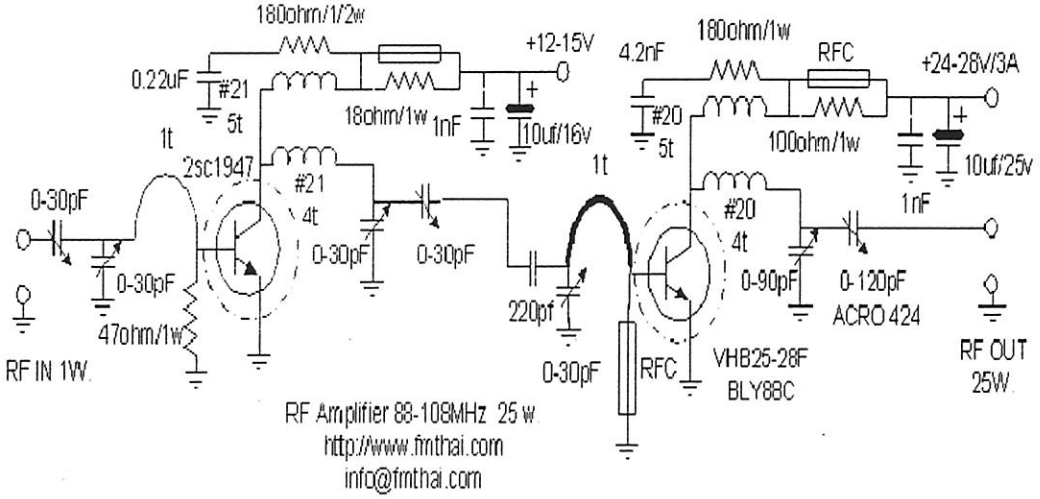
การออกแบบวงจรความถี่สูง



ผศ.ดร.ชาญชัย ทองโสภา

บทที่ 1
อุปกรณ์ทางด้านความถี่สูง

1.1 แถบสเปรคตรัมความถี่ (Frequency Spectrum)[1]

เนื่องจากขอบเขตการใช้งานมีอย่างกว้างขวาง เกี่ยวกับการใช้ย่านความถี่ จากนั้นได้มีความพยายามในการจัดจำพวกของแถบความถี่ ในสมัยเริ่มแรกมีการออกแบบเพื่อใช้ในงานอุตสาหกรรมและพัฒนานำมาใช้ในองค์กรของสหรัฐอเมริกาโดยกองทัพภายหลังจากสงครามโลกครั้งที่ 2 มีการจัดกลุ่มแถบความถี่ทั้งหมดในปัจจุบันได้มีหน่วยงานที่ได้ดูแลเกี่ยวกับการใช้แถบความถี่คือ Institute of Electrical and Electronic Engineers หรือเรียกว่า IEEE สามารถแบ่งแถบความถี่ใช้งานตามมาตรฐาน IEEE ดังนี้

ตารางที่ 1.1 แสดงการแบ่งแถบความถี่ใช้งานตามมาตรฐาน IEEE(IEEE Frequency Spectrum)[1]

Frequency Band	Frequency	Wavelength
ELF (Extreme Low Frequency)	30–300 Hz	10,000–1000 km
VF (Voice Frequency)	300–3000 Hz	1000–100 km
VLF (Very Low Frequency)	3–30 kHz	100–10 km
LF (Low Frequency)	30–300 kHz	10–1 km
MF (Medium Frequency)	300–3000 kHz	1–0.1 km
HF (High Frequency)	3–30 MHz	100–10 m
VHF (Very High Frequency)	30–300 MHz	10–1 m
UHF (Ultrahigh Frequency)	300–3000 MHz	100–10 cm
SHF (Superhigh Frequency)	3–30 GHz	10–1 cm
EHF (Extreme High Frequency)	30–300 GHz	1–0.1 cm
Decimillimeter	300–3000 GHz	1–0.1 mm
P Band	0.23–1 GHz	130–30 cm
L Band	1–2 GHz	30–15 cm
S Band	2–4 GHz	15–7.5 cm
C Band	4–8 GHz	7.5–3.75 cm
X Band	8–12.5 GHz	3.75–2.4 cm
Ku Band	12.5–18 GHz	2.4–1.67 cm
K Band	18–26.5 GHz	1.67–1.13 cm
Ka Band	26.5–40 GHz	1.13–0.75 cm
Millimeter wave	40–300 GHz	7.5–1 mm
Submillimeter wave	300–3000 GHz	1–0.1 mm

สำหรับพื้นฐานจากตารางที่ 1.1 และการคำนวณค่าของคลื่นพาห์สามารถหาได้จาก การใช้งานย่านความถี่ต่าง ๆ เช่น ย่านความถี่ VHF/UHF ใช้งานในย่านของการรับ-ส่งสัญญาณโทรทัศน์ โดยทั่วไปการใช้งานที่ไม่ยุ่งยากมากจะอยู่ในย่านความถี่ประมาณ 30 GHz ย่านความถี่ไม่เกินของ EHF (Extreme High Frequency)

สำหรับย่านความถี่ส่งสัญญาณวิทยุ จะอยู่ระหว่าง VHF ถึง S-band สำหรับย่านความถี่ไมโครเวฟจะใช้ในงานที่เกี่ยวกับระบบของเรดาร์อยู่ในย่าน C-band และสูงกว่านั้น

1.2 พฤติกรรมอุปกรณ์ทางด้านความถี่สูง [1,2]

จากการวิเคราะห์วงจรไฟฟ้ากระแสสลับโดยทั่วไป (AC Circuit) ที่ประกอบไปด้วย ค่าของตัวต้านทาน (R) ค่าของตัวเก็บประจุ (C, และค่าของตัวเหนี่ยวนำ (L) ซึ่งสามารถเขียนค่าความต้านทานของ C และ L ได้คือ X_C และ X_L ตามลำดับ

$$X_C = \frac{1}{\omega C} \tag{1.1}$$

$$X_L = \omega L \tag{1.2}$$

ความสัมพันธ์ในสมการที่ (1.1) โดยการยกตัวอย่าง กำหนดให้ $C = 1pF$ และ $L = 1nH$ ที่ความถี่ต่ำ $60Hz$ จะทำให้เกิดเงื่อนไข การเปิดหรือปิดวงจร อย่างใดอย่างหนึ่งดังสมการ

$$X_C(60H_z) = \frac{1}{2\pi \cdot 60 \cdot 10^{-12}} \cong 2.65 \times 10^9 \Omega \approx \infty \tag{1.3}$$

$$X_L(60H_z) = 2\pi \cdot 60 \cdot 10^{-9} \cong 3.77 \times 10^{-7} \Omega \approx 0 \tag{1.4}$$

เส้นคู่ขนานของลายวงจรพิมพ์ (Printed Circuit Board: PCB) การจัดวางเส้นก็จะมีผลต่อความถี่ รวมทั้งค่าความต้านทานและค่าความเหนี่ยวนำด้วย เช่น ลวดตัวนำทองแดงรูปทรงกระบอกมีรัศมี คือ a มีความยาว l และมีค่าความนำ σ_{cond} สามารถหาค่าความต้านทานทางกระแสตรงได้คือ

$$R_{DC} = \frac{l}{\pi a^2 \sigma_{cond}} \tag{1.5}$$

สำหรับสัญญาณที่เป็นกระแสตรง จะคิดกระแสทั้งหมดที่ไหลผ่านตัวนำ แต่สำหรับกรณีที่เป็นกระแสสลับ จะมีความยุ่งยากกว่าเนื่องจากประจุมีการไหลสลับทำให้เกิดสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้า ตามกฎของฟาราเด (Faraday's law) ซึ่งจะเกิดในทิศทางขวางกับการไหลของกระแสจากจุดกำเนิด ค่าความเข้มสูงสุดจะอยู่ที่จุดศูนย์กลาง $(r = 0)$ ดังนั้น การเพิ่มขึ้นของค่าความต้านทานจะสูงขึ้นที่บริเวณจุดศูนย์กลางของตัวนำ ส่งผลให้การไหลของกระแสจะอยู่บริเวณขอบรอบนอกของลวดตัวนำเมื่อความถี่ใช้งานสูงขึ้น ในทิศทางการไหลของกระแส z การคำนวณหาค่า ความหนาแน่นของกระแส J_z สามารถเขียนได้ดังนี้

$$J_z = \frac{pI}{2\pi a} \frac{J_0(pr)}{J_1(pa)} \tag{1.6}$$

เมื่อ $p^2 = -j\omega\mu\sigma_{cond}$

$J_0(pr), J_1(pa)$ = สมการของเบสเสล (Bessel functions)

I = กระแสรวมที่ไหลผ่านตัวนำ

ดังนั้น การคำนวณความต้านทานและความเหนี่ยวนำ ภายใต้เงื่อนไขความถี่สูง $(f \geq 500MHz)$ สามารถแทนลงไปได้ดังนี้

$$R/R_{DC} \cong a/(2\delta) \tag{1.7}$$

และ

$$(\omega L)/R_{DC} \cong a/(2\delta) \tag{1.8}$$

ซึ่งจะแสดงค่าของ δ คือค่าที่เรียกว่า ความลึกผิว(Skin depth)

$$\delta = (\pi f \mu \sigma_{cond})^{-1/2} \tag{1.9}$$

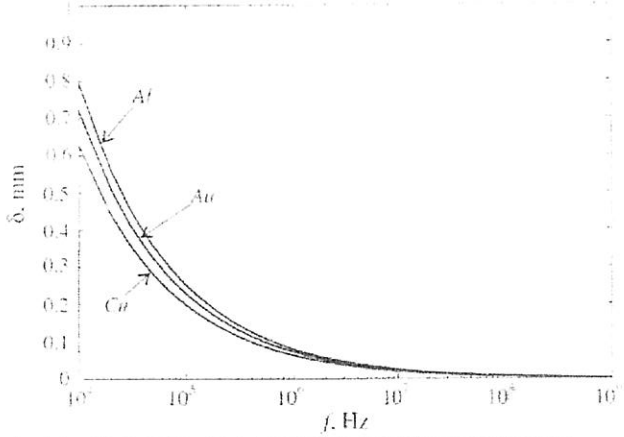
จากสมการ จะได้ว่า

f = ความถี่ (Frequency)

μ = ค่าความซาบซึมได้ (Permeability)

σ_{cond} = ค่าความนำ (Conductivity)

สมการที่ (1.8) และ (1.9) สมมุติให้ $\delta << a$ ทุกกรณีจะใช้ค่าความซาบซึมได้ ของตัวนำเพียงค่าเดียว $(\mu_r = 1)$ ซึ่งจะได้ว่าค่า ความลึกผิว จะมีค่าสูงที่ความถี่ต่ำและจะมีค่าต่ำลงที่ความถี่สูงขึ้น ดังรูปที่ 1.1 แสดงลักษณะของ ความลึกผิว สัมพันธ์กับความถี่ของ ทองแดง (Copper) อะลูมิเนียม (Aluminum) และ ทอง (Gold)



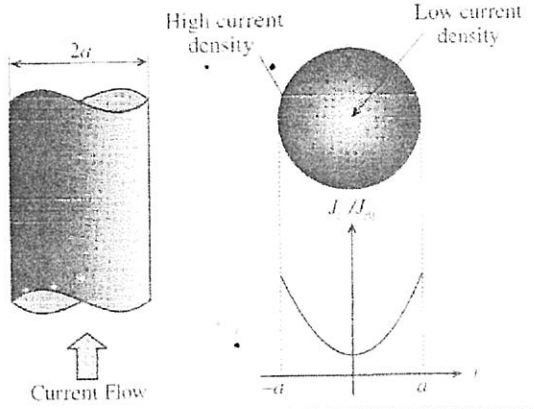
รูปที่ 1.1 แสดงลักษณะของ ความลึกผิว สัมพันธ์กับความถี่ของ

ทองแดง (Copper $\sigma_{Cu} = 64.516 \times 10^6 S/m$)

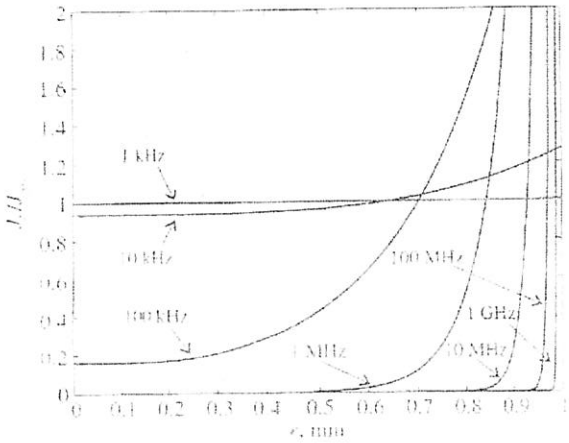
อะลูมิเนียม (Aluminum $\sigma_{Al} = 40.0 \times 10^6 S/m$)

และทอง (Gold $\sigma_{Au} = 48.544 \times 10^6 S/m$) [1]

ถ้าเราทำการพิจารณาค่าความนำของทองแดง สามารถที่จะวาดกราฟ ค่าความหนาแน่นของกระแสสลับ สมการที่ (1.7) และ นอร์มอลไลซ์ ความหนาแน่นของกระแสทางตรง $J_{z0} = I/(\pi a^2)$ แสดงได้ดังรูปที่1. 2(a) ถ้าทำการกำหนดให้รัศมีของเส้นลวดตัวนำคงที่ คือ $a = 1$ เราสามารถที่จะทำการวาดกราฟ J_z/J_{z0} ที่รัศมีเปลี่ยนไปเทียบกับความถี่ แสดงได้ดังรูปที่ 1.2(b)



รูปที่ 1.2(a) แสดงแผนภาพตัดขวางความหนาแน่นของกระแสสลับ ที่นอร์มอลไลซ์เป็นความหนาแน่นของกระแสตรง [1]



รูปที่ 1.2(b) แสดงคุณลักษณะทางความถี่ของความหนาแน่นกระแสนอร์มอลไลซ์แบบกระแสสลับ สำหรับเส้นลวดทองแดงที่มีรัศมี $a = 1mm$ [1]

จะเห็นได้ว่ากระแสที่ไหลเพิ่มขึ้นที่บริเวณขอบของเส้นลวด เมื่อความถี่สูงมากขึ้นใกล้ $1GHz$ กระแสที่ไหลเกือบทั้งหมดจะไหลอยู่บริเวณผิวของเส้นลวด บ่อยครั้งที่ความถี่สูงจะประมาณความหนาแน่นของกระแสในทิศทาง z คือ

$$J_z \cong \frac{Ip}{j2\pi a\sqrt{r}} e^{-(1+j)\frac{a-r}{\delta}} \qquad (1.10)$$

สำหรับมาตรฐานขนาดของเส้นลวด ตามระบบ American Wire Gauge (AWG) จะใช้ในสหรัฐอเมริกา ตัวอย่างเช่น ต้องการหาขนาดของเส้นลวดก็สามารถหาได้จากค่า AWG ค่าโดยทั่วไปที่ทำการวัดถ้าเป็น AWG 50 จะเริ่มต้นวัดที่ประมาณ 1 mil

<u>ตัวอย่างที่ 1.1</u> แปลงระหว่างขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางของเส้นลวดและขนาด AWGหาค่ารัศมีของ AWG 26 ถ้าเส้นผ่าศูนย์กลางของAWG 50เท่ากับ 1.0mil หรือ $\left(2.54\times10^{-5}m\right)$

<u>วิธีทำ:</u> การเพิ่มขึ้นของเส้นผ่าศูนย์กลางสามารถคำนวณได้ดังต่อไปนี้

AWG 50 d = 1 mil

AWG 44 d = 2 mils

AWG 38 d = 4 mils

AWG 32 d = 8 mils

AWG 26 d = 16 mils

เราสามารถหาค่าเส้นผ่าศูนย์กลางของ AWG 26 ได้เท่ากับ 16 mils ดังนั้น จะหาค่ารัศมีได้คือ $8mils=8\times\left(2.54\times10^{-5}m\right)=0.2032mm$

แม้ว่าในปัจจุบันจะเปลี่ยนหน่วยวัดเป็นแบบเมตริกแล้ว AWG ก็ยังมีความสำคัญในการจำและรู้ไว้เพื่อทำการเปลี่ยนหน่วยพื้นฐานที่เป็น mil ไปเป็นหน่วยของ มิลลิเมตร และเป็นเกาะพิสูจน์อยู่บ่อย ๆ

1.2.1 ตัวต้านทานความถี่สูง (High – Frequency Resistor)

บางครั้งอุปกรณ์ที่ประกอบรวมกันในวงจรความถี่ต่ำทั้งหมดจะเป็นตัวต้านทาน เพื่อต้องการแรงดันตกคร่อม โดยจะทำการแปลงพลังงานทางไฟฟ้าให้เป็นพลังงานความร้อน เราสามารถเปรียบเทียบระหว่างตัวต้านทานแบบต่าง ๆ ได้ คือ

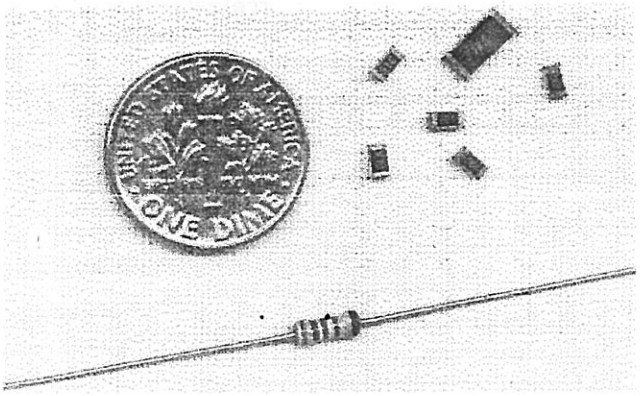
- Carbon–composite resistors มีผงถ่านความหนาแน่นสูงเป็นไดอิเล็กตริก (High-density dielectric Granules)

- Wire-wound resistorsมีลวดนิเกิลหรือวัสดุอื่นๆ พันรอบ (Nickel or other winding material)

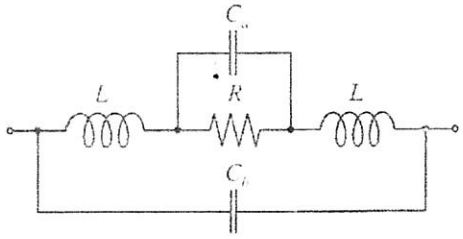
- Metal-film resistorsใช้วัสดุที่ไม่เปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิ (Temperature stable material)

-Thin-film chip resistors ใช้อะลูมิเนียมหรือเบอริลเลียมเป็นพื้นฐานของวัสดุ (Aluminum or beryllium based materials)

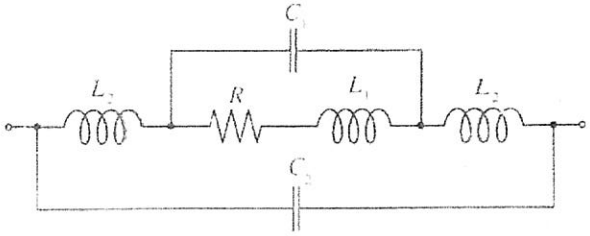
ส่วนมากในปัจจุบันนี้จะเลือกใช้ตัวต้านทานแบบ Thin-film chip ในงานวงจรความถี่วิทยุ และ MW ซึ่งจะเรียกว่า Surface Mounted Devices (SMDs) และสามารถสร้างให้มีขนาดเล็กลงอย่างมาก ดังรูปที่1. 3 ในส่วนที่ผ่านมาเส้นลวดตรงจะมีค่าความเหนี่ยวนำเกิดขึ้น ดังนั้นวงจรสมมูลทางไฟฟ้าของวงจรความถี่สูงที่เป็นตัวต้านทาน จะมีความยุ่งยากมากยิ่งขึ้น และขนาดของตัวนำก็ยังมีค่าความจุแฝงแสดงได้ดังรูปที่ 1.4 ส่วนแบบจำลองของตัวต้านทานแบบ Wire-wound แสดงได้ดังรูปที่ 1.5



รูปที่ 1.3 แสดงเปรียบเทียบตัวต้านทานแบบต่าง ๆ[1]



รูปที่ 1.4 แสดงวงจรสมมูลทางไฟฟ้าของตัวต้านทานทั่วๆไป



รูปที่ 1.5 แสดงวงจรสมมูลทางไฟฟ้าของตัวต้านทานแบบ Wire-wound ที่ความถี่สูง

<u>ตัวอย่างที่ 1.2</u> RF impedance response of metal film resistor

จงหาค่าอิมพีแดนซ์ที่ความถี่สูงของตัวต้านทานแบบ Metal film ค่า 500Ω ตาม รูปที่1.4 ต่อกับเส้นทองแดงยาว 2.5 cm. ขนาด AWG 26 และมีค่า $C_a = 5pF$

<u>วิธีทำ</u> ทำการหาขนาดรัศมีของ AWG 26 คือ $a = 2.032\times10^{-4}m$ ซึ่งสอดคล้องกับสมการที่ (1.8) เป็นการหาค่าความเหนี่ยวนำ ของเส้นลวดตรงที่ความถี่สูง โดยการประมาณจะได้ $L = R_{DC}a/(2\omega\delta)$ และทำการแทนค่าความลึกผิว ในสมการที่ (1.9) ลงไป และค่าความนำของทองแดง ซึ่งจะมีค่าเท่ากับ

$$\sigma_{Cu} = 64.516\times10^{6}\,\Omega^{-1}\cdot m^{-1}$$

$$L = R_{DC}\frac{a}{2\omega}\sqrt{\pi f\mu_0\sigma_{Cu}} = \frac{2l}{\sigma\pi a^2}\frac{a}{4\pi f}\sqrt{\pi f\mu_0\sigma_{Cu}} = \frac{2l}{4\pi a}\sqrt{\frac{\mu_0}{\pi\sigma_{Cu}f}} = \frac{1.54}{\sqrt{f}}\mu H$$

จากสมการที่ได้ทำการคำนวณมาก่อน เราจะได้ว่า

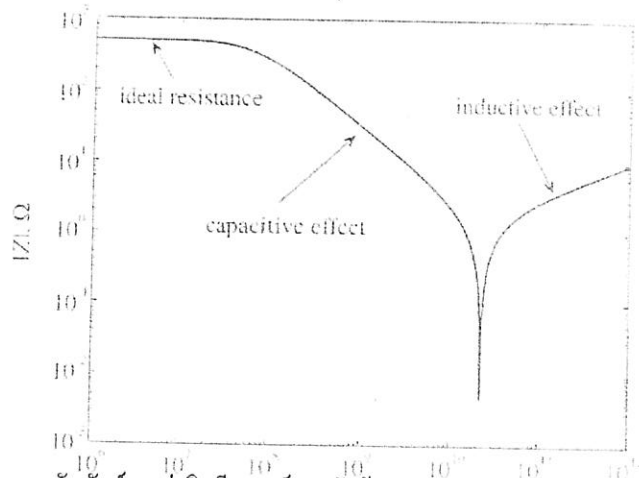
$$\delta = (\pi f \mu \sigma_{cond})^{-1/2} << a$$

หรือในเทอมของความถี่ จะเขียนได้ว่า

$$f >> 1/(\pi \mu \sigma_{Cu} a^2) = 95kHz$$

เมื่อเรารู้ค่าความเหนี่ยวนำของตัวนำ เราสามารถคำนวณหาค่าอิมพีแดนซ์ของวงจรได้ดังนี้

$$Z = j\omega L + \frac{1}{j\omega C + 1/R}$$



รูปที่ 1.6 แสดงความสัมพันธ์ของค่าอิมพีแดนซ์ของตัวต้านทานแบบ Thin-film 500Ω เทียบกับความถี่ [1]

จากรูปจะเห็นได้ว่า ที่ความถี่ต่ำค่าอิมพีแดนซ์ของตัวต้านทานจะมีค่าเท่ากับความต้านทาน แต่เมื่อความถี่เพิ่มมากขึ้นมากกว่า 10 MHz จะทำให้ค่าอิมพีแดนซ์มีค่าลดต่ำลงอย่างมาก จนกระทั่งถึงค่าความถี่เรโซแนนซ์ที่ประมาณ 20 GHz จึงจะทำให้ผลรวมของอิมพีแดนซ์มีค่าเพิ่มขึ้น

1.2.2 ตัวเก็บประจุความถี่สูง (High-Frequency Capacitors)

ในวงจรความถี่วิทยุ ทั้งหมด ได้มีการนำตัวเก็บประจุมาใช้งานอย่างแพร่หลาย สำหรับวงจรจูน (Tuning) วงจรกรองความถี่ (Filters) และการทำแมตชิ่ง ทั้งนี้จะมีการไบแอสได้ง่ายสำหรับอุปกรณ์ประเภทแอคทีฟ ได้แก่ ทรานซิสเตอร์ ก่อนที่จะได้ทำการศึกษาเกี่ยวกับการใช้งานตัวเก็บประจุในงานความถี่สูง ขอให้ทำความเข้าใจเกี่ยวกับคุณลักษณะที่เป็นตัวเก็บประจุที่เป็นแผ่นเพลทที่วางขนานกัน และทำการพิจารณาขนาดของแผ่นเพลทพร้อมกับเปรียบเทียบต่อไป

$$C = \frac{\varepsilon A}{d} = \varepsilon_0 \varepsilon_r \frac{A}{d} \qquad (1.11)$$

จากสมการจะได้ว่า

A = พื้นที่ของแผ่นเพลท

d = ระยะห่างระหว่างแผ่นเพลท

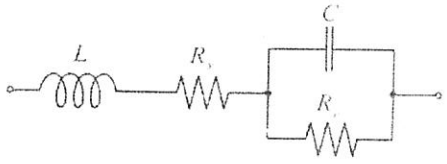
ในอุดมคติจะไม่มีกระแสไหลระหว่างแผ่นเพลท แต่อย่างไรก็ตามที่ความถี่สูงวัสดุที่ใช้ทำไดอิเล็กตริกจะมีค่าการสูญเสียเกิดขึ้นหรือมีค่าความนำนั่นเองทำให้มีกระแสไหล สำหรับค่าอิมพีแดนซ์ของตัวเก็บประจุเขียนได้จากผลรวมแบบขนานของค่าความนำ G_e และค่า ωC

$$Z = \frac{1}{G_e + j\omega C} \tag{1.12}$$

ค่าของกระแสที่แสดงจะอยู่ในรูปของกระแสตรง ซึ่งมีค่าความนำ $G_e = \sigma_{diel} A/d$ เมื่อ σ_{diel} คือค่าความนำของไดอิเล็กตริกซึ่งจะนำค่าของการสูญเสียที่ผิวสัมผัส (Series Loss Tangent) $\tan\Delta_S = \omega\varepsilon/\sigma_{diel}$ และแทนค่าลงไปในส่วนของ G_e

$$G_e = \frac{\sigma_{diel} A}{d} = \frac{\omega\varepsilon A}{d\tan\Delta_S} = \frac{\omega C}{\tan\Delta_S} \tag{1.13}$$

เราสามารถเขียนวงจรสมมูลของตัวนำโดยจะมีค่าตัวเหนี่ยวนำแฝง L อนุกรมกับ R_S และค่าความต้านทานของไดอิเล็กตริก $R_e = 1/G_e$ ซึ่งแสดงได้ดังรูปที่ 1.7



รูปที่ 1.7 วงจรสมมูลทางไฟฟ้าของตัวเก็บประจุความถี่สูง

<u>ตัวอย่างที่ 1.3</u> RF impedance response of capacitor

ให้คำนวณหาค่าอิมพีแดนซ์ความถี่สูงของตัวเก็บประจุ $47\,pF$ มีสารไดอิเล็กตริกตรงกลางประกอบด้วยอะลูมิเนียมออกไซด์ (AL_2O_3) มีค่าการสูญเสียที่ผิวสัมผัสเท่ากับ 10^{-4} (สมมุติไม่ขึ้นอยู่กับความถี่) เส้นตัวนำทองแดงขนาด1.25cm.AWG26 ($\sigma_{Cu} = 64.516\times10^6\,\Omega^{-1}\cdot m^{-1}$)

<u>วิธีทำ</u> คล้ายคลึงกับตัวอย่างที่ 1.2 คำนวณหาค่าความเหนี่ยวนำของตัวนำ ดังนี้

$$L = R_{DC}\frac{a}{2\omega}\sqrt{\pi f\mu_0\sigma_{Cu}} = \frac{2l}{4\pi a}\sqrt{\frac{\mu_0}{\pi\sigma_{Cu}f}} = \frac{771}{\sqrt{f}}nH$$

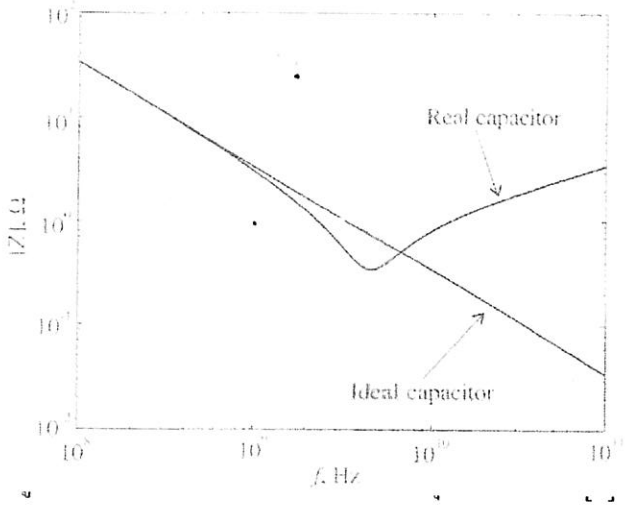
ค่าความต้านทานอนุกรมของตัวนำสามารถคำนวณได้จากสมการ ดังนี้

$$R_S = R_{DC}\frac{a}{2\delta} = \frac{2l}{2\pi a\sigma_{Cu}}\sqrt{\pi f\mu_0\sigma_{Cu}} = \frac{l}{a}\sqrt{\frac{\mu_0 f}{\pi\sigma_{Cu}}} = 4.8\sqrt{f}\ \ \mu\Omega$$

สุดท้ายในทำนองเดียวกันโดยใช้สมการที่ 1.13 หาค่าตัวต้านทาน R_e ดังนี้

$$R_e = \frac{1}{G_e} = \frac{1}{2\pi fC\tan\Delta_S} = \frac{33.9\times10^6}{f}M\Omega$$

ค่าการตอบสนองทางความถี่ของอิมพีแดนซ์พื้นฐานตามสมการที่ 1.12 ของตัวเก็บประจุ แสดงได้ ดังรูปที่ 1.8



ในการคำนวณหาค่าตัวต้านทาน R_e เราสมมุติให้ค่าการสูญเสียที่ผิวสัมผัส ไม่ขึ้นกับความถี่ แต่ในความเป็นจริง จะขึ้นกับความถี่ที่ใช้งานจากค่าการสูญเสียที่ผิวสัมผัส สามารถที่จะนำไปคำนวณหาค่า ตัวต้านทานอนุกรม (ESR) โดยการแทนค่าของ $\tan\Delta_S$ ซึ่งค่าของ ESR คือ

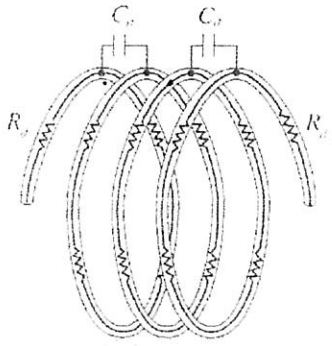
$$ESR = \frac{\tan\Delta_S}{\omega C}$$

จะมีตัวบ่งชี้คือ $ESR \to 0$ เมื่อ $\tan\Delta_S \to 0$

1.2.3 ขดลวดความถี่สูง (High-Frequency Inductors)

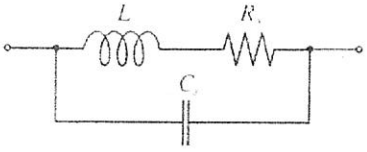
ถึงแม้ว่าจะไม่มีการใช้งานตัวเหนี่ยวนำบ่อยเท่ากับตัวต้านทานและตัวเก็บประจุ แต่ตัวเหนี่ยวนำจะใช้ในการไบแอสทรานซิสเตอร์ในวงจร ตัวอย่างเช่น การใช้ RF coils (RFCs) ในการชอร์ตวงจรที่เป็นแรงดันกระแสตรง รูปแบบโดยทั่วไปของคอยล์ก็จะได้จากการนำเอาเส้นลวดเส้นตรงทรงกระบอกมาทำเป็นขด เรารู้ก่อนหน้านี้แล้วว่าเมื่อนำเส้นลวดมาทำเป็นขดจะเกิดค่าความต้านทานขึ้นนอกเหนือจากการเกิดค่าความเหนี่ยวนำและ

ขึ้นอยู่กับความถี่ด้วย นอกเหนือไปกว่านั้นขดลวดที่อยู่ข้างเคียงกันยังสามารถเกิดค่าความจุแฝงและจะเพิ่มขึ้นถ้าจำนวนรอบมากขึ้น สามารถแสดงผลที่เกิด ดังรูปที่ 1.9



รูปที่ 1.9 แสดงการกระจายตัวของค่าความจุและความต้านทานอนุกรม ของขดลวด[1]

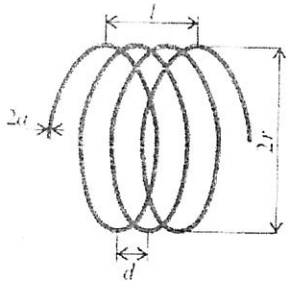
วงจรสมมูลของขดลวด แสดงได้ดังรูปที่ 1.10 ซึ่งจะมีค่าความจุแฝงขนานอยู่ คือ C_S และค่าความต้านทานอนุกรม คือ R_S ตามลำดับ ถ้ามีการกระจายรวมกันอยู่ของค่าความจุ และค่าความต้านทานเราจะเขียนได้ใหม่คือ C_d และ R_d ตามลำดับ



รูปที่ 1.10 วงจรสมมูลของตัวเหนี่ยวนำความถี่สูง

ตัวอย่างที่ 1.4 RF impedance response of an RFC

ให้ประมาณค่าการตอบสนองทางความถี่ของ RFCโดยมีจำนวนรอบ $N = 3.5$ รอบ ใช้เส้นลวดทองแดงขนาด AWG 36 เป็นแกนอากาศขนาด 0.1 นิ้ว ให้ความยาวของขดลวด 0.05 นิ้ว



รูปที่ 1.11 แสดงขนาดของขดลวดแกนอากาศ ตัวอย่างที่1. 4

วิธีทำ จากขนาดของขดลวดที่แสดงในรูปที่ 11 นั้น เราสามารถหาขนาดรัศมีของเส้นลวด AWG 36 คือ $a=2.5mils=63.5\mu m$ ขนาดรัศมีของขดลวด คือ $r=50mils=1.27mm$ ขนาดความยาวของขดลวด คือ $l=50mils=1.27mm$ ระยะห่างระหว่างขดข้างเคียง คือ $d=l/N\approx3.6\times10^{-4}m$ สามารถหาค่าความเหนี่ยวนำของขดลวด สำหรับสูตรหาค่าความเหนี่ยวนำที่เป็นแกนอากาศ ดังนี้

$$L=\frac{\pi r^2\mu_0 N^2}{l} \tag{1.14}$$

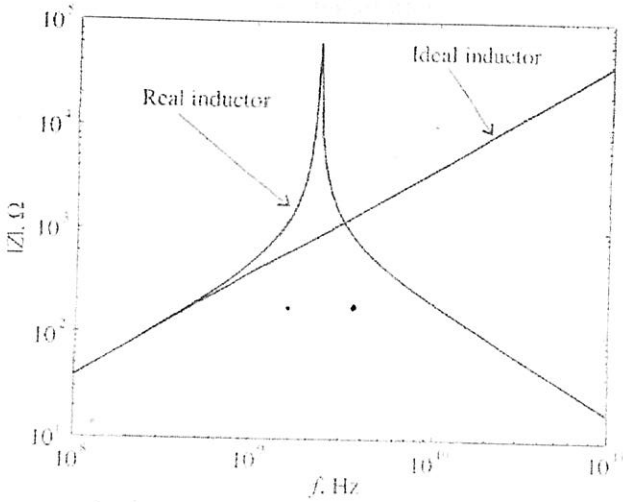
จากเงื่อนไข $r<<l$ และจำนวนรอบ N มีจำนวนมาก และขนาดความยาวของขดลวดคือการเปรียบเทียบกับรัศมีและจำนวนรอบ จะได้ค่าความสัมพันธ์ที่ไม่มาก ดังนั้น สมการที่ 1.14 จะไม่ใช่ค่าความเหนี่ยวนำที่แท้จริงแต่ก็เป็นการประมาณที่ได้ค่าใกล้เคียง ซึ่งเมื่อทำการแทนค่าในสมการที่ 1.14 เราจะได้ค่า $L=61.4nH$ ในการประมาณค่าความจุ C_S เราจะใช้สูตรคำนวณการหาค่าความจุระหว่างแผ่นเพลทที่ขนานกันในทางอุดมคติ คือสมการที่ 1.11 ในกรณีนี้การแยกกันของระยะห่างของขด d ระหว่างเพลท จะสมมุติให้มีค่าเท่ากับระยะห่างระหว่างแต่ละขด ซึ่งจะมีค่า $d=l/N\approx3.6\times10^{-4}m$ และพื้นที่ A สามารถประมาณได้ คือ $A=2al_{wre}$ เมื่อ $l_{wire}=2\pi rN$ คือ ความยาวของเส้นขดลวด ดังนั้น เราสามารถแทนค่าต่าง ๆ ลงไปในสมการที่ 1.11 ได้ดังนี้

$$C_S=\frac{\varepsilon_0\cdot2\pi rN\cdot2a}{l/N}=4\pi\varepsilon_0\frac{raN^2}{l}=0.087pF$$

เนื่องจากว่ารัศมีของเส้นลวดมีค่าเพียง $63.5\mu m$ เท่านั้น เราสามารถที่จะไม่นำมาพิจารณาเกี่ยวกับค่าความลึกเชิงผิว ได้ และสามารถคำนวณหาค่าความต้านทานที่อนุกรม R_S ในสภาวะที่เป็นกระแสตรง ของเส้นลวด ได้

$$R_S=\frac{l_{wire}}{\sigma_{Cu}\pi a^2}=\frac{2\pi rN}{\sigma_{Cu}\pi a^2}=0.034\Omega$$

การตอบสนองทางความถี่ของ RFC_S ที่ได้จากการวิเคราะห์ แสดงได้ดังรูปที่ 1.12



รูปที่ 1.12 แสดงการตอบสนองทางความถี่ของ RFC_s [1]

RFCs นิยมใช้กันแพร่หลายในการไบแอสวงจรความถี่วิทยุ อย่างไรก็ดีจากรูปที่ 1.12 จะเห็นได้ว่าจะขึ้นอยู่กับความถี่ ซึ่งจากเงื่อนไขการเกิดรีโซแนนซ์นี้จะเกิดความยุ่งยากในการเพิ่มอุปกรณ์เข้ามาในระบบความถี่วิทยุ จริง ๆ แล้วในการทำให้วงจรเกิดการแมตช์ซึ่งจะใช้ RFC_s ควบคู่กับการปรับอุปกรณ์

จากรูปที่1.12 สามารถที่จะเห็นลักษณะของ RFC_s ที่เกิดการเบี่ยงเบนจากลักษณะที่คาดหวังไว้ของค่าความเหนี่ยวนำที่ความถี่สูงในทางอุดมคติ จะเห็นได้ว่าค่าอิมพีแดนซ์ของ RFC_s จะมีการเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็วในช่วงความถี่ที่เข้าใกล้เรโซแนนซ์ ที่ความถี่ที่สูงขึ้นต่อไป จะส่งผลต่อค่าความจุแฝง C_S จนมีค่าที่เหมาะสมและค่าอิมพีแดนซ์ของขดลวดจะลดลง

ถ้าค่าความต้านทานอนุกรมของ RFC_s มีค่าเป็นศูนย์ ผลรวมของค่าอิมพีแดนซ์ทั้งหมดที่จุดเรโซแนนซ์จะมีค่าได้ถึงค่าอนันต์ แต่ถ้าความต้านทานอนุกรมไม่เป็นศูนย์ R_S มีค่าสูงสุด ค่าอิมพีแดนซ์ที่ได้จะมีค่าจำกัด จากคุณสมบัติผลกระทบของความต้านทานของขดลวดและตัวประกอบคุณภาพ (Q) เขียนรวมกันได้ดังนี้

$$Q = \frac{X}{R_S} \tag{1.15}$$

เมื่อ X คือ ค่ารีแอ็คแตนซ์

R_S คือ ค่าความต้านทานอนุกรมของขดลวด

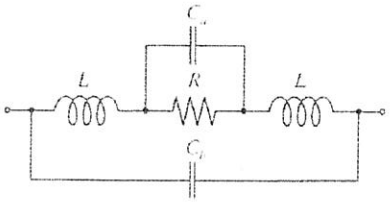
ค่าคุณภาพการสูญเสียเกี่ยวกับความต้านทานในวงจรพาสซีพ และสำหรับการปรับก็มีความคาดหวังว่าจะได้รับค่าคุณภาพมีค่าที่สูง

1.3 สรุป

ในบทนี้เป็นการกล่างถึงแถบสเปรคตรัมความถี่ ที่มีการจัดแบ่งเป็นหมวดหมู่มีชื่อเรียก และกำหนดช่วงความถี่ของคลื่น รวมไปถึงพฤติกรรมของอุปกรณ์ ทางด้านความถี่สูงที่จะมีการเปลี่ยนแปลงไปจากคุณสมบัติจริงอย่างมากเมื่อความถี่ ในการทำงานเปลี่ยนแปลงไปอย่างเช่นอุปกรณ์ตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุ รวมไปถึงค่าของตัวเหนี่ยวนำ และในส่วนของตัวต้านทานก็ยังแบ่งออกเป็นอีกหลายชนิด แต่ละชนิดก็จะมีผลการเปลี่ยนแปลงที่แตกต่างกันไปอีกด้วย ฉนั้นในการออกแบบ
วงจรทางด้านความถี่สูง จริงจำเป็นอย่างยิ่งที่ต้องพิจารณาอุปกรณ์ดังกล่าวนี้

คำถามท้ายบทที่ 1

1. จงหาค่าความต้านทานทางกระแสตรง และทางกระแสสลับของลวดอลูมิเนียม $\left(\sigma_{Al}=4.0\times10^{7}\,s/m\right)$ เบอร์ AWG 14 มีความยาว 5 cm ทำงานที่ความถี่ 100MHz, 1GHz และ10 GHz
2. จงคำนวณหาความลึกเชิงผิว ของทองแดง $\left(\sigma_{cu}=64.516\times10^{6}\,s/m\right)$ อลูมิเนียม $\left(\sigma_{Al}=4.0\times10^{6}\,s/m\right)$ และทอง $\left(\sigma_{Au}=48.544\times10^{6}\,s/m\right)$ ที่ความถี่ 1 GHz และ 10 GHz และหาค่าความต้านทานที่ความยาว 10 cm และมีเส้นผ่านศูนย์กลาง 1mm.
3. จงคำนวณหาค่าอิมพีแดนซ์ที่ความถี่ต่างๆของตัวเก็บประจุ 50 pF ประกอบด้วยสารไดอิเล็กตริกตรงกลาง อะลูมิเนียมออกไซด์ (Al_2o_3) มีค่าการสูญเสียที่ผิวสัมผัส เท่ากับ 10^{-4} เส้นลวดอลูมิเนียมยาว 1.25 cm. เบอร์ AWG 26 $\left(\sigma_{Al}=4.0\times10^{6}\,s/m\right)$
4. จงหาค่าเหนี่ยวนำของขดลวดที่เป็นแกนอากาศที่ความถี่ต่างๆโดยที่ความยาวของลวด2 cm. ขนาดรัศมีของวงขดลวด 1 cm. ลวดเบอร์ AWG 20 ระยะห่างระหว่างขดข้างเคียง $d=\frac{l}{N}=3\times10^{-3}m$
5. จงหาอิมพีแดนซ์ของตัวต้านทานแบบ Metal film ค่า $1k\Omega$ ตามรูป ต่อกับเส้นทองแดงยาว 2 cm. ขนาดลวดเบอร์ AWG 26 และมีค่า Ca = 5pF ที่ความถี่ 10 GHz



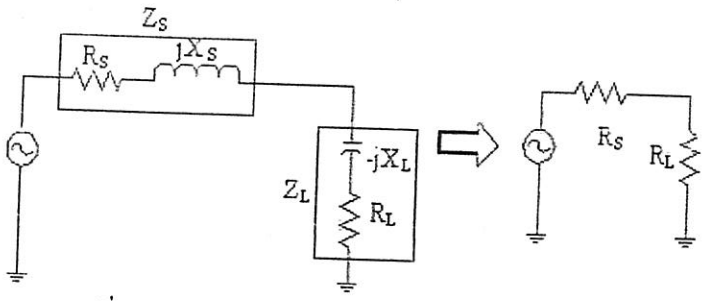
6. ถ้าต้องการค่าเหนี่ยวนำของขดลวดเท่ากับ 50 nH จะต้องพันขดลวดเบอร์ AWG 36 จำนวนกี่รอบเป็นแบบแกนอากาศ โดยกำหนดขนาดรัศมีของขดลวดต่อความยาวของการพันเป็น 1:2

บทที่ 2

การแมตช์อิมพีแดนซ์

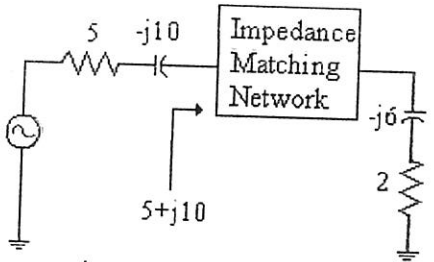
การแมตช์อิมพีแดนซ์มีความสำคัญมาก ในวงจรความถี่วิทยุเพื่อจะทำให้มีการส่งผ่านกำลังงานจากแหล่งจ่ายไปยังโหลดได้มากที่สุด เท่าที่จะเป็นไปได้เช่นความจำเป็นในการส่งผ่านกำลังงานไปยังด้านอินพุตของเครื่องรับซึ่งการสูญเสีย ที่ไม่จำเป็นในวงจรจะทำให้สัญญาณขนาดเล็กเกินกว่าที่จะยอมรับได้ดังนั้นในแต่ละอุปกรณ์ต้องมั่นใจว่าการต่อจะต้องแมตช์ด้วยโหลดที่ถูกต้อง

เป็นที่ทราบกันดีว่าในวงจรดีซี การส่งผ่านกำลังงานสูงสุดจากแหล่งจ่ายไปยังโหลด จะเกิดเมื่อตัวต้านทานของโหลดเท่ากับตัวต้านทานของแหล่งจ่าย ส่วนในกรณีของวงจรเอซี อิมพีแดนซ์ของโหลด (Z_L) จะต้องเท่ากับการคอนจูเกตจำนวนเชิงซ้อนของอิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่าย เพื่อให้ส่วนของจำนวนจินตภาพหักล้างกันไปเหลือแต่ส่วนของจำนวนจริง (R_S กับ R_L) ดังรูปที่ 3.1 เมื่อ R_S กับ R_L เท่ากัน ดังนั้นการส่งผ่านกำลังงานสูงสุดก็จะเกิดขึ้น



รูปที่ 3.1 แสดง อิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่ายและค่าคอนจูเกตกับโหลด[2]

จุดมุ่งหมายเบื้องต้นของการการแมตช์อิมพีแดนซ์ คือการทำให้อิมพีแดนซ์ของโหลดดูเหมือนการคอนจู-เกตจำนวนเชิงซ้อนของอิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่าย ดังนั้น จะเกิดการส่งผ่านกำลังงานสูงสุดไปยังโหลด เช่นในรูปที่ 3.2 $Z_L = 2\text{-}j6$ จะถูกเปลี่ยนไปเป็นค่า $5+j10$ ซึ่งเท่ากับการคอนจูเกตจำนวนเชิงซ้อนของ $Z_S = 5\text{-}j10$

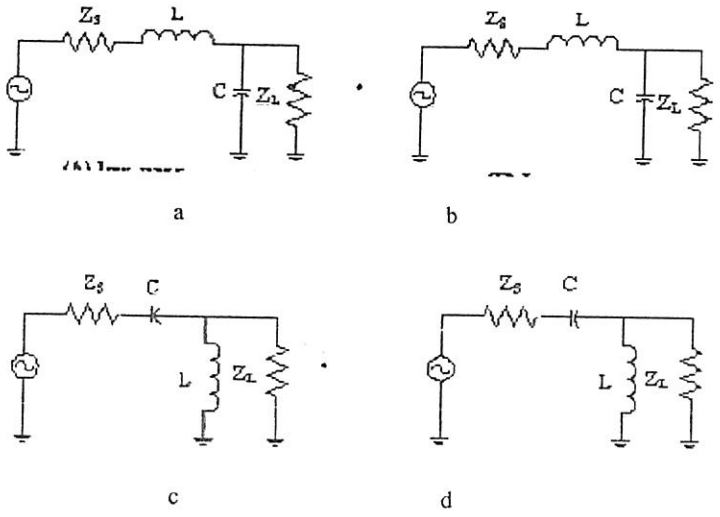


รูปที่ 3.2 แสดงการแมตช์อิมพีแดนซ์ [2]

มีข้อสังเกตอยู่ว่า ค่าตัวต้านทานนั้นแปรค่าตามความถี่ ดังนั้น การแมตช์โดยสมบูรณ์นั้นจะเกิดขึ้นที่ความถี่เดียว ทำให้เกิดปัญหาในวงจรที่ต้องการแบนวิดท์กว้างๆ ในการแก้ปัญหาข้อนี้เราจะต้องใช้องค์ประกอบจำนวนมากอย่างเช่นในรูปที่3.2 วิธีง่ายๆในการแมตช์ คือใช้สองตัวประกอบของ LC แต่เราอาจจำเป็นต้องใช้ถึงเจ็ดตัวประกอบ LC หากต้องการแบนวิดท์กว้างขึ้น ซึ่งขึ้นอยู่กับการประยุกต์ที่ใช้ว่ายังทำงานดีอยู่หรือไม่

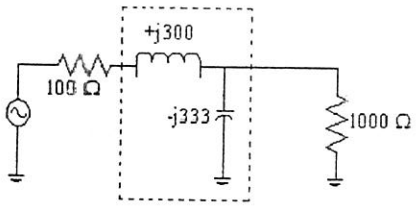
3.1 การแมตช์อิมพีแดนซ์ในรูปแบบโครงข่าย L (L-Network) [2]

โครงข่าย L มีรูปแบบดังรูปที่ 3.3 คือวางตัวเป็นรูปร่างของตัว L เป็นวงจรแมตท์ชิ่ง ที่ง่ายและใช้กันแพร่หลายที่สุด โดยใช้ LC สอบตัวประกอบ ในรูปที่ 3.3a, 3.3b เป็นรูปแบบของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน ส่วนรูปที่ 3.3c, 3.3d เป็นวงจรกรองความถี่สูงผ่าน

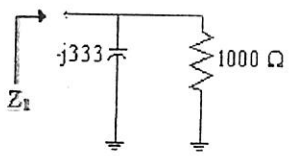


รูปที่ 3.3 แสดงโครงข่ายL [2]

