยู่ในทุกวันนี้ ปัจจุบันโทรทัศน์ได้ถูกนำไปใช้ในการส่งกระจายภาพและเสียง เพื่อให้ความรู้และความบันเทิง นอกจากนี้ยังนำไปใช้ในการติดต่อข่าวสาร โดยใช้ร่วมกับอุปกรณ์การสื่อสารอื่น เช่น โทรทัศน์ โทรศัพท์ โทรเลขอัตโนมัติ และอื่นๆ อีกมาก ในการสื่อสารทางด้านโทรทัศน์ สิ่งที่สำคัญที่สุดก็คือ เครื่องส่งโทรทัศน์ ในประเทศไทยมีสถานีส่งสัญญาณโทรทัศน์อยู่หลายแห่งทั่วประเทศ ทุกจังหวัดสามารถใช้เครื่องรับโทรทัศน์ รับสัญญาณโทรทัศน์จากสถานีส่งที่อยู่ ใกล้ได้ซึ่งสถานีส่งโทรทัศน์เหล่านี้ต้องสั่งซื้อ เครื่องส่งสัญญาณโทรทัศน์จากต่างประเทศในราคาที่สูงมาก นอกจากนี้ทาง สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ก็ต้องใช้เครื่องส่งโทรทัศน์มาเป็นอุปกรณ์ เพื่อใช้ในการศึกษาถึง ระบบเครื่องส่งโทรทัศน์ และ ใช้เครื่องส่งโทรทัศน์ ส่งกระจายภาพและเสียงในงานพิเศษต่างๆ เช่น งานพระจอมเกล้านิทรรศน์ งานพระราชทานปริญญาบัตร ของมหาวิทยาลัยต่างๆ ดังนั้น โครงการงาน UHF AMPLIFIER จึงได้เกิดขึ้น

กิติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ได้สำเร็จลุล่วงตามวัตถุประสงค์ เพราะได้รับการช่วยเหลือจากท่านอาจารย์หลายท่านด้วยกัน คือ 1.อาจารย์ สมภพ แก้วมีชัย ซึ่งได้ริเริ่มและให้คำปรึกษาทั้ง ทางด้านเทคนิค และเรื่องทั่วไป ตลอดจนช่วยจัดหาเครื่องมือที่จำเป็นกับโครงการนี้ 2.อาจารย์ ประดิษฐ์ วิชระพิบูลย์ ซึ่งได้กรุณาออกหนังสือจากทางภาควิชาในการติดต่อ กับบริษัทภายนอกซึ่งทำให้ได้รับความสะดวกในการติดต่อหาซื้ออุปกรณ์ อีกทั้งกรุณาให้ยืมเครื่องมือในการทดลองและตรวจสอบผลงาน 3.อาจารย์ ดร. อาจง ชุ่มสาธ ฌ อุษุขษา ที่ได้กรุณาผลิต ISOLATOR เพื่อใช้ในโครงการนี้ ตลอดจนท่านอาจารย์ในคณะวิศวกรรมศาสตร์ ท่านอื่นๆที่ให้คำปรึกษาซึ่งมิได้กล่าวชื่อนามในที่นี้ ทำนนี้ขอขอบพระคุณเจ้าหน้าที่ภาควิชาเทคนิคอุตสาหกรรม ที่กรุณาให้ความสะดวก ในการติดต่อทั่วไป คณะผู้จัดทำจึงขอขอบพระคุณท่านผู้มีพระคุณมา ณ ที่นี้ด้วย.

คณะผู้จัดทำ.

สารบัญ

บทที่	เรื่อง	หน้า
1	ระบบการสื่อสารย่านความถี่ UHF	1
	-ตัวรบกวน (NOISE) ในระบบสื่อสาร	1
2	ทฤษฎี ต่างๆ ที่เป็นประโยชน์ต่อโครงงาน	3
	-ตัวลดทอน (ATTENNATOR)	3
	-MICROSTRIP TRANSMISSION LINE	6
	-การออกแบบวงจรขยายย่านความถี่สูง	12
	-S PARAMETER	13
	-การออกแบบ RF Amplifier โดยใช้ S PARAMETER	18
	-เสถียรภาพของวงจขยาย	22
	-การออกแบบสำหรับอุปกรณ์ที่มีแบนด์วิดท์ไม่เสถียรภาพ	24
	-วงจรกรองความถี่ (B.P.F circuit)	26
	-ISOLATOR	27
	-การชดเชยความถี่	29
	-การสร้าง INDUCTOR	31
3	รายละเอียดเกี่ยวกับอุปกรณ์ที่ใช้ในโครงงาน	33
	-รายการอุปกรณ์	33
	-specification of UHF Amp. 147B - R และรายละเอียด อุปกรณ์ที่ใช้ในโครงงาน	35
	-ลายแผ่นทองแดงของโครงงาน	38
	-ขนาดและ ผลการทดสอบ ISOLATOR	40
	-คุณสมบัติของ TRANSISTOR	48
4	การทำงานของวงจรและผลการทดลอง	49
ภาคผนวก		54
	-International TV systems	
	-ISOLATOR ในย่านต่างๆ	
หนังสืออ้างอิง		59

บทนำ

โครงการ UHF AMPLIFIER มีจุดประสงค์ที่จะสร้างเครื่องส่ง
โทรทัศน์ให้ออกอากาศในย่านความถี่การกระจายเสียงของโทรทัศน์ channel 22
ของระบบ CCIR มี bandwidth ตั้งแต่ 478-486 MHz ซึ่งมีมาตรฐาน
ในการส่งโดยมีความถี่คลื่นพาห์ของภาพเท่ากับ 479.25 MHz และความถี่คลื่น
พาห์ของเสียงเท่ากับ 484.75 MHz ซึ่งการส่งออกอากาศจะใช้ความถี่นี้เลย
และมี output levels VIDEO 10 W. และ AUDIO 2 W. สัญญาณภาพและ
เสียง มีช่วงความถี่กว้างถึง 5.5 MHz โดยการสร้างวงจรจึงเป็น การสร้าง
ตามต้นแบบ และหาอุปกรณ์ที่ใช้ให้ใกล้เคียงกับต้นแบบ และได้ดำเนินงานไปถึงขั้น
ศึกษาระบบต่างๆ ตลอดจนการเตรียมการ และออกแบบ ในที่นี้เราได้นำเครื่อง
ส่ง Model 147B-R เฉพาะส่วนของ UHF AMPLIFIER มาเป็นต้นแบบ

โครงการ UHF AMPLIFIER นี้ได้เกิดขึ้นจากดำริของอ.สมภพ แก้วมีชัย
ที่ต้องการจะส่งสัญญาณภาพ ในย่าน UHF ที่ channel 22 เพื่อใช้ในโครงการ
ส่งสัญญาณภาพจาก สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ไปสู่
ประชาชน และเพื่อการศึกษา พัฒนา วิจัย ระบบโทรทัศน์ของประเทศไทยต่อไป

ระบบการสื่อสารย่านความถี่ UHF

ความหมายของ UHF

นักวิทยาศาสตร์ได้มีการแบ่งคลื่นวิทยุตลอดทุกความถี่ในสเปกตรัมของความถี่ ออกเป็นช่องๆ อย่างต่อเนื่องและมีการกำหนดชื่อให้แก่ช่องของความถี่เหล่านั้น ดังเช่น

VUF (VERY HIGH FREQUENCY) อยู่ในช่องความถี่ 30-300 MHz

UHF (ULTRA HIGH FREQUENCY) อยู่ในช่องความถี่ 300-3000 MHz

SHF (SUPPER HIGH FREQUENCY) อยู่ในช่องความถี่ 3000-30000 MHz

ความสัมพันธ์ระหว่าง noise และความต้องการในการสื่อสารความถี่สูง การทำงานของอุปกรณ์หรือระบบสื่อสาร ต่างมีขอบเขตในการทำงาน โดยขึ้น อยู่กับระดับของ noise และ interference ที่เกิดจากแหล่งกำเนิดอื่นๆ ที่ส่งผล ให้มารบกวนต่อระบบสื่อสารเป็นตัวกำหนด เป็นที่แน่นอนแล้วว่าระบบสื่อสารหนึ่งๆ ย่อมได้รับการรบกวนจากภายนอก แต่ระบบสื่อสารยังใช้งานได้ หากระดับของสัญญาณรบกวนอยู่ในระดับที่ไม่ทำให้ระบบสื่อสารต้องสูญเสียความถูกต้อง หรือชัดเจนลงในระดับที่ต่ำกว่ามาตรฐานทั้งนี้มีการกำหนด ระดับสัญญาณรบกวนที่ยอมให้เกิดขึ้นได้มากที่สุดในรูปแบบ signal to noise ratio

NOISE ในประเภทต่างๆ ในระบบสื่อสาร

1. atmospheric noise อันได้แก่ noise ที่เกิดจากการเคลื่อนที่ของประจุในบรรยากาศซึ่งหมายถึง ปรากฏการณ์ฟ้าผ่า ระดับของ noise จะเป็น function กับความถี่ที่เกิดขึ้น เนื่องจากเคลื่อนที่ของประจุ โดยปกติแล้วการเคลื่อนที่ของประจุจะทำให้เกิดความถี่โดยเฉลี่ย 10 MHz และค่า noise ชนิดนี้จะลดลงเมื่อความถี่สูงขึ้นและลดลงอย่างรวดเร็วที่ความถี่ 50 MHz และมากกว่า

2. man made noise เป็น noise ที่เกิดจากเปิดระบบหรืออุปกรณ์ไฟฟ้า noise ประเภทนี้จะมีค่าลดลงเมื่อความถี่สูงขึ้น ประมาณ 100 - 200 MHz และที่ระดับสูงขึ้นไป noise ชนิดนี้จะมีค่าคงที่ที่ระดับต่ำ

3. receiver noise จะมีค่าเพิ่มขึ้นเมื่อความถี่เพิ่มขึ้น ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับอุปกรณ์หรือระดับสื่อสารที่ใช้

จากตัวอย่างของ noise ทั้งสามประเภทที่กล่าวมาพบว่า อุปกรณ์หรือระบบสื่อ

สารมีประสิทธิภาพในการส่งและรับที่ต่ำลง เมื่อระบบมีการใช้งานที่ความถี่สูง ทั้งนี้ เพราะการลดลงของ noise นั้นเอง

เหตุที่มีการพัฒนาระบบสื่อสาร UHF เพราะในช่วงหลังสงครามมีการพัฒนาไปมาก มีการใช้ความถี่วิทยุทุกความถี่อย่างเต็มที่ ในขณะที่ยังมีความต้องการมีใช้คลื่นวิทยุในการส่ง โทรทัศน์ หรือ ระบบ FM ดังนั้นจึงจำเป็นต้องขยายการใช้งานของคลื่นวิทยุให้กว้างออกไปอีกที่ความถี่สูงขึ้น ในปัจจุบันการสื่อสารย่านความถี่ UHF มีการใช้งานอย่างกว้างขวาง ทั้งในราชการทหาร ในงานเอกชน เช่น การส่งโทรทัศน์ ในระบบ UHF ซึ่งทำให้สามารถส่งสัญญาณภาพที่มี bandwidth กว้างขึ้น ทำให้มีสีดีขึ้น



บทที่ 2

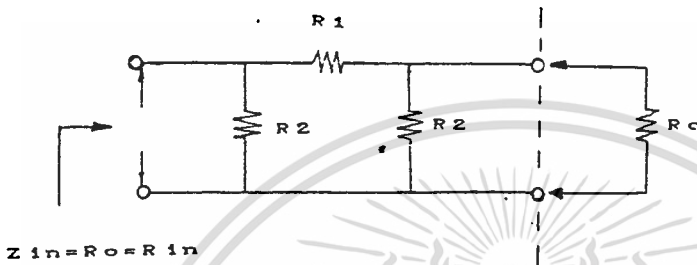
ทฤษฎี ต่างๆ ที่เป็นประโยชน์ต่อโครงการงาน

ATTENUATOR

PURPOSE

1. FOR MATCHING IMPEDANCE.
2. MAKE ATTENUATOR.

FROM THIS ATTENUATOR CIRCUIT IS π - TYPE.



FROM THE CIRCUIT

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{R_o // R_2}{R_o // (R_2 + R_1)}$$

$$= \frac{R_o \cdot R_2}{R_o + R_2}$$

$$= \frac{R_o \cdot R_2}{R_o + R_2 + R_1} \quad \text{----- 1)}$$

GIVE 1)

$$= A$$

$$= 1 + \frac{R_1 (R_o + R_2)}{R_o \cdot R_2}$$

$$= 1 + \frac{R_o \cdot R_1}{R_o \cdot R_2} + \frac{R_1 \cdot R_2}{R_o \cdot R_2}$$

$$= 1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{R_1}{R_o} \quad \text{----- (2)}$$

$$R_{in} = R_o = R_2 // (R_1 + (R_o // R_2)) \quad \text{--- (3)}$$

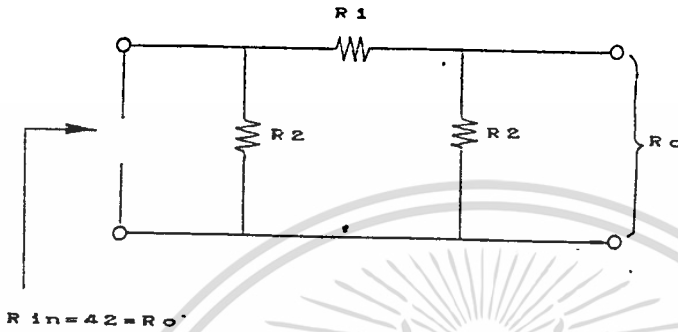
$$\therefore R_o = R_2 \left[\frac{R_1 + \frac{R_o \cdot R_2}{R_o + R_2}}{R_1 + R_2 + \frac{R_o \cdot R_2}{R_o + R_2}} \right]$$

$$R_o = R_2 \cdot \sqrt{\frac{R_1}{R_1 + 2R_2}} \quad \text{----- 4)}$$

NORMALLY OF ATTENUATOR $V_{in} > V_{out}$

GIVE $A = 3 \text{ dB}$

FIND OUT R_1 R_2 AT BELOW CIRCUIT.



FROM 2) AND 4)

$$R_1 = \left[\frac{A^2 - 1}{2A} \right] R_o \quad \text{----- 5)}$$

$$R_2 = \left[\frac{A + 1}{A - 1} \right] R_o \quad \text{----- 6)}$$

GIVE $A = 3 \text{ dB}$

FROM FORMULAR $20 \log \frac{V_1}{V_2} = 3 \text{ dB}$

$$10^{3/10} = A = \frac{V_1}{V_2} = 1.41$$

$$R_1 = \left[\frac{1.41^2 - 1}{2 (1.41)} \right] R_o$$

$$= 17.51 \quad \text{OHMS}$$

$$R_o = 50 \quad \text{OHMS}$$

$$\begin{aligned}
 \text{FROM} \quad R_2 &= \left(\frac{A + 1}{A - 1} \right) R_0 \\
 &= \left(\frac{1.41 + 1}{1.41 - 1} \right) \times 50 \\
 &= 293.9 \quad \text{ohms} \\
 \text{AND ORIGINAL CCT USED} &= 300 \quad \text{ohms}
 \end{aligned}$$



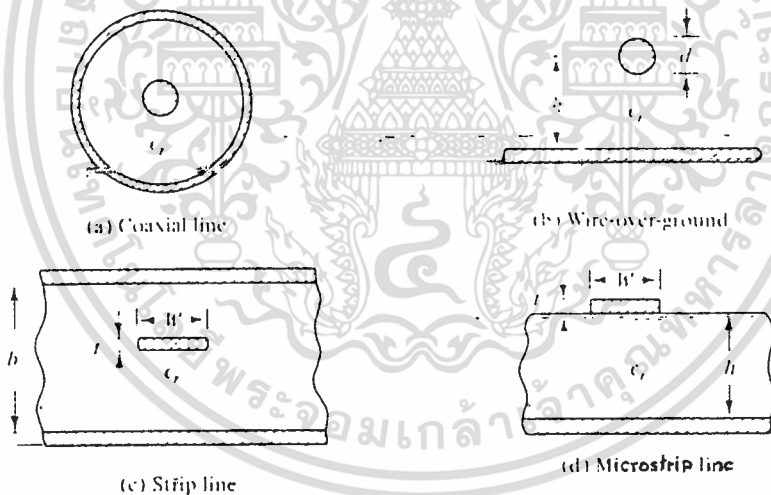
MICROSTRIP TRANSMISSION LINES

วงจรมิคโครเวฟที่ใช้ใน microstrip lines โดยทั่วไปจะทำจาก โครงสร้างที่เป็นแผ่น ในช่วงปี คศ. 1965 อุปกรณ์ไมโครเวฟจะใช้ coaxial, wave guide, stripline circuit ยิ่งในช่วงนี้ microstrip lines นำไป ใช้ในอุปกรณ์ solid state ซึ่งมีขนาดเล็กจึงสามารถใส่เข้าไปได้ในอุปกรณ์ ขนาดเล็กๆ

MODE ของ microstrip คือ quasi - transverse electric and magnetic (tem) และ radiation loss เป็นปัญหาหนึ่งของ microstrip ซึ่งเกิดจากมุมของมัน ส่วนที่ลัดวงจรอาจป้องกันได้โดยใช้วัสดุที่เป็น dielectric มีค่าสูงๆจะป้องกัน radiation loss ได้

CHARACTERISTIC IMPEDANCE OF MICROSTRIP LINES

จากรูปที่ 2.1 แสดงรูปของสายนำสัญญาณในรูปแบบทั่วไป เพื่อเปรียบ เทียบให้เห็นโครงสร้างที่แตกต่าง



รูปที่ 2.1

จากรูป 7-1-1b) จะได้สมการคุณสมบัติ impedance ของเส้นลวดอยู่เหนือกราวด์

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \frac{4h}{d} \quad (\text{สำหรับ } h > d)$$

ϵ_r = relative dielectric constant

E_r = relative dielectric constant

h = ระยะห่างระหว่าง จุดศูนย์กลางของเส้นลวดถึงกราวด์

d = เส้นผ่าศูนย์กลางของเส้นลวด

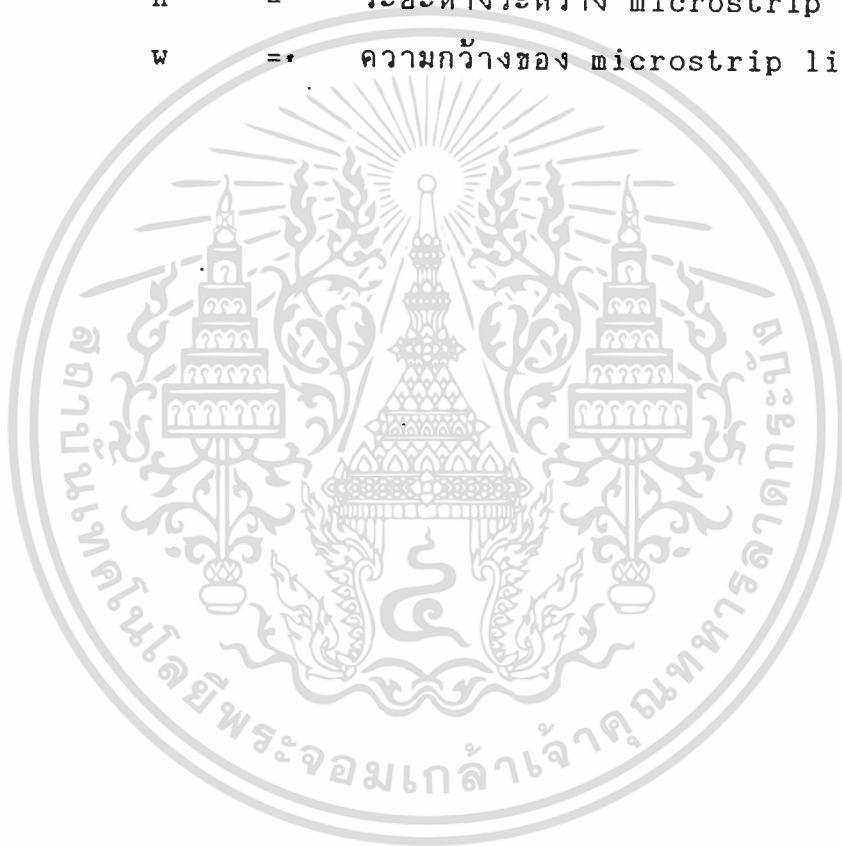
จากรูป 7-1-1c) จะได้สมการคุณสมบัติความต้านทานดังนี้

$$Z_0 = \frac{h}{w} \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} = \frac{377}{\sqrt{E_r}} \left(\frac{h}{w} \right) \quad \text{สำหรับ } w > h \text{ มากๆ}$$

E_r = relative dielectric constant ของเนื้อวัสดุที่ใช้ทำ board

h = ระยะห่างระหว่าง microstrip ถึง กราวด์

w = ความกว้างของ microstrip lines





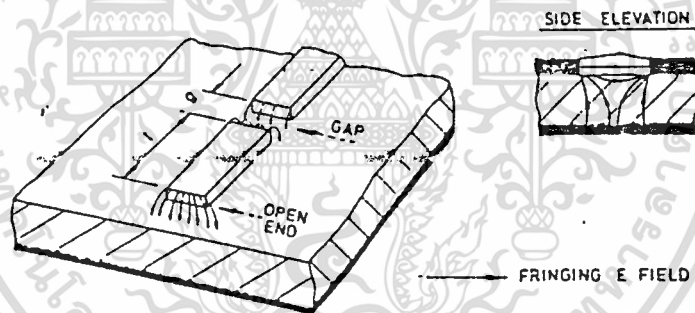
รูปแบบโครงสร้างต่างๆ ของ MICROSRIIP ที่ทำให้เกิดค่า L C

ในหลายๆกรณีไม่ว่าจะเป็น WAVE GUIDE COAXIAL LINE หรือ โครงสร้างอื่นๆ จะต้องมีโครงสร้างที่ไม่เป็นแนวเส้นตรงเสมอไปจะต้องมีส่วนโค้งต่างๆ และในแผ่นปรินต์เซอ์กิตก็เช่นกันจะต้องมีส่วนโค้งต่างๆ ด้วย ซึ่ง ส่วนโค้งของ ปรินต์เซอ์กิตหรือส่วนที่ถูก openct ใกล้เคียงมากๆ ก็จะทำให้เกิดค่า L และ C ได้ซึ่งแม้จะมีค่าน้อยมาก(ส่วนมาก <0.1 pf และ <0.1 mh) แต่จะมีผลกับความถี่สูงๆ ดังจะยกตัวอย่างดังต่อไปนี้ 1).The fore shortened open circuit โดยใช้ค่า CAPACITANCE NETWORK อาศัยหลักการดังนี้

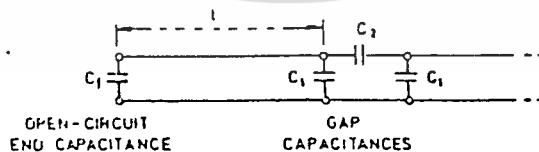
ก. พลังงานแม่เหล็กไฟฟ้าจะกระจายจาก ส่วนปลายของการ OPEN CIRCUIT

ข. ค่า C เกิดจากแผ่นplate บนและล่าง

ค. ถ้า GAP ของ strip น้อยมาก wave จะสามารถ coupling ได้เช่นเดียวกับ capacitor



(a) Physical open circuits



(b) Equivalent networks

รูปที่ 2.2

ซึ่งจะได้ C เกิดขึ้นมา 1 ค่าโดยใช้การ open cct ที่ส่วนปลาย และช่องว่าง g ทำให้เกิดค่า C_2

2. THE Series Coupling Gap เพื่อให้ Gap เป็นค่า C coupling
 หมายเหตุ การออกแบบนี้ได้จดสิทธิบัตรเมื่อ ปี 1972 IEEE โดย silvester & benedek

