HFT 45, Tentamen i högfrekvensteknik, kurskod EEM021 2012-12-17, em i ”V”-salar. Längd: 4 timmar.

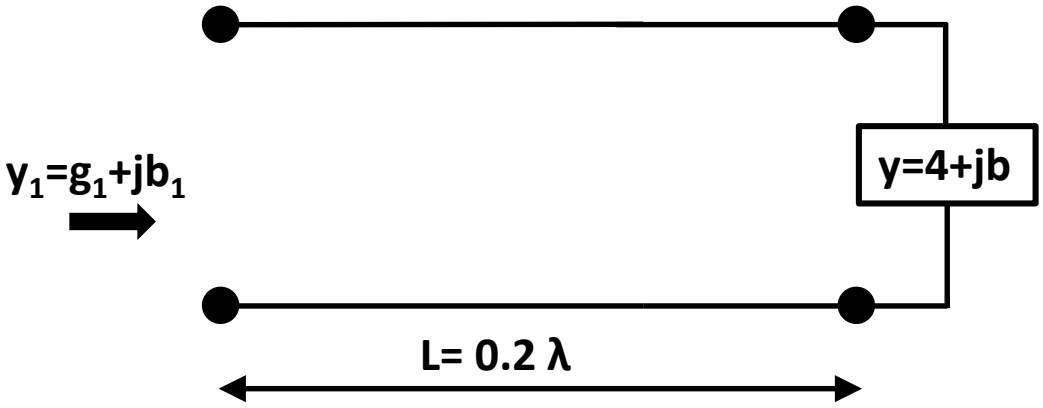
Tillåtna hjälpmedel:	Beta, Physics Handbook, valfri kalkylator, formelsamling i Elektromagnetisk fältteori av Eva Palmgren, egna anteckningar i formelsamlingen och på en A4 blad (dock inte lösningar till uppgifter)
Frågor uppg 1-6	Vincent Desmaris, tel ankn. 1846
Frågor uppg 7	Hans Hjelmgren, tel 070-520 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.
<u>Transmissionsledningar:</u>

Problem 1. 10p. (D)

En förlustfri ledning belastas med den normerade admittansen y=4+jb, där b kan varieras inom området $-\infty<b<+\infty$. På avståndet 0.2 λ från lasten är den normerade admittansen $y_1=g_1+jb_1$.

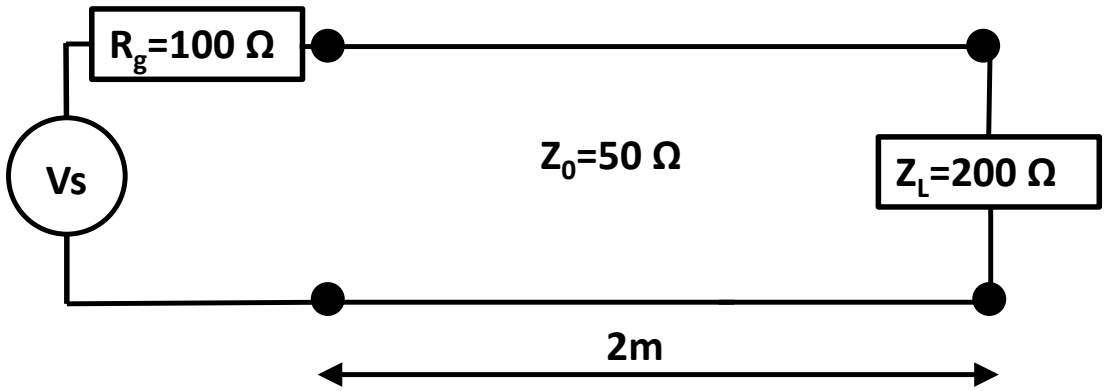


Endast lösningar med hjälp av Smithdiagrammet accepteras

a) ***vilken är det maximala värde för g_1 man kan få?***
b) ***vilken är det minimala VSWR?***
c) ***inom vilket området kan b_1 vara?***

Problem 2. 6p.

En 200 Ω last (Z_L) är ansluten till en pulsgenerator med en intern resistans på 100 Ω med hjälp av en 2 meter lång förlustfri transmissionsledning(karateristisk impedans 50 Ω). Utbredninsghastighet i linjen är 2/3 ljusetshastighet. Vid t=0, skickar generatorn en 1ns puls med amplituden 3 V.



a) **Rita spänningen vid z=0.5 m(från generatorn) för t<40ns**
b) **Rita spänningen på linjen vid t=20ns.**

<u>Vågledare:</u>

Problem 3. 10p. (D)

En rektangulär vågledare har för inre mått a=1.016 cm och b=2.286 cm. Anta att vågledaren är fylld med luft för z<0 och med en dielektrisk material med ε_r=2 för z>0.

