



ปริญญาโท ประจำปีการศึกษา 2533

ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง เครื่องมือวัดสนามระยะใกล้ (Near field measuring instrument)

ผู้จัดทำ

1. นายต่อศักดิ์ หล่อวัฒนศิริกุล 301078
2. นายวีระชัย ติรนนท์มงคล 301266



(รศ.ดร. วิวัฒน์ กิราณนท์)

..... อาจารย์ที่ปรึกษา



เครื่องมือวัดสนามระยะใกล้

นายต่อศักดิ์ หล่อวัฒนศิริกุล 301078

นายวีระชัย ติรนนท์มงคล 301268

รศ.ดร. วิวัฒน์ กิรานนท์ อาจารย์ที่ปรึกษา
ปีการศึกษา 2533

บทคัดย่อ

ปริญญาโทฉบับนี้จัดทำขึ้น เพื่อแสดงวิธีการคำนวณออกแบบสร้างอุปกรณ์วัดค่าของสนามระยะใกล้ (Near field) เพื่อนำมาคำนวณหาลักษณะการกระจายคลื่นของสนามระยะไกล (Far field pattern) โดยไม่จำเป็นต้องนำสายอากาศไปทดสอบวัดในพื้นที่โล่งกว้าง ทำให้สะดวกและประหยัดเวลาในการทดสอบลง อุปกรณ์ที่สร้างขึ้นจะจำกัดให้ใช้งานได้เฉพาะความถี่ 915 MHz เพื่อใช้เป็นเครื่องมือสำหรับศึกษาหลักการประเมินสนามระยะไกลของสายอากาศจากสนามระยะใกล้ ประกอบด้วยช่องรับสัญญาณสองช่องที่จะรับสัญญาณเข้ามาเพื่อวัดขนาดและความต่างเฟสของสัญญาณทั้งสองช่องผ่านวงจรแปลงความถี่ลงจนสร้างวงจรภาคต่อไปได้ วงจรขยายเพื่อเพิ่มความไว วงจรรองความถี่ก่อนเข้าสู่วงจรวัดขนาดและความต่างเฟสต่อไป เครื่องมือที่สร้างขึ้นจะสามารถใช้วัดสัญญาณที่มีความแรงตั้งแต่ -50 dBm ขึ้นไป

Near field measuring instrument

Tohsak	Lowathanasirikul	301078
Weerachai	Tirananmongkol	301266

Associate Professor Wiwat Kiranon Advisor

1990

Abstract

This thesis subject to calculate and design near field measuring instrument. The instrument can use to measure antenna near field distribution, which can be transform to far field radiation pattern, in the lab. This method is more convenient than field test method. The instrument is limit to use only with 915 MHz signal for study antenna near field theory. Amplitude and phase difference of 2 signal taken from 2 channel input, convert to lower frequency by down conversion for ease to build other circuit, pass amplifier to increase sensitivity, filter all noise, and measure it by amplitude and phase detector. Signal level higher than -50 dBm can be measure by the instrument.

สารบัญ

บทที่ 1	บทนำ	1
บทที่ 2	ทฤษฎี	5
2.1	ไมโครสตริป (Microstrip)	5
2.2	วงจรแปลงความถี่ลง (Down converter)	7
2.3	วงจรแบ่งกำลัง (Power divider)	9
2.4	วงจรกรองความถี่ (Filter)	9
2.5	วงจรลดทอนสัญญาณ (Attenuator)	13
2.6	วงจรวัดความแรงของสัญญาณ (Amplitude detector)	14
2.7	วงจรตรวจจับความต่างเฟส (Phase detector)	16
2.8	วิธีการหาค่าความถี่เรโซแนนซ์เพื่อใช้ในวงจร	19
บทที่ 3	การคำนวณและการออกแบบ	23
3.1	การคำนวณไมโครสตริป	23
3.2	วงจรแบ่งกำลังแบบวิลคินสัน	23
3.3	วงจรขยายสัญญาณวิทยุและความถี่โลคอล	24
3.4	วงจรมิกเซอร์	25
3.5	วงจรกำเนิดความถี่โลคอล	26
3.6	วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน	26
3.7	วงจรขยายสัญญาณความถี่กลาง (IF Amplifier)	27
3.8	วงจรวัดขนาดของสัญญาณ (Amplitude detector)	29
3.9	วงจรเปรียบเทียบเฟส (Phase detector)	30
3.10	วงจรลดทอนสัญญาณ (Attenuator)	31
3.11	การเชื่อมโยงกราวด์ของวงจร	32
บทที่ 4	การทดลองและผลการทดลอง	33

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับใช้ในการเรียนการสอนเท่านั้น การนำเอกสารนี้ไปใช้โดยไม่ได้รับอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

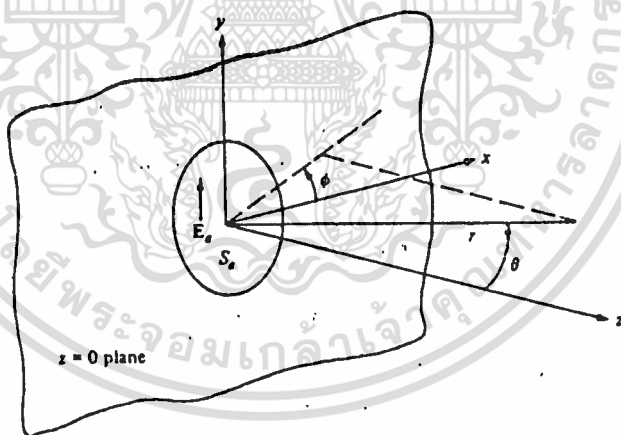
4.1.1	การทดลองวงจรสร้างสัญญาณความถี่โลคอล	33
4.1.2	การทดสอบวงจรแบ่งกำลัง	33
4.2	การทดสอบวงจรขยายสัญญาณความถี่วิทยุ (RF Amplifier)	34
4.3	ทดสอบวงจรมิกเซอร์	34
4.4	ทดสอบวงจรขยายสัญญาณความถี่กลาง (IF Amplifier)	35
4.4.1	วงจรขยายสัญญาณความถี่กลาง 1 ชั้น	35
4.4.2	วงจรขยายสัญญาณความถี่กลาง 3 ชั้น	35
4.5	ทดสอบวงจรวัดขนาดของสัญญาณ	36
4.6	ทดสอบวงจรกรองความถี่กลาง	36
4.7	ทดสอบวงจรลดทอนสัญญาณ (Attenuator)	37
4.8	ผลการทดสอบวงจรรวมจนถึงวงจรวัดขนาดสัญญาณ	38
บทที่ 5	บทสรุปและวิจารณ์	40
ภาคผนวก	ข้อมูลของอุปกรณ์ใช้งาน	41
	กิตติกรรมประกาศ	57
	บรรณานุกรม	58

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1 บทนำ

การวัดลักษณะการกระจายคลื่นที่ระยะไกล จะต้องทำการวัดที่ระยะไกลจากสายอากาศที่ต้องการทดสอบมาก อย่างน้อยเท่ากับ $\frac{2D^2}{\lambda}$ เมื่อ D เป็นมิติที่ใหญ่ที่สุดของสายอากาศที่ต้องการทดสอบและ λ เป็นความยาวคลื่นของความถี่ที่ใช้งาน ดังนั้นเมื่อสายอากาศใหญ่มากหรือใช้งานที่ความถี่สูง ระยะทางนี้จะไกลมาก ทำให้ยากแก่การหาสถานที่ที่กว้างพอที่จะใช้ทดสอบ ซึ่งจะต้องโหล่ง ไม่มีสิ่งกีดขวางการกระจายคลื่น และในการทดสอบอาจมีข้อผิดพลาดจากสภาพแวดล้อมได้ เช่น สภาพอากาศ การรบกวนจากคลื่นอื่นๆ ในเส้นทางต่างๆ

ต่อมาจึงมีการพัฒนาทฤษฎีเกี่ยวกับการคำนวณหาการกระจายคลื่นในระยะไกล จากการวัดลักษณะการกระจายคลื่นที่ระยะใกล้สายอากาศ โดยใช้ทฤษฎีทางแม่เหล็กไฟฟ้าและคณิตศาสตร์ อันจะทำให้การทดสอบสายอากาศสามารถทำภายในห้องทดลองได้ ลดความยุ่งยากในการย้ายอุปกรณ์และการรบกวนจากปัจจัยภายนอกลง โดยจะต้องทำการวัดข้อมูลที่จำเป็นต่อการคำนวณตามทฤษฎีมาทำการคำนวณ ซึ่งมีรายละเอียดของทฤษฎีเป็นดังต่อไปนี้



รูปที่ 1.1 ช่องเปิด (Aperture) S ในระนาบ $z=0$

จากรูปที่ 1.1 เมื่อรู้สนามไฟฟ้าสัมผัสระนาบ $z=0$ บนแผนราบ S จะหาสนามที่แพร่อยู่ในบริเวณ $z>0$ ได้จากสมการของแมกซ์เวล (Maxwell's equation) [11]

$$\begin{aligned} \nabla \times \vec{E} &= -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} & \text{และ} & & \nabla \times \vec{H} &= \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \\ \text{เมื่อ } \vec{D} &= \epsilon \vec{E} & \nabla \cdot \vec{D} &= \rho & \nabla \cdot \vec{B} &= 0 & \vec{B} &= \mu \vec{H} \\ \text{จะได้} & & \nabla \times \nabla \times \vec{E} &= -\mu \frac{\partial}{\partial t} \vec{E} \times \vec{H} = \nabla \nabla \cdot \vec{E} - \nabla^2 \vec{E} & \text{----(1.1)} \\ \text{ที่ } z>0 & \text{ ได้ } \vec{J} = \rho = 0 & \text{ทำให้} & & \nabla \cdot \vec{E} &= 0, & \nabla \times \vec{H} &= \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จาก (1.1) ได้

$$-\nabla^2 \vec{E} = -\mu \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2} = -\epsilon(j\omega)^2 \vec{E} = -k_0^2 \vec{E}$$

$$\nabla^2 \vec{E} + k_0^2 \vec{E} = 0 \quad \text{----(1.2)}$$

$$\nabla \cdot \vec{E} = 0 \quad \text{----(1.3)}$$

และจากการแปลงฟูเรียร์ (Fourier transform)

$$F[u(x,y)] = U(k_x, k_y) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} U(x,y) e^{jk_x x + jk_y y} dx dy$$

$$F^{-1}[u(x,y)] = U(k_x, k_y) = \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} U(x,y) e^{jk_x x + jk_y y} dx dy$$

จาก (1.2) และ (1.3) จะได้

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + \frac{\partial^2}{\partial z^2} \right) \vec{E}(x,y,z) = 0 \quad \text{----(1.4)}$$

$$\left(\frac{\partial}{\partial x} \vec{E}_x(x,y,z) + \frac{\partial}{\partial y} \vec{E}_y(x,y,z) + \frac{\partial}{\partial z} \vec{E}_z(x,y,z) \right) = 0 \quad \text{----(1.5)}$$

ทำการแปลงฟูเรียร์สมการ (1.4)-(1.5) สัมพันธ์กับ x โดย

$$F_x \frac{\partial u(x,y)}{\partial x} = -jk_x F_x U(x,y)$$

$$F_x \frac{\partial^2 u(x,y)}{\partial x^2} = (-jk_x)^2 F_x U(x,y)$$

จะได้

$$\left[\left(\frac{\partial^2}{\partial z^2} \right) + (k_0^2 - k_x^2 - k_y^2) \right] \vec{E}(k_x, k_y, z) = 0 \quad \text{----(1.6)}$$

$$k_x \vec{E}_x(k_x, k_y, z) + k_y \vec{E}_y(k_x, k_y, z) + j \frac{\partial}{\partial z} \vec{E}_z(k_x, k_y, z) = 0 \quad \text{----(1.7)}$$

จากสมการ (1.7) $\vec{E}(k_x, k_y, z)$ เป็นฟูเรียร์ทรานสฟอร์มของสนามไฟฟ้าเทียบกับ x, y

เมื่อให้ $k_z^2 = k_0^2 - k_x^2 - k_y^2$ สมการ (1.7) จะเขียนได้เป็น

$$\frac{\partial^2}{\partial z^2} \vec{E}(k_x, k_y, z) + k_z^2 \vec{E}(k_x, k_y, z) = 0 \quad \text{----(1.8)}$$

จะได้ผลลัพธ์เป็น $e^{*jk_z z}$ แต่สนามควรเดินทางไปในทิศ z จึงควรมีเฉพาะส่วน $e^{-jk_z z}$ เท่านั้นจาก (1.8) ได้

$$\vec{E}(k_x, k_y, z) = f(k_x, k_y) e^{-jk_z z} \quad \text{----(1.9)}$$

แทน (1.9) ลงใน (1.7)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ส่งมอบไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$k_x f_x + k_y f_y + k_z f_z = 0 = k \cdot f \quad \text{----(1.10)}$$

เมื่ออินทิเกรตฟูเรียร์ทรานสฟอร์มแล้ว จะได้ผลลัพธ์ดังนี้

$$\vec{E}(x,y,z) = \frac{1}{4\pi^2} \iint f(k_x, k_y) e^{-jk_r} dk_x dk_y \quad \text{----(1.11)}$$

เมื่อ $k \cdot r = k_x x + k_y y + k_z z$

ที่ $z=0$ ผลของ \vec{E} สำหรับ x, y เป็นสนามแนวปากช่องเปิด (Aperture tangential field : E_{\perp})

$$\vec{E}_{\perp}(x,y) = \vec{E}_{\text{tan}}(x,y,z) = \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int f_{\perp}(k_x, k_y) e^{-jk_x x - jk_y y} dk_y dk_x$$

$$f_{\perp}(k_x, k_y) = \int_{S_a} \int E_{\perp}(x,y) e^{jk_x x + jk_y y} dk_x dk_y$$

สุดท้ายจะได้ว่า

$$\vec{E}(r) = \frac{jk_0 \cos\theta e^{-jk_0 r}}{2\pi r} f(k_0 \sin\theta \cos\phi, k_0 \sin\theta \sin\phi)$$

$$f_{\perp}(k_x, k_y) = \int_{S_a} \int \vec{E}_{\perp} e^{jk_x x + jk_y y} dx dy$$

ในทางปฏิบัติ การวัดสนามระยะไกลมีจำนวนข้อมูลจำกัดไม่ต่อเนื่องกัน จึงใช้วิธีการฟูเรียร์ทรานสฟอร์มที่ไม่ต่อเนื่อง (Discrete fourier transform) โดย

$$f_{\perp}(k_x, k_y) = \Delta x \Delta y \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} \vec{E}(n\Delta x, m\Delta y) e^{jk_x n\Delta x + jk_y m\Delta y}$$

$$\vec{E}(r) \sim \frac{jk_0 \cos\theta e^{-jk_0 r}}{2\pi r} f_{\perp}(k_0 \sin\theta \cos\phi, k_0 \sin\theta \sin\phi)$$

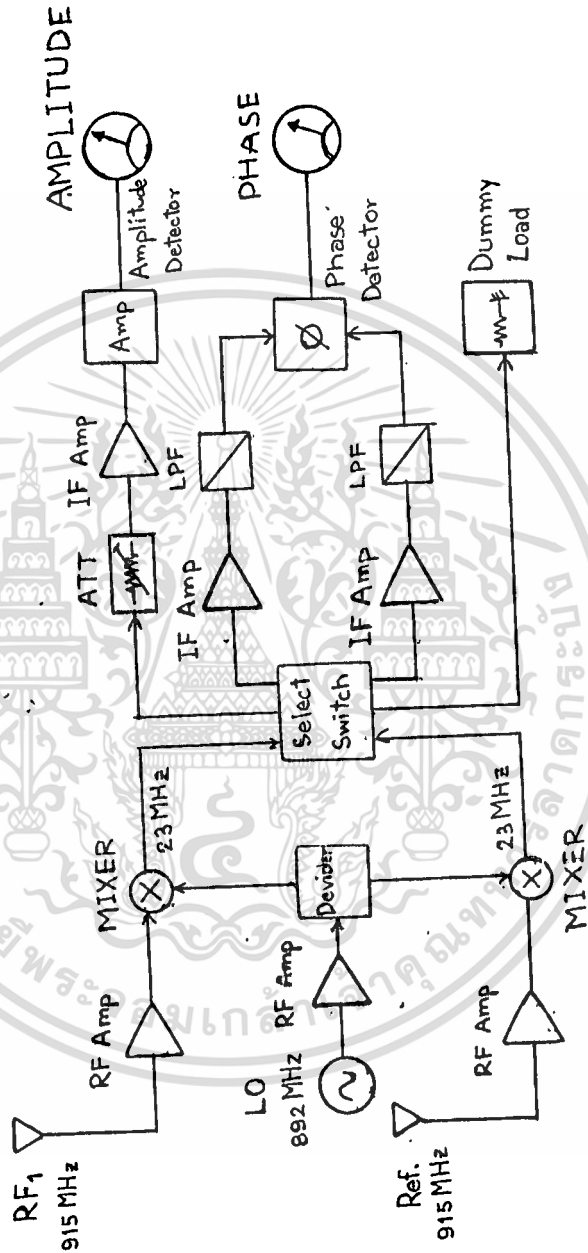
เมื่อ $\vec{E}(n\Delta x, m\Delta y) = E(x,y)$ เป็นสนามสัมผัสผิวระนาบ x, y

$\vec{E}(r)$ เป็นสนามระยะไกล

ซึ่งจะต้องทำการคำนวณยุ่งยากหลายครั้ง จึงเหมาะที่จะนำไปใช้คำนวณโดยคอมพิวเตอร์ เมื่อได้ข้อมูลต่างๆ มาครบแล้ว

จากทฤษฎีดังกล่าวข้างต้น จะเห็นได้ว่าข้อมูลที่ต้องใช้ในการคำนวณหาสนามระยะไกลตามทฤษฎีนี้คือข้อมูลการกระจายของสนามระยะไกล (ขนาดและเฟส) ซึ่งต้องใช้เครื่องมือวัดความเข้มของสนาม (Field strength meter) ที่สามารถวัดข้อมูลได้ทั้งขนาดและเฟสของคลื่น แต่อุปกรณ์ที่จะสามารถวัดข้อมูลดังกล่าว จะต้องซื้อจากต่างประเทศ แม้จะใช้งานได้ในความถี่กว้าง แต่ก็มีราคาแพงมาก และยุ่งยากในการใช้งาน ในโครงการนี้ต้องการสร้างเครื่องมือสำหรับวัดสนามที่มีราคาถูก และง่ายต่อการใช้งาน โดยจำกัดให้ใช้กับความถี่ 915 MHz เท่านั้น เพื่อให้สามารถนำมาเป็นอุปกรณ์ประกอบการศึกษาเกี่ยวกับหลักการวัดสนามระยะไกล ทั้งในด้านทฤษฎีและใช้ปฏิบัติในห้องทดลอง และลดการนำเข้าอุปกรณ์ราคาแพงจากต่างประเทศ

ปริญญาโทนั้นจะสร้างอุปกรณ์ประกอบด้วยส่วนต่างๆ ดังบล็อกไดอะแกรมรูปที่ 1.2



รูปที่ 1.2 บล็อกไดอะแกรม (block diagram) แสดงรายละเอียดของเครื่องมือวัดความเข้มของสนาม (Field Strength meter)

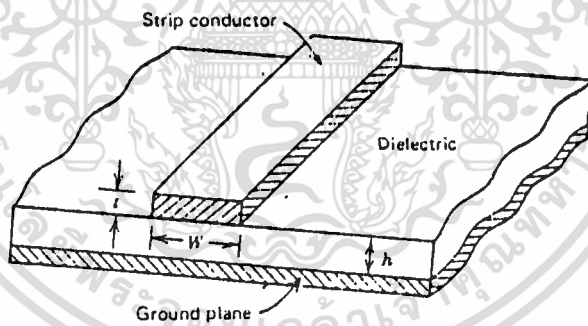
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2 ทฤษฎี

เครื่องมือที่สร้างขึ้นในโครงงานนี้ จะต้องมีความสมบัติที่จะสามารถวัดได้ทั้งขนาดและเฟสของสัญญาณที่จะวัด เครื่องมือนี้ประกอบด้วยส่วนต่างๆ ดังได้แสดงไว้ในรูปที่ 1.2 แล้ว โดยมีทฤษฎีที่จะนำมาใช้ในการสร้างวงจรแต่ละส่วนดังต่อไปนี้

2.1 ไมโครสตริป (Microstrip)

เนื่องจากความถี่ที่ใช้งานในโครงงานเป็นความถี่สูง ใกล้เคียงไมโครเวฟ (Microwave) ลายวงจรปกติจะประพฤติกรรมเสมือนมีค่าความเหนี่ยวนำ (Inductance) และความเก็บประจุ (Capacitance) ด้วย ทำให้คลื่นเดินทางผ่านไม่ได้ดี มีการลดทอนและผิดเฟสขึ้น เส้นทางเดินของคลื่นต้องมีคุณสมบัติเป็นสายส่ง (Transmission line) ซึ่งลายวงจรแบบที่ใช้ในโครงงานนี้เป็นแบบไมโครสตริป มีลักษณะเป็นสายส่งแบบแผ่นราบ ประกอบด้วยแถบตัวนำซึ่งแยกกับกราวด์โดยสารไดอิเล็กตริก (Dielectric) ลักษณะต่างๆ ไปของไมโครสตริปเป็นดังรูปที่ 2.1



รูปที่ 2.1 โครงสร้างของไมโครสตริป

ความต้านทานคุณสมบัติ (Characteristic impedance; Z_0) ของไมโครสตริป สำหรับกรณีที่แถบตัวนำบางมาก เป็นดังนี้

$$Z_0 = \frac{377h}{\sqrt{\epsilon_r} W (1 + 1.735\epsilon_r^{-0.0724} [W/h]^{-0.836})} \quad \text{---- (2.1)}$$

เมื่อ W เป็นความกว้างของแถบไมโครสตริป

h และ ϵ_r เป็นความหนาและค่าคงที่ไดอิเล็กตริกของสารไดอิเล็กตริก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้าแถบตัวนำมีความหนาเท่ากับ t ค่าความกว้าง (W) จากสมการ (2.1) จะแทนด้วย ความกว้างประสิทธิผล (Effective width; W_{eff}) จาก

$$W_{eff} = W + \frac{t}{\pi} \left(\ln \frac{2h}{t} + 1 \right) \quad \text{----(2.2)}$$

ความยาวคลื่นในไมโครสตริปจะต่างจากความยาวคลื่นในอากาศ โดยความสัมพันธ์สำหรับ ไมโครสตริปที่แถบตัวนำบางมาก ดังสมการ (2.3) ต่อไปนี้

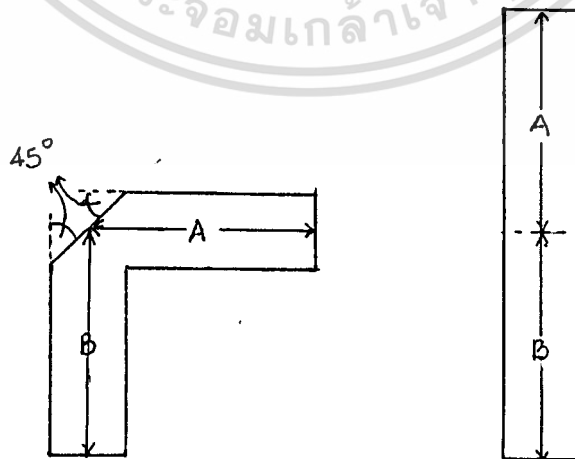
$$\frac{\lambda}{\lambda_0} = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}} \left[\frac{\epsilon_r}{1 + 0.63(\epsilon_r - 1)(W/h)^{0.1255}} \right]^{0.5} \quad \text{เมื่อ } \frac{W}{h} > 0.6$$

$$= \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}} \left[\frac{\epsilon_r}{1 + 0.6(\epsilon_r - 1)(W/h)^{0.0207}} \right]^{0.5} \quad \text{เมื่อ } \frac{W}{h} < 0.6$$

----(2.3)

ถ้าแถบตัวนำมีความหนาเป็น t ค่าของ W ให้แทนด้วย W_{eff}

การออกแบบไมโครสตริปจะต้องออกแบบให้มีอิมพีแดนซ์แมตช์ (match) กับอุปกรณ์อื่นๆ ที่ ต่อด้วย เพื่อที่จะได้ประสิทธิภาพในการส่งคลื่นผ่านไปได้อย่างมากที่สุด เนื่องจากระบบสื่อสารต่างๆ ไป จะออกแบบให้อิมพีแดนซ์เท่ากับ 50 โอห์ม จึงออกแบบให้ระบบแมตช์กับอุปกรณ์ที่เป็น 50 โอห์ม จึงต้องคำนวณให้ไมโครสตริปกว้างจนมี Z_0 เท่ากับ 50 โอห์มด้วย นอกจากนี้หากต้องการหักมุม ของลายไมโครสตริปโดยกำหนดความยาวที่ต้องการไว้ จะต้องหักมุมให้มีมุมตัดของตัวนำทำมุม 45 องศา กับขอบตัวนำ ซึ่งจะทำได้ลักษณะของวงจรร และความยาวเสมือนเป็นดังรูปที่ 2.2

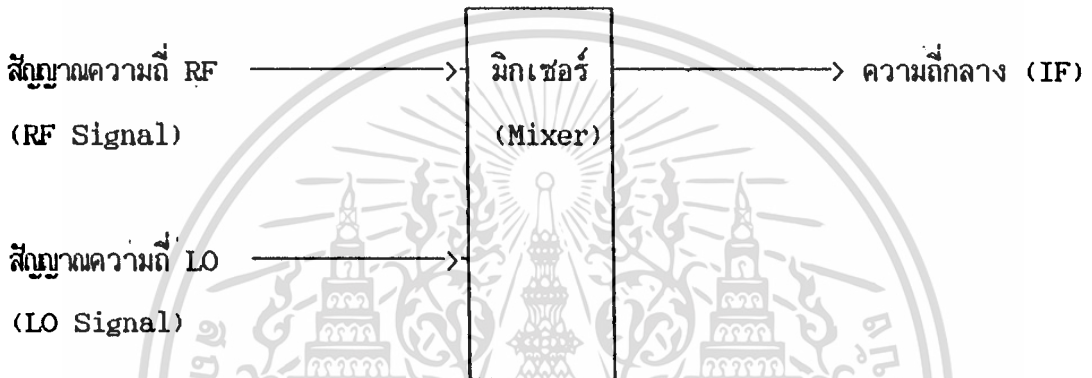


รูปที่ 2.2 การหักมุมของไมโครสตริป และรูปเสมือน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2 วงจรแปลงความถี่ลง (Down converter)