3. The Right Angled Bend or Corner โดยโครงสร้างเป็นมุม 90 องศาของสายวงจรถึงจะได้ EQUIVALENCE CCT เป็นดังรูปที่ 2.3

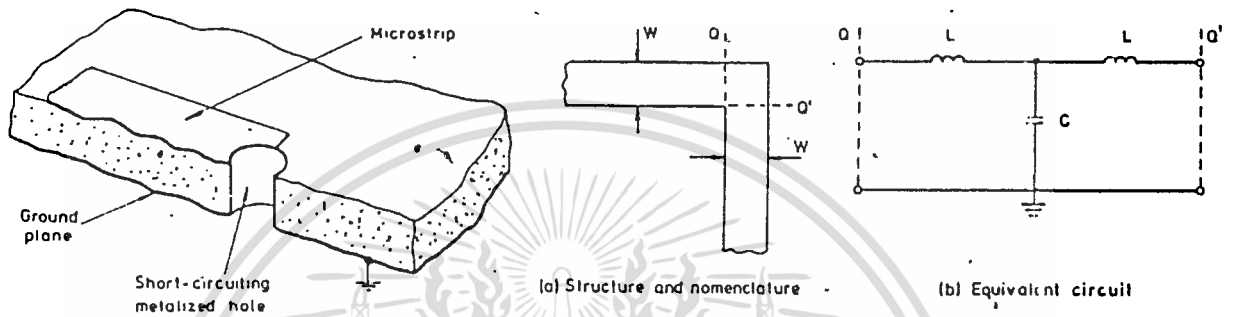


Fig. A shunt metallized hole which may form a short circuit in a microstrip line

Fig. Right-angled microstrip bend. (© 1973 IEEE. Reprinted, with permission, from Silvester and Benedek¹³)

รูปที่ 2.3

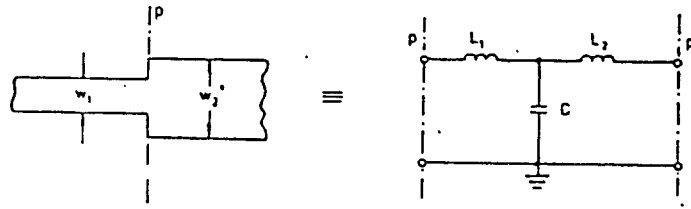
ϵ = permittivity of material

W = ความกว้าง (width) และ h = ความหนาของ strip

$$\text{ค่า } C \text{ หาได้จาก } C/W = \frac{(14 \epsilon + 12.5)w/h - (1.83 \epsilon - 2.25)}{\sqrt{w/h}} \text{ Pf/m}$$

เมื่อ ratio ของความกว้างและความหนาของ strip น้อยกว่า 1 ($w/h < 1$) และหา C ได้จาก ratio ของความกว้างและความหนาของ strip มากกว่า 1 ($w/h > 1$) ส่วน L ได้ดังนี้ $L/h = 100(4 w/h - 4.21) \text{ Mh/m}$
 หมายเหตุ การออกแบบนี้ได้จดสิทธิบัตรเมื่อ ปี 1973 IEEE

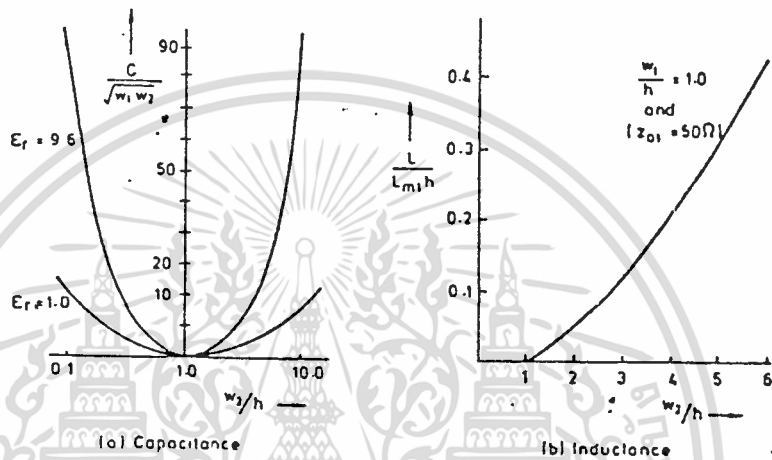
4) STEP Change in WIDTH (IMPEDANCE STEP) เมื่อกรณีที่เราจำเป็นต้องมีการเปลี่ยนแปลงความกว้างของสายวงจรถึงหลายที่เรา ไม่สามารถหลีกเลี่ยงได้ ดังรูปที่ 2.4



(a) Structure and nomenclature

(b) Equivalent circuit

Fig. 5.10 Structure and equivalent circuit of the symmetrical microstrip step (change in width). (© 1972 IEEE. Reprinted, with permission, from Benedek and Silvester¹¹)



รูปที่ 2.4

สำหรับ Inductance เป็น Inductance ต่อหน่วยความยาว ซึ่งจะให้ผลดังนี้
 $L/h = 40.5(w1/w2 - 1.00) - 75w1/w2 + 0.2 (w1/w2 - 10)^2$ Mh/m
 และ capacitor จะสามารถคำนวณได้ดังนี้

- สำหรับ $\chi < 10$; $1.5 < w2/w1 < 3.5$

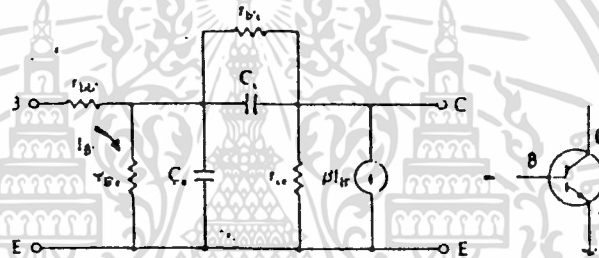
$$C/w1.w2 = (10.1 \log \chi + 2.33)w2/w1 - (12.6 \log \chi - 3.17) \text{ PF/m}$$

- สำหรับ $\chi = 9.6$; $3.5 < w2/w1 < 10$

$$C/w1.w2 = 130 \log (w2/w1) - 44 \text{ pf/m}$$

AMPLIFIER DESIGN

การออกแบบ AMPLIFIER ที่ทำงานในความถี่ระดับ RADIO FREQUENCY นี้ TRANSISTOR ที่ใช้ในวงจร AMPLIFIER จะเป็นอุปกรณ์แบบ (IMPERFECT DEVICE) ซึ่งทำให้คุณสมบัติของอุปกรณ์แปรผันตามความถี่ ดังนั้นการวิเคราะห์วงจรเสมือนของ TRANSISTOR อันได้แก่ INPUT OUTPUT FEEDBACK และ GAIN ล้วนเป็นคุณสมบัติที่ควร แก่การพิจารณาทั้งนี้รวมทั้ง การศึกษาการออกแบบวงจร AMPLIFIER โดยอาศัย S PARAMETER ที่ถูกกำหนดมาใน DATA SHEET วงจรเสมือนของ TRANSISTOR เมื่อใช้งานในย่านความถี่สูง เราสามารถเขียนวงจรเสมือนของ TRANSISTOR ในรูปของตัวต้านทานและตัวเก็บประจุอินดักเตอร์เมื่อทำงานที่ระดับความถี่ RADIO FREQUENCY จึงสามารถอธิบายคุณสมบัติของ TRANSISTOR ดังรูป -- ซึ่งอยู่ในรูปแบบ COMMON EMITTER และรู้จักในชื่อว่า HYBRID = TT MODEL



รูปที่ 2.5 วงจรเสมือนของ TRANSISTOR แบบ COMMON EMITTER

r_{bb} - BASE SPREADING RESISTANCE เป็นความต้านทานที่เกิดที่ขั้วของขา BASE หรือ ที่หน้าสัมผัสของสารกึ่งตัวนำของ BASE - ค่านี้จะอยู่ในหน่วย OHMS TRANSISTOR ยิ่งมีขนาดเล็ก ค่านี้จะยิ่งมาก

r_{be} - INPUT RESISTANCE เป็นความต้านทานที่รอยต่อระหว่าง BASE และ EMITTER เมื่อ TRANSISTOR อยู่ในสถานะ FORWARD BIAS จะมีค่าประมาณ 1000 OHMS

r_{bc} - FEEDBACK RESISTANCE เป็นความต้านทานที่มีค่ามาก (ประมาณ 5 MOHMS) เมื่อความต้านทานที่อยู่ระหว่างขา BASE และ EMITTER

r_{ce} - OUTPUT RESISTANCE เป็นค่าความต้านทานของ TRANSISTOR เมื่อมองจากขา COLLECTOR เข้าไปค่าความต้านทานนี้ประมาณ 100 K.

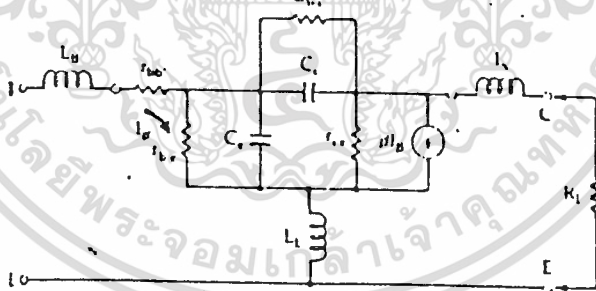
C_e - EMITTER DIFFUSION CAPACITANCE ซึ่งเป็นผลรวมของ EMITTER DIFFUSION CAPACITANCE และ EMITTER JUNCTION CAPACITANCE เป็น CAPACITANCE ที่เกิดขึ้นเนื่องจากคุณสมบัติทางฟิสิกส์ ของหน้าสัมผัสของสารกึ่งตัวนำและ เนื่องจาก JUNCTION CAPACITANCE มีขนาดเล็ก ดังนั้น C_e จึงเทียบเท่ากับ DIFFUSION CAPACITANCE มีค่าประมาณ 100 pF

C_c - FEEDBACK CAPACITANCE เป็นองค์ประกอบที่เกิดจากการ BIAS ย้อนกลับที่ขั้วสัมผัส ระหว่าง COLLECTOR และ BASE เมื่อความถี่เพิ่มขึ้นค่า C_c จะยังมีผลต่อการทำงานของ TRANSISTOR ปกติ C_c จะมีค่าประมาณ 3 pF

ดังแสดงในรูปที่ 2.5 จะมีแหล่งกำเนิดกระแส (CURRENT SOURCE) ขนาด BI_B โดยค่า B คือค่า SMALL SIGNAL AC CURRENT GAIN

ในขณะที่ I_B คือกระแสที่ไหลผ่าน V_{B-E} แหล่งกำเนิดกระแสที่ขา COLLECTOR แสดงว่ากระแสที่ COLLECTOR จะมีค่าไม่คงที่โดยขึ้นอยู่กับกระแสที่ไหลผ่าน BASE ซึ่งเท่ากับ β เท่าของ I_B

วงจรเสมือนรูปที่ 2.1 เป็นวงจรเสมือนที่เกิดจากสารกึ่งตัวนำที่ประกอบขึ้นเป็น TRANSISTOR เท่านั้นแต่โดยแท้แล้วเมื่อนำ TRANSISTOR มาใช้งานจำเป็นต้องมีสายมาต่อภายนอกและ ที่ความถี่สูงสายต่อขนาดสั้น ที่มาต่อก็จะมีคุณสมบัติ เป็น L ออกมาดังนั้นวงจรเสมือน TRANSISTOR จึงมีรูปดังรูปที่ 2.6



รูปที่ 2.6 แสดงวงจรเสมือนของ TRANSISTOR เมื่อรวมผลของสายต่อ

จากรูปที่ 2.5 และรูปที่ 2.6 แสดงว่าคุณสมบัติของ TRANSISTOR ที่ทำงานย่านความถี่สูงจะถูกแทนได้ด้วยอุปกรณ์ R, L และ C ที่ค่อนข้างยุ่งยากและ แสดงให้เห็นว่าย่านความถี่สูง เราจำเป็นต้องคำนึงถึงคุณสมบัติทางฟิสิกส์ขององค์ประกอบของ TRANSISTOR อย่างลึกซึ้ง

S PARAMETER

SCATTERING หรือ S PARAMETER เป็น PARAMETER ตัวสำคัญที่มักจะถูกกล่าว

หนด มากับ TRANSISTOR ที่ทำงานในย่านความถี่สูงเสมอเพื่อใช้ในการออกแบบวงจร S PARAMETER ถูกใช้อย่างแพร่หลายเนื่องจากง่ายต่อการวัดค่าและใช้งานมากกว่า Y PARAMETER นอกจากนี้ S PARAMETER ยังง่ายกว่าในการทำความเข้าใจ

ในขณะที่ Y PARAMETER ใช้กระแสและ VOLTAGE ทาง INPUT และ OUTPUT ในการกำหนดคุณลักษณะในการทำงานของวงจรโครงร่าง NETWORK แบบ 2 ขั้ว แต่ S PARAMETER กับใช้ค่า NORMALIZED ของคลื่นตกกระทบ (INCIDENT) และคลื่นสะท้อนกลับ (REFLECTED)

เพื่อที่จะทำความเข้าใจหลักการของ S PARAMETER จำเป็นที่จะต้องทำความเข้าใจทฤษฎีของสายส่งบางประการ

พิจารณาตามรูปที่ 2.7 VOLTAGE กระแสและกำลังงานจะถูกส่งผ่านจาก SOURCE IMPEDANCE (Z_s) ไป LOAD (Z_L) ซึ่งจะถูกพิจารณาในรูปของคลื่นตกกระทบและคลื่นสะท้อน กับที่เคลื่อนที่ในทิศทางตรงกันข้าม ภายในสายส่งที่มี CHARACTERISTIC IMPEDANCE (Z_0) ถ้าหาก LOAD IMPEDANCE (Z_L) เท่ากับ Z_0 ภายในสายส่งจะไม่มีคลื่นสะท้อนกลับทั้งนี้เพราะคลื่นตกกระทบทั้งหมดจะถูกดูดซึมด้วย LOAD ทั้งหมด แต่ถ้า Z_L ไม่เท่ากับ Z_0 แล้วคลื่นตกกระทบจะไม่ถูก LOAD ดูดซึมทั้งหมดดังนั้นบางส่วนของคลื่นตกกระทบจะย้อนกลับมวต้นกันวน (SOURCE) ใหม่เกิดเป็นคลื่นสะท้อนกลับของคลื่นระหว่าง LOAD และ SOURCE จนกว่าคลื่นจะ LOSS กระจายไปในสายส่งความน้อยของความ MISMATCH ระหว่าง Z_0 และ Z_L หรือ Z_s ขึ้นอยู่กับจำนวนคลื่นสะท้อนกลับ ของคลื่นตกกระทบ อัตราส่วนระหว่างคลื่นสะท้อนกลับและคลื่นตกกระทบ เรียกว่า REFLECTION COEFFICIENT ซึ่งเป็นค่าที่จัดวางเท่ากันได้ (MATCH) ของสายส่งและ TERMINATING IMPEDANCE REFLECTION COEFFICIENT (T) อยู่ในรูป COMPLEX

$$T = \text{REFLECTION COEFFICIENT}$$

$$= V_{REF} / V_{INC}$$

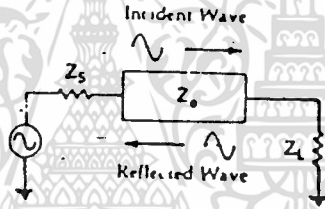
$$= \rho / \theta$$

$$(2.1)$$

$$V_{REF} = \text{REFLECTED VOLTAGE}$$

$$V_{INC} = \text{INCIDENT VOLTAGE}$$

REFLECTION COEFFICIENT จะมีค่าลดลงค่าความแตกต่างระหว่าง TERMINATING IMPEDANCES และ IMPEDANCES ของสายส่งมีค่าลดลงถ้า TERMINATING IMPEDANCES และ IMPEDANCE ของสายส่งเท่ากับ REFLECTION COEFFICIENT เท่ากับ 0 ถ้าหากปลวสทางของ LOAD เกิดไม่ได้ต่อ LOAD แล้วทำให้เกิดกรณี SHORT หรือ OPEN CIRCUIT ก็ดี กำลังไฟฟ้าที่ส่งจากแหล่งกำเนิดจะไม่ถูกดูดซึม โดยโหลดเลย ดังนั้น คลื่นตกกระทบทั้งหมดจะสะท้อนกลับหมด ค่า REFLECTION COEFFICIENT เท่ากับหนึ่ง เกิดกรณีเข้ากันไม่ได้อย่างสมบูรณ์ (PERFECT MISMATCH) ค่า REFLECTION COEFFICIENT จะแปรผันระหว่าง 0 และ 1 REFLECTION COEFFICIENT ที่มีค่ามากกว่า 1 นั้น แสดงว่า สัญญาณจากแหล่งกำเนิดไปถึงโหลดมีค่าน้อย กว่าสัญญาณที่ออกจากโหลด เพื่อมาแหล่งกำเนิดไปถึงโหลดมีค่าน้อยกว่าสัญญาณที่ออกจากโหลด เพื่อมาแหล่งกำเนิด นั้นแสดงว่า โหลดของเรามีแหล่งต้นกำเนิดพลังงานอยู่ด้วย ซึ่งเป็นไปได้ในกรณี OSCILLATOR และ AMPLIFIER ที่เกิดการ OSCILLATOR



รูปที่ 2.7 แสดงคลื่นตกกระทบและคลื่นสะท้อนกลับในสายส่ง

ค่า REFLECTION COEFFICIENT ของวงจรดังรูปที่ 2.8 แสดงได้ดังสมการ 2.2 หรือ 2.3

$$\Gamma = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad \text{----- (2.2)}$$

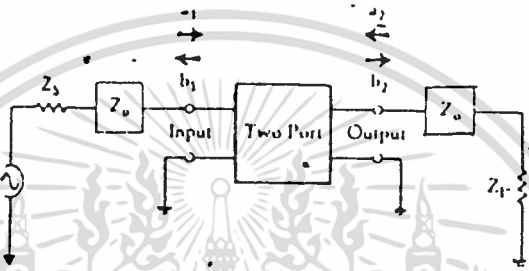
$$= \frac{Z_L / Z_0 - 1}{Z_L / Z_0 + 1}$$

$$= \frac{Z_A - 1}{Z_A + 1} \quad \text{----- (2.3)}$$

Z_A = NORMALIZED LOAD IMPEDANCE

สมการ 2.3 เป็นสมการในการสร้าง SMITH CHART ดังนั้นค่า T จึงสามารถเขียนค่าลงใน SMITH CHART ได้โดยตรงเลยและทำให้สามารถอ่านค่า T หลอดอิมพีแดนซ์จาก CHART ได้โดยตรงเลย โดยไม่ต้องคำนวณค่าจากสมการ 2.2 ในทำนองเดียวกับค่า T สามารถอ่านจาก CHART โดยตรงเมื่อกำหนดค่า Z_0 (การคำนวณค่า T และการใช้ SMITH CHART ในการคำนวณจะไม่กล่าวรายละเอียดในที่นี้) S PARAMETER ในวงจรตรงข้าม NETWORK 2 คู่สาย

จากวงจรรูปที่ 2.7 เมื่อพิจารณาในรูปวงจรตรงข้าม NETWORK 2 คู่สายจะเป็นไปดังรูปที่ 2.8



รูปที่ 2.8 พิจารณาคลื่นตกกระทบและคลื่นสะท้อนในวงจรตรงข้าม NETWORK 2 คู่สาย

การพิจารณาต่อไปในคลื่นตกกระทบ คือ คลื่นที่เคลื่อนที่ออกจากแหล่งกำเนิด
 1) คลื่นตกกระทบที่เคลื่อนที่ออกจาก แหล่งกำเนิดจะตกกระทบบน อุปกรณ์
 ในวงจร 2 คู่สายเป็นค่า a_1 โดยมีบางส่วนที่สะท้อนกลับ เป็นค่า b_1 และ
 มีบางส่วนเคลื่อนที่ผ่านเข้าไปในอุปกรณ์ของวงจร 2 คู่สาย

2) คลื่นที่เคลื่อนที่ผ่านเข้าไปใน อุปกรณ์ของวงจร 2 คู่สายจะเคลื่อนที่ไป
 จนถึงโหลดที่ต่ออยู่ทาง เอาท์พุทของวงจรสองคู่สาย และบางส่วนของคลื่นนี้จะสะท้อน
 ที่โหลดกลับไปเป็นคลื่นตกกระทบวงจรสองคู่สายทางด้านเอาท์พุทเป็นค่า a_2

3) คลื่นตกกระทบทางด้านเอาท์พุทของวงจร 2 คู่สาย บางส่วนจะสะท้อน
 กลับไปที่โหลดอีกเป็นค่า (b_2) ในขณะที่มีบางส่วนเคลื่อนที่ผ่านเข้าไป
 ในวงจร 2 คู่สายไปที่แหล่งกำเนิด

จากบทสรุปทั้ง 3 ข้อข้างต้นจะพบว่าคลื่นที่เคลื่อนที่ในวงจรรูปที่ 2.8 จะประกอบด้วยส่วนสำคัญ 2 ส่วนคือ

1) คลื่นที่เคลื่อนที่ออกจาก ขั้วเอาท์พุทของวงจร 2 คู่สาย ประกอบด้วย

บางส่วนของคลื่น a_2 ซึ่งสะท้อนกลับที่หัวเอาต์พุทของวงจร 2 คู่สายบวกกัน
 บางส่วนของคลื่นที่ เคลื่อนที่ผ่านเข้าไปในวงจร 2 คู่สาย

2) คลื่นที่เคลื่อนที่ออกจากหัวอินพุทของวงจร 2 คู่สาย ประกอบด้วยบางส่วนของคลื่น a_1 ซึ่งสะท้อนกลับที่หัวอินพุทของวงจร 2 คู่สาย บวกกับบางส่วนของคลื่น a_2 ที่เคลื่อนที่ผ่านเข้าไปในวงจร 2 คู่สาย

จากบทสรุปของคลื่นที่เคลื่อนที่ออกจากอินพุทและเอาต์พุทของวงจร 2 คู่สายนี้ สามารถเขียนค่า b_1, b_2 ในรูป a_1, a_2 ดังสมการ 2.4 และ 2.5

$$b_1 = S_{11} a_1 + S_{12} a_2 \quad (2.4)$$

$$b_2 = S_{21} a_1 + S_{22} a_2 \quad (2.5)$$

S_{11} = THE INPUT REFLECTION COEFFICIENT

S_{12} = THE REVERSE TRANSMISSION COEFFICIENT

S_{21} = THE FORWARD TRANSMISSION COEFFICIENT

S_{22} = THE OUTPUT REFLECTION COEFFICIENT

จากสมการ 2.4 ถ้า $a_2 = 0$

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2 = 0} \quad (2.6)$$

S_{11} = ผลหารระหว่างคลื่นสะท้อนกลับและคลื่นตกกระทบ ดังนั้นถ้า

พิจารณาจุดรวมค่าจลนศาสตร์ ก็คือ ค่า REFLECTION COEFFICIENT ที่อินพุท S_{11} สามารถเขียนลงบน SMITH CHART และสามารถอ่านค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ CHART โดยตรง

$$S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1 = 0} \quad (2.7)$$

S_{22} = REFLECTION COEFFICIENT ที่เอาต์พุทซึ่งเมื่อวาดลงบน SMITH CHART ก็จะสามารถอ่านค่าเอาต์พุท อิมพีแดนซ์ออกมาจาก CHART โดยตรง

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2 = 0} \quad (2.8)$$

$$S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1 = 0} \quad (2.9)$$

จากสมการ 2.6 ถึง 2.9 พบว่าค่า S PARAMETER หาได้เมื่อ a_1

หรือ a_2 เท่ากับศูนย์นั้นคือหากเราใช้ค่า Z_S และ Z_L เท่ากับ CHARACTERISTIC IMPEDANCE ของระบบที่ต้องการจัดแล้วคลื่นที่ตกกระทบ Z_S และ Z_L จะไม่ทำให้ ปรากฏคลื่นสะท้อนกลับเข้าสู่วงจรสองคู่สาย ดังจะเห็น ได้จากการหาค่า S_{11} ค่าที่จำเป็น ต้องใช้ คือสัญญาณอินพุตที่เข้าสู่วงจรสองคู่ สาย และสายสัญญาณสะท้อนกลับซึ่งเกิดจากสัญญาณ อินพุตจากแหล่งกำเนิด โดยตรงเท่านั้น แต่ในทางปฏิบัติจะมีคลื่นที่เกิดจากสัญญาณ a_2 บาง ส่วนที่ เคลื่อนที่ผ่านเข้ามาในวงจรสองคู่สายและมารวมกับ สัญญาณสะท้อนกลับซึ่ง เกิดจาก สัญญาณจากแหล่งกำเนิดโดยตรง ดังนั้นจะได้ค่า b_1 ที่ไม่ถูกต้อง ถ้าเราใช้ Z_L ที่เท่ากับ Z_0 แล้วจะไม่เกิด a^2 ขึ้น สัญญาณสะท้อนกลับที่อินพุตจะจัด ได้อย่างถูกต้องหาค่า S_{22} ก็เช่นกัน