Över vilket frekvensområde kan endast en dominant mod utbreda sig genom vågledaren?

Problem 4. 7p.

En cylindrisk resonator fylld med en perfekt dieletrisk material (ε_r=9) har en radie a och längd d (d>2a). Det lägsta resonansfrekvens för kaviteten är 3,185 GHz. Dessutom TE_{011} moden resonerar vid 6,226 GHz.

Beräkna a och d.

<u>Antenner</u>

Problem 5. 8p.

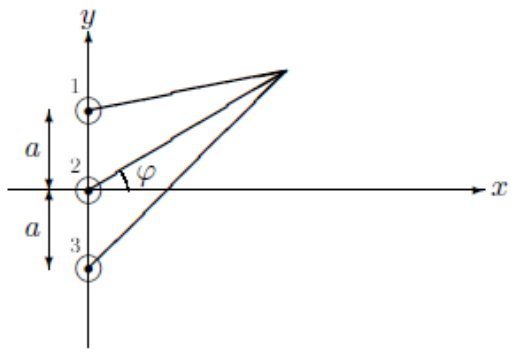
En 3 GHz radar byggdes med en 20 MW sändare och en mottagare med en brusnivå på 2μW. Sändaren och mottagaren delar på antennen som har en riktförsstärkning på 20 dB.

a) ***Hur långt ifrån radarn kan ett flygplan med radartvärsnitt 1 m^2 teoretiskt detekteras?***

Det visar i praktiken att en sådan flygplan kan inte detekteras längre bort som 700 m.

b) ***Hur stora förluster har vi i systemet (i dB)?***
c) ***Varifrån kan de eventuella förluster som stör detektering komma ifrån?***

Problem 6. 9p.



Tre $\hat{z}$-riktade dipolantenner är placerade i punkterna $(0, a, 0)$, $(0, 0, 0)$ och $(0, -a, 0)$ längs y-axeln, där $a = \lambda/2$, och har antennströmmarna

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

Härled ett uttryck för strålningsintensitetens vinkelberoende i (x, y)-planet, och skissa motsvarande strålningsdiagram. Använd att $\mathbf{E}$-fältet för en dipol ges av

$$\mathbf{E} = E_\theta \, \hat{\theta} \ , \quad E_\theta = C \frac{I}{R} \sin\theta \, \mathrm{e}^{-j\beta R} \ ,$$

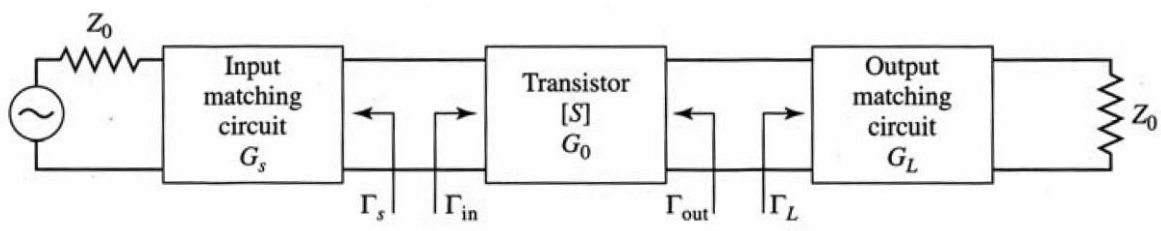
där C är en konstant.

<u>Mikrovåg</u>

Problem 7. 10p.

Konstruera en småsignal-förstärkare för maximal förstärkning vid 10 GHz m.h.a. en transistor och två förlustfria anpassningsnät, se figur nedan. Systemimpedansen Z_0=50 Ω, och transistorn har nedanstående spridningsparametrar vid 10 GHz.