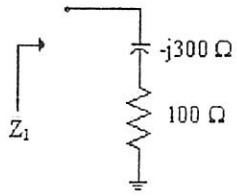
ในรูปที่ 3.4 ถึงรูปที่ 3.6 เป็นการแมตช์แหล่งจ่าย 100 โอห์ม กับโหลด 1000โอห์ม ซึ่งเราจะได้เห็นว่าตัวประกอบขนาน ทำหน้าที่แปลงอิมพีแดนซ์ค่าใหญ่ ให้มีค่าเล็กลง โดยที่ส่วนจำนวนจริงเท่ากับค่าส่วนจำนวนจริงของอิมพีแดนซ์ ที่ปลายอีกด้านหนึ่ง (ในที่นี้คือแหล่งจ่าย 100 โอห์ม) ส่วน ตัวประกอบอนุกรม ทำหน้าที่เป็นตัว รีโซแนนท์ หรือหักล้างค่าตัวประกอบรีแอ็คแตนซ์ ที่ปรากฏอยู่ ดังรูปที่ 3.7 ซึ่งจะทำให้เป็นเสมือนมีเพียงแหล่งจ่ายที่กำลังขับโหลด ที่มีค่า R_s เท่ากับ R_L ทำให้ การส่งกำลัง ดีที่สุด



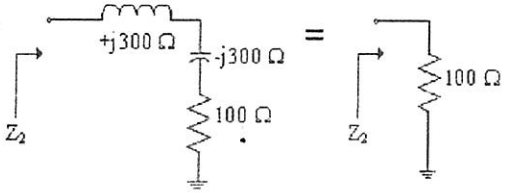
รูปที่ 3.4 แสดง การแมตช์แหล่งจ่าย 100 โอห์มกับโหลด 1000 โอห์ม



รูปที่ 3.5 แสดง อิมพีแดนซ์เมื่อมองเข้าไปทางโหลด



รูปที่ 3.6 แสดงวงจรเปรียบเทียบ



รูปที่ 3.7 แสดงวงจรแมตช์ที่สมบูรณ์

ในการออกแบบเราสามารถทำได้ง่ายๆ โดยใช้สมการ

$$Q_S = Q_P = \sqrt{\frac{R_P}{R_S} - 1}$$

$$Q_S = \frac{X_S}{R_S}$$

$$Q_P = \frac{R_P}{X_P}$$

Q_S = ขาอนุกรมของ Q

Q_P = ขาขนานของ Q

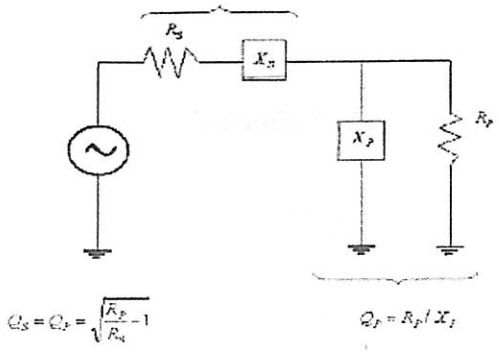
R_P = ความต้านทานขนาน

X_P = ความต้านทานของขดลวดขนาน

R_S = ความต้านทานอนุกรม

X_s = ความต้านทานของขดลวดอนุกรม

ในรูปที่ 3.8 แสดงวงจร โครงข่ายL โดยที่ค่าของ X_S กับ X_P จะเป็นตัวเก็บประจุ หรือ ตัวเหนี่ยวนำ ก็ได้ แต่ต้องเป็นชนิดตรงข้ามกัน คือ ถ้า X_S เป็น ตัวเหนี่ยวนำ X_P ต้องเป็น ตัวเก็บประจุ



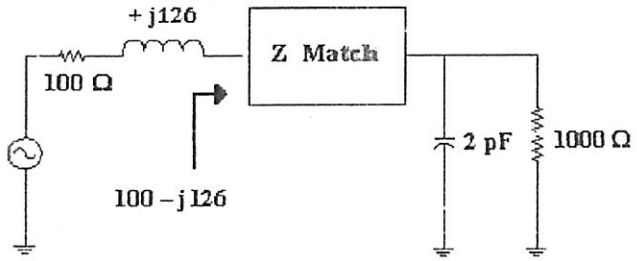
รูปที่ 3.8 แสดง โครงข่ายL [2]

ในทางปฏิบัติอุปกรณ์ต่างๆ เช่น ทรานซิสเตอร์, สายส่งสัญญาณ, สายอากาศ มีค่าอินพุตและเอาท์พุต อิมพีแดนซ์ เป็นจำนวนเชิงซ้อน ซึ่งมีทั้งค่า (R+jX) ดังนั้นเราจึงต้องรู้วิธีจัดการกับค่า เหล่านี้ จะมี 2 วิธีการ คือ

(1) Absorption: คือ การคิดเฉพาะการแมตช์ของตัวต้านทานก่อน แล้วจะได้เป็นค่าตัวประกอบของตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำ จากนั้นนำมาหักล้างกับค่าของตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำที่มีอยู่แล้วในวงจร เราจะเห็นวิธีการได้ชัดเจนขึ้นจากตัวอย่างที่ 3.1

(2) Resonance: คือ การหาค่าของรีโซแนนท์ของวงจรตัวประกอบของตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำ ที่เท่ากัน แต่เป็นชนิดตรงกันข้าม ที่ความถี่ที่ต้องการ

<u>ตัวอย่างที่ 3.1</u> ใช้วิธีการ Absorption ในการแมตช์แหล่งจ่ายกับโหลด ดังรูปที่ 3.9 (ที่ 100 MHz)



รูปที่ 3.9 แสดงวงจรแหล่งจ่ายและโหลด

วิธีทำ ขั้นแรก เราทำการออกแบบโดยไม่คิด ค่ารีแอ็คแตนซ์ เหลือเพียงการแมตช์เฉพาะส่วนจริง 100 โอห์ม ของแหล่งจ่ายกับส่วนจริง 1000 โอห์ม ของโหลดที่ความถี่ 100 MHz เราได้ว่า

$$Q_S = Q_P = \sqrt{\frac{R_P}{R_S} - 1}$$

$$= \sqrt{\frac{1000}{100} - 1}$$

$$= 3$$

ได้ $X_s = Q_s R_s$ (เป็น ตัวเหนี่ยวนำ เนื่องจากต่ออนุกรมอยู่กับ +j126)

$$= (3)(100)$$

$$= 300 ohms$$

$$X_p = \frac{R_p}{Q_p}$$ (เป็น ตัวเก็บประจุ เนื่องจากต่อขนานอยู่กับตัวเก็บประจุ 2pF)

$$= \frac{1000}{3}$$

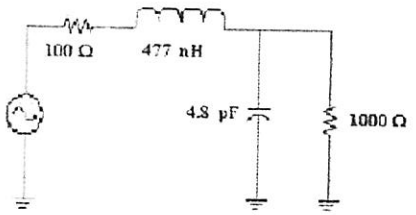
$$= 333 ohms$$

ดังนั้นจะได้ค่าองค์ประกอบของ L กับ C ที่ความถี่ 100 MHz เป็นดังนี้

$$L = \frac{X_s}{\omega} = \frac{300}{2\pi(100 \times 10^6)} = 477 nH$$

$$C = \frac{1}{\omega X_p} = \frac{1}{2\pi(100 \times 10^6)(333)} = 4.8 pF$$

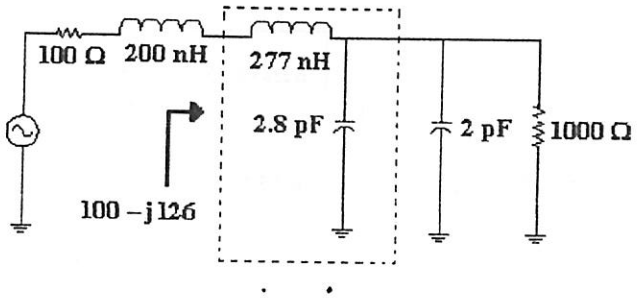
เราจะได้วงจรเมื่อแมตช์ โดยไม่คิด ค่ารีแอ็คแตนซ์ รูปที่ 3.10



รูปที่ 3.10 แสดงวงจรที่คิดการแมตช์ เฉพาะ ส่วนจริง

จากการคำนวณได้ว่าตัวเก็บประจุ 4.8pF แต่ในวงจรมีค่าอยู่แล้ว 2pF จริงนำมาเพิ่มอีก 2.8pFเมื่อรวมกันแล้วจะเท่ากับ 4.8pF ตามที่คำนวณในตอนแรก

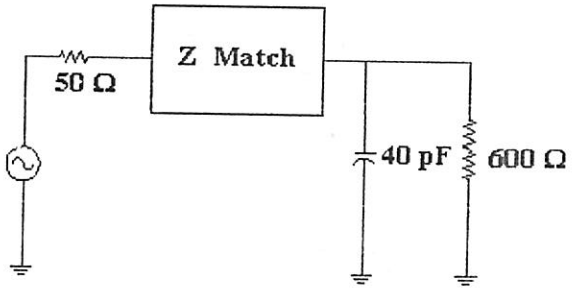
ที่ด้านแหล่งจ่ายก็เช่นกัน เรามี ตัวเหนี่ยวนำ อยู่ +J126 โอห์ม หรือ 200nH ดังนั้นเราจะใช้ ตัวเหนี่ยวนำอนุกรมเข้าไปอีก 477 nH -200nH = 277 nH ซึ่งจะได้วงจรที่ออกแบบเป็นดังรูปที่ 3.11



รูปที่ 3.11 แสดงวงจรสุดท้าย ของตัวอย่าง 3.1

จะสังเกตได้ว่าหากตัวประกอบของตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำ มีค่าใหญ่กว่าค่าที่คำนวณได้ จะใช้ Absorption ไม่ได้ ตัวอย่างเช่น ค่าตัวเก็บประจุ เป็น 20pF เราไม่สามารถเพิ่มขนานตัวเก็บประจุให้ได้ เป็น 4.8 pF ในกรณีแบบนี้เราจะใช้วิธีของการรีโซแนนท์ควบคู่ไปกับ absorption แทน ดังในตัวอย่าง 3.2

ตัวอย่างที่ 3.2 ออกแบบวงจรแมตช์ ที่ป้องกันการไหลของกระแสตรง จากแหล่งจ่ายไปโหลด ตามรูปที่ 3.12 ที่ความถี่ 75 MHz โดยใช้วิธี รีโซแนนท์



รูปที่ 3.12 แสดงวงจรโหลดเชิงซ้อน สำหรับตัวอย่างที่ 3.2

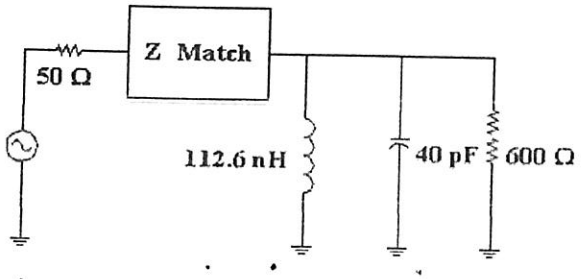
วิธีทำ ต้องการป้องกันกระแสตรง ดังนั้นใช้ โครงข่ายวงจรแมตช์ในรูปที่ 3.3c

ขั้นแรกกำจัด ตัวเก็บประจุ 40pF โดย ต่อ ด้วยการ ขนานค่าตัวเหนี่ยวนำที่ 75 MHz

$$L = \frac{1}{\omega^2 C_{stray}}$$

$$= \frac{1}{\left[2\pi\left(75\times10^{6}\right)\right]^2\left(40\times10^{-12}\right)}$$

$$= 112.6nH$$



รูป

ได้วงจรดังรูปที่ 3.12 ซึ่งเหลือเพียงการแมตช์แหล่งจ่าย 50 โอห์ม กับโหลด 600 โอห์มดังนี้

$$Q_S = Q_P = \sqrt{\frac{R_P}{R_S} - 1}$$

$$= \sqrt{\frac{600}{50} - 1}$$

$$= 3.32$$

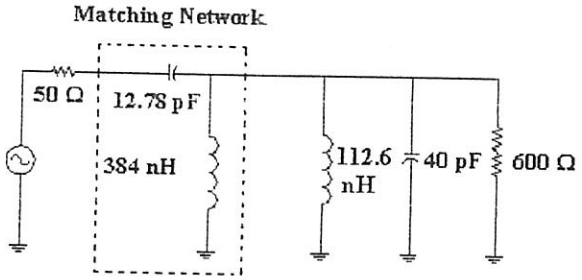
$$X_s = Q_s R_s = (3.32)(50) = 166 \text{ โอห์ม}$$

$$X_p = \frac{R_s}{Q_p} = \frac{600}{3.32} = 181 \text{ โอห์ม}$$

ดังนั้นจะได้ค่าขององค์ประกอบ เป็น

$$C = \frac{1}{\omega X_s} = \frac{1}{2\pi(75\times10^6)(166)} = 12.78\,pF$$

$$L = \frac{X_p}{\omega} = \frac{181}{2\pi(75\times10^6)} = 384nH$$



รูปที่ 3.14 แสดงวงจรรูปที่ 3.12 หลังจากแมตช์ แล้ว

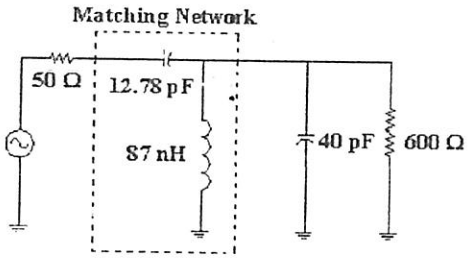
ได้วงจรหลังจากแมตช์อิมพีแดนซ์เป็นดังรูป 3.15 ซึ่งเราสามารถรวม ขนานตัวเหนี่ยวนำ ได้เป็นตัวเดียว ดังนี้

$$L_{new} = \frac{L_1 L_2}{L_1 + L_2}$$

$$= \frac{(384)(112.6)}{384 + 112.6}$$

$$= 87nH$$

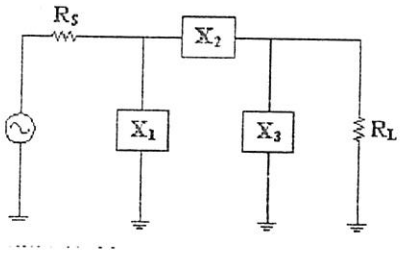
ได้วงจรสุดท้าย ดังรูปที่ 3.15

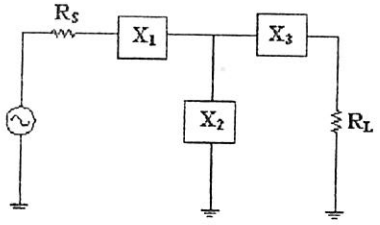


รูปที่ 3.15 แสดงรูปวงจรสมบูรณ์

3.2 การแมตช์อิมพีแดนซ์แบบ 3 องค์ประกอบ (3 Element Matching) [2]

ในการใช้ โครงข่าย 2 ตัวประกอบ เราใช้ R_S กับ R_P เป็นตัวกำหนดค่าตัวประกอบคุณภาพ (Q)ทำให้เราไม่สามารถเลือกปรับค่าตัวประกอบคุณภาพให้มากขึ้นได้โดยใช้โครงข่าย3ตัวประกอบแบบโครงข่าย π และ โครงข่ายT ดังรูปที่ 3.16 และ 3.17 ตามลำดับ

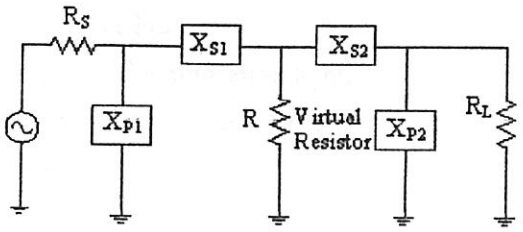




รูปที่3.16 แสดงโครงข่าย3ตัวประกอบแบบπ [2] รูปที่3.17แสดงโครงข่าย3ตัวประกอบแบบT [2]

3.2.1 แบบโครงข่าย π (π -network)

มีลักษณะเป็นโครงข่าย L มาชนกัน ซึ่งจะแมตช์โหลดและแหล่งจ่ายเข้ากับ ตัวต้านทานเสมือน (Virtual Resistanc) ซึ่งวางอยู่ที่ตรงรอยต่อระหว่าง 2 โครงข่าย ดังรูป 3.18 โดยที่ X_{S1} และ X_{S2} มีเครื่องหมายลบ แสดงให้รู้ว่าเป็นรีแอ็คแตนซ์ ชนิดตรงข้ามกับ X_{P1} และ X_{P2} ตามลำดับ



รูปที่ 3.18 แสดงโครงข่ายแบบ π [2]

การออกแบบแต่ละส่วนจะเหมือนการออกแบบ โครงข่ายแบบ L โดยที่ ตัวต้านทานเสมือน จะต้องมีค่าน้อยกว่า R_S หรือ R_L ค่าใดค่าหนึ่ง เพราะมันจะตรงข้ามกับ แกนด้านอนุกรม ของแต่ละ โครงข่าย L ค่าของ R จะกำหนดได้จาก ตัวประกอบคุณภาพ ที่ต้องการของวงจรตามสมการ

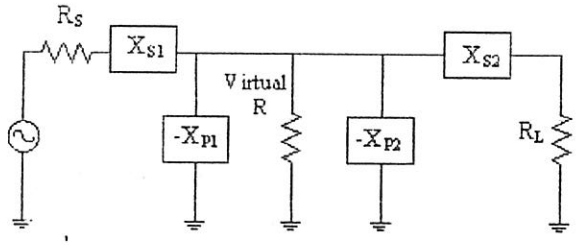
$$Q = \sqrt{\frac{R_H}{R} - 1}$$

โดยที่ R_H คือค่าอิมพีแดนซ์ปลายที่ใหญ่ที่สุดระหว่าง R_S กับ R_L

R คือค่าตัวต้านทานเสมือน

3.2.2 แบบโครงข่าย T (T -network)

มีลักษณะการออกแบบจะคล้ายกับ โครงข่าย π คือ แมตช์โหลดกับแหล่งจ่ายผ่าน โครงข่ายL 2 ชุด เข้ากับ ตัวต้านทางเสมือน ซึ่งค่ามากกว่าความต้านทานของโหลดหรือแหล่งจ่ายค่าใดค่าหนึ่ง โครงข่ายL มี แกนด้านขนานที่ต่อเข้าด้วยกันดังรูปที่ 3.19



รูปที่ 3.19 แสดงโครงข่ายแบบ T [2]

โครงข่ายแบบT มักใช้แมตช์ค่าอิมพีแดนซ์น้อยๆ2ค่าเข้าด้วยกัน เมื่อต้องการค่าตัวประกอบคุณภาพสูงขึ้นจะต้องเลือกค่าตัวต้านทานค่าน้อยที่สุดเป็นส่วนของปลายโครงข่ายจากสมการ

$$Q = \sqrt{\frac{R}{R_{small}} - 1}$$

โดยที่ R = ค่าตัวต้านทานเสมือน

R_{small}= ค่าตัวต้านทานที่เล็กที่สุดระหว่าง R_S กับ R_L

ในตัวอย่าง 3.3 และ 3.4 จะแสดงสมการแมตช์โดยใช้ โครงข่าย π และ โครงข่าย T ตามลำดับ เพื่อให้ได้ค่าตัวประกอบคุณภาพ ตามที่ต้องการ

ตัวอย่างที่ 3.3 แมตช์แหล่งจ่าย 100 โอห์ม กับโหลด 1000 โอห์ม โดยใช้ โครงข่าย π 4 แบบ ซึ่งให้ค่าตัวประกอบคุณภาพ = 15

วิธีทำ จาก

$$Q = \sqrt{\frac{R_H}{R} - 1}$$

เราสามารถหาค่า ตัวต้านทานเสมือน ที่จะแมตช์ได้

$$R = \frac{R_H}{Q^2 + 1} = \frac{1000}{226} = 4.42 \quad \Omega$$

ได้

$$X_{p2} = \frac{R_p}{Q_p} = \frac{R_L}{Q} = \frac{1000}{15} = 66.7 \quad \Omega$$

$$X_{s2} = QR_{series} = 15(R) = (15)(4.42) = 66.3 \quad \Omega$$

ออกแบบส่วน L ด้านโหลดของโครงข่ายเสร็จ

Q สำหรับ L network เป็นการนิยามใหม่โดยอัตราส่วนของ R_s กับR_L โดยสมการ 4-1

$$Q_1 = \sqrt{\frac{R_s}{R_L} - 1}$$

$$= \sqrt{\frac{100}{4.42} - 1}$$

$$= 4.6$$

หมายเหตุ ค่าความต้านทานแหล่งจ่ายพิจารณาเป็นขาขนานของ L network ดังนั้น R_s นิยามเหมือน Rp

$$X_{p1} = \frac{R_p}{Q_1}$$

$$= \frac{100}{4.6}$$

$$= 21.7 ohms$$

ทำนองเดียวกัน

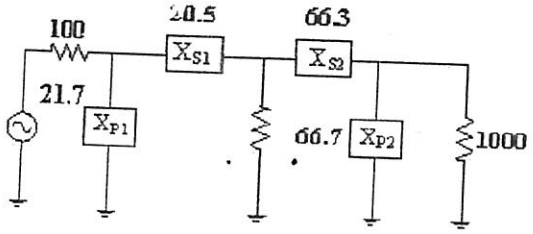
$$X_{s1} = Q_1 R_{series}$$

$$= Q_1(R)$$

$$= (4.6)(4.42)$$

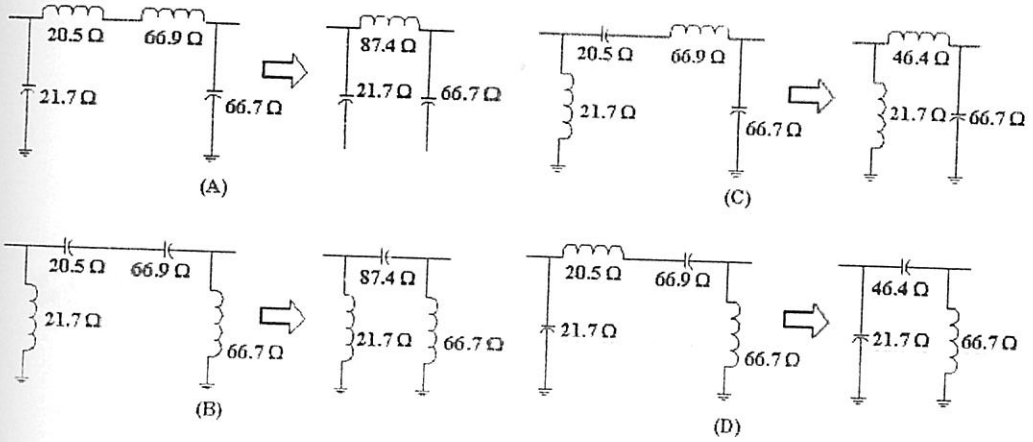
$$= 20.51 ohms$$

โครงข่ายที่ออกแบบเสร็จแล้วเป็นดังรูป3.20 โดยจะไม่แสดง ตัวต้านทานเสมือน ในวงจร ส่วนรีแอ็คแตนซ์X_{S1} และ X_{S2} ที่อนุกรมกันอยู่ เราสามารถรวมเป็นองค์ประกอบเดียวกันได้ และเราจะแสดงเป็นรีแอ็คแตนซ์แต่ยังไม่คำนวณเป็นค่าขององค์ประกอบจริงๆ เพื่อให้ง่ายต่อการทำเป็นโครงข่าย π ใน 4 รูปแบบ



รูปที่ 3.20 แสดงวงจรแสดงค่ารีแอ็คแตนซ์ ของตัวอย่างที่ 3.3

X_{P1}, X_{S1}, X_{P2} และ X_{S2} จะเป็น C หรือ L ก็ได้ โดยที่ X_{P1}, X_{S1} เป็นชนิดตรงข้ามกัน และ X_{P2}, X_{S2}ก็เป็นชนิดตรงข้ามกัน ทำให้เราได้แมตช์ เป็น 4 รูปแบบ ดังรูปที่ 3.21 ซึ่งแสดงรีแอ็คแตนซ์ เป็น โอห์ม อนุกรม ตรงกลางจะนำมาบวกกันถ้าเป็นชนิดเดียวกัน แต่ถ้าต่างชนิดกันจะนำค่ามาลบกัน ดังรูป (C), (D) แล้วในขั้นสุดท้ายจึงเปลี่ยนเป็นค่าของ C หรือ L ที่ความถี่ที่ต้องการ



รูปที่ 3.21 แสดงการแปลงจากวงจรโครงข่ายL ไปเป็นโครงข่าย π

ตัวอย่างที่ 3.4 แมตช์แหล่งจ่าย 10 โอห์ม กับโหลด 50 โอห์ม โดยใช้ โครงข่ายπ 4 แบบ ซึ่งให้ค่า ตัวประกอบคุณภาพ = 15

<u>วิธีทำ</u> จาก

$$Q = \sqrt{\frac{R}{R_{small}} - 1}$$

เราสามารถหาค่า ตัวต้านทานเสมือน ที่จะแมตช์ได้

$$R = R_{small}(Q^2 + 1) = 10(101) = 1010 \quad \Omega$$

ได้

$$X_{s1} = QR_s = 10(10) = 100 \quad \Omega$$

$$X_{p1} = \frac{R}{Q} = \frac{1010}{10} = 101 \ \Omega$$

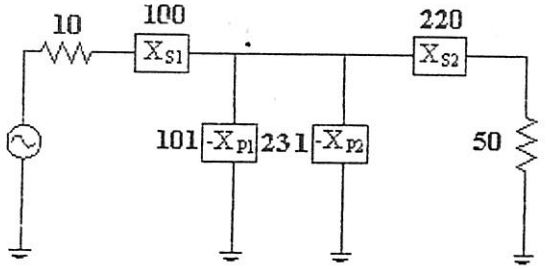
เราจะได้สมการ

$$Q_2 = \sqrt{\frac{R}{R_L} - 1} = \sqrt{\frac{1010}{50} - 1} = 4.4$$

ได้ $$X_{p2} = \frac{R}{Q_2} = \frac{1010}{4.4} = 230 \ \Omega$$

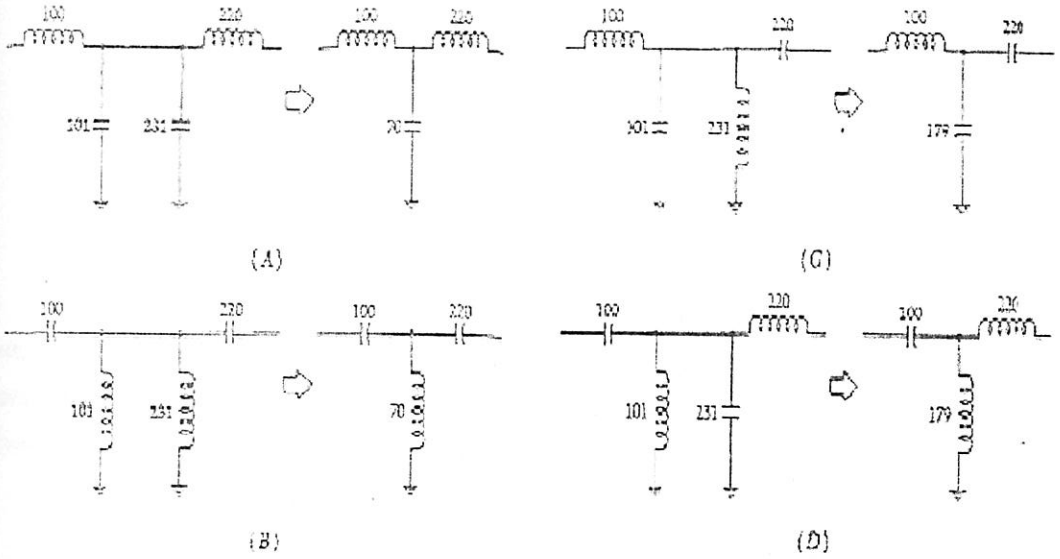
$$X_{s2} = Q_2 R_L = (4.4)(50) = 220 \ \Omega$$

ได้ โครงข่าย ที่สมบูรณ์ ดังรูป 3.22 ซึ่งไม่แสดง ตัวต้านทานเสมือน ในวงจร



รูปที่ 3.22 แสดงวงจรแสดงค่า รีแอ็คแตนซ์ ของตัวอย่างที่ 3.4

ตัวประกอบแบบขนาน ทั้งสองค่า (X_{P1} และ X_{P2}) สามารถนำมารวมกันแบบขนานเป็น ตัวประกอบ เดียว ซึ่งเป็นไปได้ 4 แบบ ดังรูป 3.23



รูปที่ 3.23 แสดงการแปลงวงจรจาก โครงข่ายLไปเป็น โครงข่ายT

3.3 แผนภูมิสมิท (Smith Chart) [2]

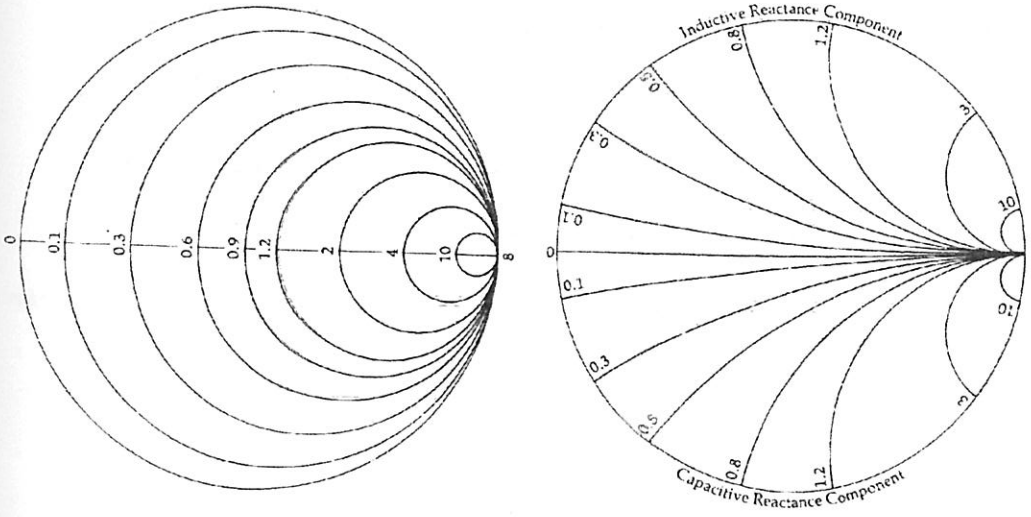
แผนภูมิสมิท ได้จากการทำแปลงค่าโดยแผนภูมิค่า $Z = r + jx$ ลงในระนาบของ $\Gamma\angle\phi = u + jv$ โดยใช้สมการ

$$\Gamma = \frac{Z - Z_0}{Z + Z_0}$$

$$\dot{\Gamma} = \frac{\dot{Z} - 1}{\dot{Z} + 1}$$

โดย $Z = \frac{Z}{Z_0}$ คือค่า นอร์แมลไลซ์ ของอิมพีแดนซ์

ซึ่งจะทำให้เราได้ชุดของวงกลม ค่าตัวต้านทาน คงที่ กับวงกลมค่ารีแอ็คแตนซ์ คงที่ ดังรูปที่ 3.24 บนระนาบ u-v เมื่อนำวงกลมทั้ง 2 ชุด มารวมกันก็จะได้เป็น แผนภูมิสมิท ดังรูปที่ 3.24



(A) Constant resistance circles **(B) Constant reactance circles**

รูปที่ 3.24 แสดงโครงสร้างของแผนภูมิสมิท [2]

เนื่องจากระนาบ(u,v) ของ Γ ไม่ค่อยได้ใช้ ดังนั้น รูปแบบภาพ จึงมีสเกลเป็นโพลาร์ โดยมุมของ Γ อยู่บนสเกลตามเส้นรอบวงของ รูปแบบภาพ ทั้งที่เป็นองศาและเศษส่วนของความยาวคลื่น และขนาดของ Γ หาได้จากสเกลใต้ รูปแบบภาพ นอกจากนี้ใต้ รูปแบบภาพ ยังมีสเกลสำหรับอ่านค่า VSWR และ ค่าการสูญเสีย ด้วย ทำให้ แผนภูมิสมิท มีประโยชน์มากในการแก้ปัญหาของสายส่ง และปัญหาในการแมตช์อิมพีแดนซ์

3.3.1 การกำหนดจุดบนแผนภูมิสมิท

ในแต่ละจุดบน แผนภูมิสมิทจะแสดงค่าของอิมพีแดนซ์ ซึ่งมีลักษณะเป็นการอนุกรมกัน ในรูปของ Z=R+jX นั่นคือเราสามารถ กำหนดจุด ค่า Z ลงบนจุดที่เป็นจุดตัดระหว่างวงกลม R กับวงกลม X ได้เลย ดังแสดงการ กำหนดจุดต่างๆ ใน แผนภูมิสมิท รูปที่ 3.24

เมื่อมีการต่อ อุปกรณ์อนุกรม เข้ากับ Z=R+jX ค่าอิมพีแดนซ์ จะมีการเปลี่ยนแปลงไปบนแผนภูมิสมิท ดังนี้

- เมื่อต่อ ตำแหน่งR ของอิมพีแดนซ์ จะวิ่งไปตามเส้น X คงที่
- เมื่อต่อ C เราได้ $X_C = -1/2\pi fc$ ดังนั้น ตำแหน่ง จะวิ่งไปตามวงกลม R คงที่ โดยมีค่า X ลดลง (counterclockwise) เป็นระยะเท่ากับขนาดของ X_C ตัวอย่างเช่น ต่ออนุกรม X_C ค่า – j10 โอห์ม เข้ากับ Z= 0.5 + j0.7 โอห์ม ซึ่งเราคำนวณได้

$$Z= 0.5 + j0.7 - j10$$

$$Z= 0.5 + j0.3$$

ค่า Z ใหม่ที่คำนวณได้นี้ แสดงค่าเป็น R กับ C ที่ต่ออนุกรมกันอยู่ เช่นเดียวกัน รูปที่ 3.24 จากจุด Z= 0.5 + j0.7 ค่าของอิมพีแดนซ์ก็จะวิ่งบนวงกลม R=0.5 ไปในทิศทางที่ทำให้ X ลดลง เป็นระยะ X= – j10 ซึ่งจะได้จุดสุดท้ายเป็น Z= 0.5 - j0.3

- เมื่อต่อ L เราได้ $X_L = 2\pi fL$ ตำแหน่ง จะวิ่งอยู่บนวงกลม R คงที่ แต่จะวิ่งในทิศทางที่ ทำให้ค่า X เพิ่มขึ้น (clockwise) เป็นระยะห่างเท่ากับขนาด X_L ดังรูป 3.24

3.3.2 การแปลงอิมพีแดนซ์เป็นแอดมิแตนซ์

ถ้าเรากำหนด ค่า นอร์แมลไลซ์แอดมิตแตนซ์(Admittanc) $y = \frac{Y}{Y_0}$ ซึ่งเป็นส่วนกลับ ของ นอร์แมลไลซ์อิมพีแดนซ์ในระนาบ Γ เราจะได้เป็นแผนภูมิสมิทแบบแอดมิตแตนซ์

จาก $$\Gamma\angle\phi = \frac{z+1}{z-1}$$

หรือ $$z = \frac{1+\Gamma\angle\phi}{1-\Gamma\angle\phi}$$

เราได้ $$y = \frac{1}{z} = \frac{1-\Gamma\angle\phi}{1+\Gamma\angle\phi} = \frac{1+\Gamma\angle\left(\phi\pm 180^\circ\right)}{1-\Gamma\angle\left(\phi\pm 180^\circ\right)}$$

นั่นคือ เมื่อเรากำหนด จุดของ Z ที่สอดคล้องกับ Γ ค่าหนึ่งๆ แล้วหมุน Γไปจากเดิมเป็นมุม 180° จะได้จุดซึ่งเป็นค่าส่วนกลับของ Z ก็คือค่า แอดมิตแตนซ์ ของ Z นั่นเอง จะเป็นไปได้จาก รูปที่ 3.31 เมื่อเรากำหนดจุด Z=1+j1 ลงบน แผนภูมิสมิท แล้ววัดระยะทาง d จากจุดศูนย์กลางมายัง Z จากนั้นวัดระยะ d เดียวกันนี้จากจุดศูนย์กลางไปยังด้านตรงข้าม (180°) ของจุดเดิม เราก็จะได้ ส่วนกลับของ Z คือ y = 0.5 - j0.5 ในทำนองเดียวกันกับการหาค่าส่วนกลับของ Z หากเราหมุน ทั้งหมดไป 180° เราก็จะได้ รูปแบบของแอดมิตแตนซ์ ซึ่งสามารถใช้แผนภูมิสมิท รูปที่ 3.27 ได้เช่นกัน โดยที่ค่า แอดมิตแตนซ์ ในรูปของ Y=G+jB จะเป็นการต่อขนานกันของความนำ (G) กับ

ซัสเซปแตนซ์ (B) ดังนั้นเมื่อมีการต่อ อุปกรณ์แบบขนาน เข้ากับ Y เดิม เราก็จะเห็นการเปลี่ยนแปลงค่าของ Y เช่นเดียวกับเมื่อต่อ อุปกรณ์อนุกรม เข้ากับ Z ดังนี้

- เมื่อต่อ G ต่ำแหน่ง ของ แอดมิตแตนซ์ จะวิ่งไปตามเส้น B คงที่
- ต่อ ขนานตัวเก็บประจุ เราได้ $B_C = 2\pi fC$ ดังนั้น แอมมิตแตนซ์ จะเปลี่ยนค่าไปบนวงกลม G คงที่โดยมีค่า B เพิ่มขึ้น (clockwise) เป็นระยะเท่ากับขนาดของ susceptance ของ capacitance ที่ต่อเข้าไปดังรูปที่ 3.33
- ต่อ shunt ขนานตัวเหนี่ยวนำ เราได้ $B_L = -1/2\pi fL$ ดังนั้น แอมมิตแตนซ์ จะเปลี่ยนค่าไปบนวงกลม G คงที่โดยมีค่า B ลดลง (counterclockwise) เป็นระยะเท่ากับขนาดของ ซัสเซปแตนซ์ ที่ต่อเข้าไปดังรูปที่ 3.34

3.3.3 แผนภูมิแบบอิมมิแตนซ์ (Immittance chart)

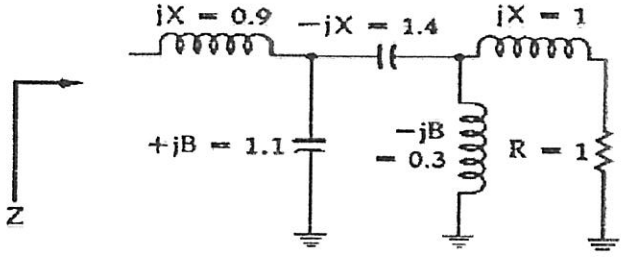
เพื่อความสะดวก เราจะใช้ทั้ง อิมพีแดนซ์ และ แอดมิตแตนซ์ ใน แผนภูมิ เดียวกัน เรียกว่า แผนภูมิอิมมิแตนซ์ ซึ่งสามารถอ่านค่าได้ทั้ง z และ y ดังแสดงในรูปที่ 3.35 เรา กำหนด ค่า อิมพีแดนซ์ Z = 1 + j1 ตามเส้นทึบ ใน พิกัด ของ อิมพีแดนซ์ เราสามารถอ่านค่าแอดมิตแตนซ์ ของมันได้ทันทีตามเส้นประ ใน พิกัด ของ แอดมิตแตนซ์ ซึ่งสรุปได้ดังแสดงรูป 3.9

ถ้าหากต้องการต่อ อุปกรณ์อนุกรมหรือขนาน เข้าไปในวงจร เราก็จะหาค่า อิมพีแดนซ์ รวมได้โดยง่าย โดยเมื่อต่อ อุปกรณ์อนุกรม เข้าไป ตำแหน่ง จะวิ่งอยู่บน แผนภูมิอิมพีแดนซ์ และเมื่อต่อ อุปกรณ์แบบขนาน จะได้ตำแหน่ง วิ่งบน แผนภูมิแอดมิตแตนซ์ ซึ่งสรุปได้ดังแสดงรูป 3.9

3.4 การแมตช์อิมพีแดนซ์บนแผนภูมิแบบสมิท[2]

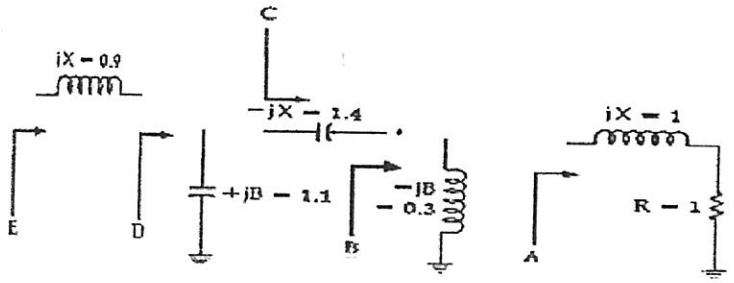
เนื่องจากเมื่อเราเพิ่มองค์ประกอบต่างๆ เข้าไปในวงจรแล้ว เราสามารถติดตามการเปลี่ยนแปลงของอิมพีแดนซ์ ได้โดยง่าย โดยการใช้ แผนภูมิสมิท ดังนั้นเราจึงสามารถใช้ เป็นเครื่องมือช่วยในการแมตช์ ได้เป็นอย่างดี เมื่อเราทราบค่าของโหลดอิมพีแดนซ์ และอิมพีแดนซ์ที่ต้องการเมื่อมองจากแหล่งจ่าย ดังแสดงในตัวอย่าง 3.5 โดยการ กำหนดจุดค่าโหลดอิมพีแดนซ์ แล้วเติมอุปกรณ์อนุกรมหรือขนานลงไปบน แผนภูมิ จนกระทั่งได้อิมพีแดนซ์ ที่แหล่งจ่ายต้องการนอกจากนี้เรายังสามารถแมตช์อิมพีแดนซ์ ของวงจรต่างๆโดยใช้ โครงข่ายแบบ 2 องค์ประกอบ บน แผนภูมิสมิท ดังในตัวอย่าง 3.6 ซึ่งไม่ต้องใช้สูตรคำนวณเหมือนที่ทำในตอนแรก

<u>ตัวอย่างที่ 3.5</u> หาค่าอิมพีแดนซ์ของวงจร ในรูปที่ 3.25



รูปที่ 3.25 แสดงรูปตัวอย่างที่ 3.5

วิธีทำ เราสามารถหาคำตอบได้โดยง่าย โดยใช้ แผนภูมิสมิท ดังรูปที่ 3.27 ซึ่งมีวิธีการดังนี้ ขั้นแรกเราแยกวงจรออกเป็นกิ่งเดี่ยวๆ ดังรูปที่ 3.26 แล้วกำหนดจุด ค่า อิมพีแดนซ์ ของ อนุกรม RL, Z=1+j1 โอห์ม ซึ่งก็คือจุด A ในรูป 3.27



รูปที่ 3.26 แสดงวงจรองค์ประกอบในทีละส่วน

ต่อมาเมื่อเราเพิ่มองค์ประกอบเข้าไปในวงจรทีละส่วน ทำให้ค่า อิมพีแดนซ์ บน แผนภูมิสมิท เปลี่ยนแปลงไป ตามทิศทางที่แสดงในรูปที่ 3.9 ซึ่งเราจะเขียนลงไปบน แผนภูมิสมิท ได้ดังนี้

โค้งAB = ขนาน L = -jB = 0.3 โอห์ม

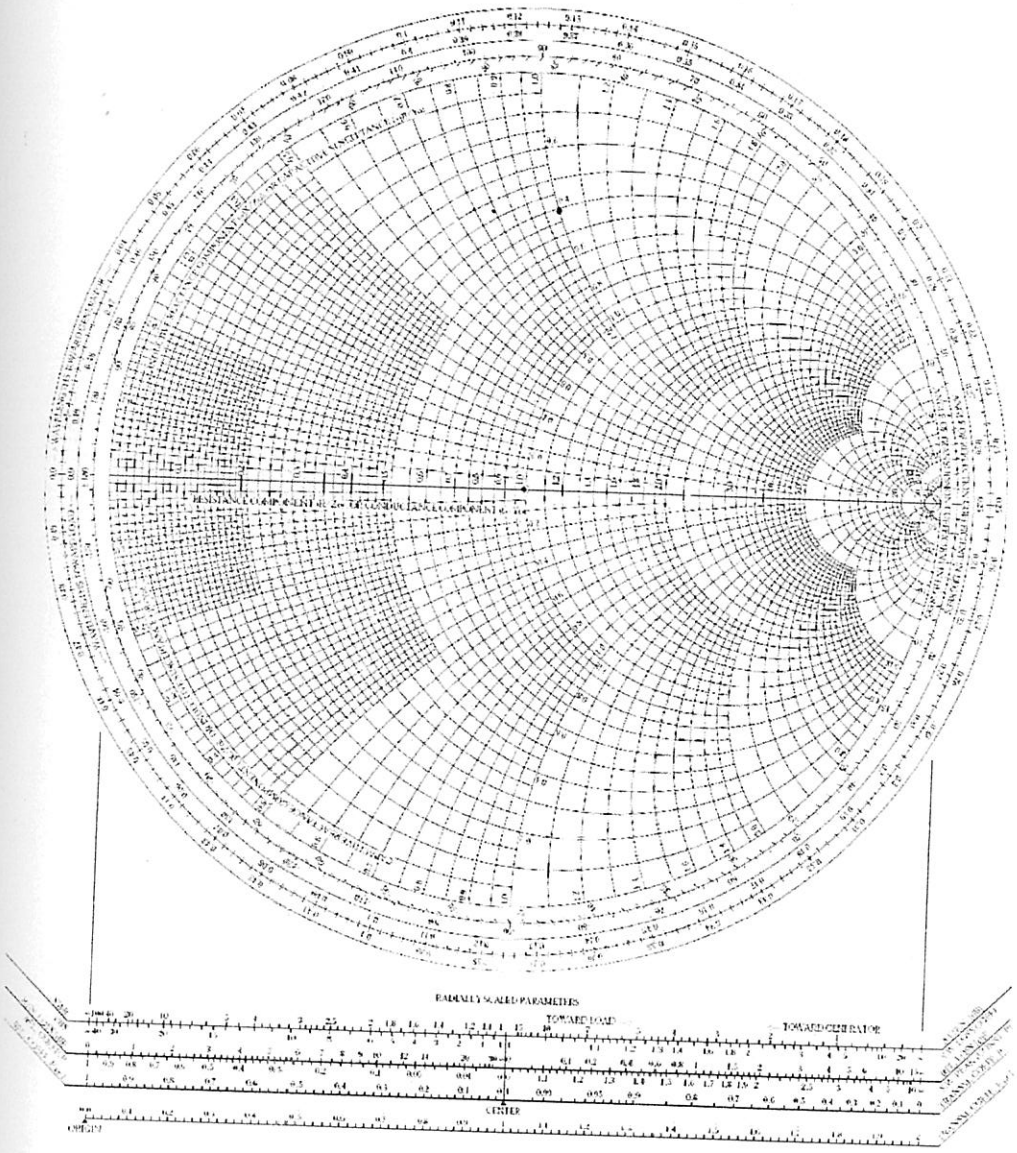
โค้งBC = อนุกรม C = -jX =1.4 โอห์ม

โค้งCD = ขนาน C = +jB =1.1 โอห์ม

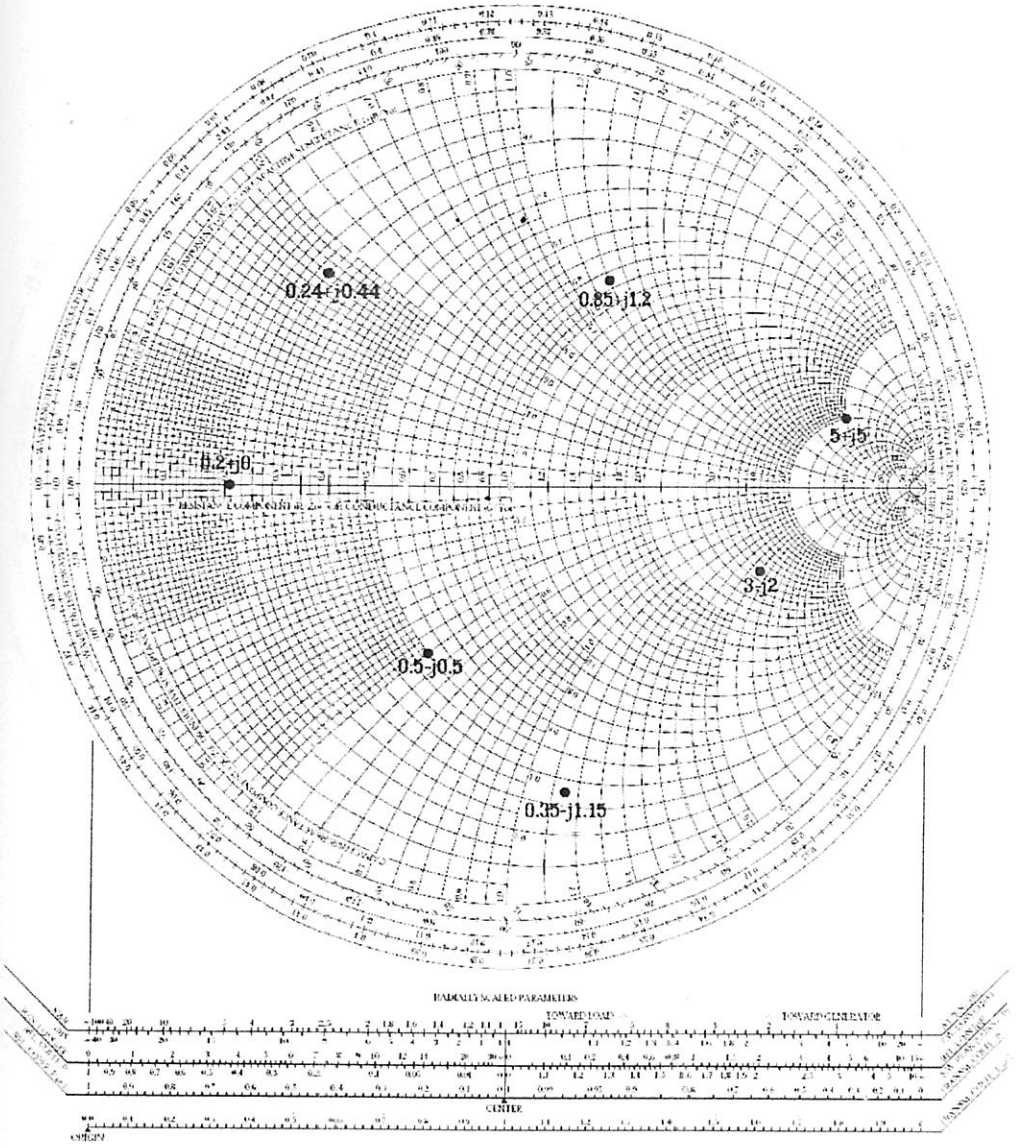
โค้งDE = อนุกรม L = +jX =0.9 โอห์ม

ดังนั้นจะได้ Z ที่ต้องการ คือ ค่า อิมพีแดนซ์ที่จุด E ซึ่งอ่านค่าได้โดยตรงจาก แผนภูมิ ได้