ค่า S_{22} และ S_{12} ที่ปรากฏในสมการ 2.8 และ 2.9 คือค่า FORWARD และ REVERSE GAIN ตามลำดับ

การออกแบบ RF AMPLIFIER โดยใช้ S PARAMETER

TRANSISTOR ที่ทำงานในความถี่ RF มีการกำหนดคุณลักษณะโดยการใช้ S PARAMETER ด้วยค่า S PARAMETER นี้เราสามารถหาความไม่เสถียรภาพของระบบ (POTENTIAL INSTABILITY) ค่า GAIN ค่าสูงสุด (MAXIMUM AVAILABLE GAIN) อินพุต และเอาท์พุท อิมพีแดนซ์รวมทั้ง TRANSDUCER GAIN นอกจากนี้ยัง ใช้ประโยชน์ในการคำนวณค่า SOURCE และ LOAD IMPEDANCE ที่เหมาะสมที่สุด เมื่อการทำ CONJUGATE MATCHING หรือการเลือก SOURCE และ LOAD IMPEDANCE สำหรับ TRANSDUCER GAIN S PARAMETER เป็นค่าที่แปร ตามความถี่และระดับไบอัส ดังนั้นในการออกแบบจะ ต้องเลือก TRANSISTOR แล้วจึงเลือกจุดทำงานเสถียรภาพที่ต้องการ จากนั้นจึงกำหนดค่า S PARAMETER ณ ที่จุดทำงาน (จาก DATA SHEET) จากนั้นจึงคำนวณค่าต่างๆ ที่ ใช้ในการออกแบบ

STABILITY

เราสามารถหาค่า S PARAMETER ในการคำนวณความเสถียรภาพของ TRANSISTOR ในการใช้งานที่ความถี่ใดๆ เพื่อตรวจสอบดูสถานะความเป็นไปได้ที่ TRANSISTOR จะเกิดการ OSCILLATE อันเป็นสภาวะที่ควรหลีกเลี่ยง อย่างยิ่งในการออกแบบ AMPLIFIER

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขั้นแรก คำนวณค่า INTERMEDIATE QUANTITY D_s

$$D_s = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} \quad (2.10)$$

ขั้นสอง คำนวณค่า ROLLETT STABILITY FACTOR (K)

$$K = \frac{1 + |D_s|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2|S_{21}|/|S_{12}|} \quad (2.11)$$

ถ้าค่า K มากกว่า 1 อุปกรณ์จะอยู่ในสภาวะ UNCONDITIONALLY STABLE สำหรับ SOURCE และ LOAD IMPEDANCE ใดๆ ถ้า K มีค่าน้อยกว่า 1 อุปกรณ์อยู่ในสภาวะ POTENTIALLY UNSTABLE จะเกิดการ OSCILLATE อยู่เสมอในการเลือก LOAD IMPEDANCE และ SOURCE IMPEDANCE แต่ก็มีใช้ว่าเราจะไม่สามารถใช้ TRANSISTOR นั้นเพียงแต่ต้องมีการใช้อย่างระมัดระวังและยากต่อการใช้เท่านั้น ในกรณี K น้อยกว่า 1 ยังคงสามารถใช้งานได้โดย

- 1) เปลี่ยนจุดไบอัสทรานซิสเตอร์ใหม่
- 2) เลือกทรานซิสเตอร์ใหม่
- 3) ใช้วิธี STABILITY CIRCUITS

MAXIMUM AVAILABLE GAIN

เป็นค่า GAIN สูงสุดที่ทรานซิสเตอร์สามารถทำได้ในสภาวะ MATCHED เรียกว่า MAXIMUM AVAILABLE GAIN (MAG) ตอนแรกคำนวณค่า B_1 ก่อน

$$B_1 = \frac{1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |D_s|^2}{2|S_{21}|} \quad (2.12)$$

โดยที่ค่า D_s หาได้จากสมการ 2.10

$$MAG = 10 \log \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} + 10 \log \left[\frac{K \pm \sqrt{K^2 - 1}}{K} \right] \quad (2.13)$$

โดยที่ MAG อยู่ในหน่วย dB

K เป็น STABILITY FACTOR ที่คำนวณตามสมการ 2.11

เหตุที่จะต้องมีการคำนวณ B_1 ก่อนการคำนวณค่า MAG เพราะค่า B_1 เป็นตัวกำหนดเครื่องหมาย (+) ในสมการ 2.13 ถ้า B_1 มีค่าเป็นลบจะใช้เครื่องหมายลบในสมการ 2.13

ถ้า B_1 มีค่าเป็นบวกจะใช้เครื่องหมายลบในสมการ 2.13 และยังพบอีกว่า K จะต้องมีค่ามากกว่า 1 MAG จึงมีค่าได้หากน้อยกว่าหนึ่งค่า $K^2 - 1$ ในเครื่องหมายรากที่สองจะมีค่าลบ ซึ่งทำให้ MAG ไม่มีค่าไป

การทำ CONJUGATE MATCH (ในกรณีที่ทรานซิสเตอร์อยู่ในสภาวะ UNCONDITIONALLY STABLE) เมื่อ ทรานซิสเตอร์สามารถทำงาน ได้อย่างมีประสิทธิภาพในความถี่ที่เลือกใช้งาน ($K > 1$) ค่า GAIN ก็สามารถหาค่าได้แล้วขั้นตอนต่อไปต้องทำให้วงจรอยู่ ในสภาพ MATCH ให้ได้และสิ่งที่ต้องทำคือการคำนวณหาค่า LOAD และ SOURCE

REFLECTION COEFFICIENT ซึ่งจะเป็นตัวชั่งกำหนดค่า CONJUGATE MATCH ของอินพุทและเอาต์พุท อิมพีแดนซ์ ของระบบขึ้นอยู่กับโหลด และ SOURCE อิมพีแดนซ์ที่ทรานซิสเตอร์ มองเห็นด้วย ทั้งนี้เพราะค่า REVERSE GAIN (S_{12}) ของทรานซิสเตอร์นั่นเอง ถ้า $S_{12} = 0$ แล้วค่าโหลดและ SOURCE อิมพีแดนซ์ของภายนอกจะไม่มีผลต่อ อินพุทและ เอาต์พุท อิมพีแดนซ์ของทรานซิสเตอร์

ในการหา REFLECTION COEFFICIENT สำหรับ CONJUGATE MATCH ทำตามขั้นตอนดังนี้

$$C_2 = S_{22} - (D_S S_{11}^*) \quad (2.14)$$

S_{11}^* เป็นค่า COMPLEX CONJUGATE ของ S_{11}

$$B_2 = 1 + |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 - |D_S|^2 \quad (2.15)$$

ขนาดของ REFLECTION COEFFICIENT จะเป็นไปตามสมการ 2.16

$$|T_L| = B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4(C_2)_2} / 2/C_2 \quad (2.16)$$

~~สมการ 2.16 จะใช้เครื่องหมายบวกหรือลบขึ้นอยู่กับเครื่องหมายของ~~

หมายของ B_2 ส่วนมุมของ T_L จะมีมุมเป็นมุมลบของ C_2

ในสมการ 2.14 เมื่อได้ค่า T_L แล้วใช้ SMITH CHART ในการคำนวณ CONJUGATE MATCHING หรือใช้วิธีการคำนวณ IMPEDANCE MATCHING แบบแทนค่าสูตรก็ได้ ค่าที่ได้จะเป็น CONJUGATE MATCHING ทางอินพุท ค่าของ SOURCE REFLECTION COEFFICIENT จะเป็นไปตามสมการ 2.17

$$T_S = \frac{S_{11} + S_{12} S_{21} T_L}{-(T_L + S_{22}) - 1} \quad (2.17)$$

การคำนวณ CONJUGATE MATCHING ทางด้านเอาต์พุทก็เช่นเดียวกับของอินพุท สำหรับ เมื่อ $K < 1$ ก็ยังคงหาค่า T_L และ T_S เพื่อทำการ

CONJUGATE MATCHING

SMALL SIGNAL RF AMPLIFIER

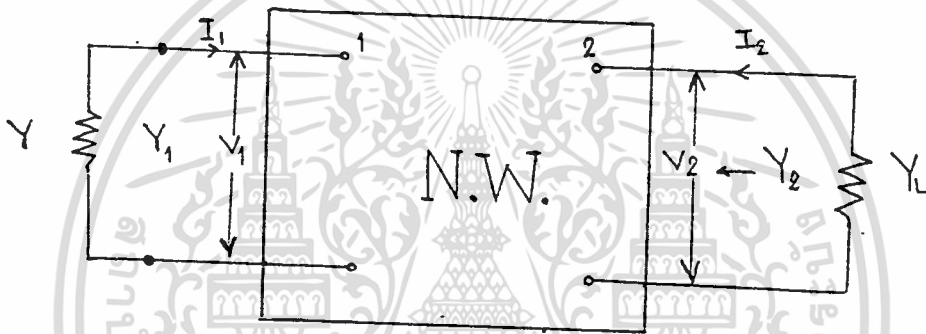
TWO - port แอดมิตแทนซ์พารามิเตอร์

ในย่านความถี่สูงอุปกรณ์พวกทรานซิสเตอร์หรือเฟ็ท มักจะบอกรายละเอียดต่างๆ ในรูปของแอดมิตแทนซ์ พารามิเตอร์ หรือ SCATTERING พารามิเตอร์ ในที่นี้จะพิจารณา เฉพาะถึงการออกแบบ วงจรขยายสัญญาณ จากแอดมิตแทนซ์พารามิเตอร์. เท่านั้น

จากรูปที่ 2.9 สามารถเขียนสมการได้ดังนี้

$$I_1 = V_1 Y_1 + V_2 Y_L = -V_1 Y_S \quad (2.18)$$

$$I_2 = V_1 Y_f + V_2 Y_o = -V_2 Y_L \quad (2.19)$$



รูปที่ 2.9 วงจร two - port network

โดยที่ Y_1, Y_f, Y_o, Y_S เป็นค่า SHORT - CIRCUIT แอดมิตแทนซ์พารามิเตอร์ของอุปกรณ์และ Y_2, Y_L เป็นค่าแอดมิตแทนซ์ของซอร์สและโหลดตามลำดับ

จากสมการ 2.19 สามารถหาค่าโวลท์เตจเกน (VOLTAGE GAIN) ได้ดังนี้

$$A_v = \frac{V_2}{V_1} = \frac{-Y_f}{Y_o + Y_L} \quad (2.20)$$

และจากสมการทั้งหมดข้างต้นสามารถหาเคอร์เรนท์เกน (CURRENT GAIN) ได้ดังนี้

$$A_i = \frac{I_2}{I_1} = \frac{Y_f Y_L}{\Delta Y + Y_1 Y_L} \quad (2.21)$$

ซึ่งค่า ΔY เป็นค่าคิเทอรั่มิแนนท์ของ Y ดังนี้

เพื่อที่จะหาค่าอินพุทแอดมิตแทนซ์ (INPUT ADMITTANCE) Y_1 ของเน็ทเวอร์คที่พอร์ท 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อหารสมการ 2.18 ด้วย V_1 แล้วแทนค่าจากสมการ 2.20 เข้าไปจะได้

$$Y_1 = \frac{I_1}{V_1} = Y_1 - \frac{Y_r Y_p}{Y_o + Y_1} \quad (2.22)$$

ค่าแอดมิตแทนซ์ ซึ่งมองกลับเข้ามาจากทางเอาต์พุทพอร์ทสามารถหาได้ ในทำนองเดียวกัน จาก 2.18 จะได้

$$\frac{V_1}{V_2} = \frac{-Y_r}{Y_1 + Y_o} \quad (2.23)$$

ถ้าหารสมการ 2.18 ด้วย V_2 แทนค่าจากสมการ 2.24 เข้าไปจะได้ค่าเอาต์พุท แอดมิตแทนซ์ ดังนี้

$$Y_2 = \frac{I_2}{V_2} = Y_o - \frac{Y_p Y_r}{Y_1 + Y_o} \quad (2.24)$$

เสถียรภาพของวงจรรขยาย

วงจรรขยายที่มีเสถียรภาพ (STABLE) คือวงจรรขยายที่มีไม่เกิดการออสซิลเลทที่ไม่ต้องการ วงจรรขยายใดๆ อาจเกิดการออสซิลเลทได้ ถ้าพลังงานบางส่วนจากเอาต์พุท ถูกป้อนกลับมายังอินพุทด้วยเฟส (PHASE) ที่เหมาะสม การคัปปลิง (COUPLING) จากเอาต์พุทมายังอินพุทเกิดจากค่าคาปาซิแทนซ์ภายในอุปกรณ์แอกทีฟ (ACTIVE DEVICE) นั้นเอง และจากอุปกรณ์ภายนอก เนื่องจากค่ารีแอคแตนซ์ (REACTANCE) ของเส้นพาดสายป้อนกลับจะลดลงเมื่อความถี่สูงขึ้น เพราะฉะนั้นวงจรรขยายในย่าน RF จึงมีแนวโน้มที่จะเกิดของออสซิลเลท มากกว่า วงจรรขยายในย่านความถี่เสียง

จุดประสงค์ในการออกแบบวงจรรขยาย RF AMPLIFIER คือการที่จะได้รับเกนมากที่สุดที่ระดับของการมี เสถียรภาพค่าหนึ่ง ซึ่งสามารถทำได้ถ้าทราบค่า Y พารามิเตอร์ของอุปกรณ์แอกทีฟ การวิเคราะห์โดยวิธีนี้สามารถประยุกต์ ใช้กับการออกแบบวงจรมิกเซอร์ได้ เช่นกัน

เสถียรภาพของอุปกรณ์

ค่าความเสถียรภาพของ อุปกรณ์แอกทีฟเป็นเรื่องสำคัญในการเลือกใช้อุปกรณ์ และในการออกแบบวงจรรขยาย ค่าเสถียรภาพของลินวิลล์ (LINVILL STABILITY FACTOR) เป็นการวัดเสถียรภาพของอุปกรณ์ภายใต้เงื่อนไขที่เลวร้ายที่สุดนั่นคือทั้งอินพุทและเอาต์พุทพอร์ทถูกเปิดวงจร ค่าเสถียรภาพของลินวิลล์สามารถหาได้

จากสมการ
$$\frac{\left| \begin{array}{cc} Y_f & Y_r \end{array} \right|}{2g_1 g_o - R_u (Y_f Y_r)} = C \quad (2.25)$$

ถ้า C น้อยกว่า 1 อุปกรณ์จะเสถียรภาพโดยปราศจากเงื่อนไข แต่ถ้า C มากกว่า 1 อุปกรณ์นั้นมีแนวโน้มที่จะไม่เสถียรภาพ โดยถ้าค่าชอร์สและโพลด์ที่ไม่เหมาะสมจะทำให้เกิดการออสซิลเลชันได้ RF ทรานซิสเตอร์และเพ็คจำนวนมากมีแนวโน้มที่จะไม่เสถียรภาพในช่วงความถี่ใดๆ ทั้งนี้เนื่องจากค่าพีดแบคคาปาซิแทนซ์ภายใน

เสถียรภาพของวงจร

การต่อค่าชอร์สและโพลด์ที่เหมาะสมให้กับอุปกรณ์แอกทีฟ จะช่วยทำให้เสถียรภาพของวงจรมายืดขึ้น สเตอร์น (STERN) ได้หาค่าเงื่อนไขของเสถียรภาพโดยคิดค่าแอดมิตแทนซ์ของชอร์สและโพลด์มาคำนวณด้วยพร้อมๆ กับค่าพารามิเตอร์ของอุปกรณ์ ค่าเสถียรภาพของสเตอร์นหาได้จากสมการ

$$K = \frac{2 (g_1 + G_u) (g_o + G_r)}{\left| \begin{array}{cc} Y_f & Y_r \end{array} \right| + R_u (Y_f Y_r)} \quad (2.25A)$$

โดยที่ค่า G_u และ G_r เป็นค่าจริง (คอนดักแตนซ์) ของ Y_u และ Y_r ตามลำดับ ถ้าค่า K มากกว่า 1 วงจรจะมีเสถียรภาพ

การไม่เสถียรภาพของวงจรมักจะเกิดจากความป้อนกลับผ่าน Y_{rf} ของอุปกรณ์แอกทีฟ หรือผ่าน Y_{rc} ของวงจรถือประกอบภายนอก จากสมการ 2.25 และ 2.25A แสดงให้เห็นวิธีต่างๆ ที่จะทำให้เกิดเสถียรภาพดังนี้

1. ถ้าเราต่อพีดแบคเน็ตเวอร์คโดยให้ค่า $Y_{rf} = -Y_{rc}$ จะทำให้ค่า Y_{rc} ซึ่งเป็นผลลัพธ์สุดท้ายมีค่าเท่ากับศูนย์ กรณีนี้วงจรมายืดขึ้นโดยไม่มีเงื่อนไข เนื่องจากไม่เกิดการป้อนกลับ วิธีนี้เรียกว่าการยูนิแลทเทอไรไลซ์ (UNILATERALIZED) แต่ถ้าค่า Y_{rc} เป็นจำนวนเชิงซ้อน การสร้างพีดแบคเน็ตเวอร์คเพื่อให้ $Y_{rf} = -Y_{rc}$ อาจทำได้ยาก

2. ในทรานซิสเตอร์และ เพ็คส่วนมากค่ารีคเวอรัล ทรานส์เฟอร์แอดมิตแทนซ์จะเป็นจำนวนเชิงซ้อน $Y_{rf} = G_{rf} + jB_{rf}$ และค่า G_{rf} มักน้อยมากเมื่อเทียบกับค่า B_{rf} ในย่าน RF ถ้าเราให้วงจรมายืดกลับภายนอกมี $Y_{rc} = jB_{rc} = -jB_{rf}$ ค่าที่เหลือสุดท้ายคือ

$Y_{no} = -G_{no}$ ซึ่งมักจะมีค่าน้อยจนวงจรเกิดเสถียรภาพได้ วิธีการนี้เรียกว่าการนิวทรัลไลซ์ (NEUTRALIZED)

3. โดยการยอมให้ค่าเกนน้อยลงไปบ้าง จะสามารถหลีกเลี่ยงการให้ วงจรนิวทรัลไลซ์ได้ โดยการเลือกค่า G_u และ G_L ให้มากพอที่จะทำให้ค่าเสถียรภาพของสเทอ์มีค่ามากกว่า 1 ซึ่งในทางปฏิบัติมักจะให้ค่าสเทอ์นแฟคเตอร์มีค่าในช่วง 4 ถึง 10 เพื่อให้มั่นใจได้ว่ามีเสถียรภาพจริง

การออกแบบสำหรับอุปกรณ์ที่มีแวนโอมไม่เสถียรภาพ

จะไม่ขอกล่าวถึงการออกแบบสำหรับอุปกรณ์ที่เสถียรภาพโดยไม่มีเงื่อนไข ($C < 1$) อุปกรณ์แอกทีฟซึ่งมีแวนโอมไม่เสถียรภาพโดยค่า C มากกว่า 1 เราสามารถทำให้น้อยกว่า 1 โดยต่อวงจรพีดแบคภายนอก แต่ก็ทำให้การออกแบบ วงจรยุ่งยากขึ้นอีกนอกจากนั้น วงจรพีดแบคจะ ให้ค่าพีดแบคจะให้ค่าพีดแบครีแอกแตนซ์ที่ถูกต้องที่ความถี่ที่คำนวณเท่านั้น แต่ที่ความถี่อื่นอาจทำให้เกิดค่า Y_{no} ซึ่งอาจทำให้เกิดการออสซิลเลชัน และการปรับแต่งวงจรพีดแบคยังทำได้ยาก จากค่าเสถียรภาพของสเทอ์นตามสมการ 2.25A แสดงให้เห็นว่าเสถียรภาพ ของวงจรขยายอาจมีได้โดยไม่ต้องใช้วงจรพีดแบค ถ้าค่า G_u และ G_L มีค่ามากพอในวงจร RF AMPLIFIER ค่า G_u มักจะถูกกำหนดโดยการพิจารณาถึงนอยซ์ ซึ่งถ้าค่า G_u ถูกกำหนดเช่นนั้นแล้ว และเลือกค่าสเทอ์นแฟคเตอร์เพื่อที่จะให้วงจรมีเสถียรภาพในของเขตหนึ่ง (เช่น ค่า G_L อยู่ระหว่าง 4 ถึง 10) จะสามารถหาค่า G_L ได้จาก 2.25 A

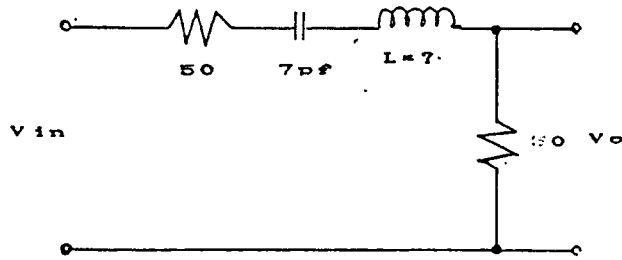
จากนั้นจะต้องหาค่า B_S และ B_L ซึ่งทำให้วงจรทางอินพุตและเอาต์พุตเกิดรีโซแนนซ์ (RESONANCE) นั่นคือ $B_S = -B_1$ และ $B_L = -B_2$ โดยที่ B_1 และ B_2 คือค่าอินพุตและเอาต์พุตซีสเซปแทนซ์ (SUSCEPTANCE) ของวงจรขยายเมื่อพอร์ตรงข้ามถูกต่อด้วยค่าที่ต้องการ เนื่องจากวงจรขยายไม่ได้มีการชูนีแลทเทอร์ราไลซ์ การต่อค่าใดๆ ทางเอาต์พุต จะมีผลต่ออินพุตแอดมิตแตนซ์ของวงจรด้วยตามสมการ 2.22 และในทำนองเดียวกันค่าเอาต์พุตแอดมิตแตนซ์ของวงจรก็จะขึ้นกับค่าที่ต่อทางด้านอินพุตด้วยตาม สมการ 2.24 ซึ่งการคำนวณค่า B_S และ B_L ให้ได้ใกล้เคียงตามวิธีของสเทอ์นนั้น ยุ่งยากพอสมควร แต่วิธีที่จะใช้ต่อไปนี้จะให้ค่าประมาณได้ใกล้เคียงและสามารถคำนวณได้รวดเร็วพอสมควร และยังสามารถหาได้โดยใช้คอมพิวเตอร์อีกด้วยสมมุติว่าได้เลือกค่า G_u

และ G_L ที่ต้องการแล้วทำการคำนวณดังต่อไปนี้

1. สมมติว่าค่าเริ่มต้นของ B_L โดยให้ $B'_L = -b_{o_t}$ (ค่านี้จะถูกต้องถ้า $Y_{r_e} = 0$ ซึ่งทำให้ $Y_e = Y_{o_t}$)
2. ให้ $Y_L = G_L + jB'_L$ แล้วคำนวณ $Y'_L = G_{,L} + jB'_L$ โดยใช้สมการ 2.22
3. ให้ $B'_s = -B'_1$ และ $Y'_s = G_s + jB_s$ คำนวณค่า $Y'_e = G_e + jB_e$ โดยใช้สมการ 3.38 จากนั้นใช้ค่า $-B'_e$ เป็นค่า B'_L ตัวใหม่
4. ด้วยค่า B'_L ใหม่กลับไปทำตามข้อ 2 ใหม่ เพื่อหาค่า Y'_1 ตัวใหม่ และทำต่อไปเรื่อยๆ
5. ทำตามข้อ 2 ถึงข้อ 4 จนกระทั่งค่าของ B_s และ B_L ค่อนข้างจะคงที่ (โดยมากการคำนวณประมาณครั้งที่สามก็จะให้ค่าที่ใกล้เคียงแล้ว)
6. คำนวณค่าทรานส์ดิวเซอร์เกน (TRANSDUCER GAIN) จาก

$$G_T = \frac{4G_S G_L |Y_e|}{|(Y_1 + Y_S)(Y_o + Y_L) - Y_r Y_e|^2} \quad (2.25B)$$