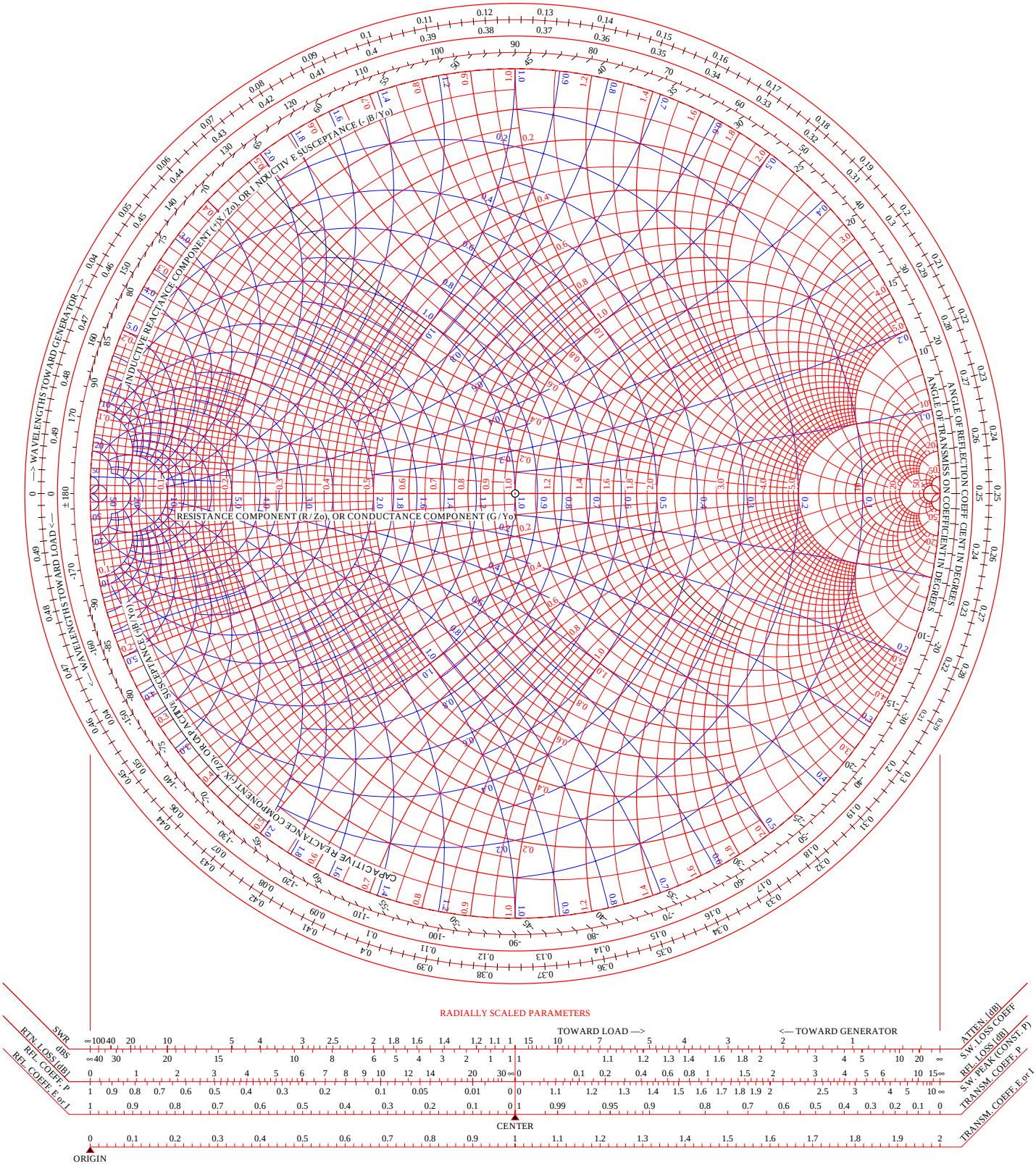
S_{11}	S_{21}	S_{12}	S_{22}
0,58∠138°	4,2∠12°	0	0,21∠-142°



a) ***(2p) Är förstärkaren ovillkorligt stabil? Motivera.***
b) ***(2p) Bestäm reflektionskoefficienterna Γ_S och Γ_L för konjugatanpassning.***
c) ***(6p) Konstruera förlustfria anpassningsnät på ingång och utgång med diskreta komponenter (i L-konfiguration). Använd bifogat Z/Y-Smithdiagram. Markera tydligt alla förflyttningar och avläsningar i Smith-diagrammet, riv ut det och bifoga det till din lösning***