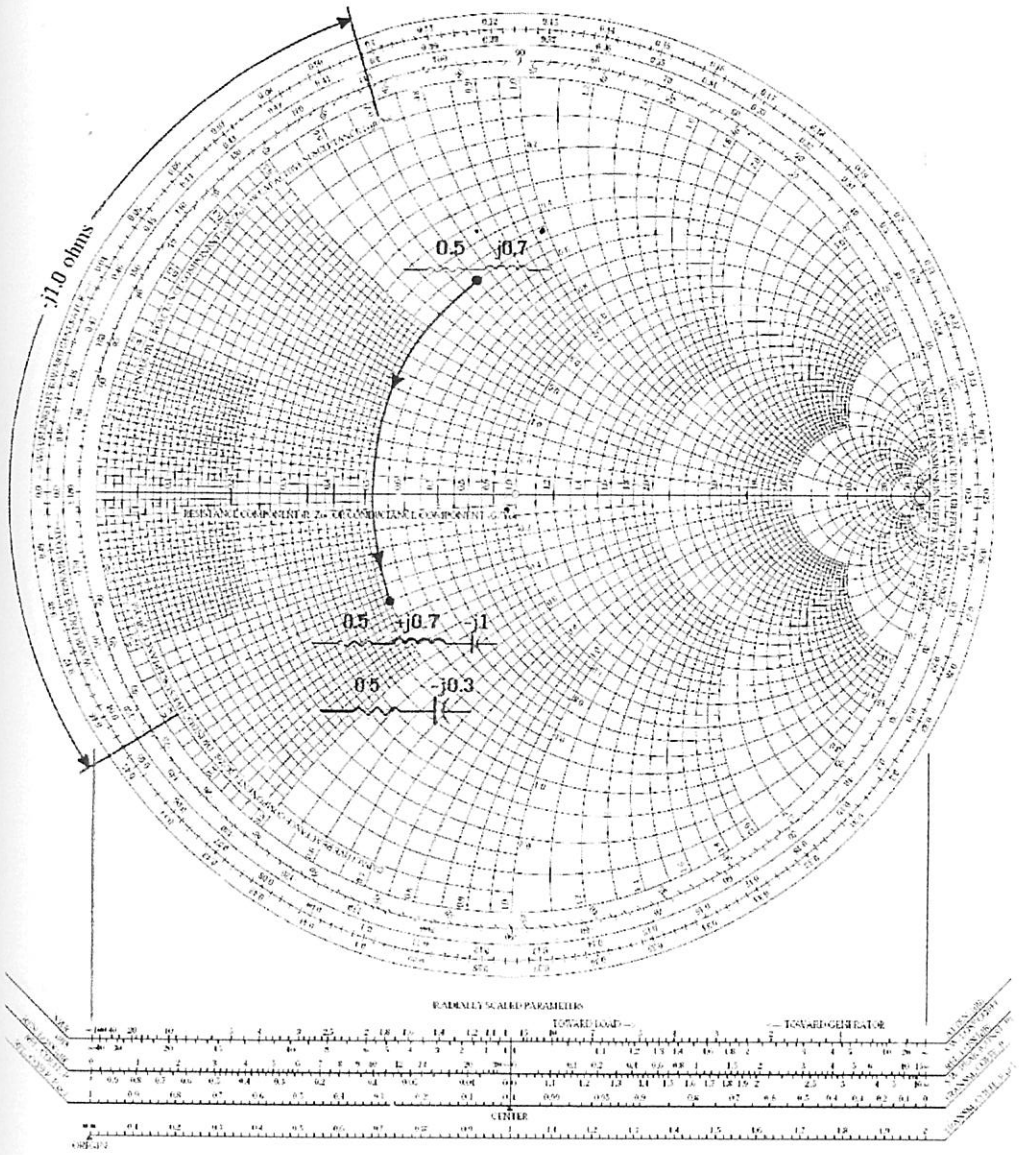
$Z = 0.2 + j0.5$



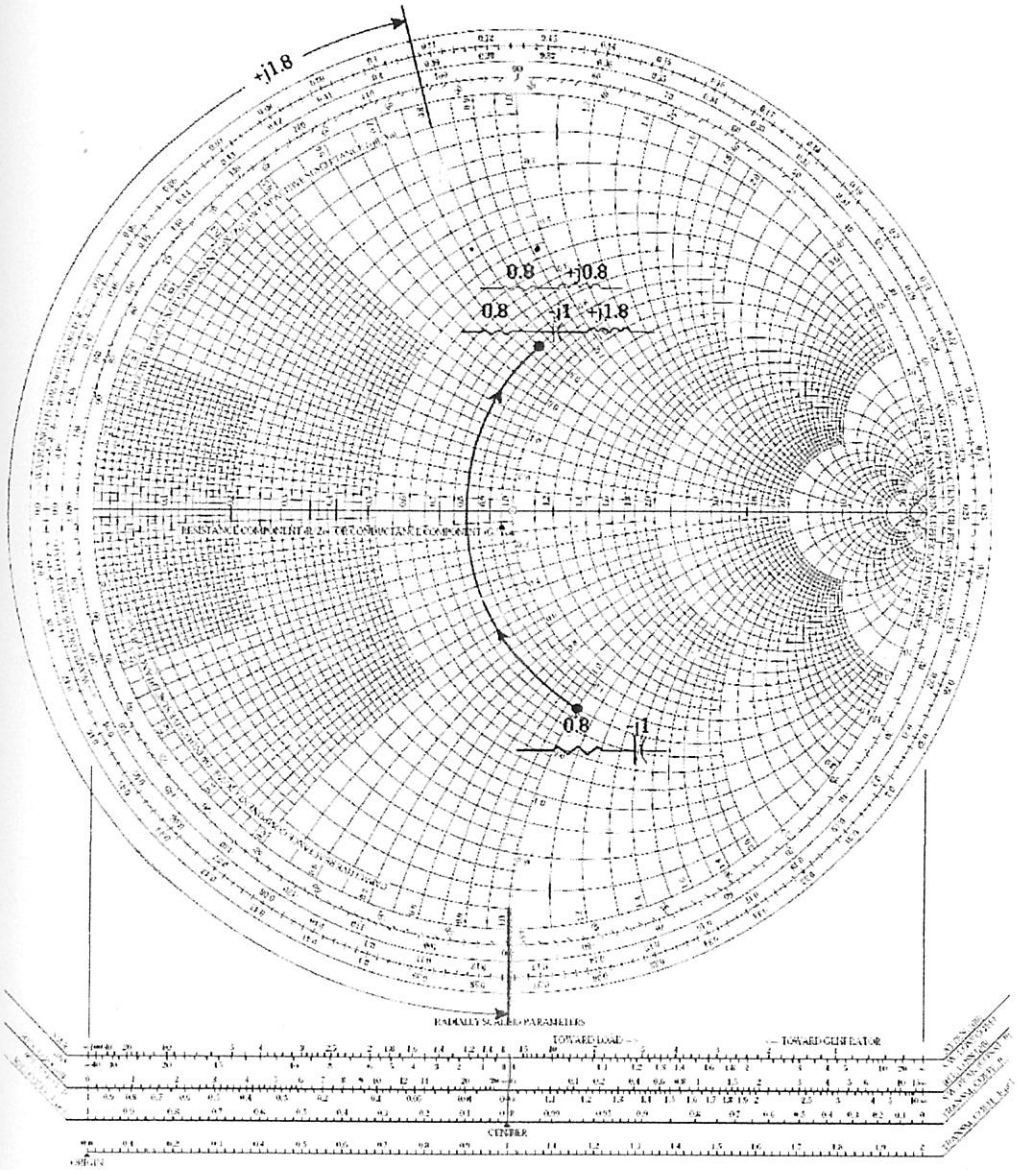
รูปที่ 3.27 แผนภูมิสมิท



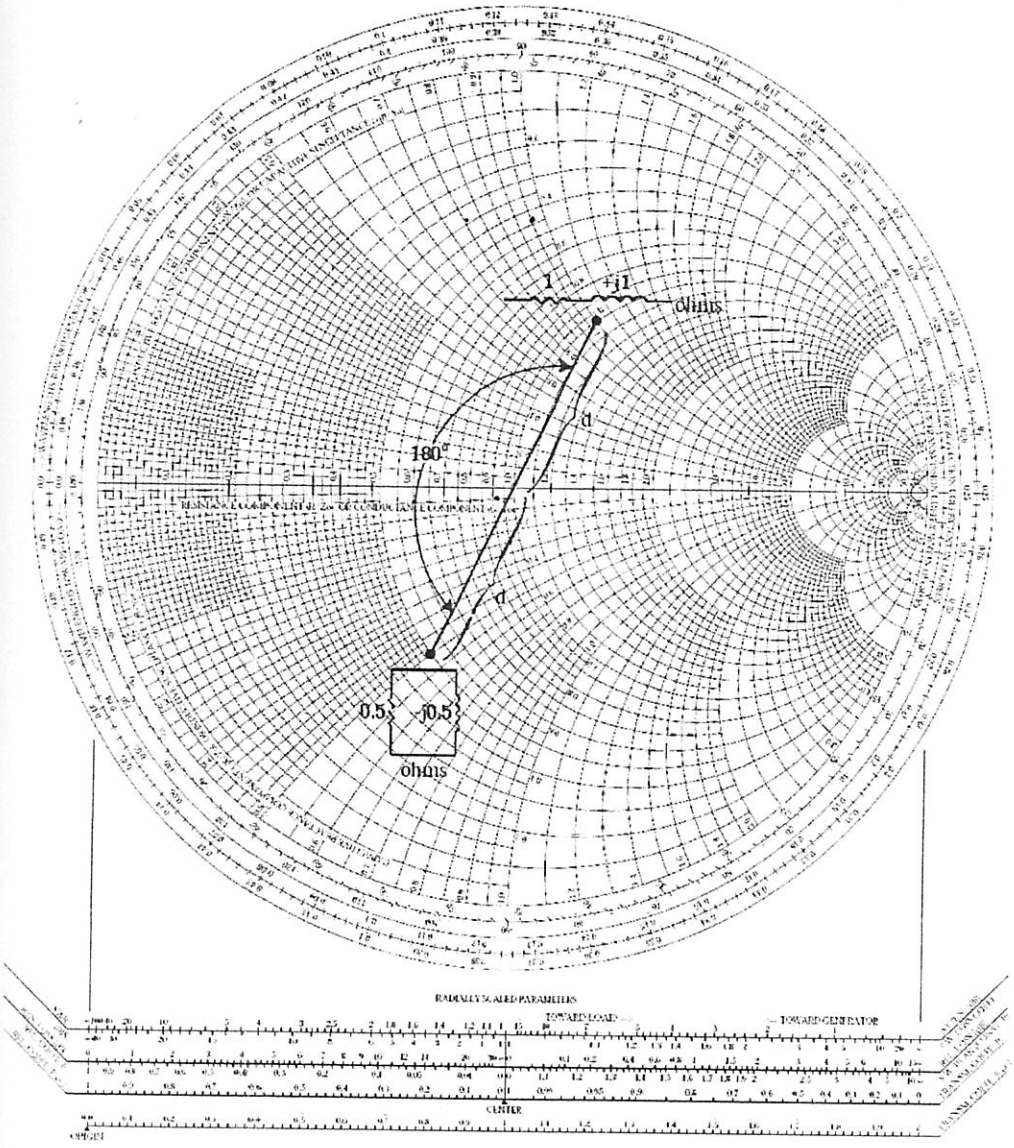
รูปที่ 3.28 แสดงตำแหน่งค่าบนจุดแผนภูมิสมิท



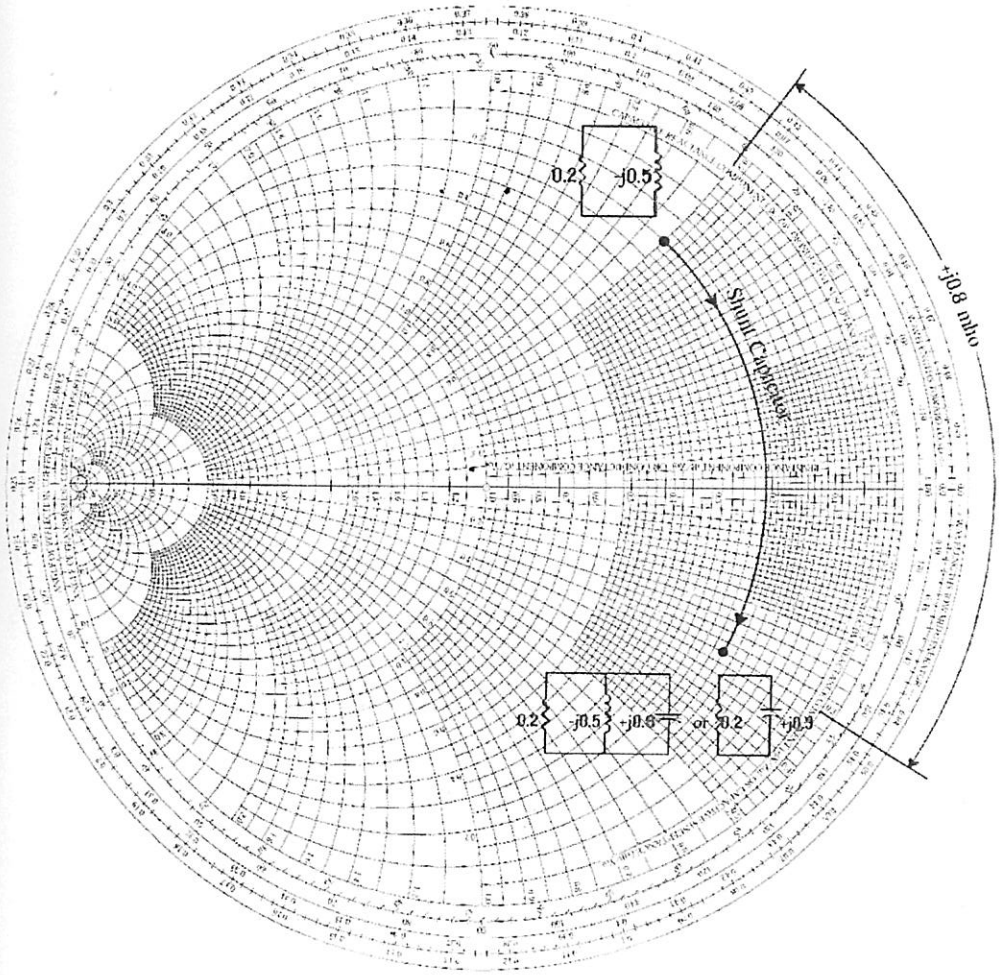
รูปที่ 3.29 แสดงการเพิ่มอุปกรณ์อนุกรมตัวเก็บประจุ



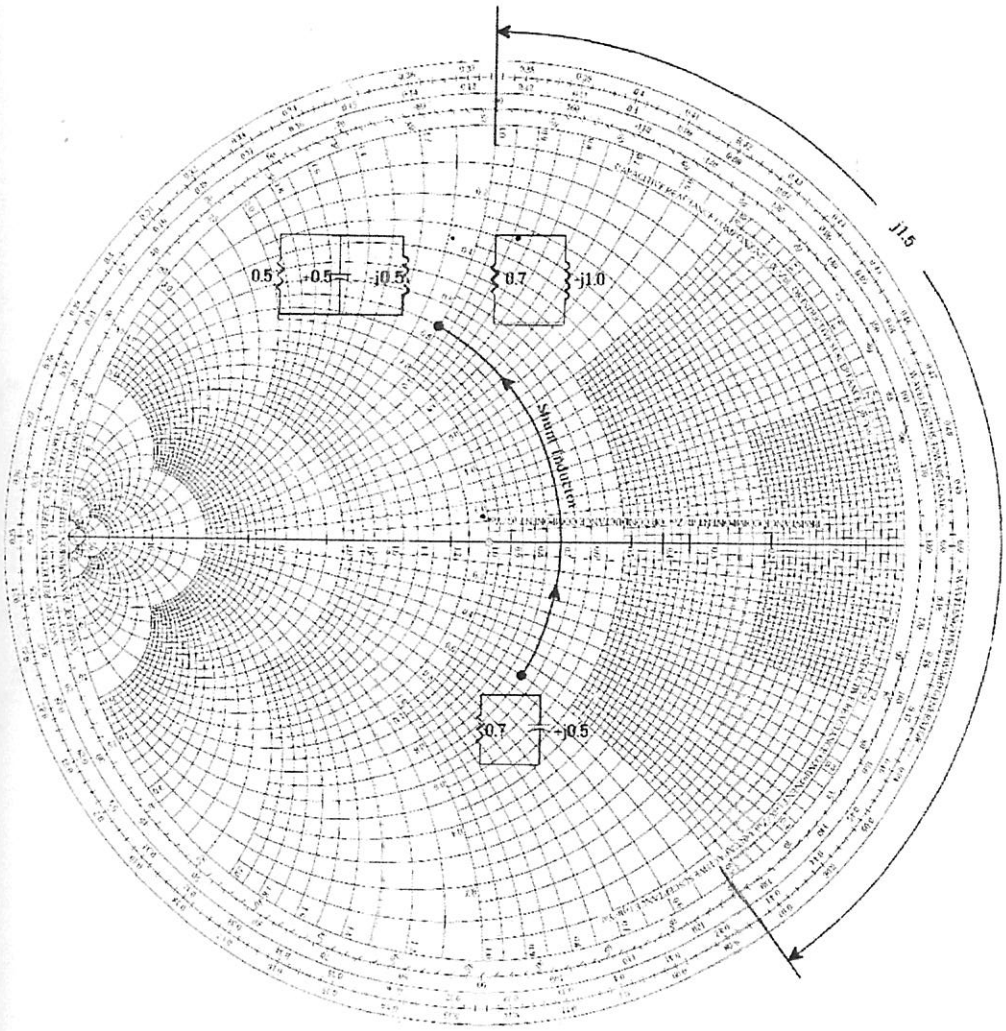
รูปที่ 3.30 แสดงการเพิ่มอุปกรณ์อนุกรมตัวเหนี่ยวนำ



รูปที่ 3.31 แสดงการเปลี่ยนค่าอิมพีแดนซ์กับแอดมิตแตนซ์



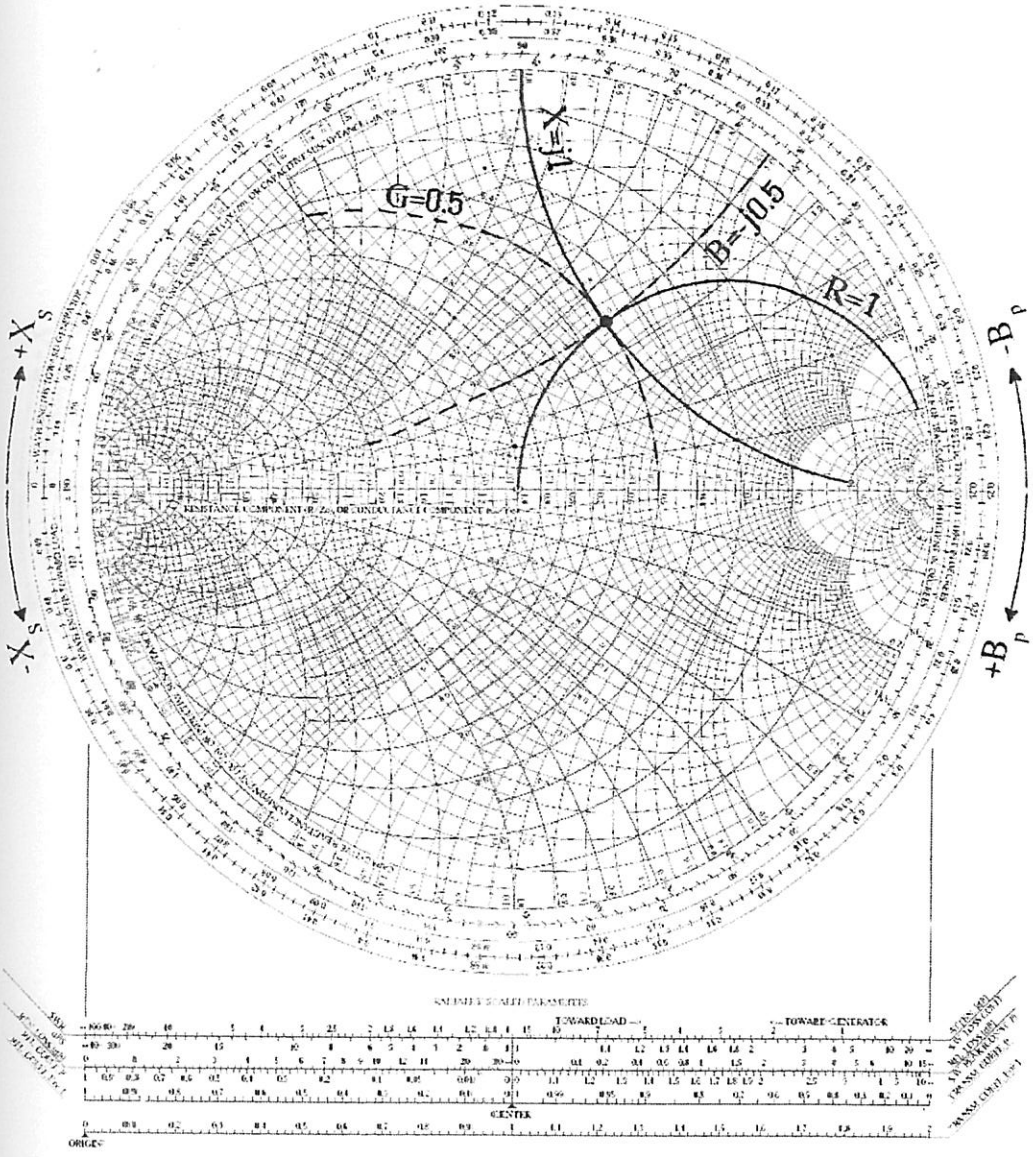
รูปที่ 3.32 แสดงการเพิ่มอุปกรณ์ขนานตัวเก็บประจุ



รูปที่ 3.33 แสดงการเพิ่มอุปกรณ์ขนานตัวเหนี่ยวนำ

NAME	TITLE	DWG. NO.
SMITH CHART FORM Z+-01-N	Microwave Circuit Design - EE503 - Fall 2000	DATE

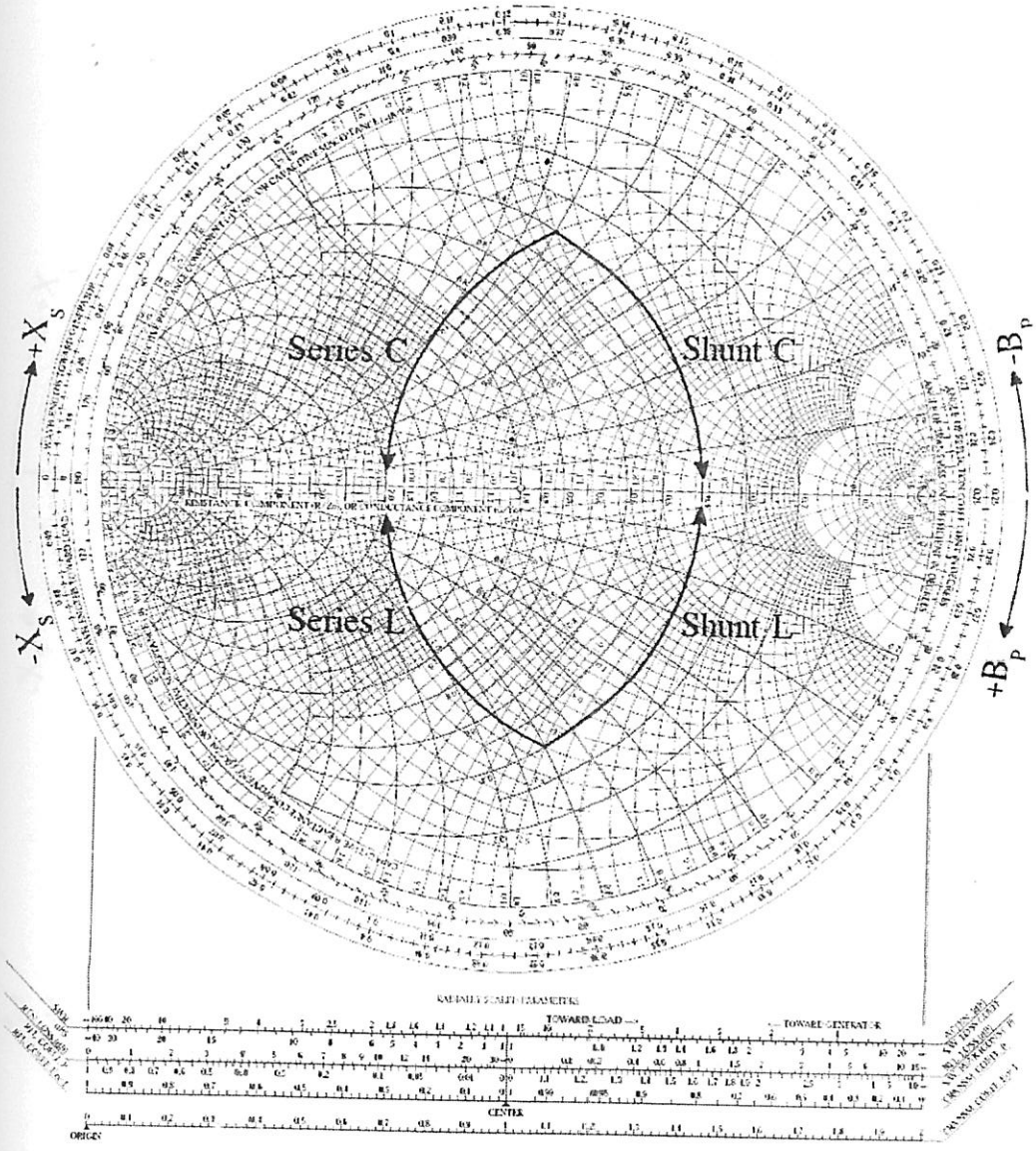
NORMALIZED IMPEDANCE AND ADMITTANCE COORDINATES



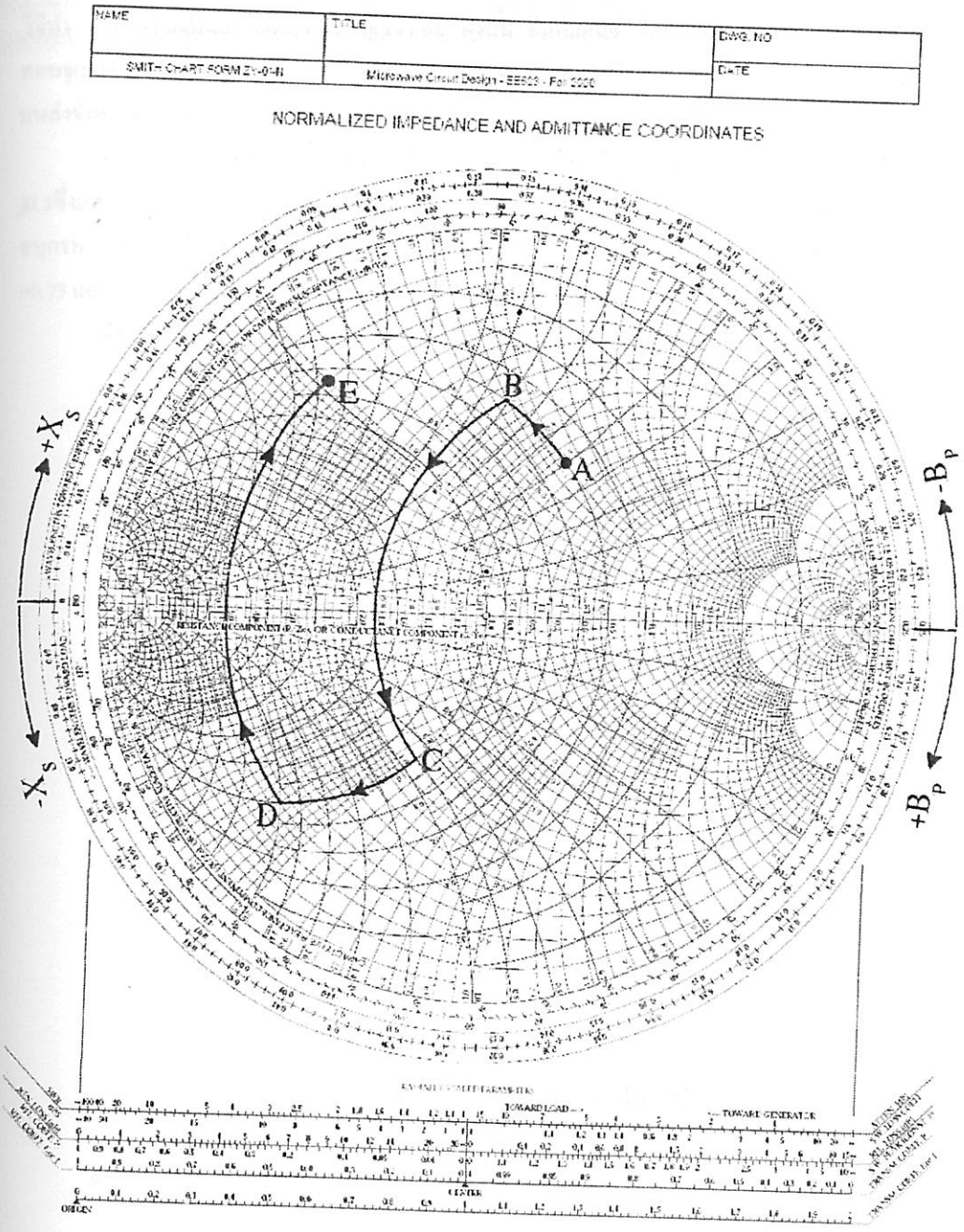
รูปที่ 3.34 แสดงตำแหน่งแอดมิตแตนซ์

NAME	TITLE	DWG. NO.
SMITH CHART FORM ZY-01-N	Microwave Circuit Design - EE523 - Fall 2000	DATE

NORMALIZED IMPEDANCE AND ADMITTANCE COORDINATES



รูปที่ 3.35 แสดงทิศทางการเคลื่อนที่ของการแมตช์อุปกรณ์บนแผนภูมิสมิท



รูปที่3.36 แสดงแผนภูมิสมิท สำหรับตัวอย่าง 3.5

ตัวอย่างที่ 3.6 ออกแบบโครงข่าย แมตช์แบบ 2 องค์ประกอบ บน แผนภูมิสมิท เพื่อแมตช์ทางด้านแหล่งจ่ายที่ 25-j15 โอห์ม และทางด้านฝั่งโหลด 100-j25 โอห์ม ที่ความถี่ 60 MHz ให้ทำการแมตช์ เป็นวงจรแบบกรองความถี่ต่ำผ่าน

วิธีทำ เนื่องจากเป็นอิมพีแดนซ์จำนวนเชิงซ้อน ดังนั้น อิมพีแดนซ์ ที่ต้องการเมื่อมองจากแหล่งจ่าย คือ การคอนจูเกตจำนวนเชิงซ้อนของด้านแหล่งจ่าย นั่นคือเราต้องการทำให้โหลด 100-j25 โอห์ม มีค่าเมื่อมองจากแหล่งจ่ายเป็น 25+j15 โอห์ม

เนื่องจากค่าอิมพีแดนซ์นี้ใหญ่เกินไปเราจะทำการนอร์แมลไลซ์ ด้วย 50 ได้ Z_S= 0.5 + j0.3 และ Z_L= 2-j0.5ซึ่งแสดงใน แผนภูมิสมิท รูปที่ 3.37 เป็นจุด C และ A ตามลำดับ ต่อมาเราจะแมตช์โดยใช้ขนาน C และอนุกรม L เพื่อให้ได้ วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน ตามต้องการ ได้ดังรูป 3.37 โดยที่โค้ง AB เป็น ขนาน C ซึ่งมีค่า +jb =0.73 และโค้ง BCเป็น อนุกรม L ซึ่งมีค่า +jx =1.2

ดังนั้นจะได้ค่า คืนค่านอร์แมลไลซ์ ของทั้งสองค่า โดยคูณด้วย 50 โอห์ม

$$X_C = \left(\frac{1}{+jB}\right)(50)$$

$$X_C = \left(\frac{1}{0.73}\right)(50) = 68.5 \ \ \Omega$$

$$X_L = (+jX)(50)$$

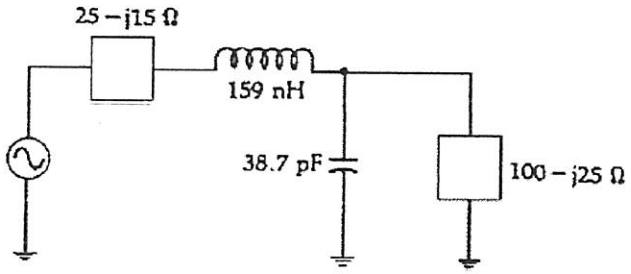
$$X_L = (1.2)(50) = 60 \ \ \Omega$$

ซึ่งที่ 60 MHz จะได้ค่าองค์ประกอบเป็น

$$L = \frac{X_L}{\omega} = \frac{60}{2\pi(60\times10^6)} = 159nH$$

$$C = \frac{1}{\omega X_C} = \frac{1}{2\pi(60\times10^6)(68.5)} = 38.7\,pF$$

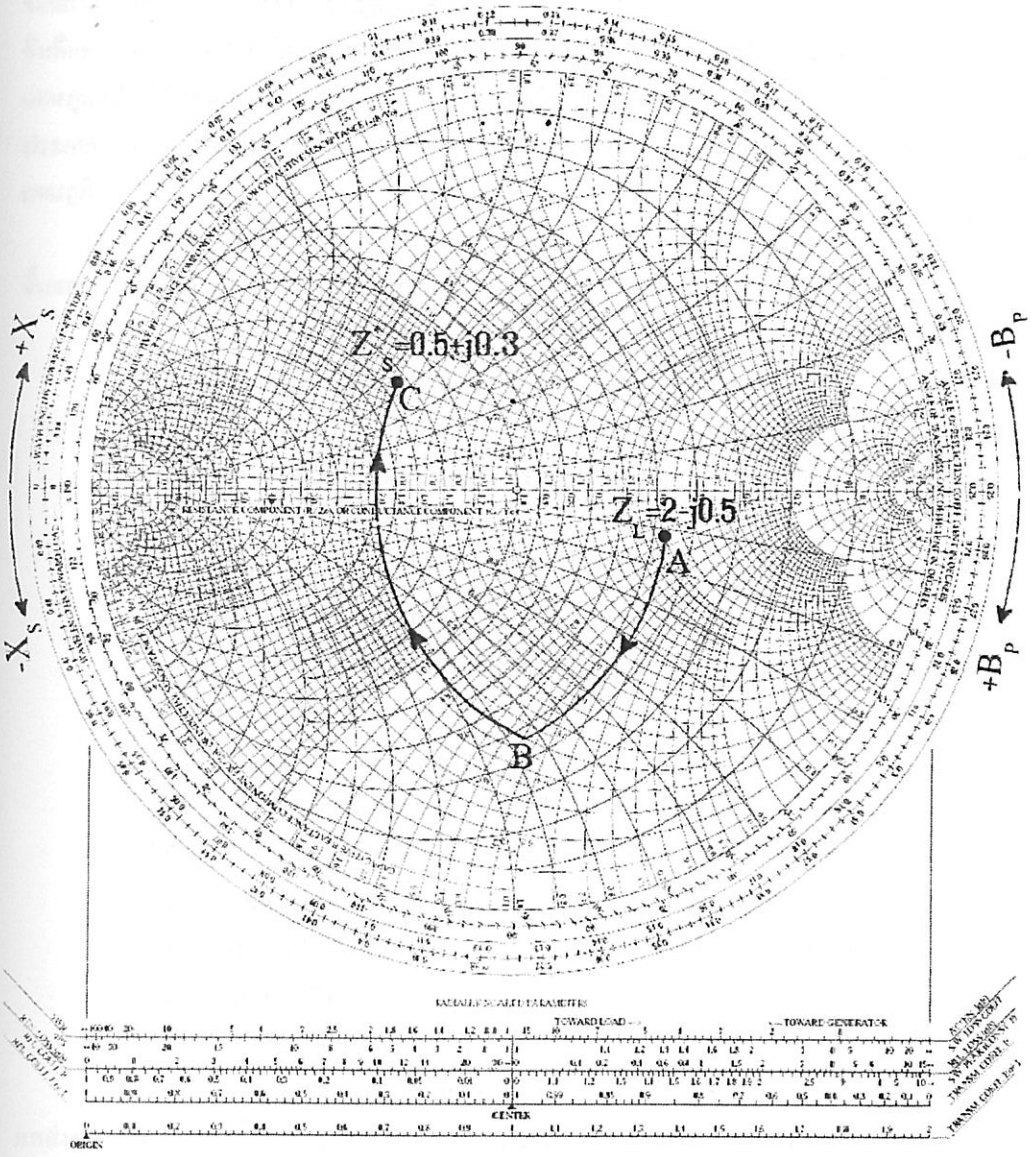
จะได้วงจรที่แมตช์แล้วดังรูปที่ 3.38



รูปที่ 3.37 แสดงรูปตัวอย่าง 3.6

NAME	TITLE	DWG. NO.
SMITH CHART FORM ZY-01-N	Microwave Circuit Design - EE623 - Fall 2000	DATE

NORMALIZED IMPEDANCE AND ADMITTANCE COORDINATES



รูปที่ 3.38 แสดงแผนภูมิสมิท สำหรับตัวอย่าง 3.6

3.5 การแมตช์อิมพีแดนซ์แบบ 3 องค์ประกอบ [2]

เราทราบมาแล้วมาว่า การใช้ แบบ 3 องค์ประกอบ สามารถกำหนดค่าตัวประกอบคุณภาพ สูงๆ ได้ ซึ่งในการแมตช์บน แผนภูมิสมิท เราสามารถเลือกค่าตัวประกอบคุณภาพ ได้เช่นกัน โดยแต่ละจุดบนแผนภูมิสมิท ก็จะมีค่าตัวประกอบคุณภาพของมันอยู่ตามสูตรของ วงจรอนุกรม
อิมพีแดนซ์ เท่ากับ X/R ทำให้เรา สามารถกำหนดจุด เป็นเส้นโค้ง ซึ่งมีค่าตัวประกอบคุณภาพ ตามที่ต้องการบนแผนภูมิสมิท ได้ ดังแสดงตัวอย่างใน รูปที่ 3.39 เป็นเส้นโค้ง ซึ่งมีค่า ตัวประกอบคุณภาพ = 5 นี้ โดยโค้งของค่าตัวประกอบคุณภาพ = ∞ คือเส้นรอบวงกลมของ แผนภูมิ และเส้น ตัวประกอบคุณภาพ = 0 คือเส้นแกนนอนของแผนภูมิ

ในการออกแบบให้ได้ค่า ตัวประกอบคุณภาพ สูงขึ้นก็มีลักษณะเช่นเดียวกันกับในวิธีการคำนวณขั้นตอนในการออกแบบ ให้ได้ค่าตัวประกอบคุณภาพ ตามต้องการ สามารถสรุปได้ดังนี้

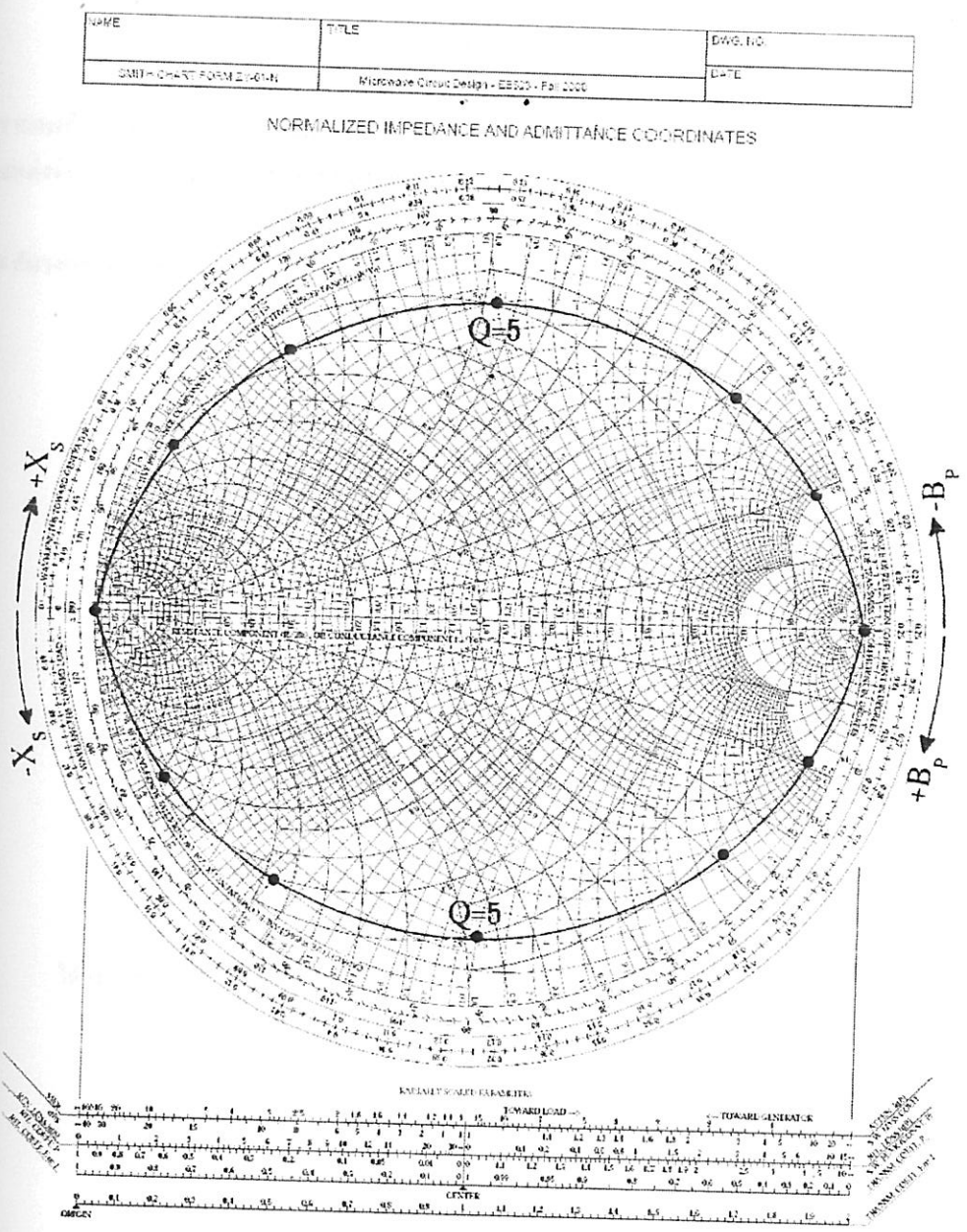
1) กำหนดจุดเส้นโค้งตัวประกอบคุณภาพคงที่สำหรับค่าตัวประกอบคุณภาพตามที่ต้องการ
2) กำหนดจุดค่าโหลดอิมพีแดนซ์(Z_L) และตัวคอนดูเกตจำนวนเชิงซ้อนของแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์ (Z_S)
3) กำหนดว่าจะให้ปลายทางใดของโครงข่ายเป็นตัวกำหนดตัวประกอบคุณภาพ ดังนี้
   -โครงข่ายT: ปลายที่มีค่าต้านทานน้อยเป็นตัวกำหนดค่าตัวประกอบคุณภาพ
   -โครงข่ายπ: ปลายที่มีค่าต้านทานมากเป็นตัวกำหนดค่าตัวประกอบคุณภาพ
4) สำหรับโครงข่ายแบบ T

   R_S > R_L อิมพีแดนซ์จะเริ่มเคลื่อนจากโหลดไปตามวงกลมRคงที่ไปตัดเส้นโค้งของ ตัวประกอบคุณภาพ ความยาวของส่วนโค้งที่เคลื่อนที่ไปตาม แผนภูมิสมิท จะเป็นตัวกำหนดค่าขององค์ประกอบตัวแรก จากนั้นจะวิ่งจากจุดนี้ไปยัง Z_S ด้วยการเคลื่อนที่ 2 ครั้งครั้งแรกเป็นอุปกรณ์แบบขนาน (วิ่งตามวงกลมGคงที่) ต่อมาเป็นอุปกรณ์แบบอนุกรม $R_S < R_L$ หาจุดตัดระหว่างเส้นโค้ง ตัวประกอบคุณภาพ กับวงกลมที่ค่า R ของแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์คงที่ แล้ว กำหนดจุด เป็นจุด I ไว้ ค่าอิมพีแดนซ์จะวิ่งจากโหลดอิมพีแดนซ์ไปยังจุด I ด้วยการเคลื่อนที่ 2 ครั้ง อุปกรณ์อนุกรมแล้วตามด้วย อุปกรณ์แบบขนาน จากนั้นวิ่งจากจุด I ไปยัง Z_S ตามวงกลม R คงที่ด้วย อุปกรณ์แบบอนุกรม อีกอันหนึ่ง

5) สำหรับ π network

   $R_S > R_L$ หาจุดตัด I ระหว่างเส้นโค้ง ตัวประกอบคุณภาพ กับ วงกลมที่ค่าG ของแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์คงที่แล้ว plot ค่าไว้ ค่าอิมพีแดนซ์จะวิ่งจากโหลดอิมพีแดนซ์ไปยังจุด I ด้วยการเคลื่อนที่ 2 ครั้งอุปกรณ์แบบขนาน แล้วตามด้วยอุปกรณ์แบบอนุกรม จากนั้นวิ่งจากจุด I ไปยัง Z_S ตามวงกลม G คงที่ด้วยอุปกรณ์แบบอนุกรม อีกอันหนึ่ง

   $R_S < R_L$ อิมพีแดนซ์จะเริ่มเคลื่อนจากโหลดไปตามวงกลม G คงที่ไปตัดเส้นโค้งของตัวประกอบคุณภาพ ความยาวของส่วนโค้งที่เคลื่อนที่ไปตามแผนภูมิสมิท จะเป็นตัวกำหนดค่าขององค์ประกอบตัวแรก จากนั้นจะวิ่งจากจุดนี้ไปยัง Z_S^* (Z_S Conjugate) ด้วยการเคลื่อนที่ 2 ครั้งครั้งแรกเป็นอุปกรณ์แบบอนุกรม (วิ่งตามวงกลม R คงที่) ต่อมาเป็น อุปกรณ์แบบขนาน



รูปที่ 3.39 เส้นตัวประกอบคุณภาพ (Q) =5

ตัวอย่างที่ 3.7 ออกแบบโครงข่ายแบบ T ที่ใช้แมตช์ทางด้านแหล่งจ่ายที่15+j15โอห์มและทางด้านฝั่งโหลด 225 โอห์ม ที่ความถี่ 30 MHz โดยให้มี ตัวประกอบคุณภาพ เป็น 5

วิธีทำ ตามขั้นตอนข้างต้น เราต้องวาดเส้นโค้ง ตัวประกอบคุณภาพ=5 ก่อน แล้วกำหนด ค่าโหลดอิมพีแดนซ์และตัวคอนดูเกตจำนวนเชิงซ้อนของแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์ โดยนอร์แมลไลซ์ ด้วย 75 โอห์ม ซึ่งจะได้

$$Z_s = 0.2 - j0.2 \text{ และ } Z_L = 3$$

รายละเอียดในการออกแบบแสดงในแผนภูมิ รูปที่ 3.40 โจทย์ต้องการใช้ โครงข่ายแบบT ดังนั้น ปลายด้านแหล่งจ่ายจะเป็นตัวกำหนดค่าตัวประกอบคุณภาพ เพราะ $R_s < R_L$

ตามขั้นตอนที่ 4 สำหรับกรณี $R_s < R_L$ อันดับแรก คือ หาจุดตัด I ระหว่างเส้นโค้ง ตัวประกอบคุณภาพ = 5 กับวงกลมที่ค่า R คงที่ ที่ผ่าน Z_s และจากนั้นวิ่งจากโหลดอิมพีแดนซ์ไปยังจุด I โดยใช้ 2องค์ประกอบ

อุปกรณ์ 1 =โค้ง AB = อนุกรม L = j2.5 โอห์ม

อุปกรณ์ 2 =โค้ง BI = ขนาน C = j1.15 โอห์ม

จากนั้นเคลื่อนจากจุด I ไปยัง Z_s ตามวงกลม R คงที่ได้

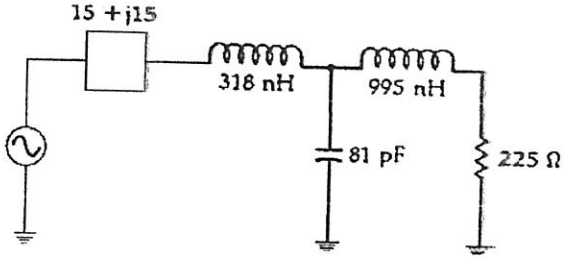
อุปกรณ์3 =โค้ง IC = อนุกรม L = j0.8 โอห์ม หาค่า L และ C ได้ดังนี้

อุปกรณ์ 1 = อนุกรม L: $L = \dfrac{(2.5)(75)}{2\pi(30\times10^6)} = 995 \quad nH$

อุปกรณ์2 = ขนาน C: $C = \dfrac{1.15}{2\pi(30\times10^6)(75)} = 81 \quad pF$

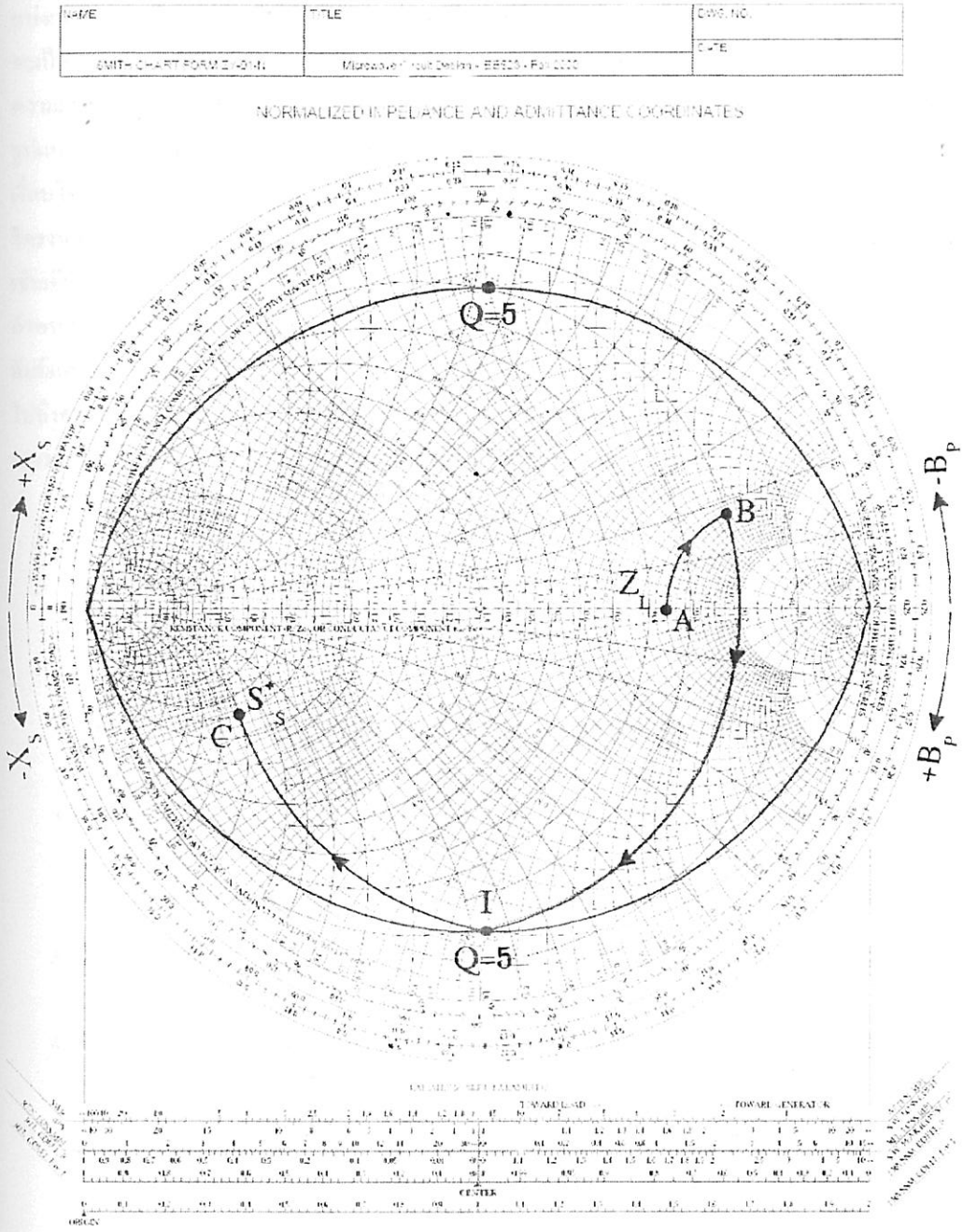
อุปกรณ์ 3 = อนุกรม L: $L = \dfrac{(0.8)(75)}{2\pi(30\times10^6)} = 318 \quad nH$