B . P . F . CIRCUIT



รูปที่ 2.10

FROM THE CIRCUIT $V_0/V_{IN} = H(S) = RL/RL+SL+(1/SC)+SC$

$$= RL/(RCRL+S^2LC+1+SRC)/SC$$

LET $1/LC$ DIVIDE THE EQUAL

$$= RL/SC [1/LC/S^2+S/LC(RL^*C+RC)+1/LC]$$

LET $R_{in} = R_{load}$

$$H(S) = RL/SC [1/LC/S^2+S \cdot 2RC/LC +1/LC]$$

COMPARE WITH STANDARD FORM

$$H(S) = K \cdot Wbs/S^2+Wbs+Wo^2$$

$$\text{So } Wo^2 = 1/LC \dots\dots\dots 1)$$

$$Wo = \sqrt{1/LC} \dots\dots\dots 2)$$

$$\text{AND } Wb = (2R)/L \dots\dots\dots 3)$$

$$fb = R/\sqrt{L} \dots\dots\dots 4)$$

$$fo = 1/LC/2 \dots\dots\dots 5)$$

$$\text{SO } L = 1/(Wo^2 C)$$

FROM THE CIRCUIT

$$R = 50 \text{ (I/P.O/P IMPEDANCE)}$$

$$C = 7 \text{ PF}$$

$$fo = 482 \text{ MHZ}$$

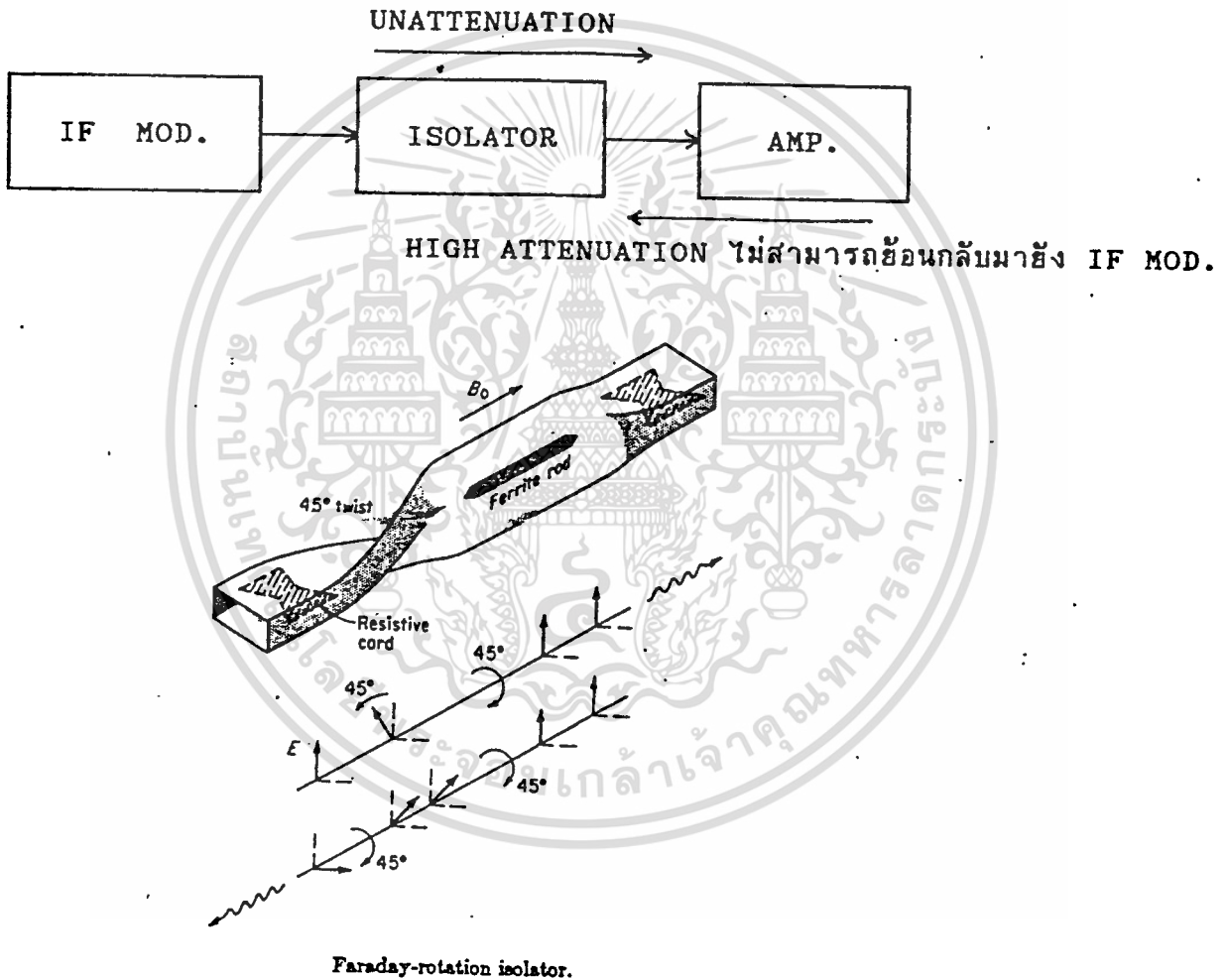
$$L = 1/(2 \sqrt{482 \cdot 10^6})^2 \cdot 7 \cdot 10^{-12}$$

$$= 0.01557 \cdot 10^{-6} \text{ HENRY}$$

ISOLATOR

ISOLATOR เป็นอุปกรณ์ไมโครเวฟชนิดหนึ่งซึ่งยอมให้คลื่นไมโครเวฟส่งออกมาจาก PORT 1 ไปยัง PORT 2 โดยสะดวกไม่มีการบั่นทอน และ ISOLATOR นี้มีค่า HIGH ATTENUATION TRANSMISSION สำหรับทิศทางกลับกัน

โดยทั่วไป ISOLATOR จะถูกใช้ต่อกับแหล่งกำเนิดสัญญาณ MICROWAVE ในที่นี้คือ ความถี่ IF MOD. ไปยัง LOAD NETWORK ข้อดีของมันก็คือกำลังงานที่ถูกจ่ายให้ ISOLATOR ไปยัง LOAD จะไม่ส่งย้อนกลับมาถึง IF MOD. (GEN) ดังรูปที่ 2.11



ISOLATOR มีลักษณะโครงสร้างปิดหมุน ดังรูปที่ 2.11

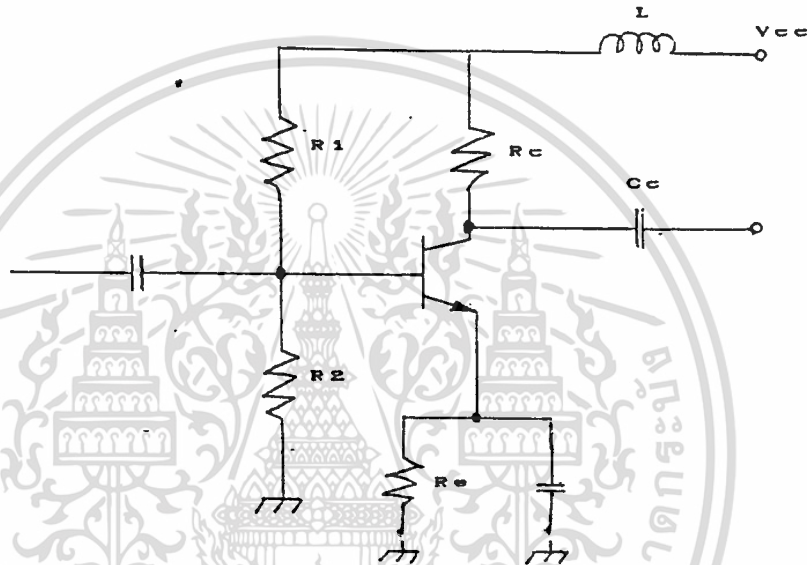
การเพิ่ม RESISTIVE CARD ที่บางแล้วสอดเข้าในช่อง INPUT และ ช่อง OUTPUT ดังรูปที่ 2.11 ซึ่งมีการดูดกลืนคลื่นไฟฟ้าจะขนานกับขนาดความกว้างของ GUIDE ดังรูปการทำงานจะเป็นดังนี้ การเดินทางของคลื่นจาก PORT 1 ไป PORT 2 จะมีขั้วหมุนด้วยมุม 45 องศา ทวนเข็มนาฬิกาและจะบิดกลับตามเข็มนาฬิกากลับมา 45 องศา และไปปรากฏที่ PORT 2 ด้วยขั้วที่ถูกต้อง

การเดินทางของคลื่นจาก PORT 2 ไป PORT 1 จะถูกออกแบบให้คลื่นมีขั้วหมุน 90 องศา และจะถูกสะท้อนกลับจาก PORT 1 ด้วยสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่ขนานกับ RESISTANCE CARD เพราะฉะนั้นคลื่นจึงไม่สามารถย้อนกลับไปยัง GENERATOR ได้ซึ่งอาศัยหลักการของ POLARIZATION ที่ไม่ถูกต้องจะไม่สามารถย้อนกลับไปยัง PORT 1 ได้ โดยทั่วไปการทำงานของ ISOLATOR มี FORWARD TRANSMISSION LOSS น้อยกว่า 1 dB และ REVERSE ATTENUATOR MUJ 20-30 dB.



COIL อนุกรมกับ RESISTER ของ COLECTER

จากวงจรจะเห็นได้ว่า อัตราการขยายจะเป็นปฏิกากับค่าอิมพีแดนซ์ที่คอลเลคเตอร์ ซึ่งผลของความถี่สูงทำให้ เกิดค่าความจุระหว่างขั้วต่อ ของสารที่ใช้ทำและค่าความต้านทาน ระหว่างจุดต่อขั้วของเบส กับขาที่ต่อออกไปผลอันนี้ทำให้เปรียบเสมือนเกิดค่าความจุระหว่างคอลเลคเตอร์กับ GOUND ความถี่สูงจะผ่านลง GOUND ได้ นั่นคืออิมพีแดนซ์จะเกิดขึ้นขนานกับ ความต้านทานของคอลเลคเตอร์ อิมพีแดนซ์ จะ ลดลง นั่นคือ อัตราขยายจะลดลงด้วย ดังรูปที่ 2.12



รูปที่ 2.12

จะเห็นว่าที่ความถี่สูงค่า COIL จะเพิ่ม (X_L) จะชดเชยกับค่า (X_C) ที่ลดลงใน ความถี่สูง จึงทำให้ไม่เกิดผลต่างขึ้น

การคำนวณค่า COIL

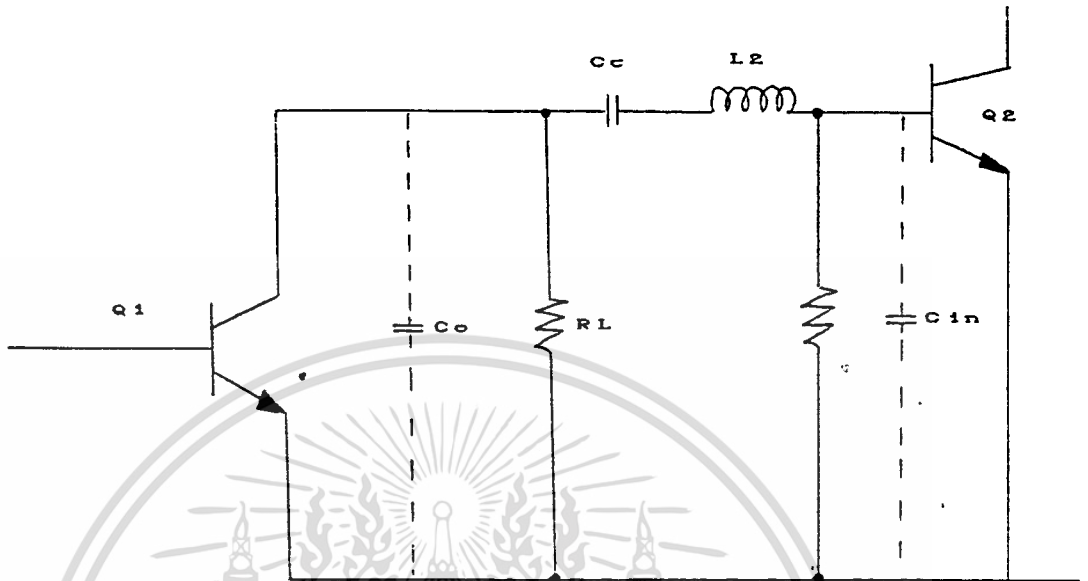
$$\text{FOMULAR FROME } L = R_1 C_1^2 / 4g_m \cdot c_{be} \quad \text{เมื่อ } C_1 > 2c_{be}$$

$$L = R_1 R_c \cdot c_{be} \quad \text{เมื่อ } C_1 < 2c_{be}$$

R_1 เป็นค่าที่ได้จากการรวมวงจรสมมูลย์ของ TRANSISTER แบบเทวินินของวงจรเบส เมื่อมีผลเกิดขึ้นเนื่องจากความถี่สูง

การชดเชยความถี่สูงโดยวิธี SHUNT PEAKING & SERIES PEAKING

เป็นวิธีที่ดีในการชดเชยความถี่สูง โดยใช้วิธีรวมของ PEAKING และ SERIES ดังแสดงในรูปที่ 2.13



รูปที่ 2.13 peaking ชดเชยความถี่สูง

ดังกล่าวมาแล้วค่าที่ได้นี้เป็นตัวชดเชยค่า คอลเลคเตอร์อิมพีแดนซ์ที่ลดลงเนื่องมาจากผลของการเกิดค่า ความจุที่ความถี่สูง ดังนั้นจะเกิดการไหลของ กระแส คอลเลคเตอร์มาก จึงมีผลทำให้เกิดค่าความจุ C_0 และ C_{in} ดังรูปที่ 2.13 จะทำให้ความถี่ขึ้นไปอีกและอัตราขยายจะลดลงดังนั้นจึงใส่ L_2 อนุกรมกับ C_c เพื่อจะทำให้เกิด RESONANCE กับ C_{in} ที่ความถี่ซึ่งอัตราขยายเริ่ม ตกทำให้ค่าโวลต์มีค่าสูงขึ้น เป็นการชดเชยอัตราขยาย

การหาค่า L_2 ทำการวัดความถี่ที่เริ่มตกเมื่อ ใส่ L_1 ในวงจรจากนั้นคำนวณหาค่า C_0 โดยการป้อนความถี่เข้าที่เครื่องขยายจากสิ่งเกิด ดูสัญญาณออกเมื่อ ใช้ SCOPE วัดความถี่ที่ขนาดของสัญญาณเข้าตกลงมา 3 dB หรือมีขนาด 0.707 ของขนาดที่ความถี่กลางนำมาเป็นหลักในการคิดหาค่า L ซึ่งจะนำมาต่อ SERIES กับ RL เพื่อให้ได้ RESONANT C_0 กับ L ถ้านำมาคำนวณจากสูตร

$$C_0 = 1/(2\pi)^2 L$$

เมื่อได้ค่า C_0 นำมาคำนวณหา L_2 จากสูตร $L_2 = 2/3 C_0 R_1^2$

ทฤษฎีสร้าง INDUCTOR ให้ได้ค่าความเหนี่ยวนำตามต้องการ

ในกรณีนี้จากวงจร INDUCTOR จะสร้างด้วยลวดเปล่าๆ ไม่มีแกน ซึ่งจะเรียก INDUCTOR ที่ไม่ได้ใช้สารแม่เหล็กเป็นแกนซึ่งเรียกว่า AIR CORE INDUCTOR

การคิดค่าคงที่ที่เรียกว่า INDUCTOR นี้เกิดจากการยุบตัวของตัว สนามแม่เหล็กในตัวเหนี่ยวนำที่ต่อในวงจรไฟฟ้าสลับ ทำให้มีคุณสมบัติของวงจรไฟฟ้าที่จะพยายามจะต้านการเปลี่ยนแปลงของกระแสที่ไหลในวงจร

ค่าของ INDUCTANCE ขึ้นอยู่กับสิ่งดังนี้

1. ชนิดแกนของ INDUCTOR ที่ใช้พัน
2. ขนาดของแกนใน INDUCTOR
3. ลักษณะการพัน COIL
4. จำนวนขดลวดของ COIL

โดยคอสส์ที่ใช้แกนเป็นสารแม่เหล็กจะมีค่า L มากกว่า COIL ที่ใช้แกนเป็นฉนวนหรืออากาศมาก (จากข้อ 1.)

จากข้อ 4. จำนวนขดลวดมากจะทำให้มีค่า INDUCTANCE มากขึ้นด้วยจากสูตร

$$V_L = L di/dt$$



หรือ COIL จะมีค่า INDUCTANCE 1 Henry ก็ต่อเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของกระแสในอัตราส่วน 1 Amp/Sec แล้วทำให้เกิดแรงดันต้านกลับ 1 Volt

ค่า INDUCTANCE โดยประมาณของขดลวดที่พันขึ้น ด้วยบนแกนอากาศคำนวณได้จากสูตร

$$\text{หาค่า INDUCTANCE } L = a^2 n^2 / 9a + 10b \text{ -----1}$$

หรือหาจากจำนวนรอบของขดลวดได้จากสูตร 1 ใหม่

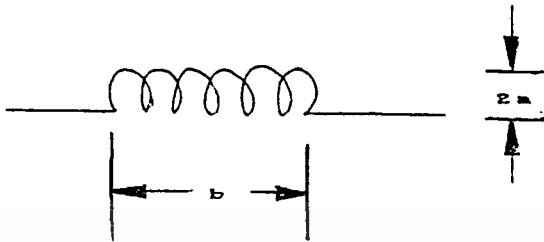
$$n = \sqrt{L(9a + 10b) / a^2}$$

a: รัศมีของ L มีหน่วยเป็นนิ้ว

b: ความยาวในการพันขดลวดมีหน่วยเป็นนิ้ว

L: INDUCTANCE (U - Henry)

n: จำนวนรอบของขดลวด



บทที่ 3

รายละเอียดเกี่ยวกับอุปกรณ์ที่ใช้ในโครงการ

BILL OF MATERIAL

COMPONENT	RESISTANCE	TRANSISTER
R1	300	1/2 W
R2	15	1/2 W
R3	300	1/2 W
R4	10	1/2 W
R7	10	
R8	2.2	x2
R9	150	x2
R10	10	
R11	2.2	x2
R12	150	x2
R13	5.1K	
R14	100	1/2 W
R15	220	
R16	220	
R17	220	
R18	220	
R19	220	
R20	220	
R21	82 (METAL-C)	10 W
R22	0.2	
R23	0.2	
VR1	10	
VR2	10	
VR3	10	
TR1	2SC1562	
TR2	2SC1563	

TR3	2SC1564
IC1 REGULATOR 5V	FC14305
COMPONENT	CAPACITANCE
C1	0.001 MF
C2	10/16 V
C3	0.001 x2
C4	10/50 V
C5	0.01
C6	10/16 V
C7	10/50 V
C8	0.001 x2
C9	0.001
C10	10/50 V
C11	0.001
C12	10/16 V
C13	0.001 x2
C14	0.001
C15	0.001
C16	10/50 V
C17	0.001
C18	0.001
C19	0.001
C20	0.001
C21	0.001
C22	0.001
C23	1/50 V
C24	1/50 V
VC 1, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 10, 11, 13	12PF

BILL OF MATERIAL

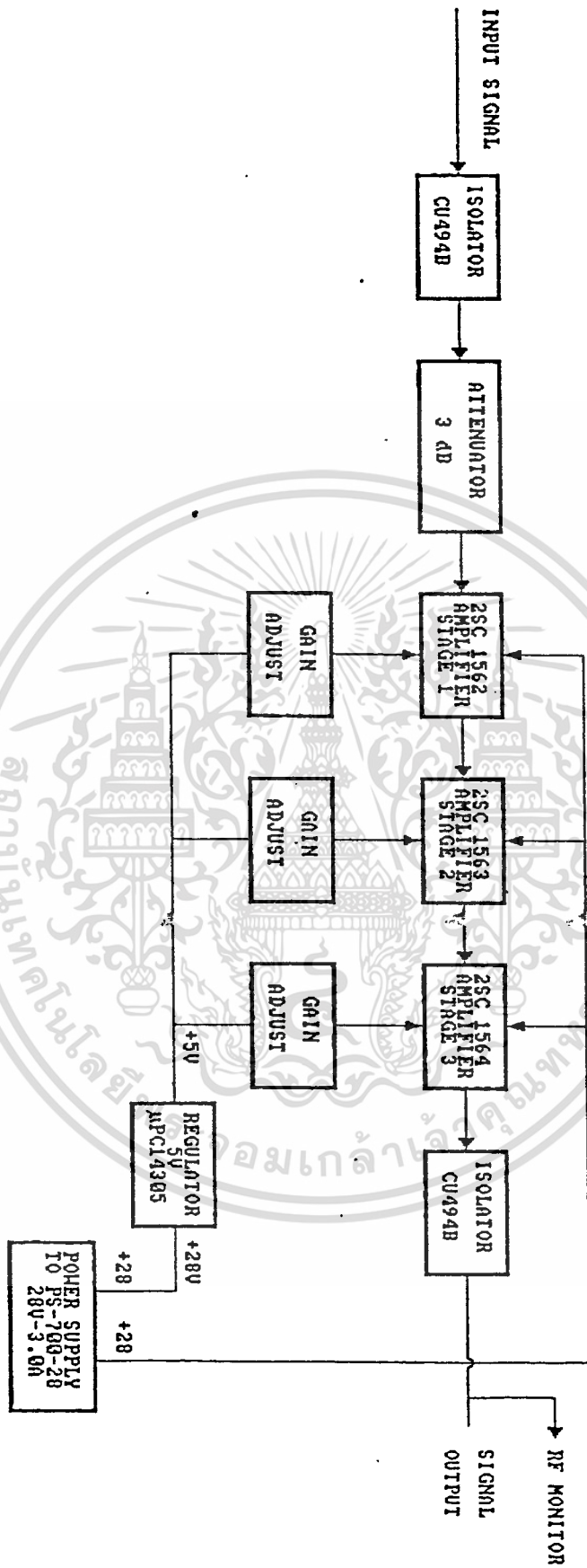
VC 2	7PF
VC 6,9,12	20PF
ISOLATER CU 494B	2UNIT
D1-D3	F-14 B
RF C1 - RF C6	

SPECIFICATION OF UHF AMP

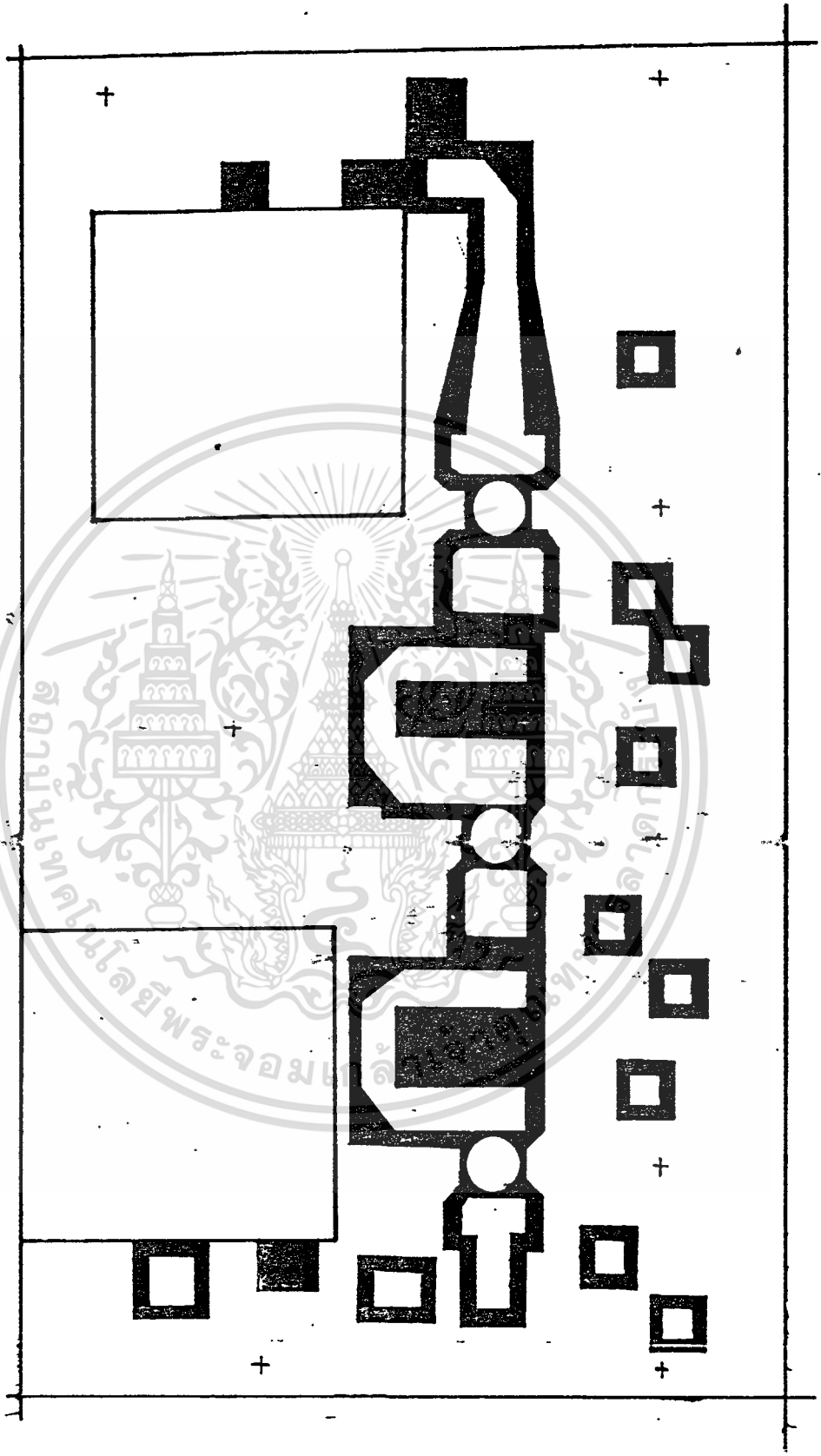
MODEL 147B-R

INPUT/OUTPUT IMPREDANCE	50 OHM
INPUT SIGNAL	RF SIGNAL FOR EACH VISUAL AND AURAL CHANNEL
INPUT LEVEL	OUTPUT LEVEL OF BASIC MODULATION (APPROX. 135db/UV)
GAIN	MORE THAN 10db (PA UNIT)
FREQUENCY RANGE	OVER THE BW OF EACH TV SYSTEM
POWER SUPPLY	DC 28V. IS APPLIED TO EACH COMPONENT UNIT BY RECIEIVING AC220V
TV SYSTEM	G SYSTEM SET OUT IN CCIR RECOMMEN DATION
TRANSMITTING CHANNEL	E-22 CH
	VIDEO CARIER : 479.25 MHZ
	AUDIO CARIER : 484.75 MHZ
OUTPUT LEVELS	10 W.