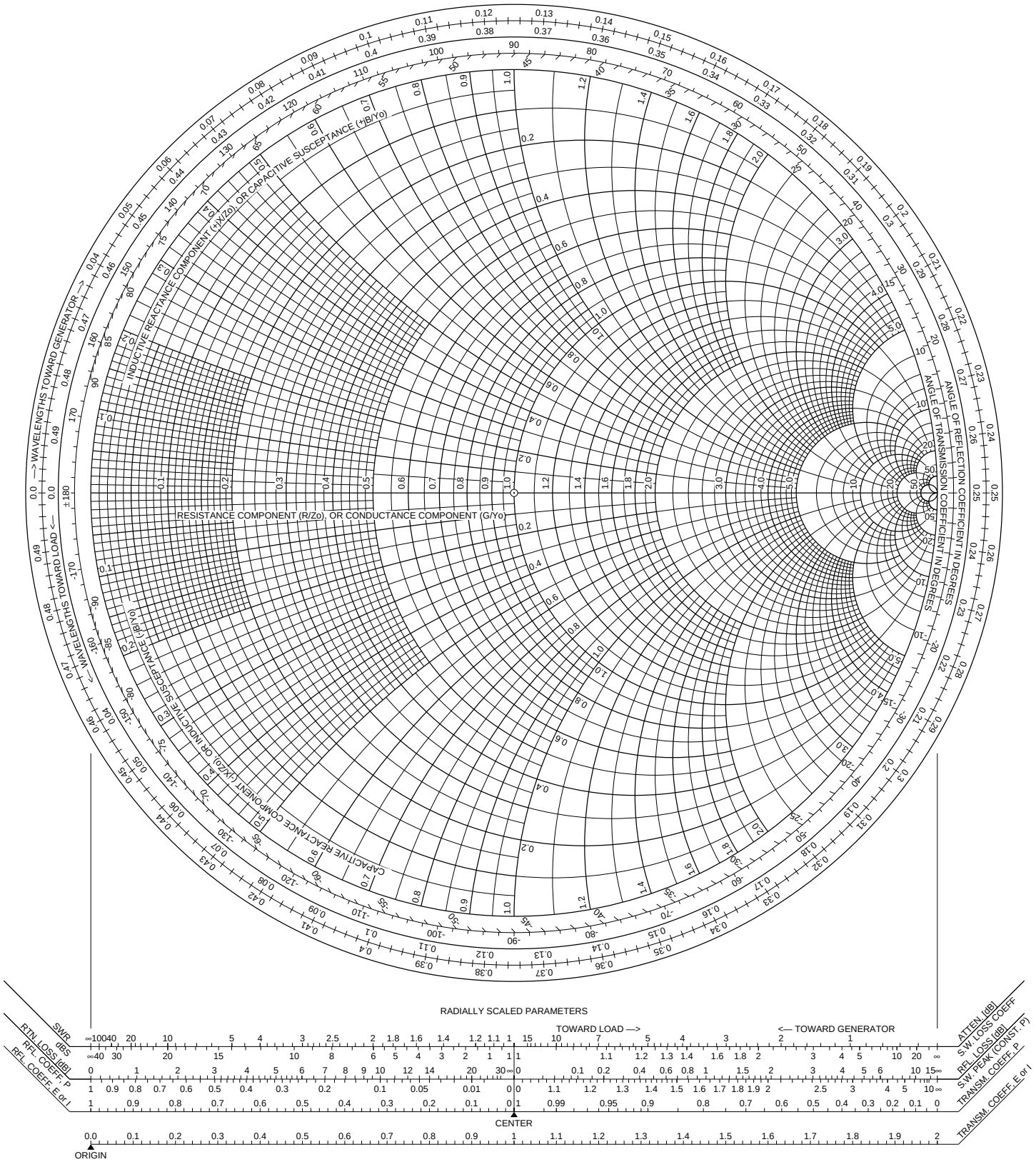
NAME	TITLE	DWG. NO.
SMITH CHART FORM ZY-01-N	COLOR BY J. COLVIN, UNIVERSITY OF FLORIDA, 1997	DATE