ได้วงจรสุดท้ายที่สมบูรณ์ดังรูป 3.41



รูปที่ 3.40 แสดงวงจรสุดท้าย

นอกจากการแมตช์โดยใช้ 2 องค์ประกอบหรือ 3 องค์ประกอบ ข้างต้นแล้ว เรายังมีวิธีการแก้ปัญหาได้อีกนับไม่ถ้วน โดยใช้ หลายๆองค์ประกอบ ต่างๆกันไปได้มากมาย



รูปที่ 3.41 แสดงแผนภูมิสมิท สำหรับตัวอย่าง 3.7

3.6 สรุป

ในบทนี้จะเป็นการแมตช์อิมพีแดนซ์ ระหว่างวงจรทางด้านแหล่งจ่าย ไปยังวงจรทางด้านโหลด โดยแบ่งเนื้อหาออกเป็น 2 ตอนคือ ในตอนแรกจะเป็นการแมตช์อิมพีแดนซ์โดยวิธี การคำนวณและในตอนที่สองจะเป็นการแมตช์อิมพีแดนซ์ โดยใช้วิธีแผนภูมิของสมิทซึ่งในการแมตช์ โดยวิธีการคำนวณนี้แยกออกไปตามความเหมาะสมของวงจรที่จะทำ การแมตช์ อย่างเช่น การแมตช์โดยใช้ L,C สององค์ประกอบก็จะเหมาะสมกับรูปแบบของ โครงข่ายแบบ L ซึ่งโครงข่ายแบบ L ยังแยกต่อไปอีกขึ้นกับวงจรจะเหมาะสมกับการคำนวณ โดยใช้เงื่อนไขแบบ Absorption หรือ Resonance ส่วนการแมตช์โดยใช้ L,C สามองค์ประกอบ สามารถคำนวณแบบโครงข่ายที่เป็น T หรือ π แต่ก็ขึ้นอยู่กับเงื่อนไขข้อกำหนดของการออกแบบ หรือลักษณะของวงจรเช่นเดียวกัน สำหรับการแมตช์ โดยวิธี แผนภูมิของสมิทก็จะเริ่มต้นโดยการทำความรู้จักแผนภูมิของสมิทการกำหนดจุดค่าต่างๆ บนแผนภูมิของสมิท การแปลงอิมพีแดนซ์เป็นแอดมิแตนซ์ การใช้แผนภูมิอิมมิแตนซ์ รวมไปถึงตัวอย่างการแมตช์อิมพีแดนซ์ แบบ L,C สององค์ประกอบและ สามองค์ประกอบ ยังรวมไปถึงการกำหนดตัวประกอบคุณภาพ ซึ่งจะมีผลต่อความกว้างของแบนด์วิดของวงจรและมีผลเป็นตัวกำหนดขอบเขตของการแมตช์อิมพีแดนซ์ของวงจร

คำถามท้ายบทที่ 3

1. จงทำการแมตช์แหล่งจ่ายกับโหลดที่ความถี่ทำงาน 100 MHzโดยที่แหล่งจ่ายที่มีค่าความต้านทาน $Z_i = 100 + j126$ และโหลด $Z_o = 1000\Omega$
2. จงทำการแมตช์อิมพีแดนซ์ที่ป้องกันการไหลของกระแสตรง(DC) จากแหล่งจ่ายไปยังโหลดโดยแหล่งจ่ายมีค่าความต้านทาน $Z_i = 50\Omega$ และโหลดมีค่าความต้านทาน 600Ω ทำงานที่ความถี่ 75MHz
3. จงทำการแมตช์แหล่งจ่าย 100Ω กับโหลด 1000Ω ขนานกับคาปาซิเตอร์ 2pF โดยใช้แบบโครงข่าย π ซึ่งให้ค่า Q=15 ทำงานที่ความถี่ 100MHz
4. จงออกแบบวงจรแมตช์อิมพีแดนซ์บนแผนภูมิสมิท แบบ 2องค์ประกอบ ทางด้านแหล่งจ่าย $Z_i = 25 + j10\Omega$ และทางด้านโหลด $Z_L = 100 + j50$ ที่ความถี่ 100MHz
5. จงออกแบบวงจรแมตช์อิมพีแดนซ์โดยทางด้านแหล่งจ่าย $Z_i = 15 + j15\Omega$ และทางด้านโหลด 150Ω ที่มีความถี่100MHz โดยให้มีค่า loaded ตัวประกอบคุณภาพ เป็น 5 และเป็นวงจรแบบกรองความถี่ต่ำผ่าน
6. จงออกแบบวงจรแมตช์อิมพีแดนซ์แบบโครงข่าย Tที่แมตช์ทางด้านแหล่งจ่าย $15 + j50\Omega$ และทางด้านโหลด $25 + j75\Omega$ ที่ความถี่ 200MHz โดยให้มีตัวประกอบคุณภาพเท่ากับ 5 และเป็นวงจรแบบกรองความถี่สูงผ่าน

บทที่ 3

การออกแบบวงจรกรองความถี่วิทยุ

5.1. ชนิดของวงจรกรองความถี่[1,3]

วงจรกรอง (Filter) คือ วงจรอิเล็กทรอนิกส์ที่ให้ผลตอบสนองความถี่ (Frequency response)ทางขนาดหรือเฟสที่ไม่เท่ากันในแต่ละย่านความถี่ เพื่อหวังผลในการคัดแปลง หรือ "แยก" ย่านความถี่ หรือ ความถี่เฉพาะ ที่ต้องการออกจากส่วนที่ไม่ต้องการ เพื่อส่งผ่านสัญญาณในแถบความถี่ที่ต้องการ และทำการลดทอนสัญญาณในบริเวณแถบความถี่ที่ไม่ต้องการ วงจรกรองแบ่งเป็น 4 ประเภท คือ

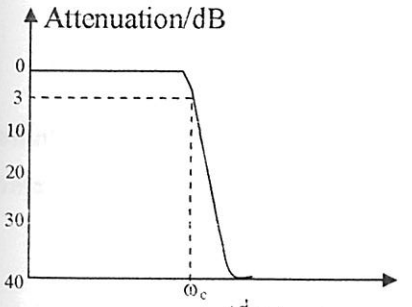
1. **วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low-pass filter) (LPF)** เป็นวงจรกรองที่ให้สัญญาณขาเข้าความถี่ตั้งแต่ศูนย์เฮิรตซ์ (Hertz) ขึ้นไปจนถึงความถี่ที่ค่าๆหนึ่งที่เรียกว่า ความถี่คัทออฟ (cut-off frequency) หรือ ω_c ผ่านไปได้ และทำหน้าที่ลดทอนสัญญาณที่มีความถี่เกินกว่านั้น

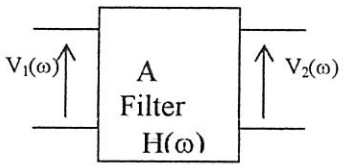
2. **วงจรกรองความถี่สูงผ่าน(High-pass filter) (HPF)** เป็นวงจรกรองที่ยอมให้สัญญาณที่มีความถี่สูงกว่าความถี่คัทออฟ (ω_c) ให้ผ่านไปได้และลดทอนสัญญาณที่มีความถี่ต่ำกว่า

3. **วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน (Band-pass filter) (BPF)** เป็นวงจรกรองที่ยอมให้สัญญาณผ่านได้เฉพาะในช่วงความถี่ ω_1 ถึง ω_2 เท่านั้น

4. **วงจรกรองแถบความถี่หยุดผ่าน (Stop-pass filter) (SBF)** เป็นวงจรกรองที่ไม่ยอมให้สัญญาณผ่านได้ในช่วงความถี่ ω_1 ถึง ω_2

แสดงคุณลักษณะของวงจรกรองความถี่โดยแสดงการลดทอน(Attenuation) ดังรูป

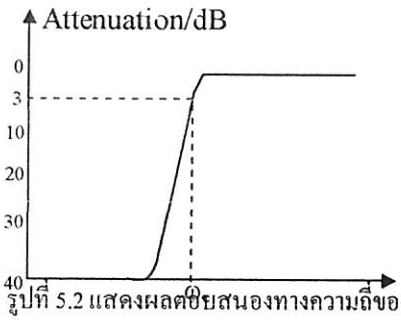




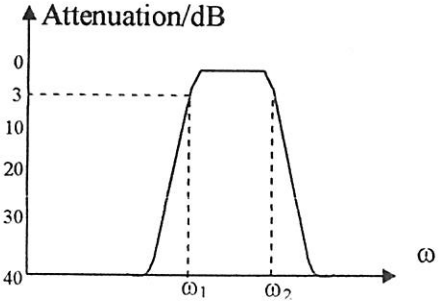
$$H(\omega)=\frac{V_2(\omega)}{V_1(\omega)}$$

(b) $$Attenuation=-20Log_{10}\left(\left|\frac{V_2(\omega)}{V_1(\omega)}\right|\right)$$

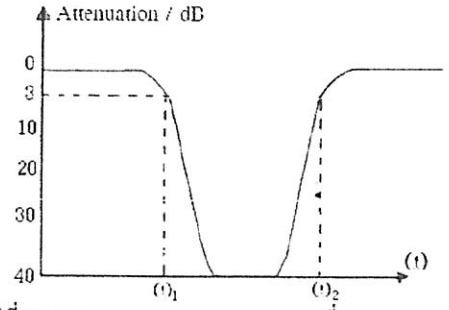
รูปที่ 5.1 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน



รูปที่ 5.2 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่สูงผ่าน



รูปที่ 5.3 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน



รูปที่ 5.4แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองแถบความถี่หยุดผ่าน

การออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำกว่า 1 GHz จะนิยมใช้ วงจรองค์ประกอบแบบก้อน (Lumped Element) เช่น ตัวต้านทาน ตัวเหนี่ยวนำ และตัวเก็บประจุ โดยพิจารณาค่าสูญเสีย ของความถี่ที่ต้องการออกแบบ ค่า การสูญเสียกำลัง ของระบบ 2 พรอท์ คำนวณจาก

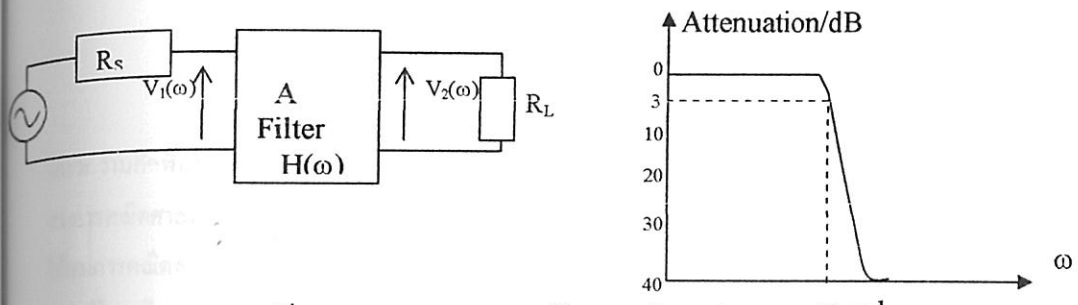
$$P_{IL} = \frac{Power\ available\ from\ the\ source}{Power\ delivered\ to\ load} = \frac{P_{inc}}{P_{load}} = \frac{1}{1-|\Gamma(\omega)|^2} \qquad (5.1)$$

โดยที่ Γ คือสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ (Reflection Coefficient) ของวงจรกรอง (สมมติว่าไม่มีการสูญเสียในวงจรกรอง) ถ้าพิจารณาพารามิเตอร์การกระจัดกระจาย จะได้ค่า การสูญเสีย L_A และการสูญเสีย L_R ในหน่วย dB ดังสมการ (5.2) และ (5.3) ตามลำดับ

$$L_A(\omega) = 10\log P_{LR} = 10\log\frac{1}{|S_{21}(j\omega)|^2}\ dB \qquad (5.2)$$

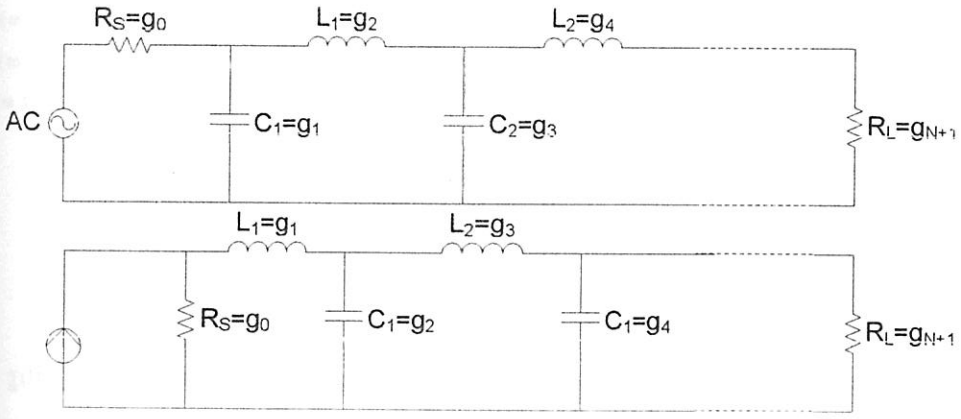
$$L_R(\omega) = 10\log[1-|S_{21}(j\omega)|^2]\ \ dB \qquad (5.3)$$

โดยปกติการออกแบบวงจรกรองด้วยการพิจารณา การสูญเสีย นั้นจะเริ่มต้นการออกแบบด้วยการนอร์แมลไลซ์ วงจรต้นแบบ ซึ่งเป็นวงจรกรองแบบความถี่ต่ำผ่าน ประกอบด้วยแหล่งจ่ายแรงดันและโหลดความต้านทาน 1 โอห์ม ทำงานที่ความถี่คัทออฟเท่ากับ 1 เรเดียนต่อวินาที ดังแสดงในรูปที่ 5.4 ขั้นตอนต่อไปใช้หลักการเปลี่ยนรูปแบบอิมพิแดนซ์ หรือการแปลงอิมพิแดนซ์และแปลงความถี่ให้เท่ากับค่าที่ต้องการใช้งานจริงโดยการมอร์แมลไลซ์จากวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

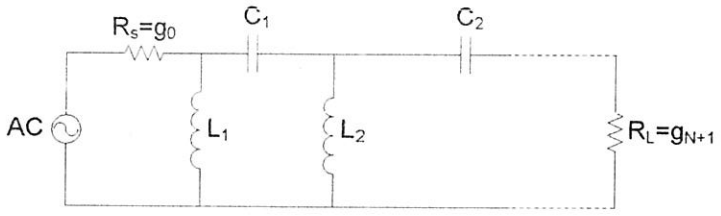


รูปที่ 5.5 แสดงวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน ที่ความถี่คัทออฟเท่ากับ $\omega_c = 1$ เรเดียนต่อวินาที

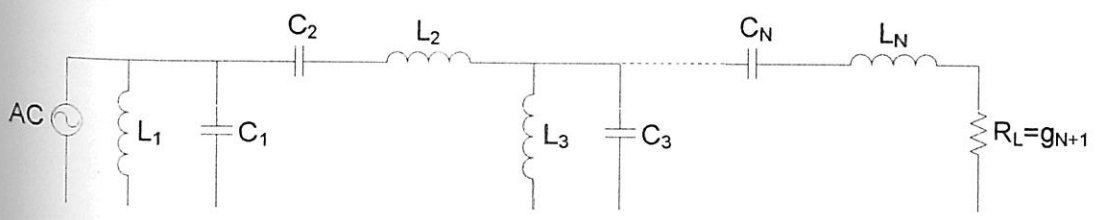
วงจรกรองต้นแบบความถี่ต่ำผ่าน มีรูปแบบวงจรแสดงดังรูปที่ 5.5 ซึ่งการเปลี่ยนตำแหน่งของตัวเหนี่ยวนำ และตัวเก็บประจุเป็นแบบอนุกรมหรือขนานจะทำให้การทำงานวงจรกรองเปลี่ยน เลขอันดับ (Order) ของวงจรกรองขึ้นกับจำนวนของอุปกรณ์ ที่ต้องการใช้งาน ส่วนวิธีการแปลงอิมพีแดนซ์และแปลงความถี่ไปเป็นความถี่คัทออฟ แหล่งจ่าย และโหลดความต้านทานที่ใช้งานจริงนั้นจะขึ้นกับประเภทของวงจรกรอง ตัวอย่างวงจรกรองแบบ ความถี่สูงผ่าน และ แบบแถบความถี่ผ่าน แสดงดังรูปที่ 5.6 และรูปที่ 5.7 ตามลำดับ โดยที่ตำแหน่งของตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุจะเปลี่ยนไปเมื่อเทียบกับวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน ในรูปที่ 5.6



รูปที่ 5.6 แสดงวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน โดยใช้ อุปกรณ์ L,C



รูปที่ 5.7 แสดงวงจรกรองความถี่สูงผ่าน



รูปที่ 5.8 แสดงวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน

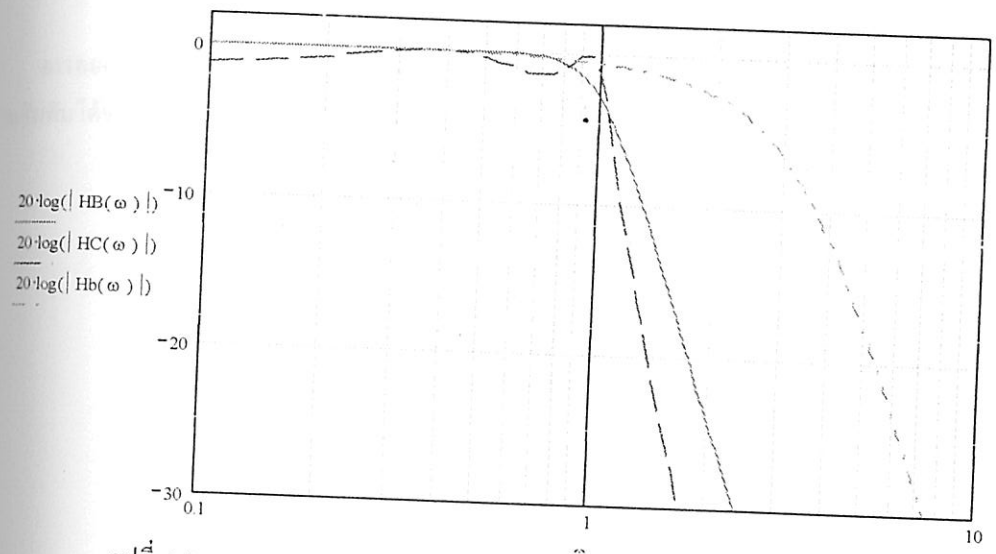
5.2. ตารางค่าการออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน [1,3]

มาตรฐานการออกแบบวงจรกรองโดยการนอร์แมลไลซ์วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน ที่รู้จักกันมี 3 วิธี คือ

1. Maximally flat หรือ Butterworth filter
2. Equal ripple หรือ Chebyshev
3. Elliptic function

แนวความคิดพื้นฐานของผลตอบสนองทางแอมพลิจูด $|H(w)|^2$ แสดงดังสมการ (5.4) โดยที่ K_o และ C_o เป็นค่าคงที่ ขึ้นอยู่กับชนิดของสมการคณิตศาสตร์ที่ใช้ ส่วน $P_N(\omega)$ เป็นสมการคณิตศาสตร์ ของ ω อันดับที่ N ซึ่งการออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน แต่ละประเภทจะใช้สมการคณิตศาสตร์ $P_N(\omega)$ แตกต่างกัน เช่น สมการโพลิโนเมียลของ Butterworth, Chebyshev, Bessel และฟังชั่นเริ่มต้น รูปที่ 5.9 แสดงการเปรียบเทียบผลตอบสนองทางแอมปลิจูดของ วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน ระหว่างฟังชั่น Polynomials แบบ Butterworth, Bessel และ Chebyshev

$$H(\omega) = \frac{V_o(\omega)}{V_1(\omega)} = \frac{K_o}{1 + C_o P_N(\omega)} \qquad (5.4)$$



รูปที่ 5.9 แสดงผลตอบสนองทางแอมพลิจูดอันดับที่ 4 (N=4) ของ Butterworth, Chebyshev และ Bessel

การออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน แต่ละวิธีมีข้อดีและข้อด้อยแตกต่างกัน โดยวิธี Chebyshev สามารถกำจัดสัญญาณที่มีความถี่มากกว่าความถี่คัทออฟได้รวดเร็ว แต่ทำให้เกิดเป็นระลอกคลื่นที่ความถี่ใช้งาน สำหรับวิธี Bessel มีอัตราการกำจัดสัญญาณช้าที่สุดแต่ให้ผลตอบสนองเฟสเป็นเชิงเส้น จึงสามารถลดการผิดเพี้ยนเฟสได้ส่วนวิธี Butterworth จะมีคุณลักษณะอยู่ระหว่างวิธี Chebyshev และ Bessel

5.2.1 Butterworth Lowpass Prototype filters

Butterworth หรือ maximally flat Lowpass Prototype filters จะให้ ค่าการสูญเสีย ที่ความถี่ คัทออฟ 1 Hz เท่ากับ 3.01 dB สำหรับจำนวน LC ที่ใช้งานในการต่อวงจรวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน จะขึ้นกับจำนวนอันดับ (Order) ของ สมการโพลิโนเมียล P_N เมื่อพิจารณาสมการ (5.5) จะได้ค่า g_1, g_2, $g_3 \cdots g_N$ สำหรับ วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน อันดับที่ N ดังแสดงในตารางที่ 5.1 ซึ่งวงจรกรองแบบ Butterworth มีโครงสร้างของเครือข่ายแบบสมมาตรเช่น $g_0 = g_{n+1}$, $g_1 = g_n$ เป็นต้น

$$g_o = 1.0$$

$$g_i = 2\sin\left(\frac{(2i-1)\pi}{2N}\right) \quad for \quad i = 1\ to\ N \qquad (5.5)$$

$$g_{N+1} = 1.0$$

จำนวนอันดับของวงจรกรอง Butterworth จะถูกจำกัดด้วย ค่าการสูญเสีย (L_{As}) ที่ให้ค่าการลดทอนช่วงแถบที่ไม่ต้องการ ต่ำสุด โดยคำนวณจากสมการ (5.6) ตัวอย่างเช่น ต้องการ L_{As} = 40 dB และ ω_s=2 จะได้ N=6.644 ดังนั้นต้องออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน ให้มี N=7

$$N \geq \frac{\log(10^{0.1L_{As}}-1)}{2\log\omega_s} \qquad (5.6)$$

5.2.2 Chebyshev Lowpass Prototype filters

การออกแบบวงจรกรองให้มี การสูญเสีย L_r ต่ำ (L_r<0) หรือมี VSWR สูงนั้นจำเป็นต้องกำหนดค่าการกระเพื่อมของความถี่ผ่าน หรือ L_{Ar} คำนวณได้จาก

$$L_{Ar} = -10\log(1-10^{0.1L_r})$$

$$L_{Ar} = -10\log\left[1-\left(\frac{VSWR-1}{VSWR+1}\right)^2\right] \qquad (5.7)$$

การออกแบบ Chebyshev จะให้ ค่ากระเพื่อม ของความถี่ผ่านเท่ากับ L_{As} ที่ความถี่คัทออฟ 1 Hz ซึ่งสามารถคำนวณหาค่า g และจำนวนอันดับได้จากสมการ (5.8) และ (5.9) ตามลำดับ

$$g_o = 1.0$$

$$g_i = \frac{1}{g_{i+1}}\frac{4\sin\left(\frac{(2i-1)\pi}{2N}\right)\bullet\sin\left(\frac{(2i-3)\pi}{2N}\right)}{\gamma^2\sin^2\left[\frac{(i-1)\pi}{N}\right]} \quad for \quad i=2,3,\cdots N \qquad (5.8)$$

$$g_{N+1} = \begin{cases} 1.0 & for \quad N \quad odd \\ \coth^2\left(\frac{\beta}{4}\right) & for \quad N \quad even \end{cases}$$

โดยที่

$$\beta = \ln\left[\coth\left(\frac{L_{Ar}}{17.37}\right)\right]$$

$$\gamma = \sinh\left(\frac{\beta}{2N}\right)$$

$$N \geq \frac{\cosh^{-1}\sqrt{\frac{10^{0.1L_{As}}-1}{10^{0.1L_{Ar}}-1}}}{\cosh^{-1}\omega_s} \qquad (5.9)$$

จากตัวอย่างของวงจรกรองแบบ Butterworth ซึ่งต้องการ $L_{As} \geq$ 40 dB ที่ ω_s=2 แต่ถ้าต้องการให้สัญญาณตอบสนองความถี่ผ่านให้มีค่าการกระเพื่อม L_{Ar} = 0.1 จะต้องใช้การออกแบบ วงจรกรองแบบ Chebyshev ซึ่งได้จำนวนอันดับ N=5.45 หรือ N=6 นั่นเอง และใช้ตารางที่ 5.2 ในการออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

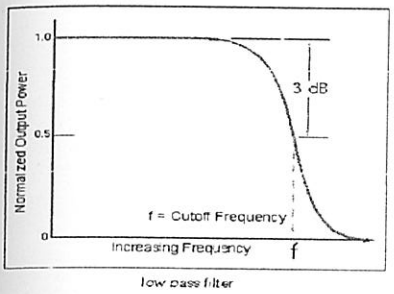
5.2.3 Elliptic Function Lowpass Prototype filters

Elliptic Function Lowpass Prototype filters เป็นวิธีการออกแบบ วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน ซึ่งไม่มีสมการในการหาค่าอิลิเมนต์ ต้องใช้หลักการ เปิดตาราง โดย $g_0 = g_{N+1} = 1.0$ รูปที่ 5.12 แสดงวงจรของ Elliptic Function Lowpass Prototype filters ซึ่งอิลิเมนต์อนุกรมในรูป 5.12 จะทำหน้าที่บล็อกการส่งสัญญาณผ่านวงจรกรองด้วยการจำกัดจำนวนกลุ่มของอิลิเมนต์อนุกรมให้เกิดการเปิดวงจร (open circuit) ที่ความถี่เรโซแนนซ์ จึงสามารถหาค่า g_i สำหรับ i เป็นเลขคี่จากตัวเก็บประจุขนาน หา g_i สำหรับ i เป็นเลขคู่จากตัวเหนี่ยวนำ และหา g_i' สำหรับ i เป็นเลขคู่จากตัวเก็บประจุอนุกรม

สำหรับรูป 5.11(b) ใช้หลักการลัด วงจร (Short Circuit) วงจรกรองที่ความถี่เรโซแนนซ์ จึงสามารถหาค่า g_i สำหรับ i เป็นเลขคี่จากตัวเหนี่ยวนำอนุกรม หา g_i สำหรับ i เป็นเลขคู่จากตัวเก็บประจุ และหาหา g_i' สำหรับ i เป็นเลขคู่จากตัวเหนี่ยวนำขนาน

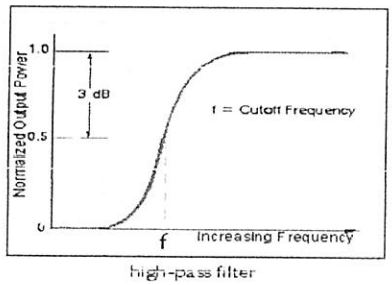
การออกแบบ FILTER DESIGN

1)



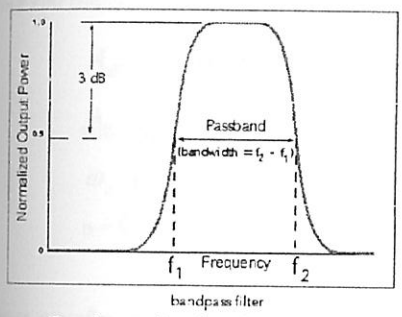
Low-pass filter(LPF)

2)



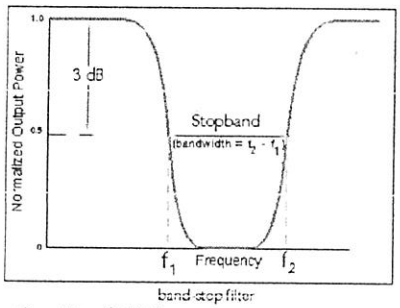
High-pass filter(HPF)

3)



Band-pass filter(BPF)

4)



Band-Rejection Filter(BRF)

Load Q

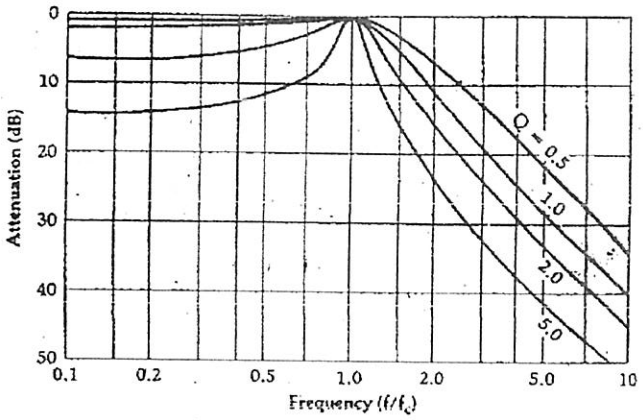
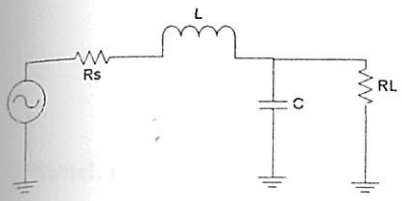
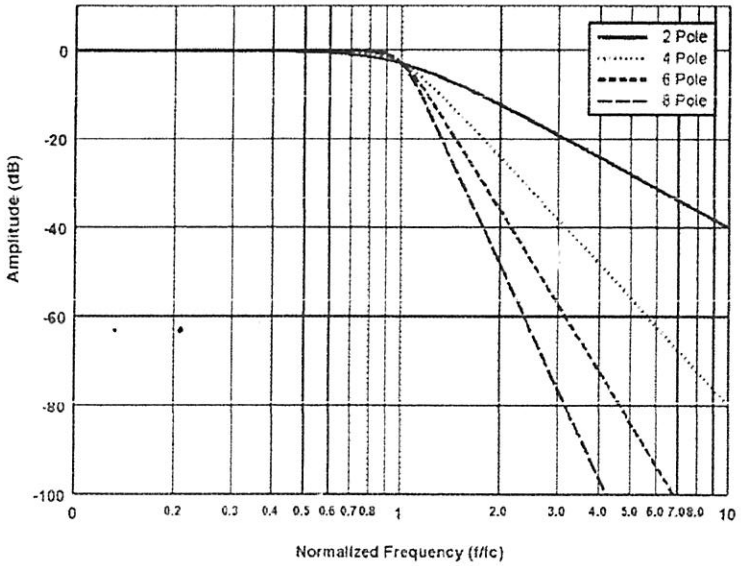


Fig. 3-3. Typical two-pole filter response curves.

Typical two - pde filter response





ชนิดของ Filter (Filter Types)

(1) The Butterworth Response

$$A_{dB} = 10\log[1+(\frac{\omega}{\omega_c})^{\alpha n}]$$

เมื่อ ω – ความถี่ ณ จุด Att

ω_c =ความถี่ ณ จุด cut off(ω_{3dB})

n = จำนวนelement

Ex1 จงหาจำนวนelement จากการออกแบบ Butterworth filter cutoff 50 MH_z และ Attenuation มากกว่า 50dB ที่ 150MH_z

วิธีทำ

$$\text{จาก } \frac{\omega}{\omega_c} \text{ หรือ } \frac{f}{f_c}$$

$$\therefore \quad \frac{f}{f_c} = \frac{150MHz}{50MHz} = 3$$

$\therefore$ จาก Fig 3.9 ที่ $\frac{f}{f_c}$ = 3 และ Att $\geq$ 50dB

จะได้ 6 element ที่ 57 dB

ถ้า 5 element ที่ 47dB

$\therefore$ ตอบ 6 element

ค่าของแต่ละ element (values)

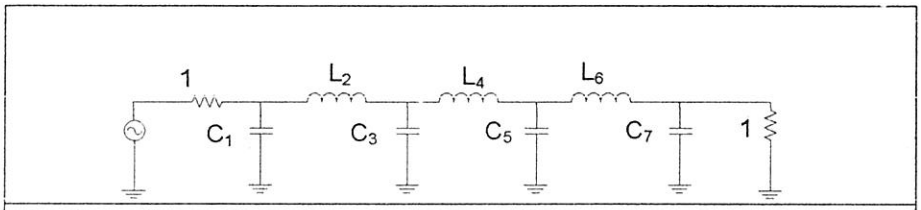
normalized 1 ohm (source และ load)

$$A_x = \frac{2\sin(2x-1)\pi}{2x} \qquad ,x = 1,2,\ldots,x$$

เมื่อ x คือ จำนวน element

A_x คือ x-th inductance or capacitor

Table1. Butterworth Equal Terminal Low-Pass Prot(.ype Element Values ($R_s = R_L$)



n	C_1	L_2	C_3	L_4	C_5	L_6	C_7
2	1.414	1.414					
3	1.000	2.000	1.000				
4	0.765	1.848	1.848	0.765			
5	0.618	1.618	2.000	1.618	0.618		
6	0.518	1.414	1.932	1.932	1.414	0.518	
7	0.445	1.247	1.802	2.000	1.802	1.247	0.445
n	L_1	C_2	L_3	C_4	L_5	C_6	L_7

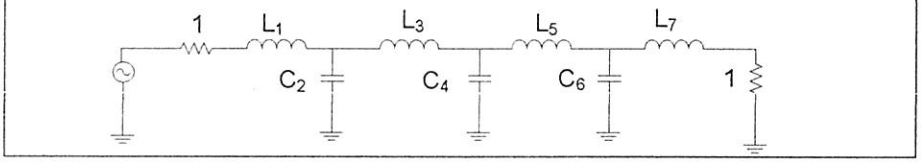
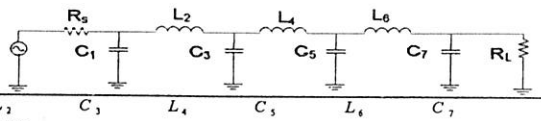
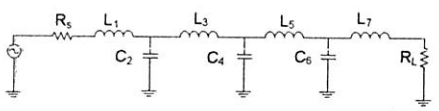


Table2. Butterworth Low-Pass Prototype Element Values



n	R_s / R_L	C_1	L_2	C_3	L_4	C_5	L_6	C_7
2	1.111	1.035	1.835					
	1.250	0.849	2.121					
	1.429	0.697	2.439					
	1.667	0.566	3.346					
	2.000	0.448	3.346					
	2.500	0.342	4.095					
	3.333	0.245	5.313					
	5.000	0.156	7.707					
	10.000	0.074	14.814					
	∞	1.414	0.707					
3	0.900	0.808	1.633	1.599				
	0.800	0.844	1.384	1.928				
	0.700	0.915	1.165	2.277				
	0.600	1.023	0.965	2.702				
	0.500	1.181	0.779	3.261				
	0.400	1.425	0.604	4.064				
	0.300	1.838	0.440	5.363				
	0.200	2.669	0.284	7.910				
	0.100	5.167	0.138	15.455				
	∞	1.500	1.333	0.500				
4	1.111	0.466	1.592	1.744	1.469			
	1.250	0.388	1.695	1.511	1.811			
	1.429	0.325	1.862	1.291	2.175			
	1.667	0.269	2.103	1.082	2.613			
	2.000	0.218	2.452	0.883	3.187			
	2.500	0.169	2.968	0.691	4.009			
	3.333	0.124	3.883	0.507	5.338			
	5.000	0.080	5.684	0.331	7.940			
	10.000	0.039	11.094	0.162	15.642			
	∞	1.531	1.577	1.082	0.383			
5	0.900	0.442	1.027	1.910	1.756	1.389		
	0.800	0.470	0.866	2.061	1.544	1.738		
	0.700	0.517	0.731	2.285	1.333	2.108		
	0.600	0.588	0.609	2.600	1.126	2.552		
	0.500	0.686	0.496	3.051	0.924	3.133		
	0.400	0.838	0.388	3.736	0.727	3.965		
	0.300	1.094	0.285	4.884	0.537	5.307		
	0.200	1.608	0.186	7.185	0.352	7.935		
	0.100	3.512	0.091	14.095	0.173	15.710		
	∞	1.545	1.694	1.382	0.894	0.309		
6	1.111	0.289	1.040	1.322	2.054	1.744	1.335	
	1.250	0.245	1.116	1.126	2.239	1.550	1.688	
	1.429	0.207	1.236	0.957	2.499	1.346	2.062	
	1.667	0.173	1.407	0.801	2.858	1.143	2.509	
	2.000	0.141	1.653	0.654	3.369	0.942	3.094	
	2.500	0.111	2.028	0.514	4.141	0.745	3.931	
	3.333	0.082	2.656	0.379	5.433	0.552	5.280	
	5.000	0.054	3.917	0.248	8.020	0.363	7.922	
	10.000	0.026	7.7705	0.122	15.786	0.179	15.738	
	∞	1.553	1.759	1.553	1.202	0.758	0.259	
7	0.900	0.299	0.711	1.404	1.489	2.125	1.727	1.296
	0.800	0.322	0.606	1.517	1.278	2.334	1.546	1.652
	0.700	0.357	0.515	1.688	1.091	2.618	1.350	2.028
	0.600	0.408	0.432	1.928	0.917	3.005	1.150	2.477
	0.500	0.480	0.354	2.273	0.751	3.553	0.951	3.064
	0.400	0.590	0.278	2.795	0.592	4.380	0.754	3.904
	0.300	0.775	0.206	3.671	0.437	5.761	0.560	5.258
	0.200	1.145	0.135	5.427	0.287	8.526	0.369	7.908
	0.100	2.257	0.067	10.700	0.142	16.822	0.182	15.748
	∞	1.558	1.799	1.659	1.397	1.055	0.656	0.223
n	R_L / R_s	L_1	C_2	L_3	C_4	L_5	C_6	L_7



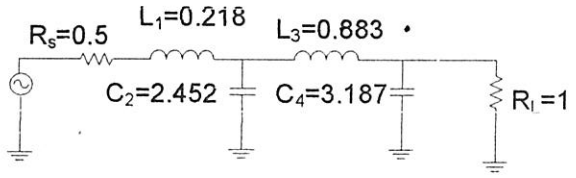
Ex 3.2 หา Low – pass protype n = 4 Butterworth filter เมื่อ $R_s = 50\ \Omega$ และ $R_L = 100\ \Omega$

วิธีทำ จาก $\frac{R_S}{R_L} = \frac{50}{100} = 0.5$

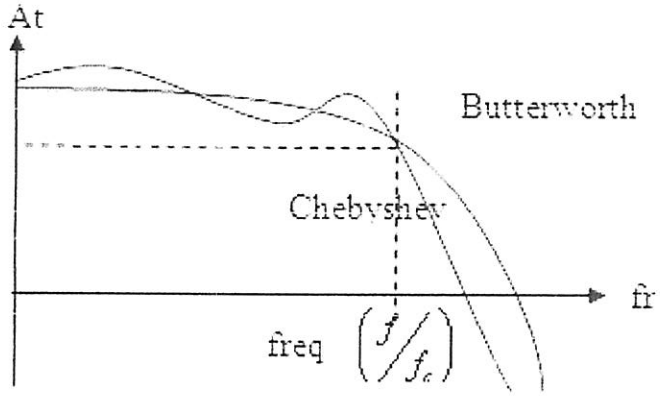
ถ้า $\frac{R_S}{R_L} = 0.5$ จะได้ n = 3

จาก $\frac{R_L}{R_S} = \frac{100}{50} = 2$

จะได้ K = 4 จะดูจากรูปด้านล่างของตาราง



2) ชนิดของ **The Chebyshev Response**



comparison f three – element

Attenuation

$$A_{dB} = 10 \log [\ 1 + \epsilon^2 C_n^2 \left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)'\ ]$$

$$\varepsilon = \sqrt{10^{R_{AB}/10} - 1}$$

$$\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)' = \left(\frac{\omega}{\omega_c}\right) \cosh B$$

$$B = \frac{1}{K} \cosh^{-1}\left(\frac{1}{\epsilon}\right)$$

เมื่อ R_{AB} = passband ripple in decibels

n = order of the filter

$C_n^2\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)'$ คือ chebyshev polynomial

Teble 3 Chebyshev Polynomial to the Oder n

n	Chebyshev Polynomial
1	$\frac{\omega}{\omega_c}$
2	$2\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^2 - 1$
3	$4\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^3 - 3\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)$
4	$8\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^4 - 8\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^2 + 1$
5	$16\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^5 - 20\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^3 + 5\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)$
6	$32\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^6 - 48\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^4 + 18\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^2 - 1$
7	$64\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^7 - 112\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^5 + 56\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^3 - 7\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)$

Attenuation chebyshev 0.01-dB ripple

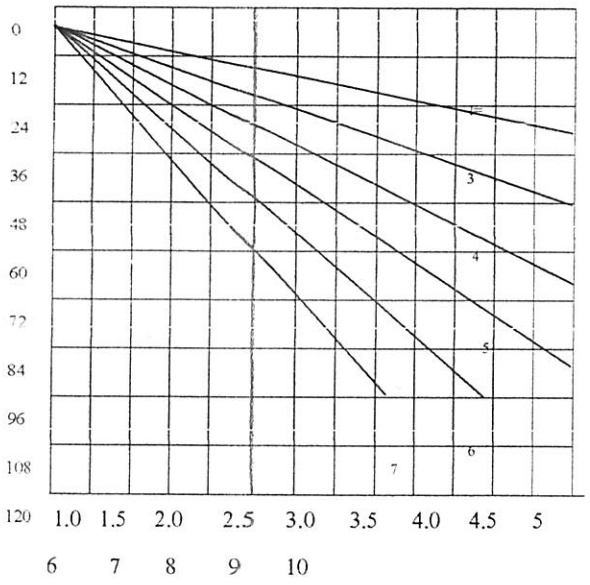


Fig.2 Attenuation characteristics for a Chebyshev filter with 0.01 dB ripple

Attenuation chebyshev 0.1-dB ripple

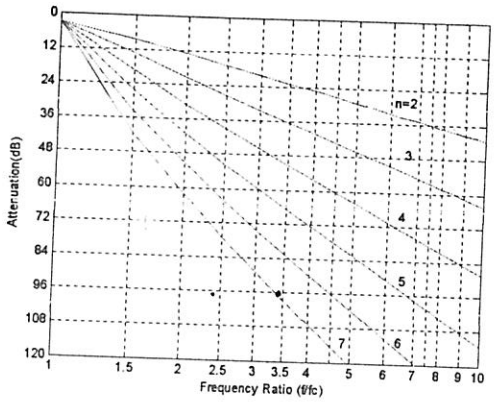


Fig.3 Attenuation characteristics for a chebyshev filter with 0.1dB ripple.

Attenuation chebyshev 1-dB ripple

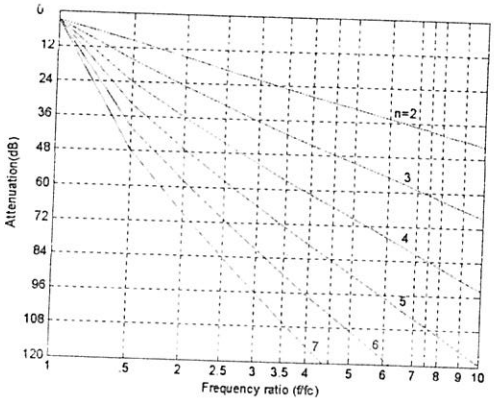


Fig.4 Attenuation characteristics for a chebyshev filter with 1dB ripple.

Attenuation chebyshev 0.5-dB ripple

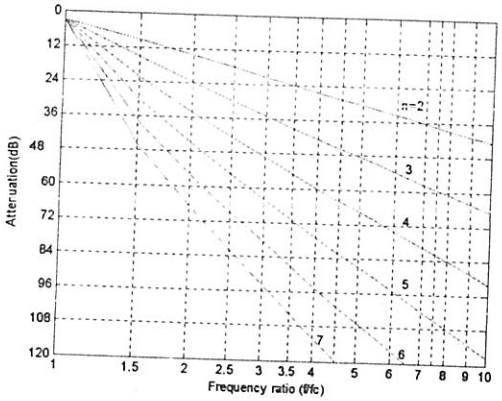


Fig.5 Attenuation characteristics for a chebyshev filter with 0.5dB ripple.