ULTRA FREQUENCY AMPLIFIER BLOCK DIAGRAM

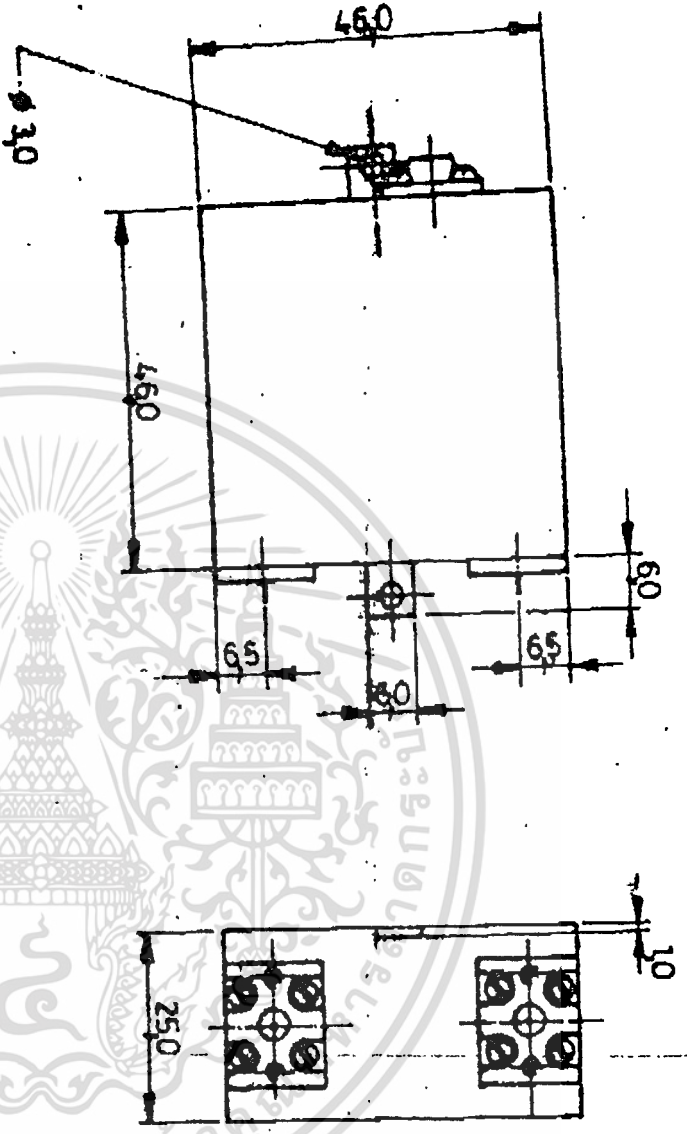


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

DO NOT SCALE PRINT



MTC TYPE NO.	FREQUENCY (MHz)	BANDWIDTH (MHz)	MIN. ISOLATION (dB)	MAX. INSERTION LOSS (dB)	VSWR (10dB)	FORWARD POWER (W)	TEMP. RANGE (C)
DR12WPP	492	7	25	0.5	1.20	100	0-65

TOLERANCES EXCEPT WHERE OTHERWISE STATED
 LINEAR DIMENSIONS ± 10
 ANGLES -
 HOLES -
 HOUSING HOLES REFER TO DS 3643

THIS DRAWING IS THE PROPERTY OF MICROWAVE TECHNOLOGY CORPORATION AND MUST NOT BE COPIED OR DISCLOSED TO A THIRD PARTY WITHOUT THE WRITTEN CONSENT OF MICROWAVE TECHNOLOGY CORPORATION

MICROWAVE TECHNOLOGY CORPORATION
 BANGKOK THAILAND
 TITLE KMIT ISOLATOR

MTC Part Number

REC. A/P?

PROB.

UNIT. OF MEASURE MM.

PROJECTIO THIRD ANGLE

DESIGN

SEE ABOVE

SCALE 1:1

DR. NO.

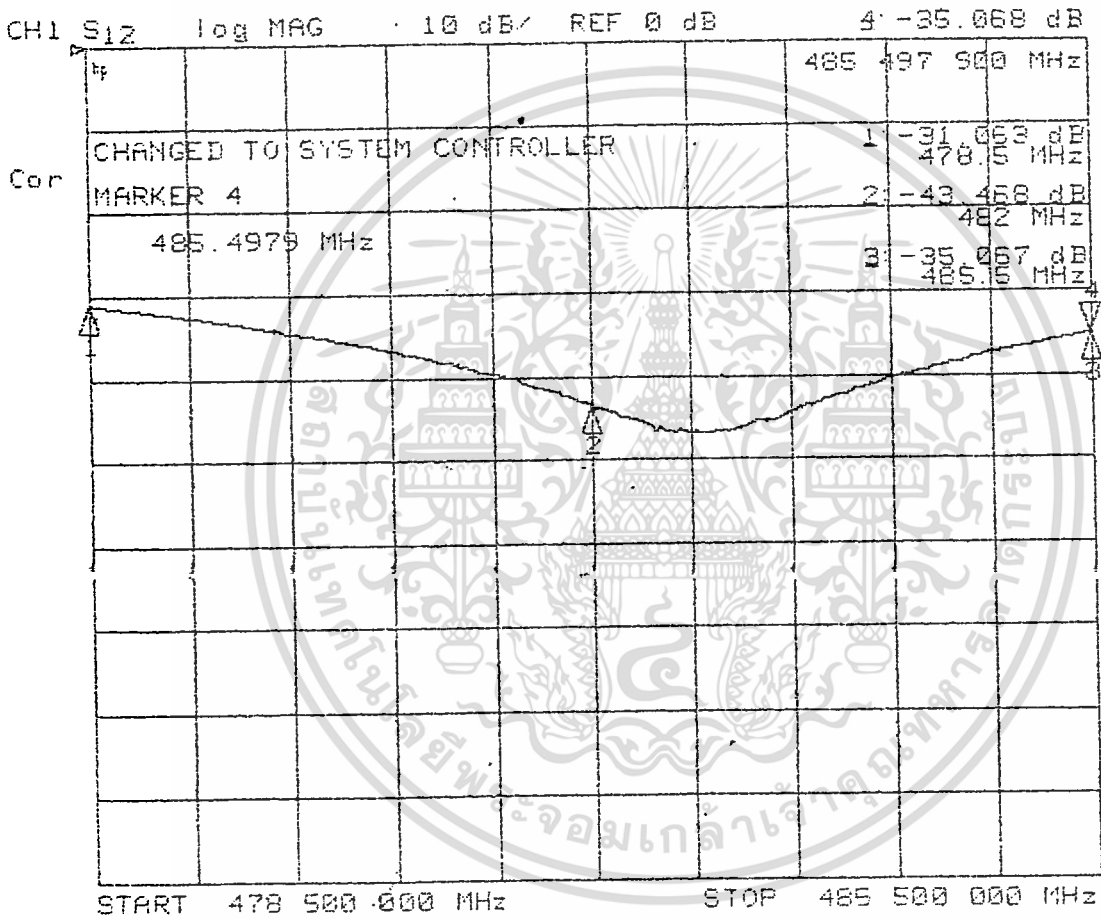
Finish BLACK PAINTED

1:1



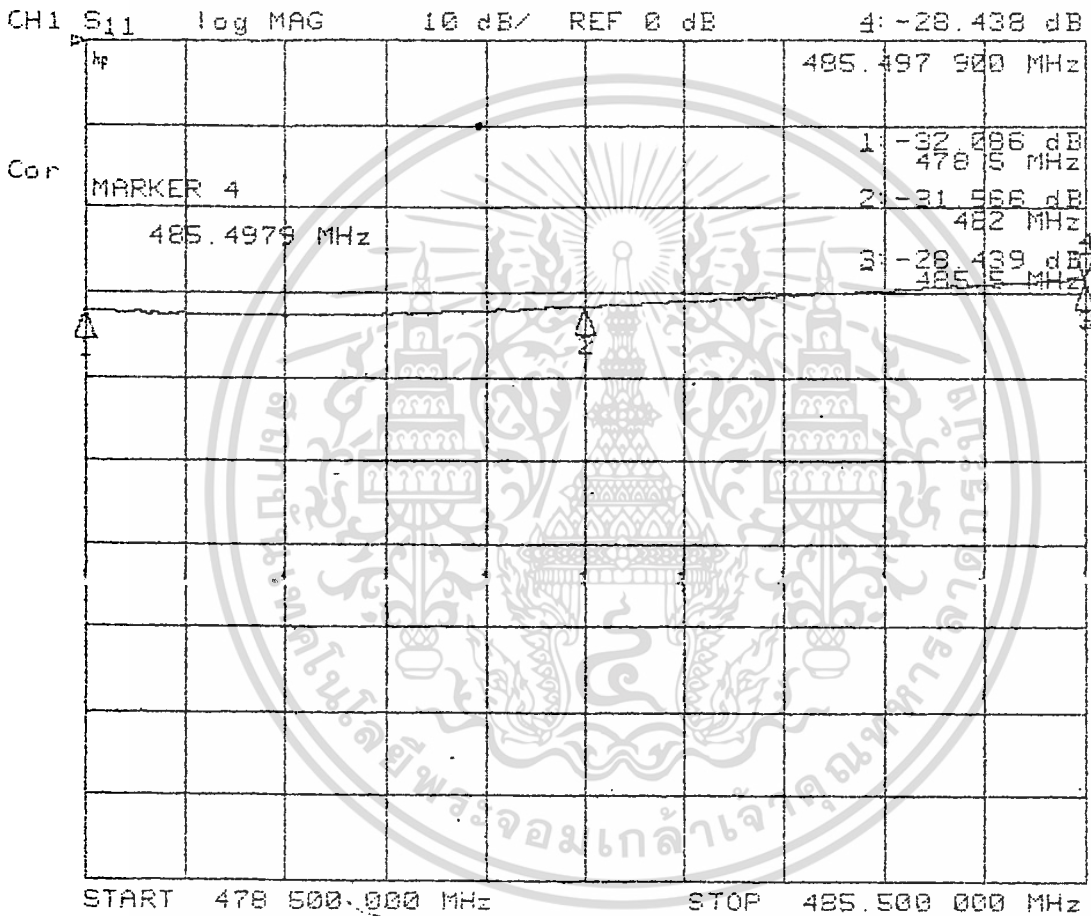
เอกสารนี้เป็นเอกสารลับ ควรใช้เพื่อการศึกษเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 การมีเอกสารลับนี้ไม่ได้หมายความว่าเอกสารลับนี้ต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ISOLATOR #1



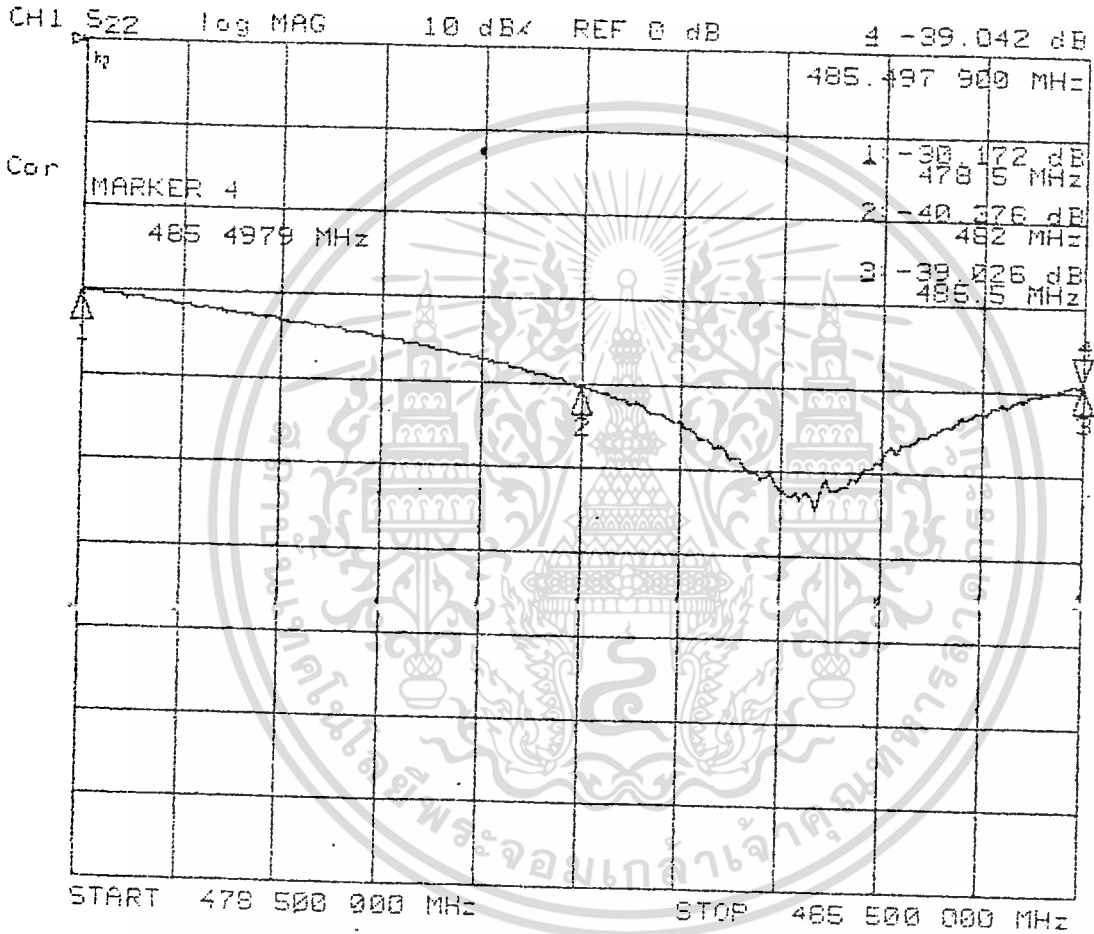
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

INPUT #1



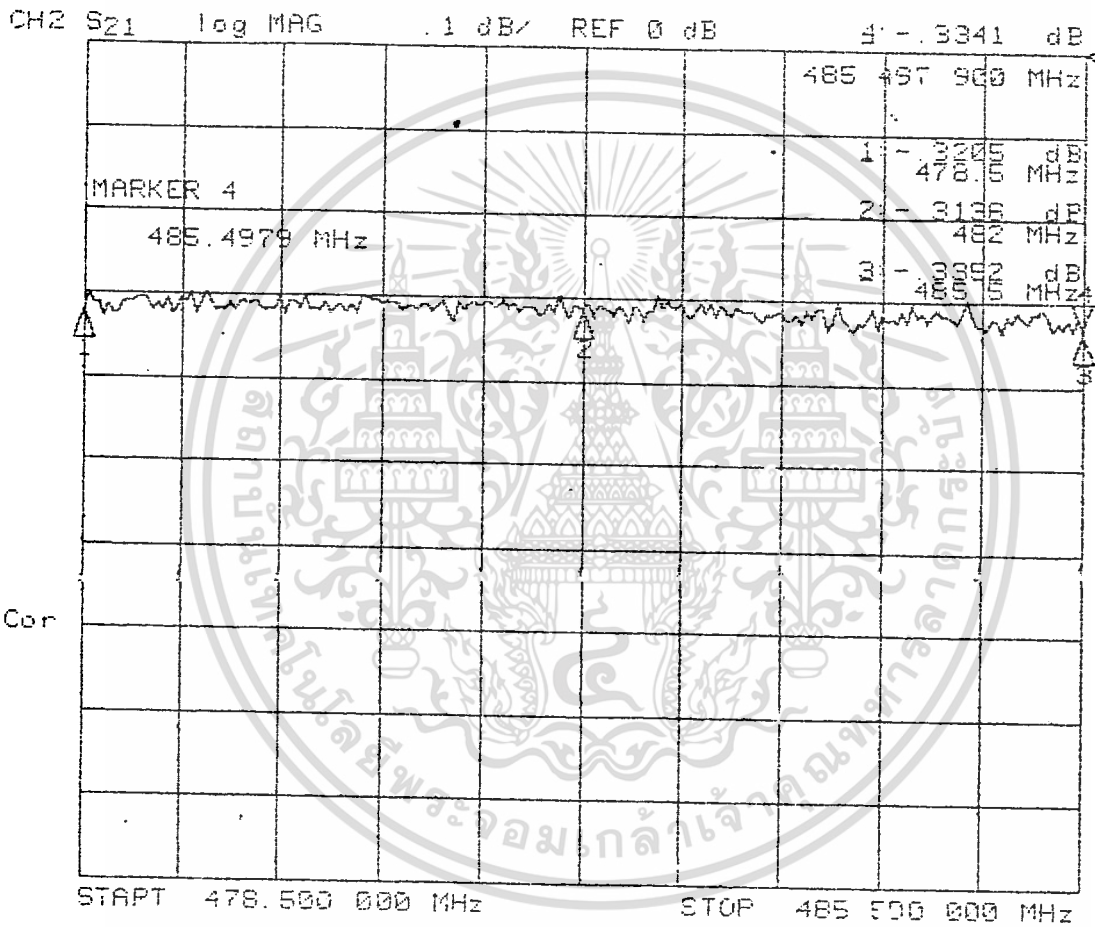
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