เนื่องจากความถี่ใช้งานของเครื่องมือที่สร้างอยู่ในย่านไมโครเวฟ ทำให้ยากต่อการสร้างและเลือกใช้อุปกรณ์ประกอบวงจร จึงต้องทำการแปลงความถี่ของสัญญาณลงมาให้มีความถี่ต่ำก่อน เพื่อให้สามารถสร้างวงจรได้ง่ายขึ้น และวงจรแปลงความถี่ลงนี้จะต้องให้ขนาดของสัญญาณความถี่ต่ำออกมาอย่างเป็นสัดส่วนกับขนาดของสัญญาณความถี่สูงก่อนแปลงด้วย เพื่อให้สามารถนำไปใช้ในวงจรวัดขนาดสัญญาณได้อย่างถูกต้อง จึงเลือกใช้วงจรมิกเซอร์ (Mixer) เป็นวงจรสำหรับแปลงความถี่

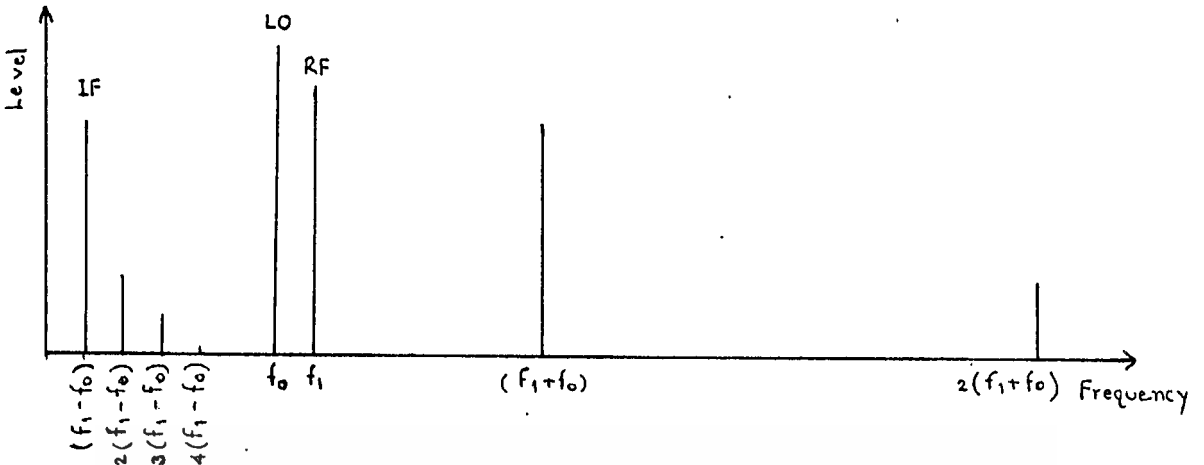


รูปที่ 2.3 บล็อกไดอะแกรมของมิกเซอร์

มิกเซอร์มีหลักการพื้นฐานเป็นวงจรคูณสัญญาณ (Multiplier) ซึ่งจะนำสัญญาณ 2 อันคือ สัญญาณวิทยุ (Radio frequency; RF) และความถี่โพลอยล (Local oscillator; LO) มาคูณกันโดยใช้อุปกรณ์ที่ไม่เป็นเชิงเส้น เช่น ไดโอดเป็นตัวรวมสัญญาณทำให้เกิดสัญญาณความถี่กลาง (Intermediate frequency; IF) ซึ่งมีความถี่เป็นผลต่างและผลรวมของสัญญาณ 2 อันแรก แต่เนื่องจากอุปกรณ์ที่ใช้คูณไม่เป็นเชิงเส้น สัญญาณที่เกิดใหม่จึงไม่ได้มีเฉพาะความถี่ที่เป็นผลต่างและผลรวมเท่านั้น แต่ยังมีสัญญาณที่เป็นฮาร์โมนิก (Harmonic) ของสัญญาณทั้งสองอีกด้วย ซึ่งจะมีมากหรือน้อยขึ้นอยู่กับคุณสมบัติของวงจรมิกเซอร์ที่ใช้ เมื่อพิจารณาในด้านความถี่ จะเห็นสัญญาณต่างๆ ดังรูปที่ 2.4

นอกจากนี้ในมิกเซอร์ปกติ สัญญาณความถี่วิทยุและความถี่โพลอยลบางส่วนจะสามารถเล็ดรอดออกมาทางด้านเอาต์พุตได้ จึงเลือกใช้มิกเซอร์แบบสมดุลย์ (Balanced mixer) ซึ่งลดการรั่วไหลของสัญญาณทั้งสองดังกล่าวได้ วงจรมิกเซอร์แบบสมดุลย์นี้แยกได้เป็น วงจรแบบสมดุลย์เชิงเดี่ยว (Singly balanced) ซึ่งมีพื้นฐานประกอบด้วยไฮบริด (Hybrid) ทั้งแบบ 90 และ 180 องศา และแบบสมดุลย์เชิงคู่ (Doubly balanced) ที่ใช้ไดโอดเรียงกันเป็นวงแหวนหรือรูปดาว มีความสูญเสียในการแปลงสัญญาณ (Conversion loss) มากกว่าแบบเชิงเดี่ยว

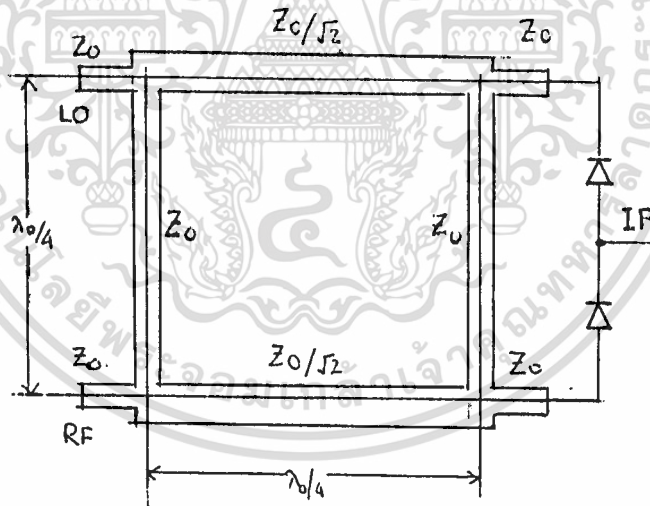
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.4 สัญญาณต่างๆ ในมิกเซอร์ เมื่อพิจารณาในโดเมนความถี่ (Frequency domain)

ในโครงการเลือกใช้มิกเซอร์สมดุลเชิงเดี่ยวไฮบริด 90 องศาแบบเส้นสาขา (Branch-lined balanced mixer) เนื่องจากมีขนาดเล็ก สร้างง่าย มีคุณสมบัติพอสมควร เพราะเป็นวงจรรวมไมโครสตริป พอร์ตของความถี่วิทยุและความถี่โลคอลอยู่ข้างเดียวกันทำให้สามารถสร้างวงจรมินิเจอร์ได้เล็ก ขนาดความคลาดเคลื่อนของวงจรมินิเจอร์มาก ลักษณะของมิกเซอร์แสดงไว้ในรูปที่

2.5



รูปที่ 2.5 มิกเซอร์สมดุลไฮบริด

จากรูปจะต้องสร้างให้แต่ละสาขาของไฮบริดมีความต้านทานคุณสมบัติ (Characteristic impedance) ตามที่กำหนดไว้ โดยที่ Z_0 เป็นความต้านทานคุณสมบัติที่เมทซ์กับอุปกรณ์ที่ต่อด้วย

ไดโอดแต่ละตัวที่ต่อกับพอร์ตด้านเดียวกันทั้งสองพอร์ตจะแยกทำหน้าที่เป็นมิกเซอร์ โดยป้อนสัญญาณความถี่วิทยุและความถี่โลคอลเข้าที่พอร์ตอีกสองพอร์ตที่เหลืออยู่อีกด้าน เนื่องจากมิกเซอร์สมมาตรจึงสามารถต่อสัญญาณความถี่วิทยุ และความถี่โลคอลสลับพอร์ตกันได้โดยไม่ทำให้คุณสมบัติของวงจรมีผล คุณสมบัตินี้หนึ่งของไฮบริดอุดมคติคือ ถ้าพอร์ตด้านเดียวกันคู่หนึ่งต่อกับความต้าน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

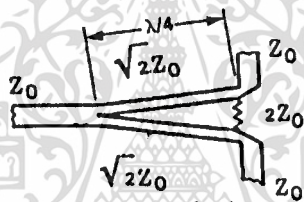
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ทานโหลด (Load resistance) ค่าเดียวกัน ความสูญเสียในการส่งผ่าน (Transmission loss) ระหว่างอีกสองพอร์ตที่เหลือจะเท่ากับความสูญเสียย้อนกลับ (Return loss) ของโหลด ถ้าโหลดแมทช์กันจะทำให้การแบ่งแยกพอร์ตสมบูรณ์

2.3 วงจรแบ่งกำลัง (Power divider)

เครื่องรับที่มีช่องรับสัญญาณสองช่อง เพื่อให้สามารถนำมาเปรียบเทียบเฟสกันได้ ดังนั้นการที่จะแปลงความถี่ของทั้งสองช่อง จะต้องรับสัญญาณความถี่โลคอลตัวเดียวกัน ซึ่งเมื่อผ่านจากวงจรกำเนิดความถี่แล้วจะต้องแบ่งไปยังมิกเซอร์ของแต่ละช่องเท่าๆ กัน ในที่ใช้วงจรถ่วงกำลังแบบวิลคินสัน (Wilkinson's divider)



รูปที่ 2.6 วงจรถ่วงกำลังของวิลคินสัน

จากรูปจะเห็นว่าแต่ละแขนที่แยกออกมากจะยาวเท่ากับ $\lambda/4$ และความต้านทานคุณสมบัติเป็น $\sqrt{2}Z_0$ และมีความต้านทาน $2Z_0$ ต่อไว้ ทั้งนี้เพื่อให้เมื่อมองจากพอร์ตเข้าของวงจรถ่วงจะมองเห็นความต้านทานของวงจรถ่วงเป็น Z_0 ซึ่งจะทำให้แมทช์อิมพีแดนซ์กับวงจรได้ เมื่อวงจรถ่วงและหลังจากนี้มีความต้านทานเป็น Z_0

2.4 วงจรกรองความถี่ (Filter)

ในทางปฏิบัติหลังจากสัญญาณผ่านการมิกซ์เป็นสัญญาณความถี่ต่ำแล้ว ความถี่ที่ได้ไม่เป็นความถี่เดียวแต่จะประกอบด้วยความถี่พื้นฐาน (Fundamental) และฮาร์มอนิก (Harmonic) ของสัญญาณความถี่ต่ำที่ต้องการออกมาเสมอ แต่สัญญาณที่ต้องการใช้คือสัญญาณความถี่พื้นฐานเท่านั้น จึงต้องสร้างวงจรถ่วงสำหรับกรองเอาเฉพาะสัญญาณความถี่ที่ต้องการมาใช้ และลดสัญญาณรบกวนต่างๆ รวมทั้งสัญญาณความถี่อื่นที่ไม่ต้องการลง

เนื่องจากสัญญาณรบกวนและฮาร์มอนิกต่างๆ จะอยู่ในช่วงความถี่สูงกว่าสัญญาณความถี่พื้นฐานที่ต้องการ ดังนั้นวงจรถ่วงความถี่ที่ใช้จึงเลือกเป็นแบบวงจรถ่วงความถี่ต่ำผ่าน (Low pass)

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

filter) โดยจะเลือกการตอบสนองเป็นแบบเชบีเชฟ (Chebyshev response) ซึ่งจะมีการลดทอนสัญญาณในย่านหยุด (Stop band) สูงกว่าแบบอื่น เพื่อให้ลดสัญญาณที่ไม่ต้องการมากที่สุด โดยยอมให้มีค่าริบเบิล (Ripple) ในย่านผ่าน (Pass band) คุณสมบัติของวงจรจะขึ้นอยู่กับจำนวนของอุปกรณ์ที่ใช้ประกอบ ถ้าใช้อุปกรณ์มากขึ้นจะทำให้เส้นการลดทอนในย่านหยุดชันขึ้น

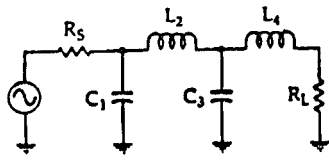
ในการออกแบบวงจรจะใช้ตารางต้นแบบเพื่อการคำนวณหาค่าของอุปกรณ์ที่ใช้ โดยเลือกใช้การตอบสนองที่ให้ริบเบิล ๒.๑1 dB เพื่อผลผลิตจากการกรองในย่านผ่าน พิจารณาตารางและรูปวงจรต้นแบบ (Prototype) ดังตารางที่ 2.1 และ 2.2

ขั้นตอนในการออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบเชบีเชฟจะเป็นดังนี้

- กำหนดคุณสมบัติการลดทอนที่ความถี่ที่ต้องการ
- หาค่าความถี่ที่ต้องการใช้งานด้วยความถี่คัตออฟ (Cutoff frequency; f_c) ของวงจรกรองความถี่ ทำให้ได้ข้อมูลเหมือนกับรูปที่แสดงไว้ (รูปที่ 2.7)
- กำหนดค่าริบเบิลสูงสุดที่จะให้มีในแถบผ่าน ยิ่งค่าริบเบิลสูงจะยิ่งทำให้เลือกกรองความถี่ได้ดีขึ้น และลดจำนวนอุปกรณ์ลงได้
- นำข้อมูลจากข้อก่อนๆ พิจารณาจากกราฟรูป 2.7 หาเส้นโค้งเพื่อเลือกใช้อุปกรณ์ให้เหมาะสม
- หาค่าต้นแบบของวงจรกรองความถี่จากตาราง 2.1-2.2
- หาค่าสุดท้ายของอุปกรณ์แต่ละตัวในวงจรสำหรับความถี่และอิมพีแดนซ์ที่ต้องการ จาก

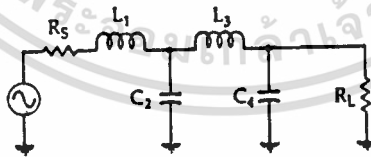
$$C = \frac{g_n}{2\pi f_c R} \quad \text{---- (2.4)}$$

$$L = \frac{R L_n}{2\pi f_c} \quad \text{---- (2.5)}$$



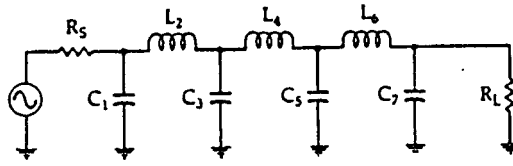
n	R_s/R_L	C_1	L_2	C_3	L_4
2	1.101	1.347	1.483		
	1.111	1.247	1.595		
	1.250	0.943	1.997		
	1.429	0.759	2.344		
	1.667	0.609	2.750		
	2.000	0.470	3.277		
	2.500	0.363	4.033		
	3.333	0.259	5.255		
	5.000	0.164	7.650		
	10.000	0.078	14.749		
∞	1.412	0.742			
3	1.000	1.181	1.821	1.181	
	0.900	1.092	1.660	1.480	
	0.800	1.097	1.443	1.806	
	0.700	1.160	1.228	2.165	
	0.600	1.274	1.024	2.598	
	0.500	1.452	0.829	3.164	
	0.400	1.734	0.645	3.974	
	0.300	2.216	0.470	5.280	
	0.200	3.193	0.305	7.834	
	0.100	6.141	0.148	15.390	
∞	1.501	1.433	0.591		
4	1.100	0.950	1.938	1.761	1.046
	1.111	0.854	1.946	1.744	1.165
	1.250	0.618	2.075	1.542	1.617
	1.429	0.495	2.279	1.334	2.008
	1.667	0.398	2.571	1.128	2.461
	2.000	0.316	2.994	0.926	3.045
	2.500	0.242	3.641	0.729	3.875
	3.333	0.174	4.727	0.538	5.209
	5.000	0.112	6.910	0.352	7.813
	10.000	0.054	13.469	0.173	15.510
∞	1.529	1.694	1.312	0.523	

n	R_L/R_g	L_1	C_2	L_3	C_4
---	-----------	-------	-------	-------	-------

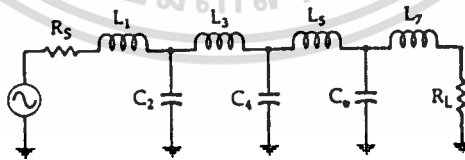


ตารางที่ 2.1 ตารางค่าอุปกรณ์สำหรับวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบเชบีเชฟ ริปเปิ้ล 0.01 dB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

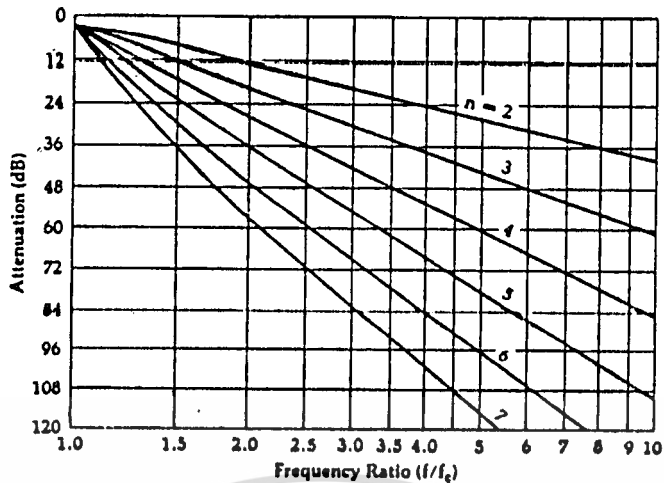


n	R_s/R_L	C_1	L_2	C_3	L_4	C_5	L_6	C_7
5	1.000	0.977	1.685	2.037	1.685	0.977		
	0.900	0.880	1.458	2.174	1.641	1.274		
	0.800	0.877	1.235	2.379	1.499	1.607		
	0.700	0.928	1.040	2.658	1.323	1.977		
	0.600	1.019	0.883	3.041	1.135	2.424		
	0.500	1.168	0.699	3.584	0.942	3.009		
	0.400	1.398	0.544	4.403	0.749	3.845		
	0.300	1.797	0.398	5.772	0.557	5.193		
	0.200	2.604	0.259	8.514	0.368	7.828		
	0.100	5.041	0.127	16.741	0.182	15.813		
∞	1.547	1.795	1.645	1.237	0.488			
6	1.101	0.851	1.796	1.841	2.027	1.631	0.937	
	1.111	0.760	1.782	1.775	2.094	1.638	1.053	
	1.250	0.545	1.864	1.489	2.403	1.507	1.504	
	1.429	0.438	2.038	1.266	2.735	1.332	1.899	
	1.667	0.351	2.298	1.061	3.167	1.145	2.357	
	2.000	0.279	2.678	0.867	3.788	0.954	2.948	
	2.500	0.214	3.261	0.682	4.667	0.781	3.790	
	3.333	0.155	4.245	0.503	6.163	0.568	5.143	
	5.000	0.100	6.223	0.330	9.151	0.376	7.785	
	10.000	0.048	12.171	0.162	18.105	0.187	15.595	
∞	1.551	1.847	1.790	1.598	1.190	0.469		
7	1.000	0.913	1.595	2.002	1.870	2.002	1.595	0.913
	0.900	0.816	1.362	2.089	1.722	2.202	1.581	1.208
	0.800	0.811	1.150	2.262	1.525	2.465	1.464	1.538
	0.700	0.857	0.967	2.516	1.323	2.802	1.307	1.910
	0.600	0.943	0.803	2.872	1.124	3.250	1.131	2.359
	0.500	1.080	0.650	3.382	0.928	3.875	0.947	2.948
	0.400	1.297	0.507	4.156	0.735	4.812	0.758	3.790
	0.300	1.669	0.372	5.454	0.548	6.370	0.568	5.148
	0.200	2.242	0.242	8.057	0.360	9.484	0.378	7.802
	0.100	4.701	0.119	15.872	0.178	18.818	0.188	15.652
∞	1.559	1.867	1.866	1.765	1.563	1.161	0.458	



ตารางที่ 2.2 ตารางค่าอุปกรณ์ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบเชบีเชฟ ริปเปิ้ล 0.01 dB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.7 คุณสมบัติการลดทอนของวงจรกรองความถี่แบบเซมิเชฟ ริปเปิ้ล 0.01 dB

2.5 วงจรลดทอนสัญญาณ (Attenuator)

วงจรวัดสัญญาณที่สร้างขึ้นจะสามารถวัดสัญญาณแรงและค่อยได้ในช่วงจำกัด ดังนั้นจึงต้องสร้างวงจรเพื่อไว้โดยให้ขยายสัญญาณตามความไวของเครื่องวัดที่ต้องการ แต่ถ้ารับสัญญาณแรงเกินไปเครื่องวัดจะวัดไม่ได้ จึงต้องลดทอนความแรงของสัญญาณลงให้เหมาะกับวงจรที่ใช้ จึงสร้างวงจรลดทอนสัญญาณขึ้นเพื่อทำหน้าที่อันนี้ วงจรที่สร้างขึ้นจะต้องออกแบบคำนวณให้มีค่าการลดทอนตามที่ต้องการและมีความต้านทานขาเข้าและออกจากวงจรแมทช์กับความต้านทานของวงจรในภาคต่อๆ ไปด้วย การสร้างวงจรลดทอนจะมีต้นแบบอย่างง่ายแสดงไว้ดังตารางที่ 2.3

Pi-Network Resistive Attenuator (50 Ω)

dB Atten.	R1 (Ohms)	R2 (Ohms)
1	870.0	5.8
2	436.0	11.6
3	292.0	17.6
4	221.0	23.8
5	178.6	30.4
6	150.5	37.3
7	130.7	44.8
8	116.0	52.8
9	105.0	61.6
10	96.2	71.2
11	89.2	81.8
12	83.5	93.2
13	78.8	106.0
14	74.9	120.3
15	71.6	136.1
16	68.8	153.8
17	66.4	173.4
18	64.4	195.4
19	62.6	220.0
20	61.0	247.5
21	59.7	278.2
22	58.6	312.7
23	57.6	351.9
24	56.7	394.6
25	56.0	443.1
30	53.2	789.7
35	51.8	1406.4
40	51.0	2500.0
45	50.5	4448.0
50	50.3	7905.6
55	50.2	14,058.0
60	50.1	25,000.0

T-Network Resistive Attenuator (50 Ω)

dB Atten.	R1 (Ohms)	R2 (Ohms)
1	2.9	433.3
2	5.7	215.2
3	8.5	141.9
4	11.3	104.8
5	14.0	82.2
6	16.6	66.9
7	19.0	55.8
8	21.5	47.3
9	23.8	40.6
10	26.0	35.0
11	28.0	30.6
12	30.0	26.8
13	31.7	23.5
14	33.3	20.8
15	35.0	18.4
16	36.3	16.2
17	37.6	14.4
18	38.8	12.8
19	40.0	11.4
20	41.0	10.0
21	41.8	9.0
22	42.6	8.0
23	43.4	7.1
24	44.0	6.3
25	44.7	5.6
30	47.0	3.2
35	48.2	1.8
40	49.0	1.0
45	49.4	0.56
50	49.7	0.32
55	49.8	0.18
60	49.9	0.10

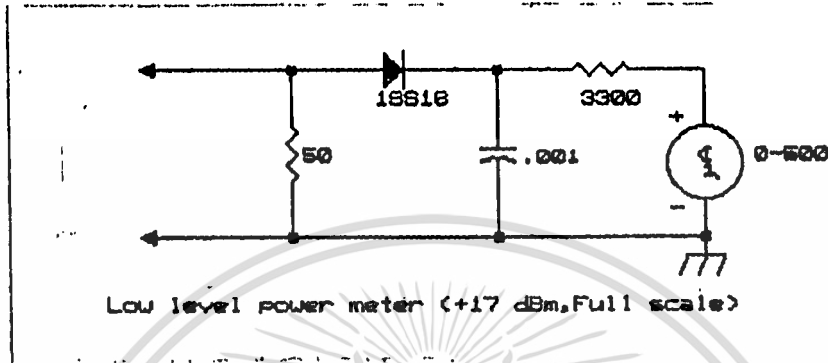


ตาราง 2.3 วงจรลดทอนสัญญาณอย่างง่ายและค่าอุปกรณ์ที่ใช้

2.6 วงจรวัดความแรงของสัญญาณ (Amplitude detector)

วงจรวัดความแรงของสัญญาณที่ใช้จะให้เป็นวงจรวัดจับความสูง (Peak) ของสัญญาณโดยให้สัญญาณความถี่สูงผ่านไดโอดและโหลด จากนั้นก็นำสัญญาณไฟตรงที่ได้ไปวัดโดยโวลต์มิเตอร์จะได้เป็นความแรงของสัญญาณออกมา ไดโอดที่ใช้ควรมีค่าแรงดันตกคร่อมน้อยเมื่อนำกระแส และมีความเร็วในการสวิตช์สูงเช่น พวกเยอรมาเนียมหรืออ็อกแคเรียร์ซิลิกอนไดโอด (Hot carrier silicon diode) เพื่อให้มีความไวในการจับสัญญาณมากขึ้น เพราะมีแรงดันตกคร่อมเมื่อนำกระแสประมาณ 0.2 โวลต์ซึ่งน้อยกว่าไดโอดปกติซึ่งมีค่าประมาณ 0.6 โวลต์ วงจรอย่างง่ายของวงจรดังกล่าวจะแสดงไว้ในรูปที่ 2.8 ซึ่งสามารถจับสัญญาณได้ตั้งแต่ความแรงอย่างต่ำ 1 หรือ 2 dBm ขึ้นไป แต่ถ้าสัญญาณที่จะใช้วัดมีขนาดต่ำกว่านี้เช่นสัญญาณที่รับจากสายอากาศ วงจรอย่าง