Ex3.3 หา attenuation 4-element, 2.5dB ripple, low-pass chebyshev filter at ω/ω_c=2.5

วิธีทำ

1) $\varepsilon = \sqrt{10^{2.5/10} - 1}$ = 0.882

2) $B = \frac{1}{4}\left[\cosh^{-1}\left(\frac{1}{0.882}\right)\right]$

= 0.1279

3) $\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)' = 2.5\cosh 0.1279$

= 2.5204

4) เมื่อ n=4, $\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)' = 2.5204$

$$c_n\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right) = 8\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)'^4 - 8\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)'^2 + 1$$

$$= 8(2.5204)^4 - 8(2.5204)^2 + 1 = 273.05$$

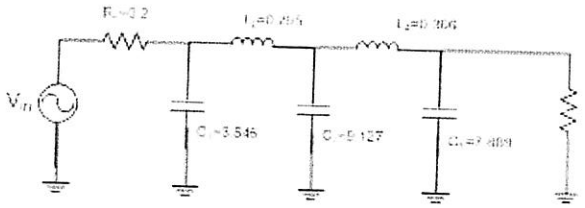
$$\therefore \quad A_n = 10\log\left[1 + (0.882)^2 (273.05)^2\right] = 47.63dB$$

E_X3.4 หา Low-pass prototype Value n=5, 0.1-dBripple chebyshev filter Source resistance 50Ω load 200Ω

วิธีทำ

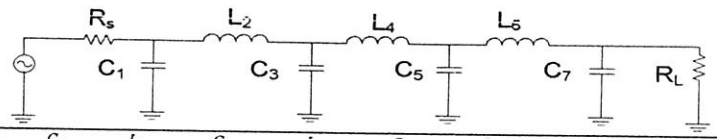
ได้ $\frac{R_S}{R_L} = \frac{50}{250} = 0.2$

ดูจากตาราง 3-5,0.1-dBripple,n=5, $\frac{R_S}{R_L} = 0.2$



Chebyshev Low-pass

Table 4 Chebyshev Low-Pass Element Values for 0.01-dB Ripple



n	R_s / R_L	C_1	L_2	C_3	L_4	C_5	L_6	C_7
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					
	2.00	0.479	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			
5	1.000	0.977	1.685	2.037	1.685	0.977		
	0.900	0.880	1.456	2.174	1.641	1.274		
	0.800	0.877	1.235	2.379	1.499	1.607		
	0.700	0.926	1.040	2.658	1.323	1.977		
	0.600	1.019	0.863	3.041	1.135	2.424		
	0.500	1.166	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	7.826		
	0.100	5.041	0.127	16.741	0.182	15.613		
	∞	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	0.436	2.038	1.266	2.735	1.332	1.899	
	1.667	0.351	2.258	1.061	3.167	1.145	2.357	
	2.000	0.279	2.678	0.867	3.768	0.954	2.948	
	2.500	0.214	3.261	0.682	4.667	0.761	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	1.206
	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	0.546	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	0.456

n	R_L / R_s	L_1	C_2	L_3	C_4	L_5	C_6	L_7

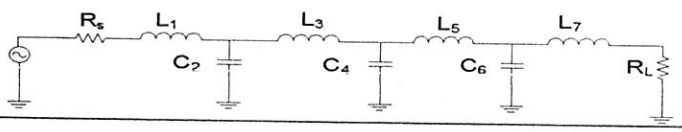
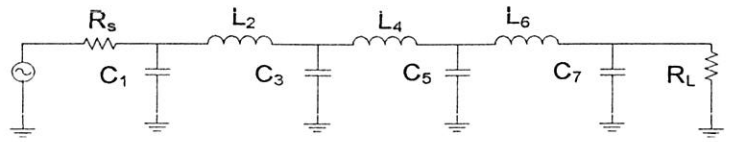


Table 5 Chebyshev Low-Pass Element Values for 0.1-dB Ripple



n	R_s / R_L	C_1	L_2	C_3	L_4	C_5	L_6	C_7
2	1.355	1.209	1.638					
	1.429	0.977	1.982					
	1.667	0.733	2.489					
	2.000	0.560	3.054					
	2.500	0.417	3.827					
	3.333	0.293	5.050					
	5.000	0.184	7.426					
	10.000	0.087	14.433					
	∞	1.391	0.819					
3	1.000	1.433	1.594	1.433				
	0.900	1.426	1.494	1.622				
	0.860	1.451	1.356	1.871				
	0.700	1.521	1.193	2.190				
	0.600	1.648	1.017	2.603				
	0.500	1.853	0.838	3.159				
	0.400	2.186	0.660	3.968				
	0.300	2.763	0.486	5.279				
	0.200	3.942	0.317	7.850				
	0.100	7.512	0.155	15.466				
	∞	1.513	1.510	0.716				
4	1.355	0.992	2.148	1.585	1.341			
	1.429	0.779	2.348	1.429	1.700			
	1.667	0.576	2.730	1.185	2.243			
	2.000	0.440	3.227	0.967	2.856			
	2.500	0.329	3.961	0.760	3.698			
	3.333	0.233	5.178	0.560	5.030			
	5.000	0.148	7.607	0.367	7.614			
	10.000	0.070	14.887	0.180	15.230			
	∞	1.511	1.7681	1.455	0.673			
5	1.000	1.301	1.556	2.241	1.556			
	0.900	1.285	1.433	2.380	1.448	1.488		
	0.800	1.300	1.282	2.528	1.382	1.738		
	0.700	1.358	1.117	2.868	1.244	2.062		
	0.600	1.470	0.947	3.269	1.085	2.484		
	0.500	1.654	0.778	3.845	0.913	3.055		
	0.400	1.954	0.612	4.720	0.733	3.886		
	0.300	2.477	0.451	6.196	0.550	5.237		
	0.200	3.546	0.295	9.127	0.366	7.889		
	0.100	6.787	0.115	17.957	0.182	15.745		
	∞	1.561	1.807	1.766	1.417	0.651		
6	1.355	0.942	2.080	1.659	2.247	1.534	1.277	
	1.429	0.735	2.249	1.454	2.544	1.405	1.629	
	1.667	0.542	2.600	1.183	3.064	1.185	2.174	
	2.000	0.414	3.068	0.958	3.712	0.979	2.794	
	2.500	0.310	3.765	0.749	4.651	0.778	3.645	
	3.333	0.220	4.927	0.551	6.195	0.580	4.996	
	5.000	0.139	7.250	0.361	9.261	0.384	7.618	
	10.000	0.067	14.220	0.178	18.427	0.190	15.350	
	∞	1.534	1.884	1.831	1.749	1.394	0.638	
7	1.000	1.262	1.520	2.239	1.680	2.239	1.520	1.262
	0.900	1.242	1.395	2.361	1.578	2.397	1.459	1.447
	0.800	1.255	1.245	2.548	1.443	2.624	1.362	1.697
	0.700	1.310	1.083	2.819	1.283	2.942	1.233	2.021
	0.600	1.417	0.917	3.205	1.209	3.384	1.081	2.444
	0.500	1.595	0.753	3.764	0.928	4.015	0.914	3.018
	0.400	1.885	0.593	4.618	0.742	4.970	0.738	3.855
	0.300	2.392	0.437	6.054	0.556	6.569	0.557	5.217
	0.200	3.428	0.286	8.937	0.369	9.770	0.372	7.890
	0.100	6.570	0.141	17.603	0.184	19.376	0.186	15.813
	∞	1.575	1.858	1.921	1.827	1.734	1.379	0.631
n	R_L / R_s	L_1	C_2	L_3	C_4	L_5	C_6	L_7

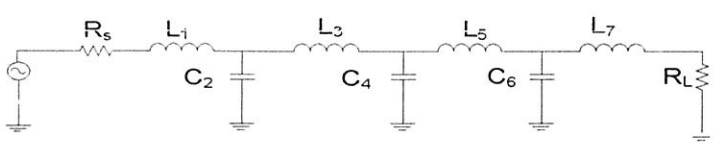
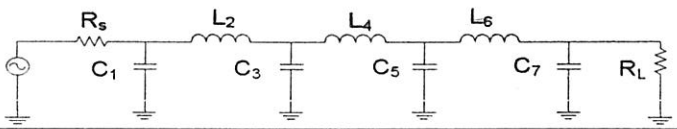


Table 6 Chebyshev Low-Pass Prototype Element Values for 0.5 dB Ripple



n	R_S/R_L	C_1	L_2	C_3	L_4	C_5	L_6	C_7
2	1.984	0.983	1.950					
	2.000	0.909	2.103					
	2.500	0.564	3.165					
	3.333	0.395	4.411					
	5.000	0.228	6.700					
	10.000	0.105	13.322					
	∞	1.307	0.975					
3	1.000	1.864	1.280	1.834				
	0.900	1.918	1.209	2.026				
	0.800	1.997	1.120	2.237				
	0.700	2.114	1.015	2.517				
	0.500	2.557	0.759	3.436				
	0.400	2.985	0.615	4.242				
	0.300	3.729	0.463	5.576				
	0.200	5.254	0.309	8.225				
	0.100	9.890	0.153	16.118				
	∞	1.572	1.518	0.932				
4	1.984	0.920	2.586	1.304	1.826			
	2.00	0.845	2.720	1.238	1.985			
	2.500	0.516	3.766	0.869	3.121			
	3.333	0.344	5.120	0.621	4.480			
	5.000	0.210	7.708	0.400	6.987			
	10.00	0.098	15.352	0.196	14.262			
	∞	1.436	1.889	1.521	0.913			
5	1.000	1.807	1.303	2.691	1.303	1.807		
	0.900	1.854	1.222	2.849	1.238	1.970		
	0.800	1.926	1.126	3.060	1.157	2.185		
	0.700	2.035	1.015	3.353	1.058	2.470		
	0.600	2.200	0.890	3.765	0.942	2.861		
	0.500	2.457	0.754	4.367	0.810	3.414		
	0.400	2.870	0.609	5.296	0.664	4.245		
	0.300	3.588	0.459	4.871	0.508	5.625		
	0.200	5.064	0.306	10.054	0.343	8.367		
	0.100	9.556	0.153	19.647	0.173	16.574		
	∞	1.630	1.740	1.922	1.514	0.903		
6	1.984	0.905	2.577	1.368	2.713	1.299	1.796	
	2.00	0.830	2.704	1.291	2.872	1.237	1.956	
	2.500	0.506	3.722	0.890	4.109	0.881	3.103	
	3.333	0.337	5.055	0.632	5.699	0.635	4.481	
	5.000	0.206	7.615	0.406	8.732	0.412	7.031	
	10.000	0.096	15.186	0.197	17.681	0.202	14.433	
7	1.000	1.790	1.296	2.718	1.385	2.718	1.296	1.790
	0.900	1.835	1.215	2.869	1.308	2.883	1.234	1.953
	0.800	1.905	1.118	3.076	1.215	3.107	1.155	2.168
	0.700	2.011	1.007	3.364	1.105	3.416	1.058	2.455
	0.600	2.174	0.882	3.772	0.979	3.852	0.944	2.848
	0.500	2.428	0.747	4.370	0.838	2.289	0.814	3.405
	0.400	2.835	0.604	5.295	0.685	5.470	0.669	4.243
	0.300	3.546	0.455	6.867	0.522	7.134	0.513	5.635
	0200	5.007	0.303	10.049	0.352	10.496	0.348	8.404
	0.100	9.456	0.151	19.649	0.178	20.631	0.176	16.665
	∞	1.646	1.777	2.031	1.789	1.924	1.503	0.895

n	R_L/R_S	L_1	C_2	L_3	C_4	L_5	C_6	L_7

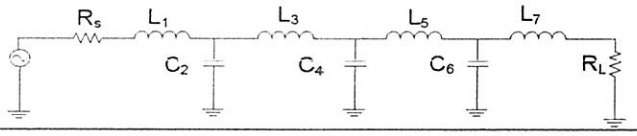
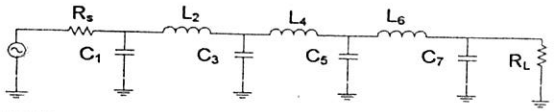
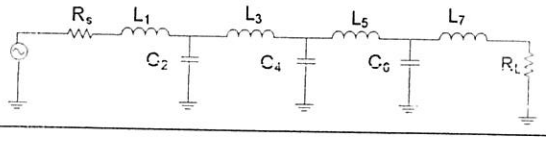


Table 7. Chebyshev Low-Pass Prototype Element Values for 1.0-dB Ripple



n	R_S / R_L	C_1	L_2	C_3	L_4	C_5	L_6	C_7
2	3.000	0.572	3.132					
	4.000	0.365	4.600					
	8.000	0.157	9.658					
3	1.000	2.216	1.088	2.216				
	0.500	4.431	0.817	2.216				
	0.333	6.647	0.726	2.216				
	0.250	8.862	0.680	2.216				
	0.125	17.725	0.612	2.216				
	∞	1.652	1.460	1.108				
4	3.000	0.653	4.411	0.814	2.535			
	4.000	0.452	7.083	0.612	2.848			
	8.000	0.209	1.7164	0.428	3.281			
	∞	1.350	2.010	1.488	1.106			
5	1.000	2.207	1.128	3.103	1.128	2.207		
	0.500	4.414	0.656	4.653	1.128	2.207		
	0.333	6.622	0.376	6.205	1.128	2.207		
	0.250	8.829	0.282	7.756	1.128	2.207		
	0.125	17.657	0.141	13.961	1.128	2.207		
	∞	1.721	1.645	2.061	1.493	1.103		
6	3.000	0.679	3.873	0.771	4.711	0.969	2.406	
	4.000	0.481	5.644	0.476	7.351	0.849	2.582	
	8.000	0.227	12.310	0.198	16.740	0.726	2.800	
	∞	1.378	2.097	1.690	2.074	1.494	1.102	
7	1.000	2.204	1.131	3.147	1.194	3.147	1.131	2.204
	0.500	4.408	0.566	6.293	0.895	3.147	1.131	2.204
	0.333	6.612	0.377	9.441	0.796	3.147	1.131	2.204
	0.250	8.815	0.283	12.588	0.747	3.147	1.131	2.204
	0.125	17.631	0.141	25.175	0.671	3.147	1.131	2.204
	∞	1.741	1.677	2.155	1.703	2.079	1.494	1.102
n	R_L / R_S	L_1	C_2	L_3	C_4	L_5	C_6	L_7



The Bessel Filter

Attenuation Bessel Filter

$$AdB = 3(\frac{W}{Wc})^2$$

Maximally flat group delay or linear phase.

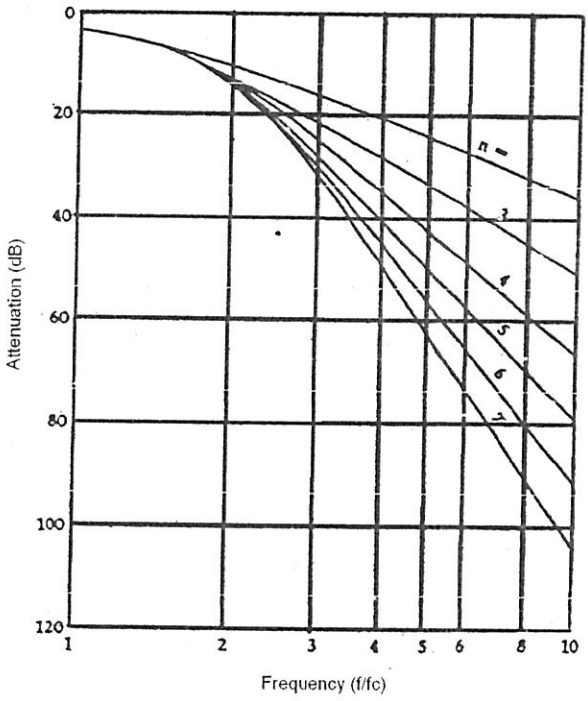
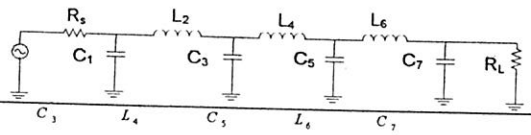
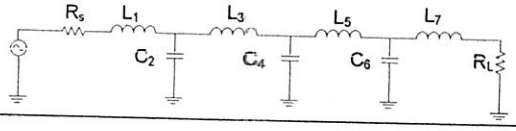


Table 8 Bessel Low-Pass Prototype Element Values



n	R_S / R_L	C_1	L_2	C_3	L_4	C_5	L_6	C_7
2	1.000	0.576	2.148					
	1.111	0.508	2.310					
	1.250	0.443	2.510					
	1.429	0.380	2.764					
	1.667	0.319	3.099					
	2.000	0.260	3.565					
	2.500	0.203	4.258					
	3.333	0.149	5.405					
	5.000	0.097	7.688					
	10.000	0.047	14.510					
	∞	1.362	0.454					
3	1.000	0.337	0.971	2.203				
	0.900	0.371	0.865	2.375				
	0.800	0.412	0.761	2.587				
	0.700	0.466	0.658	2.858				
	0.600	0.537	0.558	3.216				
	0.500	0.635	0.459	3.714				
	0.400	0.783	0.362	4.457				
	0.300	1.028	0.267	5.689				
	0.200	1.518	0.175	8.140				
	0.100	2.983	0.086	15.470				
	∞	1.463	0.843	0.293				
4	1.000	0.233	0.673	1.082	2.240			
	1.111	0.209	0.742	0.967	2.414			
	1.250	0.184	0.829	0.853	2.630			
	1.429	0.160	0.941	0.741	2.907			
	1.667	0.136	1.089	0.630	3.273			
	2.000	0.112	1.295	0.520	3.782			
	2.500	0.089	1.604	0.412	4.543			
	3.333	0.066	2.117	0.306	5.805			
	5.000	0.043	3.142	0.201	8.319			
	10.000	0.021	6.209	0.099	15.837			
	∞	1.501	0.978	0.613	0.211			
5	1.000	0.174	0.507	0.804	1.111	2.258		
	0.900	0.193	0.454	0.889	0.995	2.433		
	0.800	0.215	0.402	0.996	0.879	2.650		
	0.700	0.245	0.349	1.132	0.764	2.927		
	0.600	0.284	0.298	1.314	0.651	3.295		
	0.500	0.338	0.247	1.567	0.538	3.808		
	0.400	0.419	0.196	1.946	0.427	4.573		
	0.300	0.555	0.146	2.577	0.317	5.843		
	0.200	0.825	0.096	3.835	0.210	8.375		
	0.100	1.635	0.048	7.604	0.104	15.949		
	∞	1.513	1.023	0.753	0.473	0.162		
6	1.000	0.137	0.400	0.693	0.854	1.113	2.265	
	1.111	0.122	0.443	0.573	0.946	0.996	2.439	
	1.250	0.108	0.496	0.508	1.060	0.881	2.655	
	1.429	0.094	0.564	0.442	1.207	0.767	2.933	
	1.667	0.080	0.655	0.378	1.402	0.653	3.300	
	2.000	0.067	0.782	0.313	1.675	0.541	3.812	
	2.500	0.053	0.973	0.249	2.084	0.429	4.577	
	3.333	0.040	1.289	0.186	2.763	0.319	5.847	
	5.000	0.026	1.289	0.123	4.120	0.211	8.378	
	10.000	0.013	3.815	0.061	8.186	0.105	15.951	
	∞	1.512	1.033	0.813	0.607	0.379	0.129	
7	1.000	0.111	0.326	0.525	0.702	0.869	1.105	2.266
	0.900	0.122	0.292	0.582	0.630	0.963	0.990	2.440
	0.800	0.137	0.259	0.652	0.559	1.080	0.875	2.656
	0.700	0.156	0.226	0.743	0.487	1.231	0.762	2.932
	0.600	0.182	0.193	0.863	0.416	1.431	0.649	3.298
	0.500	0.217	0.160	1.032	0.346	1.711	0.537	3.809
	0.400	0.270	0.127	1.285	0.276	2.130	0.427	4.572
	0.300	0.358	0.095	1.705	0.206	2.828	0.318	5.838
	0.200	0.534	0.063	2.545	0.137	4.221	0.210	8.362
	0.100	1.061	0.031	5.062	0.068	8.397	0.104	15.917
	∞	1.509	1.029	0.835	0.675	0.503	0.311	0.105
n	R_L / R_S	L_1	C_2	L_3	C_4	L_5	C_6	L_7



Freguency and Impedance Sealing

$$C = \frac{C_n}{2\pi f_c R} \qquad \text{...F}$$

$$L = \frac{RL_n}{2\pi f_c} \qquad \text{...H}$$

C_n = low-pass prototype element value

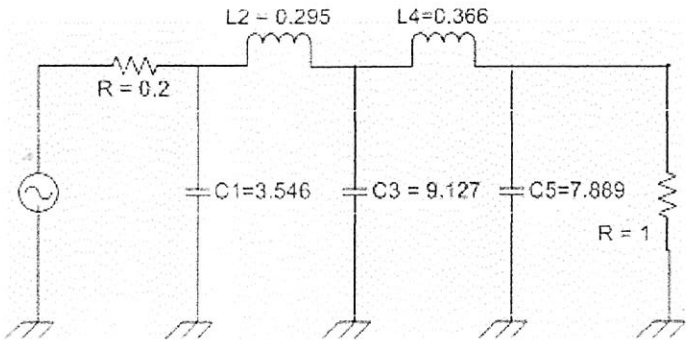
L_n = low-pass prototype element value

R = load resistor value

f_c = cutoff frequency

Ex 3.5 จงหาค่าของ low-pass จากตัวอย่าง Ex3.4 ที่ความถี่ 50MHz และ load resistance 250 Ω

วิธีทำ จาก Ex3.4 จะได้ค่าของ C_n และ L_n ดังรูป



จากสูตร C

$$C = \frac{C_n}{2\pi f_c R}$$

$$\therefore\ C_1 = \frac{3.546}{2\pi(50\times10^6)(250)} = 45 \text{ pF} \qquad \#$$

$$C_3 = \frac{9.127}{2\pi(50\times10^6)(250)} = 116 \text{ pF} \qquad \#$$

$$C_5 = \frac{7.889}{2\pi(50\times10^6)(250)} = 100 \text{ pF} \qquad \#$$

จากสูตร L

$$L = \frac{RL_n}{2\pi f_c}$$

$$L_2 = \frac{(250)(0.295)}{2\pi(50\times10^6)} = 235 \text{ nH} \quad \#$$

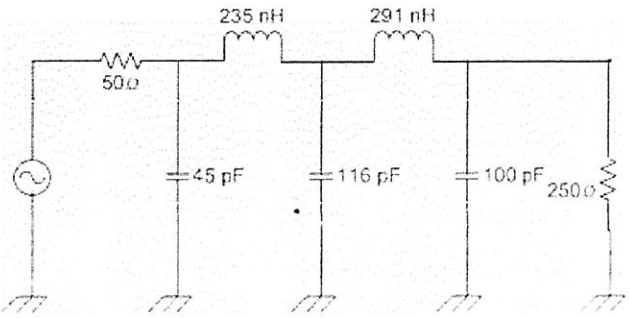
$$L_4 = \frac{(250)(0.366)}{2\pi(50\times10^6)} = 291 \text{ nH} \quad \#$$

และ Source resistance is scaled.

$R_{s(final)} = 0.2(250)$

$= 50\,\Omega$

$\therefore$ final circuit



Low-pass filter

Ex3.6 จงออกแบบ Low-pass filter โดยกำหนดเงื่อนไขดังนี้

1.) $f_c = 350$ MHz

2.) Response มากกว่า 60 dB ที่ 150 MHz

3.) Maximally flat passband-no-ripple

4.) $R_s = 50\,\Omega$

5.) $R_L = 500\,\Omega$

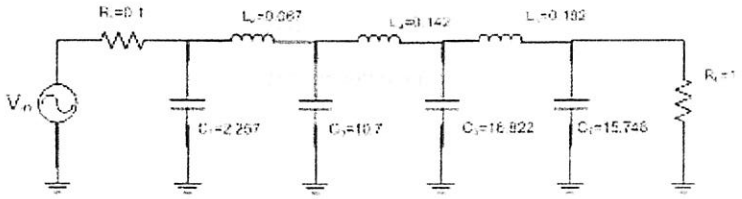
วิธีทำ Maximally flat passband is Butterworth response

1. $\frac{R_S}{R_L} = \frac{50}{50} = 0.1$

2. $\frac{f_{60dB}}{f_{3dB}} = \frac{105MHz}{35MHz}$

3. จาก $\frac{f}{f_C} = 3$ จาก Fig 3-9 ที่มากกว่า 60 dB จะได้ 7 element $\approx$ 68 dB

4. จาก 7 element และ $\frac{R_S}{R_L} = 0.1$ จะได้ว่า C_n, L_n ดังรูป (Table 3-2)



Low-pass prototype

5. หาค่าจาก

$$C=\frac{C_n}{2\pi f_C R}$$

$$L=\frac{RL_n}{2\pi f_C R}$$

แทนค่า

$$C_1=\frac{2.257}{2\pi(35\times10^6)(500)}=21\text{pF}$$

$$L_2=\frac{(500)(0.067)}{2\pi(35\times10^6)}=152\text{nH}$$

ค่าต่างๆ จากสูตรจะได้

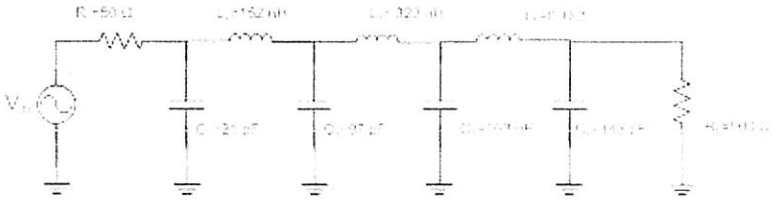
C_3=97pF L_4=323nH

C_5=153pF L_6=414nH

C_7=143pF R_S=50Ω

R_L=500Ω

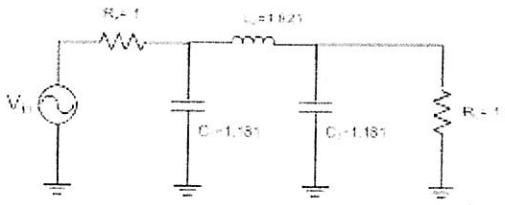
∴ จะได้ final circuit



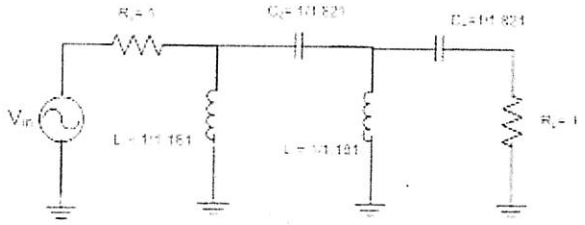
Low-pass filter circuit

การออกแบบวงจรความถี่สูงผ่าน(High-pass Filter Design)

การเปลี่ยนจาก Low-pass prototype มาเป็น High-pass prototype circuit



Low-pass prototype circuit



High-pass prototype circuit

Ex 3.2 จงออกแบบ L C high-pass Filter ที่ $f_C = 60MH_Z$ และ minimum attenuation=40dB ที่ $307H_Z$ โดยที่แหล่งจ่ายและโหลดมีค่า 300Ω กำหนดให้มีค่า 0.5dB passband ripple.

Inverting $\frac{fc}{f} = \frac{60MHz}{30MHz} = 2$ #

2.Attenuation 0.5-dB ripple chebyshev filter 40dB Att, ratio $\frac{fc}{f} = 2$

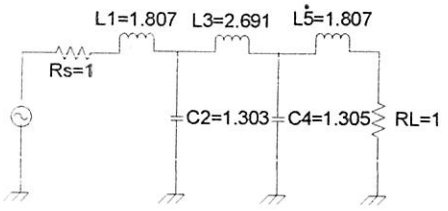
จากตาราง 3.17 จะได้ n = 5 #

3.จาก $\frac{Rs}{R_L} = \frac{R_L}{Rs} = \frac{300}{300} = 1$

และ n = 5 จะได้ค่า table 3-6 B

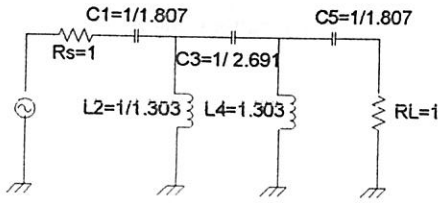
(ใช้วงจรบนหรือล่างก็ได้)

∴ ได้



Low-pass prototype circuit

4.เปลี่ยนจาก low-pass เป็น high-pass



High-pass prototype circuit

5. เปลี่ยนค่าของ L และ C

จาก $$C = \frac{Cn}{2\pi fcR} \text{----------(F)}$$

$$L = \frac{RLn}{2\pi fc} \text{----------(H)}$$

∴ จาก

$$C1 = \frac{\frac{1}{1.807}}{2\pi(600\times10^{6})(300)} = 4.9\,pF$$

$$L2 = \frac{(300)(\frac{1}{1.303})}{2\pi(600\times10^{6})} = 611\,nH$$

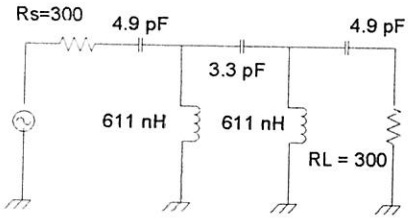
∴ จะได้

C3 = 3.3 pF

C5 = 4.9 pF

L4 = 611 nH

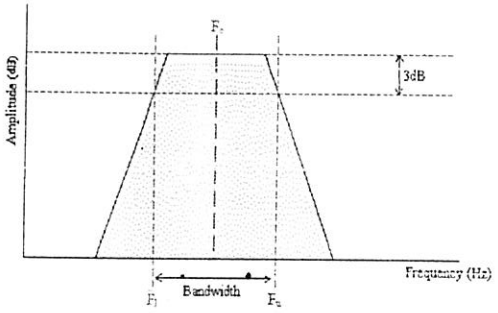
6. วงจรสุดท้าย High-pass คือ



Final filter circuit

3.Bandpass Filter Design

วงจรกรองความถี่แถบผ่าน



EX 3.8

จงหา Butterworth low-pass prototype circuit โดยมีค่า bandpass ดังแสดง

$$BW_{3dB} = 3MHz$$

$$BW_{40dB} = 6MHz$$

วิธีทำ

1. จาก $\frac{BW}{BW_c} = \frac{f}{f_c} = \frac{BW_{40dB}}{BW_{3dB}}$

$$= \frac{6MH_z}{2MH_z} = 3$$

2. จาก Butterworth response curves 40 dB Att, $\frac{f}{f_c} = 3$, Fig 3-9 จะได้

n = 5 element

Ex 3-9 จงออกแบบ bandpass filter เมื่อ

f_0 = 75 MHz

BW_{3dB} = 7 MHz

BW_{45dB} = 35 MHz

Pass band Ripple = 1 dB

RS = 50Ω

RL = 100Ω

วิธีทำ

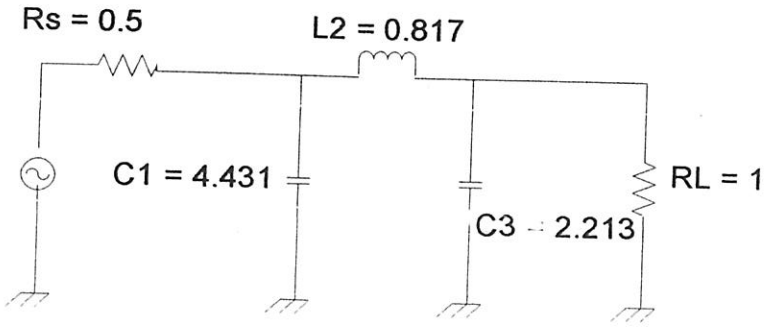
1. จาก $\frac{BW}{BW_c} = \frac{35MHz}{7MHz} = 5$

2. จาก 1 –dB ripple chebyshev, 45 dB Att, $\frac{f}{f_c} = 5$, Fig 3-18 จะได้

n = 3 element ($\cong 50\,dB$)

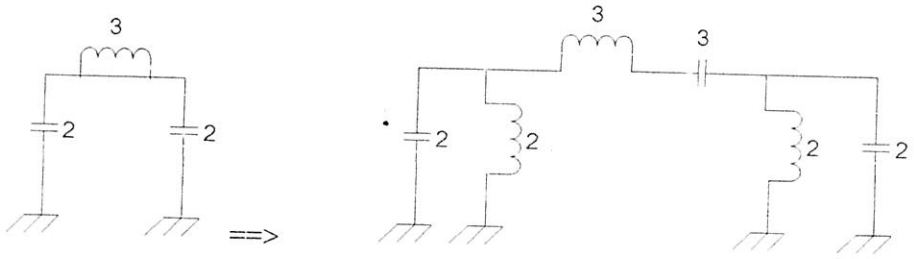
3. จาก $\frac{RS}{RL} = \frac{50}{100} = 0.5$

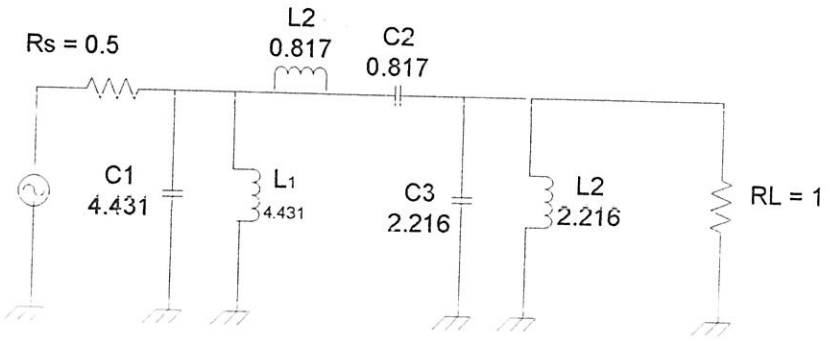
n = 3 element1, –dB ripple chebyshev Table 3-2A จะได้



low pass prototype circuit

4. ทำการเปลี่ยนจาก Low-pass ไปเป็น band pass circuit เช่น





5. ทำการคำนวณหาค่า C,L จาก

ชุดขนาน (Parallel-resonant)

$$C = \frac{Cn}{2\pi RB} \quad \text{..... F}$$

$$L = \frac{RB}{2\pi f_c^2 Ln} \quad \text{.....H}$$

ชุดอนุกรม (Series-resonant)

$$C = \frac{B}{2\pi f_c^2 C_u R} \quad \text{.....F}$$

$$L = \frac{RLn}{2\pi B} \quad \text{.....H}$$

R= final load impedance

B= Bandwidth 3-dB

f_0= Center frequency

Ln= inductor bandpass nomalized

Cn= Capacitor bandpass normalized

∴ <u>จากชุดขนาน</u>

$$C1 = \frac{4.431}{2\pi(100)(7\times10^6)} = 100.7 \text{ pF}$$

$$L1 = \frac{(100)(7\times10^6)}{2\pi(75\times10^6)^2(4.431)} = 4.47 \text{ nH}$$

<u>จากชุดอนุกรม</u>

$$C_2 = \frac{7\times10^6}{2\pi\left(75\times10^6\right)^2(0.817)(100)}$$

$$= 2.4pF$$

$$L_2 = \frac{(100)(0.817)}{2\pi\left(7\times10^6\right)}$$

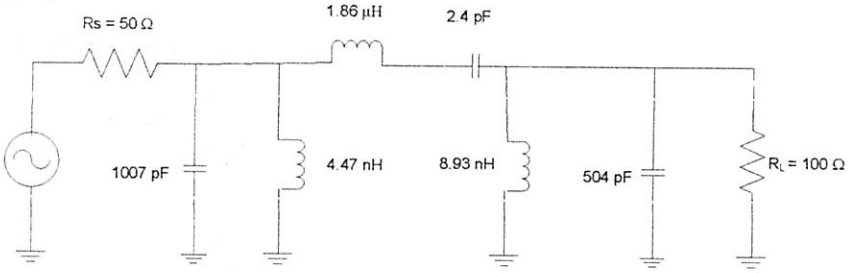
$$= 1.86\mu H$$

<u>จากชุดขนาน</u>

$$C_3 = 504pF$$

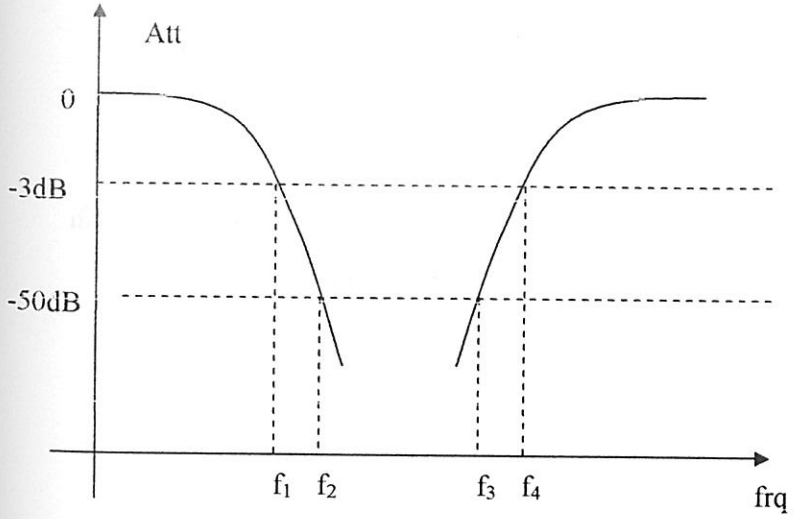
$$L_3 = 8.93nH$$

6. จะได้วงจรสุดท้ายคือ



Final circuit

4. <u>Band-Rejection Filter Design</u>

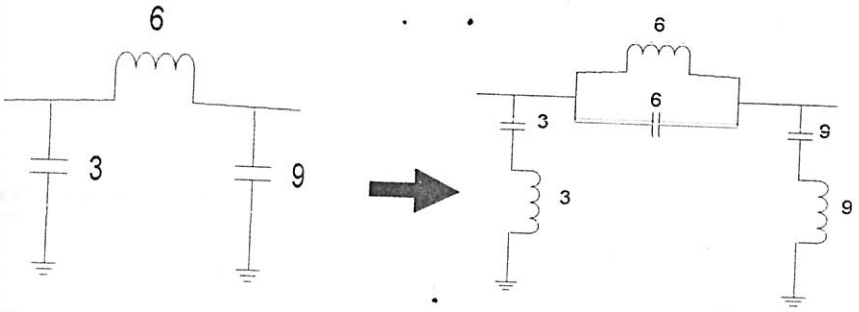


Band-rejection filter curves.

จาก $$\frac{BW_c}{BW} = \frac{f_4 - f_1}{f_3 - f_2} = \frac{f_c}{f}$$

$$\therefore \quad \text{Attenuation curves} = \frac{BW_c}{BW}$$

และทำการเปลี่ยนจาก Low-pass ไปเป็นBand-reject ตัวอย่างเช่น



Low pass to Band reject transfer

<u>สูตรในการคำนวณ</u>

1. จากชุดอนุกรม(Series-resonant)

$$C = \frac{C_n}{2\pi RB} \quad \ldots F$$

$$L = \frac{RB}{2\pi f_c^2 L_n} \quad \ldots H$$

2. จากชุดขนาน(Parallel resonant)

$$C = \frac{B}{2\pi f_c^2 R C_n} \quad \ldots F$$

$$L = \frac{RL_n}{2\pi B} \quad \ldots H$$

เมื่อ B = 3-dB bandwidth.

R = final load resistance.

f_c = center frequency.

C_n = capacitor band-reject

L_n = inductor band-reject

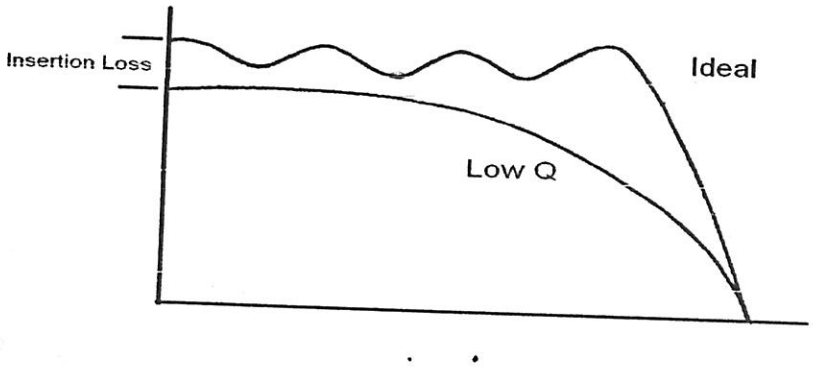


Fig 7 The effect of finite-Q elements On filter response

Table 9 Filter Element-Q Requiments

Filter Type	Minimum Element Q Required
Bessel	3
Butterworth	15
0.01- dB Chebyshev	24
0.1–dB Chebyshev	39
0.5–dB Chebyshev	57
1–dB Chebyshev	75

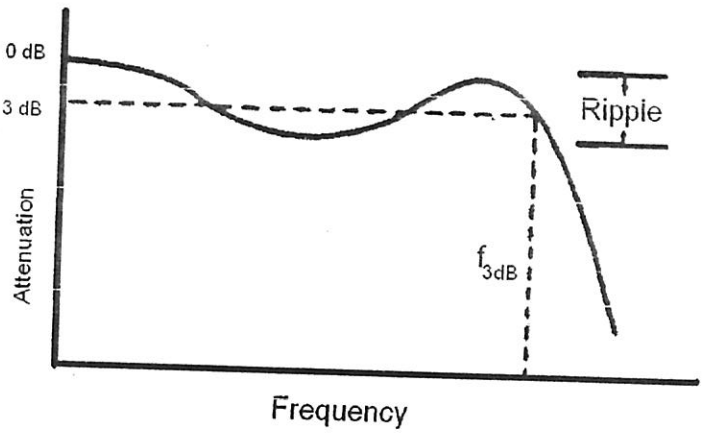


Fig 8 Typical response of a three-element low-pass filter.

บทที่ 4

การออกแบบวงจรขยายสัญญาณ

การออกแบบวงจรวิทยุที่มีสัญญาณขนาดเล็กเป็นวิธีแก้ปัญหาที่แม่นยำ ที่มีกระบวนการที่เป็นขั้นเป็นตอน มีหนังสือที่สามารถหาได้ตามท้องตลาดขณะนี้ที่เสนอวิธีการดังกล่าว นั่นคือ "ประยุกต์ สิ่งต่าง ๆ ที่วงจรของคุณต้องการ" วงจรซึ่งผู้เขียนอาจจะออกแบบสำหรับการใช้งานในเงื่อนไขเฉพาะอย่าง ซึ่งอาจไม่ตรงกับความต้องการของผู้อ่าน ถึงอย่างไรก็ตาม การออกแบบถูกแสดงโดยปราศจากขั้นตอนเพิ่มเติม และผู้อ่านอาจสับสนเมื่อจะนำความรู้ไปประยุกต์ใช้ในการออกแบบวงจรตามความต้องการของผู้อ่าน

บทเรียนที่จะจำเสนอต่อไปนี้ จะถูกนำเสนออย่างแตกต่าง รายระเอียดของขั้นตอนตามกระบวนการออกแบบ ดังนั้น คุณสามาระเลือก ทรานซิสเตอร์ ที่คุณต้องการ และใช้ภายใต้เงื่อนไขการปฏิบัติตามจริงที่คุณออกแบบ คุณจะไม่ต้องดัดแปลงสิ่งอื่นสู่ความต้องการของคุณ แน่นอนทีเดียวที่คุณจะสร้าง อุปกรณ์ขยายสัญญาณ RF อย่างง่าย ๆ และใช้ประโยชน์มัน สำหรับการกำรใช้งานส่วนตัว

พวกเราจะเริ่มต้นการอภิปราย ด้วยการสรุปสั้น ๆ ในเรื่องของ การไบอัสทรานซิสเตอร์ ทั้งประเภท bipolar และ FET จากที่อธิบายในบทที่แล้ว quiescent bias point ของทรานซิสเตอร์ มีผลอย่างยิ่งต่อ พารามิเตอร์ Y และ S การไบอัสทรานซิสเตอร์จึงเป็นเรื่องที่ถือว่าสำคัญและเอาจริงเอาจังและไม่ควรใช้อย่างสะเพร่า

ต่อไปเราจะกระโดดจากหัวข้อแรกไปเรื่อง หลักเกณฑ์ทาง RF ของ amplifier โดยการตรวจสอบเสถียรภาพ(stability), อัตราขาย(gain), impedance matching, และ การออกแบบโดยทั่วไป ซึ่งเน้นหนักไปที่การใช้พารามิเตอร์ Yและ S เป็นเครื่องมือในการออกแบบ

Transistor Biasing

Amplifier จะทำงานได้ดีที่อุณหภูมิห้อง และจะต้องทำงานได้อย่างน่าเชื่อถือ ต้องรักษาคุณสมบัติต่างๆเอาไว้ ไม่ว่าเป็น gain , noise เป็นต้น ในระดับอุณหภูมิที่กว้างมากๆ วงจรการ bias กระแสตรง จะต้องใช้ความระมัดระวัง ในการพิจารณา ยกตัวอย่างเช่น data sheet 2N5179 ซึ่งแสดงในบทสุดท้าย ให้สังเกตที่เส้นโค้งของ y และ s ซึ่งแสดงให้เห็นว่า การเปลี่ยนแปลงจุดการ bias ของทรานซิสเตอร์นั้น จะเปลี่ยนแปลงจุดการทำงานของค่าต่างๆทุกตัว ดังนั้นมันจึงมีเหตุผลที่จะทำให้เชื่อว่า จุดการทำงานของ DC จะยังเสถียรอยู่ภายใต้ข้อกำหนดของการทำงานหรือคุณสมบัติของ RF ซึ่งอาจจะเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็ว ซึ่งแสดงให้เห็นว่า มี 2 พื้นฐานภายในคุณสมบัติของทรานซิสเตอร์ ที่มีผลกระทบอย่างจริงจังบนจุดการทำงานของ DC ของทรานซิสเตอร์เหนืออุณหภูมิ ซึ่งก็คือค่า ΔV_{BE} และ $\Delta \beta$

ดังนั้นเราสามารถแก้ไขผลกระทบของค่าทั้ง2นี้ได้โดยออกแบบ bias อุณหภูมิให้เกิดเสถียรภาพ

ถ้าอุณหภูมิเพิ่มขึ้น แรงดัน V_{BE} ของทรานซิสเตอร์จะลดลงด้วยอัตรา 2.5 mV/°C จากอุณหภูมิปกติ คือ 0.7 V (สำหรับอุปกรณ์ที่ทำจาก silicon) แต่กระแส I_B และ I_C จะเพิ่มขึ้น ซึ่งเป็นสิ่งที่เราไม่ต้องการ ซึ่งอุณหภูมิของ V_{BE} ที่เปลี่ยนไปนั้นจะเรียกว่า ΔV_{BE} ซึ่งแสดงในรูปที่ 6-1 การลดลงของ V_{BE} เนื่องจากอุณหภูมิ ทำให้กระแส I_E เพิ่มขึ้น เป็นเหตุให้ค่า V_E เพิ่มขึ้นด้วย ค่า V_E ที่เพิ่มขึ้นนี้มาจาก การป้อนกลับแบบลบที่ซึ่งเป็น bias

ย้อนกลับจากจุดเชื่อมต่อขา base-emitter และกระแส I_C ที่ลดลง ดังนั้นการลดลงของ V_{BE} มีแนวโน้มที่จะลดลง ได้จากการเพิ่ม V_E และการเพิ่มขึ้นเล็กน้อยของ I_C เมื่ออุณหภูมิเปลี่ยนไป ซึ่งจะได้ความสัมพันธ์ดังสมการ

$$\Delta I_C \cong \frac{-\Delta V_{BE} I_C}{V_E} \qquad \text{(สมการ 6-1)}$$

ΔI_C = การเปลี่ยนแปลงของกระแสที่ขา collector

I_C = กระแสที่ขา collector

ΔV_{BE} = การเปลี่ยนแปลงของแรงดัน base-emitter

V_E = แรงดันที่ขา emitter

ดังนั้นถ้าให้ V_E เท่ากับ 20 เท่าของ ΔV_{BE} กระแส I_C จะเปลี่ยนไป 5 % ในช่วงอุณหภูมิระหว่าง ΔV_{BE} นั่นก็คือค่าของ V_E ไม่ใช่ค่า R_E ซึ่งเป็นค่าที่สำคัญสำหรับการออกแบบ

จากสมการที่ 6-1 เราจะเห็นว่า ค่า V_E ยิ่งมากยิ่งดี ถ้าเราไม่สนใจการ bias ทรานซิสเตอร์ ที่จุดการทำงานที่กำหนด จะเห็นได้ว่า การออกแบบนั้นจะต้องคำนึงถึงองค์ประกอบอื่นๆด้วย การที่เราทำให้ค่า V_E เพิ่มขึ้นนั้น จะทำให้เกิดพลังงานที่สูญเสียไป และทำให้อัตราขยายของสัญญาณ ac ลดลง เราสามารถแก้ไขได้โดยการทำ bypass ตัวเก็บประจุข้าม R_E ที่ความถี่ของสัญญาณซึ่งช่วยในการป้องกันการสูญเสียอัตราขยาย แต่พลังงานที่สูญเสียนั้นยังคงอยู่

ถ้าเราสมมติให้ Amplifier ทำงานได้เกินช่วงการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิไม่เกิน ± 50 °C และให้ V_E = 2.5 V ซึ่งทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลง ± 5 % ใน I_C ระหว่าง ΔV_{BE} จริงๆแล้วเราสามารถหาค่าต่างๆของวงจรการ bias ทรานซิสเตอร์ ซึ่งส่วนใหญ่คล้ายดังรูป 6-1 ซึ่งให้ค่า V_E ในช่วง 2-4 V ขึ้นอยู่กับค่า V_{CC} และค่า V_C ที่เราเลือก

การเปลี่ยนแปลงอัตราขยายกระแสตรงของทรานซิสเตอร์(หรือค่า β) มีความสำคัญมากในการออกแบบ ก็คือเมื่อเราทำการเปลี่ยนแปลงค่า β ก็จะทำให้กระแส I_C เปลี่ยนแปลงด้วย ยิ่งกว่านั้น ยังทำให้จะการทำงานของทรานซิสเตอร์เปลี่ยนแปลงด้วยเหมือนกัน ซึ่งค่า β ในซิลิคอนทรานซิสเตอร์ จะเพิ่มขึ้นตามอุณหภูมิด้วยอัตรา 5 % / °C ดังนั้นการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิในช่วง ± 50 °C เราก็สามารถที่จะรู้ค่า β ได้ นอกจากนี้เราก็จะได้รู้ได้อีกว่าค่า I_C จะเปลี่ยนแปลงได้มากที่สุดไม่เกิน 25 %

นอกจาก β จะเปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิแล้ว ในทางอุตสาหกรรมก็ต้องการให้ค่า β เปลี่ยนแปลงด้วยเหมือนกัน ยกตัวอย่างเช่น ทางอุตสาหกรรมอาจต้องการค่า β ที่เปลี่ยนแปลงอยู่ในช่วง 50 ถึง 500 ซึ่งสำหรับการออกแบบอุปกรณ์นั้นเป็นเรื่องที่ยากมาก ดังนั้นเป็นเรื่องยากที่เราจะกำหนดให้จุดการทำงานของค่า β สอดคล้องกับอุณหภูมิ

การเปลี่ยนแปลงค่า I_C จาก β นั้น มีความสัมพันธ์ดังสมการ

$$\Delta I_C = I_{C1}\left(\frac{\Delta\beta}{\beta_1\beta_2}\right)\left(1+\frac{R_B}{R_E}\right) \qquad \text{(สมการ 6-2)}$$

I_{C1} = กระแส collector ที่ $\beta = \beta_1$

β_1 = ค่า β ที่ต่ำที่สุด

β_2 = ค่า β ที่สูงที่สุด

$\Delta\beta = \beta_2 - \beta_1$

R_B = ความต้านทานที่ขนานกันระหว่าง R_1 และ R_2 (ดังรูป 6-1)

R_E = ความต้านที่ขา emitter

จากสมการนี้จะเห็นได้ว่า ค่าต่างๆของทรานซิสเตอร์จะถูกควบคุมโดยการเปลี่ยนแปลงค่า β บนกระแส collector ซึ่งไหลตลอดอัตราส่วนความต้านทาน $\frac{R_B}{R_E}$ ค่าอัตราส่วนที่น้อย จะบ่งบอกถึงการเปลี่ยนแปลงของกระแส collector ที่น้อยด้วย ดังนั้นถ้าเราลดค่าอัตราส่วน $\frac{R_B}{R_E}$ จะทำให้ค่าอัตราขยายกระแสของ amplifier ลดลงด้วย ซึ่งเป็นสิ่งที่เราไม่ต้องการและถ้าค่าอัตราส่วนเข้าใกล้ 1 การปรับปรุงในจุดการทำงานที่เสถียรก็จะลดลงอย่างรวดเร็ว ดังนั้นในทางปฏิบัติการออกแบบควรจะให้อัตราส่วน $\frac{R_B}{R_E}$ ให้น้อยกว่า 10

จากรูป 6-1, 6-2, 6-3 แสดงรูปการ bias ที่ใช้ได้สำหรับความต้านที่ขา emitter (R_E) ซึ่งค่า R_E นี้เป็นตัวที่ให้การป้อนกลับแบบลบ จะช่วยลดผลกระทบสำหรับการเปลี่ยนแปลงค่ากระแส I_C ตามอุณหภูมิ จากรูปที่6-2,6-3 ไม่มีค่า R_E แต่เรานอา R_F มาแทน ซึ่งอยู่ระหว่างขา collector และขา base ซึ่งมีหน้าที่ให้การป้อนกลับแบบลบเช่นเดียวกัน ค่า R_F นี้จะทำงานได้ดีเมื่อผลกระทบจากการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิสำหรับค่า parameter ต่างๆ เปลี่ยนแปลงเล็กน้อยเท่านั้น

จากรูป 6-4 และ 6-5 แสดงวิธีการออกแบบ FET ซึ่งมีสูตรในการออกแบบดังนี้

$$I_D = I_{DSS}\left(1-\frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2 \qquad \text{(สมการ 6-3)}$$

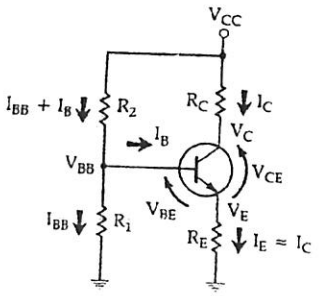
I_D = กระแส Drain

I_{DSS} = กระแส Drain ที่ Vgs=0

V_{GS} = แรงดันจาก Gate ไป Source

V_P = แรงดัน pinch-off

ค่ากระแส I_D ส่วนมากจะเป็นค่าที่ผู้ใช้เลือก ส่วนค่ากระแส I_{DSS} และแรงดัน V_P นั้นจะเป็นค่าที่ได้จาก data sheet สำหรับทรานซิสเตอร์ ถ้าเรารู้ค่าทั้ง 3 แล้ว เราสามารถหาค่า V_{GS} ได้



1.เลือกจุดการทำงานของทรานซิสเตอร์

$I_C = 10$ mA , $V_C = 10$ V , $V_{CC} = 20$ V , $\beta = 50$

2.สมมติให้ค่าV_E ที่เสถียรเท่ากับ

$V_E = 2.5$ V

3.สมมติให้ $I_E \approx I_C$ สำหรับทรานซิสเตอร์ที่มีค่า β สูง

4.เมื่อรู้ I_E และ V_E แล้วR_E หาค่าได้

$$R_E = \frac{V_E}{I_E}$$

$$= \frac{2.5}{10*10^{-3}}$$

$= 250\ \Omega$

5.รู้ค่า V_{CC} , V_C และ I_C หาค่าR_C ได้

$$R_C = \frac{V_{CC} - V_C}{I_C}$$

$$= \frac{20-10}{10*10^{-3}}$$

$= 1000\ \Omega$

6.รู้ค่า I_C และ β คำนวณหา I_B

$$I_B = \frac{I_C}{\beta}$$

$= 0.2$ mA

7.รู้ค่า V_E และV_{BE} คำนวณหาV_{BB}

$V_{BB} = V_E + V_{BE}$

$=2.5+0.7$

$=3.2$ V

8.กำหนดให้ค่าI_{BB} มีค่ามากๆ

$I_{BB} = 1.5$ mA

9.รู้ค่า I_{BB} , V_{BB} คำนวณหาR_1

$$R_1 = \frac{V_{BB}}{I_{BB}}$$

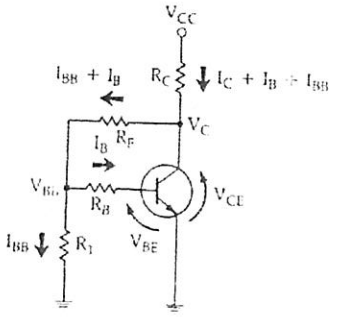
$$= \frac{3.2}{1.5*10^{-3}}$$

$$= 2133\ \Omega$$

10. รู้ค่า V_{CC} , V_{BB} , I_{BB} และ I_B คำนวณหา R_2

$$R_2 = \frac{V_{CC} - V_{BB}}{I_{BB} + I_B} = \frac{20-3.2}{1.7*10^{-3}} = 9882\ \Omega$$