OUTPUT #1

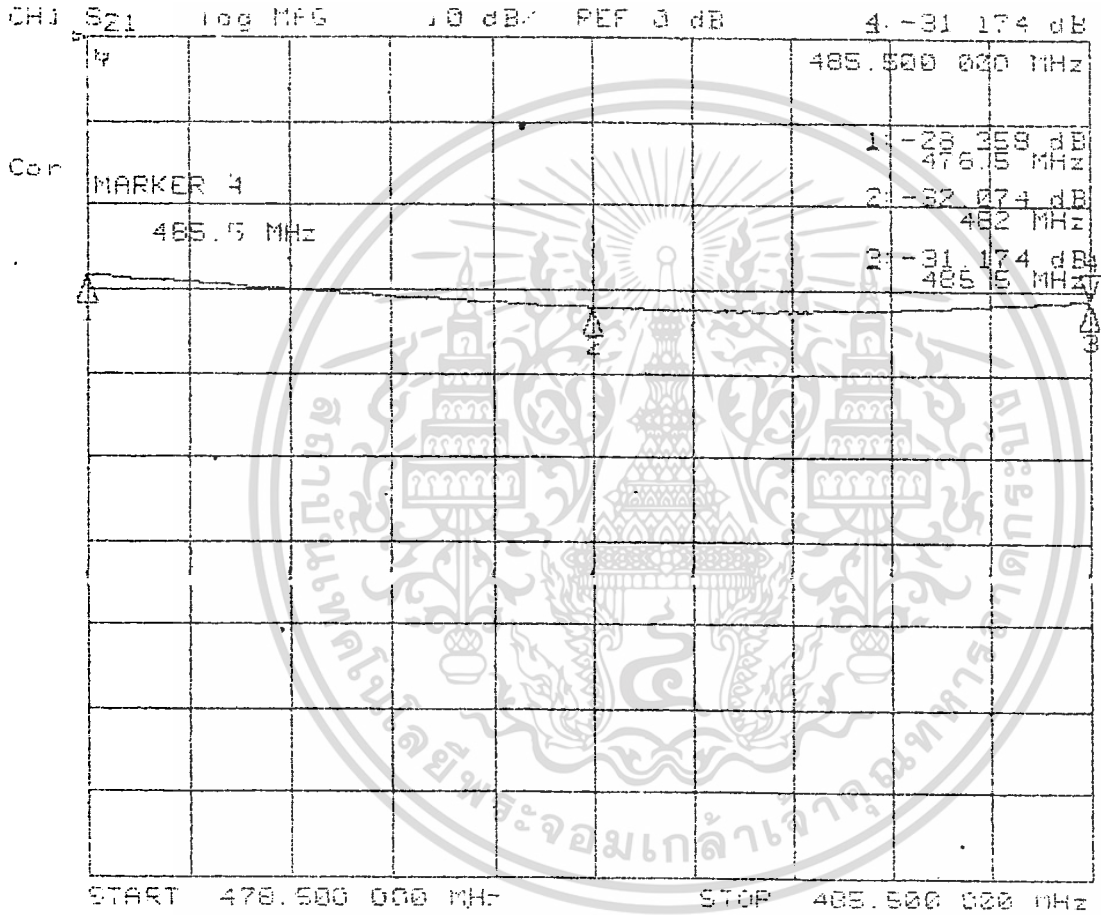


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LOSS #1

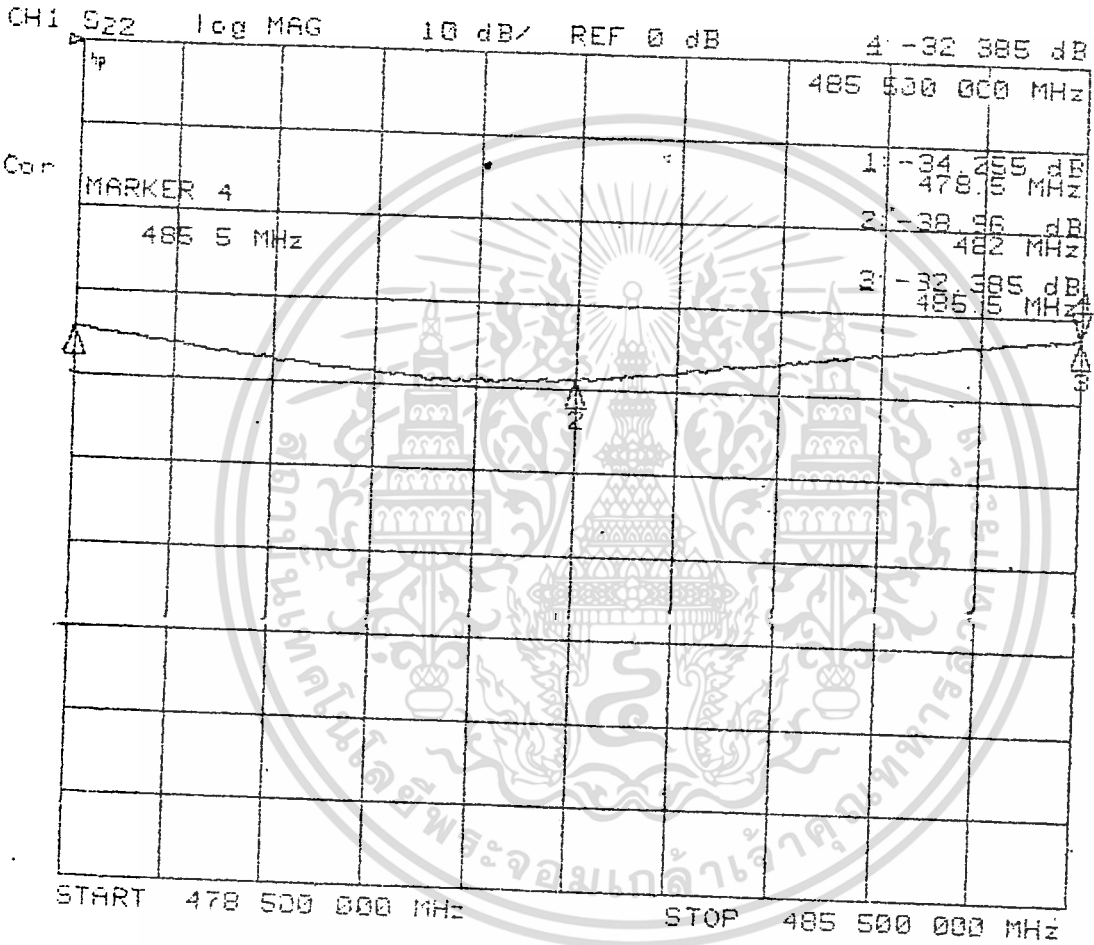


ISOLATOR #2



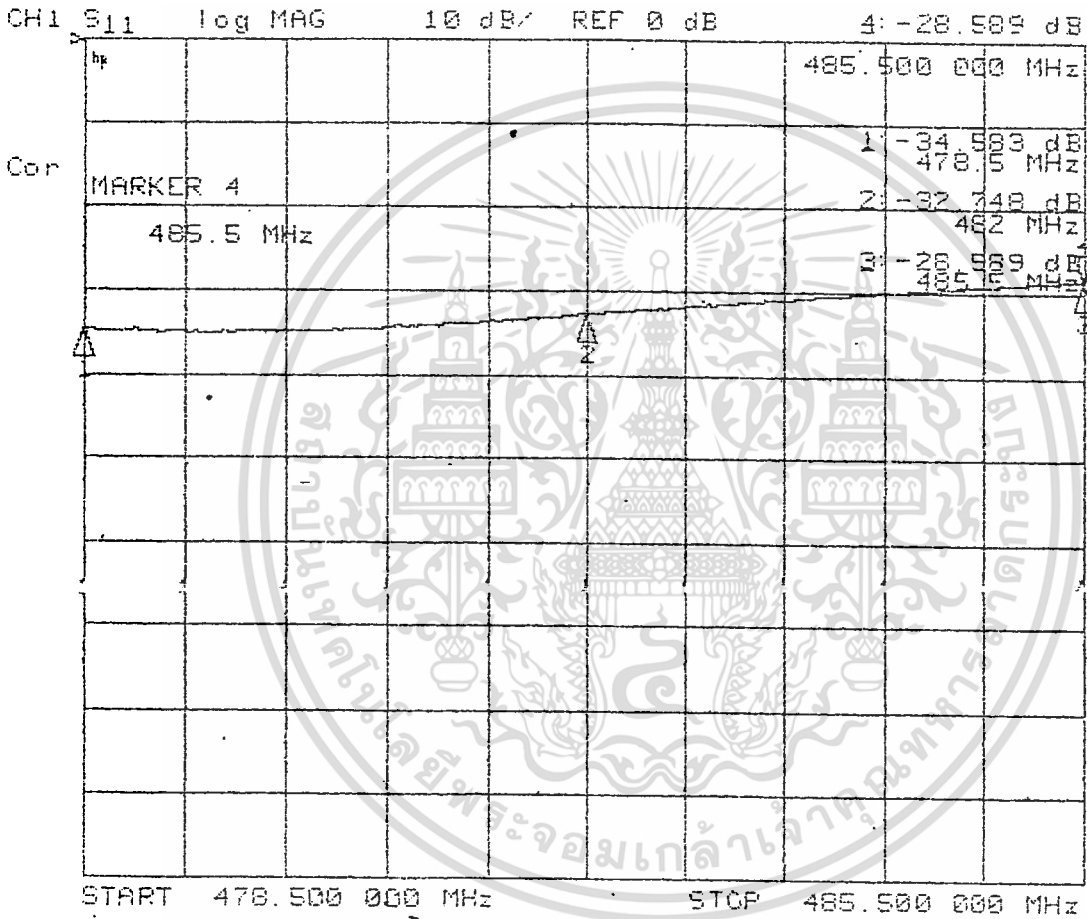
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

INPUT #2



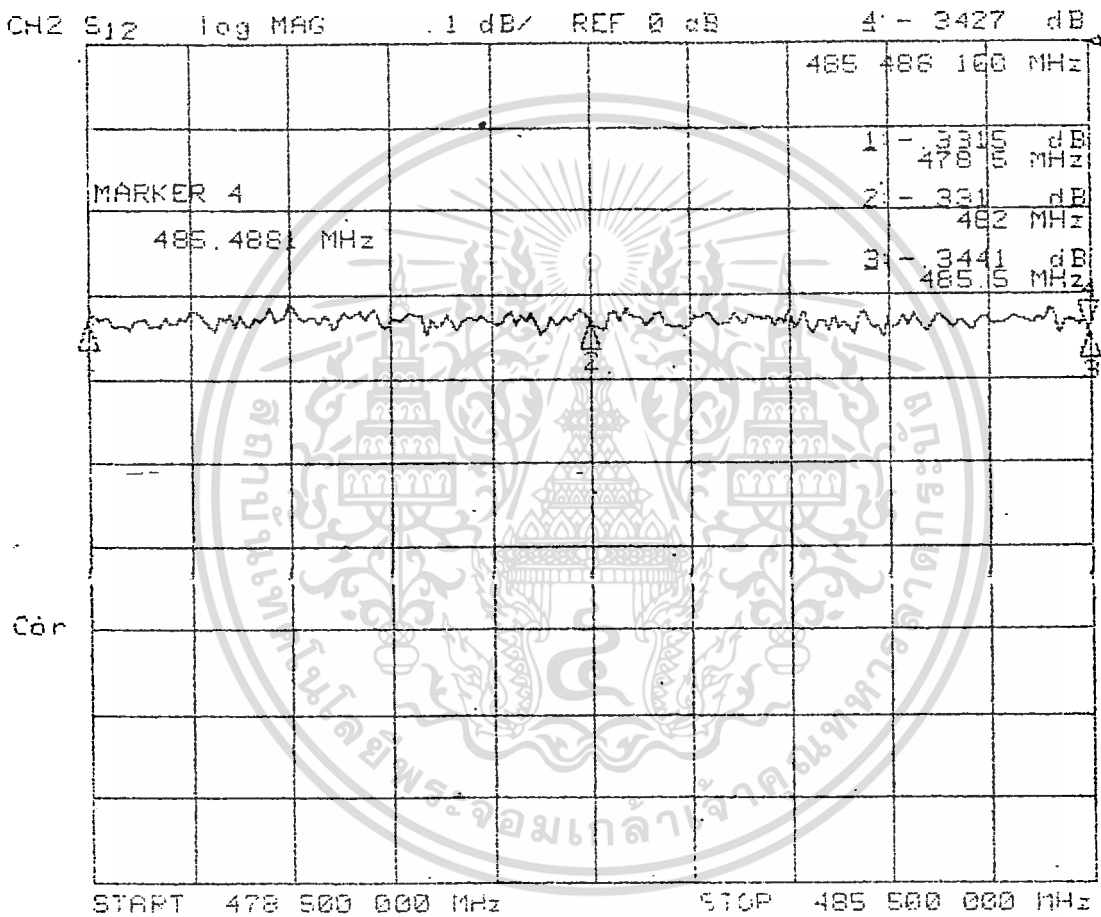
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

OUTPUT #2



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LOSS #2



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TRANSISTOR SPECIFICATION

TR #	TYPE	PACKAGE	V _{CB} (MAX)	V _{CE} (MAX)	V _{EB}	I _C (MAX)	T _I (M _A X)	P _{TOT}	f _T MIN	C _{OB} (MAX)	h _{FE}	h _{FE} , BIAS
2SC 1562	PNP	X76E	55 V	35 V	3V5	1A	175°C	12 WC	800 M	14 P	50 TP	500 mA
2SC 1563	PNP	X76E	55 V	35 V	3V5	2A	175°C	25 WC	400 M	24 P	50 TP	1 A
2SC 1564	PNP	X76E	55 V	35 V	3V5	4A	175°C	40 WC	400 M	45 P	50 TP	3 A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ภายในเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทำงานของวงจรและผลการทดลอง

การทำงานของภาค UHF AMPLIFIER TV 147B-R

ภาคขยาย UHF เครื่องนี้จะรับอินพุทจาก MODULATOR OUTPUT ที่มีกำลัง 1 วัตต์ และนำมาขยายให้มีกำลังตามที่ต้องการ จะสามารถขยายอยู่ในช่วงความถี่ ULTRA HIGH FREQUENCY ให้ขยายจาก 1 วัตต์ เป็น 10 วัตต์ ซึ่งจะอธิบายวงจรได้ดังนี้ สัญญาณอินพุท(input) และซีวของเอาพุท(output) เป็นแบบ BNC ซึ่งจะติดตั้งบนหน้าปัทม์ของเครื่องขยาย การขยายจะมีอยู่ 3 state แต่ละ state จะทำงานด้วย class AB

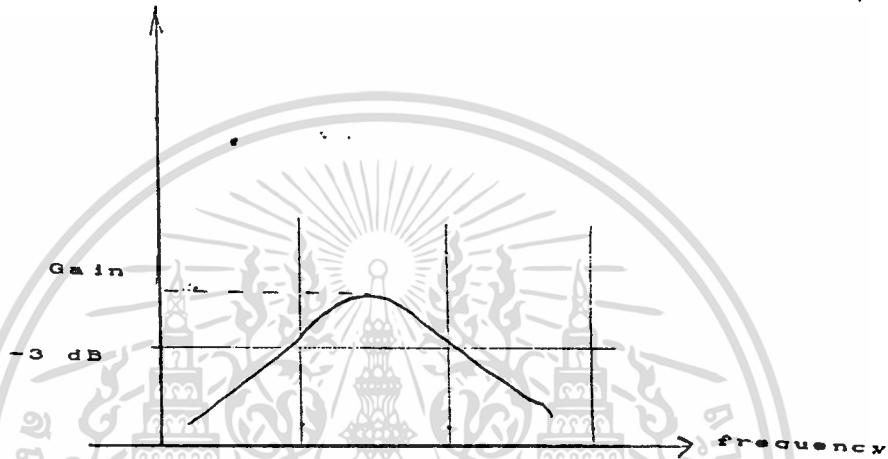
การ bias ที่ขา base กำลังงานได้จาก supply 5 volt โดยใช้ IC #7805 เป็น regulator และ transistor ที่ใช้ในวงจรนี้จะมีค่า input และ output impedance ต่ำ ดังนั้นวงจรอินพุทและเอาพุทแต่ละ state ประกอบจาก strip line และ variable capacitor สำหรับการชดเชยการตอบสนองของความถี่ ส่วน stage สุดท้าย แยกการทำงานด้วย CIRCULATOR สำหรับ impedance matching ไม่ให้มีการ สะท้อนกลับของคลื่นจาก LOAD CIRCUIT การขยายแบบเชิงเส้นจะถูกกำหนดโดยการปรับค่า voltage ที่ base bias ที่ variable resistance จะมีแยกกันทั้ง 3 state โดยได้รับแรงดันจาก IC1

Isolator เป็นอุปกรณ์ที่ไม่มีการย้อนกลับของสัญญาณใช้แยกอุปกรณ์ที่ต้องกันการสัญญาณ Reflection อุปกรณ์ตัวอื่นในการส่งผ่านสัญญาณ Isolator ในอุดมคติจะไม่ดูดคลื่นสัญญาณและ กำลังงานในทิศทางที่ถูกต้องแต่จะลดทอนสัญญาณที่เข้ามาในทิศทางตรงกันข้าม นิยมเรียกอีกชื่อหนึ่งว่า Uniline โดยทั่วไปใช้เพื่อป้องกันการสะท้อนกลับของสัญญาณที่สะท้อนมาจาก Load ไปสู่ตัวกำเนิดสัญญาณซึ่งเป็นผลเนื่องมาจากการ Unmatched จึงเป็นตัวรักษาสถานะความคงที่ ให้กับตัวกำเนิดสัญญาณได้

FREQUENCY RESPONSE CHARACTERISTIC

การตอบสนองความถี่ อาจปรับได้โดยการปรับค่าที่ in put แต่ละ state transistor หรือปรับที่ variable capacitor ที่ out. put state ใน

การปรับค่า frequency response จะเกี่ยวข้องกับค่าที่เป็น linear การขยายค่านี้ จึงจำเป็นต้องพัฒนา frequency response ขณะที่ gain กำลังเพิ่ม ดังนั้นความเป็น linear นี้จึงมีความจำเป็นต่อ band width ไม่ควรจะมี band width ที่มีขอบแหลมเกินไป ซึ่งควรมีค่าความกว้างของ band width อยู่ค่าหนึ่ง ในการปรับเราควรใช้ variable capacitor ที่ปรับได้อย่างง่ายๆ



ความเป็นเชิงเส้น

power amplifier ในแต่ละเครื่องจะทำงานใน คลาส-เอบี และจะมีจุดการทำงานที่เปลี่ยนแปลงได้ ด้วยการปรับ bias voltage ที่ขา base และกระแสผ่านตัว transistor ขึ้นอยู่กับ ขนาดของ input signal และ modulating signal ในการปรับกระแสนี้ ควรปรับกระแส bias ไปที่ 20 ถึง 60 milliamp ขณะไม่มี input signal (กระแสเริ่มแรก) จากนั้นเราจะป้อนสัญญาณ input และปรับ bias หาค่าความเป็นเชิงเส้นที่ได้ผลดีที่สุด

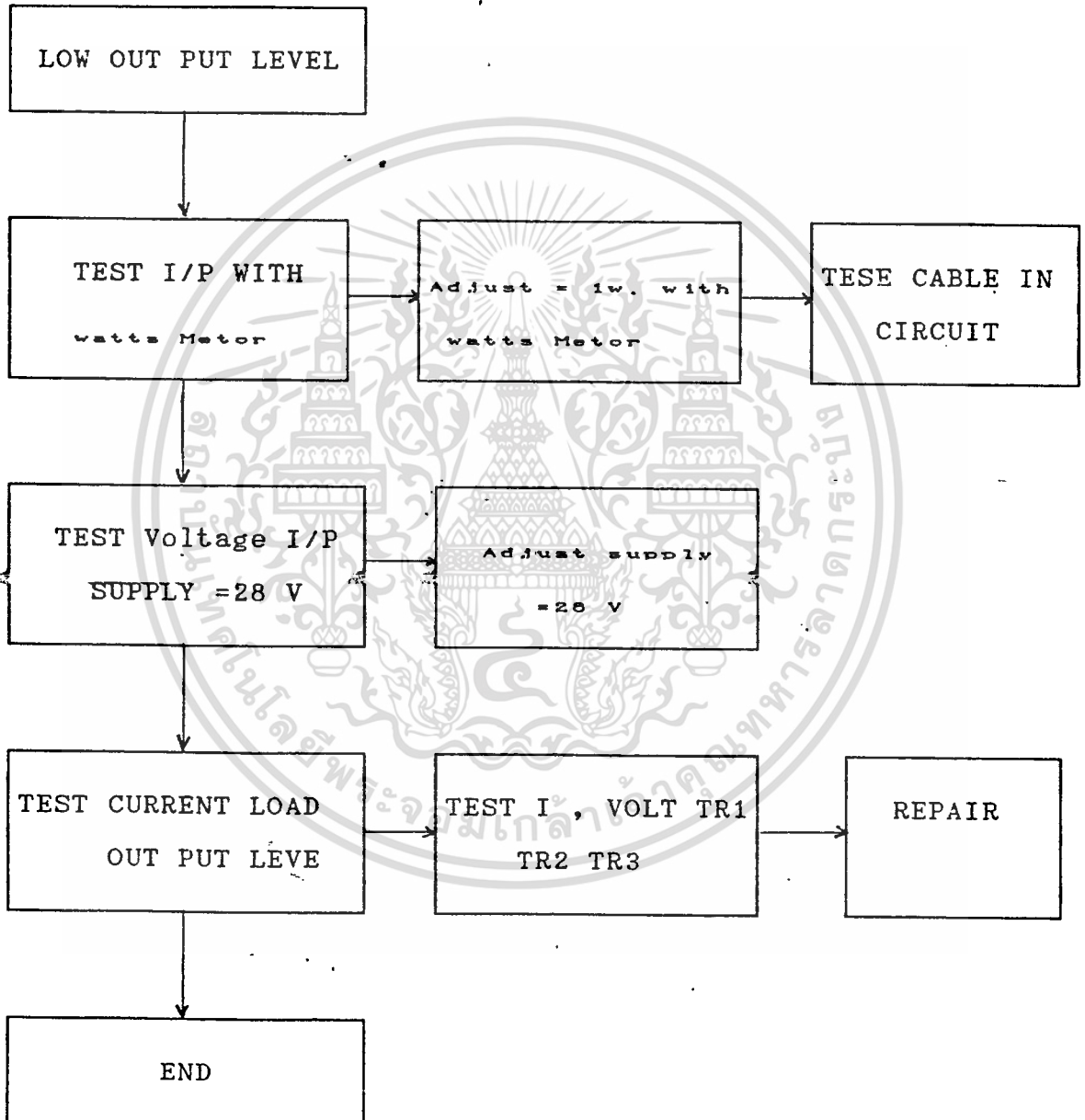
จุดที่ให้ความสำคัญในการทดสอบเครื่อง

1. ตรวจสอบอุปกรณ์ต่างๆ ในวงจรว่าได้ต่อถูกต้องหรือไม่ และควรตรวจสอบอุปกรณ์ต่างๆก่อนประกอบลงบนแผ่นปริ้นท์ อินพุต เอาท์พุต ต้องต่อได้ถูกต้องเพราะถ้าใส่อุปกรณ์ผิดเพียงตัวเดียวอาจทำให้อุปกรณ์สำคัญๆ เสียหายได้ดังนั้น การปรับแต่งก็เช่นกัน ควรทำทีละภาค จนถึงภาคสุดท้าย

2. ก่อนที่จะทดสอบเครื่องควรถอด Dummy Load ที่กำลังสูงขนาด 10-20 W ตรวจสอบอินพุทและ เอาท์พุทอิมพีแดนซ์ว่าคงที่หรือไม่ ถ้าเกิดการ Oscillation ขึ้นมาจะเป็นสาเหตุให้ Transistor หรืออุปกรณ์อื่นเสียหายได้

3. ใช้สาย Transmission 50 ให้สั้นที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้

ลำดับขั้นการทดสอบวงจร



ขั้นตอนที่ 1

วัด LOW OUTPUT LEVEL จากเครื่อง TV MODULATOR
เครื่องมือและอุปกรณ์ที่ใช้งาน

1. WATTS METER "WATTS THRULINE BIRD ELECTRONIC CORP."
2. DUMMY LOAD 50 "COAXIAL RESISTOR" 100 W.
3. COAXIAL 2 เส้น
4. PATTERN GENERATOR. "LEADER LCG-399"

ผลการทำงาน

ได้กำลังวัตต์ = 1 Watt

ขั้นตอนที่ 2

TEST UHF - AMPLIFIER

เครื่องมือและอุปกรณ์ที่ใช้งาน

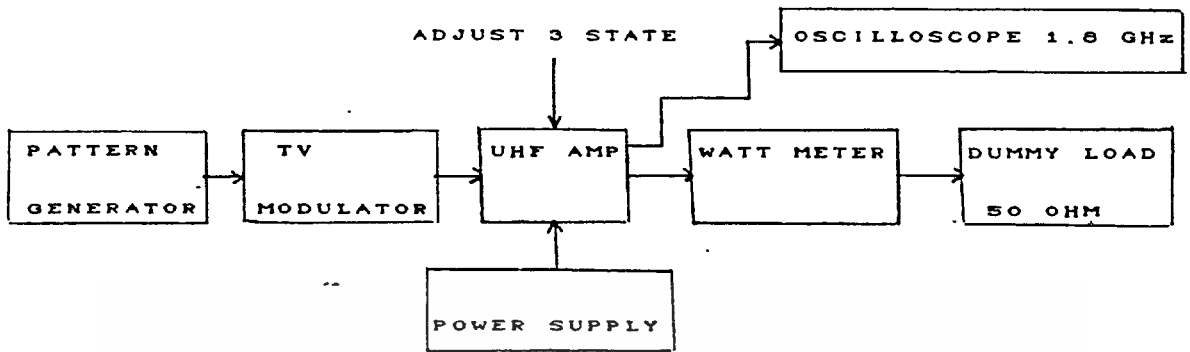
1. WATTS METER
2. DUMMY LOAD 50
3. COAXIAL 3
4. PATTERN GENERATOR
5. UHF-AMPLIFIER
6. POWER SUPPLY +28 V., +5 V.

ผลการทดลอง

- วัด BIAS VOLTAGE ที่ TRANSISTOR ได้ดังนี้คือ
 $V_{CE} = 20 \text{ V.}$ (ของ TR1, TR2 และ TR3 มีค่าเท่ากัน)
 $V_{BE} = 0.6 \text{ V.}$ (ของ TR1, TR2 และ TR3 มีค่าเท่ากัน)
- ที่ WATTMETER วัด OUTPUT ได้ = 0.8 WATT.

