HFT 42, Tentamen i högfrekvensteknik, kurskod EEM021 2010-12-16, 08:30 i ”V”-salar. Längd: 4 timmar.

Tillåtna hjälpmedel:	Beta, Physics Handbook, valfri kalkylator, formelsamling i Elektromagnetisk fältteori av Eva Palmgren, egna anteckningar i formelsamlingen och på en A4 blad (dock inte lösningar till uppgifter)
Frågor uppg 1-6	Vincent Desmaris, tel ankn. 1846
Frågor uppg 7	Hans Hjelmgren, tel 070-520 13 46
Resultatet	Anslås på kursens hemsida
Granskning	Sker på tid och plats som anges på kurshemsida
Betygsgränser	24p för betyg 3, 36p för betyg 4 och 48p för betyg 5
Kom ihåg	**Lösningen på uppgift 7 lämnas i separat omslag**
Observera	Omotiverade lösningar kan ge poängavdrag!

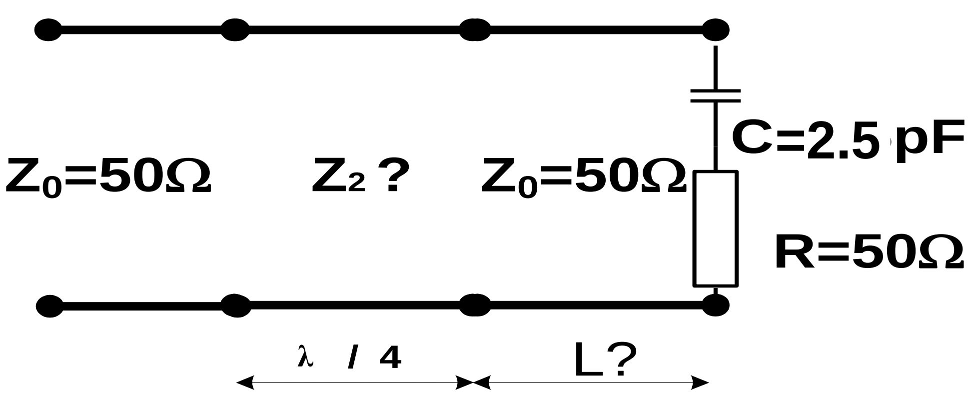
Duggadelen

Poängen på uppgift 1 kan ersättas med resultatet på första uppgiften på duggan.
Poängen på uppgift 3 kan ersättas med resultatet på andra uppgiften på duggan.

Transmissionsledningar:

Problem 1. 10p. (D)

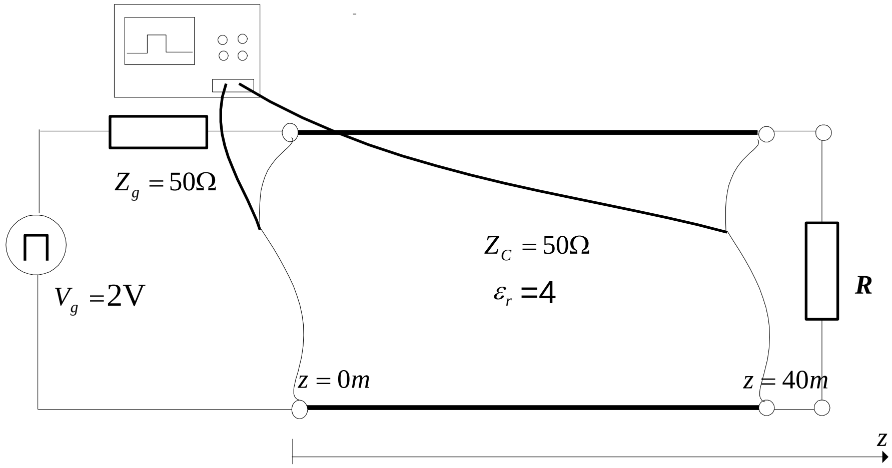
En 50 Ω resistans och en 2.5 pF kondensator är seriekopplade och anslutna till en förlustfri transmissionsledning med karakteristisk impedans 50 Ω och längd *L*. Transmissionsledningen är själv ansluten till en 50 Ω signallinje genom en förlustfri kvartsvågstransformator av karakteristisk impedans Z_2 Ω vid 2 GHz.



Bestäm längden L av transmissionsledningen och karakteristiska impedans Z_2 av kvartsvågstransformatorn för få VSWR=1 i signallinjen vid 2 GHz .

Problem 2. 7p.

En 40 m lång koaxial kabel terminerad med en resistans ***R*** är ansluten till en 50Ω pulsgenerator. Kabelns karakteristiska impedans är 50 Ω och är fylld med ett förlustfritt dielektriskt material med $\varepsilon_r = 4$.



Ett oscilloskop (med oändlig impedans för att inte störa pulsutbredningen) kan anslutas för att mäta spänningen vid ingången av kabeln och vid lasten. Generatorn skickar **en** fyrkantig puls med amplitud 2 Volts and längd 10^{-7} sekunder.

a. ***Rita hur signalerna vid ingången av kabeln och vid lasten ser ut när R=0 Ω.***
b. ***Rita hur signalerna vid ingången av kabeln och vid lasten ser ut när R=50 Ω.***
c. ***Rita hur signalerna vid ingången av kabeln och vid lasten ser ut när R=∞ Ω***

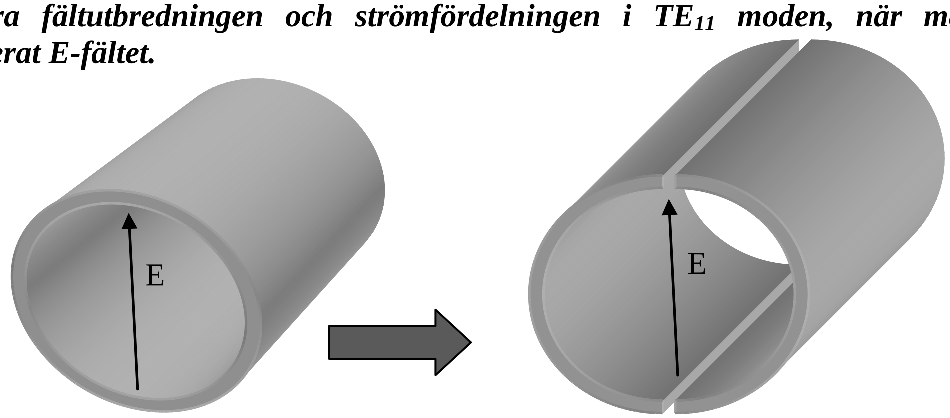
Vågledare:

Problem 3. 10p. (D)

Bestäm radien av en cirkulär vågledare för att endast den dominanta moden skall kunna utbreda sig över ett 1.5 GHz frekvensområde. (Vågledaren är fylld med ett förlustfritt dielektriskt material med $\varepsilon_r = 4$)

Problem 4. 6p.

a. ***Härled ytströmtäthetet på väggarna av en cirkulär vågledare för TE_{11} moden.***
b. ***Visa att man kan skära ett litet snitt i mitten av vågledaren parallellt med E-fältet, utan att störa fältutbredningen och strömfördelningen i TE_{11} moden, när man har polariserat E-fältet.***



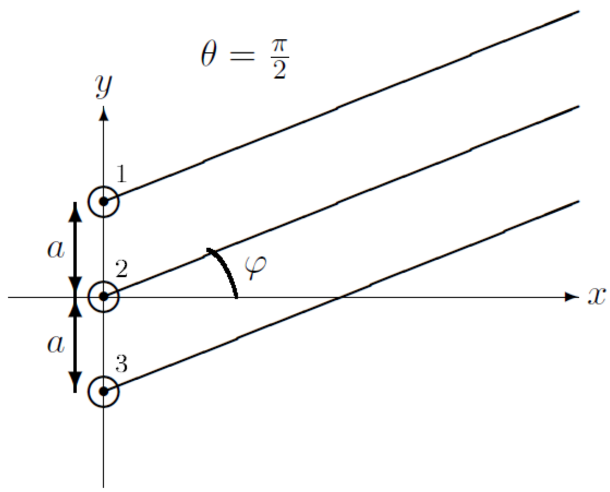
Antenner

Problem 5. 8p.