รูปที่ 6-1 Bias network design 1



1.เลือกจุดการทำงานของทรานซิสเตอร์

$I_C = 10$ mA , $V_C = 10$ V , $V_{CC} = 20$ V , $\beta = 50$

2.สมมติค่า I_{BB} และ V_{BB} ที่จะจ่ายให้ I_B

$V_{BB} = 2$ V

$I_{BB} = 1$ mA

3.รู้ค่า I_C และ β คำนวณหา I_B

$$I_B = \frac{I_C}{\beta}$$

$$= 0.2\ \text{mA}$$

4.รู้ค่า V_{BB} , $V_{BE} = 0.7$ V และ I_B คำนวณหา R_B

$$R_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{I_{BB} + I_B}$$

$$= \frac{2-0.7}{0.2*10^{-3}}$$

$$= 6500\ \Omega$$

5.รู้ค่า I_{BB} , V_{BB} คำนวณหา R_1

$$R_1 = \frac{V_{BB}}{I_{BB}}$$

$$= \frac{2}{1*10^{-3}}$$

$$= 2000\ \Omega$$

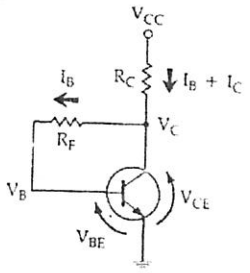
6.รู้ค่า V_{CC} , V_{BB} , I_{BB} และ I_B คำนวณหา R_F

$$R_F = \frac{V_{CC} - V_{BB}}{I_{BB} + I_B} = \frac{10-2}{1.2*10^{-3}} = 6667\ \Omega$$

7.รู้ค่า V_{CC}, V_C, I_C, I_B และ I_{BB} คำนวณหาR_C

$$R_C \quad \frac{V_{CC} - V_{BB}}{I_{BB} + I_B + I_C} = \frac{20-10}{11.2*10^{-3}} = 893\ \Omega$$

รูปที่ 6-2 Bias network design 2



1.เลือกจุดการทำงานของทรานซิสเตอร์

$I_C = 10$ mA , $V_C = 10$ V , $V_{CC} = 20$ V , $\beta = 50$

2.รู้ค่า I_C และ β คำนวณหา I_B

$$I_B = \frac{I_C}{\beta}$$

$= 0.2$ mA

3.รู้ค่า V_C , $V_B = V_{BE} = 0.7$ V และ I_B คำนวณหา R_F

$$R_F = \frac{V_C - V_B}{I_B}$$

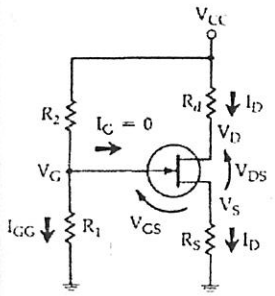
$$= \frac{10-0.7}{200*10^{-6}}$$

$= 46.5\ \mathrm{K}\Omega$

4.รู้ค่า I_B, I_C, V_{CC} และ V_C คำนวณหา R_C

$$R_C = \frac{V_{CC} - V_C}{I_B + I_C} = \frac{20-10}{10.2*10^{-3}} = 980\ \Omega$$

รูปที่ 6-3 Bias network design 3



1.เลือกค่าจุดการทำงานของทรานซิสเตอร์

I_D=10 mA , V_D=10 V , V_{CC}=20 V

2.รู้ค่า V_{CC} , V_D และ I_D คำนวณหาR_d

$$R_d = \frac{V_{CC} - V_D}{I_D}$$

$$= \frac{10}{10*10^{-3}}$$

$$= 1000\ \Omega$$

3.กำหนดค่าV_P , I_{DSS} จาก data sheet

V_P = -6 V

I_{DSS} = 5 mA

4.รู้ค่า I_D , I_{DSS} และ V_P คำนวณหา V_{GS}

$$V_{GS} = V_P (1 - \sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}})$$

$$= -6(1 - \sqrt{\frac{10*10^{-3}}{5*10^{-3}}})$$

$$= 2.48\ V$$

5.สมมติค่า V_S ให้อยู่ในช่วง 2-3 V

V_S = 2.5V

6.รู้ค่า V_S และ I_D หาค่าR_S

$$R_S = \frac{V_S}{I_D}$$

$$= \frac{2.5}{10*10^{-3}}$$

$$= 250\ \Omega$$

7.รู้ค่า V_S และ V_{GS} คำนวณ V_G

$V_G = V_{GS} + V_S$

= 2.48+2.5

= 4.98 V

8.กำหนดค่า R_1

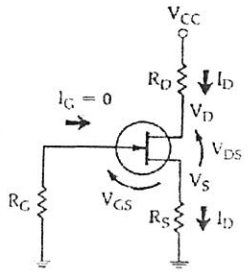
R_1 = 220 K Ω

9.รู้ค่า R_1, V_G และ V_{CC} และคำนวณ R_2

$$R_2 = \frac{R_1(V_{CC} - V_G)}{V_G}$$

$$= \frac{220*10^3(20-4.98)}{4.98} = 664\ K\Omega$$

รูปที่ 6-4 Bias network design 4



1.เลือกค่าจุดการทำงานของทรานซิสเตอร์

I_D=10 mA , V_D=10 V , V_{CC}=20 V

2.รู้ค่า V_{CC} , V_D และ I_D คำนวณหาR_d

$$R_d = \frac{V_{CC} - V_D}{I_D}$$

$$= \frac{10}{10*10^{-3}}$$

$$= 1000\ \Omega$$

3.กำหนดค่าV_P , I_{DSS} จาก data sheet

V_P = -6 V

I_{DSS} = 5 mA

4.รู้ค่า I_D , I_{DSS} และ V_P คำนวณหา V_{GS}

$$V_{GS} = V_P(1-\sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}})$$

$$= -6(1-\sqrt{\frac{10*10^{-3}}{5*10^{-3}}})$$

$$= 2.48\ V$$

5.รู้ค่า I_G=0, $V_{GS} = V_S$ และ I_D คำนวณหา R_S

$$R_S = \frac{V_S}{I_D}$$

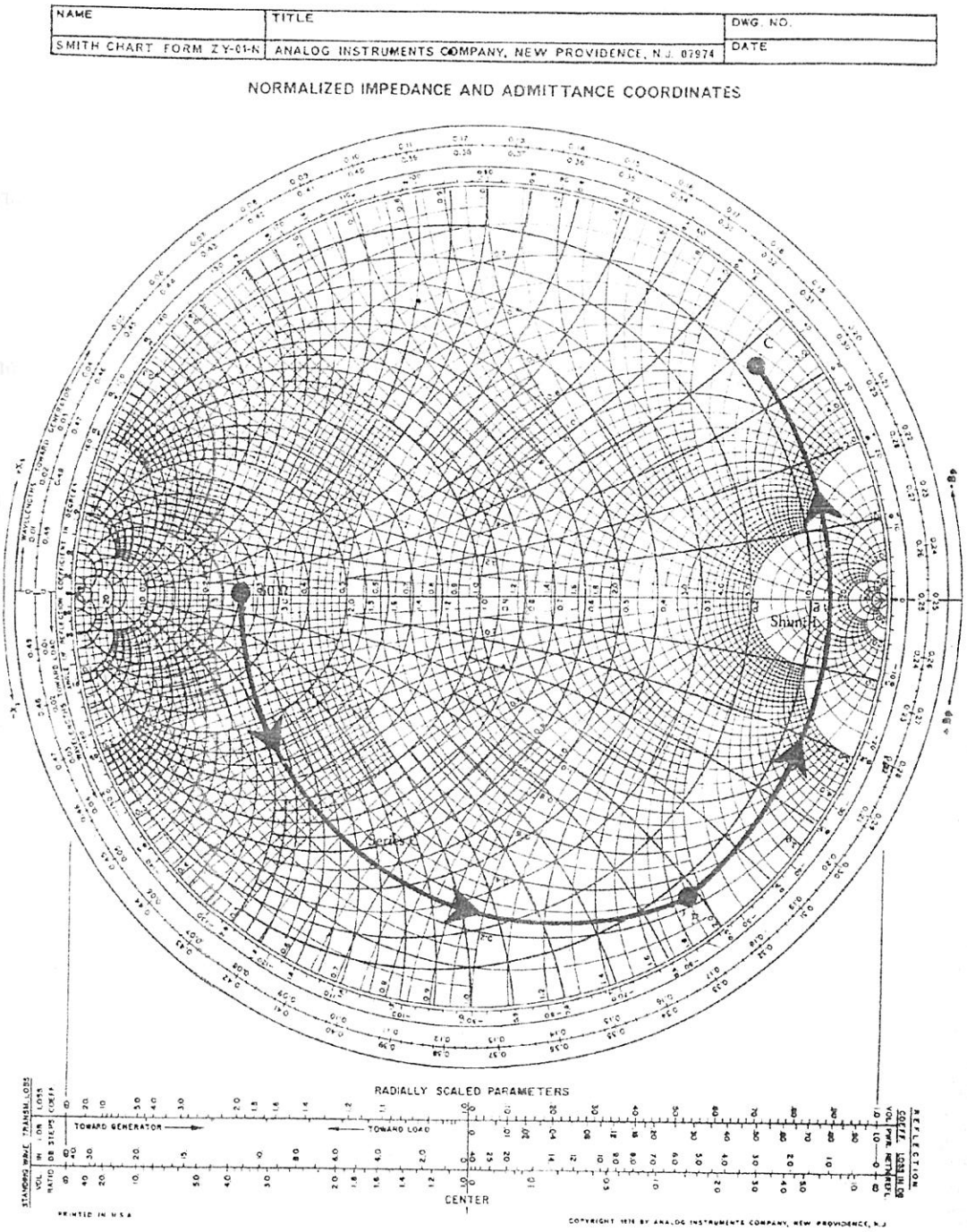
$$= \frac{2.48}{10*10^{-3}}$$

$$= 248\ \Omega$$

6.เมื่อ I_G=0 เราสามารถกำหนดให้ค่าR_G มีค่ามากได้ โดยให้ค่า R_G มีค่าประมาณ 1 MΩ

รูปที่ 6-5 Bias network design

EXAMPLE 6-1—Cont.



Cont. on next page

Fig. 6-7. Output network design for Example 6-1.

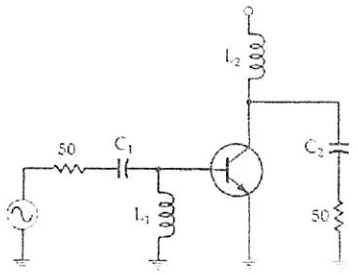
หรือ $Z_L = 0.495 + j2.62$ ohms

ทำการ normalized 50 ohms ที่โหลด จะส่งค่าสูงสุด transfer ที่โหลด เลือกค่า L ที่ทำให้เกิดการ matching

Arc AB = series C = -j1.9 ohms

Arc BC = shunt L = -j0.89 mho

ค่า input และ output matching networks แสดงอยู่ในรูป 6-8 ค่าส่วนประกอบตามความเป็นจริงถูกค้นพบจากการใช้สมการที่ 4-11 ถึง 4-14 สำหรับทางด้าน input



รูป 6-8 วงจรสำหรับตัวอย่าง 6-1

$$C_1 = \frac{1}{\omega XN}$$

$$= \frac{1}{2\pi(100 \times 106)(1.3)(50)}$$

$$= 24.5\,pF$$

L_1

$$= \frac{N}{\omega B}$$

$$= \frac{50}{2\pi(100\times106)(1.1)}$$

=72 nH

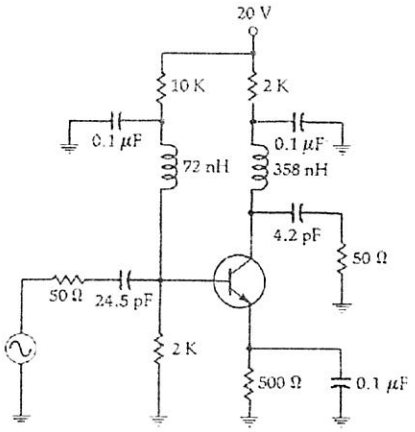
$$C_2 = \frac{1}{2\pi(100\times106)(1.9)(200)}$$

=4.18pF

$$L_2 = \frac{200}{2\pi(100\times106)(0.89)}$$

=358 nH

เมื่อใส่ค่าต่างๆตามที่คำนวณได้จะได้วงจรสุดท้ายดังรูป



รูป 6-9

Simultaneous Conjugate Match

(Unconditionally stable Transistors)

คู่ Conjugate พร้อมกัน

(ไม่มีเงื่อนไขที่มีเสถียรภาพ Transistors)

หนึ่งครั้งต่อที่มีเสถียรภาพที่เหมาะสม Transistor ได้ถูกค้นพบและความสามารถกำไรของมันได้ถูกค้นพบให้จับคู่ความต้องการของคุณ, คุณสามารถดำเนินต่อไปกับการออกแบบ.

โพรซิเดอร์การออกแบบดังต่อไปนี้จะส่งผลในภาระและการสะท้อนข้อมูล Coefficients ซึ่งจะตระเตรียมคู่ conjugate สำหรับสิ่งที่นำออกตามความเป็นจริงและสิ่งที่นำเข้า impedances, อย่างแต่ละคน, ของthe transistor. จำว่า สิ่งที่นำออกตามความเป็นจริง impedance ของ transistor คือ dependent บนข้อมูล impedance ซึ่ง transistor "เห็น." อย่างสนทนา, สิ่งที่นำเข้าตามความเป็นจริง impedance ของ transistor คือ dependent บนภาระ impedance ซึ่ง transistor "เห็น." dependencyนี้ คือ, เพราะว่า, เป็นสาเหตุให้โดยกำไรกลับหลังของ transistor (S12). ถ้าS12 เท่ากัน เพื่อศูนย์แล้ว, ภาระและข้อมูล impedances คงไม่มีผลกระทบบน ของ transistor สิ่งที่นำเข้าและสิ่งที่นำออก impedances.

เพื่อค้นหาโหลดการสะท้อน coefficient สำหรับ คู่ conjugate, กระทำการคำนวณดังต่อไปนี้:

$$C_2=S_{22}-(D_S S_{11}) \quad \text{Eq6-18}$$

ที่ซึ่ง, เครื่องหมายดอกจันแสดงความซับซ้อน conjugate ของ S11 (ความใหญ่โตเดียวกัน, แต่มุมมีเครื่องหมายสิ่งตรงข้าม). ปริมาณD8 เป็นปริมาณปานกลางเป็นคำนวณในสมการ 6-14.

ถัดไป, คำนวณB2.

$$B_2=1+[S_{22}]^2-[S_{11}]^2[Ds]^2 \quad \text{Eq6-19}$$

คือความใหญ่ของการสะท้อน Coefficient แล้วค้นพบจากสมการ:

$$|\Gamma_L| = \frac{B_2 \pm \sqrt{B_{22} - 4|C_2|_2}}{2|C_2|} \quad \text{Eq6-20}$$

เครื่องหมายที่อยู่หน้าสิ่งมูลฐานคือ สิ่งตรงข้ามของเครื่องหมายของ B2 (ซึ่งถูกคำนวณอย่างผ่านมาในสมการ 6-19). มุมของการสะท้อนโหลด Coefficient คือ ที่เป็นลบของมุมของ C2อย่างง่ายๆ (ค้นพบในสมการ 6-18).

หากเราต้องการหาค่าของสัมประสิทธิ์การสะท้อนที่ปลายโหลด เราอาจหาได้จากการลงจุดบน Smith Chart หรือหาโดยตรงได้จากการแทนที่ Γ_L ลงในสมการที่ 5-8 และแก้สมการหา Z_L ที่แมตช์กัน ด้วยค่าของสัมประสิทธิ์การสะท้อนที่ปลายสาย เราสามารถคำนวณค่าของสัมประสิทธิ์การสะท้อนทางฝั่งแหล่งจ่ายที่ต้องนำทรานซิสเตอร์มาเชื่อมต่อให้แหมาะสม

$$\Gamma_s = \left[S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - (\Gamma_L \bullet S_{22})} \right]^* \qquad \text{(สมการที่ 6-21)}$$

เครื่องหมายดอกจันแสดงให้เห็นว่า เราต้องทำการคอนจูเกตปริมาณที่อยู่ในวงเล็บก่อน ถ้าไม่เช่นนั้นแล้ว เมื่อเราคำนวณสมการที่ 6-21 เสร็จเรียบร้อย ปริมาณที่คำนวณได้จะมีค่าถูกต้องแต่มุมที่ได้จะผิด เราต้องเปลี่ยนเครื่องหมายของมุมด้วย

เมื่อเราได้ค่าของ Γ_s ที่ต้องการแล้ว จากนั้นนำเอาไปจุดลงบน Smith Chart หรือแทนค่าลงในสมการที่ 5 – 8 เพื่อหาอิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่ายที่ตรงกัน

การออกแบบ Amp โดยใช้ S-Parameter

1. ตรวจสอบ Stability

$$D_s = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$$

$$k = \frac{1 + |D_s|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2 \bullet |S_{21}| \bullet |S_{12}|}$$

k=Rolett stability factor จะต้องมากกว่า 1 (k>1) คือ unconditionally stable

2. หา Maximum Available Gain (MAG)

$$B_1 = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}^2| - |D_s|^2$$

$$MAG = 10\log\frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} + 10\log\left|k \pm \sqrt{k^2 - 1}\right| \qquad \text{.....(dB)}$$

หมายเหตุ

ค่าจะเป็นบวกหรือลบขึ้นอยู่กับค่า B_1 ถ้า B_1 เป็นบวกจะใช้เครื่องหมายลบ (เครื่องหมายตรงข้ามกับ B_1)

3. Conjugate Match

3.1 Load reflection coefficient (Γ_L)

$$C_2 = S_{22} - D_s S_{11}^*$$

$$|\Gamma_2| = \frac{B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4|C_2|^2}}{2|C_2|}$$

$$B_2 = 1 + |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 - |D_s|^2$$

หมายเหตุ มุมของ $|\Gamma_L|$ จะใช้มุมเดียวกับ C_2 แต่เครื่องหมายตรงข้าม

3.2 Source-reflection (Γ_S) หา

$$\Gamma_S = \left[S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1-\Gamma_2 \bullet S_{22}} \right]^*$$

Ex 1

จงออกแบบ Amplifier ที่ Maximum gain ความถี่ 200 MHzโดยที่ความต้านทานแหล่งจ่ายและโหลด เท่ากับ 50 Ω มีค่า S-Parameter ที่ $V_{CE} = 10V \;\; I_C = 10mA$ มีค่า

$$S_{11} = 0.4\angle 162^\circ$$
$$S_{22} = 0.35\angle -39^\circ$$
$$S_{12} = 0.04\angle 60^\circ$$
$$S_{21} = 5.2\angle 63^\circ$$

วิธีทำ

1. ตรวจสอบ Stability

$$D_S = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$$
$$D_S = (0.4\angle 162^\circ)(0.35\angle -39^\circ) - (0.04\angle 60^\circ)(5.2\angle 60^\circ)$$
$$= (0.4)(0.35)\angle(162-39)^\circ - (0.04)(5.2)\angle(60+63)^\circ$$
$$= 0.14\angle 123^\circ - 0.208\angle 123^\circ$$
$$= (-0.076 + j0.117) - (-0.113 + j0.175)$$
$$= 0.037 - j0.058$$
$$= 0.068\angle -57^\circ$$

หาค่า k จาก

$$k = \frac{1+|D_S|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2 \bullet |S_{21}||S_{12}|}$$
$$= \frac{1+(0.068)^2 - (0.4)^2 - (0.35)^2}{2 \bullet |S_{21}||S_{12}|}$$
$$= 1.74$$

$\therefore$ k>1 คือ Unconditionally stable l (สามารถออกแบบเป็น Amp)

2. หาค่าของMaximum Available Gain (MAG)

จาก

$$B_1 = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |D_2|^2$$
$$= 1 + (0.4)^2 - (0.35)^2 - (0.068)^2$$
$$= 1.03$$

$\therefore B_1$ มีเครื่องหมายเป็นบวก ทำให้ log ตัวที่ 2 หลังค่า k เป็นลบ

$$MAG = 10\log\frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} + 10\log\left|k \pm \sqrt{k^2 - 1}\right|$$
$$= 10\log\frac{5.2}{0.04} + 10\log\left|1..74 - \sqrt{(1.74^2 - 1)}\right|$$
$$= 21.14 + (-5)$$
$$= 16.1dB$$

3. หา Conjugate Match

3.1 load reflection coefficient ((Γ_L)

จาก

$$C_2 = S_{22} - (D_2 S_{11}^*)$$
$$= 0.35\angle -39^\circ - ((0.068\angle -5.7^\circ) \bullet (0.4\angle -162^\circ))$$
$$= (0.272 - j0.22) - (0.027\angle -219^\circ)$$
$$= (0.272 - j0.22) - (-0.021 - j0.017)$$
$$= 0.293 - j0.237$$
$$= 0.377\angle -39^\circ$$

หา

$$B_2 = 1 + |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 - |D_s|^2$$
$$= 1 + (0.35)^2 - (0.4)^2 - (0.068)^2$$
$$= 0.958$$
$$|\Gamma_L| = \frac{B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4|C_2|^2}}{2|C_2|}$$
$$|\Gamma_L| = \frac{0.958 - \sqrt{(0.958)^2 - 4(0.377)^2}}{2(0.377)}$$

เครื่องหมายหลังพจน์แรกเป็นลบเพราะจะต้องมีเครื่องหมายตรงข้ามกับ B_2 (ซึ่ง B_2 เป็นบวก)

$$|\Gamma_L| = 0.487$$

$\therefore$ จะได้ load-reflection coefficient

$$\Gamma_L = 0.487\angle 39^\circ$$

มุม 39° มาจากมุมของ C_2 แต่เครื่องหมายจะต้องตรงกันข้าม

3.2 Source-reflection coefficient

$$\Gamma_S = \left[S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1-(\Gamma_L \bullet S_{22})} \right]^*$$

$$= \left[0.4\angle 162^\circ + \frac{(0.04\angle 60^\circ)(5.2\angle 63^\circ)(0.487\angle 39^\circ)}{1-\left[(0.487\angle 39^\circ)(0.35\angle -39^\circ)\right]} \right]^*$$

$$= \left[0.4\angle 162^\circ + \frac{0.10\angle 162^\circ}{1-(0.170\angle 0^\circ)} \right]^*$$

$$= \left[(-0.38 + j0.123) + \frac{0.10\angle 162^\circ}{0.83\angle 0^\circ} \right]^*$$

$$= \left[(-0.38 + j0.123) + 0.12\angle 162^\circ \right]^*$$

$$= \left[(-0.38 + j0.123) + (-0.114 + j0.037) \right]^*$$

$$= \left[-0.494 + j0.16 \right]^*$$

$$= \left[0.52\angle 162^\circ \right]^*$$

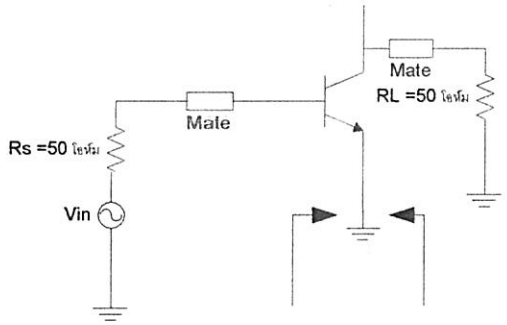
$$= 0.52\angle -162^\circ$$

4. ทำการ plot ลงบน smith chart

จาก

$$\Gamma_S = 0.52\angle -162^\circ$$

$$\Gamma_L = 0.487\angle 39^\circ$$



รูปที่ 1

สามาทำได้ 2 แบบ คือ plot

1. แบบ Plot ขนาดและมุมโดยตรง คือ

$$\Gamma_S = 0.52\angle -162^\circ$$
$$\Gamma_L = 0.487\angle 39^\circ$$

2. แบบแปลงให้ในรูปของ

Z_s จาก Γ_S และ Z_L จาก Γ_L

การแปลง Z_s ให้อยู่ในรูปของ Γ_S จะได้

$$Z_s = \frac{1+\Gamma_S}{1-\Gamma_S} = \frac{1+(0.52\angle -162^\circ)}{1-\left(0.52\angle -162^\circ\right)}$$
$$= \frac{1+(-0.496-j0.162)}{1-(-0.496-j0.162)}$$
$$= \frac{0.504-j0.162}{1.496+j0.162}$$
$$= \frac{0.529\angle -17.8^\circ}{1.505\angle 6.18^\circ}$$
$$= 0.352\angle -23.98^\circ$$
$$= 0.32-j0.14\Omega$$

แต่ค่าที่ได้จริง คือ

$$Z_S = 50\left(0.32-j0.14\right)$$
$$= 16-j7\Omega$$

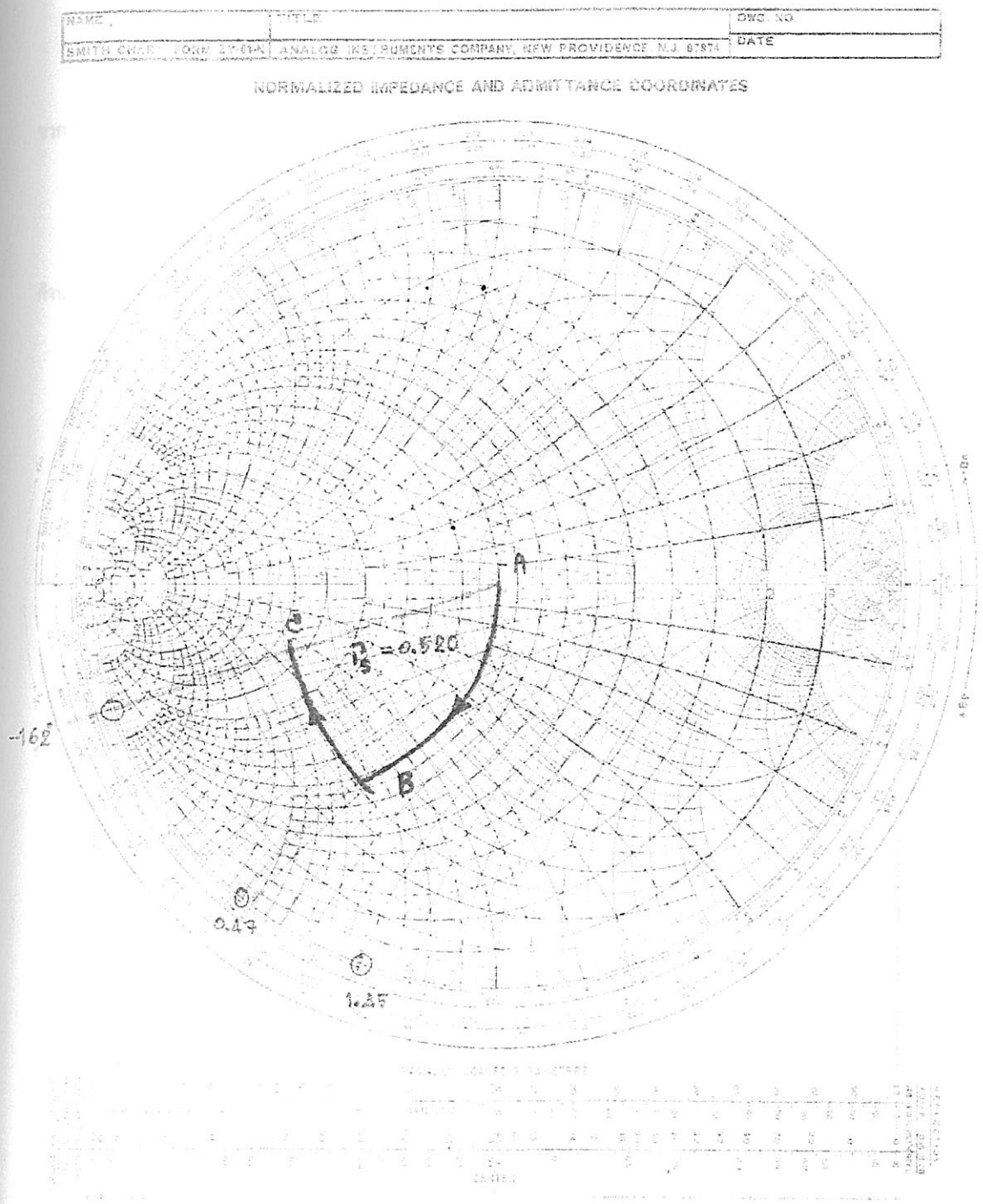
การแปลง Γ_L ให้อยู่ในรูปของ Z_L จะได้

$$Z_L = \frac{1+\Gamma_L}{1-\Gamma_L} = \frac{1+(0.487\angle 39^\circ)}{1-(0.487\angle 39^\circ)}$$
$$= 1.6+j1.28\Omega$$

แต่ค่าที่ได้จริง คือ

$$Z_L = 50(1.6+j1.28)$$
$$= 80+j64\Omega$$

Plot Γ_S หรือ Z_S จากรูปที่ a



รูป a

จาก AB จะได้ ขนาน C

$$\approx 1.45 - 0 = j1.45 \ \frac{1}{\Omega}$$

จาก BC จะได้อนุกรม L

$$\approx 0.47\text{-}0.14 = j0.33\,\Omega$$

คำนวณหาค่า C จาก (ขนาน C)

$$X_C(R) = \frac{1}{2\pi f_C}\Omega$$

$$\therefore C = \frac{1}{2\pi f X_C R}$$

$$= \frac{1}{2\pi\left(200\times10^{6}\right)\left(\frac{1}{1.45}\right)(50)}$$

$$= 2.3\times10^{-11}F$$

$$= 23pF$$

คำนวณหาค่า L จาก (อนุกรม L)

$$X_L(R) = 2\pi fL$$

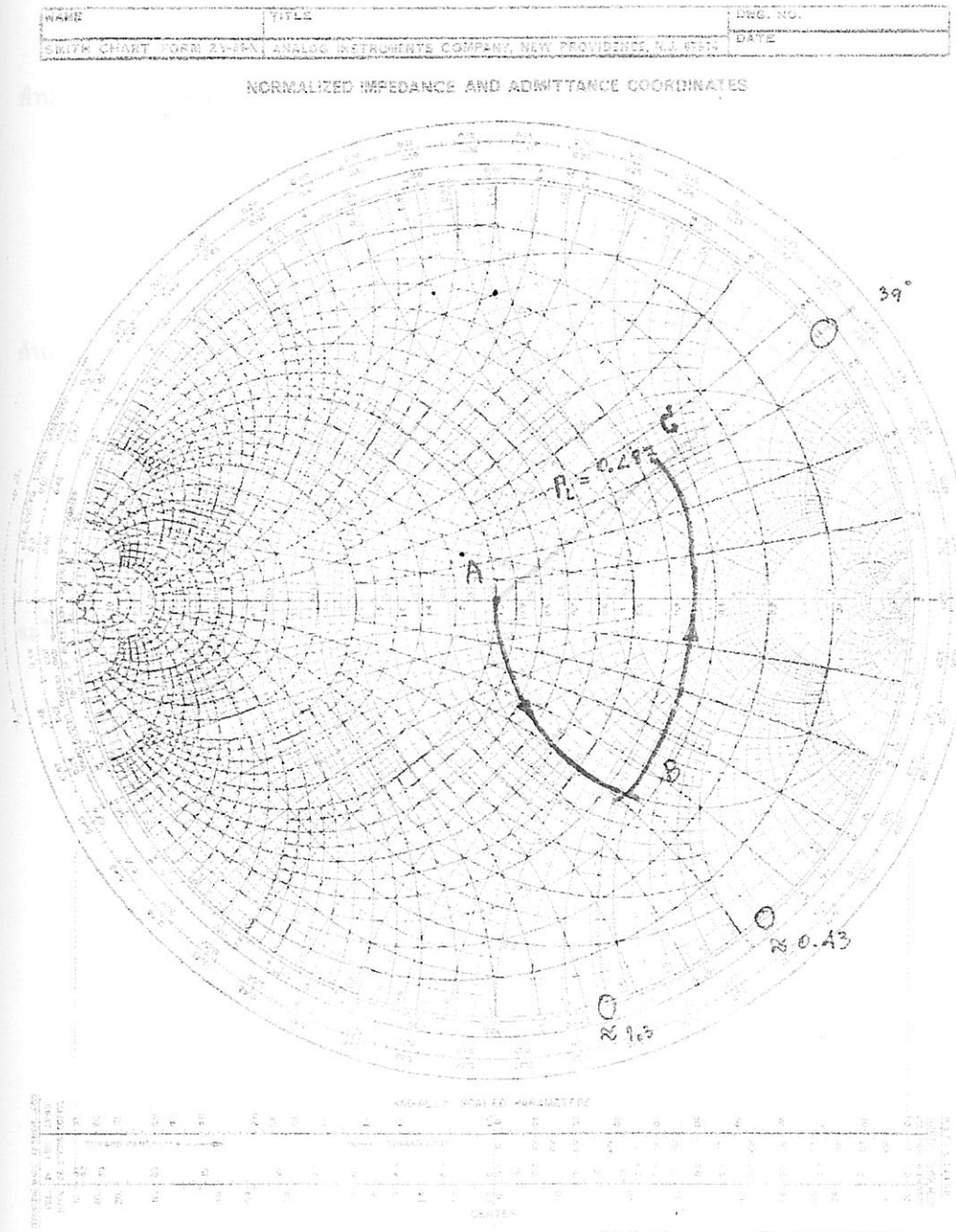
$$\therefore L = \frac{X_L(R)}{2\pi f}$$

$$L = \frac{(0.33)(50)}{2\pi(200\times10^{6})}$$

$$= 1.31\times10^{-8}H$$

$$= 13.1nH$$

2. Plot Γ_L หรือ Z_L จากรูปที่ b



รูป b

จากรูป AB จะได้ อนุกรม C

$$\approx 1.3 - 0 = j1.3\frac{1}{\Omega}$$

จาก BC จะได้ ขนาน L

$$\approx 0.43 = 0.14 = j0.33\Omega$$

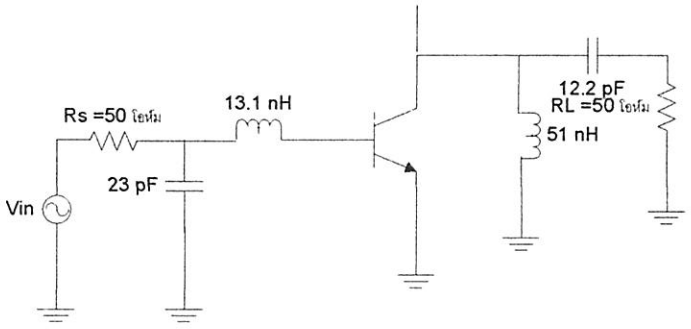
คำนวณหาค่า C จากอนุกรม C

$$C = \frac{1}{2\pi f X_C(R)} = \frac{1}{2\pi(200\times10^6)(1.3)(50)}$$
$$= 1.22\times10^{-11} F$$
$$= 12.2pF$$

คำนวณหาค่า L จาก ขนาน L

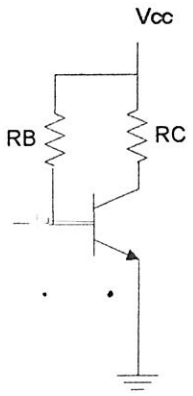
$$L = \frac{X_L(R)}{2\pi f} = \frac{\frac{1}{0.75}(50)}{2\pi(200\times10^6)}$$
$$= 5.1\times10^{-8} H$$
$$= 51nH$$

จะได้วงจรสุดท้าย คือ



รูปที่ 2

จากการ bias $V_{CE} = 10V, I_C = 10mA$ หาค่า ความต้านทาน ของวงจรจะได้



รูปที่ 3

กำหนด $V_{CC} = 15V, \beta = 50(Si)$

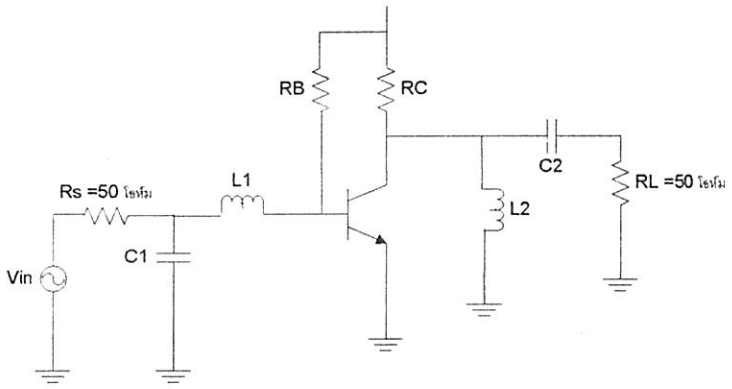
จาก

$$V_{CC} = I_C R_C + V_{CE} \text{.....(1)}$$

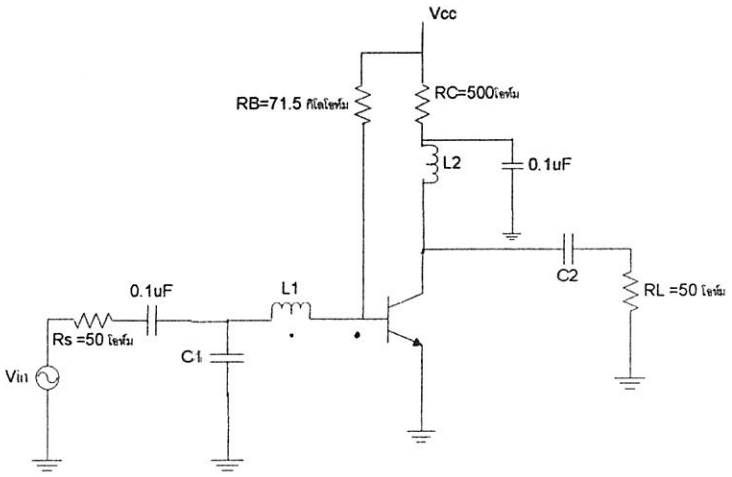
$$15 = (10 \times 10^{-3}) R_C + 10$$

$$\therefore R_C = \frac{15 - 0.7}{\frac{10 \times 10^{-3}}{50}} = 71.5k\Omega$$

$\therefore$ จะได้วงจรรวม คือ

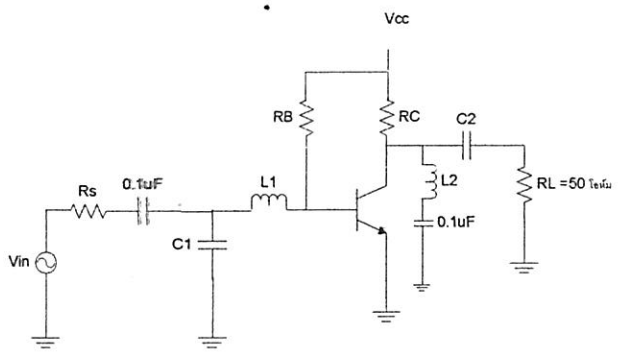


รูปที่ 4



รูปที่ 5

หรือ



รูปที่ 6

4. ตรวจสอบ Transducer Gain คือ Gain จากผลของ Γ_S และ Γ_L จะได้ผล มากน้อยเท่าไร ถ้าเท่ากับ MAG แสดงว่า ดีมาก ไม่มีการสะท้อนกลับมาที่ตัว T_r

จาก $G_T = \dfrac{|S_{21}|^2(1-|\Gamma_S|^2)\left(1-|\Gamma_L|^2\right)}{\left|(1-S_{11}\Gamma_S)(1-S_{22}\Gamma_L)-S_{12}S_{21}\Gamma_L\Gamma_S\right|^2}$

จะได้

$$G_T = \frac{(5.2)^2(1-|\Gamma|^2)(1-|\Gamma_L|^2)}{\left|\left[(1-0.4\angle 162^\circ)(0.52\angle -162^\circ)\right]\left[1-\left(0.35\angle -39^\circ\right)\left(0.487\angle 39^\circ\right)\right]-\left[\left(0.04\angle 60^\circ\right)\left(5.2\angle 63^\circ\right)\left(0.487\angle 39^\circ\right)\left(0.522\angle -162^\circ\right)\right]\right|^2}$$

G_T = 41.15 เท่า

$\therefore G_T = 10\log_{10} 41.15 = 16.14dB$

ดังนั้น ไม่มีการสะท้อนกลับจากโหลดและแหล่งจ่าย ไปยัง T_r $(MAG = G_T)$

ข้อสังเกต อีกครั้งที่ transducer gain มีค่าใกล้เคียงกับ MAG ถ้าเราเอาจุดทศนิยมมาคิดด้วยจะเห็นว่า G_T มีค่าน้อยกว่า MAG เพียงเล็กน้อย นี่คือข้อตกลงที่ว่า S_{12} จะไม่มีค่าเท่ากับศูนย์และจะมีสัญาณเป็อนกลับมาสู่ทรานซิสเตอร์ภายในเพียงเล็กน้อย

การออกแบบสำหรับ Specified Gain

บ่อบครั้งที่เราออกแบบแอมพลิไฟเออร์ ที่มีเพียงสเตจเดียวซึ่งในบางครั้งอย่างเช่น การแมตช์แบบคอนจูเกตสำหรับทรานซิสเตอร์อาจให้อัตราขยายที่มากเกินไปสำหรับสเตจและอาจทำให้มีการขับโหลดมากเกินไป ถ้าคุณต้องการหาส่วนประกอบให้ได้คุณอาจเข้าไปค้นหาที่โรงงานผลิตแล้วหาทรานซิสเตอร์ที่คุณต้องการเมื่อการออกแบบให้ค่าตรงตามที่โรงงานผลิต นี่อาจใช้เวลาเป็นสัปดาห์หรืออาจเป็นเดือน นี่อาจเป็นวิธีที่ดีกว่าซึ่งเรียกว่า Selective mismatching

Selective mismatching คือ การควบคุมการลดลงของอัตราขยายที่เกิดจาการไม่แมตช์กันของทรานซิสเตอร์กับโหลดอย่างง่ายๆ มันอาจจะเป็นความคิดที่นอกกรอบ แต่มันได้ผล มีเหตุมีผล และใช้ได้ดีในการออกแบบ ยังคงมีคนที่เชื่อว่าที่ความถี่ของ RF ทรานซิสเตอร์ต้องแมตช์กันกับอิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่ายและโหลด มันไม่จริง ทรานซิสเตอร์ที่แมตช์แบบคอนจูเกตกับแหล่งจ่ายและโหลดเท่านั้นเมื่อ อัตราขยายสูงสุดถูกออกแบบโยไม่คำนึงถึงพารามิเตอร์ตัวอื่นๆ เช่น สัญญาณรบกวนและแบนวิดธ์

วิธีการของ Selective mismatching ที่ง่ายก็คือการใช้ constant-gain circle เหมือนที่อยู่ใน Smith Chart constant-gain circle คือวงกลมที่มีเส้นรอบวงที่แสดงถึงอิมพีแดนซ์ด้านโหลดที่มีผลต่ออัตราขยายของแอมพลิไฟเออร์ เมื่อเราวาดวงกลมลงบน Smith Chart จะสังเกตเห็นอิมพีแดนซ์ของโหลดที่จะแบ่งให้อัตราขยาย

วงกลมของ constant-gain circle ที่จุดลงบน Smith Chart ต้องมีการคำนวณค่า

1. ตำแหน่งจุดศูนย์กลางของวงกลม
2. รัศมีของวงกลม

โดยคำนวณจาก

1. คำนวณ D_S โดยใช้สมการที่ 6-14
2. คำนวณ $D_2 = |S_{22}|^2 - |D_S|^2$ สมการที่ 6-23
3. คำนวณ $C_2 = S_{22} - D_S S_{11}^*$ สมการที่ 6-24
4. คำนวณ G = อัตราขยายที่ต้องการ(absolute) สมการที่ 6-25

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

ปริมาณที่นำมาคำนวณในสมการที่ 6-25 ต้องเป็นค่าของ absolute ห้ามใช้ปริมาณที่อยู่ในหน่วยdB

5. คำนวณตำแหน่งของจุดศูนย์กลางจาก

$$r_0 = \frac{GC_2^*}{1+D_2G}$$ สมการที่ 6-26

6. คำนวณรัศมีของวงกลมจาก

$$P_0 = \frac{(1-2K|S_{12}S_{21}|G+|S_{12}S_{21}|^2G^2)^{1/2}}{1+D_2G}$$ สมการที่ 6-27

สมการที่ 6-26 จะให้ค่าที่เป็นจำนวนเชิงซ้อน โดยมีขนาดและมุมซึ่งมีขนาดของมุมเท่ากับสัมประสิทธิ์การสะท้อน การจุดค่าลงบน Smith Chart เมื่อนกับการจุดค่าของสัมประสิทธิ์การสะท้อนลงบนกราฟเช่นกัน รัศมีของวงกลมที่คำนวณได้ในสมการที่ 6-27 เป็นเศษส่วนที่มีค่าน้อยๆซึ่งอยู่ระหว่าง 0-1 แสดงให้เห็นขนาดของวงกลมบนกราฟ เมื่อเราเลือกค่าของสัมประสิทธิ์การสะท้อนที่ปลายฝั่งโหลด จะได้ค่าของอิมพีแดนซ์ของโหลด จากนั้นกำหนดค่าของสัมประสิทธิ์การสะท้อนที่ฝั่งแหล่งจ่ายที่เราต้องการออกแบบโดยไม่ต้องทำการลดค่าของอัตราขยายอีก ค่าของสัมประสิทธิ์การสะท้อนที่ฝั่งโหลดจะเป็นกอนจูเกตกับค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนที่ฝั่งโหลดจริง

ตัวอย่างที่ 6-6

ทรานซิสเตอร์ทำงานที่ความถี่ 250 MHz , V_{CE}= 5 V และ I_C= 5 mA

$S_{11} = 0.277\angle -59^\circ$ $S_{22} = 0.848\angle -31^\circ$

$S_{12} = 0.078\angle 93^\circ$ $S_{21} = 1.92\angle 64^\circ$

ออกแบบทรานซิสเตอร์ที่มีอัตราขยาย 9 dB , $Z_S = 35-j60$, $Z_L = 50-j50$ และ K = 1.033

วิธีการ ใช้สมการที่ 6-14 และ 6-23 หาค่าไปแทนในสมการที่ 6-27

$$D_S = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$$

$$= (0.277\angle -59^\circ)(0.848\angle -31^\circ) - (0.078\angle 93^\circ)(1.92\angle 64^\circ)$$

$$= 0.324\angle -64.8^\circ$$

$$D_2 = (0.848)^2 - (0.324)^2$$

$$= 0.614$$

$$C_2 = 0.848\angle -31^\circ - (0.324\angle -64.8^\circ)(0.277\angle 59^\circ)$$

$= 0.768\angle -33.9^\circ$

$G = 7.94$

$(1.92)^2$

$= 2.15$

ศูนย์กลางของวงกลมอยู่ที่จุด

$r_0 = \dfrac{2.15(0.768\angle 33.9^\circ)}{1+(0.614)(2.15)}$

$= 0.712\angle 33.9^\circ$

ค่าที่คำนวณได้นี้นำไปจุดบน Smith Chart

รัศมีของอัตราขยาย 9 dB คำนวณได้จาก

$$p_0 = \frac{(1-2(1.033)(0.078)(1.92)(2.15)) + (0.150)^2(2.15)^2)^{1/2}}{1+(0.614)(2.15)}$$

$= 0.285$

รูปที่ 6-14 แสดงการจุดลงบน Smith Chart

ค่าอิมพีแดนซ์ของโหลดจริงที่ต้องใช้คือ 50−j50 จากนั้นทำการนอมอลไลซ์ด้วย 50 โอห์มได้ 1−j1 แสดงในรูป 6-14 (จุด A)

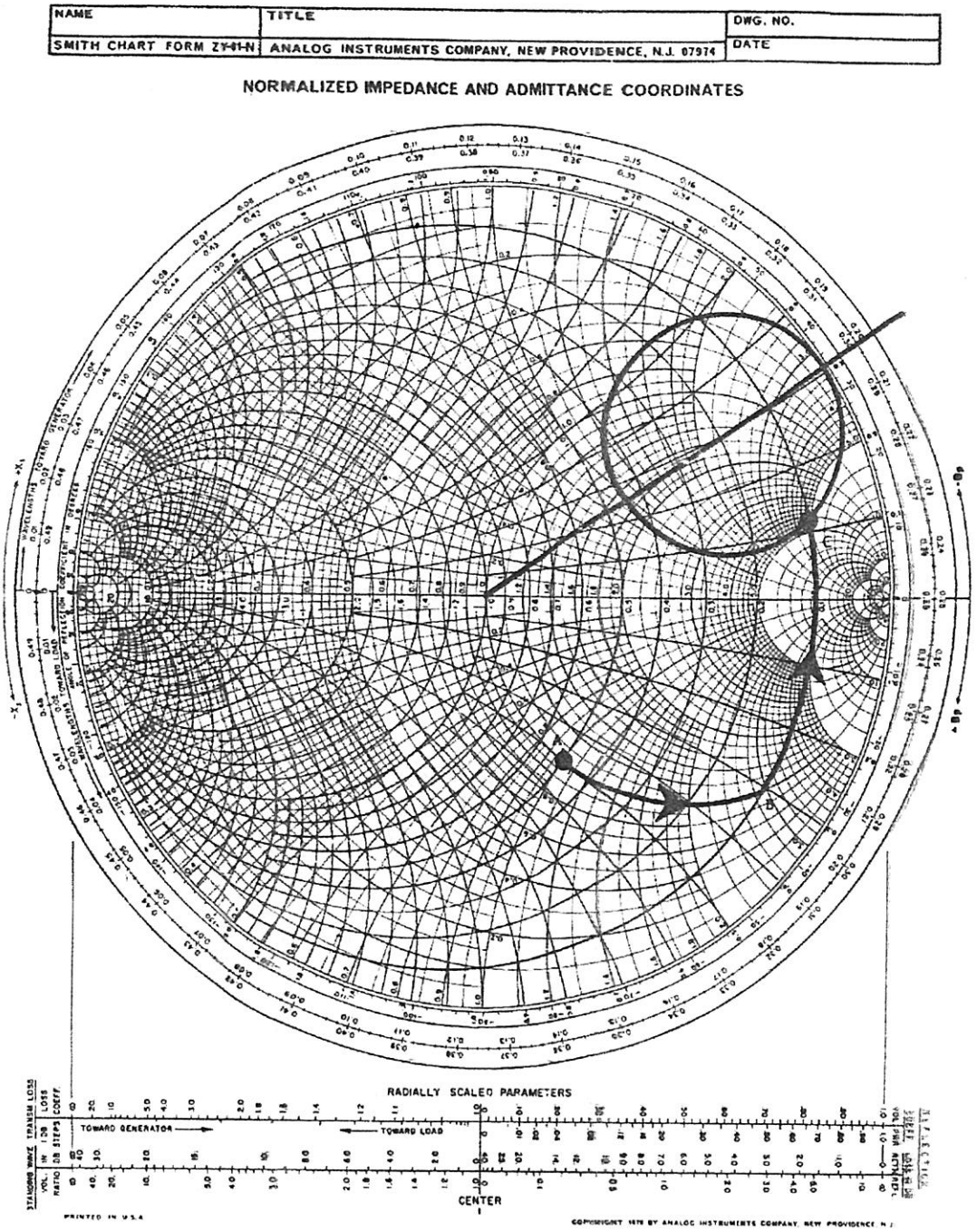
มองจากโหลดจะได้

Arc AB = Series C = −j2 ohms

Arc BC = Shunt L = −j0.425 mho

จากนั้นใช้สมการที่ 4-11 หาค่าแทนในสมการที่ 4-14 เพื่อหาค่าจริงของส่วนประกอบ

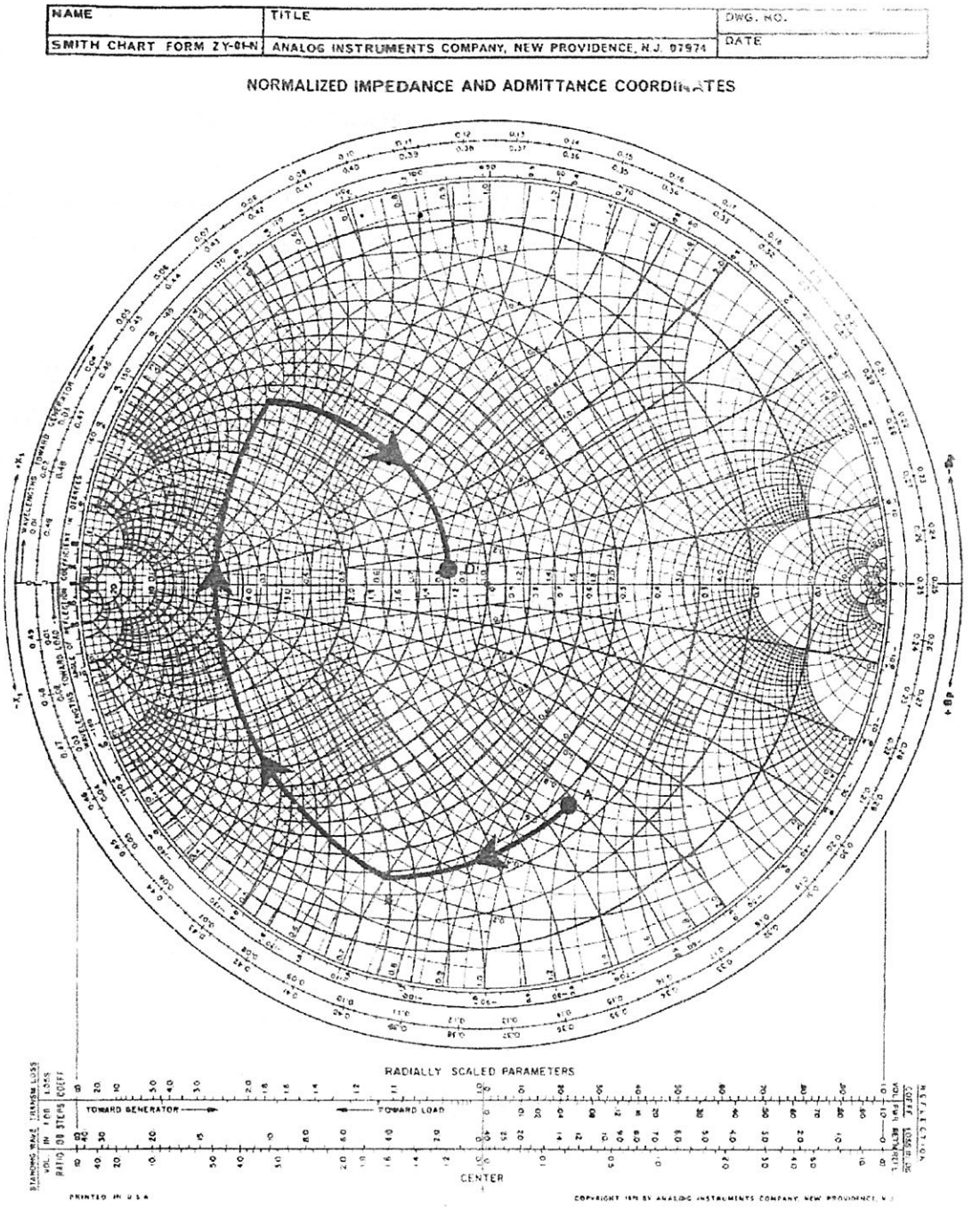
EXAMPLE 6-6—Cont.