NORMALIZED IMPEDANCE AND ADMITTANCE COORDINATES

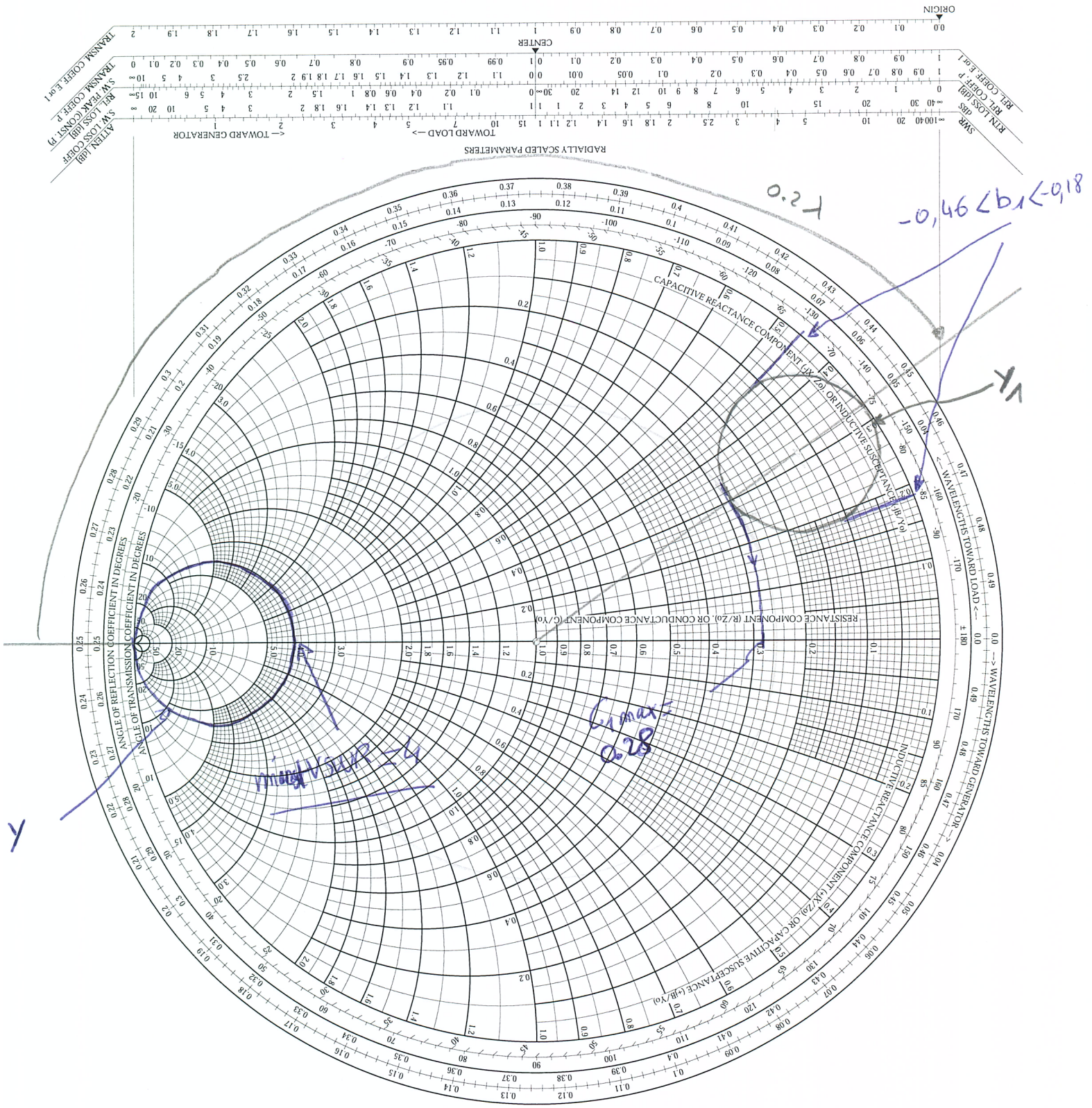


RADIALLY SCALED PARAMETERS

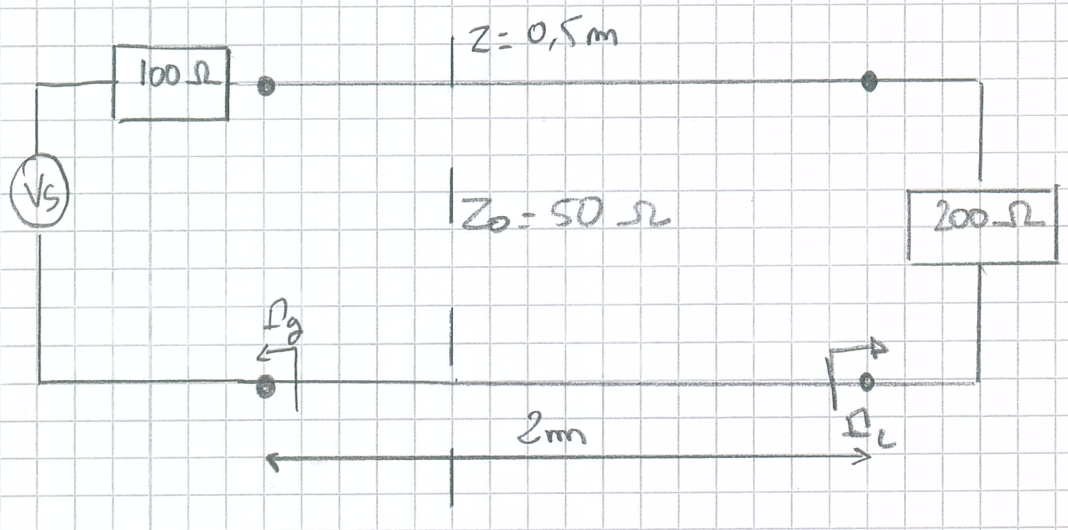
smithdiagram



Problem 1


The Complete Smith Chart
Black Magic Design
RADIALLY SCALED PARAMETERS
TOWARD LOAD -->
<-- TOWARD GENERATOR
CENTER
ORIGIN
RESISTANCE COMPONENT (R/Zo), OR CONDUCTANCE COMPONENT (G/Yo)
CAPACITIVE REACTANCE COMPONENT (-jX/Zo), OR INDUCTIVE SUSCEPTANCE (-jB/Yo)
INDUCTIVE REACTANCE COMPONENT (+jX/Zo), OR CAPACITIVE SUSCEPTANCE (+jB/Yo)
<-- WAVELENGTHS TOWARD LOAD