En pulsradar fungerar vid 3 GHz och använder sig av en antenn med riktförstärkning 20dB för att skicka 10kW pulsar. Radarn skall kunna detektera föremål med radartvärsnitt σ=20 m^2 10 km ifrån radarstationen.

Vad är den minimala isolering (sända effekten/ maximal läckande effekt från sändaren till mottagaren) som tillåts, för att läcksignalen från sändaren till mottagaren skall vara 10 dB mindre än den mottagna signalen?

Problem 6. 9p.



En gruppantenn strax utanför Murmansk sänder känslig information om Sveriges utrikespolitik till ryska militärbaser. Det är av högsta vikt att dessa sändningar inte snappas upp av svensk underättelsetjänst. Antennen är konfigurerad på följande vis: Tre $\hat{z}$-riktade, korta ($l \ll \lambda$) dipolantenner är placerade i punkterna $(0, a, 0)$, $(0, 0, 0)$ och $(0, -a, 0)$ längs y-axeln, där $a = \frac{\lambda}{2}$, och de individuella antennströmmarna ges av

$$\begin{cases} i_1(t) = I_0 \cos(\omega t - \xi) \\ i_2(t) = 2I_0 \cos(\omega t) \\ i_3(t) = I_0 \cos(\omega t + \xi) \end{cases}$$

Designa antennen (välj fasskiftet ξ) så att minsta möjliga effekt propagerar till Stockholm (som ligger vid $\varphi = \frac{5\pi}{4}$)! Motivera ditt val genom att plotta strålningsdiagrammet för detta ξ! Eftersom antennerna är korta kan man anta att deras individuella EM-fält beskrivs väl av Hertzdipolformlerna med $l_e = \frac{l}{2}$.

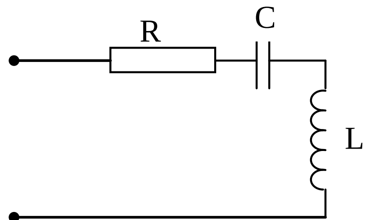
Mikrovågskomponenter

Problem 7. 10p.

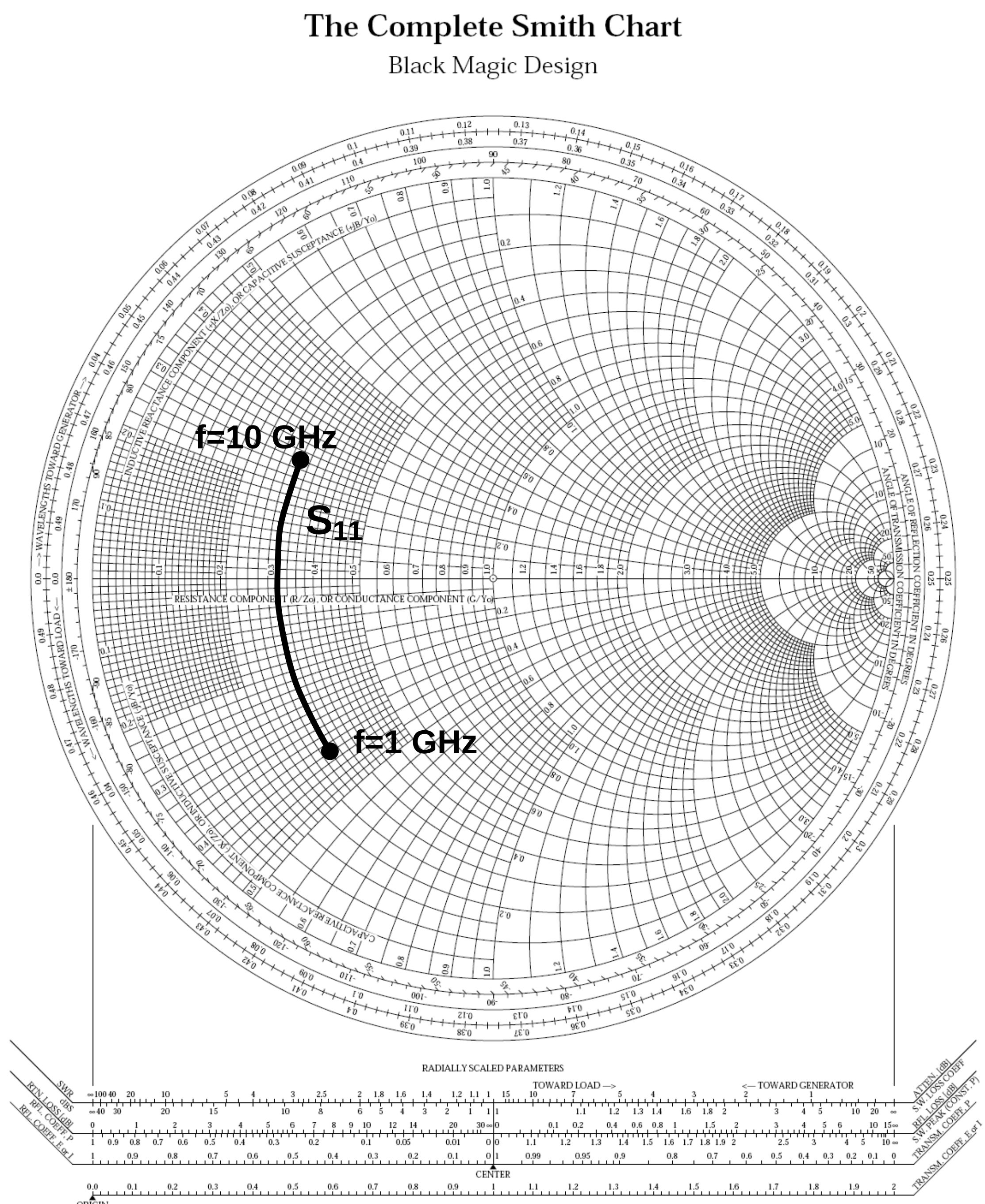
Smith-diagrammet visar uppmätt S_{11} för ett transistor-chip. Systemimpedansen Z_0=50 Ω.

a) (2p) Avläs och ange S_{11} för f=1 GHz och f=10 GHz.

b) (6p) Ekvivalenta schemat för transistorns ingång ser ut enligt nedan. Bestäm R, L och C.