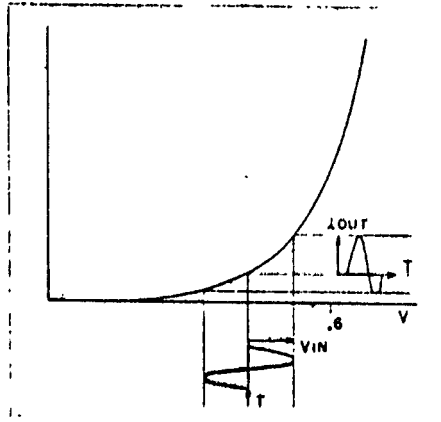
งานนี้จะตรวจจับไม่ได้ เนื่องจากค่าแรงดันในการนำกระแสของไดโอดสูงกว่าขนาดของสัญญาณ ซึ่งจะทำการวงจรนี้ไม่ให้แรงดันใดๆ ออกมา ดังนั้นหากต้องการจะวัดสัญญาณที่มีความแรงต่ำ จึงต้องลดผลของแรงดันคร่อมไดโอดนี้ เพื่อให้ไดโอดเริ่มนำกระแสที่แรงดันต่ำลง แทนที่จะเริ่มนำกระแสที่ประมาณ 0.2 โวลท์ขึ้นไปเมื่อใช้เพียงซีออคแคเรียร์ไดโอด



รูปที่ 2.8 วงจรวัดความแรงของสัญญาณอย่างง่าย

วงจรวัดตามรูป 2.8 เมื่อใช้วัดสัญญาณที่มีความแรงต่ำกว่าหรือใกล้เคียงแรงดันตกคร่อมเมื่อไดโอดนำกระแส จะทำให้เกิดความผิดพลาดขึ้น แต่อย่างไรก็ตามวงจรมีข้อง่ายกับการปรับแต่ง เพราะสามารถปรับโดยป้อนสัญญาณไฟตรงได้

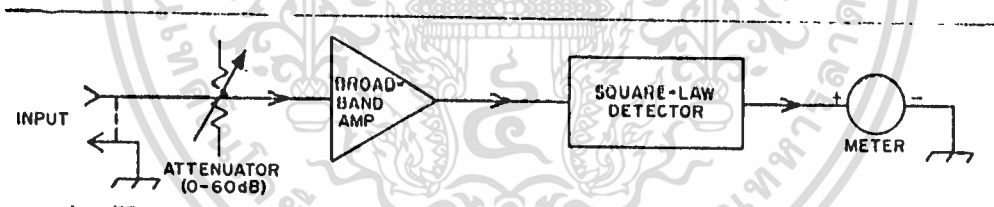
วิธีที่จะทำให้สามารถจับสัญญาณที่ต่ำกว่า 1 mW มากๆ จะทำได้หลายวิธี เช่น ขยายสัญญาณก่อน เข้าวงจรโดยวงจรขยาย แต่ทางที่ดีกว่านั้นคือปรับปรุงความไวของวงจรก่อนเพิ่มวงจรขยาย ซึ่งมีวิธีที่ง่ายที่สุดคือการป้อนไฟเลี้ยงตัวไดโอดด้วยไฟตรง (Bias) รูปที่ 2.9 แสดงรูปสัญญาณขนาดต่ำที่ป้อนให้ไดโอด และผลลัพธ์ที่ออกมา จะเห็นว่าสัญญาณที่ต่ำ (ความสูงประมาณ 0.1 โวลท์) จะไม่ทำให้มีกระแสไหลถ้ายังไม่มีไฟเลี้ยงให้ไดโอด แต่ถ้าสัญญาณถูกป้อนให้กับไดโอดที่มีไฟเลี้ยงจะมีกระแสไหลจำนวนหนึ่ง ซึ่งไม่เท่ากับเมื่อเปลี่ยนจากไดโอดมาเป็นความต้านทาน นอกจากนั้นครึ่งบวกของแรงดันเข้ายังทำให้เกิดกระแสไหลมากกว่าครึ่งลบมาก จากผลอันนี้จะทำให้ได้กระแสไฟตรงตลอดเมื่อวัดดู วิธีการตรวจจับสัญญาณแบบนี้ เรียกว่าการตรวจจับแบบกฎกำลังสอง (Square law detection) การที่จะทำให้ได้วงจรตรวจจับแบบกฎกำลังสองนี้จะต้องป้อนไฟเลี้ยงให้ไดโอดอย่างระมัดระวัง โดยเฉพาะอย่างยิ่งควรจะได้ไฟเลี้ยงจากแหล่งจ่ายไฟกระแสตรงความต้านทานต่ำที่ระดับกระแสคงที่เช่น แบตเตอรี่กับความต้านทานปรับค่าได้ แต่วิธีที่ดีกว่านั้นคือการใช้โอปแอมป์ (Operational amplifier)



รูปที่ 2.9 รูปสัญญาณที่ป้อนให้ไดโอดและผลลัพธ์ที่ได้

วงจรตรวจจับแบบกึ่งกำลังสองของไดโอดจะทำงานค่อนข้างคงที่ ตั้งแต่ความถี่ประมาณ 1 MHz ขึ้นไปจนถึงความถี่ย่าน VHF จะใช้ไดโอดแบบฮีทแคเรียร์หรือสวิตชิงซิลิกอนขนาดเล็กก็ได้ ถ้าใช้ออปแอมป์ที่ตื้น มีคุณสมบัติการดริฟท์ (Drift) ต่ำลง จะทำให้ระบบทำงานเมื่ออัตราขยายไฟตรงสูงขึ้น และมีความไวดีขึ้น ผู้ผลิตบางรายผลิตไดโอดที่สามารถจับสัญญาณที่ต่ำได้ถึง -50 dBm

วิธีที่จะเพิ่มความไวให้มากขึ้นเพื่อใช้กับสัญญาณต่ำมากๆ คือการขยายสัญญาณก่อนเข้าสู่วงจรตรวจจับด้วยวงจรขยาย เพื่อให้สัญญาณแรงพอที่วงจรจะตรวจจับได้ รูปบล็อกของวงจรที่ทำให้ใช้รวมกันได้ในช่วงความถี่กว้าง (Wide band) แสดงไว้ในรูปที่ 2.10 โดยปรับค่าการลดทอนให้เหมาะสมกับความแรงของสัญญาณที่ต้องการวัด



รูปที่ 2.10 บล็อกไดโอดแอมป์แสดงเครื่องมือนำวัดที่ประกอบด้วยวงจรลดทอน วงจรขยาย และวงจรตรวจจับที่มีความไวดี

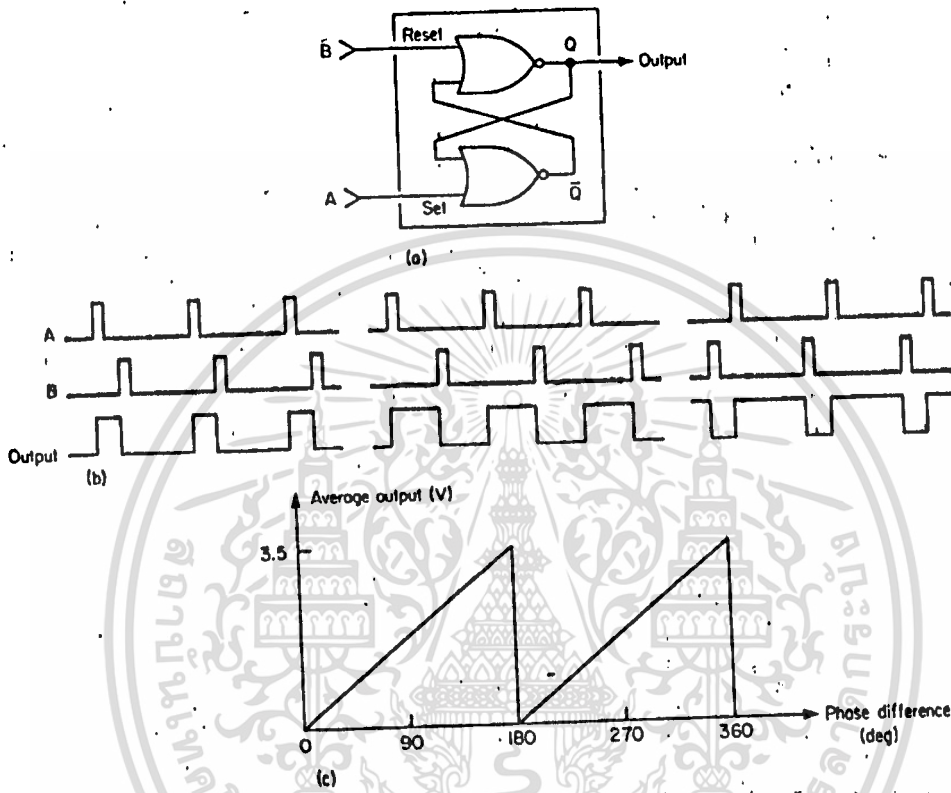
2.7 วงจรตรวจจับความต่างเฟส (Phase detector)

วงจรเทียบเฟสอยู่หลายแบบ แต่ละแบบมีคุณสมบัติและการนำไปใช้งานต่างกัน อย่างไรก็ตามวงจรเทียบเฟสดิจิทัลที่ใช้ไอซี เป็นแบบที่นิยมใช้กันมากที่สุด เนื่องจากสร้างได้ง่าย ราคาถูกง่ายกับการใช้งาน แต่ต้องใช้อุปกรณ์เข้าที่มีระดับตามระดับทางตรรกของตระกูลไอซีที่ใช้เท่านั้น

วงจรเทียบเฟสแบบหนึ่งเป็นแบบฟลิปฟลอป (Flip-Flop) ซึ่งจะถูกเซต (ขา Q เป็นแรงดันสูง) โดยพัลส์ (pulse) จากขาเข้าอันหนึ่ง และจะถูกรีเซต (ขา Q กลับเป็นแรงดันต่ำ) โดยพัลส์จากสัญญาณเข้าที่เหลือ ลักษณะการทำงานจะสรุปไว้ดังรูปที่ 2.11 c) วงจรนี้มีข้อเสียที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ต้องสร้างพัลส์แคบๆ (ฟลิปฟลอปที่ตรวจขอสัญญาณบางตัวใช้ไม่ได้) และวงจรจะไวต่อสัญญาณรบกวน (เนื่องจากพัลส์แคบๆ จะไม่สามารถแยกออกมาจากพัลส์รบกวนได้) นอกจากนี้วงจรยังอาจจับกับความถี่ฮาร์โมนิกที่เราไม่ต้องการตรวจเปรียบเทียบเฟสได้

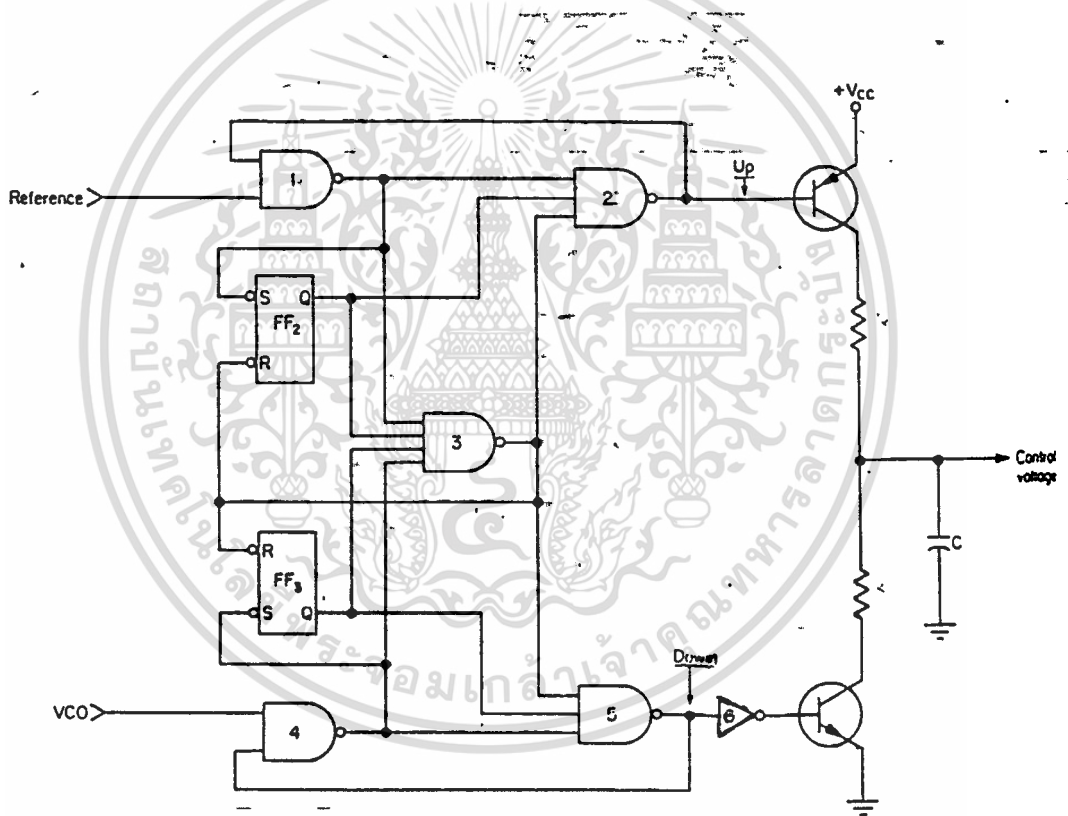


รูปที่ 2.11 a) วงจรเทียบเฟสที่ใช้ฟลิปฟลอปแบบเซตและรีเซต
 b) ตัวอย่างสัญญาณเข้าและออก
 c) รูปสรุปการทำงานของวงจร

วงจรเทียบเฟสอีกแบบหนึ่งซึ่งจะทำให้จับเฉพาะกับความถี่ที่ต้องการเท่านั้น ไม่ใช่ฮาร์โมนิก ตารางตรรกของวงจรจะแสดงในรูป 2.12 สำหรับตระกูลไอซีที่ทีแอล สำหรับไอซีพวกซีมอสที่ความเร็วต่ำก็ใช้ได้โดยเปลี่ยน NAND เกทมาเป็น NOR เกท วงจรประกอบด้วยฟลิปฟลอปแบบเซตและรีเซต 4 ตัว ทำจากเกท 1 และ 2 ฟลิปฟลอป 2 และ 3 และเกท 4 และ 5 เกท 3 จะสร้างพัลส์รีเซตเมื่อสัญญาณเข้าทั้งหมดเป็นแรงดันสูง ทราานซิสเตอร์ (Transistor) ขาออกทั้งสองตัวปกติจะปิด ทำให้ไม่มีกระแสไหลผ่านตัวใดตัวหนึ่งไปยังตัวเก็บประจุของวงจรรองความถี่ได้ หมายความว่าจุดที่เขียนว่า UP และ DOWN ปกติจะมีแรงดันเป็นแรงดันสูง

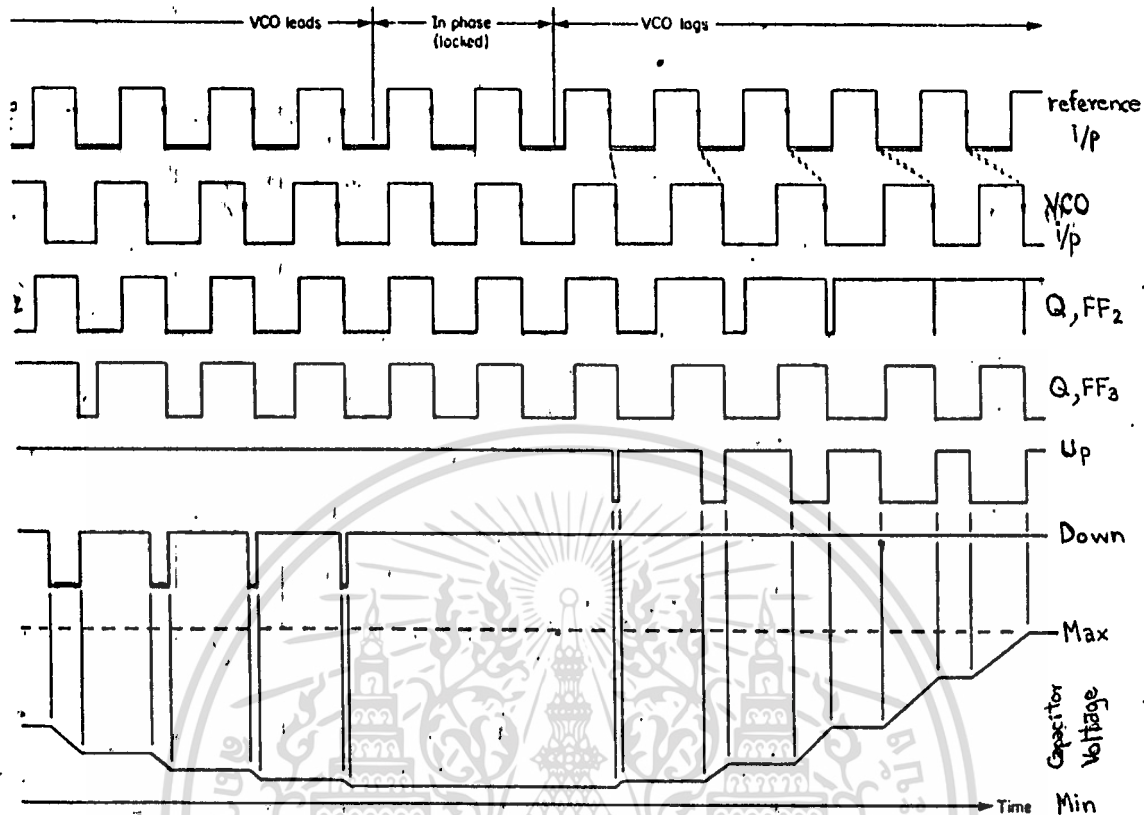
แม้ว่าสัญญาณเข้าทั้งสองสัญญาณที่แสดงไว้ในรูปจะสมมาตรกัน แต่ในทางปฏิบัติสัญญาณเข้าจะ

เป็นพัลส์ที่กว้างเท่าไรก็ได้ การเปรียบเทียบจะกระทำที่ขอบขาลงของสัญญาณทั้งสอง (ไอซีตระกูล 7400 จะทำที่ขอบขาขึ้น) ในช่วงเวลาสั้นๆ ที่สัญญาณเข้าทั้งสองตรงกัน จุด UP และ DOWN ยังคงเป็นแรงดันสูง ทรานซิสเตอร์ด้านออกทั้งคู่อังคังไม่ทำงาน ไม่มีการเก็บหรือคายประจุจากตัวเก็บประจุ เมื่อสัญญาณที่ช่อง VCO นำ (lead) เล็กน้อย พัลส์ออกจากจุด DOWN จะเป็นค่าต่ำ เป็นสัดส่วนกับความต่างเฟส ที่ทุกพัลส์จะทำให้ทรานซิสเตอร์ทำงาน ทำให้แรงดันคร่อมตัวเก็บประจุตกลงเล็กน้อยทุกครั้ง (อ่านรูปสัญญาณจากซ้ายไปขวาโดยเวลาเพิ่มในทิศทางนี้) เมื่อสัญญาณที่ VCO ตาม (lag) พัลส์ที่จุด OUT จะทำให้ทรานซิสเตอร์เริ่มและหยุดทำงาน ทำให้แรงดันคร่อมตัวเก็บประจุถูกชาร์จเป็นจำนวนเล็กน้อยทุกครั้ง ค่าแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุจะเป็นค่าอินทิกรัล (Integral) ของความต่างเฟสเทียบกับเวลา



รูปที่ 2.12 วงจรเปรียบเทียบแบบเฟสและความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.13 รูปสัญญาณที่จุดต่างๆ ในวงจร

2.8 วิธีการหาค่าความเหนี่ยวนำเพื่อใช้ในวงจร

ตามปกติถ้าหากค่าความเหนี่ยวนำที่ใช้มีค่ามากพอสมควร มักจะใช้วิธีการพันก่อน อาจจะพันแกนอากาศหรือพันลงบนแกนเฟอร์ไรท์ก็ได้ จากนั้นก็นำไปวัดด้วยเครื่องวัด RLC และพันต่อไปจนได้ค่าที่ต้องการแต่ค่าความเหนี่ยวนำที่ต้องการใช้ในโครงการนี้ส่วนใหญ่จะมีค่าต่ำมาก ตั้งแต่นาโนเฮนรี่จนถึงไมโครเฮนรี่ ซึ่งค่าที่ต่ำมากเหล่านี้จะใช้เครื่องมือมาวัดไม่ได้ จึงต้องใช้วิธีการคำนวณหาจำนวนรอบที่จะต้องพันเมื่อกำหนดขนาดของลวดและรัศมีการพัน จากนั้นก็ทำตามที่ได้คำนวณได้ ซึ่งให้ผลที่ใกล้เคียงกับค่าที่ต้องการ โดยสูตรที่จะนำมาใช้คำนวณจะแสดงไว้ตามสูตรข้างล่างนี้

$$L = \frac{0.394r^2N^2}{9r+10l} \text{ ---- (2.6)}$$

- เมื่อ r เป็นรัศมีของขดลวดมีหน่วยเป็นเซนติเมตร (cm.)
- l เป็นความยาวทั้งหมดของขดลวดมีหน่วยเป็นเซนติเมตร (cm.)
- L เป็นค่าความเหนี่ยวนำมีหน่วยเป็นไมโครเฮนรี่ (μH)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

N เป็นจำนวนรอบของขดลวด

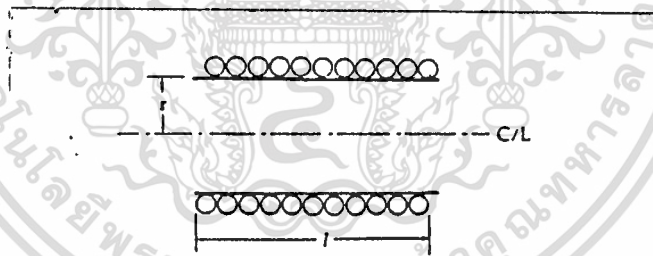
คุณภาพของความถี่จะอธิบายโดยใช้ องค์ประกอบคุณภาพ (Quality factor; Q) ซึ่งเป็นอัตราส่วนของอิมพีแดนซ์ของความถี่กับความต้านทานของขดลวด ยิ่งค่า Q สูงก็ยิ่งแสดงว่าขดลวดความถี่มีคุณภาพดีขึ้น

$$Q = X/R$$

เราสามารถเพิ่มค่า Q ของขดลวดความถี่ได้ เพื่อให้เพิ่มช่วงความถี่ใช้งานได้ดังนี้

- 1) ใช้ลวดเส้นใหญ่เพื่อลดความต้านทานของขดลวด
- 2) พันลวดให้ห่างกันเพื่อลดความเก็บประจุของการพันลงและ
- 3) เพิ่มจำนวนเส้นแม่เหล็กค้ำของขดลวดโดยพันขดลวดกับแกนที่เป็นสารแม่เหล็ก เช่น เฟอร์ไรต์

อย่างไรก็ตามความยาวของขดลวด l จะต้องมากกว่า $0.67r$ สูตรคำนวณนี้จะคลาดเคลื่อนอยู่ในช่วง 1 เฟอร์ไรต์ จะได้ค่าอิมพีแดนซ์ Q (Optimum) ของขดลวดเมื่อความยาวของขดลวด (l) เท่ากับเส้นผ่านศูนย์กลางของมัน ($2r$) แต่ในบางครั้งเงื่อนไขก็ทำไม่ได้ในทางปฏิบัติ ส่วนใหญ่ความยาวจะมากกว่าเส้นผ่านศูนย์กลางมาก



รูปที่ 2.14 ขดลวดความถี่แกนอากาศชั้นเดียว

พิจารณาดูจากตัวอย่าง ให้ออกแบบขดลวดความถี่แกนอากาศค่า $0.1 \mu H$ บนแกนพันขนาดเส้นผ่านศูนย์กลาง 0.635 เซนติเมตร

เมื่อคิดที่ค่าอิมพีแดนซ์ Q ความยาวของขดลวดจะต้องเท่ากับเส้นผ่านศูนย์กลางของมัน ดังนั้นจะได้ $l = 2r = 0.635$ เซนติเมตร และ $L = 0.1 \mu H$ เมื่อใช้สมการ (2.6) หาจำนวนรอบจะได้ว่า

$$N = \sqrt{\frac{29L}{0.394r}} \quad \text{---- (2.7)}$$

แทนค่าต่างลงในสมการ (2.7) จะได้ค่า $N = 4.8$ รอบ เราจะต้องพันลวดจำนวน 4.8

รอบในความยาว 0.635 เซนติเมตร เมื่อดูจากตารางที่ 2.4 จะได้ขนาดลวดใหญ่ที่สุดเป็นลวดไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เบอร์ 18 AWG ซึ่งมีเส้นผ่านศูนย์กลาง 42.4 mils. (๑.1๑7 เซนติเมตร)

จากตัวอย่างเรากำหนดได้ว่าต้องพันลวด 4.8 รอบในความยาว ๑.635 เซนติเมตร และคิดว่าใช้ลวดเบอร์ 18 AWG จะพอดี แต่หลังจากพันแล้วจะเกิดปัญหาที่ต้องพันลวดแน่นมาก ทำให้เพิ่มค่าความเก็บประจุที่กระจายอยู่ระหว่างรอบ และทำให้ช่วงความถี่ใช้งานต่ำลงโดยความถี่รีโซแนนซ์ (Resonance frequency) ของขดลวดต่ำลง เราจะสามารถแก้ไขได้ดังนี้