--> WAVELENGTHS TOWARD GENERATOR
ANGLE OF REFLECTION COEFFICIENT IN DEGREES
ANGLE OF TRANSMISSION COEFFICIENT IN DEGREES
Γ = 0.2
-0,46 < b1 < -0,18
Y1
Γmax = 0.28
Y

Problem 2

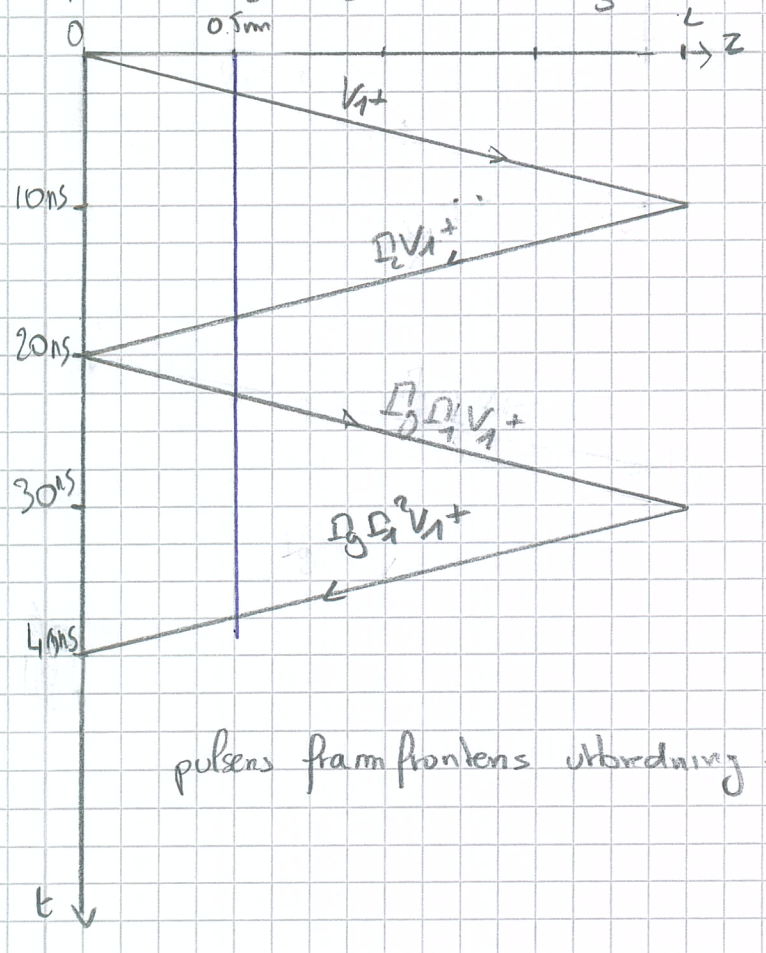


reela last, generator impedans och Z_0 → reflektionsdiagram

$$\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} = \frac{200-50}{200+50} = \frac{3}{5}$$

$$\Gamma_g = \frac{Z_G - Z_0}{Z_G + Z_0} = \frac{100-50}{100+50} = \frac{1}{3}$$

pulsutbredningshastighet: $v = \frac{2}{3} c_0 \sim 20$ cm/ns → löptiden i ledningen = 10ns