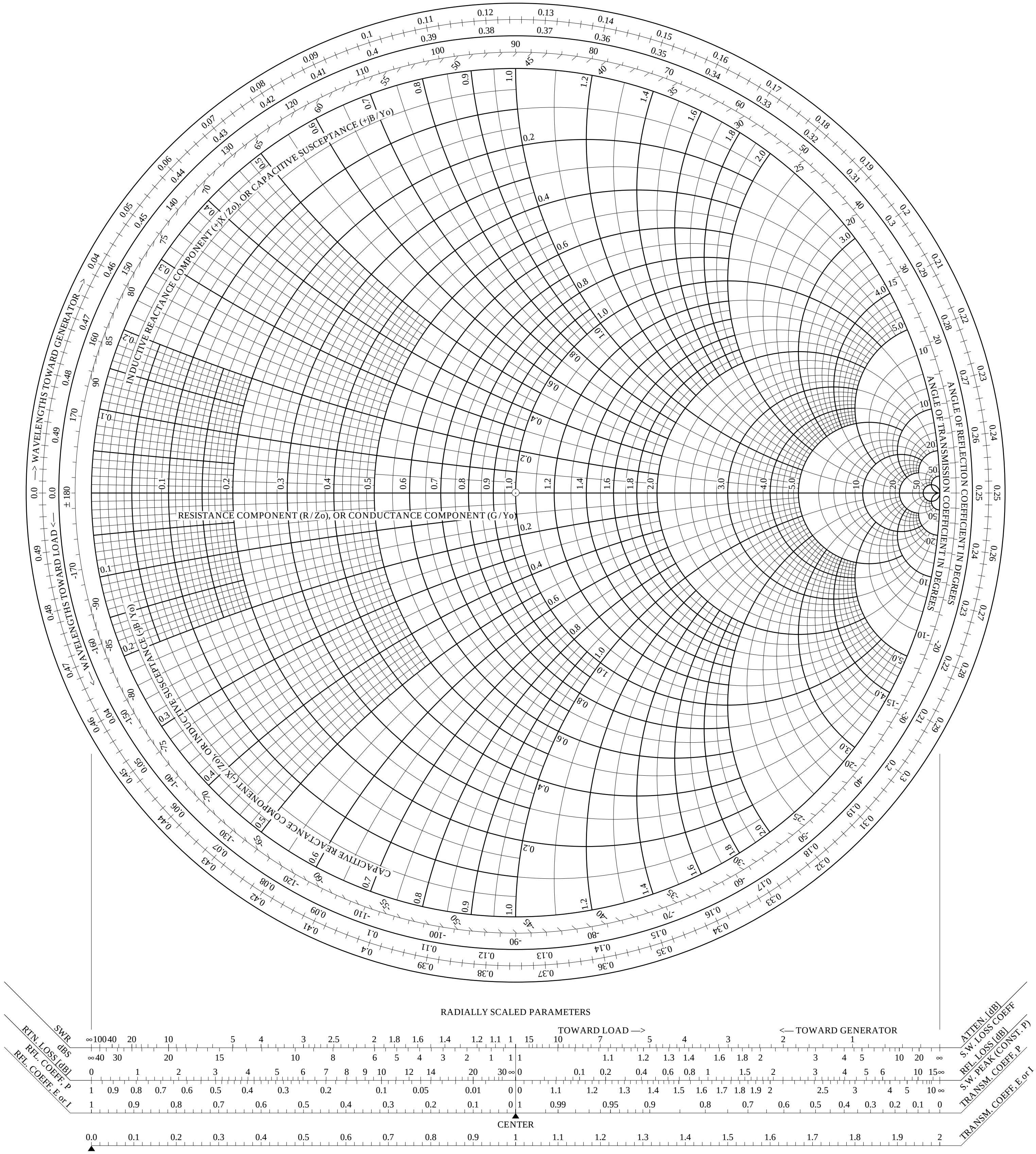


c) (2p) Beskriv kortfattat principen för en scatterometer. Vad kan den användas till?