Cont. on next page

Fig. 6-14. Output netwo design values for Example 6-6.

EXAMPLE 6-6—Cont.



Cont. on next page

Fig. 6-15. Input network-design values for Example 6-6.

ตัวอย่างที่ 6-6 (ต่อ)

$$C_1 = \frac{1}{2\pi(250\times10^6)(2)(50)}$$

$= 6.4$ PF

And,

$$L1 = \frac{50}{2\pi(250\times10^6)(0.425)}$$

$= 75$ nH

สำหรับการคอนจูเกตแมทช์ที่อินพุทไปยังทรานซิสเตอร์ด้วย $T_L = 0.82\angle 14.02°$ (จุด C) การออกแบบสัมประสิทธิ์การสะท้อนของแหล่งจ่ายต้องเป็น(ใช้สมการ 6-21)

$$T_s = \left[0.277\angle -59° + \frac{(0.078\angle 93°)(192\angle 64°)(0.82\angle 14.02°)}{1-(0.82\angle 14.2°)(0.848\angle -31°)}\right]^*$$

จุดนี้ถูกพล็อตเหมือนกับจุด D ในรูป 6-15 อิมพิแดนซ์แหล่งจ่ายที่ถูกนอมอลไลซ์ตามจริง ถูกพล็อตที่จุด A (0.7-j1.2 ohms) ดังนั้น เนทเวิร์คทางด้านอินพุทต้องแปลงอิมพิแดนซ์ตามจริงที่จุด A ยังอิมพิแดนซ์ที่จุด D สำหรับการฝึกฝนสิ่งเหล่านี้ถูกทำขึ้นจาก การออกแบบด้วยสามตัวประกอบดังแสดง

ArcAB = Shunt C2 = j0.62 mho

ArcBC = Series L2 = j1.09 ohms

ArcCD = Shunt C2 = j2.1 mho

จากสมการ 4-11 จนถึง 4-14

$$C_2 = \frac{0.62}{2\pi(250\times10^6)(50)}$$

$= 7.9$ PF

$$C_3 = \frac{2.1}{2\pi(250\times10^6)(50)}$$

$= 27$ PF

$$L_2 = \frac{(1.09)(50)}{2\pi(250\times10^6)}$$

$= 34.7$ nH

การออกแบบที่สมบูรณ์ ตัดไบอัสเนทเวิร์คออกไป แสดงในรูปที่ 6-16

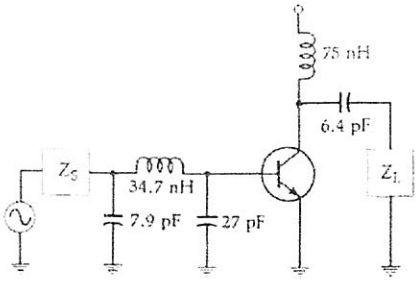


Fig. 6-16. Final circuit for Example 6-6.

วิธีการกำหนดอิมพิแดนท์ที่แหล่งจ่ายและโหลดเหล่านั้นว่าจะเป็นเหตุของทรานซิสเตอร์ไม่เสถียร คือ พล็อต วงกลมแห่งเสถียรภาพ ลงบน สมิทชาร์ท

วงกลมแห่งเสถียรภาพคือวงกลมพื้นฐานบนสมิทชาร์ท ซึ่งเป็นสัญลักษณ์ของขอบเขตระหว่างค่าของอิมพิแดนซ์ที่แหล่งจ่ายและโหลดเหล่านั้น ว่าเป็นเหตุของความไม่เสถียรภาพ และสิ่งเหล่านั้นที่ไม่ใช่สาเหตุ ขอบนอกสุดของวงกลมดังแทน ที่ของจุดซึ่งบังคับ K=1 ไม่ข้างในก็ข้างนอกของวงกลม จะแทนย่านที่ไม่เสถียรและการคำนวณจะต้องทำหลังจากวงกลมถูกวาด

การหาที่ตั้งและ radaii ของวงกลมเสถียรภาพของอินพุทและเอาท์พุทหาจากขั้นตอนต่อไปนี้

1. คำนวณ D_s ใช้สมการ 6-14
2. คำนวณ C_1

$$C_1 = S_{11} - D_S S_{22} \qquad \text{(Eq. 6-28)}$$

3. คำนวณ C_2 ใช้สมการ 6-18
4. คำนวณตำแหน่งศูนย์กลางของวงกลมเสถียรภาพอินพุท

$$r_{s1} = \frac{C_1^*}{|S_{11}|^2 - |Ds|^2} \qquad \text{(Eq. 6-29)}$$

5. คำนวณรัศมีของวงกลมเสถียรภาพอินพุท

$$p_{s2} = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{22}|^2 - |Ds|^2} \right| \qquad \text{(Eq. 6-30)}$$

6. คำนวณตำแหน่งศูนย์กลางของวงกลมเสถียรภาพเอาท์พุท

$$r_{s2} = \frac{C_2^*}{|S_{22}|^2 - |Ds|^2} \qquad \text{(Eq. 6-31)}$$

7. คำนวณรัศมีของวงกลมเสถียรภาพเอาท์พุท

$$p_{s2} = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{22}|^2 - |Ds|^2} \right| \qquad \text{(Eq. 6-32)}$$

ทันทีที่การคำนวณเกิดขึ้น วงกลมเสถียรภาพสามารถถูกพล็อตโดยตรงบนสมิทชาร์ต ควรจำไว้ว่า อย่างไรก็ตาม ถ้าคุณพยายามพล็อตวงกลมเสถียรภาพบนสมิทชาร์ต สำหรับแอมพลิไฟเออร์ที่เสถียรโดยไม่มีเงื่อนไข ชาร์ตทั้งหมดแสดง ย่านการทำงานที่เสถียร ดังแสดงในรูป 6-17

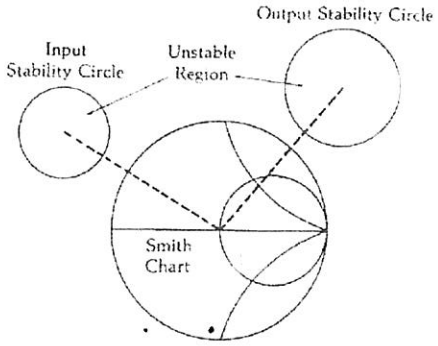
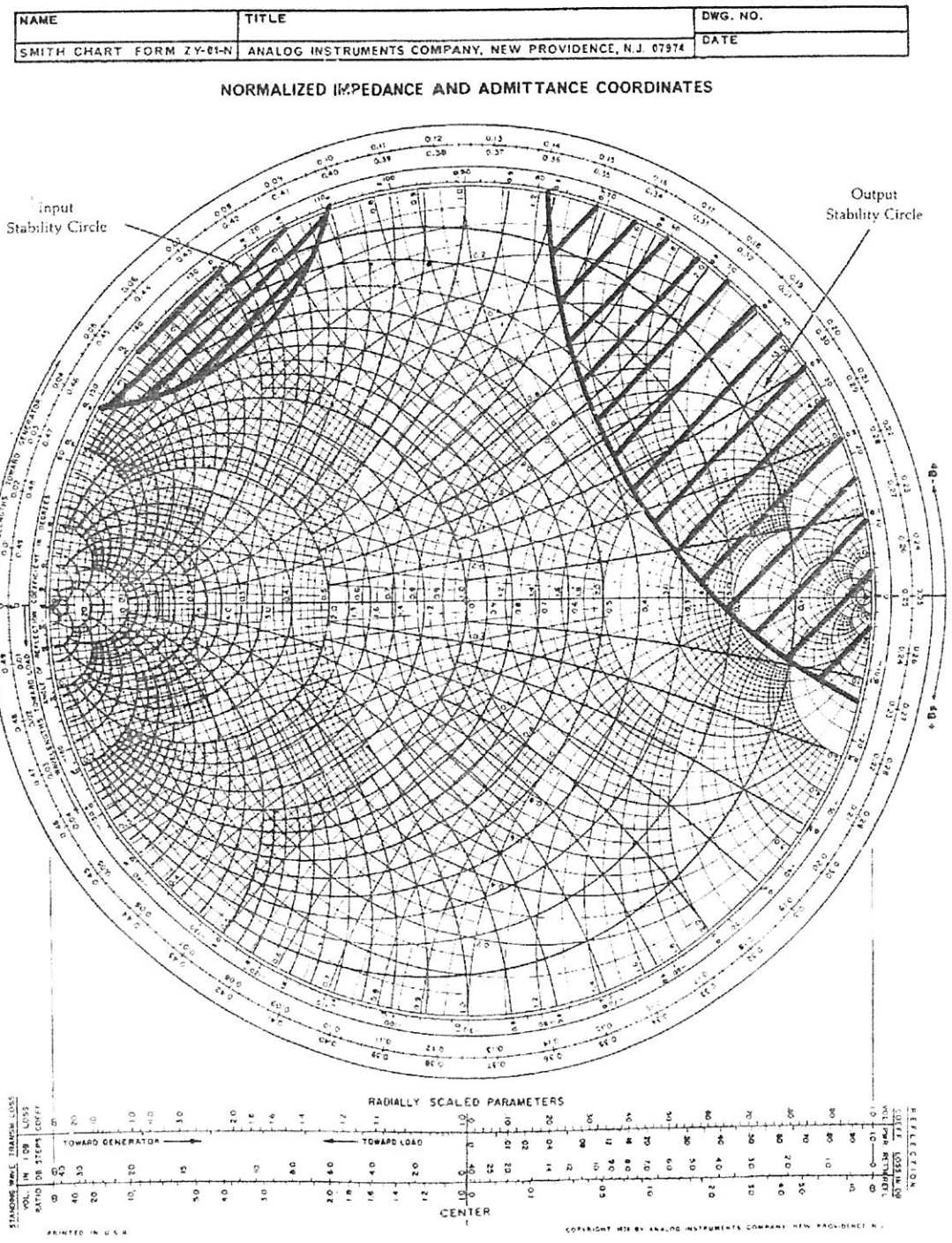


Fig. 6-17. Typical stability circles for an unconditionally stable amplifier.

สำหรับ ทรานซิสเตอร์ที่อาจเกิดความไม่เสถียรขึ้น วงกลมเสถียรภาพอาจคล้ายที่แสดงในรูป 6-18 บางครั้งแค่บางส่วนของวงกลมเสถียรภาพตัดกันตามที่แสดง



รูปที่ 6-18 ตัวอย่างวงกลมเสถียรภาพสำหรับทรานซิสเตอร์ที่อาจเกิดความไม่เสถียรขึ้น

หลังจากวงกลมเสถียรภาพถูกพล็อตลงบนชาร์ต ขั้นตอนต่อไปคือกำหนดว่าด้านไหนของวงกลม(ด้านในหรือด้านนอก)แทนย่านเสถียรภาพ สิ่งนี้ทางกง่ายมาก ถ้า S_{11} กับ S_{22} สำหรับทรานซิสเตอร์น้อยกว่า 1 ตั้งแต่พารามิเตอร์ S ถูกวัดด้วย แหล่งจ่ายและโหลดค่า 50 ohms และตั้งแต่ทรานซิสเตอร์ยังคงเสถียรภายได้เงื่อนไขเหล่านี้ (S_{11} หรือ S_{22} ควรจะใหญ่กว่า 1 สำหรับทรานซิสเตอร์ที่ไม่เสถียร) ดังนั้น จุดศูนย์กลางของสมิทชาร์ตที่นอมอลไลซ์

ต้องเป็นส่วนหนึ่งของย่านเสถียรดังที่บรรยายโดยวงกลมเสถียรภาพ เพราะฉะนั้น ในกรณีนี้ ถ้าหนึ่งในวงกลมรอบจุดศูนย์กลางของชาร์ต ด้านในของวงกลมนั้นจะแทนย่านของเสถียรภาพทางอิมพิแดนซ์สำหรับช่องนั้น ถ้า ในอีกกรณีหนึ่ง วงกลมไม่ล้อมรอบจุดศูนย์กลางของชาร์ตแล้ว ทั้งหมดของพื้นที่นอกของวงกลมต้องแทนย่านของเสถียรภาพการทำงานสำหรับช่องนั้น

มันเป็นการยากที่คุณจะหาทรานซิสเตอร์ที่ไม่เสถียรด้วย แหล่งจ่ายและโหลดค่า 50ohm และถ้าคุณทำเช่นนั้น มันอาจเป็นวิธีที่ลองอุปกรณ์อื่น เพราะฉะนั้น ขั้นตอนคร่าว ๆ ข้างบนอาจเป็นการพิจารณาถึงวิธีที่ตรงที่สุดของการหาตำแหน่งที่ตั้งย่านเสถียรภาพการปฏิบัติงานบนสมิทชาร์ต ตัวอย่างที่6.7 แผนภาพเกี่ยวกับขั้นตอน

ตัวอย่างที่ 6-7

S พารามิเตอร์สำหรับ ทรานซิสเตอร์ 2N5179 ที่ 200 MHz ด้วย V_{CE} = 6 volts และ I_C = 5 mA คือ(ดู Datasheet ในบทที่ 5)

$$S_{11} = 0.4\angle 280°$$
$$S_{22} = 0.78\angle 345°$$
$$S_{12} = 0.048\angle 65°$$
$$S_{22} = 5.4\angle 103°$$

เลือกสัมประสิทธิ์การสะท้อนของโหลดและแหล่งจ่ายที่เสถียร ซึ่งจะหา Power Gain ได้ 12 dB ที่ 200 MHz

วิธีทำ

การคำนวณของ Rollett's stability factor (K) สำหรับทรานซิสเตอร์บอกความไม่เสถียรภาพที่อาจเกิดขึ้นได้ด้วย K = 0.082 เพราะฉะนั้น คุณต้องฝึกระมัดระวังอย่างหนัก ในการเลือกอิมพิแดสซ์แหล่งจ่ายและโหลด สำหรับอุปกรณ์หรือมันอาจสั่นไกว สำหรับการหาย่างนเสถียรภาพการทำงานบนสมิทชาร์ต พล๊อตวงกลมเสถียรภาพอินพุทและเอาท์พุท ดำเนินการด้วยขั้นตอนแรก เรามี

$$Ds = (0.4\angle 280°)(0.75\angle 345°) - (0.048\angle 65°)(5.4\angle 103°)$$
$$= (0.429\angle -58.18°)$$
$$C_1 = (0.4\angle 280°) - (0.429\angle -58.2°)(0.78\angle -3.45°)$$
$$= (0.241\angle -136.6°)$$
$$C_2 = (0.78\angle -3.45°) - (0.429\angle -58.2°)(0.4\angle -280°)$$
$$= (0.65\angle -24°)$$

ดังนั้น จุดศูนย์กลางของวงกลมเสถียรภาพอินพุทตั้งอยู่ที่จุด

$$r_{s1} = \frac{(0.241\angle 136.6°)}{(0.4)^2 - (0.429)^2}$$
$$= 10\angle 136.6°$$

รัศมีของวงกลมคำนวณจาก

$$p_{s1} = \left| \frac{(0.048\angle 65°)(5.4\angle 103°)}{0.4^2 - 0.429^2} \right|$$

$$= 10.78$$

เหมือนกันเลย สำหรับวงกลมเสถียรภาพเอาท์พุท

$$r_{s2} = \frac{(0.65\angle 24°)}{(0.78)^2 - (0.429)^2}$$

$$= 1.53\angle 24°$$

$$p_{s1} = \left| \frac{(0.048\angle 65°)(5.4\angle 103°)}{(0.78)^2 - (0.429)^2} \right|$$

$$= 0.610$$

วงกลมนี้แสดงในรูป6-19 ควรจำว่าวงกลมเสถียรภาพอินพุทถูกเขียนเหมือนเส้นตรงเพราะว่ารัศมีของมันใหญ่มาก เนื่องจาก S_{11} และ S_{22} มีค่าน้อยกว่า 1 เราสามารถได้ข้อสรุปว่า ข้างในของวงกลมเสถียรภาพอินพุทแสดงย่านของเสถียรภาพอินพุทอิมพิแดนซ์แหล่งจ่าย ขณะที่ ข้างในของวงกลมเสถียรภาพเอาท์พุทแสดงย่านของเสถียรภาพอิมพิแดนซ์โหลดสำหรับอุปกรณ์

วงกาม gain 12 dB ถูกพล๊อตแสดงเช่นกันในรูป 6-19 มันถูกพบการใช้สมการ 6-14 และสมการ 6-23ถึงสมการ 6-27 ควรจำว่า D_s และ C_2 ถูกคำนวณแล้ว ตำแหน่งศูนย์กลางของวงกลมถูกพบอยู่ที่

$$r_0 = 0.287\angle 24°$$

และรัศมี

$P_0 = 0.724$

โหลดอิมพีแดนซ์ที่เราอาจไม่เลือกสำหรับทรานซิสเตอร์อยู่ที่ข้างในของวงกลมเสถียรภาพอินพุท โหลดอิมพีแดนซ์อันอื่นที่อยู่บนวงกลม gain 12 dB จะจัดหา gain ที่จำเป็นที่ยาวเท่ากับอินพุทของอุปกรณ์แมทช์คู่ และยาวเท่ากับอิมพิแดนซ์ที่ถูกต้องการสำหรับการแมทช์คู่ มีขึ้นในวงกลมเสถียรภาพ

$$\Gamma_L = 0.89\angle 70°$$

ใช้สมการ 6-21 คำนวณสัมประสิทธ์ที่จำเป็นสำหรับการแมทช์คู่และพล๊อตจุดนี้บนสมิทชาร์ต

$$\Gamma_s = 0.678\angle 79.4°$$

สังเกตว่า Ts มีขึ้นในย่านของวงกลมเสถียรภาพอินพุท เพราะฉะนั้น แทนเสถียรภาพการสิ้นสุดสำหรับทรานซิสเตอร์

EXAMPLE 6-7—Cont.

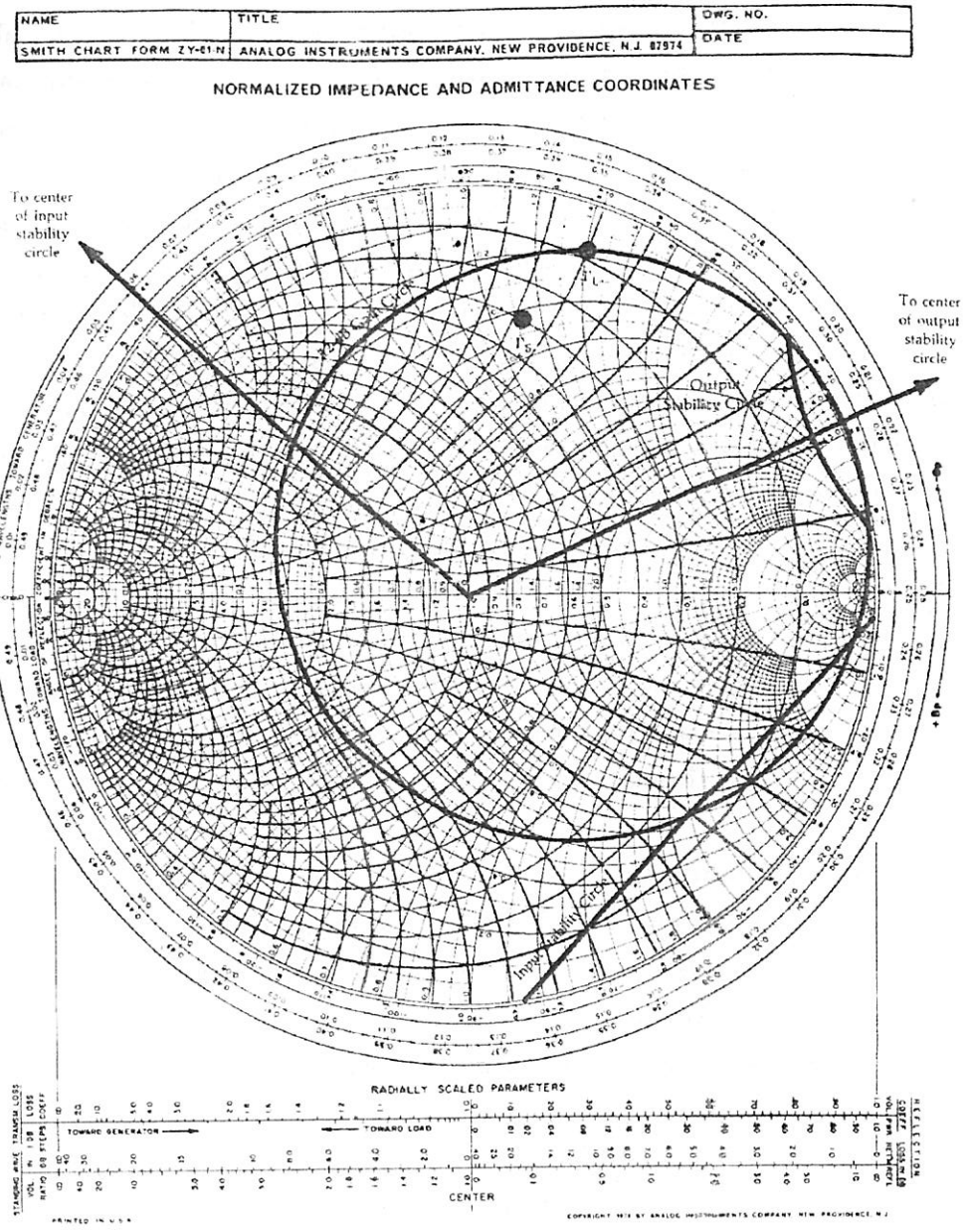


Fig. 6-19. Stability and gain circles for the transistor in Example 6-7.

Design for Optimum noise figure

(การออกแบบสำหรับ Optimum Noise Figure)

Noise Figure ของ Two Port Network ให้การวัดของขนาดของ noise ที่รวมกับสัญญาณที่ส่งเข้าผ่านไปยังเน็ตเวิร์ค สำหรับวงจรที่ใช้ได้จริง อันตราส่วนสัญญาณต่อ noise ที่เอาท์พุทของมันจะน้อยกว่าทางอินพุท ในส่วนใหญ่ของการประยุกต์การออกแบบวงจร อย่างไรก็ตาม มันเป็นไปได้ที่จะลด noiseของแต่ละ Two Port Network ผ่านทางเลือกอันรอบคอบของจุดปฏิบัติงานและความต้านทานแหล่งจ่าย

ในบทที่ 5 ได้กล่าวถึงอย่างสรุปว่าสำหรับแต่ละทรานซิสเตอร์ ตามความจริงสำหรับแต่ละ Two Port Network มี optimum source resistance ที่จำเป็นเพื่อสร้าง noise ที่มีขนาดเล็ก ผู้ผลิตหลานรายกำหนด optimum source resistance ลงบน Data Sheet เช่นในกรณีของทรานซิสเตอร์ 2N5179 ที่ให้ไว้ในบทที่ 5 อันอื่นจะกำหนดสัมประสิทธิ์การสะท้อนที่ดีที่สุด เช่นในกรณีของ ซีรีส์ทรานซิสเตอร์ MA-42120 ที่แสดง Datasheetในรูปที่ 6-20 ควรจำว่าสมิทชาร์ตหน้า 3 ของ Datasheet ติดป้ายว่า "Typical Optimum Noise Source Impedance VS Collector Current" อย่างเห็นได้ชัดที่แสดงจากชาร์ต ถ้าคุณวางแผนที่จะใช้ทรานซิสเตอร์ที่บางความถี่ นอกเหนือจาก 60 MHz หรือ 450 MHz คุณอาจไม่โชคดีดังเช่น การออกแบบให้สัมพันธ์กับ Optimum noise figure อย่างเป็นแบบฉบับ Datasheet ส่วนมากจะไม่สมบูรณ์อย่างเช่นนี้ มีแค่ที่ว่างไม่พอในหนังสือข้อมูลที่เป็นแบบแผนที่จัดหาข้อมูลทั้งหมดให้ผู้ใช้ต้องการในการออกแบบแอมพลิไฟเออร์ที่ทุกความถี่ที่เป็นไปได้และจุดไบอัส Datasheet จะบอกแค่จุดเริ่มต้นในบางการออกแบบ ความเป็นไปได้คือคุณจะลงท้ายด้วยการทำหลายเครื่องวัดด้วยตัวคุณเองบนอุปกรณ์ก่อนมันจะเป็นส่วนหนึ่งของการออกแบบ

ในหน้า 2 ของ Datasheet คุณจะเซตของแถบโค้ง "Typical Optimum N.F. vs Collector Current" ควรจำว่าสำหรับอุปกรณ์โดยเฉพาะนี้ ที่ 450 MHz กระแส Collector ที่ดีที่สุด สำหรับ noise figure คือประมาณ 1.5 mA นี่คือมูลค่าของกระแส Collector ควรเป็นผลใน noise figure แค่มากกว่า 2 dB อีกครั้ง ข้อมูลถูกสำเสนอสำหรับแค่ 60 MHz และ 450 MHz

การออกแบบแอมพลิไฟเออร์สำหรับ noise ที่มีขนาดเล็กเป็นการง่ายที่จะกำหนด ทั้งการทดลองหรือจาก Datasheet ความต้านทานแหล่งจ่ายและจุดไบอัสที่ผลิตnoise ที่มีขนาดเล็กสำหรับอุปกรณ์(ตัวอย่างที่ 6-8) ทันทีที่กำหนดอิมพิแดนซ์แหล่งจ่ายที่แท้จริงเป็นการฝึนอย่างง่ายๆ เพื่อดูเหมือนค่าที่ดีที่สุด ในการพิจารณาเสถียรภาพยังคงใช้ ถ้า Rollet Stability factor (K) คำนวณแล้วค่าน้อยกว่า 1 ดังนั้นคุณต้องระวังในการเลือกสัมประสิทธิ์แหล่งจ่ายและโหลด มันเป็นการดีในกรณีที่วาควงกลมเสถียรภาพสำหรับการวาดกราฟอย่างแม่นยำที่ย่านไม่เสถียรภาพ

หลังจากการหาทรานซิสเตอร์ด้วยอิมพิแดนซ์แหล่งจ่ายที่ดีที่สุด ขั้นตอนต่อไปคือกำหนดสัมประสิทธิ์การสะท้อนของโหลดที่ดีที่สุดที่จำเป็นเพื่อสิ้นสุดเอาท์พุทของทรานซิสเตอร์อย่างเหมาะสม หาได้จาก

$$\Gamma_L = \left[S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_s}{1 - S_{11}\Gamma_s} \right] \qquad \text{(สมการ 6-33)}$$

ซึ่ง

Γ_s คือ สัมประสิทธิ์การสะท้อนสำหรับ Noise figure ที่มีขนาดเล็ก

ตัวอย่างที่ 6-8

กำหนดว่าจุดไบอัสที่ดีที่สุดสำหรับ Noise figureขนาดเล็ก สำหรับทรานซิสเตอร์คือ V_{CE} = 10 V และ I_C = 5 mA สัมประสิทธิ์การสะท้อนที่ดีที่สุด ที่ให้ไว้ใน Datasheet คือ

$$\Gamma_s = 0.7\angle 140°$$

S parameter สำหรับทรานซิสเตอร์ ภายใต้เงื่อนไขที่ 200 MHz คือ

$$S_{11} = 0.4\angle 162°$$
$$S_{22} = 0.35\angle -39°$$
$$S_{12} = 0.04\angle 60°$$
$$S_{21} = 5.2\angle 63°$$

กำหนด Low noise amplifier ให้ทำงานระหว่างแหล่งจ่าย 75-ohm และโหลด 100-ohm ที่ 200 MHz อัตราขยายใดที่คุณคาดหวังจากแอมพลิไฟเออร์เมื่อมันถูกสร้างขึ้น

วิธีทำ

Rollett stability factor(K) คำนวณเป็น 1.74 ซึ่งแสดงเสถียรภาพที่ไม่มีเงื่อนไข (สมการ 6-15) เพราะฉะนั้นเราอาจดำเนินการออกแบบ การออกแบบค่าของ input matching network ถูกแสดงในรูปที่ 6-12 การนอมอลไลซ์ด้วย 75 ohm ความต้านทานแหล่งจ่ายถูกแปลงเป็น Γ_s ใช้ส่วนประกอบสองส่วน

Arc AB = Shunt C = j1.7 mhos

Arc BC = Series L = j0.86 ohm

ใช้สมการ 4-11 ถึง 4-14 ค่าของส่วนประกอบคำนวณจาก

$$C_1 = \frac{1.7}{2\pi(50)(200\times 10^6)}$$

= 27 pF

$$L_1 = \frac{0.86(50)}{2\pi(200\times 10^6)}$$

= 34 nH

สัมประสิทธิ์การสะท้อนของโหลดต้องการการสิ้นสุดอย่างเหมาะสม ทรานซิสเตอร์ในขณะนั้นใช้สมการ 6-33

$$\Gamma_s = \left[0.35\angle -39° + \frac{(0.04\angle 60°)(52\angle 63°)(0.7\angle 140°)}{1-(0.4\angle 162°)(0.7\angle 140°)}\right]^*$$

$$= 0.42\angle 60.7°$$

ค่านี้ คู่กับค่านอมอลไลซ์ของความต้านทานโหลดที่พล็อตในรูป 6-22 โหลด 100 ohm ต้องถูกแปลงเป็น Γ_L วิธีหนึ่งที่เป็นไปได้ถูกแสดงในรูป 6-22 ควรจำว่า ตัวนำขนานเดี่ยวจะให้การแปลงอิมพิแดนซ์ที่จำเป็น

Arc AB = Shunt L = -j0.48 mho

ใช้สมการ 4-11 ถึง 4-41 อีกครั้ง ค่าของตัวนำหาได้จาก

$$L_2 = \frac{(50)}{2\pi(200\times 10^6)(0.48)}$$

= 83 nH

การออกแบบสุดท้ายราวถึงตัวอย่างไบอัสเน็ทเวิร์คถูกแสดงในรูป 6-23 คาพาซิเตอร์ 0.1 μF ถูกใช้เพียงเป็นส่วนอ้อมและเชื่อมต่อ อัตราขยายของแอมพลิไฟเออร์ ดังที่คำนวณด้วยสมการ 6-22 คือ 13 dB

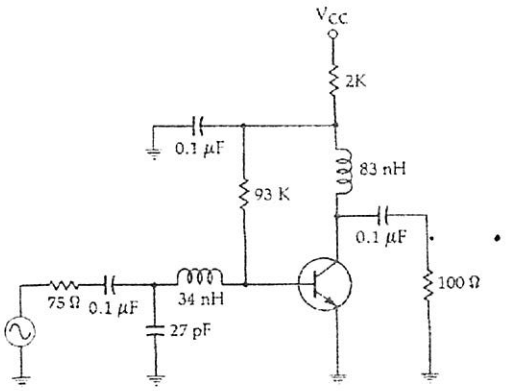
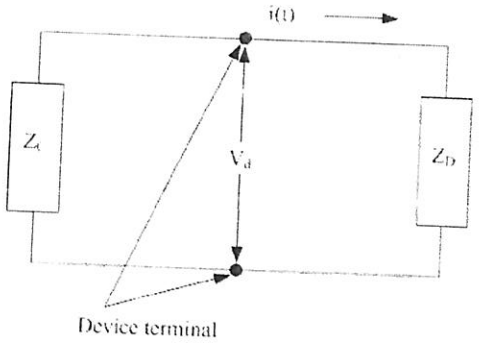


Fig. 6-23. Final circuit for Example 6-8.

บทที่ 5

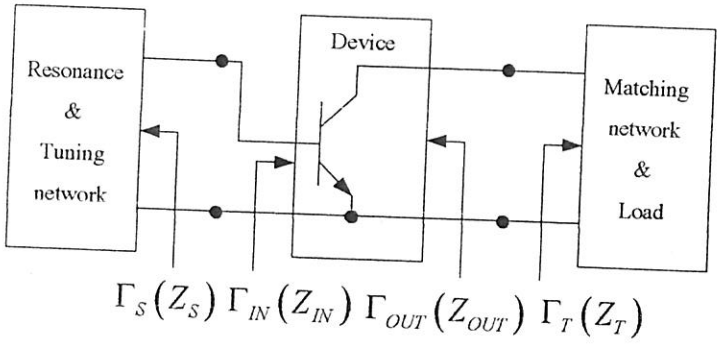
การออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณ

ออสซิลเลเตอร์จัดเป็นแหล่งกำเนิดรูปคลื่นได้ด้วยตัวเอง ซึ่งประกอบด้วยตัวขยายกำลัง และวงจรเรโซแนนซ์โดยที่ตัวขยายกำลังนั้นใช้ตัวอุปกรณ์แอกทีพ เช่น กันน์ไดโอด ทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ หรือ เฟท ในส่วนของวงจรเรโซแนนซ์นั้นประกอบด้วยตัวอุปกรณ์ เช่น ตัวเก็บประจุ ตัวเหนี่ยวนำ วาเรกเตอร์ไดโอด เป็นต้น แบบจำลองที่ใช้ในการวิเคราะห์และออกแบบออสซิลเลเตอร์ที่นิยมใช้กันมีสองรูปแบบคือ รูปแบบที่หนึ่งแทนออสซิลเลเตอร์ด้วยโครงข่ายหนึ่งพอร์ทซึ่งประกอบด้วย อิมพีแดนซ์ของตัวอุปกรณ์แอกทีพแทนด้วย Z_D เชื่อมต่อกับคู่ขั้ว อิมพีแดนซ์ของวงจรที่มีอุปกรณ์พาสซีฟซึ่งแทนด้วย Z_C ตัวอุปกรณ์แอกทีพ Z_D ทำหน้าที่ในการขยายกำลังและถูกสังเกราะห์ ค่าความต้านทานลบเพื่อชดเชยกำลังที่สูญเสียให้กับวงจรเรโซแนนซ์ของออสซิลเลเตอร์ดังรูปที่ 6.1



รูปที่ 6.1 แบบจำลองของออสซิลเลเตอร์ซึ่งแทนด้วยโครงข่ายหนึ่งพอร์ท [1]

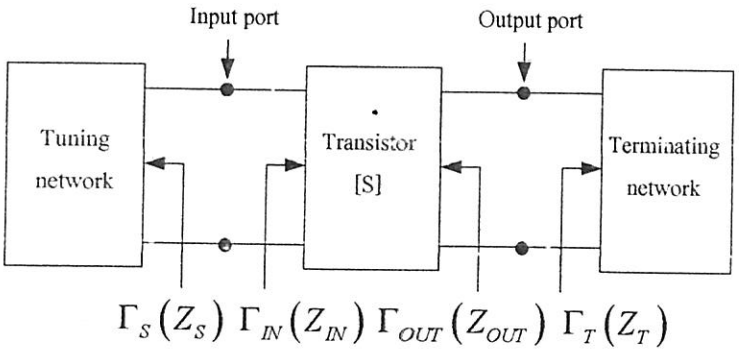
รูปแบบที่สองออสซิลเลเตอร์ด้วยโครงข่ายสองพอร์ท ซึ่งแทนตัวอุปกรณ์แอกทีพ เช่น ทรานซิสเตอร์ โดยที่พอร์ทอินพุตเชื่อมต่อกับวงจรเรโซแนนซ์และพอร์ทเอาต์พุตเชื่อมต่อกับวงจร แมตช์ชิงและรวมถึงโหลดด้วยพิจารณาดังรูปที่ 6.2



รูปที่ 6.2 โครงข่ายสองพอร์ทแบบจำลองของออสซิลเลเตอร์ [1]

6.1 ระบบวงจรกำเนิดสัญญาณ[1,6]

ในการวิเคราะห์และออกแบบสร้างวงจรออสซิลเลเตอร์นั้น จะนิยมแทนวงจรด้วยโครงข่ายหนึ่งพอร์ท หรือโครงข่ายสองพอร์ท การที่จะเลือกใช้โครงข่ายแบบใดนั้นขึ้นอยู่กับการเลือกตัวอุปกรณ์แอกทีพ เช่น กันน์ไดโอด เนื่องจากโครงสร้างของตัวอุปกรณ์มีหนึ่งคู่ขั้ว ดังนั้นควรแทนวงจรออสซิลเลเตอร์ด้วยโครงข่ายหนึ่งพอร์ท ต่ออยู่กับวงจรที่มีเฉพาะอุปกรณ์พาสซีฟ ตัวอุปกรณ์แอกทีพทำหน้าที่ในการขยายกำลังและชดเชยกำลังสูญเสียที่เกิดจากวงจร ส่วนการเลือกใช้ทรานซิสเตอร์เมื่อพิจารณาจากโครงสร้างพบว่าเป็นอุปกรณ์ที่มีสามขั้ว ควรแทนด้วยโครงข่ายแบบสองพอร์ทโดยที่อินพุตพอร์ทเชื่อมต่อกับวงจรจูนความถี่ ส่วนเอาต์พุตพอร์ทนั้นเชื่อมต่อกับวงจรแมตช์และโหลด ในการวิเคราะห์วงจรออสซิลเลเตอร์นั้นมีข้อกำหนดที่สำคัญคือ เงื่อนไขของการออสซิลเลต ซึ่งเงื่อนไขของการออสซิลเลตที่ใช้กับโครงข่ายสองพอร์ทนั้นเบล็อกไดอะแกรมโดยทั่วไปที่ใช้แทน โครงข่ายในรูปของความต้านทานลบ แสดงดังรูปที่ 6.3 ตัวอุปกรณ์แอกทีพ เช่น ทรานซิสเตอร์ แทนด้วยโครงข่ายสองพอร์ทในรูปของพารามิเตอร์การกระจัดกระจาย (S-parameter)



รูปที่ 6.3 แบบจำลองการออสซิลเลตสำหรับโครงข่ายสองพอร์ท[1]

เมื่อโครงข่ายสองพอร์ททำงานอยู่ภายใต้เงื่อนไขของเสถียรภาพ แบบไม่เสถียรของศักย์ (potential unstable) ซึ่งสามารถแทนที่โครงข่ายของวงจรแบบสองพอร์ทด้วยโครงข่ายหนึ่งพอร์ทขณะที่อินพุตพอร์ทเกิดการออสซิลเลต จะส่งผลทำให้เอาต์พุตพอร์ทเกิดการออสซิลเลตขึ้นด้วยซึ่งมีเงื่อนไขประกอบดังนี้เมื่ออินพุตพอร์ทของโครงข่ายเกิดการออสซิลเลต โครงข่ายแบบสองพอร์ทจะเกิดการออสซิลเลต

เงื่อนไขข้อที่หนึ่ง $K < 1$ (6.1)

เงื่อนไขข้อที่สอง $\Gamma_{IN}\Gamma_S = 1$ (6.2)

เงื่อนไขข้อที่สาม $\Gamma_{OUT}\Gamma_T = 1$ (6.3)

โดยที่

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

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

Γ_{IN} เป็นค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนคลื่นที่มองเข้าไปยังอินพุตพอร์ทของโครงข่าย

Γ_S เป็นค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนคลื่นที่มองเข้าไปยังวงจรเรโซแนนซ์ หรือวงจรจูน ความถี่ของโครงข่าย

Γ_{OUT} เป็นค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนคลื่นที่มองเข้าไปยังเอาต์พุตพอร์ทของโครงข่าย

Γ_T เป็นค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนคลื่นที่มองเข้าไปยังโครงข่ายการแมตช์พร้อม ทั้งโหลดของโครงข่าย

เงื่อนไขข้อที่หนึ่งแสดงว่าตัวประกอบเสถียรภาพต้องมีค่าน้อยกว่าหนึ่ง (K<1) ถ้าค่า ตัวประกอบเสถียรภาพมีค่ามากกว่าหนึ่ง แนวทางในการลดค่าตัวประกอบเสถียรภาพทำได้โดยใช้วิธีการเปลี่ยนจุดร่วมของวงจรหรือทำการป้อนกลับแบบบวกจากเงื่อนไขข้อที่สองและข้อที่สามนั้นเป็นข้อกำหนด ที่จะต้องทำการเลือกตัวอุปกรณ์พาสซีฟ คือ Z_S และ Z_T ที่ทำให้อินพุตและเอาต์พุต พอร์ทเกิดการออสซิลเลตที่ความถี่เรโซแนนซ์ ถ้าทำการออกแบบวงจรอยู่ภายใต้เงื่อนไขข้อที่สอง จะส่งผลให้โครงข่ายทำงานอยู่ภายใต้เงื่อนไขที่สามด้วย ในทางกลับกันก็จะสอดคล้องกับเงื่อนไขข้อที่สองและข้อที่สาม

$$\Gamma_{IN} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_T}{1-S_{22}\Gamma_T} = \frac{S_{11}-\Delta\Gamma_T}{1-S_{22}\Gamma_T} \tag{6.4}$$

จากเงื่อนไขข้อที่สอง $\Gamma_{IN}\Gamma_S = 1$ แทนลงในสมการที่ (6.4) จะได้

$$\Gamma_T = \frac{1-S_{11}\Gamma_S}{S_{22}-\Delta\Gamma_S} \tag{6.5}$$

จากความสัมพันธ์ของสัมประสิทธิ์การสะท้อนคลื่นที่เอาต์พุตพอร์ทของโครงข่าย กับค่าพารามิเตอร์การกระจัดกระจาย

$$\Gamma_{OUT} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1-S_{11}\Gamma_S} = \frac{S_{22}-\Delta\Gamma_S}{1-S_{11}\Gamma_S} \tag{6.6}$$

6.2 เงื่อนไขเสถียรภาพของวงจรกำเนิดสัญญาณ [1,6]

จากหลักการออกแบบตัวขยายกำลังเมื่อทำการพิจารณาถึงวงกลมเสถียรภาพพบว่าต้องเลือกบริเวณการทำงานที่มีเสถียรภาพ (stable region) ส่วนหลักการออกแบบออสซิลเลเตอร์นั้น เมื่อพิจารณาถึงวงกลมเสถียรภาพ พบว่าต้องเลือกบริเวณในการทำงานตรงกันข้ามกับตัวขยายกำลัง คือการเลือกบริเวณการทำงานที่ไม่มีเสถียรภาพ (unstable region) วงกลมเสถียรภาพที่ใช้นั้นมีสองแบบคือ วงกลมเสถียรภาพที่อินพุตพอร์ท กับวงกลมเสถียรภาพที่เอาต์พุตพอร์ท โดยใช้เงื่อนไขของการออสซิลเลตประกอบผลที่ได้คือ ทำให้เกิดการชดเชยกำลังให้กับวงจรเรโซแนนซ์ หรือวงจรจูนความถี่ได้สูงสุด วงจรออสซิลเลเตอร์มีการส่งผ่านกำลังงานสูงสุดไปยังโหลด วงกลมเสถียรภาพทั้งสองแบบสามารถแสดงวิธีการสร้างได้ดังสมการ

6.3 วงกลมเสถียรภาพที่อินพุต (input stability circle) [1,6]

$$r_S = \frac{\left|S_{12}S_{21}\right|}{\left|\left|S_{11}\right|^2 - \left|\Delta\right|^2\right|} \tag{6.7}$$

$$C_S = \frac{\left(S_{11} - \Delta S_{22}^*\right)^*}{\left|S_{11}\right|^2 - \left|\Delta\right|^2} \tag{6.8}$$

วงกลมเสถียรภาพที่เอาต์พุต (output stability circle)

$$r_T = \frac{\left|S_{12}S_{21}\right|}{\left|\left|S_{22}\right|^2 - \left|\Delta\right|^2\right|} \tag{6.9}$$

$$C_T = \frac{\left(S_{22} - \Delta S_{11}^*\right)^*}{\left|S_{22}\right|^2 - \left|\Delta\right|^2} \tag{6.10}$$

โดย

Δ = $S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$

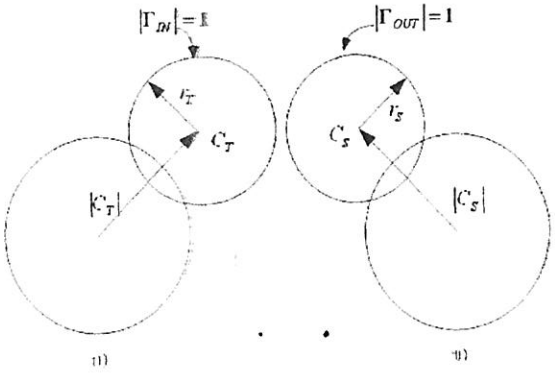
r_S เป็นรัศมีของวงกลม Γ_S

r_T เป็นรัศมีของวงกลม Γ_T

C_S เป็นจุดศูนย์กลางของวงกลม Γ_S

C_T เป็นจุดศูนย์กลางของวงกลม Γ_T

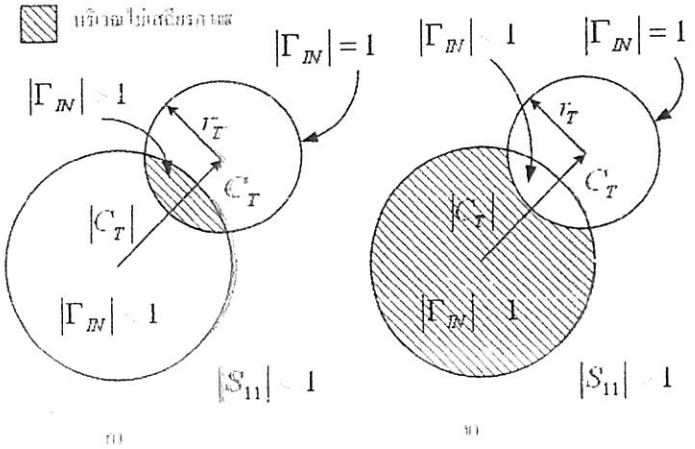
จากค่าพารามิเตอร์การกระจัดกระจายของตัวอุปกรณ์ ซึ่งมีโครงข่ายสองพอร์ทที่ความถี่หนึ่งถูกแสดงดังสมการที่ (6.7) ถึงสมการที่ (6.10) สามารถคำนวณและพล็อตลงบนแผนภูมิสมิท (smith chart) ดังรูปที่ 6.4 จากค่าพารามิเตอร์การกระจัดกระจายของตัวอุปกรณ์แอกทีฟที่ความถี่หนึ่ง สามารถนำไปคำนวณหาวงกลมเสถียรภาพได้โดยใช้เงื่อนไขขอบเขตที่ $\left|\Gamma_{IN}\right| = 1$ และ $\left|\Gamma_{OUT}\right| = 1$ เนื่องจากนำไปใช้ในการออกแบบสร้างวงจรออสซิลเลเตอร์ จะทำการเลือกบริเวณวงกลมเสถียรภาพที่อินพุตของโครงข่ายให้อยู่ภายใต้ข้อกำหนด $\left|\Gamma_{IN}\right| > 1$ และทำการเลือกบริเวณวงกลมเสถียรภาพที่เอาต์พุตของโครงข่ายให้อยู่ภายใต้ข้อกำหนด $\left|\Gamma_{OUT}\right| > 1$ เหตุผลที่ต้องกระทำ



รูปที่ 6.4 การสร้างวงกลมเสถียรภาพบนแผนภูมิสมิท

ก) ในระนาบ Γ_T ข) ในระนาบ Γ_S [1]

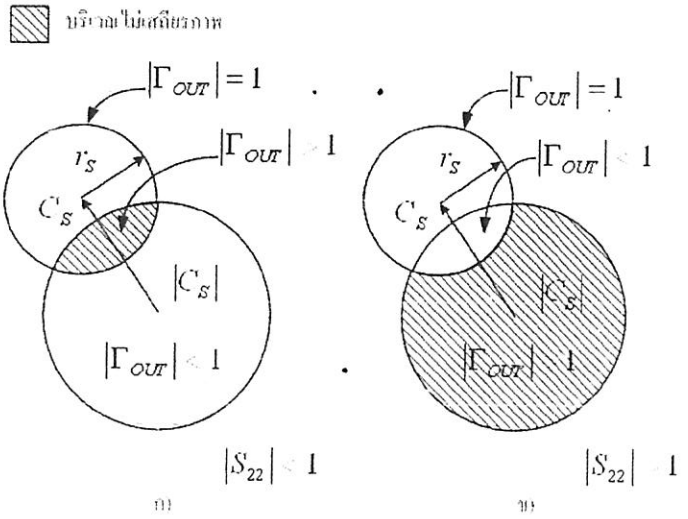
การเลือกเช่นนี้เพราะเนื่องจาก $|\Gamma_S|<1$ และ $|\Gamma_T|<1$ เพื่อให้สอดคล้องเงื่อนไขของการออสซิลเลต ดังนั้นในการออกแบบสร้างวงจรออสซิลเลเตอร์ จะต้องคำนวณหาวงกลมเสถียรภาพและทำการเลือกบริเวณที่ไม่มีเสถียรภาพในบริเวณที่แรเงาเมื่อ $|C_T|>r_T$ ดังรูปที่ 6.5



รูปที่ 6.5 บริเวณที่แรเงาเป็นบริเวณไม่มีเสถียรภาพในระนาบ Γ_T [1]

บริเวณที่เลือกใช้จากวงกลมเสถียรภาพที่เอาต์พุตที่ทำให้ $|\Gamma_{IN}|>1$ จากรูปที่ 6.5 ก จะเห็นว่าบริเวณที่ไม่มีเสถียรภาพนั้นมีเพียงเล็กน้อยไม่เหมาะสมที่จะเลือกใช้งาน ส่วนรูปที่ 6.5 ข จะเห็นว่าบริเวณที่ไม่มีเสถียรภาพนั้นมีมาก จึงเหมาะสมที่จะเลือกใช้งานในการเลือกบริเวณที่ไม่มีเสถียรภาพจากวงกลมเสถียรภาพ ที่เอาต์พุตของโครงข่าย ซึ่งนำไปใช้ประกอบการออกแบบวงจรแมตช์ชิง โดยต้องอยู่ภายใต้เงื่อนไขของการออสซิลเลต จะทำให้เกิดการส่งผ่านกำลังสูงสุด ข้อที่ควรพิจารณาต่อไปคือ การคำนวณหาวงกลมเสถียรภาพที่อินพุตพอร์ทของโครงข่ายมีวัตถุประสงค์หลักคือทำการเลือกบริเวณของวงกลมเสถียรภาพที่อินพุตพอร์ทโดยอยู่ภายใต้เงื่อนไขที่ $|\Gamma_{OUT}|>1$ ดังรูปที่ 6.6 เมื่อ $|C_S|>r_S$ จากรูปที่ 6.6ก แสดงให้เห็นว่าบริเวณที่ไม่มีเสถียรภาพนั้นมีเพียงเล็กน้อย จึงไม่เหมาะสมที่จะเลือกใช้งานหรืออาจกล่าวว่าควรนำไปใช้ออกแบบตัวขยายกำลังจาก รูปที่6.6 ข แสดงให้เห็นว่าบริเวณที่ไม่มีเสถียรภาพนั้นมีมากดังนั้นควรทำการ

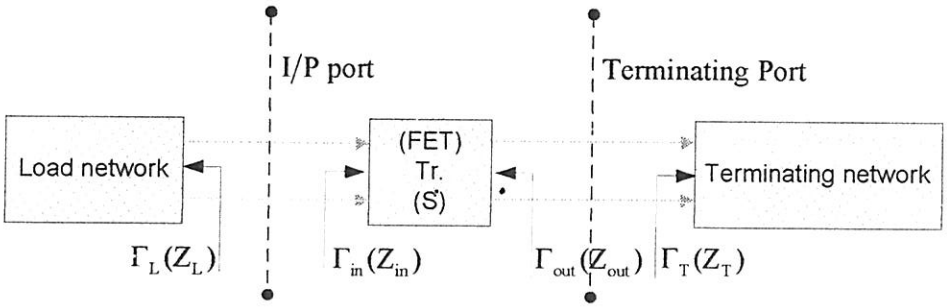
เลือกใช้งาน ซึ่งในการเลือกบริเวณที่ไม่มีเสถียรภาพ จะใช้ประกอบกับโครงข่ายการแมตช์กับวงจรจูนความถี่ที่อินพุตพอร์ทของโครงข่าย ในการคำนวณหาวงกลมเสถียรภาพเพื่อพิจารณาบริเวณที่ไม่มีเสถียรภาพนั้น ขึ้นอยู่กับค่าของพารามิเตอร์การกระจัดกระจายของตัวอุปกรณ์แอกทีฟเช่นขนาดของ $|S_{11}|$ และค่าสัมประสิทธิ์ของการสะท้อนคลื่นที่มองเข้าไปยังวงจรจูนความถี่



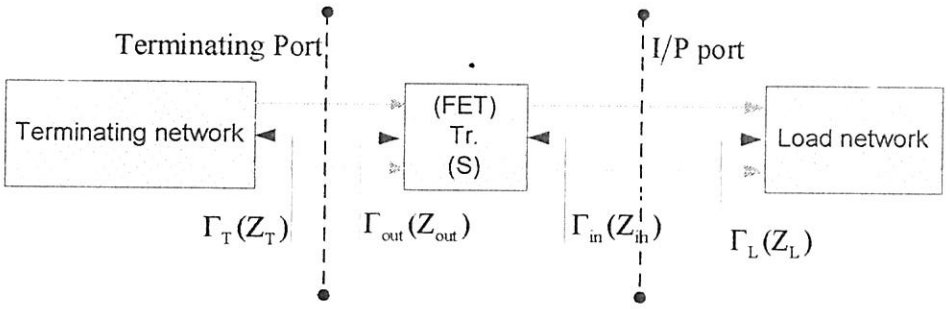
รูปที่6.6 บริเวณแรเงาเป็นบริเวณที่ไม่มีเสถียรภาพในระนาบ Γ_S [1]

<u>การออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์</u>

1.)