- ใช้ลวดที่มีขนาดเล็กกรองลงมาเช่นโดยคงความยาว 1 เหมือนเดิม ซึ่งจะทำให้มีช่องว่างระหว่างการพันบ้าง ทำให้ความเก็บประจุระหว่างรอบการพันลดลง แต่ก็ทำให้ค่าความต้านทานของขดลวดเพิ่มขึ้นเนื่องจากลวดที่ใช้มีขนาดเล็กลง ทำให้ค่า Q ของขดลวดต่ำลง
- เพิ่มความยาว 1 ของขดลวดจนพอที่จะมีช่องว่างระหว่างการพันอยู่ โดยยังคงใช้ลวดขนาดเดิม วิธีนี้จะมีผลเหมือนวิธีแรก คือจะลดค่าความเก็บประจุระหว่างรอบการพันลง แต่ก็ทำให้ค่า Q ของขดลวดต่ำลงด้วย



Wire Size (AWG)	Dia in Mils* (Bare)	Dia in Mils (Coated)	Ohms/1000 ft.	Area Circular Mils
1	289.3		0.124	83690
2	257.6		0.156	66360
3	229.4		0.197	52620
4	204.3		0.249	41740
5	181.9		0.313	33090
6	162.0		0.395	26240
7	144.3		0.498	20820
8	128.5	131.6	0.628	16510
9	114.4	116.3	0.793	13090
10	101.9	104.2	0.999	10380
11	90.7	93.5	1.26	8230
12	80.8	83.3	1.59	6530
13	72.0	74.1	2.00	5180
14	64.1	66.7	2.52	4110
15	57.1	59.5	3.18	3260
16	50.8	52.9	4.02	2580
17	45.3	47.2	5.05	2050
18	40.3	42.4	6.39	1620
19	35.9	37.9	8.05	1290
20	32.0	34.0	10.1	1020
21	28.5	30.2	12.8	812
22	25.3	27.0	16.2	640
23	22.6	24.2	20.3	511
24	20.1	21.6	25.7	404
25	17.9	19.3	32.4	320
26	15.9	17.2	41.0	253
27	14.2	15.4	51.4	202
28	12.6	13.8	65.3	159
29	11.3	12.3	81.2	123
30	10.0	11.0	104.0	100
31	8.9	9.9	131	79.2
32	8.0	8.8	162	64.0
33	7.1	7.9	206	50.4
34	6.3	7.0	261	39.7
35	5.6	6.3	331	31.4
36	5.0	5.7	415	25.0
37	4.5	5.1	512	20.2
38	4.0	4.5	648	16.0
39	3.5	4.0	847	12.2
40	3.1	3.5	1080	9.61
41	2.8	3.1	1320	7.84
42	2.5	2.8	1660	6.25
43	2.2	2.5	2140	4.84
44	2.0	2.3	2590	4.00
45	1.76	1.9	3350	3.10
46	1.57	1.7	4210	2.46
47	1.40	1.6	5290	1.96
48	1.24	1.4	6750	1.54
49	1.11	1.3	8420	1.23
50	.99	1.1	10600	0.98

* 1 mil = 2.54×10^{-3} cm

ตารางที่ 2.4 ตารางแสดงขนาดของลวด AWG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3 การคำนวณและการสร้างวงจร

เครื่องมือวัดที่จะสร้างขึ้นจะกำหนดให้มีคุณสมบัติดังต่อไปนี้คือ มีความไว (Sensitivity) -50 dBm มีช่วงการวัด (Dynamic range) 30 dBm วัดได้ทั้งขนาดและความต่างเฟสของสัญญาณทั้งสองช่องที่ความถี่ของสัญญาณเท่ากับ 915 MHz

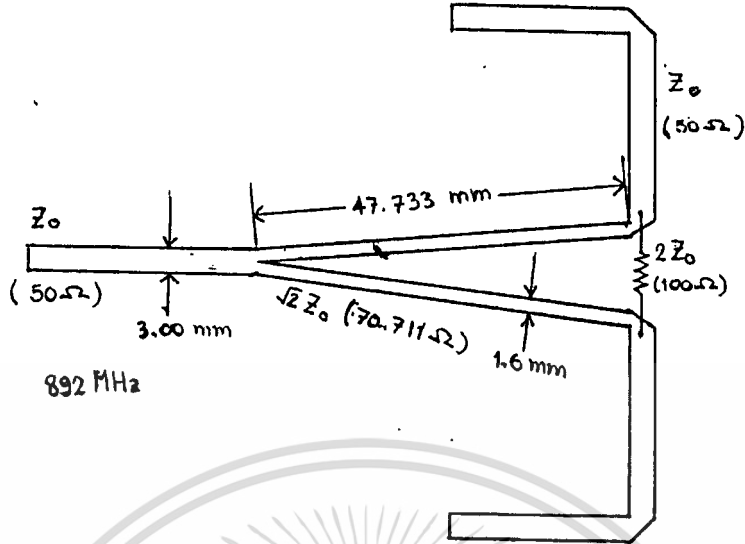
3.1 การคำนวณไมโครสตริป

เนื่องจากความถี่ที่ใช้ทำงานเป็นความถี่ 915 MHz ซึ่งเป็นความถี่สูงใกล้ย่านไมโครเวฟ ทางเดินและลายวงจรที่ใช้จึงต้องออกแบบเป็นไมโครสตริป ซึ่งมีค่าที่ใช้ออกแบบเป็นดังนี้

ความต้านทานคุณสมบัติของไมโครสตริปที่ใช้เป็นสายส่งสัญญาณเท่ากับ 50 โอห์ม แผ่นลายวงจรที่ใช้มีค่าคงที่ไดอิเล็กตริกของสารที่ใช้ทำเท่ากับ 4.331 มีความหนาของสารไดอิเล็กตริกเท่ากับ 1.6 มิลลิเมตร ความยาวคลื่นในอากาศเท่ากับ 0.328 เมตร เมื่อนำมาคำนวณตามสูตรที่ (2.1)-(2.3) จะได้ความกว้างของไมโครสตริปเท่ากับ 8.00 มิลลิเมตร ความยาวคลื่นในไมโครสตริปเท่ากับ 181.264 มิลลิเมตร และได้ค่าหนึ่งในสี่ของความยาวคลื่นในไมโครสตริปเป็น 45.316 มิลลิเมตร

3.2 วงจรแบ่งกำลังแบบวิลคิลสัน

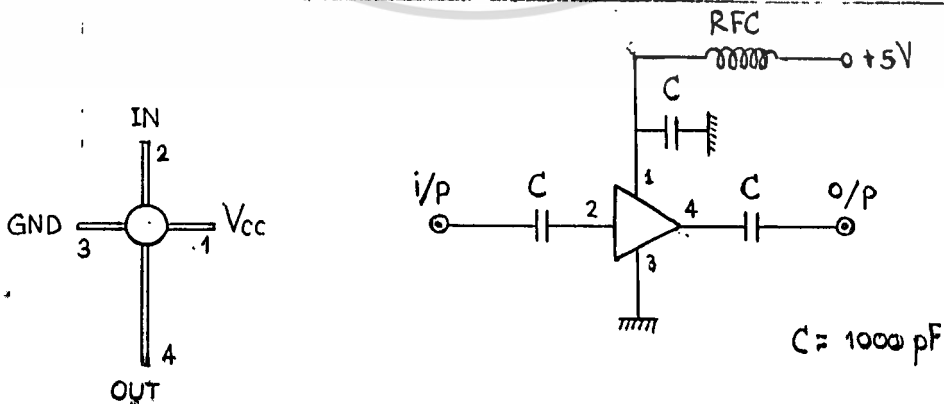
สัญญาณโวลคอลที่ใช้มีความถี่เท่ากับ 892 MHz จึงมีความยาวคลื่นในอากาศเท่ากับ 0.336 เมตร การคำนวณหาความกว้างของแถบตัวนำไมโครสตริปไม่ขึ้นกับความถี่ จึงใช้สูตร (2.1) คำนวณหาได้ โดยช่วงสายส่งปกติที่มีความต้านทานคุณสมบัติ 50 โอห์มกว้าง 3 มิลลิเมตร ช่วงแขนที่แบ่งสัญญาณออกเป็น 2 ส่วนมีความต้านทานคุณสมบัติเป็น 70.711 โอห์มจะกว้าง 1.6 มิลลิเมตร โดยช่วงความยาวคลื่นของสัญญาณโวลคอลในไมโครสตริปจะยาวเท่ากับ 190.932 มิลลิเมตร จึงได้ค่าหนึ่งในสี่ของความยาวคลื่นในไมโครสตริป ที่ใช้เป็นความยาวของแขนแบ่งสัญญาณเท่ากับ 47.733 มิลลิเมตร และความต้านทานที่ใช้ต่อกับปลายของแขนแบ่งสัญญาณอีกข้างจะใช้ค่า 100 โอห์ม เมื่อกำหนดและนำไปใช้สร้างเป็นวงจรแล้วจะได้ผลดังรูปที่ 3.1



รูปที่ 3.1 วงจรแบ่งกำลังวิลคินสันที่ใช้ในเครื่องมือนี้

3.3 วงจรขยายสัญญาณวิทยุและสัญญาณโลกอล

เนื่องจากสัญญาณทั้งความถี่วิทยุที่ต้องการวัด และความถี่โลกอลที่จะนำมาผสมกันเป็นความถี่กลางนั้น อาจมีค่าต่ำมากจนไม่เพียงพอกับการนำไปใช้งาน ก่อนที่จะนำมาผ่านวงจรมิกเซอร์จึงจะต้องสร้างวงจรขยายสัญญาณทั้งสองตัวนี้ให้แรงพอเสียก่อน โดยในวงจรที่สร้างนี้ได้เลือกใช้วงจรขยายเป็นแบบไอซีที่เป็นวงจขยายแบนด์กว้าง (wideband amplifier) เบอร์ μ PC1651 ที่มีคุณสมบัติดังแสดงไว้ในภาคผนวก ซึ่งไอซีนี้ได้ออกแบบให้เมิร์ทซ์กับความต้านทาน 50 โอห์มอยู่แล้ว จึงสามารถนำมาใช้ได้เลยโดยไม่ต้องมียุ่งยากในการแมทซ์ ไอซีนี้ขยายสัญญาณได้ประมาณ 14 dB ที่ช่วงความถี่ที่ใช้งาน ให้กำลังสูงสุดประมาณ 5 dBm ซึ่งเพียงพอกับการใช้งาน ลักษณะของไอซีและการต่อวงจรจะเป็นดังรูปที่ 3.2



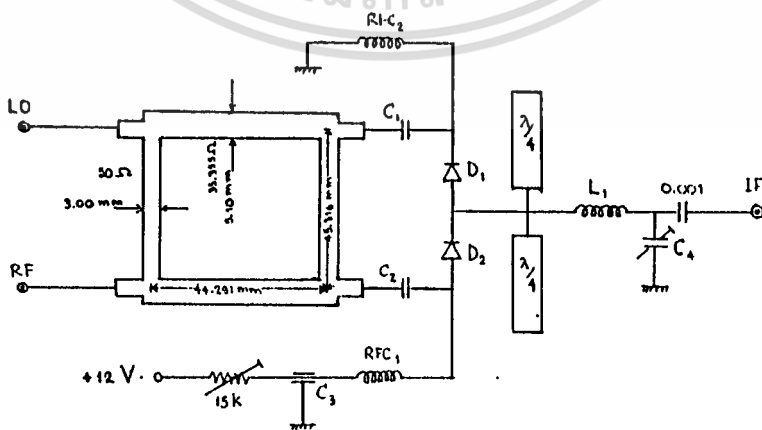
รูปที่ 3.2 ลักษณะของไอซี μ PC1651 และวงจรที่ใช้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.4 วงจรมิกเซอร์

การออกแบบมิกเซอร์แบบไฮบริดเส้นสาขาที่ใช้ในเครื่องมือนี้ จะใช้ค่าต่างๆ ของวงจรเป็นดังนี้ เส้นสาขานุกรมในแนวนอนระหว่างเส้นในแนวตั้งมีความต้านทานคุณสมบัติเป็น 35.355 โอห์ม ส่วนเส้นในแนวตั้งความต้านทานคุณสมบัติเป็น 50 โอห์ม เส้นประกอบเป็นสี่เหลี่ยมแต่ละเส้นจะมีความยาวเป็นหนึ่งในสี่ความยาวคลื่นของความถี่ใช้งาน (915 MHz) ทุกเส้น หลังจากสัญญาณผ่านมิกเซอร์แล้วจะออกแบบสตับ (Stub) ให้สัญญาณความถี่สูงทั้งสองผ่านไปยังพอร์ทขาออกน้อยที่สุด

เมื่อทำการคำนวณตามสูตรที่ (2.1) และ (2.3) จะได้ว่า ความกว้างของไมโครสตริปที่จะมีความต้านทานคุณสมบัติเป็น 35.355 โอห์มจะเท่ากับ 5.1 มิลลิเมตร ส่วนความต้านทานคุณสมบัติ 50 โอห์มจะมีค่าเท่ากับ 3 มิลลิเมตรตามที่คำนวณไว้ในข้อ 3.1 ส่วนความยาวของเส้นสาขาแต่ละเส้นจะมีความยาวเท่ากับ 44.291 มิลลิเมตรในเส้นที่เป็น 35.355 โอห์ม และมีความยาวเท่ากับ 45.316 มิลลิเมตรในเส้นที่เป็น 50 โอห์ม และถ้าจะให้สัญญาณทั้งความถี่โลคอล (892 MHz) และความถี่วิทยุ (915 MHz) ผ่านไปจากวงจรมิกเซอร์น้อยที่สุด จะสร้างสตับเปิด (Open stub) ความยาวหนึ่งในสี่ความยาวคลื่นของความยาวคลื่นของสัญญาณที่จะตัด โดยสัญญาณจะมองเห็นสตับเป็นตัวนำสัญญาณผ่านลงกราวด์ เลยทำให้มีสัญญาณความถี่สูงผ่านจากวงจรมิกเซอร์น้อยลง จากนั้นก็สร้างวงจรแมทชิง (Matching circuit) ระหว่างมิกเซอร์กับวงจรภาคต่อไป เพื่อให้ส่งผ่านสัญญาณจากวงจรได้มากที่สุด ซึ่งเมื่อออกแบบแล้วจะนำมาสร้างวงจรได้ดังรูปซึ่งเป็นวงจรมิกเซอร์ต่อหนึ่งช่องรับเท่านั้น เครื่องมือที่สร้างจะต้องรับสัญญาณ 2 สัญญาณมาเปรียบเทียบเฟสกันจึงต้องสร้างวงจรมิกเซอร์แบบนี้ 2 วงจร และแยกรับสัญญาณแต่ละตัวโดยผสมกับสัญญาณโลคอลจากวงจรถ้าเน็ดความถี่โลคอลร่วมกันผ่านวงจรแบ่งกำลังวิลคิลสัน

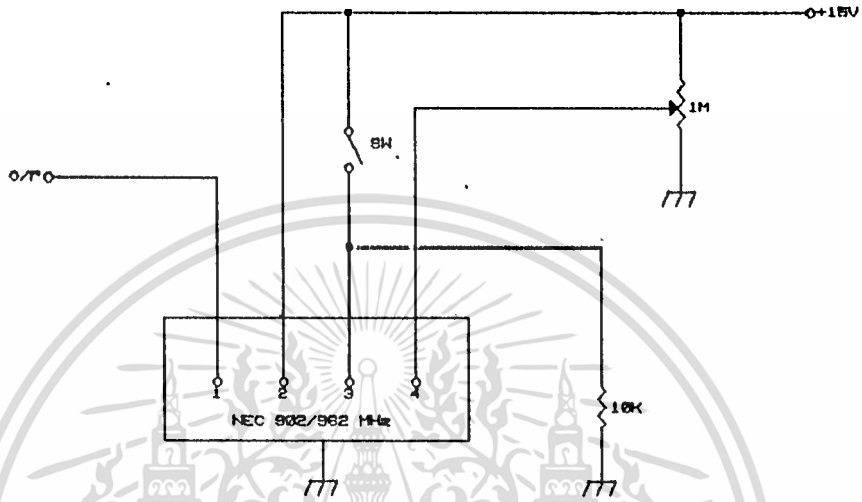


รูปที่ 3.3 วงจรมิกเซอร์ (เฉพาะหนึ่งช่องสัญญาณ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.5 วงจรกำเนิดความถี่โลคอล

วงจรถ่ายทอดความถี่โลคอลที่ 892 MHz ที่ใช้เป็นโมดูลสำเร็จของ NEC เบอร์ 902/962 ซึ่งให้ความแรงของสัญญาณออกประมาณ -8 dBm มีความถี่อยู่ระหว่าง 891.5-892 MHz มีวิธีการใช้งานโมดูลโดยต่อวงจรดังนี้



รูปที่ 3.4 วิธีการต่อใช้งานโมดูลกำเนิดความถี่โลคอล

3.6 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

ในการออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านนี้ กำหนดคุณสมบัติของวงจรไว้ดังนี้ ให้แมทซ์กับความต้านทานทั้งด้านขาเข้าและขาออกที่ 50 โอห์ม ให้มีความถี่คัตออฟที่ 27 MHz (ความถี่ที่ได้จากมิกเซอร์จะได้ประมาณ 23.5 MHz) มีการลดทอนอย่างต่ำ 58 dB ที่ความถี่ 54 MHz (กำหนดความชันของช่วงการลดทอนในย่านหยุด) วงจรนี้ให้มี ripple ในย่านผ่านต่ำที่สุดโดยเลือกให้เป็น 0.01 dB

จากคุณสมบัติของวงจรที่ต้องการ เมื่อทำการออกแบบวงจรตามหลักการที่กล่าวไว้ในบทที่ 2 แล้วจะได้ดังนี้

เมื่อพิจารณาจากกราฟการตอบสนองของวงจรแบบเชบีเชฟในรูปที่ 2.7 จะเห็นว่าจะต้องใช้อุปกรณ์ประกอบเป็นจำนวน 7 ตัว เมื่อนำไปอ่านจากตารางที่ 2.2 ที่ค่า $R_S/R_L = 1$ และ $n = 7$ จะได้ค่าต้นแบบของอุปกรณ์แต่ละตัวเป็นดังนี้

C_1	L_2	C_3	L_4	C_5	L_6	C_7
0.913	1.595	2.002	1.870	2.002	1.595	0.913

เมื่อทำการคำนวณหาค่าอุปกรณ์สุดท้ายโดยใช้สูตร (2.4)-(2.5) และจำนวนรอบของการเอกสารนี้เป็นเอกสารที่ส่งวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

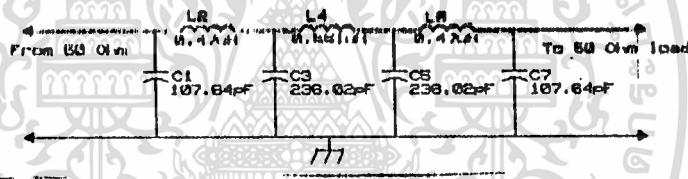
พันธะตลาดเห็นยวนำจากสูตร (2.7) จะได้ค่าอุปกรณ์ต่างๆ ดังนี้ โดยค่า C ทุกค่าอยู่ในหน่วยพิโคฟารัด (pF) และค่า L ทุกค่าอยู่ในหน่วยไมโครเฮนรี่ (μH) และจำนวนรอบในการพันจะอยู่ในวงเล็บด้านล่างของค่าความเหนี่ยวนำที่จะใช้

จากทฤษฎีค่าอิมิตันซ์ Q จะเกิดขึ้นได้เมื่อความยาวของขดลวดเท่ากับเส้นผ่านศูนย์กลางของขดลวด ซึ่งเมื่อ $r = 0.6 \text{ cm}$. จะได้ว่า

$$l = 2r = 1.2 \text{ cm.}$$

C_1	L_2	C_3	L_4	C_5	L_6	C_7
107.64	0.470	236.02	0.551	236.02	0.470	107.64
	(7.59)		(8.22)		(7.59)	

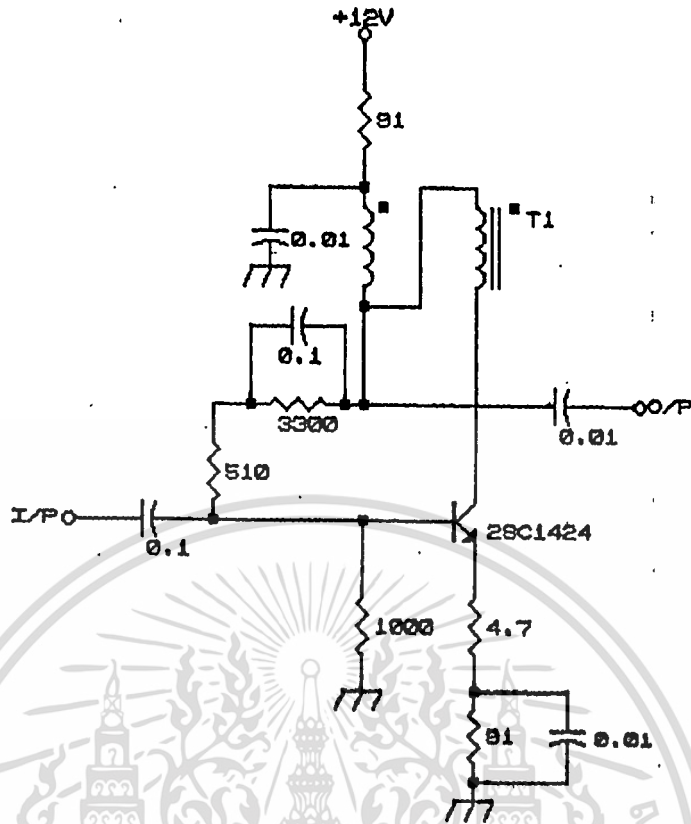
เมื่อนำค่าที่คำนวณได้มาใช้สร้างวงจรจะได้วงจรที่เป็นผลสำเร็จดังรูป



รูปที่ 3.5 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่ตอบสนองแบบเช็พเชฟ วิปเปิ้ล 0.01 dB เมื่อแยกวงจรรับเป็น 2 วงจรก็ต้องสร้างวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านเป็น 2 วงจรด้วย เพื่อแยกใช้ในแต่ละช่องรับสัญญาณ

3.7 วงจรขยายสัญญาณความถี่กลาง (IF Amplifier)

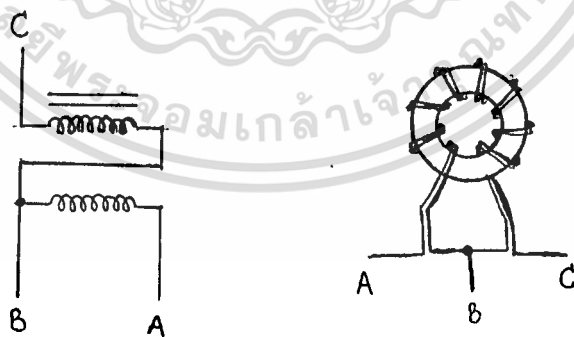
เนื่องจากวงจรในภาคควัดสัญญาณจะมีความไวไม่เพียงพอที่จะจับสัญญาณที่ต่ำมากๆ ได้ จึงต้องมีการสร้างวงจรขยายสัญญาณความถี่กลางเสียก่อนที่จะนำไปใช้ เพื่อให้วงจรวัดมีความไวเพิ่มขึ้น ในการออกแบบจึงออกแบบวงจรขยายทรานซิสเตอร์ขึ้น เพื่อการใช้งานโดยออกแบบวงจรให้มีการป้อนกลับเพื่อให้รักษาคุณสมบัติด้านอัตราขยาย และแมตซ์ความต้านทานของวงจรด้านขาเข้าและขาออกให้เป็น 50 โอห์ม วงจรที่สร้างขึ้นใช้ทรานซิสเตอร์ความถี่สูงซึ่งตอบสนองความถี่ได้กว้างเบอร์ 2SC1424 จัดเป็นวงจรขยายแบบอิมิตเตอร์ร่วม (Common emitter) ที่มีอัตราขยาย (Gain) ประมาณ 16 dB เมื่อทำการคำนวณและสร้างวงจรแล้วจะได้ดังรูปที่ 3.6



รูปที่ 3.6 วงจรขยายสัญญาณความถี่กลาง

สำหรับหม้อแปลงที่ใช้ในวงจรจะต้องพันให้มีเฟสเสริมกัน และต่อเชื่อมหัวของหม้อแปลงดัง

รูป 3.6 โดยมีวิธีการพันเป็นดังรูป 3.7 โดยพันรอบแกนวงกลม



รูปที่ 3.7 วิธีการพันหม้อแปลงในวงจรขยายความถี่กลาง

วงจรตรวจจับความแรงสัญญาณที่ออกแบบในส่วนต่อไปไม่มีความไวพอสมควร จึงใช้วงจรขยายนี้เพียงขั้นเดียวก็เพียงพอ แต่วงจรตรวจจับเฟสที่จะสร้างใช้ระดับสัญญาณแบบดิจิตอลซึ่งมีความแตกต่างระหว่างแรงดันสูงและต่ำมาก ประมาณ 800 mV จึงต้องขยายสัญญาณของแต่ละช่องขึ้นมาก