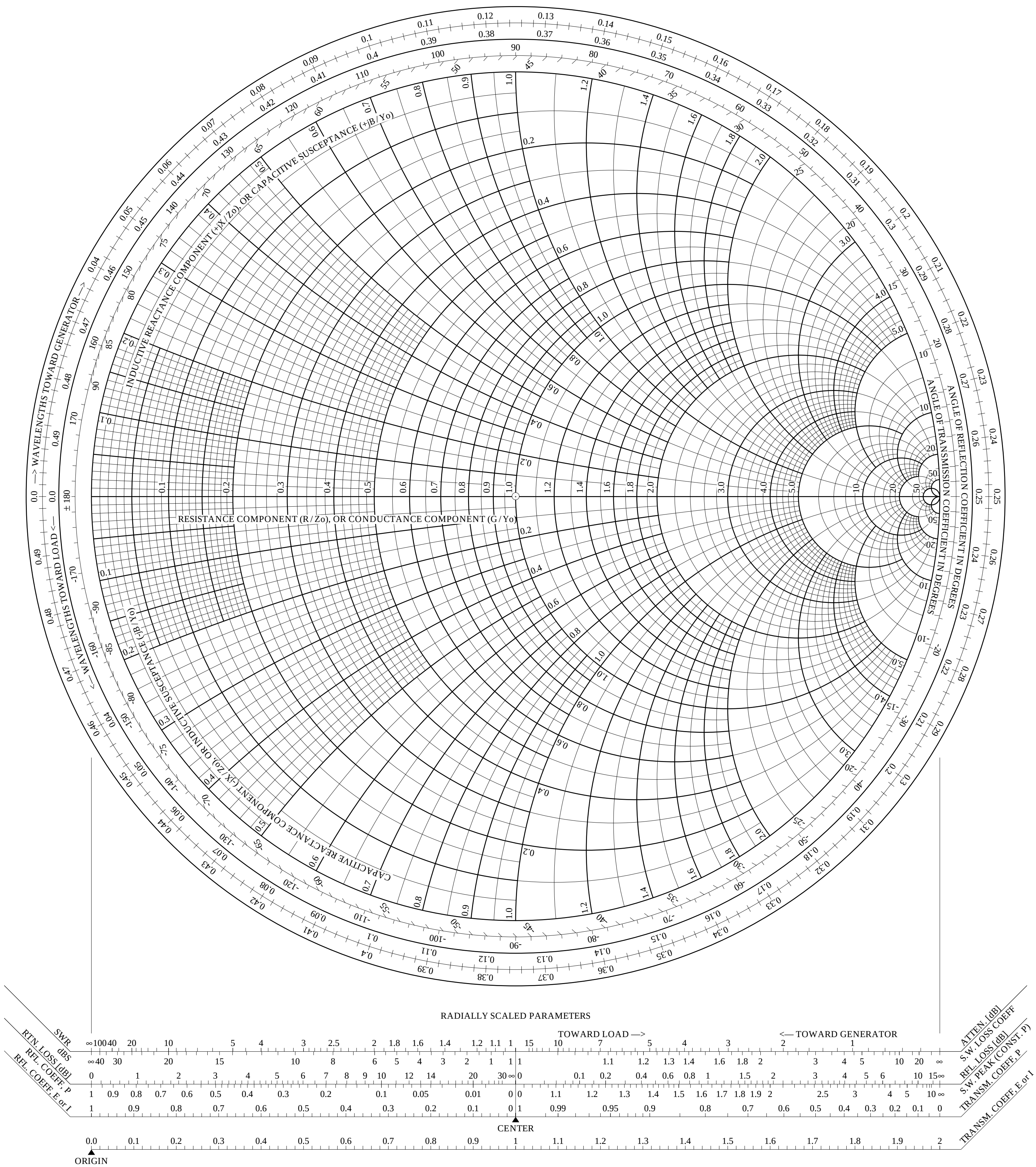
The Complete Smith Chart

Black Magic Design



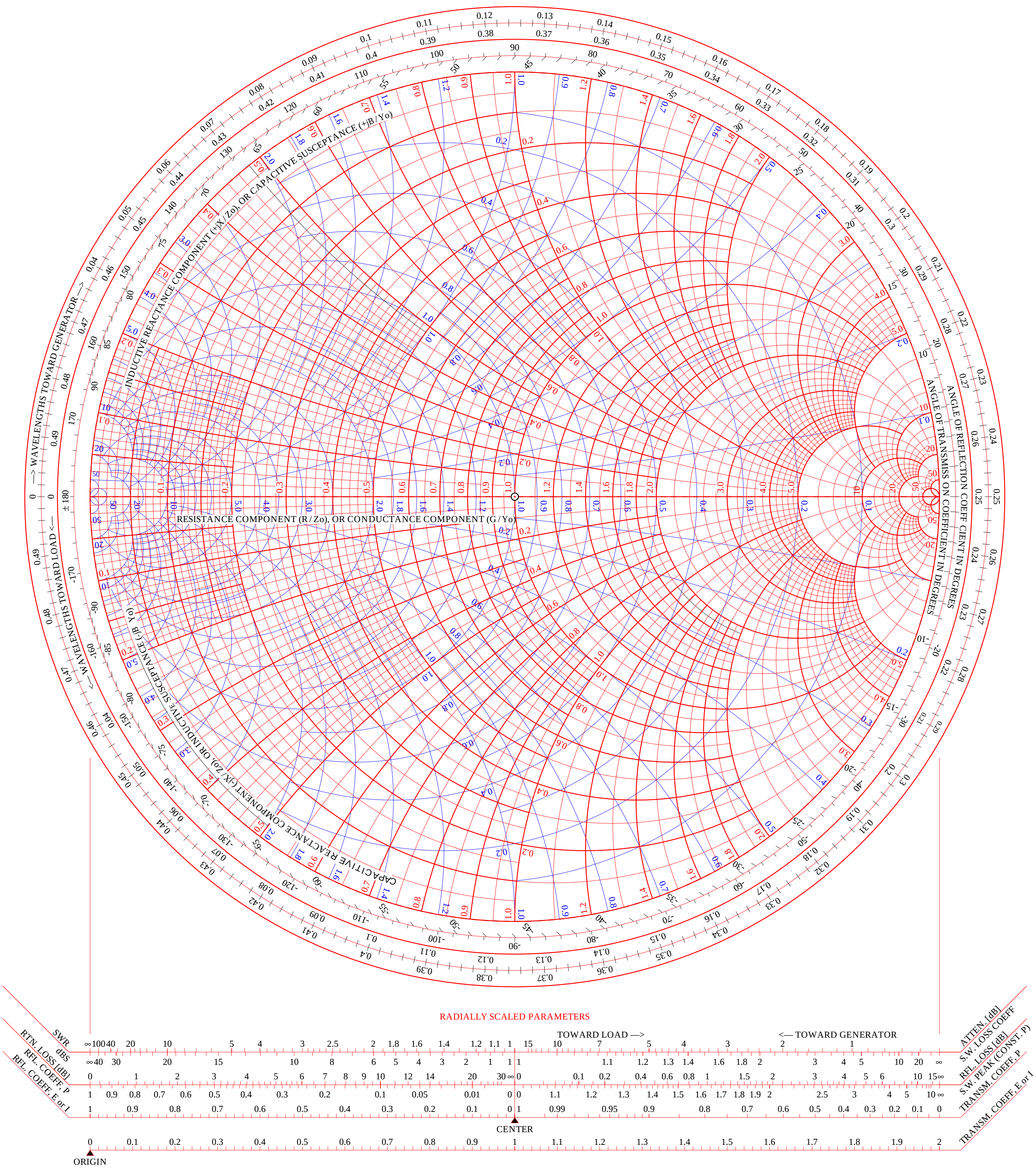
The Complete Smith Chart

Black Magic Design



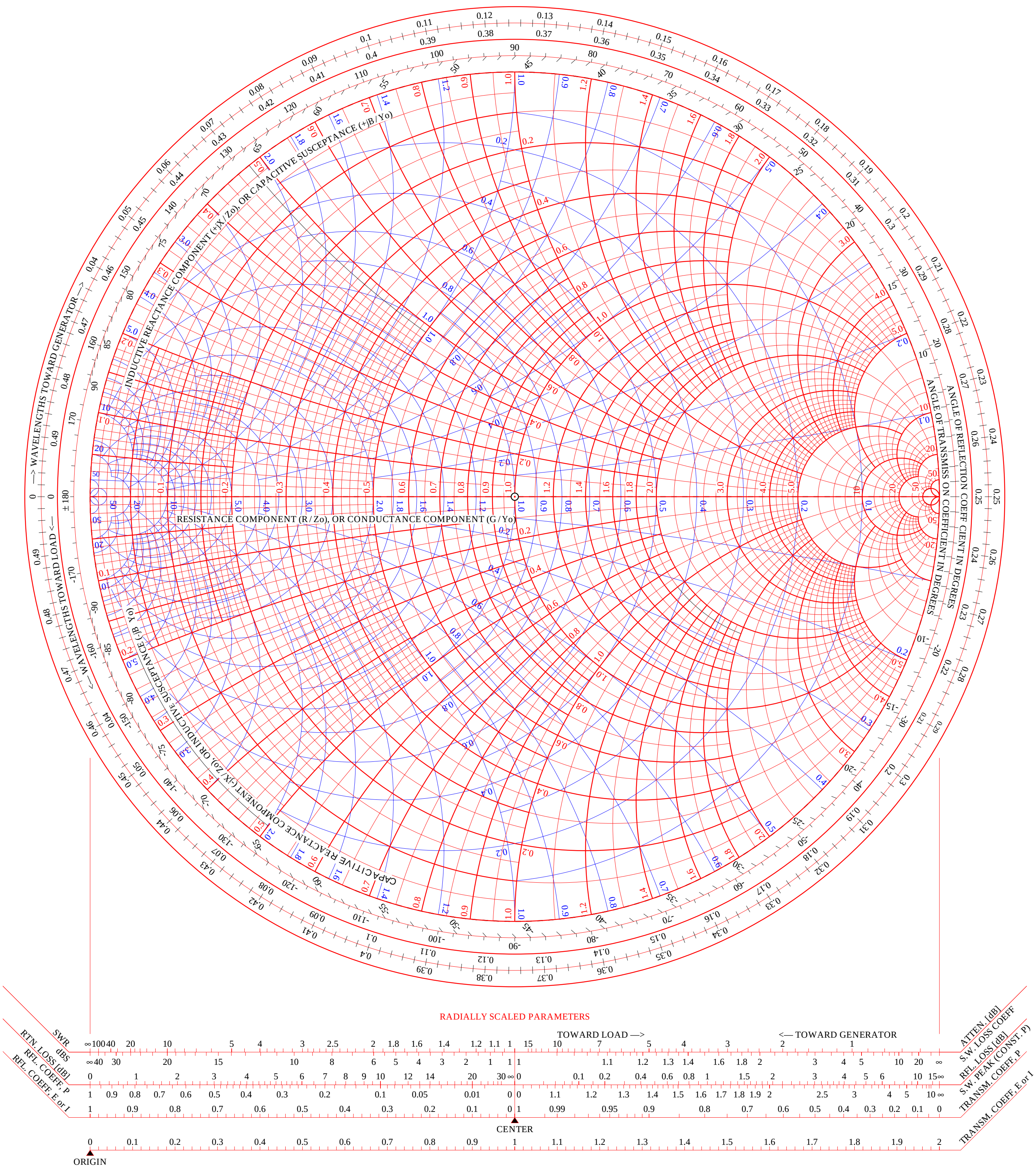
NAME	TITLE	DWG. NO.
		DATE
SMITH CHART FORM ZY-01-N	Microwave Circuit Design - EE523 - Fall 2000	