ขั้นตอนที่ 3

1. ต่อ CIRCUIT ดัง FLOW ข้างล่างนี้



2. ป้อนไฟเข้า POWER SUPPLY ทุกเครื่อง แล้วทำการปรับแต่ง CAPACITOR ที่ทำหน้าที่เป็น BAND PASS FILTER แล้วปรับให้ OUTPUT สูงสุดที่ WATT METER และ OSCILLOSCOPE

ผลการทดลอง

TR1 : $V_{BE} = 0.6 \text{ V.}$, $V_{CE} = 20 \text{ V.}$

TR2 : $V_{BE} = 0.6 \text{ V.}$, $V_{CE} = 20 \text{ V.}$

TR3 : $V_{BE} = 0.6 \text{ V.}$, $V_{CE} = 20 \text{ V.}$

POWER MAXIMUM ได้ค่า = 1 WATTS

ขั้นตอนที่ 4

การปรับแต่งเพื่อให้มีค่า POWER สูงสุด

ต่อวงจรดังขั้นตอนที่ 3 แล้วปรับแต่ง CAPACITOR ควบคู่ไปกับการเพิ่มลดค่า INDUCTANCE ที่ COIL ที่ทำหน้าที่เป็น BAND PASS FILTER โดยการยึดหัด COI

ผลการทดลอง

POWER MAXIMUM ได้ค่า = 1.5 WATTS

แนวทางในการแก้ไขเพื่อเพิ่มกำลังให้สูงขึ้น

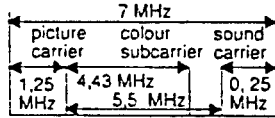
1. ปรับ BIAS ที่ขา BASE เพื่อเพิ่มจุดทำงานให้ TRANSISTOR
2. แก้ไข INPUT/OUTPUT IMPEDANCE ให้ MATCH ขึ้น เพื่อเพิ่ม MAXIMUM TRANSISTOR โดยการเปลี่ยน CAPACITOR INPUT และ INDUCTANCE INPUT ให้เป็นค่าที่เหมาะสม

TV CCIR standard B and G

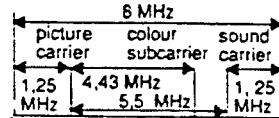
Frequency Band	Frequency	Channel bandwidth
VHF I	47- 68 MHz	7 MHz
VHF III	174-230 MHz	7 MHz

Frequency Band	Frequency	Channel bandwidth
UHF IV	470-606 MHz	8 MHz
UHF V	606-862 MHz	8 MHz

Channel composition
VHF I, VHF III



Channel composition
UHF IV, UHF V



TV bands	ch.	channel frequency MHz	picture carrier MHz	sound carrier MHz	colour subcarr. MHz	
I	2	47... 54	48,25	53,75	52,68	
	3	54... 61	55,25	60,75	59,68	
	4	61... 68	62,25	67,75	66,68	
	<hr/>					
VHF/ mid-band	S 3	118... 125	119,25	124,75	123,68	
	S 4	125... 132	126,25	131,75	130,68	
	S 5	132... 139	133,25	138,75	137,68	
	S 6	139... 146	140,25	145,75	144,68	
	S 7	146... 153	147,25	152,75	151,68	
	S 8	153... 160	154,25	159,75	158,68	
	S 9	160... 167	161,25	166,75	165,68	
	S 10	167... 174	168,25	173,75	172,68	
	<hr/>					
	III	5	174... 181	175,25	180,75	179,68
6		181... 188	182,25	187,75	186,68	
7		188... 195	189,25	194,75	193,68	
8		195... 202	196,25	201,75	200,68	
9		202... 209	203,25	208,75	207,68	
10		209... 216	210,25	215,75	214,68	
11		216... 223	217,25	222,75	221,68	
12		223... 230	224,25	229,75	228,68	
<hr/>						
VHF/ super-band		S 11	230... 237	231,25	236,75	235,68
		S 12	237... 244	238,25	243,75	242,68
		S 13	244... 251	245,25	250,75	249,68
	S 14	251... 258	252,25	257,75	256,68	
	S 15	258... 265	259,25	264,75	263,68	
	S 16	265... 272	266,25	271,75	270,68	
	S 17	272... 279	273,25	278,75	277,68	
	S 18	279... 286	280,25	285,75	284,68	
	S 19	286... 293	287,25	292,75	291,68	
	S 20	293... 300	294,25	299,75	298,68	

TV bands	ch.	channel frequency MHz	picture carrier MHz	sound carrier MHz	colour subcarr. MHz
IV	21	470...478	471,25	476,75	475,68
	22	478...486	479,25	484,75	483,68
	23	486...494	487,25	492,75	491,68
	24	494...502	495,25	500,75	499,68
	25	502...510	503,25	508,75	507,68
	26	510...518	511,25	516,75	515,68
	27	518...526	519,25	524,75	523,68
	28	526...534	527,25	532,75	531,68
	29	534...542	535,25	540,75	539,68
	30	542...550	543,25	548,75	547,68
	31	550...558	551,25	556,75	555,68
	32	558...566	559,25	564,75	563,68
	33	566...574	567,25	572,75	571,68
	34	574...582	575,25	580,75	579,68
	35	582...590	583,25	588,75	587,68
	36	590...598	591,25	596,75	595,68
	37	598...606	599,25	604,75	603,68
<hr/>					
V	38*	606...614	607,25	612,75	611,68
	39	614...622	615,25	620,75	619,68
	40	622...630	623,25	628,75	627,68
	41	630...638	631,25	636,75	635,68
	42	638...646	639,25	644,75	643,68
	43	646...654	647,25	652,75	651,68
	44	654...662	655,25	660,75	659,68
	45	662...670	663,25	668,75	667,68
	46	670...678	671,25	676,75	675,68
	47	678...686	679,25	684,75	683,68
	48	686...694	687,25	692,75	691,68
	49	694...702	695,25	700,75	699,68
	50	702...710	703,25	708,75	707,68
	51	710...718	711,25	716,75	715,68
	52	718...726	719,25	724,75	723,68
	53	726...734	727,25	732,75	731,68
	54	734...742	735,25	740,75	739,68
	55	742...750	743,25	748,75	747,68
	56	750...758	751,25	756,75	755,68
	57	758...766	759,25	764,75	763,68
	58	766...774	767,25	772,75	771,68
	59	774...782	775,25	780,75	779,68
	60	782...790	783,25	788,75	787,68
61	790...798	791,25	796,75	795,68	
62	798...806	799,25	804,75	803,68	
63	806...814	807,25	812,75	811,68	
64	814...822	815,25	820,75	819,68	
65	822...830	823,25	828,75	827,68	
66	830...838	831,25	836,75	835,68	
67	838...846	839,25	844,75	843,68	
68	846...854	847,25	852,75	851,68	
69	854...862	855,25	860,75	859,68	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TV-standards

CCIR-Standard

	A	B	C	D	E	F	G	H	I	K	K1	L	M	N
Number of lines	405	625	625	625	819	819	625	625	625	625	625	625	525	625
channel bandwidth (MHz)	5	7	7	8	14	7	8	8	8	8	8	8	6	6
Video-bandwidth (MHz)	3	5	5	6	10	5	5	5	5.5	6	6	6	4.2	4.2
Video-to-sound spacing	-3.5	+5.5	+5.5	+6.5	+11.15	+5.5	+5.5	+5.5	+6	+6.5	+6.5	+6.5	+4.5	+4.5
Vestigial side band (MHz)	0.75	0.75	0.75	1.25	2	0.75	0.75	1.25	1.25	0.75	1.25	1.25	0.75	0.75
Picture modulation	Pos.	Neg.	Pos.	Neg.	Pos.	Pos.	Neg.	Neg.	Neg.	Neg.	Neg.	Pos.	Neg.	Neg.
Sound modulation	AM	FM	AM	FM	AM	AM	FM	FM	FM	FM	FM	AM	FM	FM

International TV systems

Country	VHF	UHF	Colour	Country	VHF	UHF	Colour
Algeria	B	H	PAL	Lebanon	B	-	SECAM
Argentina	N	N	PAL-N	Libya	B	H	SECAM
Australia	B	H	PAL	Luxembourg	C	L	SECAM/PAL
Austria	B	G	PAL	Malta	B	H	PAL
Bahrain	B	-	PAL	Malaysia	B	G	PAL
Belgium	B	H	PAL	Mexico	M	M	NTSC
Bulgaria	D	K	SECAM	Monaco	E	L	SECAM
China	D	K	PAL	Morocco	B	H	SECAM
Cyprus	B	G	SECAM	Nigeria	B	I	PAL
Czechoslovakia	D	K	SECAM	Norway	B	G	PAL
Denmark	B	G	PAL	Pakistan	B	-	PAL
Egypt	B	G; H	SECAM	Philippines	M	M	NTSC
Finland	B	G	PAL	Poland	D	K	SECAM
France	E	L	SECAM	Portugal	B	G	PAL
Germany (FR)	B	G	PAL	Oman Sultanate	B	G	PAL
Germany (DR)	B	G	SECAM	Qatar	B	-	PAL
Gibraltar	B	H	-	Romania	D	K	SECAM
Great Britain	A	I	PAL	Saudi Arabia	B	-	SECAM
Greece	B	H	SECAM	Singapore	B	G	PAL
Holland	B	G	PAL	Spain	B	G	PAL
Hong Kong	(A) I	J	PAL	Sri Lanka	B/H	-	PAL
Hungary	D	K	SECAM	South Africa	I	I	PAL
Iceland	B	G	PAL	Sweden	B	G	PAL
India	B	-	PAL	Switzerland	B	G	PAL
Indonesia	B	-	PAL	Syrian Arab. Rep.	B	H	SECAM
Iran	B	G	SECAM/PAL	Thailand	B	-	PAL
Iraq	B	-	SECAM	Tunisia	B	-	SECAM/PAL
Ireland	A/I	I	PAL	Turkey	R	G	PAL
Israel	B	G	PAL	U.A.E.	B	G	PAL
Italy	B	G	PAL	U.S.A.	M	M	NTSC
Japan	M	M	NTSC	U.S.S.R.	D	K	SECAM
Jordan	B	G	PAL	Yemen P.D.R.	B	-	PAL
Korea (Rep.)	M	-	NTSC	Yugoslavia	B	G	PAL
Kuwait	B	G	PAL				

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TV channels VHF I and III French standard			TV channels VHF I and III Italian standard			TV channels VHF I and III OIRT standard		
Channel	picture carrier MHz	sound carrier MHz	Channel	picture carrier MHz	sound carrier MHz	Channel	picture carrier MHz	sound carrier MHz
L 02	55,75 MHz	49,25 MHz	A	53,75	59,25	I	49,75	56,25
L 03	60,50 MHz	54,00 MHz	B	62,25	67,75	II	59,25	65,75
L 04	63,75 MHz	57,25 MHz	C	82,25	87,75	III	77,25	83,75
L 05	176,00 MHz	182,5 MHz	D	175,25	180,75	IV	85,25	91,75
L 06	184,00 MHz	190,5 MHz	E	183,75	189,25	V	93,25	99,75
L 07	192,00 MHz	198,5 MHz	F	192,25	197,75	VI	175,25	181,75
L 08	200,00 MHz	206,5 MHz	G	201,25	206,75	VII	183,25	189,75
L 09	208,00 MHz	214,5 MHz	H	210,25	215,75	VIII	191,25	197,75
L 10	216,00 MHz	222,5 MHz	H 1	217,25	222,75	IX	199,25	205,75
			H 2	229,25	229,75	X	207,25	213,75
						XI	215,25	221,75
						XII	223,25	229,75

Video carriers of UHF channels identical to standard G, sound carrier + 6.5 MHz.

TV channels VHF I and III British & Irish standard			TV channels American standard (FCC)					
Channel	picture carrier MHz	sound carrier MHz	Channel	picture carrier MHz	sound carrier MHz	Channel	picture carrier MHz	sound carrier MHz
405 lines			A 2	55,25	59,75	A 43	645,25	649,75
B 1	45,00	41,50	A 3	61,25	65,75	A 44	651,25	655,75
B 2	51,75	48,25	A 4	67,25	71,75	A 45	657,25	661,75
B 3	56,75	53,25	A 5	77,25	81,75	A 46	663,25	667,75
B 4	61,75	58,25	A 6	83,25	87,75	A 47	669,25	673,75
B 5	66,75	63,25	A 7	175,25	179,75	A 48	675,25	679,75
B 6	179,75	176,25	A 8	181,25	185,75	A 49	681,25	685,75
B 7	184,75	181,25	A 9	187,25	191,75	A 50	687,25	691,75
B 8	189,75	186,25	A 10	193,25	197,75	A 51	693,25	697,75
B 9	194,75	191,25	A 11	199,25	203,75	A 52	699,25	703,75
B 10	199,75	196,25	A 12	205,25	209,75	A 53	705,25	709,75
B 11	204,75	201,25	A 13	211,25	215,75	A 54	711,25	715,75
B 12	209,75	206,25	A 14	471,25	475,75	A 55	717,25	721,75
B 13	214,75	211,25	A 15	477,25	481,75	A 56	723,25	727,75
			A 16	483,25	487,75	A 57	729,25	733,75
			A 17	489,25	493,75	A 58	735,25	739,75
			A 18	495,25	499,75	A 59	741,25	745,75
			A 19	501,25	505,75	A 60	747,25	751,75
625 Lines			A 20	507,25	511,75	A 61	753,25	757,75
A	45,75	51,75	A 21	513,25	517,75	A 62	759,25	763,75
B	53,75	59,75	A 22	519,25	523,75	A 63	765,25	769,75
C	61,75	67,75	A 23	525,25	529,75	A 64	771,25	775,75
D	175,25	181,25	A 24	531,25	535,75	A 65	777,25	781,75
E	183,25	189,25	A 25	537,25	541,75	A 66	783,25	787,75
F	191,25	197,25	A 26	543,25	547,75	A 67	789,25	793,75
G	199,25	205,25	A 27	549,25	553,75	A 68	795,25	799,75
H	207,25	213,25	A 28	555,25	559,75	A 69	801,25	805,75
I	215,25	221,25	A 29	561,25	565,75	A 70	807,25	811,75
J	223,50	229,25	A 30	567,25	571,75	A 71	813,25	817,75
			A 31	573,25	577,75	A 72	819,25	823,75
			A 32	579,25	583,75	A 73	825,25	829,75
			A 33	585,25	589,75	A 74	831,25	835,75
			A 34	591,25	595,75	A 75	837,25	841,75
			A 35	597,25	601,75	A 76	843,25	847,75
			A 36	603,25	607,75	A 77	849,25	853,75
			A 37	609,25	613,75	A 78	855,25	859,75
			A 38	615,25	619,75	A 79	861,25	865,75
			A 39	621,75	625,75	A 80	867,25	871,75
			A 40	627,25	631,75	A 81	873,25	877,75
			A 41	633,25	637,75	A 82	879,25	883,75
			A 42	639,25	643,75	A 83	885,25	889,75

Video carriers of UHF channels identical to standard G, sound carrier + 6 MHz.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้เพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่สามารถนำออกจำหน่ายหรือทำซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาต
 ไม่สามารถนำออกจำหน่ายหรือทำซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาต

Relation between return loss a, reflexion factor r, inverse VSWR m and standing wave ratio (VSWR) s.

$$a = 20 \cdot \log r$$

Correspondence between factors is:

$$r = \frac{1 - m}{1 + m}$$

$$m = \frac{1 - r}{1 + r}$$

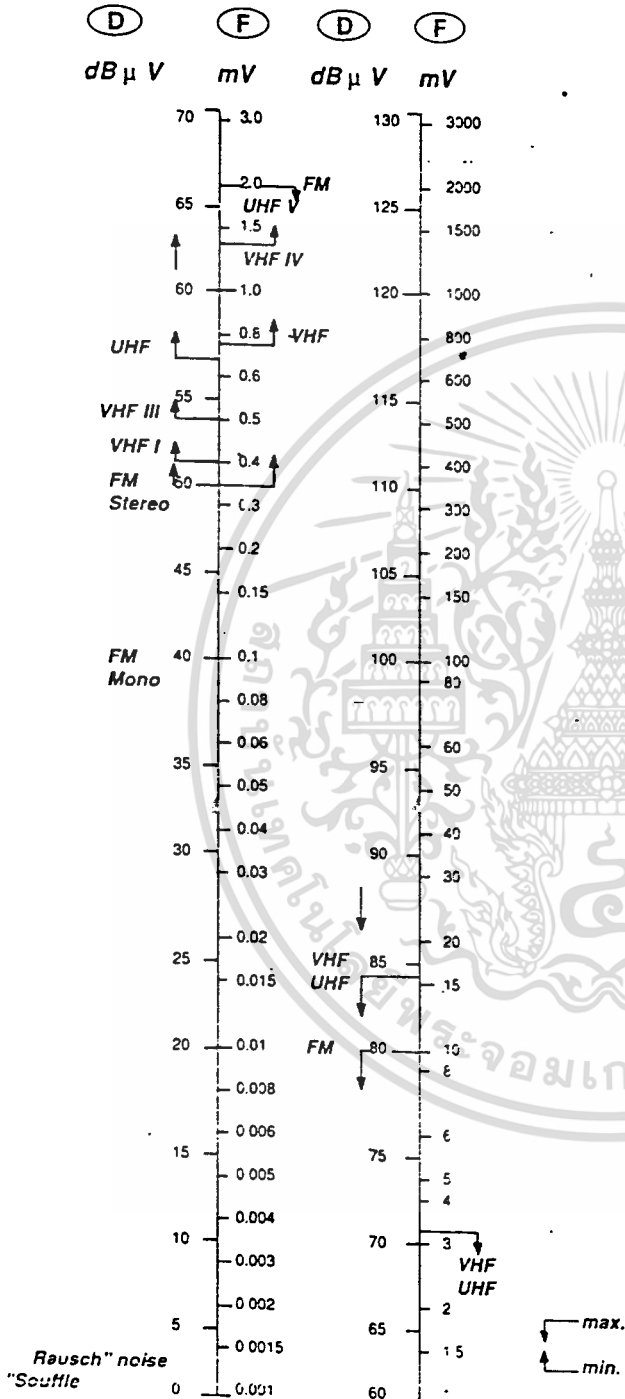
$$s = \frac{1 + r}{1 - r}$$

return loss a (dB)	reflexion factor r	inverse VSWR m	VSWR s	return loss a (dB)	reflexion factor r	inverse VSWR m	VSWR s
10	0,316	0,520	1,923	30,5	0,030	0,942	1,060
10,5	0,298	0,541	1,848	31	0,028	0,945	1,056
11	0,282	0,561	1,780	31,5	0,027	0,947	1,054
11,5	0,266	0,579	1,726	32	0,025	0,951	1,051
12	0,252	0,598	1,671	32,5	0,024	0,953	1,048
12,5	0,237	0,618	1,618	33	0,022	0,956	1,045
13	0,224	0,634	1,578	33,5	0,021	0,958	1,043
13,5	0,211	0,650	1,538	34	0,020	0,961	1,040
14	0,199	0,668	1,497	34,5	0,019	0,963	1,038
14,5	0,188	0,684	1,462	35	0,018	0,965	1,036
15	0,178	0,699	1,430	35,5	0,017	0,967	1,034
15,5	0,165	0,761	1,396	36	0,016	0,969	1,032
16	0,158	0,727	1,374	36,5	0,015	0,971	1,030
16,5	0,150	0,740	1,350	37	0,014	0,972	1,029
17	0,141	0,752	1,329	37,5	0,013	0,974	1,027
17,5	0,133	0,766	1,304	38	0,013	0,975	1,025
18	0,126	0,777	1,285	38,5	0,012	0,976	1,024
18,5	0,119	0,789	1,268	39	0,011	0,978	1,022
19	0,112	0,799	1,251	39,5	0,011	0,979	1,021
19,5	0,106	0,809	1,235	40	0,010	0,980	1,020
20	0,100	0,819	1,220	40,5	0,009	0,980	1,020
20,5	0,094	0,828	1,208	41	0,009	0,982	1,018
21	0,089	0,827	1,193	41,5	0,008	0,983	1,017
21,5	0,084	0,846	1,180	42	0,008	0,984	1,016
22	0,079	0,853	1,171	42,5	0,008	0,985	1,015
22,5	0,075	0,861	1,160	43	0,007	0,986	1,014
23	0,071	0,868	1,151	43,5	0,007	0,987	1,013
23,5	0,067	0,875	1,142	44	0,006	0,988	1,012
24	0,063	0,882	1,133	44,5	0,006	0,988	1,011
24,5	0,060	0,888	1,124	45	0,006	0,989	1,011
25	0,057	0,894	1,118	45,5	0,005	0,989	1,010
25,5	0,053	0,900	1,111	46	0,005	0,989	1,010
26	0,050	0,904	1,105	46,5	0,005	0,990	1,010
26,5	0,047	0,909	1,100	47	0,004	0,991	1,009
27	0,045	0,914	1,094	47,5	0,004	0,992	1,009
27,5	0,042	0,919	1,088	48	0,004	0,992	1,008
28	0,040	0,924	1,082	48,5	0,004	0,993	1,008
28,5	0,038	0,928	1,078	49	0,004	0,993	1,007
29	0,035	0,932	1,073	49,5	0,003	0,993	1,007
29,5	0,034	0,934	1,069	50	0,003	0,994	1,007
30	0,032	0,938	1,064				

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Recalculation table of level and voltage values.