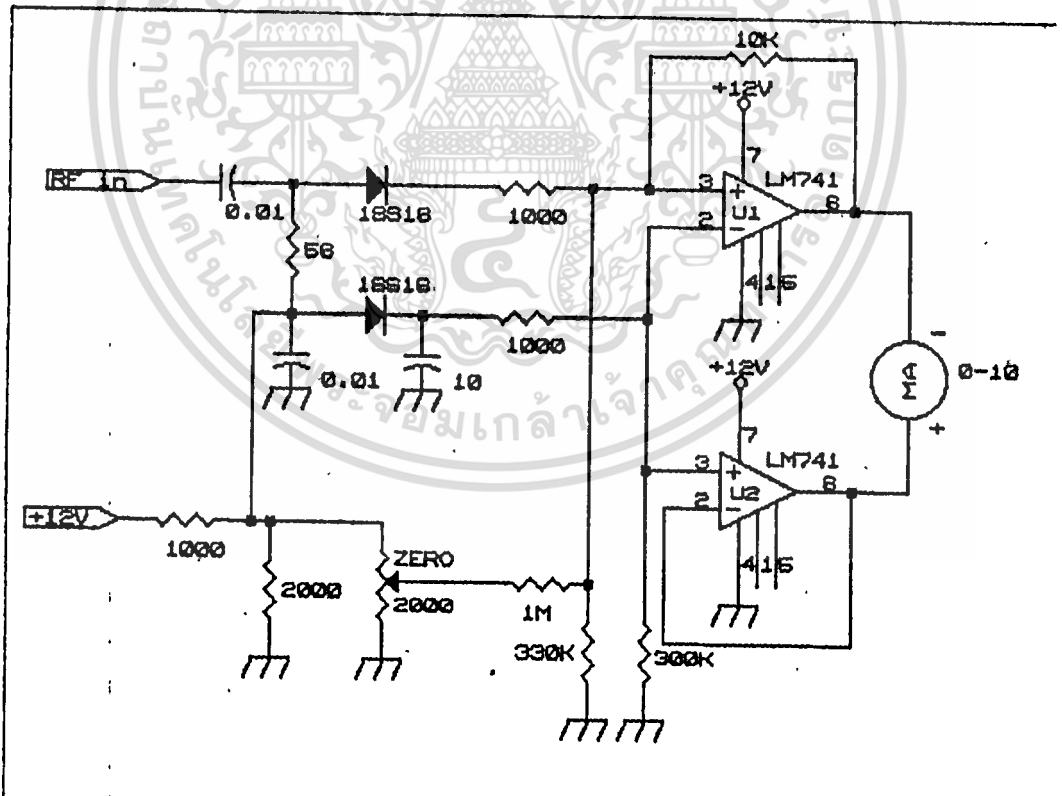
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ก่อนที่จะนำไปใช้ในวงจรเทียบเฟสได้ จึงต้องวงจรขยายเข้าด้วยกัน 3 ชั้นเพื่อให้ได้อัตราขยายรวมประมาณ 48 dB เพื่อให้สัญญาณต่ำสุดจะสามารถตรวจจับเฟสได้ตามที่กำหนดคุณสมบัติของเครื่องรับไว้

3.8 วงจรวัดขนาดของสัญญาณ (Amplitude detector)

จะสร้างวงจรให้มีคุณสมบัติดังกล่าวสองตามที่ได้กล่าวไว้ในทฤษฎีบทที่ 2 จึงออกแบบวงจรให้มีไฟเลี้ยงให้ไดโอดนำกระแสตั้งแต่แรงดันสัญญาณต่ำๆ โดยการใช้ระดับของแรงดันที่ตกคร่อมไดโอด เมื่อนำกระแสของไดโอดที่มีคุณสมบัติเหมือนกันมาเปรียบเทียบป้อนให้เลี้ยงไดโอดที่ใช้เป็นตัวตรวจจับระดับสัญญาณ โดยเปรียบเทียบผ่านวงจรเปรียบเทียบออปแอมป์ ที่ใช้ออปแอมป์เบอร์ 741 ไดโอดที่ใช้เป็นไดโอดแบบซีอานเคเรียร์เพื่อให้ใช้กับสัญญาณความถี่สูงได้ จากนั้นจึงนำสัญญาณไฟตรงที่เป็นผลจากการตรวจจับความถี่ที่ต้องการวัดไปวัดโดยมิเตอร์ต่อไป

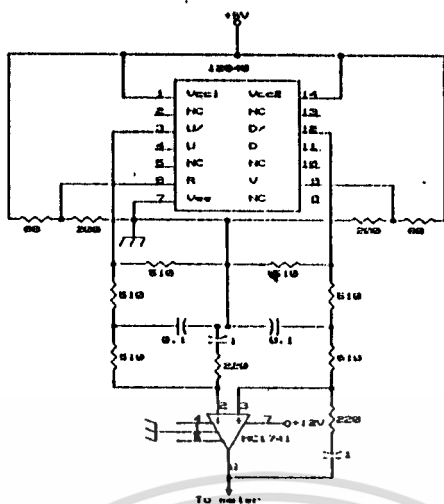
หลังจากออกแบบและสร้างวงจรแล้ว วงจรสมบูรณ์ของวงจรวัดความแรงของสัญญาณจะเป็นดังรูป



รูปที่ 3.8 วงจรวัดความแรงของสัญญาณ

3.9 วงจรเปรียบเทียบเฟส (Phase detector)

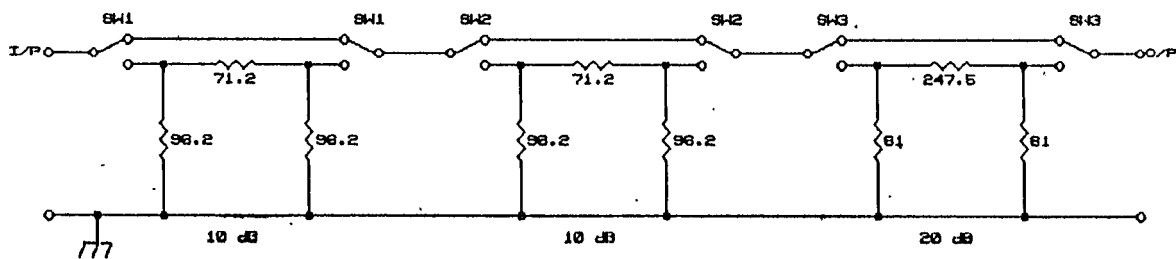
วงจรเปรียบเทียบเฟสที่สร้างขึ้น ใช้ไอซีตรวจจับเฟสและความถี่ (Phase-Frequency detector) ของบริษัทโมโตโรล่า เบอร์ MC12040 ซึ่งมีรายละเอียดของตัวไอซีอยู่ในภาคผนวก ทำการตรวจจับความต่างเฟสของสัญญาณจากทั้งสองช่องที่ความถี่กลาง โดยออกแบบให้ใช้ไฟเลี้ยง 5 โวลต์ เนื่องจากระดับสัญญาณของตรรก 0 และ 1 ของไอซีจะตรวจที่ระดับแรงดันประมาณ 3.525 และ 3.895 โวลต์ตามลำดับ หรือห่างกันประมาณ 370 มิลลิโวลต์ ในการป้อนสัญญาณเข้าเพื่อตรวจจับเฟสจึงต้องป้อนให้สัญญาณมีระดับแรงดันดังนี้ แต่เนื่องจากระดับแรงดันของสัญญาณเข้าทั้งสองช่องสัญญาณต่ำมาก ยากแก่การขยายให้ได้ระดับถึง 3 โวลต์ได้ จึงออกแบบให้มีวงจรดึงแรงดันขึ้น (Pull up) เพื่อดึงให้แรงดันปกติเมื่อยังไม่ป้อนสัญญาณลอยอยู่ในระดับตรรก 0 (ประมาณ 3.71 โวลต์) โดยใช้ตัวต้านทาน 2 ตัวค่า 68 และ 200 โอห์มแบ่งแรงดัน 5 โวลต์ จากไฟเลี้ยง (Voltage divider) เมื่อมองจากจุดป้อนสัญญาณจะเห็นความต้านทานขาเข้าเท่ากับ 50 โอห์ม (68 ขนานกับ 200 โอห์ม) ทำให้ได้ประสิทธิภาพในการส่งผ่านสัญญาณสูงที่สุด จุดที่จะป้อนสัญญาณจะอยู่ระหว่างตัวต้านทานทั้งสอง สัญญาณที่จะทำให้วงจรทำงานตรวจจับเฟสได้จะต้องมีระดับพีคทูพีค (Peak-to-peak voltage) อย่างน้อย 800 มิลลิโวลต์ขึ้นไป ถ้าสัญญาณที่จะเปรียบเทียบต่ำกว่านี้จะต้องขยายสัญญาณโดยวงจรขยายเสียก่อน และเนื่องจากสัญญาณออกจากวงจรเปรียบเทียบเฟสนี้จะเป็นพัลส์ที่มีความกว้างขึ้นกับความต่างเฟส โดยแยกเป็นชุดของสัญญาณออก U และ D เพื่อใช้บอกว่าสัญญาณใดนำหรือตาม และเฟสที่นำหรือตามนั้นเป็นเท่าไร โดย U และ D จะมีพัลส์ออกเมื่อสัญญาณที่ขา R นำสัญญาณที่ขา V โดยที่ D เป็นตรรก 0 และ D̄ เป็นตรรก 1 ตลอด และเมื่อสัญญาณที่ขา V นำสัญญาณที่ขา R สัญญาณแยกก็จะตรงข้ามกัน ดังนั้นในการที่จะหาความต่างเฟส จึงต้องนำสัญญาณออกทั้งสองชุดมากรองฮาร์มอนิกสูงและหาค่าเฉลี่ยเพื่อให้ได้ออกมาเป็นแรงดันกระแสตรงที่จะวัดเทียบมาเป็นความต่างเฟสได้ เมื่อสิ้นสุดการออกแบบจะได้วงจรเปรียบเทียบเฟสดังรูปที่ 3.9



รูปที่ 3.9 วงจรเปรียบเทียบเฟส

3.10 วงจรลดทอนสัญญาณ (Attenuator)

สัญญาณความถี่กลางที่ได้จากวงจรมิกเซอร์อาจต่ำหรือสูงพอที่จะใช้งานแล้วก็ได้ ถ้ายังต่ำไปก็ต้องขยายก่อนใช้ แต่ถ้าสูงพอก็ไม่ต้องขยาย แต่การออกแบบจะต้องวางจรรยาไว้อยู่แล้ว ดังนั้นถ้าต้องการปรับขนาดสัญญาณให้พอเหมาะ จึงต้องใช้วงจรลดทอนสัญญาณเพื่อเลือกให้ได้ระดับสัญญาณที่เหมาะสมกับการใช้งานต่อไป ค่าการลดทอนของวงจรที่เลือกใช้จะมีค่าตั้งแต่ 10 dB 2 ชุดและ 20 dB 1 ชุด เมื่อรวมกันแล้วจะลดทอนได้ถึง 40 dB การเลือกค่าความต้านทานสามารถอ่านจากตารางที่ 2.3 ได้ตามค่าการลดทอนที่ต้องการ ซึ่งจะได้ว่าเมื่อใช้วงจรแบบพาย (Pi-Network) ค่าการลดทอน 10 dB จะใช้ค่าของ $R_1 = 96.2$ โอห์ม และ $R_2 = 71.2$ โอห์ม ค่าการลดทอน 20 dB จะใช้ค่าของ $R_1 = 61.0$ โอห์ม และ $R_2 = 247.5$ โอห์ม เมื่อเลือกค่าการลดทอนและค่าความต้านทานที่จะต้องเลือกใช้แล้ว สามารถนำมาสร้างเป็นวงจรลดทอนได้ การเลือกใช้ค่าใดๆ หรือทุกค่าทำได้โดยการใช้สวิตช์เลือกเพื่อลดทอนหรือส่งสัญญาณผ่านวงจรลดทอนใดๆ ไป รูปวงจรลดทอนที่สร้างขึ้นจะเป็นดังนี้

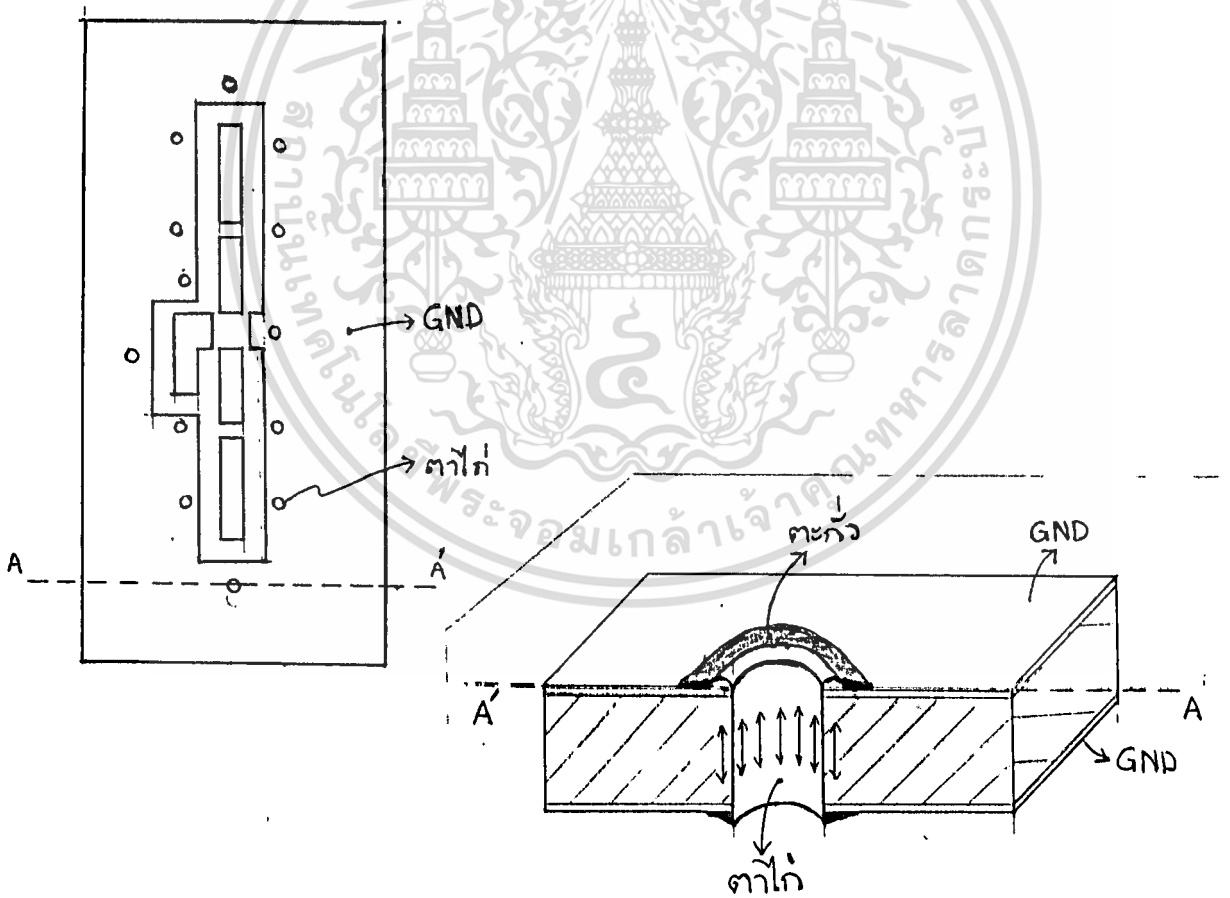


รูปที่ 3.10 วงจรลดทอนสัญญาณค่าตั้งแต่ 10 ถึง 20 dB รวมกันได้เป็น 40 dB

เอกสารนี้เป็นลิขสิทธิ์สงวนไว้สำหรับใช้ในการเรียนการสอนในภาคการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ผู้ใดเห็นประโยชน์ประการใดในการนำเอกสารนี้ไปใช้ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.11 การเชื่อมโยงกราวด์ของวงจร

ในการสร้างวงจรที่เป็นความถี่สูง กราวด์ของวงจรที่เป็นแผ่นตัวนำบนหลายวงจรถ้ากว้างมากจะมีความแตกต่างระหว่างแต่ละจุดบนวงจร เช่นแผ่นกราวด์บนแต่ละด้านของแผ่นวงจรพิมพ์ซึ่งจะทำให้กราวด์ของวงจรไม่เป็นอันเดียวกันอัน มีค่ารีแอคแตนซ์ (Reactance) ซึ่งจะทำให้เกิดการป้อนกลับสัญญาณที่ไม่ต้องการเกิดขึ้น ทำให้เกิดการสูญเสียในวงจรมากกว่าที่ควรเป็น และทำให้วงจรขยายออสซิลเลท (Oscillate) วิธีการแก้ไขคือการเชื่อมโยงกราวด์แต่ละจุดเข้าด้วยกันเพื่อลดความแตกต่างให้น้อยลง โดยการเจาะรูทะลุแผ่นวงจรพิมพ์ (printed circuit board) บริเวณแผ่นกราวด์ทั้งสองด้านโดยให้แต่ละรูห่างกันประมาณครึ่งนิ้ว และเชื่อมโยงกราวด์ทั้งสองด้านด้วยตาไก่ทองเหลือง ซึ่งจะเชื่อมโยงกราวด์ทั้งสองด้านเข้าด้วยกัน ทำให้สามารถลดรีแอคแตนซ์แฝงของวงจรวัดได้ ดังรูป



รูปที่ 3.11 วิธีการเชื่อมโยงกราวด์โดยใช้ตาไก่เชื่อมผ่านรูที่เจาะทะลุถึงกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง

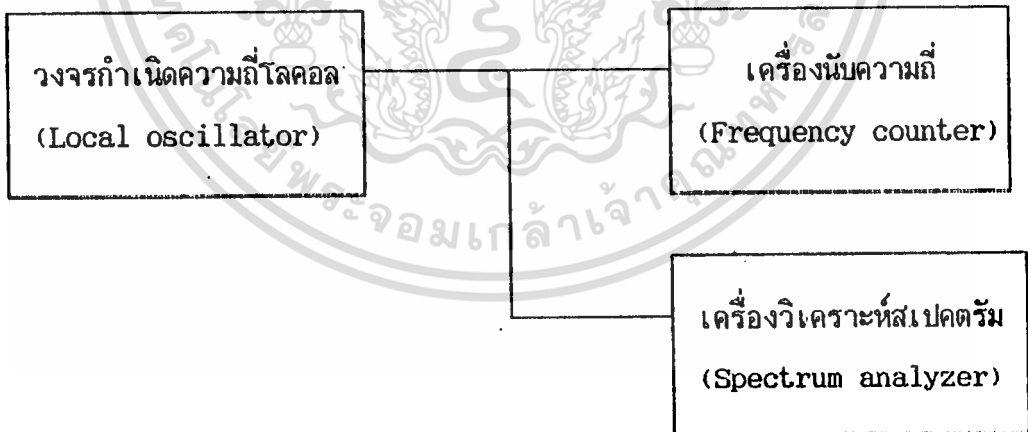
วงจรต่างๆ ที่ออกแบบในบทที่ 3 ก่อนที่จะนำมาประกอบรวมกันเป็นเครื่องมือวัดสนามดึงบล็อครูปโดอะแกรมที่ 1.2 ได้ นั้น จะต้องนำมาทดสอบและปรับแต่งคุณสมบัติของแต่ละวงจรให้เหมาะสมกับข้อกำหนดของระบบที่ตั้งไว้ก่อนโดยวิธีการทดสอบ และวงจรที่ใช้ทดสอบจะแสดงไว้ในบทต่อไปนี้

4.1 การทดลองวงจรในส่วนของสัญญาณความถี่โลคอล

ในการวัดสัญญาณจะต้องนำสัญญาณจาก 2 ช่องรับมาประกอบวงจรวัด การแปลงความถี่ลงจึงต้องทำที่ทั้งสองสัญญาณ โดยใช้สัญญาณความถี่โลคอลอันเดียวกัน ซึ่งสร้างจากวงจรกำเนิดสัญญาณความถี่โลคอล แล้วแบ่งออกเป็นสองส่วนไปยังมิกเซอร์ของแต่ละช่อง ในการสร้างจึงสร้างทั้งวงจรกำเนิดสัญญาณโลคอลและวงจรแบ่งกำลัง และทำการทดสอบดังนี้

4.1.1 การทดลองวงจรสร้างสัญญาณความถี่โลคอล

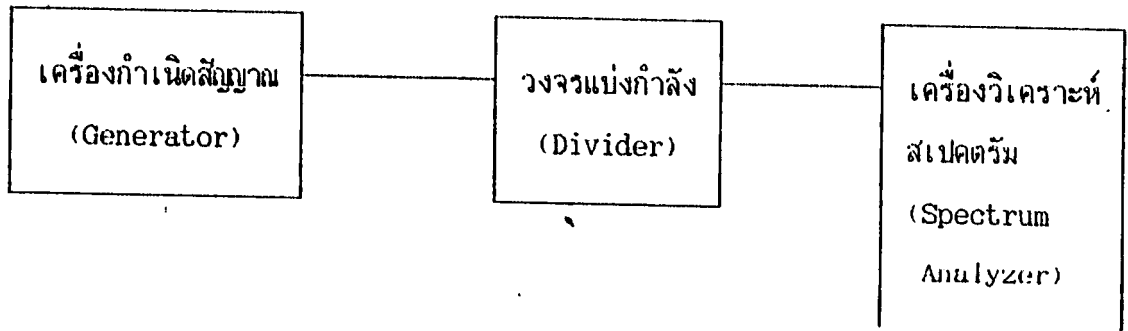
การทดลองได้ต่อวงจรกำเนิดความถี่โลคอลขึ้นดังรูปที่ 3.4 เมื่อทำการทดสอบแล้วจะได้ว่าวงจรนี้ให้สัญญาณออกมามีความถี่ในช่วงตั้งแต่ 891.5 ถึง 892 MHz ที่ระดับความแรงประมาณ -8 dBm



รูปที่ 4.1 แสดงการทดสอบวงจรกำเนิดความถี่โลคอล

4.1.2 การทดสอบวงจรแบ่งกำลัง

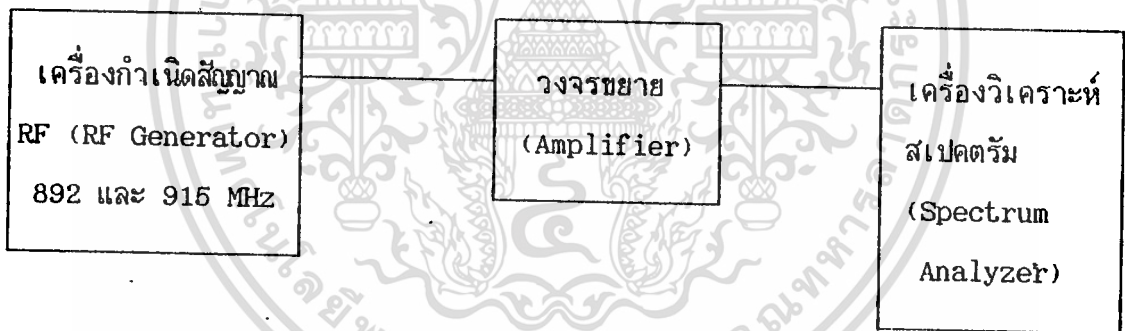
การทดสอบวงจรแบ่งกำลังแบบวิลคิสสันที่ใช้จะแสดงไว้ในรูปที่ 4.2 เมื่อทำการทดสอบแล้วจะได้ว่าสัญญาณที่ผ่านจากพอร์ตเข้าจะออกจากพอร์ตออกแต่ละข้างโดยมีขนาดลดลง 3 dB ซึ่งเป็นไปตามทฤษฎี



รูปที่ 4.2 แสดงการทดลองวงจรแบ่งกำลัง

4.2 การทดสอบวงจรขยายสัญญาณความถี่วิทยุ (RF Amplifier)

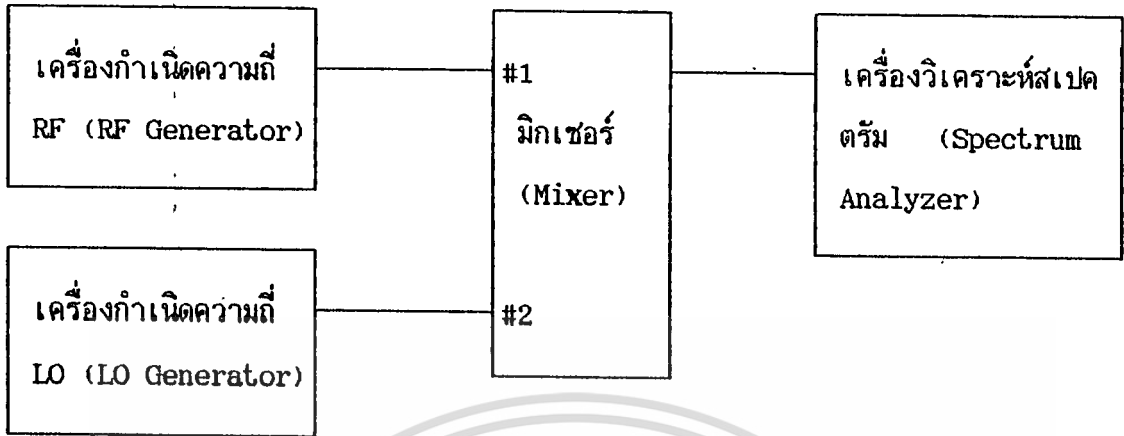
เมื่อต่อวงจรดังรูปที่ 4.3 เพื่อหาค่าอัตราขยายและจุดอิมิตัว (ความแรงของสัญญาณออกจากวงจรไม่เป็นสัดส่วนกับการเพิ่มของสัญญาณเข้าวงจร) ของวงจรที่ใช้ ทดสอบที่สัญญาณความถี่ 892 และ 915 MHz จะได้ว่าวงจรนี้มีอัตราขยายเท่ากับ 14 dB ทั้งสองความถี่แต่มีจุดอิมิตัวต่างกันคืออิมิตัวที่ +3 dBm ที่ความถี่ 892 MHz และ +1 dBm ที่ความถี่ 915 MHz



รูปที่ 4.3 วงจรทดสอบของวงจรขยายสัญญาณความถี่วิทยุ (RF Amplifier)