NORMALIZED IMPEDANCE AND ADMITTANCE COORDINATES

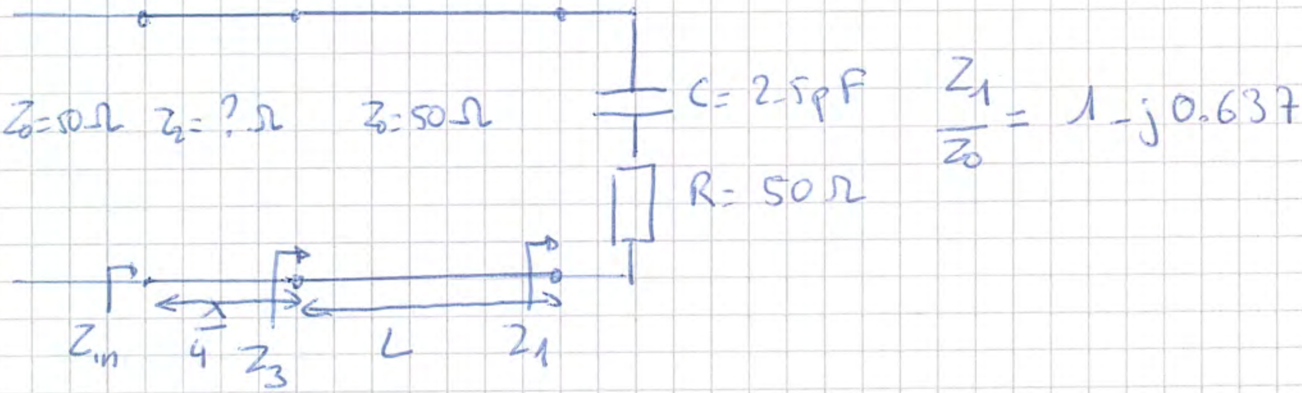


NAME	TITLE	DWG. NO.
		DATE
SMITH CHART FORM ZY-01-N	Microwave Circuit Design - EE523 - Fall 2000	

NORMALIZED IMPEDANCE AND ADMITTANCE COORDINATES



Problem 1.



För att få $Z_{in} = Z_0$ måste Z_3 vara endast reel dvs $Im(Z_3) = 0$

Antag första transmissionsledning är förlustfri. Alltså man roterar mot generator och starta från Z_1.

Man få då två lösningar: $\begin{cases} L_1 = 0.15\lambda \rightarrow Z_{3_1} = Z_0 \times 0.535 \\ L_2 = 0.4\lambda \rightarrow Z_{3_2} = Z_0 \cdot 1.871 \end{cases}$

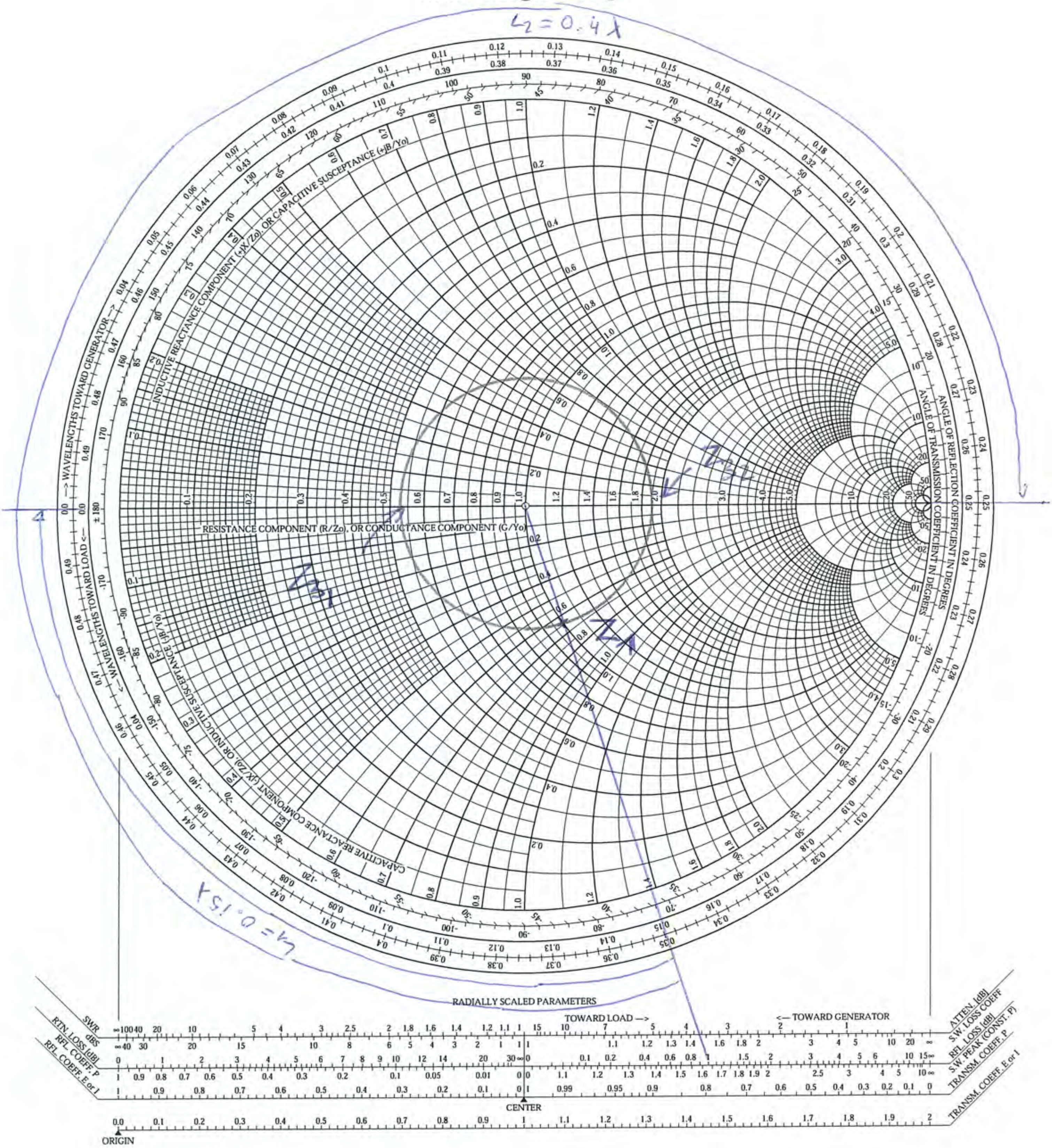
För att få $Z_{in} = Z_0$ kan man välje Z_2 och L på två olicka sätt:

$$Z_{2_1} = \sqrt{Z_0 \cdot Z_{3_1}} = \sqrt{Z_0 \cdot Z_0 \cdot 0.535} = 36{,}5\,\Omega \text{ och } L_1 = 2{,}25\text{ cm}$$

$$Z_{2_2} = \sqrt{Z_0 \cdot Z_{3_2}} = \sqrt{Z_0 \cdot Z_0 \cdot 1.871} = 68{,}4\,\Omega \text{ och } L_2 = 6\text{ cm}$$

The Complete Smith Chart

Black Magic Design



Problem 2.

- ingen reflektion av bakgående våg ($Z_g = Z_0$)
- Beräkna utbredningshastighet: $v = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon_r}} = 1.5 \cdot 10^8 \, m/s$
- Vi få en spänningsdelning vid ingången av kabeln: $V_f = V_g \cdot \frac{Z_0}{2Z_0} = 1V.$

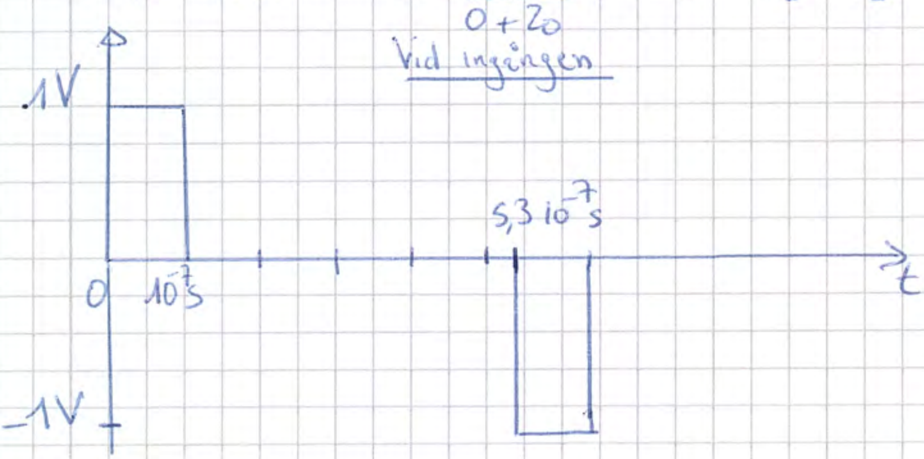
a) $R = 0$

Fördröjning mellan skickade pulsen och den reflekterade pulsen vid ingången av kabeln motsvarar utbredning av pulsen på ett avstånd dubbelt så långt som kabeln.

$(t_a)^{-1} = \frac{v}{2.L} \Rightarrow t_A = \frac{2 \times L}{v} = \frac{80}{1.5 \cdot 10^8} = 5{,}3 \cdot 10^{-7} s$

vid lasten: $\Gamma = \frac{0 - Z_0}{0 + Z_0} = -1 \rightarrow V_b = \Gamma V_f = -1V$

Vid ingången



Vid lasten

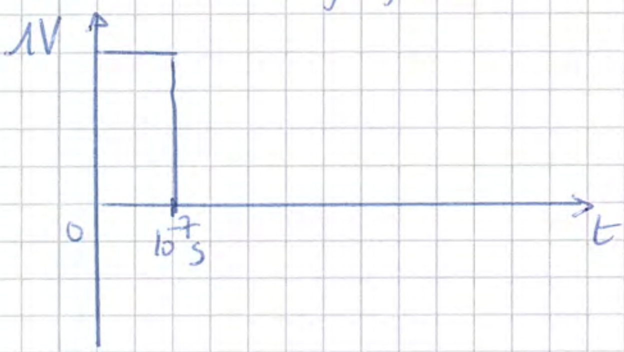
$V = V_f + V_b = V_f - V_b = 0V$

spänningen är 0V hela tiden.

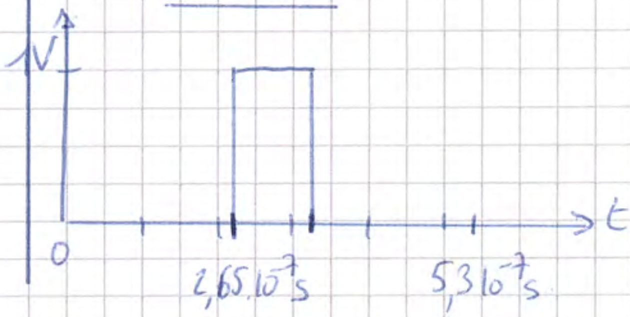
b) $R = 50 \Omega$

$\Gamma = \frac{Z_0 - Z_0}{Z_0 + Z_0} = 0 \rightarrow$ ingen reflektion, löptiden till lasten $t_b = \frac{t_a}{2} = 2{,}65 \cdot 10^{-7} s$

Vid ingången:



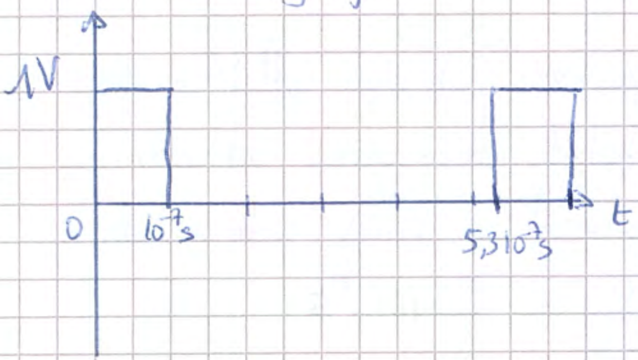
Vid lasten



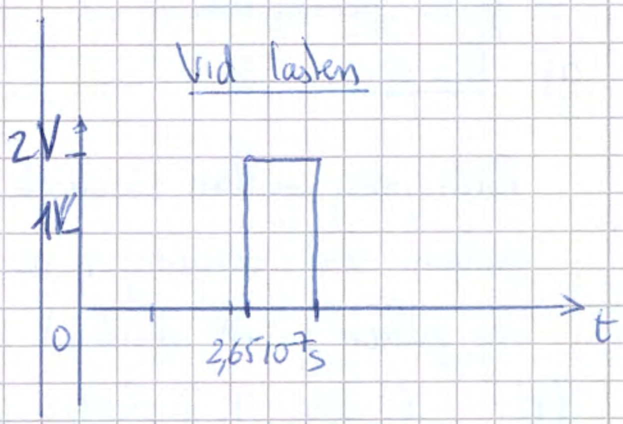
c) $\underline{Z = \infty}$

$$\Gamma = \frac{\infty - Z_0}{\infty + Z_0} = 1$$

Vid ingången:



Vid lasten



Problem 3

Circulär vågledare.