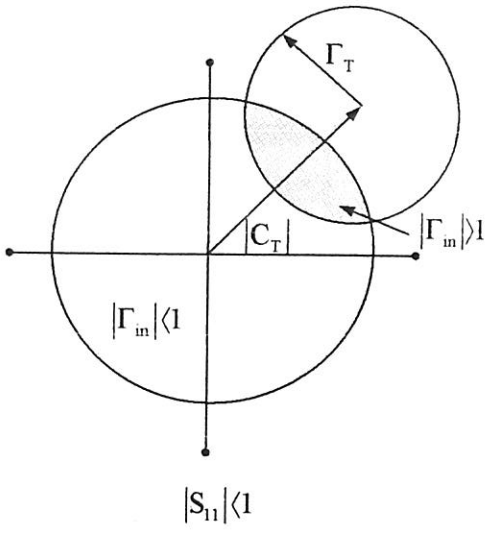


2.)

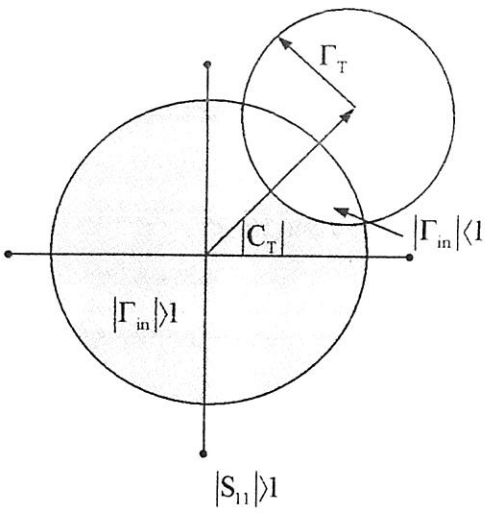


Two-port oscillator model

1.

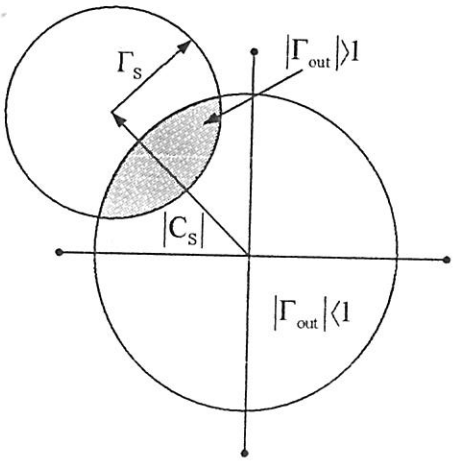


2.



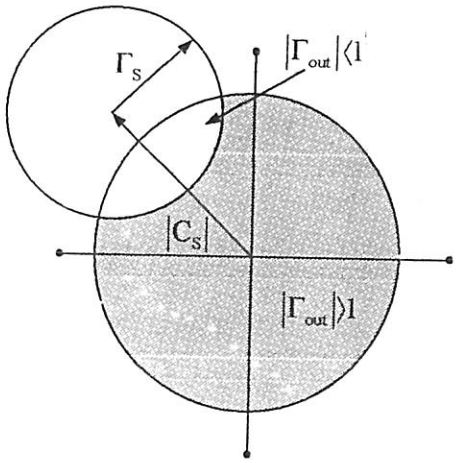
บริเวณไม่มีเถียรภาพในระนาบ Γ_T

3.



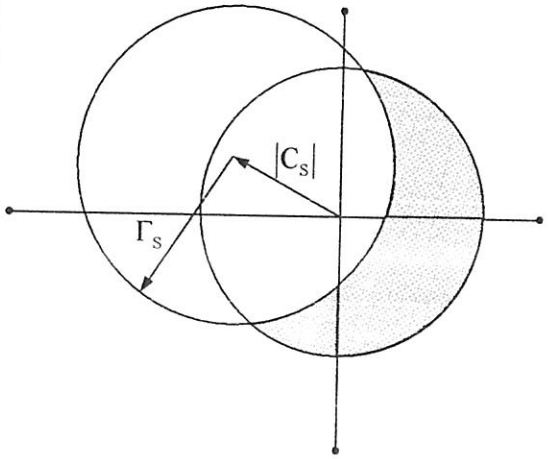
$|S_{22}|\langle 1$ และ $|C_S|\rangle \Gamma_S$

4.



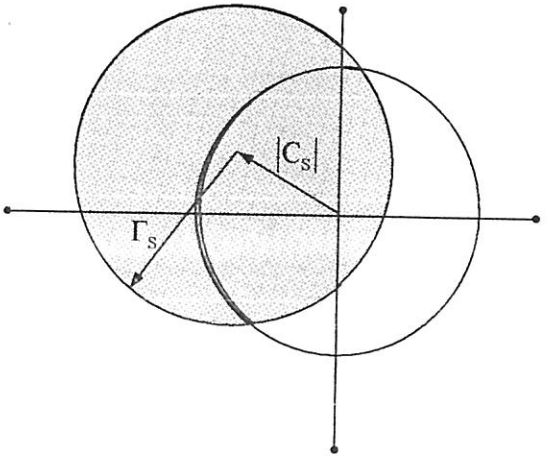
$|S_{22}|\rangle 1$ และ $|C_S|\rangle \Gamma_S$

5.



$|S_{22}|\langle 1$ และ $\Gamma_S\rangle |C_S|$

6.



$|S_{22}|\rangle 1$ และ $\Gamma_S\rangle |C_S|$

บริเวณไม่มีเถียรภาพในระนาบ Γ_S

➢ แนวการคำนวณ

1. ค่า $K\langle 1$

2.ค่า $\Gamma_{in}\Gamma_S = 1$

3.ค่า $\Gamma_{out}+\Gamma_T = 1$

โดยที่ $K=\dfrac{1+|\Delta|^2-|S_{11}|^2-|S_{22}|^2}{2.|S_{12}||S_{21}|}$, $\Delta = S_{11}S_{22}\text{-}S_{12}S_{21}$

Γ_{in} = ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนคลื่นที่มองเข้าไปยัง I/P ของพอร์ทโครงข่าย

Γ_S = " ของวงจรเรโซแนนซ์

Γ_{out} = ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนคลื่นที่มองเข้าไปยัง O/P ของพอร์ทโครงข่าย

Γ_T = " โครงข่ายแมตช์พร้อมทั้งโหลด

ซึ่งจะมีสูตรดังนี้

$$\Gamma_{in}=S_{11}+\frac{S_{12}S_{21}\Gamma_T}{1-S_{22}\Gamma_T}=\frac{S_{11}-\Delta\Gamma_T}{1-S_{22}\Gamma_T}$$

$$\Gamma_T=\frac{1-S_{11}\Gamma_S}{S_{22}-\Delta\Gamma_S},\ \Gamma_{out}=S_{22}+\frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1-S_{11}\Gamma_S}=\frac{S_{22}-\Delta\Gamma_S}{1-S_{11}\Gamma_S}$$

วงกลมเสถียรภาพทางด้าน I/P

$$\Gamma_S=\frac{|S_{12}S_{21}|}{\left||S_{11}|^2-|\Delta|^2\right|},\ C_S=\frac{(S_{11}-\Delta S_{22}^*)^*}{|S_{11}|^2-|\Delta|^2}$$

วงกลมเสถียรภาพทางด้าน O/P

$$\Gamma_T=\frac{|S_{12}S_{21}|}{\left||S_{22}|^2-|\Delta|^2\right|},\ C_T=\frac{(S_{12}-\Delta S_{11}^*)^*}{|S_{22}|^2-|\Delta|^2}$$

Γ_S = เป็นรัศมีของวงกลม Γ_S

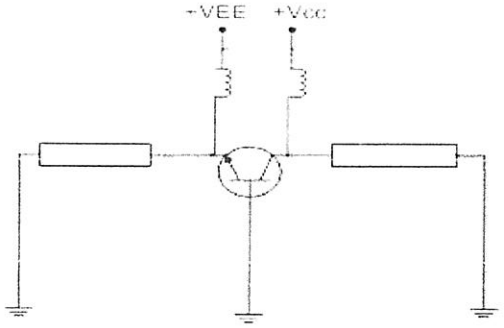
C_S = เป็นจุดศูนย์กลางของวงกลม Γ_S

Γ_T = เป็นรัศมีของวงกลม Γ_T

C_T = เป็นจุดศูนย์กลางของวงกลม Γ_T

การออกแบบ Oscillators

Ex จงออกแบบวงจร OSC โดยใช้ Tr.BFQ65 Common-base ที่ความถี่ 1.5 GH_Z bias $V_{CE}=3V$ และ $V_{BE}=0.9V$ โดยมีค่า S-parameters



ดังแสดง

$S_{11}=1.47\angle 125°$

$S_{12}=0.327\angle 130°$

$S_{21}=2.2\angle -63°$

$S_{22}=1.23\angle -45°$

วิธีทำ

1. หาค่า K จาก

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

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

-หา

$\Delta=(1.47\angle 125°)(1.23\angle -45°)-(0.327\angle 130°)(2.2\angle -63°)$

$=1.8\angle 80°-0.72\angle 67°$

$=(0.31+j1.77)-(0.28+j0.66)$

$=0.03+j1.11$

$=1.11\angle 88.45°$

$\therefore |\Delta|=1.11$

$$K=\frac{1-|1.47|^2-|1.23|^2+|1.11|^2}{2.|0.327||2.2|}$$

$$=\frac{-1.44}{1.43}$$

$=-1.00$

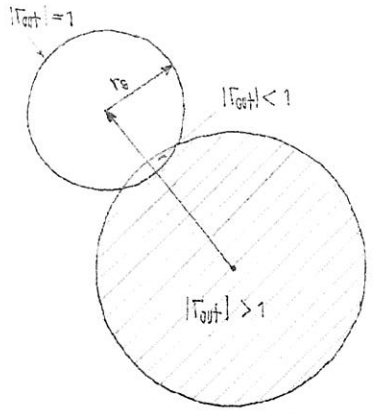
$\therefore$ ค่าของ $K\langle 1$ สามารถเป็น OSC ได้

เลือกวงกลมเสถียรภาพที่อินพุต

$$r_S=\frac{|S_{12}S_{21}|}{\left||S_{11}|^2-|\Delta|^2\right|}$$

$$C_S=\frac{(S_{11}-\Delta S^*_{22})^*}{|S_{11}|^2-|\Delta|^2}$$

และเขียนใน $S_{22}\rangle 1$ จะได้



$S_{22}\rangle 1$

$$r_S = \frac{|(0.327\angle 130°)(2.2\angle -63°)|}{\left||1.47|^2 - |1.11|^2\right|}$$

$$= \frac{|0.72\angle 67°|}{|2.16 - 1.23|}$$

$$= \frac{0.72}{0.93} = 0.78$$

$$C_S = \frac{(S_{11} - \Delta S^*_{22})^*}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2}$$

$$= \frac{[1.47\angle 125° - (1.11\angle 88.45°)(1.23\angle 45°)]^*}{|1.47|^2 - |1.11|^2}$$

$$= \frac{1.47\angle 125° - 1.37\angle 133.45°}{2.16 - 1.23}$$

$$= \frac{(-0.84 + j1.20) - (-0.94 + j0.95)}{0.93}$$

$$= \frac{[0.1 + j0.21]^*}{0.93}$$

$$= \frac{[0.23\angle 64.5°]^*}{0.93}$$

$$= 0.25\angle -64.5°$$

$\therefore |C_S| < r_S$ และ $|S_{22}| > 1$

นำค่าที่ได้ไปลงใน Smithchart

เลือก $\Gamma_S = 0.65\angle -125°$

เพราะอยู่ในช่วงของ Unstable region และให้ค่าการสะท้อนกลับมากที่สุด

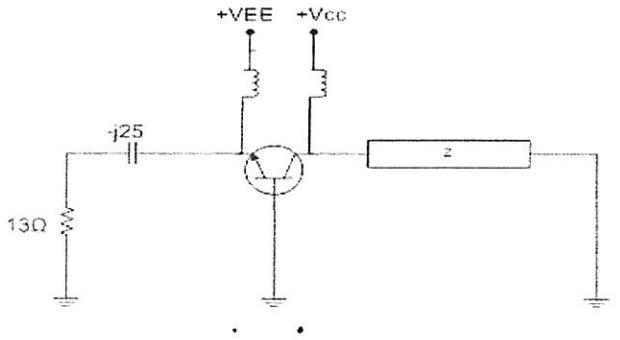
หรือ $Z_S = 0.26 - j0.5\ \Omega$

หรือจะได้ค่าจริงคือ

$$Z_S = 50(0.26 - j0.5)$$

$$= 13 - j25\ \Omega$$

$\therefore$ จากทางด้านวงจร I/P จะได้



∴ จาก -j25 คือเป็นค่าของ C เนื่องจากเป็น -j จะได้

$$X_C = \frac{1}{2\pi fC}$$

$$C = \frac{1}{2\pi fX_C}$$

$$= \frac{1}{2\pi(1.59)(25)}$$

$$= 4.3\ \rho F$$

หาการสะท้อนกลับทางด้าน O/P (Γ_{out})

จาก $\Gamma_{out} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1\text{-}S_{11}\Gamma_S}$

หรือ $\Gamma_{out} = \frac{S_{22}\text{-}\Delta\Gamma_S}{1\text{-}S_{11}\Gamma_S}$

$$= \frac{1.23\angle -45° - (1.11\angle 88.45°)(0.65\angle -125°)}{1-(1.47\angle 125°)(0.65\angle -125°)}$$

$$= \frac{1.23\angle -45° - 0.72\angle -36.55°}{1-0.96\angle 0°}$$

$$= \frac{(0.87 - j0.87) - (0.58 - j0.43)}{1-0.96}$$

$$= \frac{0.29 - j0.44}{0.04}$$

$$= \frac{0.53\angle -56.6°}{0.04}$$

$$= 13.25\angle -56.6°$$

∴ จะได้ $\Gamma_{out} = 13.25\angle -56.6°$

จาก $\Gamma_{out}.\Gamma_L = 1$

$$\Gamma_L = \frac{1}{13.25\angle -56.6°}$$

$$\Gamma_L = 0.075\angle 56.6°$$

จะได้

$$Z_L = \frac{1+\Gamma_L}{1-\Gamma_L}$$

$$= \frac{1+0.075\angle 56.6°}{1-0.075\angle 56.6°}$$

$$= \frac{1+(0.04+j0.06)}{1-(0.04+j0.06)}$$

$$= \frac{1.04+j0.06}{0.96-j0.06}$$

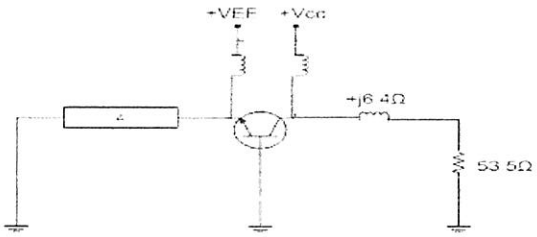
$$= \frac{1.04\angle 3.3°}{0.96\angle -3.5°}$$

$$= 1.08\angle 6.8°$$

$$= 1.07+j0.13\ \Omega$$

∴ คืนค่า normalize 50Ω

∴ จะได้ O/P ของวงจรคือ



จาก $+j6.4\Omega$ จะได้

$$X_L = 2\pi f_L$$

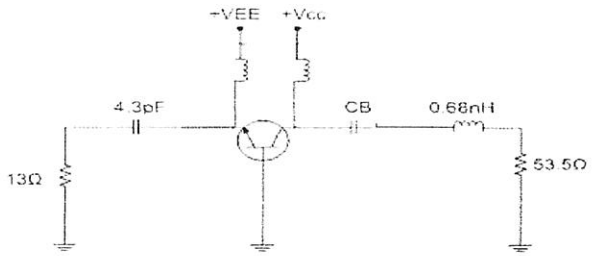
$$L = \frac{X_L}{2\pi f}$$

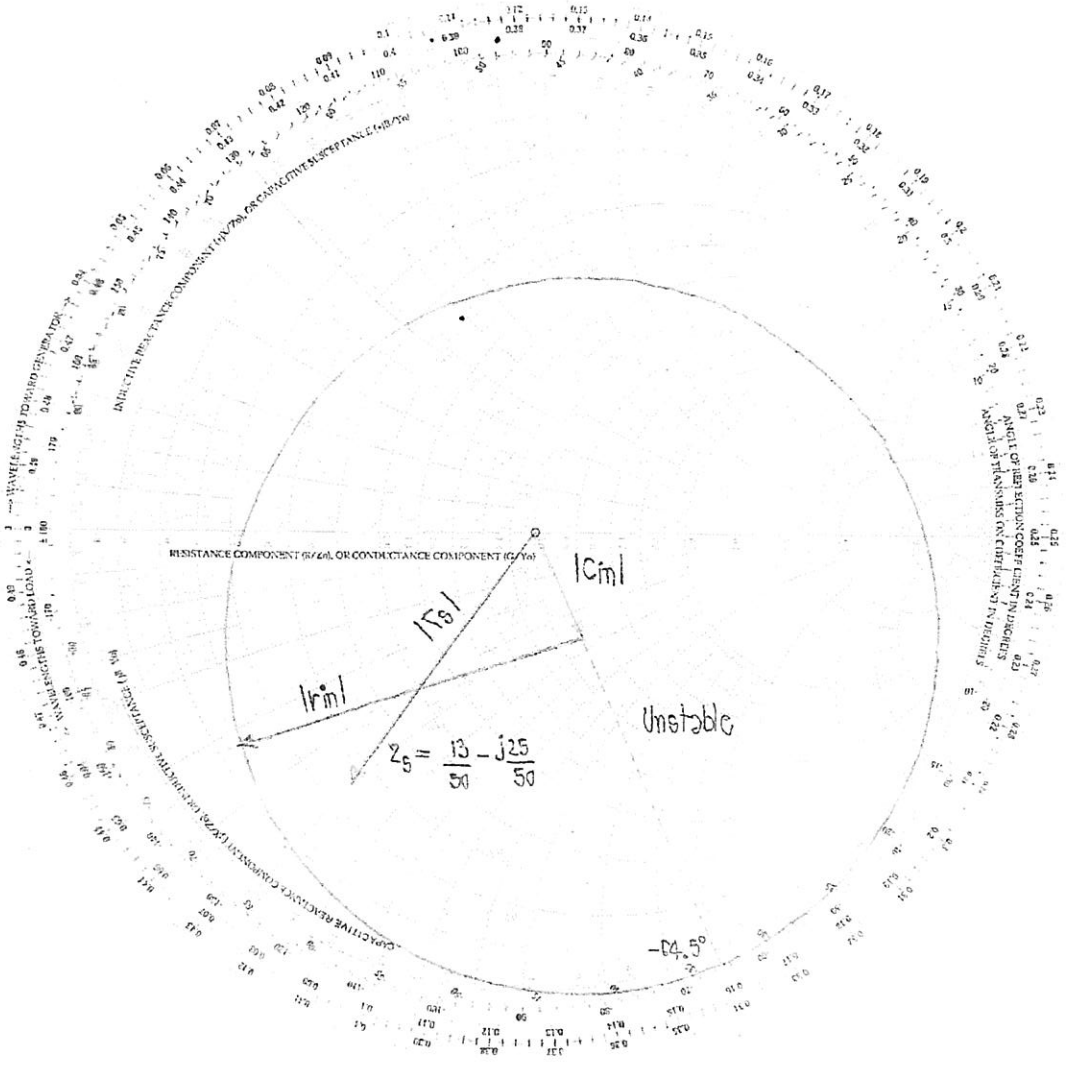
$$= \frac{6.4}{2\pi(1.59)}$$

$$= 6.8\times 10^{-10}\text{H}$$

$$= 0.68\eta\text{H}$$

∴ จะได้วงจรรวมคือ




RESISTANCE COMPONENT (r/z0), OR CONDUCTANCE COMPONENT (G/Y0)
|Cm|
|Cs|
|rm|
Unstable
$Z_S = \frac{13}{50} - j\frac{25}{50}$
-64.5°

6.6 สรุป

ในบทนี้เป็นการออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณความถี่ โดยใช้หลักการออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณแบบความต้านทานลบโดยใช้ โครงข่ายสองพอร์ท ซึ่งในเนื้อหาประกอบด้วย เงื่อนไขที่จะทำให้เกิดการออสซิเลตความถี่ อย่างเช่น $K < 1$,$\Gamma_{IN}\,\Gamma_S = 1$ และ $\Gamma_{OUT}\Gamma_T = 1$ จึงจะทำให้เกิดการออสซิเลตความถี่ขึ้นได้ รวมไปถึงการพิจารณาเงื่อนไขเสถียรภาพของวงจร วงกลมเสถียรภาพทางด้านอินพุต การออกแบบแมตช์สตับ แทนวงจรแมตช์ชิง L,C เมื่อให้วงจรมีเสถียรภาพมากขึ้นและ แสดงตัวอย่าง การคำนวณออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณความถี่ที่ 2 GHz และ 5.8 GHz พร้อมทั้งออกแบบวงจรบนอุปกรณ์ฐานรอง FR-4 สามารถกำเนิดสัญญาณได้จริง

คำถามท้ายบทที่ 6

1. จากทรานซิสเตอร์ต้องการให้กำเนิดสัญญาณที่ความถี่ 2 GHz วงจรเบสร่วม (Common-Base)โดยมีค่าพารามิเตอร์ การกระจัดกระจาย
   $S_{11} = 0.94\angle 174^\circ$, $S_{12} = 0.013\angle -98^\circ$, $S_{21} = 1.9\angle -28^\circ$, $S_{22} = 1.01\angle -17^\circ$ จงหาค่า Rollett Stability factor และจากเงื่อนไขนี้สามารถสร้างเป็น วงจรกำลังสัญญาณได้หรือไม่
2. จงหาค่าของ Rollett Stability factor ของทรานซิสเตอร์ที่ความถี่ 2 GHz โดยการเพิ่มค่าความเหนี่ยวนำเข้าที่ขาเบสของทรานซิสเตอร์ โดยให้ค่าอยู่ในช่วง 0-2 nH ทรานซิสเตอร์ค่าพารามิเตอร์การกระจัดกระจายเท่ากับ
   $S_{11} = 0.94\angle 174^\circ$, $S_{12} = 0.013\angle -98^\circ$, $S_{21} = 1.9\angle -28^\circ$, $S_{22} = 1.01\angle -17^\circ$
3. จงออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณที่ความถี่ 10 GHz แบบวงจรเกตร่วม(Common-gate) ของ GaAsเฟทโดยมีค่าการไบแอส $V_{DS} = 6V$, $I_{DS} = 150mA$ และค่าของพารามิเตอร์การกระจัดกระจาย
   $S_{11} = 0.85\angle -36^\circ$ $S_{12} = 0.22\angle -36^\circ$ $S_{21} = 0.53\angle 96^\circ$ $S_{22} = 1.125\angle 171^\circ$
4. จงออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณที่ความถี่5GHzแบบวงจรอิมิตเตอร์ร่วม(Common-Emitter) ของทรานซิสเตอร์ โดยมีค่าพารามิเตอร์กระจัดกระจายและการไบแอสดังนี้
   $V_{CE} = 5V$, $I_C = 20mA$, $h_{fe} = 80$, $S_{11} = 0.87\angle -40^\circ$, $S_{12} = 0.25\angle -32^\circ$, $S_{21} = 0.6\angle 100^\circ$ และ $S_{22} = 1.21\angle 165^\circ$ โดยให้แมตช์กับโหลด $Z_L = 50\Omega$ โดยสายไมโครสตริปบนแผ่นอุปกรณ์ฐานรอง ของ FR-4 ความหนา 40 mil , $\varepsilon_r = 3.6$
5. จงออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณแบบความถี่คง ที่โดยใช้อุปกรณ์แบบลัมพ์ของทรานซิสเตอร์วงจรเบสร่วม ให้ค่าไบแอส $V_{CE} = 3V$ ที่ความถี่ 1.5 GHz โดยมีค่าพารามิเตอร์การกระจัดกระจาย
   $S_{11} = 1.47\angle 125^\circ$ $S_{12} = 0.327\angle 130^\circ$ $S_{21} = 2.2\angle -63^\circ$ $S_{22} = 1.23\angle -45^\circ$
6. จงออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณโดยใช้ไมโครสตริป ของเฟทแบบวงจรเกทร่วม ที่ความถี่10 GHz แมตช์โหลด $Z_L = 50\Omega$ โดยมีค่าพารามิเตอร์การกระจัดกระจาย
   $S_{11} = 0.37\angle -176^\circ$ $S_{12} = 0.17\angle 19.8^\circ$ $S_{21} = 1.37\angle -20.7^\circ$ $S_{22} = 0.90\angle -25.6^\circ$

APPENDIX A

ปริมาณเวกเตอร์

ในบทเรียนต้นๆของหนังสือได้มีการอธิบายเกี่ยวกับสมการเวกเตอร์ไว้เพื่อให้ผู้อ่านได้ทบทวนความรู้ก่อน ส่วนในภาคผนวกได้มีการรวบรวมเนื้อหาสาระเกี่ยวกับการบวก ลบ คูณ หารเวกเตอร์ เพื่อช่วยให้ผู้อ่านเข้าใจได้ง่ายขึ้น

ตัวอย่างในรูป A-1 แสดงให้เห็นว่าปริมาณเวกเตอร์สามารถแสดงได้ทั้งในรูปของพิกัดฉากและรูปของโพลาร์ ซึ่งในพิกัดฉากจะแสดงปริมาณเวกเตอร์ในรูปผลบวกของระยะพิกัด(x,y) ดังนั้นเวกเตอร์ A จะแสดงในรูปผลบวกของ 5 หน่วยในแกน x และ 5 หน่วยในแกน y หรือ $A=5+j5$ ในทำนองเดียวกัน ปริมาณเวกเตอร์สามารถเขียนให้อยู่ในรูปของโพลาร์ โดยหาจากระยะทาง R ที่วัดจากจุดเริ่มต้น และมุม θ ที่วัดจากแกน x ซึ่งในตัวอย่างวัดระยะทางได้ 7.07 วัดมุมได้ 45°

$$A=5+j5 \quad \text{หรือ} \quad A=7.07\ 45°$$

ในทำนองเดียวกัน, เวกเตอร์ B เขียนในพิกัดฉากได้ $5-j10$ หรือในรูปโพลาร์ได้ 11.18 -63.4°
(หมายเหตุ มุมติดลบจะหมุนตามเข็มนาฬิกา มุมบวกจะหมุนทวนเข็มนาฬิกา)

พิกัดฉาก/โพลาร์ และการแปลงค่า พิกัดฉาก/โพลาร์

ในการแปลงค่าจะใช้สมการคำนวณทางคณิตศาสตร์ง่ายๆ เวกเตอร์ที่เขียนในรูปพิกัดฉากสามารถแปลงค่าให้อยู่ในรูปโพลาร์ โดยใช้สมการดังนี้

$$R = \sqrt{x^2+y^2} \quad \text{และ} \quad \theta = \arctan\ (y/x)$$

ส่วนการแปลงค่าจากโพลาร์ ให้อยู่ในรูปพิกัดฉากจะใช้สมการดังนี้

$$x = R\cos\theta \quad \text{และ} \quad y = R\sin\theta$$

การบวกเวกเตอร์

ปริมาณเวกเตอร์ 2 เวกเตอร์สามารถบวกได้ โดยจะแยกบวกในส่วนแกน x และแกน y

ตัวอย่าง A-1

อินพุตอิมพีแดนซ์ของทรานซิสเตอร์ $Z=25-j10$ Ω จงแปลงค่าอิมพีแดนซ์นี้ให้อยู่ในรูปโพลาร์

วิธีทำ

ระยะทาง (R) ของเวกเตอร์ หาได้จาก

$$R = \sqrt{x^2+y^2}$$
$$= \sqrt{625+100}$$
$$= 26.9$$

มุมจากแกน X หาได้จาก

$$\theta = \arctan\ (y/x)$$
$$= \arctan\ (-10/25)$$
$$= -21.8°$$

ดังนั้น เราสามารถแปลงค่า จาก $Z=25-j10$ □ ให้อยู่ในรูปโพลาร์ได้โดย $Z=26.9\text{ -}21.8°\ \Omega$

Exampel A-2

กำหนดค่า input impedance $Z = 26.9\ \angle -21.8^\circ$ จงแปลงให้อยู่ในรูป rectangular from

Solution

First:

$$x = R\cos\theta$$
$$= 26.9\cos(-21.8^\circ)$$
$$= 26.9\,(0.9285)$$
$$= 25$$

and,then,

$$y = R\sin\theta$$
$$= 26.9\sin(-21.8^\circ)$$
$$= 26.9(0.9285)$$
$$= -10$$

จะได้ว่า $Z = 25 - j10$ ohms

Vector Subtraction (การลบเวกเตอร์)

การลบเวกเตอร์จะมีกระบวนการกระทำที่คล้ายกับการบวกเวกเตอร์ ดังจะแสดงให้เห็นในสองตัวอย่างต่อไปนี้

Example A-3

กำหนดค่า impedance $Z_1 = 11.18\ \angle 63.40^\circ$ ohms อนุกรมกับ impedance $Z_2 = 18.03\ \angle -56.3^\circ$ ohms จงหาค่า impedance (Z_T) ที่ได้จากการอนุกรมกัน ให้อยู่ในรูปของ rectangular

Solution

สำหรับการบวกกันนั้นเราสามารถกระทำได้โดย การนำค่าอิมพิแดนซ์ แต่ละตัวมาแปลงค่าให้อยู่ในรูปของ rectangular เสียก่อน

For Z_1:

$$x_1 = R_1\cos\theta_1$$
$$= 11.18\cos(63.4^\circ)$$
$$= 5$$
$$y_1 = R_1\sin\theta_1$$
$$= 11.18\sin(63.4^\circ)$$
$$= 10$$

จะได้ว่า $Z_1 = 5 + j10$ ohms.

For Z_2 :

$$x_2 = R_2 \cos \theta_2$$
$$= 18.03 \cos (-56.3^\circ)$$
$$= 10$$
$$y_2 = R_2 \sin \theta_2$$
$$= 18.03 \sin (-56.3^\circ)$$
$$= -15$$

จะได้ว่า $Z_2 = 10 - j15$ ohms.

เราจะทำการบวกกันโดยแยกการบวกค่า x และ y

$$x_T = x_1 + x_2$$
$$= 5 + 10$$
$$= 15$$
$$y_T = y_1 + y_2$$
$$= 10 - 15$$
$$= -5$$

จะได้ว่า $Z_T = 15 - j5$ ohms.

Example A-4

กำหนดค่าต่างๆดังนี้

$$V_1 = 11.18 \angle 63.40^\circ$$
$$V_2 = 18.03 \angle -56.3^\circ$$

จงหา $V_T = V_1 - V_2$

Solution:

สำหรับการลบกันนั้นเราสามารถกระทำได้โดย การนำค่าอิมพิแดนซ์ แต่ละตัวมาแปลงค่าให้อยู่ในรูปของ rectangular เสียก่อน

For V_1:

$$x_1 = R_1 \cos \theta_1$$
$$= 11.18 \cos (63.4^\circ)$$
$$= 5$$
$$y_1 = R_1 \sin \theta_1$$
$$= 11.18 \sin (63.4^\circ)$$
$$= 10$$

จะได้ว่า $V_1 = 5 + j10$ ohms.

For V_2:

$$x_2 = R_2 \cos \theta_2$$
$$= 18.03 \cos (-56.3^\circ)$$
$$= 10$$
$$y_2 = R_2 \sin \theta_2$$
$$= 18.03 \sin (-56.3^\circ)$$
$$= -15$$

จะได้ว่า $V_2 = 10 - j15$ ohms.

เราจะทำการบวกกันโดยแยกการบวกค่า x และ y

$$x_T = x_1 - x_2$$
$$= 5 - 10$$
$$= -5$$
$$y_T = y_1 - y_2$$
$$= 10 - (-15)$$
$$= 25$$

จะได้ว่า $Z_T = -5 + j25$ ohms.

Vector Multiplication (การคูณเวกเตอร์)

ในการนำเวกเตอร์สองเวกเตอร์มาคูณกันนั้นเราสามารถที่จะกระทำในรูปของ Pola from ได้เลย โดยการนำค่าจริง(R) มาคูณกันได้เลย สำหรับค่าของมุม (θ) จะนำมาบวกกัน(ดังแสดงที่ Example A-5)

$$R_T = R_1 + R_2 \qquad \text{and} \qquad \theta_T = \theta_1 + \theta_2$$

Vector Division (การหารเวกเตอร์)

ในการนำเวกเตอร์สองเวกเตอร์มาหารกันนั้นเราสามารถที่จะกระทำในรูปของ Pola from ได้เลย โดยการนำค่าจริง(R) มาหารกันได้เลย สำหรับค่าของมุม (θ) จะนำมาลบกัน(ดังแสดงที่ Example A-6)

$$R_T = R_1 / R_2 \qquad \text{and} \qquad \theta_T = \theta_1 - \theta_2$$

Real, Imaginary, and magnitude Components

ตัวอย่าง A-5

สำหรับทรายซิสเตอร์, S_{21}=$5.6\angle 60^\circ$ และ $S_{12} = 0.1\angle 30^\circ$ จงหาผลลัพธ์ของ $S_{21}S_{12}$

วิธีทำ

ค่าตัวแปร S อยู่ในรูปของเชิงขั้วเรียบร้อยแล้ว ดังนั้น

$$R_t = R_1 R_2$$

$$= (5.6)\,(0.1)$$

$$= 0.56$$

และ

$$\theta_T = \theta_1 + \theta_2$$

$$= 60^\circ + 30^\circ$$

$$= 90^\circ$$

ดังนั้นผลลัพธ์ของ $S_{21}S_{12}$ คือ $0.56\angle 90^\circ$

ตัวอย่าง A-6

แสดงการหารเวคเตอร์ดังต่อไปนี้

$$V_T = \frac{V_1}{V_2}$$

ซึ่ง $V_1 = 4\angle 60^\circ$

$V_2 = 5 + j5$

วิธีทำ

V_1 อยู่ในรูปเชิงขั้วแล้ว จึงเปลี่ยน V_2 ให้อยู่ในรูปของเชิงขั้ว $V_2 = 7.071\angle 45^\circ$

นำขนาดมาหาร $R_T = \dfrac{R_1}{R_2}$

$$= \frac{40}{7.071}$$

$$= 5.66$$

นำมุมมาลบ $\theta_T = \theta_1 - \theta_2$

$$= 60^\circ - 45^\circ$$

$$= 15^\circ$$

ดังนั้นผลหารคือ $5.66\angle 15^\circ$

ขนาดของ complex vector (ตัวอย่าง A-7) อาจอธิบายได้โดย

เมื่อให้ complex vector V ซึ่ง

$$V = R\angle\theta$$

$$= x + jy$$

ส่วนที่เป็นจำนวนจริงคือ $\mathrm{Re}(V) = x$

ส่วนที่เป็นจำนวนจิตภาพคือ $\mathrm{Im}(V) = jy$

และขนานของ vector V คือ $|V| = R$

ตัวอย่าง A-7

กำหนดให้ $V = 10\angle 60^\circ$ จงหา $\mathrm{Re}(V)$, $\mathrm{Im}(V)$ และ $|V|$

วิธีทำ

ขั้นแรก ทำ vector ให้อยู่ในรูปแบบ rectangular

$$
\begin{aligned}
x &= R\cos\theta \\
&= 10\cos(60^\circ) \\
&= 5 \\
y &= R\sin\theta \\
&= 10\sin(60^\circ) \\
&= 8.66
\end{aligned}
$$

ดังนั้น

$$
\begin{aligned}
V &= 5 + j8.66 \\
\mathrm{Re}(V) &= 5 \\
\mathrm{Im}(V) &= j8.66 \\
|V| &= 10
\end{aligned}
$$

APPENDIX B

สัญญาณรบกวน

สัญญาณรบกวน เป็นสัญญาณที่เราไม่ต้องการไม่ว่าจะเป็นในระบบไดนามิค-อิเล็กทรอนิค หรือระบบอิเล็กทรอนิคเองก็ตาม สัญญาณนี้อาจเกิดโดยธรรมชาติหรืออาจเกิดจากตัวอุปกรณ์ที่ประดิษฐ์ขึ้น สัญญาณรบกวนที่มีในบรรยากาศอาจเกิดจากพลังงานที่มากมายของดวงอาทิตย์ทำให้ก่อตัวเป็น Thermal noise สัญญาณรบกวนนี้เป็นอุปสรรคที่เราต้องกำจัดทิ้งไป จุดประสงค์ของภาคผนวกนี้ก็คืออธิบายเกี่ยวกับสัญญาณรบกวนอย่างง่าย แหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวน เช่น ในการออกแบบแผงวงจรAmplifierและในการออกแบบ Receiverล้วนแล้วแต่มีสัญญาณรบกวนทั้งนั้น

ชนิดของสัญญาณรบกวน

ในระดับนี้จะอธิบายเกี่ยวกับสัญญาณรบกวน 2 ประเภท คือ Thermal noise และ Short noise

Thermal noise

เป็นสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นจากการเพิ่มอุณหภูมิ ซึ่งในตัวไปจะมีอุณหภูมิมากกว่า 0° เคลวินการเคลื่อนที่อย่างสุ่มของประจุในตัวนำจะทำให้เกิดกระแสและแรงดัน ซึ่งกระแสและแรงดันนี้จะเป็ตัวทำให้เกิด noise อุณภูมิที่สูงขึ้นของตัวนำก่อห้เกิดสัญญาณรบกวนขึ้น โดยมีสมการการคำนวณดังนี้

$V = \sqrt{4KTRB}$

ซึ่ง

V = แรงดันของสัญญาณรบกวน

K = ค่าคงที่ของ Bolthzmann (1.38×10^{-23} j/ kelvin)

T = อุณภูมิสมบูญของเคลวิน

R = ความต้านทานของตัวนำ

B = Bandwidth

จากสมาการจะเห็นว่า Bandwidth มีผลต่อ noise โดยตรงถ้า Bandwidth ของระบบแคบจะส่งผลให้ Thermal noise มีค่าลดลงด้วย

<u>ตัวอย่าง</u>

หาค่าแรงดันของสัญญาณรบกวน ที่เกิดขึ้นโดย ความต้านทาน 10 KΩที่อุณหภูมิห้อง (293 Kelvin) Bandwidth 10 MH_z

วิธีทำ

จาก

$$V = \sqrt{4KTRB}$$

$$= \sqrt{4(1.38 \times 10^{-23})(293)(10000)(10 \times 10^{6})}$$

$$= 40.22 \times 10^{-6} V$$

Thermal noise นี้คล้ายกับ Jahnson noise และwhite noise

Short noise

เป็นสัญญาณรบกวนอีกประเภท ที่มีอนุภาคคล้ายตัวนำ บ่อยครั้งที่สัญญาณรบกวนจะเกิดจากกระแสตรงที่ไหลในวัสดุกึ่งตัวนำซึ่งการไหลของกระแสจะเกิดอิเล็กตรอน และโฮล การที่กระแสเปลี่ยนไปนี้จะทำให้เกิดสัญญาณรบกวน Short noise หรือบ่อยครั้งเรียกว่า Schottky noise ซึ่งหาได้จากสมาการ

$$I^2_n = 2qI_{dc}B$$

ซึ่ง

I^2_n = กระแสของสัญญาณรบกวน

q = จำนวนอิเล็กตรอน (1.6×10^{-19}C)

I_{dc} = กระแสตรง (A)

B = Banwidth (H_Z)

Noise Figure

Noise Figure หรือ NF เป็นปริมาณที่ใช้ในการเปรียบเทียบสัญญาณรบกวนภายในเครือข่าย กับสัญญาณรบกวน ideal ในเครือข่ายซึ่งสามารถคำนวณได้จาก signal to noise ratio (SNR)ระหว่างสัญญาณอินพุต กับสัญญาณเอาท์พุต

Network ,noise factor (F)

$NF = 10\log_{10}F$ dB (Eq.B-3)

And

$$F = \frac{InputSNR}{OutputSNR}$$ (Eq.B-4)

Cascaded Devices

ในการคำนวณหาสัญญาณรบกวนจากรูปที่มีจำนวน stage ซึ่งนำมาต่อ cascaed มากกว่า1 stage (Example B-2)เพื่อง่ายต่อการคำนวณโดยทำการคำนวณทีละ Stage ดังสมการ (Eq.B-5)

$$F_{TOTAL} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \frac{F_4 - 1}{G_1 G_2 G_3} \ldots\ldots$$ (Eq.B-5)

F_n คือ noise factor แต่ละ stage

G_n คือ gain แต่ละ stage

โดย F_n G_n ไม่อยู่ในหน่วย dB

Example B-2

จากรูป Fig. B-1เป็นการต่อ cascaed 3 stage ให้คำนวณหาสัญญาณรบกวน

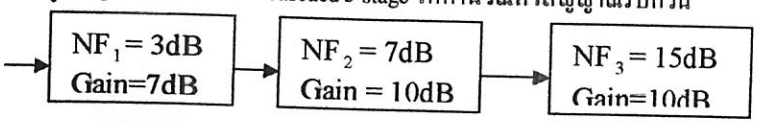


Fig. B-1Block diagram for Example B-2

Solution

F_1=2,F_2=5 F_3=31 6

G_1=5,G_2=10,G_3=10

จากสมการที่ Eq.B-5

ได้ F_{TOTAL} $=2+\frac{5-1}{5}+\frac{31.6-1}{5\times10}$

3.4

$NF=10\log_{10}3.4$

=5.3 dB

จากสมการที่ Eq.B-5 เมื่อทำการเปลี่ยนบาง stage ให้มีค่ามากที่สุดแล้วผลรวมของ F_{TOTAL} มีค่าใกล้เคียงกับ F_1 หรือส่งผลกระทบกับ F_1 น้อยมากดังตัวอย่าง Example B-3Lossy Networksเมื่อในระบบมีการสูญเสีย

Example B-3

จากตัวอย่างที่ Example B-3 เมื่อ first stage เป็น 25 dB

F_{TOTAL} $=2+\frac{5-1}{316}+\frac{31.6-1}{316\times10}$

=2.022

$NF=10\log_{10}2.022$

จะเห็นว่าหากStage ใดมีค่ามาก F_1 มีค่าใกล้กับ F_{TOTAL}

Example B-4

จากรูป B-2 ให้คำนวณหา NF ที่รับได้

จากรูป B-2

NFc=10dB+7dB+4dB

=21dB

หรือ Fc=126

$F_{preamp}=F_P+\frac{F_c-1}{G_{Preamp}}$

$=2+\frac{126-1}{10}$

=14.5

จากสมการที่ $NF=10\log_{10}F$ dB

$NF_{preamp}=10\log14.5$

=11.6dB

NF_{rcvr}=11.6dB+6dB

=17.6dB

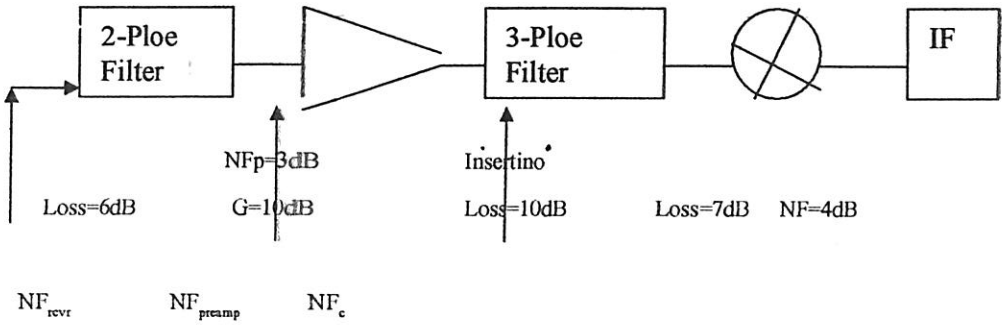


Fig.B-2 Receiver block diagram for Examples B-3

And B-4

การสูญเสีย 10 dB มาจาก NF 10 dB เหมือนกับ filter ที่มีการสูญเสียเพิ่มขึ้น 5 dB จาก NF 5 dB การสูญเสีย NF ในวงจร 2 หรือมากกว่า ที่นำมาต่อกัน สามารถหาได้ง่ายโดยการที่เพิ่ม การสูญเสียขไปในแต่ละวงจร ดังนั้นถ้าเรารวมการสูญเสียที่มีอยู่ 10 dB จาก filter เข้ากับการสูญเสียที่เพิ่มขึ้น 3.5 dB ผลรวมของการสูญเสียในวงจรรวมจะมีค่า 13.5 dB (ตัวอย่าง B-4)

การคำนวณระบบการรับ

การสูญเสียจากอุณหภูมิที่มีเพิ่มเข้ามาในสัญญาณผ่านระบบหาได้จาก

$$n_0 = kTB \qquad \text{(Eq. B-6)}$$

ซึ่ง

n_o = การสูญเสียในหน่วยวัตต์

k = ค่าคงที่ของBoltzmann

T = อุณหภูมิในหน่วยเคลวิน

B = ความกว้างของการสูญเสียในวงจร

การสูญเสียในหน่วย dBm หาได้จาก

$$n_0 = 10\log_{10}\frac{kTB}{1\times 10^{-3}} \qquad \text{(Eq. B-7)}$$

ถ้าเราสามารถรู้ค่า n_o และ NF (หรือคำนวณได้) ระดับสัญญาณที่ต้องใส่เข้าไป หาได้จาก signal-to-noise ratio ซึ่งสามารถหาได้ (ตัวอย่าง B-5)

$$S_1 = NF + n_0 + S/N \qquad \text{(Eq. B-8)}$$

ซึ่ง

S_i คือ สัญญาณขาเข้าที่เราต้องการ (หน่วย dBm)

NF คือ การสูญเสียที่ตัวรับ

n_0 คือ ค่าการสูญเสียจากอุณหภูมิของตัวรับ

(หน่วย dBm)

S/N คือ อัตราส่วนของ สัญญาณขาออกต่อการสูญเสีย(หน่วย dB)

ตัวอย่าง B-5

จากการใช้ block diagram ใน fig. B-2

จงคำนวณหาสัญญาณขาเข้าที่มี S/R 10dB ที่สัญญาณขาออก ซึ่งระดับความกว้างของการสูญเสียเท่ากับ 1.25 MHz

วิธีทำ

ค่า NF สามารถหาได้จาก ตัวอย่าง B-4 มีค่า 17.6 dB

คำนวณหา n_0 จาก Eq.B-7(สมมุติให้ห้องมีอุณหภูมิ 293 K)

$$n_0 = 10\log_{10}\frac{(1.38\times10^{-23})(293)(1.25\times10^{6})}{1\times10^{-3}}$$

$$= -133 \text{ dBm}$$

ดังนั้นสัญญาณขาเข้า คือ

$$S_i = NF + n_0 + S/N$$
$$= 17.6 - 113 + 10$$
$$= -85.4dBm$$