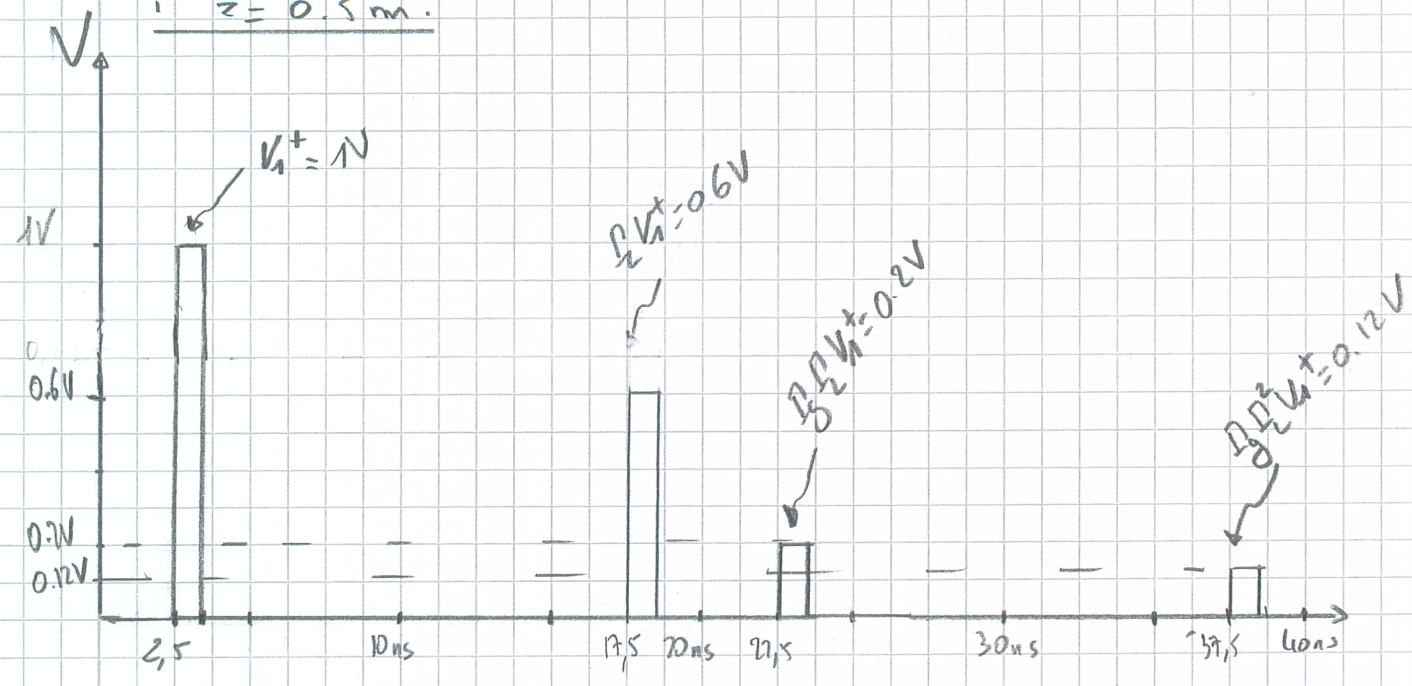


$$V_1^+ = \frac{Z_0}{Z_G + Z_0} V_0 = \frac{V_0}{3} = 1V$$

spänningsdelning vid ingången

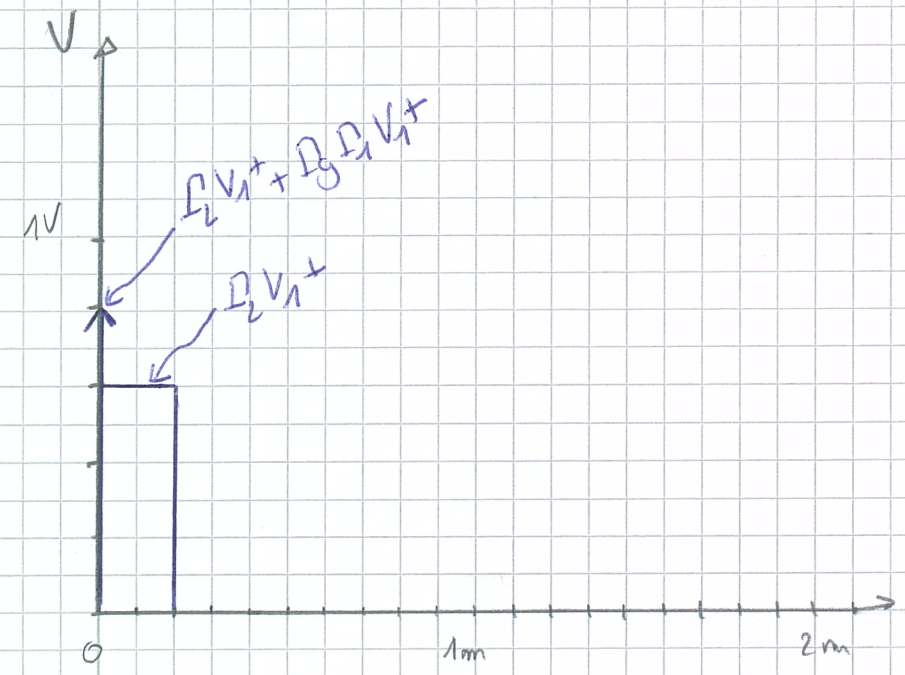
pulsens framfrontens utbredning.