Dominanta moden: TE_{11} $\qquad f_c = \dfrac{c \cdot P_{nm}}{2\pi a \sqrt{\varepsilon_r}}$

Nästa mod: TM_{01}

Vi vill $f_{c_{TE_{11}}} + 1.5\ GHz = f_{c_{TM_{01}}}$

$$\frac{3 \cdot 10^8 (2.405 - 1.841)}{2\pi \sqrt{\varepsilon_r} \cdot (1.5 \cdot 10^9)} = a$$

$\boxed{a = 8,97\ mm}$ $\rightarrow \begin{cases} f_{c_{TE_{11}}} = 4,9\ GHz \\ f_{c_{TM_{01}}} = 6,4\ GHz \end{cases}$

Uppgift 4

TE mod: $E_z = 0$

$$H_z = C \cdot J_n(hr)\cos n\varphi$$

TE_{11}: $H_z = C \cdot J_1(hr) \cdot \cos\varphi$

$$H_t = -\frac{j\beta}{h}\nabla_T H_z$$

$$E_t = -\frac{j\omega\mu}{\gamma}\hat{z}\times H$$

$$H_r = -\frac{j\beta}{h} C J_1'(hr)\cos\varphi$$

$$H_\varphi = \frac{j\beta}{h^2 r} C \cdot J_1(hr)\sin\varphi$$

$$E_r = \frac{j\omega\mu}{h^2 r} C \cdot J_1(hr)\sin\varphi$$

$$E_\varphi = \frac{j\omega\mu}{h} C \cdot J_1'(hr)\cos\varphi$$

Ytströmmar: $r = a$, $J = \hat{n}\times H$, $\hat{n} = -\hat{r}$

$$H_r(a) = -\frac{j\beta}{h} C \cdot J_1'(ha)\cos\varphi = 0 \quad (J_1'(ha) = 0)$$

$$E_\varphi(a) = \frac{j\omega\mu}{h} C \cdot J_1'(ha)\cos\varphi = 0 \quad (J_1'(ha) = 0)$$

$$H_\varphi(a) = \frac{j\beta}{h^2 r} C \cdot J_1(ha)\sin\varphi$$

$$H_z(a) = C \cdot J_1(ha)\cos\varphi$$

$$J_s = -\hat{r}\times\left[\hat{\varphi}H_\varphi(a) + \hat{z}H_z(a)\right]$$

$$\boxed{J_s = -\hat{z}\cdot H_\varphi(a) + (+\hat{\varphi})H_z(a)}$$

med polarization: $\varphi = \frac{\pi}{2}$ vid snittet $(\vec{E} = \vec{E_r})$

$$H_z(a, \tfrac{\pi}{2}) = 0 \Rightarrow J_s = \hat{z}H_\varphi(a)$$

Eftersom J är parallell med $\hat{z}$ vid snittet förstör man inte strömlinjerna om man gör ett snitt i $\hat{z}$ riktningen.

Problem 5

$$P_r = P_T \frac{G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 R^4} = 10.000 \frac{(100)^2 \cdot (0.1)^2 (20)}{(4\pi)^3 (10^4)^4} = 10^{-12} W$$

$$= -90 \, dB$$

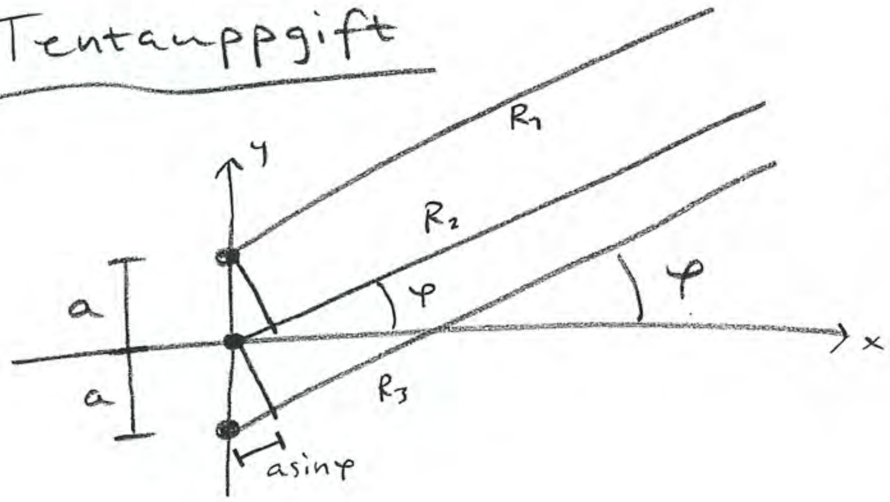
Det är lättare att räkna i dB och dBm men inte nödvändigt för att lösa problemet.

$$P_T = 10 \times \log_{10}(10^4 \times 10^3) = 70 \, dBm$$

isolering måste då vara

$$I = 70 \, dBm - (-90 dBm) + 10 dB = \underline{170 \, dB}$$

Tentauppgift



$\theta = \frac{\pi}{2}$

Strömmar

$$i_1(t) = I_0 \cos(\omega t - \zeta) = \mathrm{Re}\left[I_0 e^{j(\omega t - \zeta)}\right] = \mathrm{Re}\left[I_0 e^{-j\zeta} e^{j\omega t}\right]$$

$$i_2(t) = 2I_0 \cos(\omega t) = \mathrm{Re}\left[2I_0 e^{j\omega t}\right]$$

$$i_3(t) = I_0 \cos(\omega t + \zeta) = \mathrm{Re}\left[I_0 e^{j\zeta} e^{j\omega t}\right]$$

Då fås phasors

$$I_1 = I_0 e^{-j\zeta}, \quad I_2 = 2I_0, \quad I_3 = I_0 e^{j\zeta}$$

Hertzdipolfält

$$\mathbb{E}_i = \hat{\theta}\, j \frac{\eta_0 l e I_i \sin\theta}{4\pi c R_i} e^{-j\beta R_i}$$

Då fås

$$\mathbb{E}_{tot} = \hat{\theta}\, j \frac{\eta_0 l e I_0 \overbrace{\sin\theta}^{=1 = \sin\frac{\pi}{2}}}{4\pi c} \left\{ \frac{e^{-j\beta R_1 - j\zeta}}{R_1} + \right.$$

$$\left. + \frac{2e^{-j\beta R_2}}{R_2} + \frac{e^{-j\beta R_3 + j\zeta}}{R_3} \right\} \cong$$

$$\approx \hat{\theta} j \frac{\eta_0 l_e I_0}{4\pi c R_2} \Big\{ e^{-j\beta(R_2 - a\sin\varphi) - j\zeta} + 2e^{-j\beta R_2} +$$

$$+ e^{-j\beta(R_2 + a\sin\varphi) + j\zeta} \Big\} =$$

$$= \hat{\theta} j \frac{\eta_0 l_e I_0}{4\pi c R_2} e^{-j\beta R_2} \Big\{ e^{j[\beta a \sin\varphi - \zeta]} + 2 +$$

$$+ e^{-j[\beta a \sin\varphi - \zeta]} \Big\} = \Big[\Psi \equiv \beta a \sin\varphi - \zeta =$$

$$= \frac{2\pi}{\lambda} \frac{\lambda}{2} \sin\varphi - \zeta = \pi \sin\varphi - \zeta \Big] =$$

$$= \hat{\theta} j \frac{\eta_0 l_e I_0}{4\pi c R_2} e^{-j\beta R_2} \Big\{ 2\cos\Psi + 2 \Big\} =$$

$$= \hat{\theta} j \frac{\eta_0 l_e I_0}{\pi c R_2} e^{-j\beta R_2} \frac{\cos\Psi + 1}{2} =$$

$$= \hat{\theta} j \frac{\eta_0 l_e I_0}{\pi c R_2} e^{-j\beta R_2} \cos^2\frac{\Psi}{2}$$

Minimera strålning $\Longleftrightarrow$ Minimera $|E|^2$

$\Longrightarrow$ Minimera $\cos\frac{\Psi}{2}$!