4.3 ทดสอบวงจรมิกเซอร์

เมื่อต่อวงจรทดสอบของมิกเซอร์ดังรูปที่ 4.4 แล้วทำการทดลองเพื่อหาคุณสมบัติของวงจร เมื่อสัญญาณความถี่โลคอลที่ผลิตได้มีความแรง -8 dBm และเมื่อผ่านวงจรแบ่งกำลังมาจะมีความแรงที่พอร์ตโลคอลของมิกเซอร์แต่ละช่องเท่ากับ -12 dBm จะได้ว่ามิกเซอร์จะรับและผสมสัญญาณได้ตั้งแต่สัญญาณความถี่วิทยุที่พอร์ต RF ความแรง -50 ถึง -22 dBm โดยมีความสูญเสียในการแปลงเท่ากับ 6 dB จุดอิมิตัวของสัญญาณออกที่ -14 dBm ที่สัญญาณเข้า -22 dBm เนื่องจากสัญญาณความถี่โลคอลที่หิมิกเซอร์มีความแรงประมาณ -12 dBm



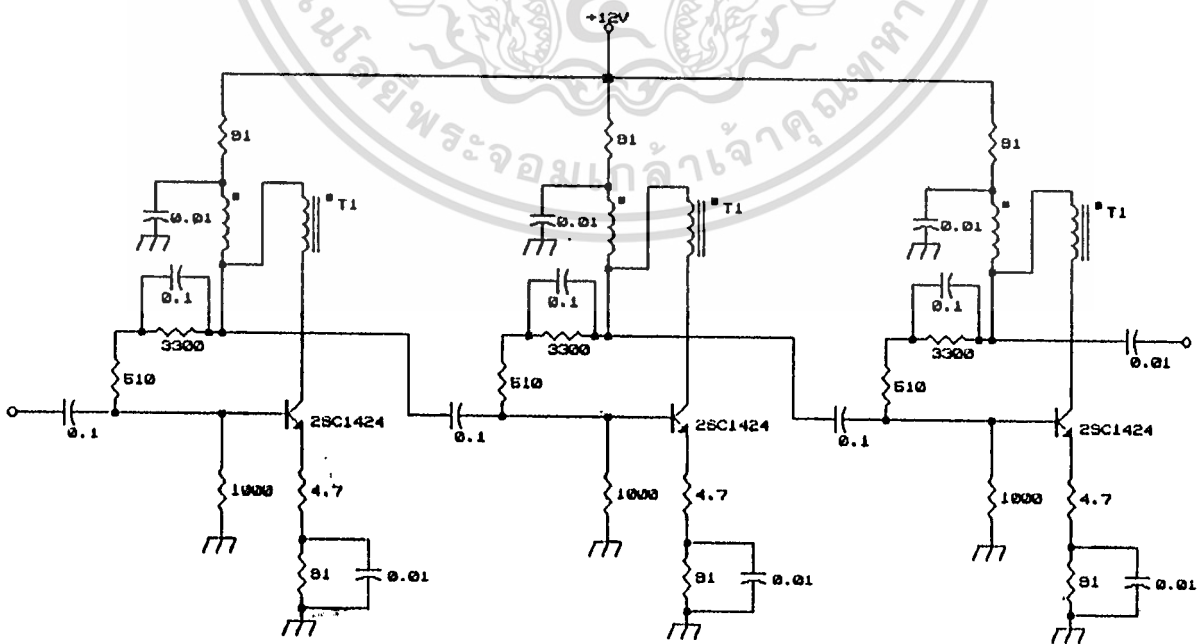
รูปที่ 4.4 แสดงการทดสอบมิกเซอร์

4.4 ทดสอบวงจรขยายสัญญาณความถี่กลาง (IF Amplifier)

4.4.1 วงจรขยายสัญญาณความถี่กลาง 1 ชั้น

เมื่อทำการต่อวงจรขยายความถี่กลาง 1 ชั้นดังรูปที่ 3.6 แล้ววัด จะได้คุณสมบัติของวงจรคือ วงจรมีอัตราขยายเท่ากับ 16 dB มีจุดอิ่มตัวประมาณ +10 dBm

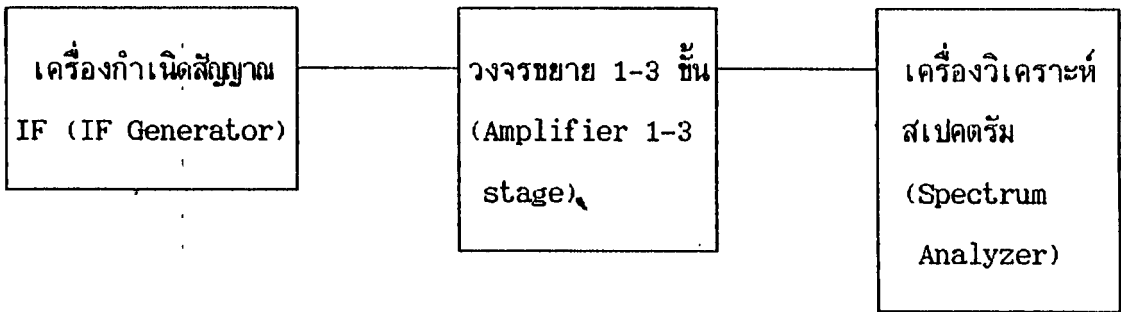
4.4.2 วงจรขยายสัญญาณความถี่กลาง 3 ชั้น



รูปที่ 4.5 วงจรขยายสัญญาณความถี่กลาง 3 ชั้นที่ใช้ทดสอบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับนักเรียนเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.6 แสดงการทดสอบวงจรขยายสัญญาณความถี่กลาง

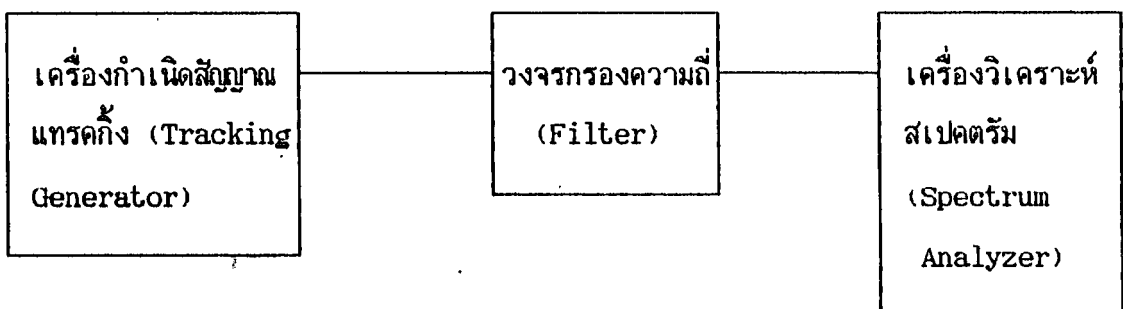
เมื่อนำวงจรขยายสัญญาณความถี่กลางดังรูปที่ 3.6 มาต่อกัน (Cascade) จะได้รูปวงจรเป็นดังรูปที่ 4.5 อัตราขยายรวมของวงจรเท่ากับ 49 dB มีจุดอิ่มตัวของวงจรประมาณ +10 dBm

4.5 ทดสอบวงจรวัดขนาดของสัญญาณ (Amplitude detector)

จากวงจรที่สร้างดังรูปที่ 3.8 เมื่อนำมาป้อนสัญญาณทดสอบที่ความถี่กลางแล้ววัด จะมีความไวในการวัด -35 dBm สามารถวัดสัญญาณที่มีความแรงตั้งแต่ -35 ถึง -15 dBm มีช่วงกว้างของความแรงสัญญาณในการวัดเท่ากับ 20 dB

4.6 ทดสอบวงจรกรองความถี่กลาง

เนื่องจากการออกแบบต้องการให้สัญญาณ เฉพาะสัญญาณความถี่กลางผ่านวงจรกรองไปได้มากที่สุด และกีดสัญญาณความถี่อื่นรวมทั้งสัญญาณรบกวน (Noise) นอกย่านส่วนใหญ่ลงโดยออกแบบให้มีความถี่คัตออฟที่ 27 MHz ดังขั้นตอนในหัวข้อ 3.6 ได้วงจรดังรูป 3.5 เมื่อทำการป้อนสัญญาณที่มีความถี่หลายค่ารวมกัน และมีขนาดใกล้เคียงกันจากเครื่องกำเนิดความถี่แทรกคั้ง (Tracking generator) ดังรูปการทดลองที่ 4.7

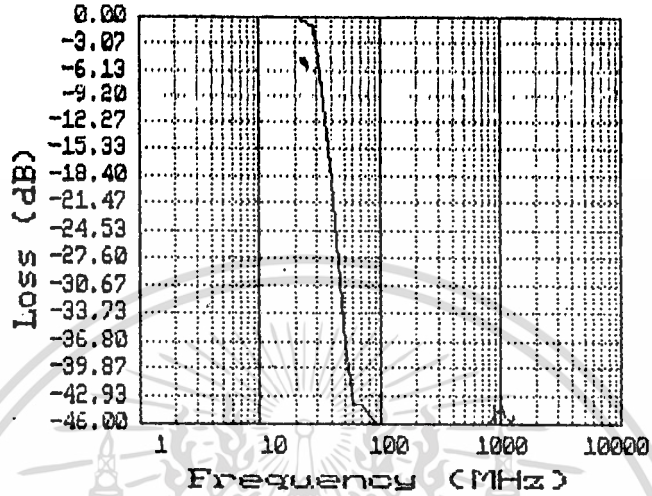


รูปที่ 4.7 แสดงวิธีการทดสอบวงจรกรองสัญญาณความถี่กลาง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

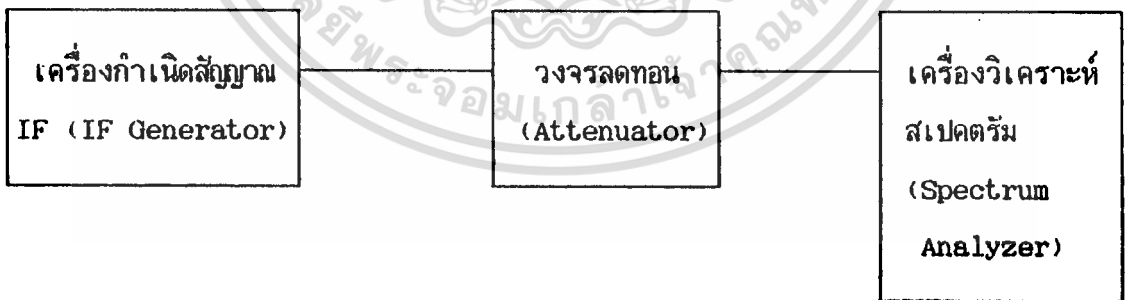
เมื่อทำการวัดระดับการลดทอนของสัญญาณในวงจรกรองความถี่ แล้วจะได้ผลการลดทอนสัญญาณที่ความถี่ต่างๆ ของวงจรกรองความถี่ที่สร้างขึ้นดังรูปที่ 4.8



รูปที่ 4.8 ค่าการลดทอนสัญญาณที่ความถี่ต่างๆ ของวงจรลดทอน

4.7 ทดสอบวงจรลดทอนสัญญาณ (Attenuator)

เมื่อทำการสร้างวงจรลดทอนสัญญาณขึ้นดังรูปที่ 3.10 แล้ว นำมาป้อนสัญญาณทดสอบที่ความถี่กลางแล้ววัดค่าการลดทอนสัญญาณจะได้ว่า การลดทอนของสัญญาณความถี่กลางในวงจรลดทอนมีค่าเท่ากับ $10+10+20$ dB ตามค่าที่ต้องการออกแบบได้ตามขั้นตอนที่กล่าวไว้ในหัวข้อ 3.10 จริง



รูปที่ 4.9 แสดงการทดสอบวัดผลวงจรลดทอนสัญญาณ

4.8 ผลการทดสอบวงจรรวมถึงวงจรวัดขนาดสัญญาณ

เมื่อนำวงจรทฤษฎีที่สร้างและทำการทดสอบตั้งขึ้นตอนข้างต้นมารวมกัน และทำการทดสอบรวมจะได้ขนาดของสัญญาณที่จุดต่างๆ และค่าที่วัดได้จากวงจรเป็นดังแสดงไว้ในตารางที่ 4.1

RF i/p (dBm)	ผ่าน RF Amp (dBm)	ผ่าน MIXER (dBm)	ผ่าน IF Amp (dBm)	เพิ่ม ATT (dB)	ค่า IF ที่ได้ (dBm)	ค่าขนาดสัญญาณ (mV)
-50	-36	-42	-26	0	-26	15.85
-49	-35	-41	-25	0	-25	17.76
-48	-34	-40	-24	0	-24	19.95
-47	-33	-39	-23	0	-23	22.39
-46	-32	-38	-22	0	-22	25.12
-45	-31	-37	-21	0	-21	28.18
-44	-30	-36	-20	0	-20	31.62
-43	-29	-35	-19	0	-19	35.48
-42	-28	-34	-18	0	-18	39.81
-41	-27	-33	-17	0	-17	44.67
-40	-26	-32	-16	10	-26	50.12
-39	-25	-31	-15	10	-25	56.23
-38	-24	-30	-14	10	-24	63.10
-37	-23	-29	-13	10	-23	70.79
-36	-22	-28	-12	10	-22	79.43
-35	-21	-27	-11	10	-21	89.13
-34	-20	-26	-10	10	-20	100.00
-33	-19	-25	-9	10	-19	112.20
-32	-18	-24	-8	10	-18	125.89
-31	-17	-23	-7	10	-17	141.25

ตารางที่ 4.1 แสดงค่าระดับสัญญาณ ณ จุดต่างๆ ในวงจรวัดขนาดสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ยืมได้เพิ่ม เปลี่ยนหรือเขียนด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

RF i/p (dBm)	ผ่าน RF Amp (dBm)	ผ่าน MIXER (dBm)	ผ่าน IF Amp (dBm)	เพิ่ม ATT (dB)	ค่า IF ที่ได้ (dBm)	ค่าขนาดสัญญาณ (mV)
-30	-16	-22	-6	20	-26	158.49
-29	-16	-21	-5	20	-25	177.83
-28	-14	-20	-4	20	-24	199.53
-27	-13	-10	-3	20	-23	223.87
-26	-12	-18	-2	20	-22	251.19
-25	-11	-17	-1	20	-21	281.84
-24	-10	-16	0	20	-20	316.23
-23	-9	-15	1	20	-19	354.81
-22	-8	-14	2	20	-18	398.11
-21	-7	-14	2	20	-18	398.11
-20	-6	-14	2	20	-18	398.11

ตารางที่ 4.1 (ต่อ) แสดงค่าระดับสัญญาณ ณ จุดต่างๆ ในวงจรวัดขนาดสัญญาณ

หมายเหตุ

1. ค่าสัญญาณความถี่วิทยุเข้าที่ความถี่ 915 MHz มีค่าตั้งแต่ -50 ถึง -20 dBm
2. วงจรกำเนิดความถี่โลคอลผลิตสัญญาณความถี่ 892 MHz ค่า -8 dBm
3. วงจรขยายสัญญาณความถี่วิทยุใช้ IC μ PC1651 มีค่าอัตราขยาย 14 dB
4. มิกเซอร์มีค่าสูญเสียในการแปลงความถี่เท่ากับ 6 dB
5. วงจรขยายสัญญาณความถี่กลาง 23 MHz ใช้ทรานซิสเตอร์เบอร์ 2SC1424 ต่อเป็น วงจรขยาย 1 ชั้น มีอัตราขยาย 16 dB
6. ค่าขนาดสัญญาณที่ได้ กำหนดให้อ่านจากมิเตอร์ 50 Ohm

บทที่ 5 บทวิจารณ์และสรุป

การหาลักษณะการกระจายคลื่นของสายอากาศ โดยวิธีคำนวณจากสนามระยะใกล้ จะต้องวัดค่าของเฟสและขนาดของสนามในระยะใกล้ แล้วนำมาคำนวณหาลักษณะของการกระจายในระยะไกล โดยวิธีการทางทฤษฎีแม่เหล็กไฟฟ้าและคณิตศาสตร์ การที่จะได้ข้อมูลของสนามระยะใกล้จะต้องมีเครื่องมือวัดความเข้มของสนาม (Field strength meter) ปริญญาฉันทน์จึงคิดสร้างเครื่องมือนี้ขึ้นมาใช้งานที่ความถี่ 915 MHz เพื่อใช้สำหรับศึกษาและทดลองเกี่ยวกับทฤษฎีของสนามระยะใกล้

การจะสร้างเครื่องมือวัดความเข้มของสนามขึ้นได้นั้น จะต้องกำหนดคุณสมบัติการทำงาน ของเครื่องมือขึ้น ทั้งในด้านความไวของการตรวจจับสัญญาณ (Sensitivity) และช่วงกว้างของการตรวจจับสัญญาณ (Dynamic range) ให้เหมาะสมกับลักษณะทั่วไปของสนามระยะใกล้ หลังจากนั้นก็ต้องคำนวณและออกแบบสร้างเครื่องมือดังกล่าวขึ้น โดยแบ่งเป็นวงจรภาคต่างๆ ที่จำเป็น แล้วเลือกใช้อุปกรณ์ประกอบเป็นวงจรภาคต่างๆ นั้นทีละภาค โดยจะต้องทดสอบคุณสมบัติของอุปกรณ์ต่างๆ ดังกล่าวไว้ว่า เหมาะสมสำหรับนำมาใช้สร้างเป็นวงจรภาคนั้นหรือไม่ ถ้าหากว่าไม่เหมาะสมก็เปลี่ยนแปลงอุปกรณ์ หรือปรับแต่งคุณสมบัติของอุปกรณ์ในวงจรภาคนั้นๆ จนสามารถนำมาใช้งานได้เป็นวงจรภาคต่างๆ เมื่อทำเสร็จแล้วทุกภาค ก็จะนำวงจรภาคต่างๆ แต่ละภาค มาปรับแต่งคุณสมบัติอีกครั้งหนึ่ง เพื่อให้เหมาะสมกับการประกอบกันเป็นเครื่องมือดังกล่าว โดยอาจจะเป็นการเพิ่มความไวของการทำงาน หรือการลดทอนขนาดของสัญญาณ แล้วกำหนดค่าการชดเชยผลที่ได้ หรือสร้างวงจรเพิ่มเติมความสามารถของเครื่องมือ หรือปรับเปลี่ยนอุปกรณ์หรือวงจรภาคนั้นๆ จนสามารถที่จะสร้างเป็นเครื่องมือวัดความเข้มของสนาม ซึ่งสามารถวัดค่าของเฟสและขนาดของสนามในระยะใกล้ ในช่วงที่กำหนดไว้ตั้งแต่แรกได้

จากการสร้างเครื่องมือวัดความเข้มของสนามขึ้นนั้น พบว่า สามารถตรวจวัดขนาดของสัญญาณได้เป็นผลสำเร็จ โดยจะตรวจวัดขนาดของสัญญาณความถี่วิทยุ (RF Signal) 915 MHz ที่สนามระยะใกล้ ซึ่งแพร่กระจายออกจากสายอากาศได้ในช่วงระดับความแรงของสัญญาณเป็น -50 ถึง -20 dBm ได้ค่าขนาดของสัญญาณออกมาเป็นค่าโวลต์เตจ (Voltage) ตั้งแต่ 15 ถึง 500 มิลลิโวลต์ แต่สำหรับวงจรตรวจจับความต่างเฟสนั้น พบว่า วงจรไม่สามารถทำงานได้ที่สัญญาณความถี่กลาง (IF Signal) 23 MHz ที่ได้มาจากการเลือกใช้อุปกรณ์จากวงจรภาคแปลงความถี่ลง (Down convertor) ของเครื่องมือ แต่พบว่าวงจรตรวจจับความต่างเฟสนั้น สามารถทำงานได้ที่ความถี่ต่ำๆ จึงควรจะต้องมีการสร้างวงจรแปลงความถี่ลงอีกทอดหนึ่ง หรือเรียก

ว่าการสร้างวงจร Double Convertor นั้นเอง

เนื่องจากว่า ผู้จัดสร้างเครื่องมือวัดความเข้มของสนาม มีเวลาไม่เพียงพอที่จะสร้างวงจร Double Convertor ที่มาได้ จึงไม่สามารถทำให้วงจรตรวจจับความต่างเฟสทำงานได้สมบูรณ์ ซึ่งหากต้องการจะให้วงจรตรวจจับความต่างเฟสที่ออกแบบไว้แล้วนั้น สามารถใช้งานได้ จะต้องแปลงความถี่ของสัญญาณกลางลงอีกทอดหนึ่ง เป็นสัญญาณความถี่กลางที่ 2 และขยายสัญญาณความถี่กลางที่ 2 นี้ใหม่ ผ่านวงจรขยายขนาดสัญญาณกลาง (IF Amplifier) ชุดเดิมที่สร้างไว้แล้วนั้น ให้มีขนาดเพียงพอที่จะทำให้วงจรตรวจจับความต่างเฟสทำงานได้ และ/หรือผ่านวงจรกรองความถี่ (Filter) วงจรลดทอนขนาดของสัญญาณ (Attenuator) ที่เหมาะสมกับการทำงาน ก็จะสามารถทำให้สร้างเครื่องมือวัดความเข้มของสนามที่ต้องการนี้สำเร็จลงได้อย่างสมบูรณ์

ในการสร้างเครื่องมือวัดความเข้มของสนามขั้นนั้น ในส่วนของวงจรภาคแปลงความถี่ลงนั้น จะต้องมีความระมัดระวังในการทำลายทางเดินของวงจร การต่อประกอบวงจรและอุปกรณ์ มิฉะนั้นอาจจะทำให้วงจรนี้ไม่ทำงาน เนื่องจากการลดทอน หรือการออสซิลเลท (Oscillate)

การที่จะเพิ่มความไวในการตรวจจับสัญญาณของเครื่องมือนี้ สามารถทำได้โดยการเพิ่มเติมวงจรภาคขยายสัญญาณความถี่วิทยุ (RF Amplifier) ที่อีก ก่อนที่จะเข้าวงจรแปลงความถี่ลง แต่อาจจะมีผลทำให้มีสัญญาณรบกวน (Noise) ในระบบสูงขึ้น ถ้าวางจรขยายนั้น มีค่าอัตราส่วนสัญญาณรบกวน (Noise Figure) สูงมากเกินไป



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Operational Amplifiers/Buffers

LM741/LM741A/LM741C/LM741E Operational Amplifier

General Description

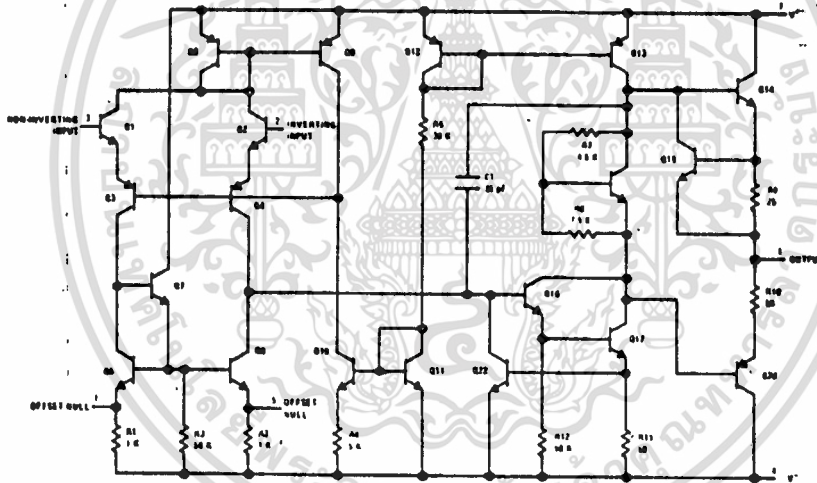
The LM741 series are general purpose operational amplifiers which feature improved performance over industry standards like the LM709. They are direct, plug-in replacements for the 709C, LM201, MC1430 and 748 in most applications.

The amplifiers offer many features which make their application nearly foolproof: overload protection on the input and output, no latch-up when the common mode range is exceeded, as well as freedom from oscillations.

The LM741C/LM741E are identical to the LM741/LM741A except that the LM741C/LM741E have their performance guaranteed over a 0°C to $+70^{\circ}\text{C}$ temperature range, instead of -55°C to $+125^{\circ}\text{C}$.

The LM741C/LM741E are identical to the LM741/LM741A except that the LM741C/LM741E have their performance guaranteed over a 0°C to $+70^{\circ}\text{C}$ temperature range, instead of -55°C to $+125^{\circ}\text{C}$.