$0 \text{ dB}\mu\text{V} = \mu\text{V}/75 \Omega$

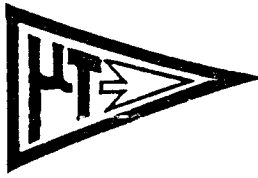


Recalculation table of dB voltage relation.
The table shows attenuation (-dB) and gain (+dB) factors from 0-60-dB

X	(-)	-dB-	(+)	X
1.0		0.0		1.0
0.94		0.5		1.06
0.89		1		1.12
0.84		1.5		1.19
0.8		2		1.25
0.75		2.5		1.33
0.71		3		1.41
0.67		3.5		1.5
0.63		4		1.6
0.6		4.5		1.67
0.56		5		1.78
0.53		5.5		1.88
0.5		6		2.0
0.47		6.5		2.12
0.45		7		2.24
0.42		7.5		2.37
0.4		8		2.5
0.38		8.5		2.66
0.35		9		2.82
0.33		9.5		3.0
0.32		10		3.16
0.28		11		3.55
0.25		12		4.0
0.22		13		4.5
0.2		14		5.0
0.18		15		5.62
0.16		16		6.3
0.14		17		7.1
0.125		18		8.0
0.11		19		8.9
0.10		20		10.0
0.09		21		11.2
0.08		22		12.5
0.071		23		14.1
0.063		24		16.0
0.056		25		17.8
0.05		26		20.0
0.045		27		22.4
0.04		28		25.0
0.035		29		28.2
0.032		30		31.6
0.028		31		35.5
0.025		32		40
0.022		33		45
0.02		34		50
0.018		35		56
0.016		36		63
0.014		37		71
0.0125		38		80
0.011		39		89
0.010		40		100
0.0056		45		178
0.0032		50		316
0.0018		55		562
0.001		60		1000

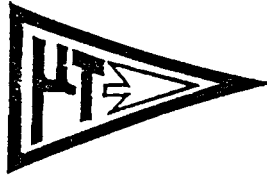
Minimum and maximum consumer levels are indicated in accordance with the German P.T.T. regulations.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

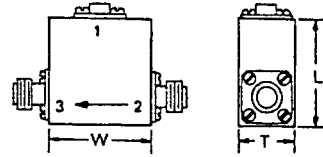


STANDARD 3-PORT ISOLATORS & CIRCULATORS

MODEL NO.	FREQUENCY GHz	ISOLATION dB (Min.)	INSERTION LOSS dB (Max.)	VSWR (Max.)	OPERATING TEMPERATURE °C	CIRCULATOR POWER (Watts)		DIMENSION (W x L x T) mm.	WEIGHT Grams	
						Peak	Average			
1	C152	0.79 - 0.88	20	0.5	1.25	0 to +50	500	50	32 x 34 x 19	80
2	C150	0.84 - 0.935	20	0.5	1.25	0 to +50	500	50	32 x 34 x 19	80
3	C153	0.88 - 0.95	20	0.5	1.25	0 to +50	500	50	32 x 34 x 19	80
4	C154	0.89 - 0.96	20	0.5	1.25	0 to +50	500	50	32 x 34 x 19	80
5	C155	0.90 - 0.93	23	0.5	1.15	0 to +50	500	50	32 x 34 x 19	80
6	D151	0.90 - 1.5	16	0.8	1.45	0 to +50	100	50	70 x 70 x 22	320
7	C105	0.91 - 0.92	23	0.5	1.15	0 to +50	500	50	32 x 34 x 19	80
8	C106	0.91 - 1.05	18	0.8	1.35	0 to +50	500	50	32 x 34 x 19	80
9	C156	0.93 - 0.965	23	0.5	1.15	0 to +50	500	50	32 x 34 x 19	80
10	C151	0.95 - 1.0	20	0.5	1.25	0 to +50	500	50	32 x 34 x 19	80
11	D107	0.95 - 1.05	20	0.5	1.25	0 to +50	500	50	32 x 34 x 19	80
12	D123	0.98 - 1.25	20	0.4	1.25	0 to +50	100	50	70 x 70 x 22	320
13	D105	0.98 - 2.05	17	0.6	1.35	0 to +50	100	50	70 x 70 x 22	320
14	D109	1.0 - 1.1	20	0.5	1.25	0 to +50	500	50	32 x 34 x 19	80
15	D106	1.0 - 2.0	17	0.5	1.35	0 to +50	100	50	70 x 70 x 22	320
16	D125	1.03 - 1.09	20	0.5	1.25	0 to +50	500	50	25 x 29 x 19	60
17	D122	1.12 - 2.24	17	0.6	1.35	0 to +50	100	50	70 x 70 x 22	320
18	D108	1.2 - 1.4	20	0.5	1.25	0 to +50	500	50	32 x 34 x 19	80
19	D124	1.2 - 1.8	23	0.5	1.15	0 to +50	100	50	70 x 70 x 22	320
20	D145	1.2 - 1.5	20	0.5	1.25	0 to +50	500	50	32 x 34 x 19	80
21	D153	1.35 - 1.85	20	0.5	1.25	0 to +50	100	50	70 x 70 x 22	320
22	D150	1.4 - 1.54	20	0.4	1.25	0 to +50	500	50	32 x 34 x 19	80
23	D111	1.4 - 1.6	20	0.5	1.25	0 to +50	500	50	32 x 34 x 19	80
24	D112	1.4 - 2.5	17	0.5	1.35	0 to +55	100	50	54 x 54 x 21	170
25	D113	1.5 - 1.7	20	0.5	1.25	0 to +50	500	50	32 x 34 x 19	80
26	E105	1.5 - 3.0	17	0.6	1.35	0 to +55	100	50	54 x 54 x 21	170
27	D158	1.54 - 1.74	20	0.5	1.25	0 to +50	500	50	32 x 34 x 19	80
28	D114	1.6 - 1.8	20	0.5	1.25	0 to +50	500	50	32 x 34 x 19	80
29	D154	1.625 - 1.65	23	0.4	1.15	0 to +50	500	50	32 x 34 x 19	80
30	D157	1.63 - 2.30	20	0.4	1.25	0 to +50	100	50	54 x 54 x 21	170
31	D115	1.65 - 1.85	20	0.5	1.25	0 to +50	500	50	32 x 34 x 19	80
32	D116	1.7 - 1.9	20	0.4	1.25	0 to +50	500	50	32 x 34 x 19	80
33	D117	1.7 - 2.0	20	0.5	1.25	0 to +50	500	50	32 x 34 x 19	80
34	D152	1.7 - 2.1	23	0.35	1.15	0 to +50	100	50	54 x 54 x 21	170
35	D156	1.7 - 2.1	20	0.5	1.25	0 to +50	250	50	41 x 42 x 20	115
36	E118	1.7 - 2.3	23	0.35	1.20	0 to +50	100	50	54 x 54 x 21	170
37	E119	1.7 - 2.4	23	0.4	1.20	0 to +50	100	50	54 x 54 x 21	170
38	D120	1.8 - 2.0	20	0.4	1.25	0 to +50	100	50	32 x 34 x 19	80
39	D121	1.8 - 2.1	20	0.5	1.25	0 to +50	500	50	32 x 34 x 19	80
40	E122	1.9 - 2.1	20	0.4	1.25	0 to +50	500	50	32 x 34 x 19	80
41	E106	1.9 - 2.3	20	0.5	1.25	0 to +50	500	50	32 x 34 x 19	80
42	E107	2.0 - 2.3	20	0.4	1.25	0 to +50	500	50	32 x 34 x 19	80
43	E108	2.0 - 2.5	20	0.5	1.25	0 to +55	250	50	41 x 42 x 20	115
44	E123	2.0 - 3.0	20	0.5	1.25	0 to +55	250	50	41 x 42 x 20	115
45	F105	2.0 - 4.0	18	0.5	1.35	0 to +55	250	50	41 x 42 x 20	115
46	E109	2.1 - 2.4	20	0.4	1.25	0 to +50	500	50	32 x 34 x 19	80
47	E151	2.1 - 2.3	25	0.3	1.15	0 to +55	250	50	41 x 42 x 20	115
48	E124	2.1 - 2.3	20	0.4	1.25	0 to +50	500	50	32 x 34 x 19	80
49	E110	2.2 - 2.3	23	0.4	1.15	-54 to +85	250	25	32 x 34 x 19	65
50	E115	2.2 - 2.3	20	0.4	1.25	0 to +55	250	25	25 x 25 x 13	45

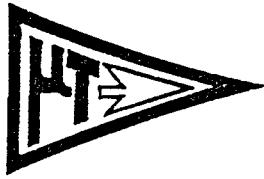


ISOLATORS

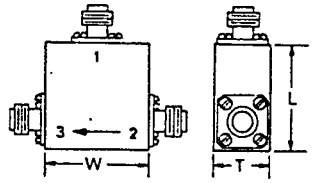


MODEL NO.	FREQUENCY GHz	ISOLATION dB (Min.)	INSERTION LOSS dB (Max.)	VSWR (Max.)	OPERATING TEMPERATURE °C	CIRCULATOR POWER (Watts)		DIMENSION (W x L x T) mm.	WEIGHT Grams	
						Peak	Average			
51	E111	2.3 - 2.5	23	0.4	1.15	-54 to +85	250	25	32 x 34 x 19	65
52	E121	2.3 - 2.5	20	0.4	1.25	0 to +55	250	25	25 x 25 x 13	45
53	E112	2.5 - 2.9	20	0.4	1.25	0 to +55	250	25	32 x 34 x 19	65
54	E117	2.5 - 2.9	20	0.4	1.25	0 to +55	250	25	25 x 25 x 13	45
55	E113	2.5 - 3.3	20	0.4	1.25	0 to +55	250	25	32 x 34 x 19	65
56	E116	2.5 - 3.3	20	0.4	1.25	0 to +55	250	25	25 x 25 x 13	45
57	F106	2.5 - 3.6	20	0.4	1.25	0 to +55	250	25	32 x 34 x 19	65
58	F107	2.6 - 3.4	20	0.4	1.25	0 to +55	250	25	32 x 34 x 19	65
59	F108	2.6 - 5.2	18	0.5	1.35	0 to +55	250	25	32 x 34 x 19	65
60	E114	2.7 - 3.1	20	0.4	1.25	0 to +55	250	25	32 x 34 x 19	65
61	E120	2.7 - 3.1	20	0.4	1.25	0 to +55	250	25	25 x 25 x 13	45
62	G105	2.7 - 5.4	17	0.5	1.35	0 to +55	250	25	32 x 34 x 19	65
63	F109	2.8 - 3.5	20	0.4	1.25	0 to +55	250	25	32 x 34 x 19	65
64	F115	3.0 - 4.0	20	0.4	1.25	0 to +55	250	25	32 x 34 x 19	65
65	F110	3.2 - 4.0	20	0.4	1.25	0 to +55	250	25	32 x 34 x 19	65
66	F111	3.4 - 4.2	23	0.4	1.15	0 to +55	250	25	25 x 29 x 18	50
67	F130	3.45 - 4.45	22	0.4	1.15	0 to +55	250	25	25 x 29 x 18	50
68	F113	3.5 - 4.2	23	0.4	1.15	0 to +55	250	25	25 x 29 x 18	50
69	G106	3.6 - 6.5	20	0.4	1.25	0 to +55	250	25	25 x 29 x 18	50
70	F114	3.625 - 4.2	25	0.3	1.15	-54 to +85	250	25	25 x 29 x 18	50
71	F112	3.7 - 4.2	25	0.3	1.15	-54 to +85	250	25	25 x 29 x 18	50
72	G107	3.7 - 6.5	20	0.4	1.25	-54 to +85	250	25	25 x 29 x 18	50
73	G108	4.0 - 5.0	20	0.4	1.25	-54 to +85	250	25	25 x 29 x 18	50
74	G109	4.0 - 6.0	20	0.4	1.25	-54 to +85	250	25	25 x 29 x 18	50
75	H105	4.0 - 8.0	18	0.5	1.35	0 to +55	250	25	25 x 29 x 18	50
76	G110	4.2 - 4.5	25	0.4	1.15	-54 to +85	250	25	25 x 29 x 18	50
77	G111	4.3 - 5.5	25	0.4	1.15	-54 to +85	250	25	25 x 29 x 18	50
78	G122	4.4 - 5.0	20	0.4	1.25	-54 to +85	250	25	21 x 21 x 13	35
79	G112	4.4 - 5.5	25	0.4	1.15	-54 to +85	250	25	25 x 29 x 18	50
80	G113	4.4 - 6.5	20	0.4	1.25	-54 to +85	250	25	25 x 29 x 18	50
81	H106	4.8 - 9.6	17	0.6	1.40	0 to +55	250	25	25 x 29 x 18	50
82	G114	5.0 - 6.0	23	0.4	1.15	-54 to +85	250	25	25 x 29 x 18	50
83	H107	5.0 - 7.0	20	0.4	1.25	-54 to +85	250	25	25 x 29 x 18	50
84	H117	5.2 - 10.4	17	0.6	1.40	0 to +55	250	25	19 x 24 x 17	34
85	G115	5.3 - 6.0	23	0.4	1.15	-54 to +85	250	25	25 x 29 x 18	50
86	H108	5.7 - 6.8	20	0.4	1.25	-54 to +85	250	25	25 x 29 x 17	50
87	H109	5.8 - 6.5	20	0.4	1.25	-54 to +85	250	25	19 x 24 x 17	34
88	H110	5.8 - 8.6	20	0.4	1.25	-54 to +85	250	25	19 x 24 x 17	34
89	H111	6.0 - 8.0	20	0.4	1.25	-54 to +85	250	25	19 x 24 x 17	34
90	H112	6.0 - 9.0	20	0.4	1.25	-54 to +85	250	25	19 x 24 x 17	34
91	H119	6.4 - 7.2	20	0.4	1.25	-54 to +85	250	25	19 x 24 x 17	34
92	H113	6.55 - 7.85	20	0.4	1.25	-54 to +85	250	25	19 x 24 x 17	34
93	H114	7.0 - 8.5	20	0.4	1.25	-54 to +85	250	25	19 x 24 x 17	34
94	I105	7.0 - 9.0	20	0.4	1.25	-54 to +85	250	25	19 x 24 x 17	34
95	I106	7.0 - 11.0	20	0.4	1.25	-54 to +85	250	25	19 x 24 x 17	34
96	H115	7.1 - 7.8	20	0.4	1.25	-54 to +85	250	25	19 x 24 x 17	34
97	H116	7.1 - 8.5	20	0.4	1.25	-54 to +85	250	25	19 x 24 x 17	34
98	H118	7.25 - 7.75	20	0.4	1.25	-54 to +85	250	25	19 x 24 x 17	34
99	I107	7.5 - 9.0	20	0.4	1.25	-54 to +85	250	25	19 x 24 x 17	34
100	I109	7.9 - 8.4	20	0.4	1.25	-54 to +85	250	25	19 x 24 x 17	34

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

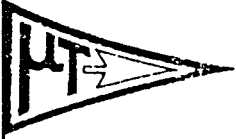


CIRCULATORS



MODEL NO.	FREQUENCY GHz	ISOLATION dB (Min.)	INSERTION LOSS dB (Max.)	VSWR (Max.)	OPERATING TEMPERATURE °C	CIRCULATOR POWER (Watts)		DIMENSION (W x L x T) mm.	WEIGHT Grams	
						Peak	Average			
101	I108	8.0 - 11.0	20	0.5	1.25	-54 to +85	250	25	16 x 21 x 17	26
102	J109	8.0 - 12.0	20	0.5	1.25	-54 to +85	250	25	16 x 21 x 17	26
103	J110	8.0 - 12.4	20	0.5	1.25	-54 to +85	250	25	16 x 21 x 17	26
104	J111	8.0 - 16.0	17	0.7	1.35	-54 to +85	250	25	16 x 21 x 17	26
105	K105	8.0 - 18.0	15	0.9	1.50	-54 to +85	250	25	16 x 21 x 17	26
106	I112	8.4 - 9.7	23	0.5	1.15	-54 to +85	250	25	16 x 21 x 17	26
107	I113	8.4 - 10.0	23	0.5	1.15	-54 to +85	250	25	16 x 21 x 17	26
108	I114	9.0 - 10.0	23	0.5	1.15	-54 to +85	250	25	16 x 21 x 17	26
109	J115	9.0 - 12.0	20	0.5	1.25	-54 to +85	250	25	16 x 21 x 17	26
110	K106	9.0 - 17.0	18	0.7	1.30	-54 to +85	250	25	16 x 21 x 17	26
111	K107	9.0 - 18.0	17	0.8	1.35	-54 to +85	250	25	16 x 21 x 17	26
112	J136	9.5 - 10.5	23	0.4	1.15	-54 to +85	250	25	13 x 16 x 13	19
113	J116	9.5 - 12.4	23	0.5	1.20	-54 to +85	250	25	16 x 21 x 17	26
114	J117	9.6 - 10.2	23	0.5	1.20	-54 to +85	250	25	16 x 21 x 17	26
115	J137	9.6 - 10.2	23	0.4	1.15	-54 to +85	250	25	13 x 16 x 13	19
116	J118	9.7 - 12.0	20	0.5	1.25	-54 to +85	250	25	16 x 21 x 17	26
117	J119	10.0 - 12.0	23	0.5	1.20	-54 to +85	250	25	16 x 21 x 17	26
118	K108	10.0 - 18.0	18	0.7	1.35	-54 to +85	250	25	16 x 21 x 17	26
119	J120	10.2 - 12.4	23	0.5	1.20	-54 to +85	250	25	16 x 21 x 17	26
120	J135	10.5 - 11.5	23	0.4	1.15	-54 to +85	250	25	13 x 16 x 13	19
121	J121	10.7 - 11.7	23	0.5	1.20	-54 to +85	250	25	16 x 21 x 17	26
122	J131	10.7 - 11.7	23	0.5	1.20	-54 to +85	250	25	13 x 16 x 13	19
123	J123	11.0 - 14.0	20	0.5	1.25	-54 to +85	250	25	16 x 21 x 17	26
124	K110	11.0 - 18.0	18	0.7	1.35	-54 to +85	250	25	16 x 21 x 17	26
125	J122	11.7 - 12.7	23	0.5	1.20	-54 to +85	250	25	16 x 21 x 17	26
126	J132	11.7 - 12.7	23	0.4	1.15	-54 to +85	250	25	13 x 16 x 13	19
127	K111	12.0 - 14.0	20	0.5	1.25	-54 to +85	250	25	16 x 21 x 17	26
128	J112	12.2 - 13.2	23	0.5	1.20	-54 to +85	250	25	16 x 21 x 17	26
129	J133	12.2 - 13.2	23	0.4	1.15	-54 to +85	250	25	13 x 16 x 13	19
130	K113	12.4 - 15.0	20	0.5	1.25	-54 to +85	250	25	16 x 21 x 17	26
131	K114	12.4 - 18.0	18	0.6	1.35	-54 to +85	250	25	16 x 21 x 17	26
132	K115	12.5 - 13.5	23	0.5	1.20	-54 to +85	250	25	16 x 21 x 17	26
133	K131	12.5 - 13.5	23	0.4	1.15	-54 to +85	250	25	13 x 16 x 13	19
134	J124	12.6 - 13.2	23	0.5	1.20	-54 to +85	250	25	16 x 21 x 17	26
135	J134	12.6 - 13.2	25	0.4	1.15	-54 to +85	250	25	13 x 16 x 13	19
136	K117	12.7 - 13.3	23	0.5	1.20	-54 to +85	250	25	16 x 21 x 17	26
137	K132	12.7 - 13.3	25	0.4	1.15	-54 to +85	250	25	13 x 16 x 13	19
138	K118	13.0 - 16.0	20	0.5	1.25	-54 to +85	250	25	16 x 21 x 17	26
139	K119	14.0 - 16.0	20	0.5	1.25	-54 to +85	250	25	16 x 21 x 17	26
140	K135	14.0 - 14.5	25	0.4	1.15	-54 to +85	250	25	13 x 16 x 13	19
141	K120	14.0 - 16.5	20	0.5	1.25	-54 to +85	250	25	16 x 21 x 17	26
142	K121	14.1 - 15.3	23	0.5	1.20	-54 to +85	250	25	16 x 21 x 17	26
143	K133	14.1 - 15.3	23	0.4	1.15	-54 to +85	250	25	13 x 16 x 13	19
144	K130	14.25 - 16.25	20	0.5	1.25	-54 to +85	250	25	16 x 21 x 17	26
145	K122	14.4 - 15.5	23	0.5	1.20	-54 to +85	250	25	16 x 21 x 17	26
146	K134	14.4 - 15.5	25	0.4	1.15	-54 to +85	250	25	13 x 16 x 13	19
147	K123	15.0 - 18.0	20	0.6	1.25	-54 to +85	250	25	16 x 21 x 17	26
148	K1	15.5 - 16.6	23	0.5	1.20	-54 to +85	250	25	16 x 21 x 17	26
149	K125	16.0 - 18.0	20	0.8	1.25	-54 to +85	250	25	16 x 21 x 17	26
150	K126	17.3 - 18.1	20	0.8	1.25	-54 to +85	250	25	16 x 21 x 17	26

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีก  Isolators available from stock subject to prior sales.



CELLULAR RADIO FREQUENCY 3 & 4-PORT ISOLATORS

MICROWAVE TECHNOLOGY CORPORATION HAS DEVELOPED A RANGE OF DEVICES DESIGNED FOR MOBILE CELLULAR RADIO APPLICATIONS AT 400 MHZ, 900 MHZ AND 1800 MHZ. THE TABLE BELOW SHOWS SOME OF OUR CAPABILITY - FOR VARIATIONS OF FREQUENCY RANGE OR OTHER SPECIFICATIONS PLEASE CONTACT US.

MODEL NO.	FREQ. RANGE	ISOLATION dB min.	INS. LOSS dB max.	VSWR max.	TEMP. RANGE C	DIMENSIONS mm.(WxLxT)
3-PORT						
B205WFF	396 - 404	25	0.5	1.20	0+60	48x51x26
B206WFF	424 - 431	25	0.5	1.20	0+60	48x51x26
B207WFF	455 - 457	25	0.5	1.20	0+60	48x51x26
B208WFF	460 - 468	25	0.5	1.20	0+60	48x51x26
B209WFF	463 - 470	25	0.5	1.20	0+60	48x51x26
B210WFF	468 - 472	25	0.5	1.20	0+60	48x51x26
B211WFF	487 - 494	25	0.5	1.20	0+60	48x51x26
C266WFF	870 - 896	25	0.4	1.20	0+60	35x40x26
C264WFF	917 - 950	25	0.4	1.20	0+60	35x40x26
C267WFF	920 - 960	25	0.4	1.20	0+60	35x40x26
C257WFF	930 - 965	25	0.4	1.20	0+60	35x40x26
D134WFF	1800 - 1900	25	0.3	1.20	0+60	32x34x19
D133WFF	1855 - 1925	25	0.3	1.20	0+60	32x34x19
4-PORT						
B205WFFF	396 - 404	50	0.7	1.20	0+60	96x51x26
B206WFFF	424 - 431	50	0.7	1.20	0+60	96x51x26
B207WFFF	455 - 457	50	0.7	1.20	0+60	96x51x26
B208WFFF	460 - 468	50	0.7	1.20	0+60	96x51x26
B209WFFF	463 - 470	50	0.7	1.20	0+60	96x51x26
B210WFFF	468 - 472	50	0.7	1.20	0+60	96x51x26
B211WFFF	487 - 494	50	0.7	1.20	0+60	96x51x26
C266WFFF	870 - 896	50	0.5	1.20	0+60	70x40x26
C264WFFF	917 - 950	50	0.5	1.20	0+60	70x40x26
C267WFFF	920 - 960	50	0.5	1.20	0+60	70x40x26
C257WFFF	930 - 960	50	0.5	1.20	0+60	70x40x26
D134WFFF	1800 - 1900	50	0.5	1.20	0+60	70x40x26
D133WFFF	1855 - 1925	50	0.5	1.20	0+60	64x34x19

TYPICAL MEAN - POWER		CONNECTORS
TYPES	WATTS	
B2xx	100 W	N
C2xx	65 W	N
D1xx	55 W	SMA



MICROWAVE TECHNOLOGY CORPORATION

1645 Thepharak Road, Samrong Nua, Samutprakarn 10270, Thailand
Telephone: (662) 3945668, Fax: (662) 2587679

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับใช้ภายในเท่านั้นมิใช่ใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ALTERNATIVE CONNECTORS AVAILABLE (EG. PINS, SOCKETS)

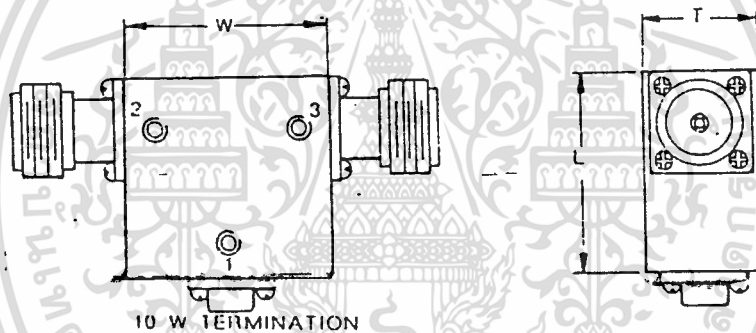
DIFFERENT MOUNTING OPTIONS ARE AVAILABLE

- THROUGH HOLES
- TAPPED HOLES ON TWO FACES
- TAPPED HOLES ON EDGES

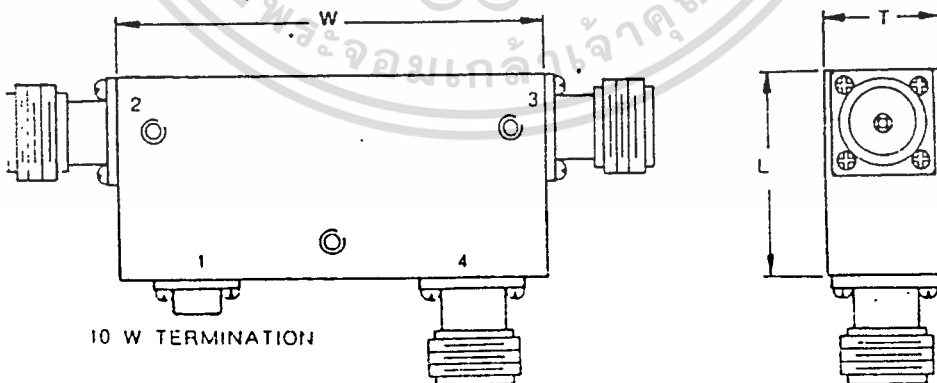
NOTE : AN EXTRA PORT AS TEST PORT OR SNIFFER PORT CAN BE INCLUDED.

ISOLATOR OUTLINE DRAWINGS

3-PORT



4-PORT



NOTE : 4-PORT H-CONFIGURATION ALSO AVAILABLE

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หนังสืออ้างอิง

- 1.SAMUEL Y.LIAO , "MICROWAVE DEVICE AND CIRCUITS",
PRENTICE-HALL, INC.
- 2.T.C.EDWARDS , "FOUNDATION FOR MICROSTRIP CIRCUIT DESING"
, JOHN WILEY & SONS, CHICHESTER. NEW YORK.
- 3.S. MURAKAMI , "VHF/UHF TV MODULATOR INTRUCTION MANUAL",
, IDEN.
- 4.JAME K.HARDY , "HIGH FREQUENCY CIRCUIT DESING", RESTON
PUBLISHING COMPANY, INC.
- 5.CHRIS BOWICK , "RF CIRCUIT DESING", HOWARD W.SAMS & CO.