Alltså

$\cos\frac{\Psi}{2} = 0$ då

$$\Psi = \pm\pi = \pi \sin\frac{5\pi}{4} - \zeta$$

$$\Longrightarrow \zeta_\pm = \pi \Big[\sin\frac{5\pi}{4} \pm 1 \Big] =$$

$$= \pi \left[-\sin\frac{\pi}{4} \pm 1 \right] = \pi \left[-\frac{1}{\sqrt{2}} \pm 1 \right] =$$

$$= \pm \pi \, \frac{\sqrt{2} \mp 1}{\sqrt{2}}$$

Notera: $\Delta\zeta = \zeta_+ - \zeta_- = \pi \frac{\sqrt{2} - \cancel{1}}{\sqrt{2}} + \pi \frac{\sqrt{2} + \cancel{1}}{\sqrt{2}} = 2\pi$

så dessa är likvärdiga!

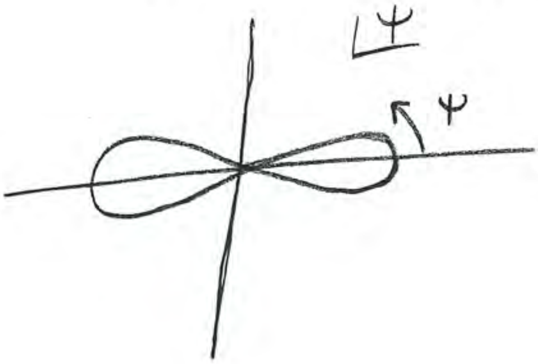
$(\cos(2\pi + x) = \cos x)$

Vi får alltså

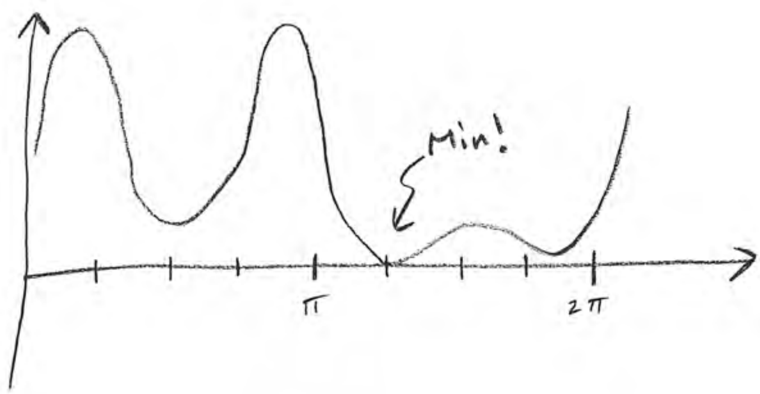
$$\zeta = \zeta_+ = \pi \, \frac{\sqrt{2} - 1}{\sqrt{2}}$$

Strålningsdiagram: Plotta $|E|^2$!

Dvs. $\cos^4 \frac{\psi}{2}$



Som fkn av ψ



Lösning uppgift 7 i Högfrekvensteknik

7a) $S_{11}(f = 1\text{ GHz}) = 0.59 \angle -135°$

$S_{11}(f = 10\text{ GHz}) = 0,56 \angle 148°$

b) $r = 0,3 \Rightarrow R = 0.30 \cdot Z_0 = \underline{\underline{15\ \Omega}}$

$f = 1\text{ GHz}: \quad x_1 = -0.40$

$f = 10\text{ GHz}: \quad x_2 = 0.26$

$$\begin{cases} j\omega_1 \cdot L + \dfrac{1}{j\omega_1 C} = j x_1 Z_0 \\ j\omega_2 \cdot L + \dfrac{1}{j\omega_2 C} = j x_2 \cdot Z_0 \end{cases}$$

$$\begin{cases} \omega_1 L - \dfrac{1}{\omega_1 C} = x_1 \cdot Z_0 \\ \omega_2 \cdot L - \dfrac{1}{\omega_2 C} = x_2 \cdot Z_0 \end{cases}$$

$$\begin{cases} L = \dfrac{1}{\omega_1^2 C} + \dfrac{x_1 Z_0}{\omega_1} & (*) \\ L = \dfrac{1}{\omega_2^2 C} + \dfrac{x_2 \cdot Z_0}{\omega_2} & (*)(*) \end{cases}$$

$$\frac{x_1 Z_0}{\omega_1} + \frac{1}{\omega_1^2 \cdot C} = \frac{x_2 \cdot Z_0}{\omega_2} + \frac{1}{\omega_2^2 \cdot C}$$

$$\frac{1}{C}\left(\frac{1}{\omega_1^2}-\frac{1}{\omega_2^2}\right)=Z_0\left(\frac{x_2}{\omega_2}-\frac{x_1}{\omega_1}\right)$$

$$C=\frac{\frac{1}{\omega_1^2}-\frac{1}{\omega_2^2}}{Z_0\left[\frac{x_2}{\omega_2}-\frac{x_1}{\omega_1}\right]}=\frac{\frac{1}{(2\pi\cdot 10^9)^2}-\frac{1}{(2\pi\cdot 10^{10})^2}}{50\left[\frac{0.26}{2\pi\cdot 10^{10}}+\frac{0.4}{2\pi\cdot 10^9}\right]}=$$

$$=\underline{\underline{7.40\ \text{pF}}}$$

$$\otimes\ L=\frac{1}{(2\pi\cdot 10^9)^2\cdot C}-\frac{0.4\cdot 50}{2\pi\cdot 10^9}=\underline{\underline{0.24\ \text{nH}}}$$

Testa att $\otimes\otimes$ ger samma resultat

$$L=\frac{1}{(2\pi\cdot 10^{10})^2\cdot C}+\frac{0.26\cdot 50}{2\pi\cdot 10^{10}}=\underline{\underline{0.24\ \text{nH}}}$$

c) En mikrovågspuls skickas mot jorden, och den reflekterade effekten uppmäts. Om mikrovågspulsen träffar jorden med en vinkel kommer den uppmätta effekten bero på ytans jämnhet. En ojämn yta sprider effekten över fler vinklar, och mer effekt skickas tillbaks till sändaren. Största tillämpningen är att mäta vindhastigheten ovanför havsytan.