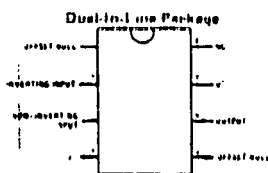
Schematic and Connection Diagrams (Top Views)



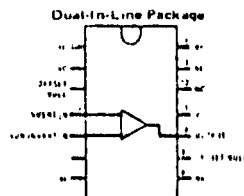
Metal Can Package



Order Number LM741H, LM741AH,
LM741CH or LM741EH
See NS Package H08C



Order Number LM741CN or LM741EN
See NS Package N08B
Order Number LM741CJ
See NS Package J08A



Order Number LM741CN-14
See NS Package N14A
Order Number LM741J-14, LM741AJ-14
or LM741CJ-14
See NS Package J14A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับความรู้เท่านั้นเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่ควรนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Absolute Maximum Ratings

	LM741A	LM741E	LM741	LM741C
Supply Voltage	±22V	±22V	±22V	±18V
Power Dissipation (Note 1)	500 mW	500 mW	500 mW	500 mW
Differential Input Voltage	±30V	±30V	±30V	±30V
Input Voltage (Note 2)	±15V	±15V	±15V	±15V
Output Short Circuit Duration	Indefinite	Indefinite	Indefinite	Indefinite
Operating Temperature Range	-55°C to +125°C	0°C to +70°C	-55°C to +125°C	0°C to +70°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C	-65°C to +150°C	-65°C to +150°C	-65°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	300°C	300°C	300°C	300°C

Electrical Characteristics (Note 3)

PARAMETER	CONDITIONS	LM741A/LM741E			LM741			LM741C			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Input Offset Voltage	$T_A = 25^\circ\text{C}$										mV
	$R_{11} \leq 10 \text{ k}\Omega$		0.8	3.0	1.0	5.0	2.0	0.0			mV
	$R_{12} \leq 50 \text{ k}\Omega$										mV
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$			4.0					7.5		mV
Average Input Offset Voltage Drift	$R_{11} \leq 10 \text{ k}\Omega$			15							$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
	$R_{12} \leq 50 \text{ k}\Omega$										$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Input Offset Voltage Adjustment Range	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_S = \pm 20\text{V}$	-10			-15			-115			mV
Input Offset Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		3.0	30	20	200	20	200			nA
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$			70	85	500		300			nA
Average Input Offset Current Drift				0.5							$\text{nA}/^\circ\text{C}$
Input Bias Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		30	80	80	500	80	500			nA
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$			0.210		1.5		0.8			μA
Input Resistance	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_S = \pm 20\text{V}$	1.0	6.0		0.3	2.0	0.3	2.0			M Ω
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$, $V_S = \pm 20\text{V}$	0.5									M Ω
Input Voltage Range	$T_A = 25^\circ\text{C}$						-12	-13			V
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$										V
Large Signal Voltage Gain	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $R_L \geq 2 \text{ k}\Omega$			50							V/mV
	$V_S = \pm 20\text{V}$, $V_O = \pm 15\text{V}$				50	200		20	200		V/mV
	$V_S = \pm 15\text{V}$, $V_O = \pm 10\text{V}$										V/mV
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$, $R_L \geq 2 \text{ k}\Omega$			32					15		V/mV
Output Voltage Swing	$V_S = \pm 20\text{V}$										V
	$R_L \geq 10 \text{ k}\Omega$	-16									V
	$R_L \geq 2 \text{ k}\Omega$	-15									V
	$V_S = \pm 15\text{V}$										V
Output Short Circuit Current	$R_L = 10 \text{ k}\Omega$				12	14		12	14		V
	$R_L = 2 \text{ k}\Omega$				10	13		10	13		V
	$T_A = 25^\circ\text{C}$	10	25	25		25		25			mA
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$	10		40							mA
Common-Mode Rejection Ratio	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$										dB
	$R_S = 10 \text{ k}\Omega$, $V_{CM} = \pm 17\text{V}$				70	30		70	90		dB
	$R_S = 50 \text{ k}\Omega$, $V_{CM} = \pm 17\text{V}$	70	15								dB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Electrical Characteristics (Continued)

PARAMETER	CONDITIONS	LM741A/LM741E			LM741			LM741C			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Supply Voltage Rejection Ratio	$T_{A \text{ MIN}} \leq T_A \leq T_{A \text{ MAX}}$ $V_S = \pm 20\text{V to } \pm 5\text{V}$ $R_S \leq 50\Omega$ $R_S \leq 10\text{ k}\Omega$	88	98		77	98		77	98		dB
Transient Response Rise Time	$T_A = 25^\circ\text{C}$, Unity Gain		0.26	0.8		0.3			0.3		μs
			0.0	2.0		0			0		%
Bandwidth (Note 4)	$T_A = 25^\circ\text{C}$	0.437	1.5								MHz
Slew Rate	$T_A = 25^\circ\text{C}$, Unity Gain	0.3	0.7		0.5			0.5			V/ μs
Supply Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$				1.7	2.8		1.7	2.8		mA
Power Consumption	$T_A = 25^\circ\text{C}$ $V_S = \pm 20\text{V}$ $V_S = \pm 15\text{V}$ $V_S = \pm 20\text{V}$		60	160		50	85		50	85	mW
LM741A	$T_A = T_{A \text{ MIN}}$			166							mW
	$T_A = T_{A \text{ MAX}}$			135							mW
LM741E	$V_S = \pm 20\text{V}$			150							mW
	$T_A = T_{A \text{ MIN}}$			150							mW
	$T_A = T_{A \text{ MAX}}$			150							mW
LM741	$V_S = \pm 15\text{V}$ $T_A = T_{A \text{ MIN}}$ $T_A = T_{A \text{ MAX}}$				60	100					mW
					45	75					mW

Note 1: The maximum junction temperature of the LM741/LM741A is 150°C , while that of the LM741C/LM741E is 100°C . For operation at elevated temperatures, devices in the TO-9 package must be derated based on a thermal resistance of 150°C/W junction to ambient, or 45°C/W junction to case. The thermal resistance of the dual-in-line package is 100°C/W junction to ambient.

Note 2: For supply voltages less than $\pm 15\text{V}$, the absolute maximum input voltage is equal to the supply voltage.

Note 3: Unless otherwise specified, these specifications apply for $V_S = \pm 15\text{V}$, $-65^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$ (LM741/LM741A). For the LM741C/LM741E, these specifications are limited to $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq +70^\circ\text{C}$.

Note 4: Calculated value from: $\text{BW (MHz)} = 0.35/\text{Rise Time}(\mu\text{s})$.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



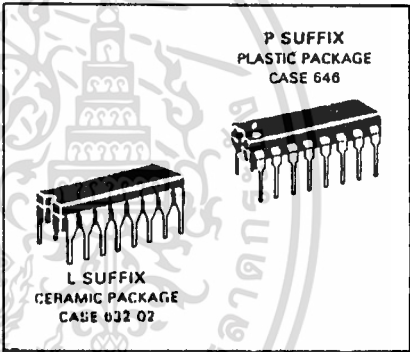
MC12040/ MC12540

PHASE-FREQUENCY DETECTOR

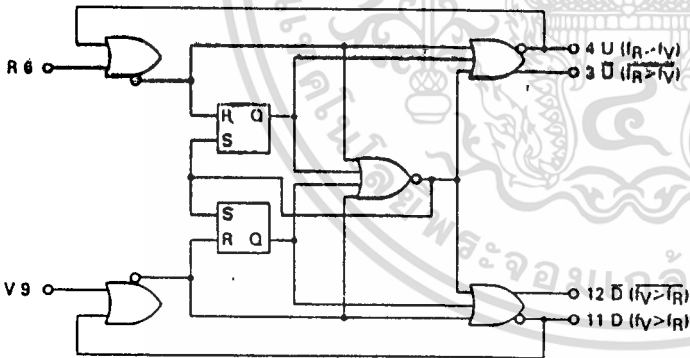
The MC12040 is a phase-frequency detector intended for use in systems requiring zero phase and frequency difference at lock. In combination with a voltage controlled oscillator (such as the MC1648), it is useful in a broad range of phase-locked loop applications. Operation of this device is identical to that of Phase Detector #1 of the MC4044. A discussion of the theory of operation and applications information is given on the MC4344/4044 data sheet.

Operating Frequency = 80 MHz typical

PHASE-FREQUENCY DETECTOR



LOGIC DIAGRAM



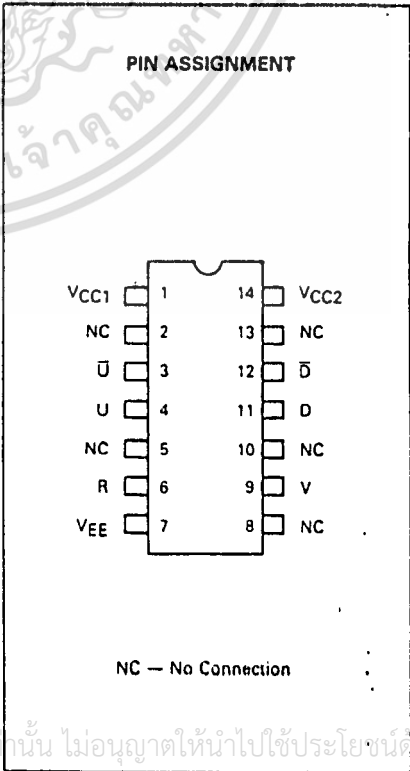
VCC1 = Pin 1
VCC2 = Pin 14
VEE = Pin 7

TRUTH TABLE

This is not strictly a functional truth table; i.e., it does not cover all possible modes of operation. However it gives a sufficient number of tests to ensure that the device will function properly in all modes of operation.

INPUT		OUTPUT			
R	V	U	D	\bar{U}	\bar{D}
0	0	X	X	X	X
0	1	X	X	X	X
1	1	X	X	X	X
0	1	X	X	X	X
1	1	1	0	0	1
0	1	1	0	0	1
1	1	1	0	0	1
1	0	1	0	0	1
1	0	0	0	1	1
1	1	0	1	1	0
1	0	0	1	1	0
1	1	0	0	1	1

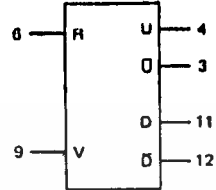
X = Don't Care



MC12040

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

The MC12040 has been designed to meet the dc specifications shown in the test table after thermal equilibrium has been established. Outputs are terminated through a 50 ohm resistor to +3.0 V for +5.0 V tests and through a 50 ohm resistor to -2.0 V for -5.2 V tests.



Supply Voltage = -5.2V

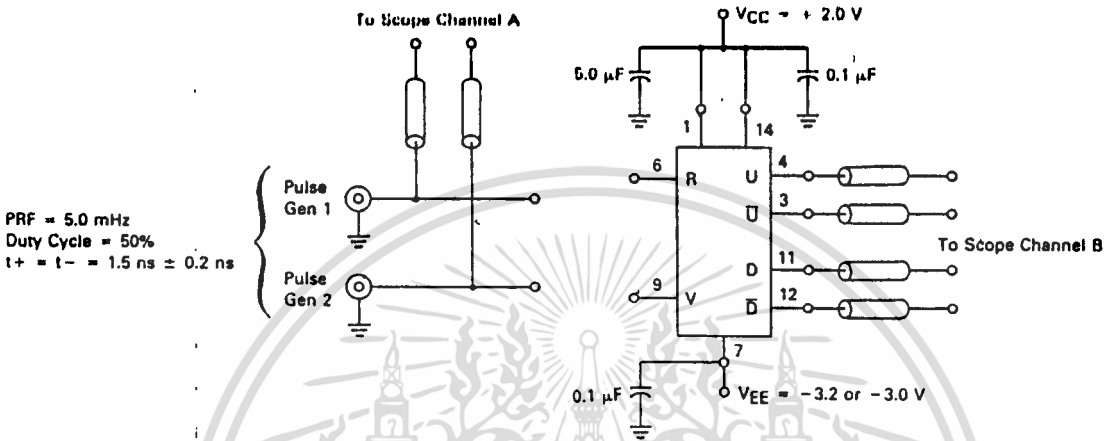
Characteristic	Symbol	Pin Under Test	MC12040						Unit	TEST VOLTAGE APPLIED TO PINS LISTED BELOW:					(V _{CC}) Gnd
			0°C		25°C		+15°C			V _{IH} max	V _{IL} min	V _{IHA} min	V _{IHA} max	V _{EE}	
			Min	Max	Min	Max	Min	Max		V _{IH} max	V _{IL} min	V _{IHA} min	V _{IHA} max	V _{EE}	
Power Supply Drain Current	I _E	7	-	-	-120	-50	-	-	mA	-	-	-	-	7	1.14
Input Current	I _{INH}	6 9	-	-	-	350	-	-	μA	6 9	-	-	-	7	1.14
Logic "1" Output Voltage	V _{OH} ①	3 4 11 12	-1.000	-0.840	-0.960	-0.810	-0.900	-0.720	V _{dc}	-	-	-	-	7	1.14
Logic "0" Output Voltage	V _{OL} ①	3 4 11 12	-1.870	-1.835	-1.850	-1.620	-1.830	-1.595	V _{dc}	-	-	-	-	7	1.14
Logic "1" Threshold Voltage	V _{OHA} ②	3 4 11 12	-1.020	-	-0.980	-	-0.920	-	V _{dc}	-	0.9	-	-	7	1.14
Logic "0" Threshold Voltage	V _{OLA} ②	3 4 11 12	-	-1.815	-	-1.800	-	-1.575	V _{dc}	-	9 6 9 6	5 6 8 9	7	1.14	7

Supply Voltage = +5.0V

Characteristic	Symbol	Pin Under Test	MC12040						Unit	TEST VOLTAGE APPLIED TO PINS LISTED BELOW:					(V _{EE}) Gnd
			0°C		25°C		+15°C			V _{IH} max	V _{IL} min	V _{IHA} min	V _{IHA} max	V _{CC}	
			Min	Max	Min	Max	Min	Max		V _{IH} max	V _{IL} min	V _{IHA} min	V _{IHA} max	V _{CC}	
Power Supply Drain Current	I _E	7	-	-	-115	-60	-	-	mA	-	-	-	-	1.14	7
Input Current	I _{INH}	6 9	-	-	-	350	-	-	μA	6 9	-	-	-	1.14	7
Logic "1" Output Voltage	V _{OH} ①	3 4 11 12	4.000	4.160	4.040	4.180	4.100	4.780	V _{dc}	-	-	-	-	1.14	7
Logic "0" Output Voltage	V _{OL} ①	3 4 11 12	3.190	3.430	3.210	3.440	3.230	3.470	V _{dc}	-	-	-	-	1.14	7
Logic "1" Threshold Voltage	V _{OHA} ②	3 4 11 12	3.980	-	4.020	-	4.080	-	V _{dc}	-	6.9	-	-	1.14	7
Logic "0" Threshold Voltage	V _{OLA} ②	3 4 11 12	-	3.450	-	3.460	-	3.490	V _{dc}	-	9 6 9 6	6 6 8 9	1.14	7	7

MC12040

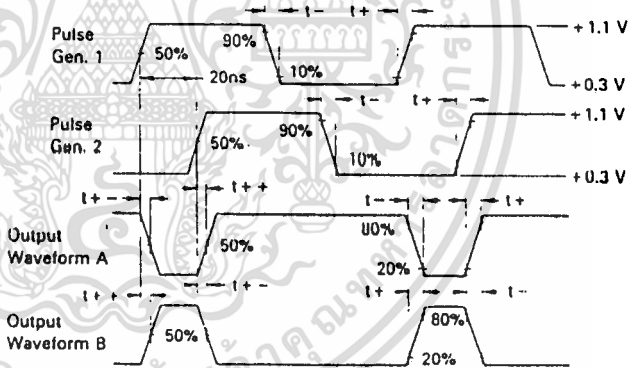
AC TESTS



PRF = 5.0 MHz
 Duty Cycle = 50%
 $t_+ = t_- = 1.5 \text{ ns} \pm 0.2 \text{ ns}$

NOTES:

1. All input and output cables to the scope are equal lengths of 50 Ω coaxial cable.
2. Unused input and outputs are connected to a 50 Ω resistor to ground.
3. The device under test must be preconditioned before performing the ac tests. Preconditioning may be accomplished by applying pulse generator 1 for a minimum of two pulses prior to pulse generator 2. The device must be preconditioned again when inputs to pins 6 and 9 are interchanged. The same technique applies.



Characteristic	Symbol	Pin Under Test	Output Waveform	MC12040			MC12b40			Unit	TEST VOLTAGES/WAVEFORMS APPLIED TO PINS LISTED BELOW			
				0°C	+25°C	+75°C	-55°C	+25°C	+125°C		Pulse Gen. 1	Pulse Gen. 2	VEE	VCC
				Max	Max	Max	Max	Max	Max		-3.0 or -3.2 V	+2.0 V		
Propagation Delay	16+4+	6,4	B	4.6	4.6	5.6	4.6	4.6	5.0	ns	6	9	7	1,14
	16+12+	6,12	A	6.0	6.0	7.2	6.0	6.0	6.6		9	6		
	10+12-	0,3	A	4.6	4.6	5.6	4.6	4.6	4.9		8	6		
	10+11+	8,11	B	0.4	0.4	1.1	0.4	0.4	1.0		8	6		
	19+11+	9,11	B	4.6	4.6	5.6	4.6	4.6	5.0		9	6		
	19+3+	9,3	A	6.0	6.0	7.2	6.0	6.0	6.6		8	9		
Output Rise Time	13+	3	A	3.4	3.4	3.8	3.4	3.4	3.8	ns	6	9	7	1,14
	14+	4	B								6	9		
	111+	11	B								9	6		
	112+	12	A								9	6		
Output Fall Time	13-	3	A	3.4	3.4	3.8	3.4	3.4	3.8	ns	6	9	7	1,14
	14-	4	B								6	9		
	111-	11	B								9	6		
	112-	12	A								9	6		

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC12040

APPLICATIONS INFORMATION

The MC12040 is a logic network designed for use as a phase comparator for MECL-compatible input signals. It determines the "lead" or "lag" phase relationship and the time difference between the leading edges of the waveforms. Since these edges occur only once per cycle, the detector has a range of $\pm 2\pi$ radians.

Operation of the device may be illustrated by assuming two waveforms, R and V (Figure 1), of the same frequency but differing in phase. If the logic had established by past history that R was leading V, the U output of the detector (pin 4) would produce a positive pulse width equal to the phase difference and the D output (pin 11) would simply remain low.

On the other hand, it is also possible that V was leading R (Figure 1), giving rise to a positive pulse on the D output and a constant low level on the U output pin. Both outputs for the sample condition are valid since the determination of lead or lag is dependent on past edge crossing and initial conditions at start-up. A stable phase-locked loop will result from either condition.

Phase error information is contained in the output duty cycle — that is, the ratio of the output pulse width to total period. By integrating or low-pass filtering the outputs of the detector and shifting the level to accommodate ECL swings, usable analog information for the voltage-controlled oscillator can be developed. A circuit useful for this function is shown in Figure 2.

Proper level shifting is accomplished by differentially

driving the operational amplifier from the normally high outputs of the phase detector (U and D). Using this technique the quiescent differential voltage to the operational amplifier is zero (assuming matched "1" levels from the phase detector). The U and D outputs are then used to pass along phase information to the operational amplifier. Phase error summing is accomplished through resistors R1 connected to the inputs of the operational amplifier. Some R-C filtering imbedded within the input network (Figure 2) may be very beneficial since the very narrow correctional pulses of the MC12040 would not normally be integrated by the amplifier. General design guides for calculating R1, R2, and C are included in the MC4044 data sheet. Phase detector gain for this configuration is approximately 0.16 volts/radian.

System phase error stems from input offset voltage in the operational amplifier, mismatching of nominally equal resistors, and mismatching of phase detector "high" states between the outputs used for threshold setting and phase measuring. All these effects are reflected in the gain constant. For example, a 16 mV offset voltage in the amplifier would cause an error of $0.016/0.16 = 0.1$ radian or 5.7 degrees of error. Phase error can be trimmed to zero initially by trimming either input offset or one of the threshold resistors (R1 in Figure 2). Phase error over temperature depends on how much the offsetting parameters drift.

FIGURE 1 — TIMING DIAGRAM

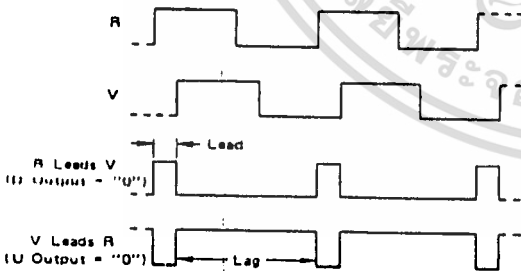
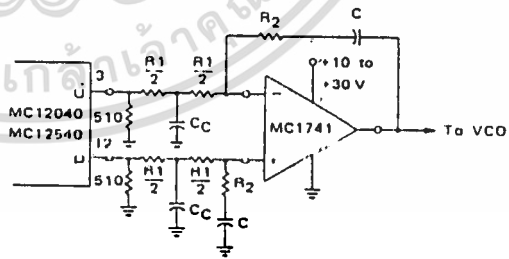


FIGURE 2 — TYPICAL FILTER AND SUMMING NETWORK





MOTOROLA
Semiconductors
BOX 20912 • PHOENIX, ARIZONA 85036

2N5179

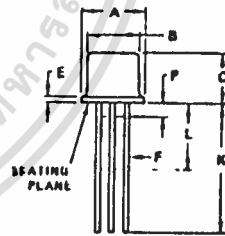
The RF Line

NPN SILICON RF HIGH FREQUENCY TRANSISTOR

... designed primarily for use in high-gain, low-noise amplifier, oscillator, and mixer applications. Can also be used in UHF converter applications.

- High Current-Gain – Bandwidth Product – $f_T = 1.4 \text{ GHz (Typ) @ } I_C = 10 \text{ mAdc}$
- Low Collector-Base Time Constant – $t_{b'c} = 14 \text{ ps (Max) @ } I_E = 2.0 \text{ mAdc}$
- Characterized with Scattering Parameters
- Low Noise Figure – $NF = 4.5 \text{ dB (Max) @ } f = 200 \text{ MHz}$

4.5 dB @ 200 MHz
HIGH FREQUENCY TRANSISTOR
NPN SILICON



STYLE 10

- PIN 1. EMITTER
- 2. BASE
- 3. COLLECTOR
- 4. CASE



DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	5.31	5.64	0.209	0.220
B	4.52	4.95	0.178	0.195
C	4.32	5.33	0.170	0.210
D	0.41	0.53	0.016	0.021
E	-	0.76	-	0.030
F	0.41	0.48	0.016	0.019
G	2.54 BSC		0.100 BSC	
H	0.91	1.17	0.036	0.046
J	0.71	1.27	0.028	0.049
K	12.70	-	0.500	-
L	6.35	-	0.250	-
M	45° BSC		45° BSC	
N	1.27 BSC		0.050 BSC	
P	-	1.27	-	0.050

ALL JEDEC dimensions and notes apply

CASE 20-03
TO-72

***MAXIMUM RATINGS**

Rating	Symbol	Value	Unit
Collector-Emitter Voltage Applicable 1.0 to 20 mAdc	V _{CEO}	12	Vdc
Collector-Base Voltage	V _{CB}	20	Vdc
Emitter-Base Voltage	V _{EB}	2.5	Vdc
Collector Current	I _C	50	mAdc
Total Device Dissipation @ T _A = 25°C Derate above 25°C	P _D	200 1.14	mW mW/°C
Total Device Dissipation @ T _C = 25°C Derate above 25°C	P _D	300 1.71	mW mW/°C
Storage Temperature Range	T _{stg}	-65 to +200	°C

* Indicates JEDEC Registered Data.

2N5179

*ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit
OFF CHARACTERISTICS				
Collector-Emitter Sustaining Voltage ($I_C = 3.0 \text{ mAdc}$, $I_B = 0$)	$V_{CE0}(\text{sus})$	12	-	Vdc
Collector-Base Breakdown Voltage ($I_C = 0.001 \text{ mAdc}$, $I_E = 0$)	BV_{CBO}	20	-	Vdc
Emitter-Base Breakdown Voltage ($I_E = 0.01 \text{ mAdc}$, $I_C = 0$)	BV_{EBO}	2.5	-	Vdc
Collector Cutoff Current ($V_{CB} = 15 \text{ Vdc}$, $I_E = 0$) ($V_{CB} = 15 \text{ Vdc}$, $I_E = 0$, $T_A = 150^\circ\text{C}$)	I_{CBO}	-	0.02 1.0	μA dc
ON CHARACTERISTICS				
DC Current Gain ($I_C = 3.0 \text{ mAdc}$, $V_{CE} = 1.0 \text{ Vdc}$)	h_{FE}	25	250	-
Collector-Emitter Saturation Voltage ($I_C = 10 \text{ mAdc}$, $I_B = 1.0 \text{ mAdc}$)	$V_{CE}(\text{sat})$	-	0.4	Vdc
Base-Emitter Saturation Voltage ($I_C = 10 \text{ mAdc}$, $I_B = 1.0 \text{ mAdc}$)	$V_{BE}(\text{sat})$	-	1.0	Vdc
DYNAMIC CHARACTERISTICS				
Current-Gain - Bandwidth Product ⁽¹⁾ ($I_C = 5.0 \text{ mAdc}$, $V_{CE} = 6.0 \text{ Vdc}$, $f = 100 \text{ MHz}$)	f_T	900	2000	MHz
Collector-Base Capacitance ($V_{CB} = 10 \text{ Vdc}$, $I_E = 0$, $f = 0.1$ to 10 MHz)	C_{cb}	-	1.0	pF
Small-Signal Current Gain ($I_C = 2.0 \text{ mAdc}$, $V_{CE} = 6.0 \text{ Vdc}$, $f = 1.0 \text{ kHz}$)	h_{fe}	25	300	-
Collector-Base Time Constant ($I_E = 2.0 \text{ mAdc}$, $V_{CB} = 6.0 \text{ Vdc}$, $f = 31.9 \text{ MHz}$)	t_{bC}	3.0	14	μs
Noise Figure (See Figure 1) ($I_C = 1.5 \text{ mAdc}$, $V_{CE} = 6.0 \text{ Vdc}$, $R_G = 50 \text{ ohms}$, $f = 200 \text{ MHz}$)	NF	-	4.5	dB
FUNCTIONAL TEST				
Common-Emitter Amplifier Power Gain (See Figure 1) ($V_{CE} = 6.0 \text{ Vdc}$, $I_C = 5.0 \text{ mAdc}$, $f = 200 \text{ MHz}$)	G_{pe}	15	-	dB
Power Output (See Figure 2) ($V_{CB} = 10 \text{ Vdc}$, $I_E = 12 \text{ mAdc}$, $f \geq 100 \text{ MHz}$)	P_{out}	20	-	mW

*Indicates JEDEC Registered Values.

⁽¹⁾ f_T is defined as the frequency at which $|h_{fe}|$ extrapolates to unity

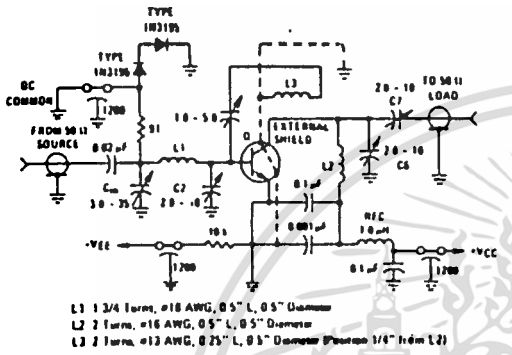
MOTOROLA Semiconductor Products Inc.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

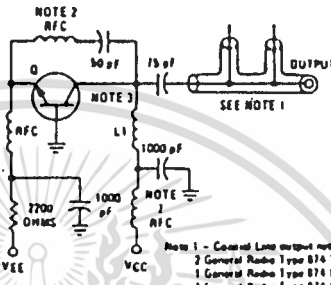
2N5179

FIGURE 1 - 200 MHz AMPLIFIER POWER GAIN AND NOISE FIGURE CIRCUIT



- L1 1 3/4 turns, #16 AWG, 0.5" L, 0.5" Diameter
- L2 2 turns, #16 AWG, 0.5" L, 0.5" Diameter
- L3 2 turns, #13 AWG, 0.25" L, 0.1" Diameter (Punch 1/4" from L2)

FIGURE 2 - 500 MHz OSCILLATOR CIRCUIT



- Note 1 - General Low output network consisting of
 - 2 General Radio type 874 TEE or equivalent
 - 1 General Radio type 874 D70 Adjustable Stub or equivalent
 - 1 General Radio type 874 LA Adjustable Line or equivalent
 - 1 General Radio type 874 W33 Short circuit termination or equivalent
- Note 2 - RFC = 0.2 uH Ohms = 2.460 or equivalent
- Note 3 - Load Resistor & Load Floating
- L1 - 2 turns #16 AWG wire 3.0 inch OD, 1 1/4 inch long
- Q - 2N5179

FIGURE 3 - NOISE FIGURE versus FREQUENCY

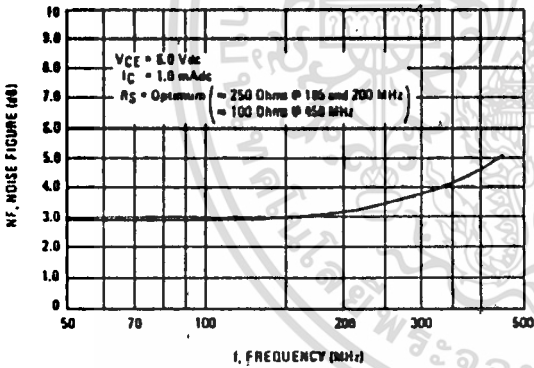


FIGURE 4 - NOISE FIGURE versus SOURCE RESISTANCE and COLLECTOR CURRENT

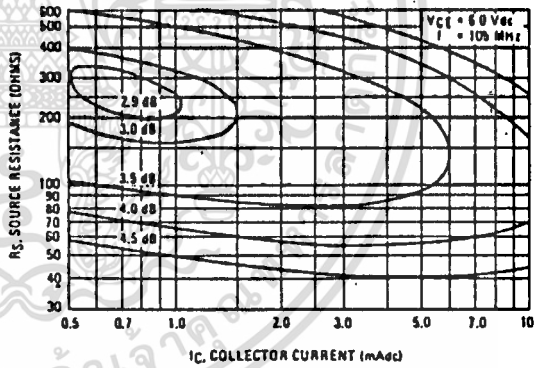
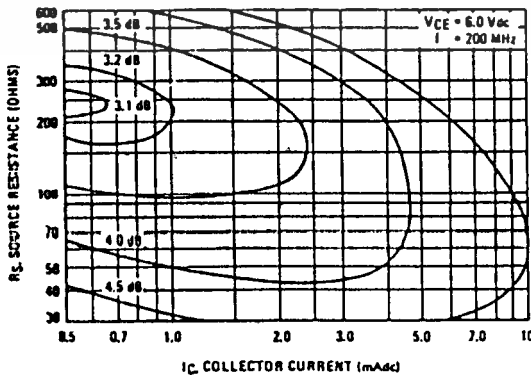


FIGURE 5 - NOISE FIGURE versus SOURCE RESISTANCE and COLLECTOR CURRENT



MOTOROLA Semiconductor Products Inc.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2N5179

FIGURE 6 - CURRENT-GAIN-BANDWIDTH PRODUCT

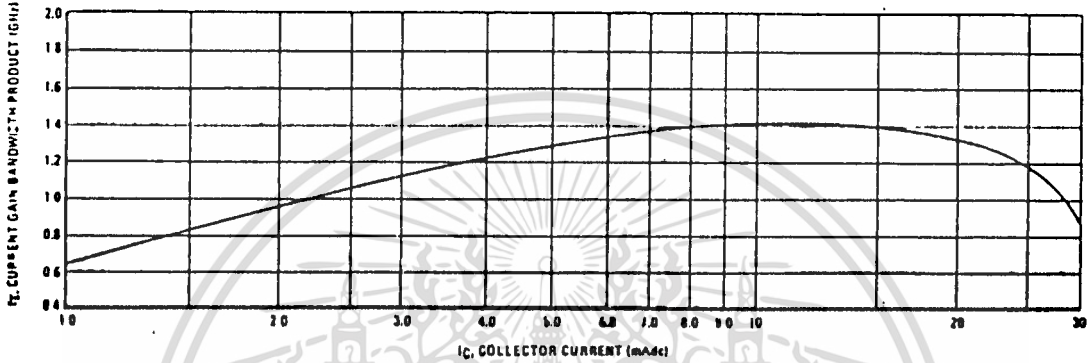


FIGURE 7 - INPUT ADMITTANCE versus FREQUENCY

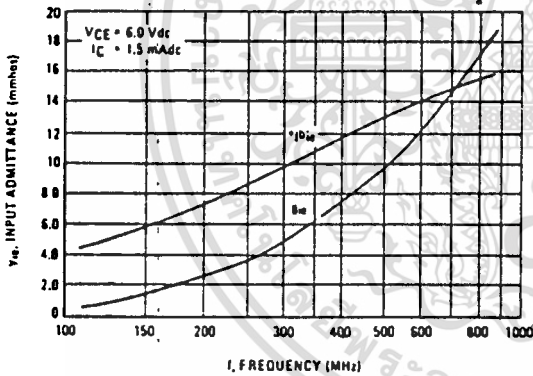


FIGURE 8 - OUTPUT ADMITTANCE versus FREQUENCY

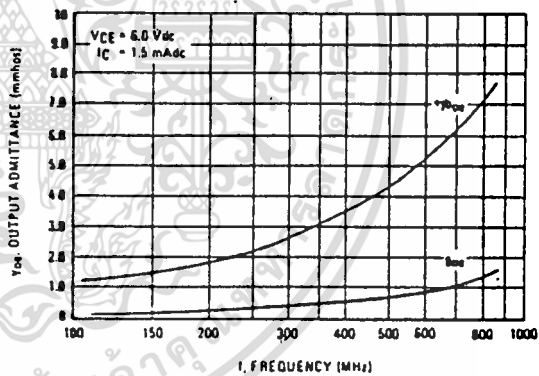


FIGURE 9 - FORWARD TRANSFER ADMITTANCE versus FREQUENCY

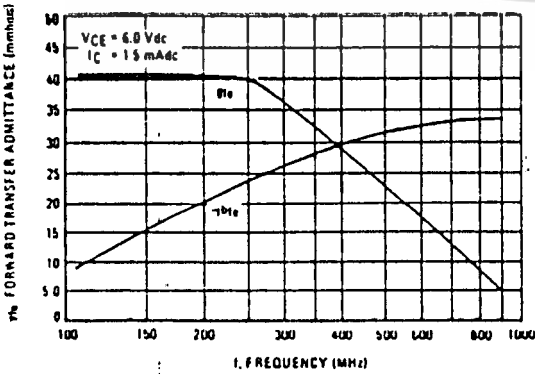
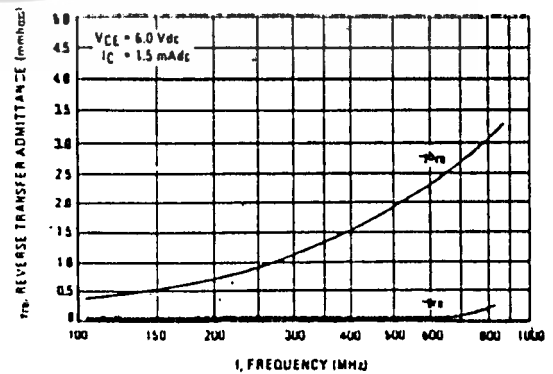


FIGURE 10 - REVERSE TRANSFER ADMITTANCE versus FREQUENCY



MOTOROLA Semiconductor Products Inc.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2N5179

FIGURE 11— S_{11} , INPUT REFLECTION COEFFICIENT

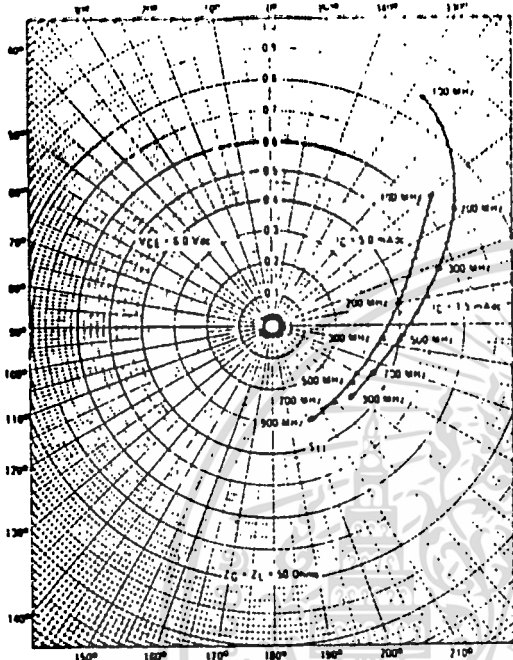


FIGURE 12— S_{22} , OUTPUT REFLECTION COEFFICIENT

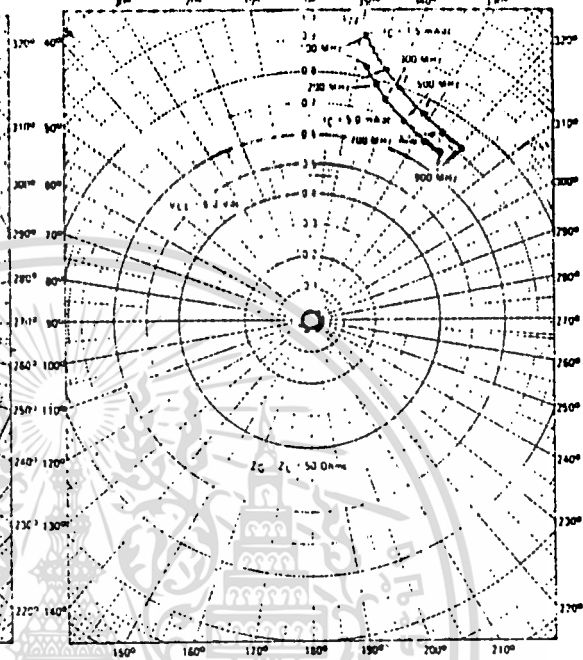


FIGURE 13— S_{12} , REVERSE TRANSMISSION COEFFICIENT

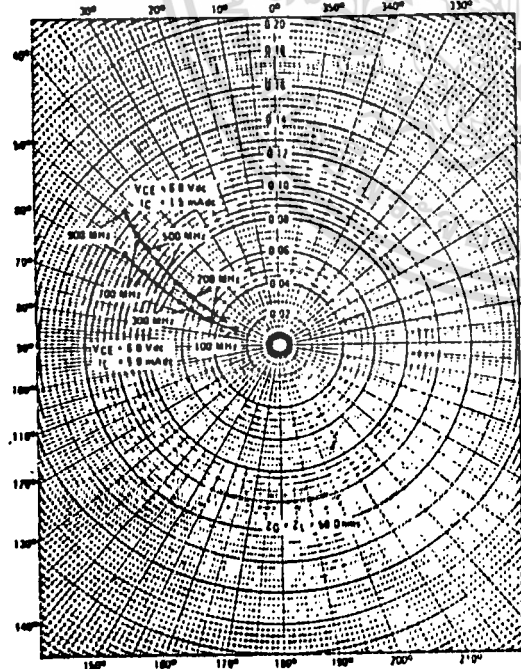
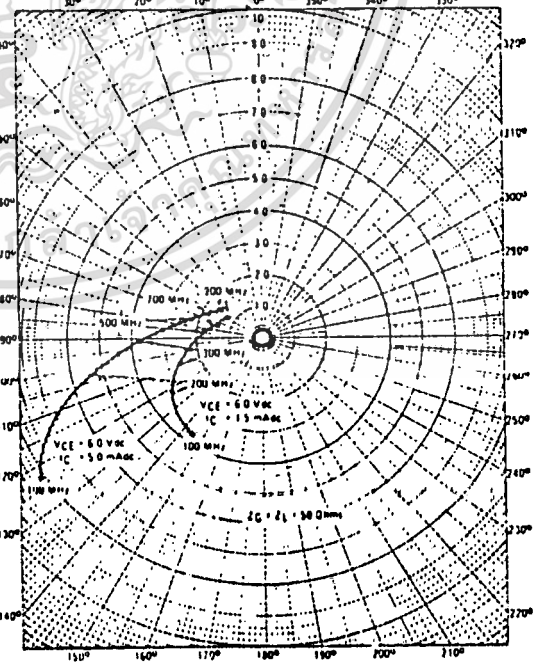


FIGURE 14— S_{21} , FORWARD TRANSMISSION COEFFICIENT



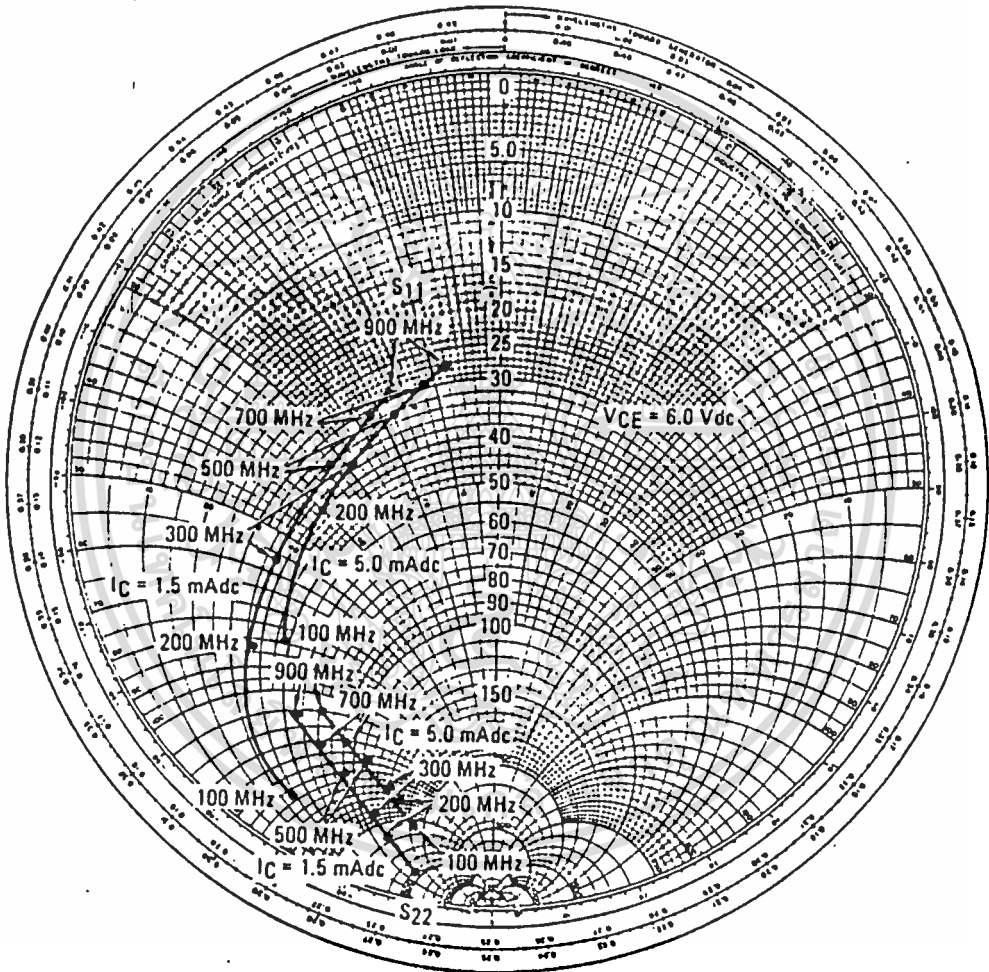
MOTOROLA Semiconductor Products Inc.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2N5179

FIGURE 15- S_{11} , INPUT REFLECTION COEFFICIENT AND S_{22} , OUTPUT REFLECTION COEFFICIENT



MOTOROLA Semiconductor Products Inc.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

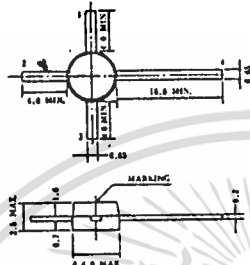
バイポーラアナログ集積回路
Bipolar Analog Integrated Circuit
μPC1651G

汎用高周波広帯域増幅器

特長/Features

- 同相増幅特性が極めて良好です。: 1 200 MHz: TYP.
- 3 dB down
- 片電力特性 (19 dB TYP. @ f=500 MHz)
- 小形パッケージ
- 動作電圧範囲: V_{CC}=5 V

外形図/Package Dimensions (mm)



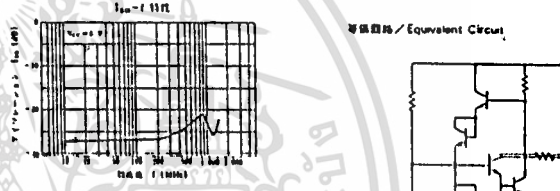
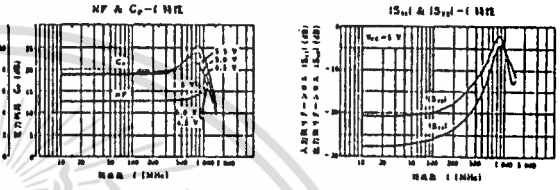
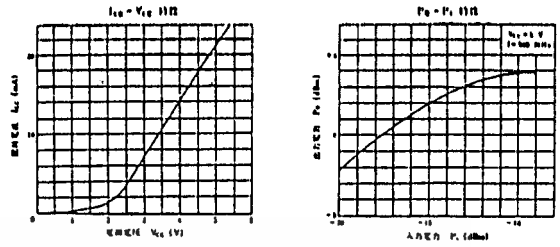
絶対最大定格/Absolute Maximum Ratings (T_g=25 °C)

項目	記号	定数	単位
電源電圧	V _{CC}	6	V
全消費電力	P _T	250	mW
動作温度範囲	T _{op}	-20 ~ +75	°C
保存温度範囲	T _{stg}	-40 ~ +125	°C

電気的特性/Electrical Characteristics (T_g=25 °C)

項目	記号	条件	MIN.	TYP.	MAX.	単位
片電力	P _{avg}	V _{CC} =5 V, 負荷なし	15	30	25	mW
電力利得	G _p	V _{CC} =5 V, f=500 MHz	16	19	21	dB
通帯幅	NF	V _{CC} =5 V, f=500 MHz	5.5	6.5	7.5	dB
周波数歪率	DR	V _{CC} =5 V, 3 dB down	1 000	1 700		MHz
F _{3dB} (V _{in} = 100 mV)	f _{3dB}	V _{CC} =5 V, f=500 MHz	20	34		dB
入力インピーダンス	I _S (i)	V _{CC} =5 V, f=500 MHz	13	15		dB
出力インピーダンス	I _S (o)	V _{CC} =5 V, f=500 MHz	7	10		dB
最大出力	P _o	V _{CC} =5 V, f=500 MHz	3	5		dBm

特性曲線/Typical Characteristics (T_g=25 °C)



高周波広帯域増幅器μPC1651Gの動作説明

μPC1651Gの回路動作説明

μPC1651Gの回路形式としては、レギュラトリアmplifierのマルチステージ構成とし、基本型には図1に示す構成であり、次のような特徴を持っています。

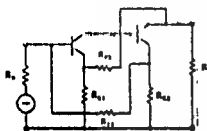


図1 回路構成

また、一次近似として図1の回路の入出力インピーダンス R_i, R_o は以下の式で決まることが出来ます。

$$R_i = \frac{(R_{21} + R_{22})R_{21} \cdot R}{R_{21}R_{22} + R_{21}R_{22} + R} \dots (1)$$

$$R_o = \frac{(R_{21} + R_{22})R_{22} \cdot R}{R_{21}R_{22} + R_{21}R_{22} + R} \dots (2)$$

$$S_{21} = \frac{R_{21} + R_{22}}{R_{21}} \dots (3) \quad (\text{ここで } R_{21} = R_{22} = R)$$

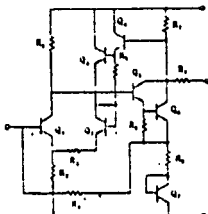


図2 μPC1651Gの等価回路

図1のマルチステージ増幅回路を実際のモノリシック IC に適用するた、以下の点を改良し最終的に図2に示す等価回路にしています。

- ①アンプは出力が広く取り、低インピーダンスの増幅をさせる。(実装原因の異なるため)
- ②本ICの入力インピーダンスは50 Ωに設計されているため、信号源および負荷インピーダンスとの整合を取る。特に入力力を両側に逐次伝達して、増幅のアンプであるため実装原因の異なるため)
- ③入力端子にはDCカットのためのコンデンサを挿入して欲しい。(コンデンサの値としては負荷特性に十分低いインピーダンスとなる値を選んでください。例として 100 pF, 200 pF等)
- ④V_{CC}端子にはバイパスコンデンサを挿入して欲しい。(例として 1000 pF, 2 200 pF等)

- ①増幅率(利得)を大きくするために利得のT₁とアンプのインピーダンス(Q₁)とし、Q₁は高周波バイパス動作を得るため、高周波バイパス回路を接続する。
- ②Q₁のコレクタからQ₂のエミッタへの増幅についてはDC電圧を合わせるため、Q₂のエミッタアンプおよびQ₂のダイオードによりインピーダンスおよび電圧調整を行う。
- ③Q₂のエミッタにR₂を接続し、V_{CC}を接続することによりQ₂の増幅率を減らし、増幅率を全体の増幅率制御し利得のピークを行う。
- ④Q₂のダイオードによりQ₂のエミッタ電圧を持ち上げ増幅率を上げてQ₂のベースバイパス電圧を供給する。次に増幅率R₂, R₃をパラメータにした時の入力インピーダンス、および利得のシミュレーション結果を示します。(本シミュレーション結果の値は式(1)~(3)により計算した値とはほぼ一致し、より正確になっているためです。またR₂はR₁のR₂, R₃に相当します)

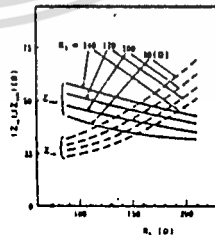


図3 入力インピーダンス-周波数特性

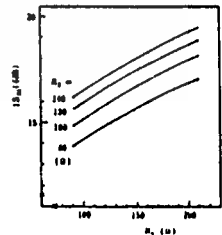


図4 増幅器出力インピーダンス-周波数特性

図3, 図4より、増幅率R₂, R₃により入力インピーダンス、利得を容易にコントロール可能であることが分かります。最終的には入力インピーダンスは広帯域化のために50 Ωで、かつ十分な利得が得られることを目指し、R₂=120 Ω, R₃=200 Ωに設定しています。

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

การที่ปริญาณเณยนี้สำเร็จลงได้ ผู้จัดทำต้องขอขอบคุณบุคคลหลายท่านที่ให้ความช่วยเหลือ ตั้งแต่ รศ.ดร.วิวัฒน์ กิรานนท์ อาจารย์ที่ปรึกษา อาจารย์กิตติชัย พานิชปฐมพงศ์ ผศ.โมไนย ไกรฤกษ์ อาจารย์ทองทอด วาณิชศรี ที่กรุณาให้คำปรึกษาแนะนำช่วยเหลือในการทำงาน พี่สาวตราบุญะเวศ วันชัย คุณากรวงศ์ ชัยเดช วรทมองใส ที่ให้คำแนะนำและช่วยจัดหาอุปกรณ์รวมทั้งเพื่อนๆ อีกหลายคนที่รับฝากไปรษณีย์ของให้ ผู้จัดทำขอขอบพระคุณมา ณ โอกาสนี้ด้วย

ต่อศักดิ์ หล่อวัฒนศิริกุล

วีระชัย ติรันทังมงคล



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หนังสืออ้างอิง

1. Chris Bowick, "RF Circuit Design", Howard W. Sams & Co., Inc., 1982.
2. Stephen A. Maas, "Microwave Mixers", Artech House, Inc., 1986.
3. Wes Hayward and Doug DeMaw, "Solid State Design for the Radio Amateur", American Radio Relay League, Inc. 1977.
4. Ralph S. Carson, "High Frequency Amplifiers", John Wiley & Sons, Inc., 1982.
5. Hardy, J., "High Frequency Circuit Design", Reston Publishing Co., Inc., 1979.
6. Constantine A. Balanis, "Antenna Theory analysis and design", John Wiley & sons, Inc., 1982.
7. Robert E. Collin, "Antennas and Radiowave Propagation", McGraw-Hill Book Company, 1985.
8. Jack Smith, "Modern Communication Circuits", McGraw-Hill Book Company, 1986.
9. George D. Vendelin, "Design of Amplifier and Oscillators by the S-parameter method", John Wiley & Sons., 1982.
10. "The 1987 ARRL Handbook for the Radio Amateur", American Radio Relay League, Inc., 1987.
11. Richard C. Johnson, H. Allen Ecker, and J. Searcy Hollis, "Determination of far-field antenna patterns form near-field measurements", IEEE Trans. on Antennas and Propagation, Vol. 61, No. 12, 1973, pp. 1668-1694.
12. สุชาติ กังวารจิตต์, "เครื่องรับส่งวิทยุ และระบบวิทยุสื่อสาร", บริษัท ซี.เอ็คยู.เคชั่น จำกัด, 2532.