i $z = 0.5$ m.



vid $t = 20$ns:

pulsen är tillbaka vid generatorn alltså är spänningen följande:



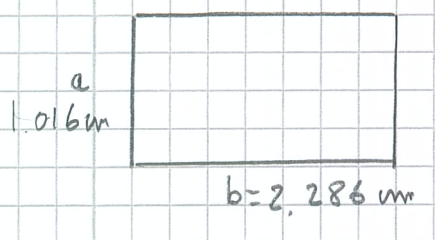
vid $z=0$ har vi $V = \Gamma_L V_1^+ + \Gamma_g \Gamma_L V_1^+ = 0,8V$

$0 < z < 20$cm har vi $V = \Gamma_L V_1^+ = 0,6V$

$z > 20$cm har vi $V = 0$.

Problem 3:

$b > a \rightarrow$ vänd vågledare:



Första moden $2a < b$

Första moden är: TE_{10}: $f_{c10} = \frac{c_0}{2\pi\sqrt{\varepsilon_r}}\sqrt{\left(\frac{1\pi}{b}\right)^2 + \left(\frac{0\times\pi}{a}\right)^2}$

$$\underline{f_{c10} = \frac{c_0}{2\sqrt{\varepsilon_r}\, b}}$$

Andra moden är TE_{20}: $f_{c20} = \frac{c_0}{2\pi\sqrt{\varepsilon_r}}\sqrt{\left(\frac{2\pi}{b}\right)^2 + \left(\frac{0\times\pi}{a}\right)^2}$

$$\underline{f_{c20} = \frac{c_0}{\sqrt{\varepsilon_r}\, b}}$$

vi har följande situation

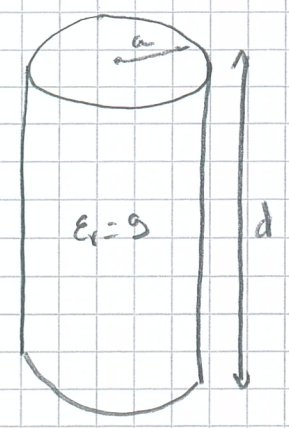
$z < 0$: $f_{c10} = 6,56$ GHz
$f_{c20} = 13,12$ GHz

$z > 0$: $f^*_{c10} = 4,64$ GHz
$f^*_{c20} = 9,28$ GHz

alltså har vi endast 1 mod som kan utbredda sig i genom hela vågledare om: $f_{c10} < f < f^*_{c20}$ dvs.

$$\underline{6,56\text{ GHz} < f < 9,28\text{ GHz}}$$

Problem 4



. $d > 2a$ då är lägsta resonansmoden TE_{111} eller TM_{010}

om TE_{111} är lägsta moden:

$$f_{c\,111} = \frac{c_0}{2\pi\sqrt{\varepsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{x'_{11}}{a}\right)^2 + \left(\frac{\pi}{d}\right)^2} = 3{,}185\ \text{GHz}$$

$$f_{c\,011} = \frac{c_0}{2\pi\sqrt{\varepsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{x'_{01}}{a}\right)^2 + \left(\frac{\pi}{d}\right)^2} = 6{,}226\ \text{GHz}$$

$$f_{c\,011}^2 - f_{c\,111}^2 = \frac{c_0^2}{4\pi^2 \varepsilon_r}\left[\left(\frac{x'_{01}}{a}\right)^2 - \left(\frac{x'_{11}}{a}\right)^2\right]$$

$$\underline{a} = \frac{c_0}{2\pi\sqrt{\varepsilon_r}} \sqrt{\frac{(x'_{01})^2 - (x'_{11})^2}{f_{c\,011}^2 - f_{c\,111}^2}} \approx \underline{1\ \text{cm}}$$

$$\underline{d} = \frac{\pi}{\sqrt{\left(\frac{2\pi\sqrt{\varepsilon_r}\, f_{c\,111}}{c_0}\right)^2 - \left(\frac{x'_{11}}{a}\right)^2}} \approx \underline{4\ \text{cm}}$$

$$\underline{d > 2a}$$

om TM_{010} är lägsta moden

$$f_{c010} = \frac{c_0}{2\pi\sqrt{\varepsilon_r}}\sqrt{\left(\frac{x_{01}}{a}\right)^2} = 3{,}185\ \text{GHz}$$

$$\rightarrow \quad a = \frac{c_0\, x_{01}}{2\pi\sqrt{\varepsilon_r}\, f_{c010}} = 1{,}2\ \text{cm}$$

$$f_{c011} = \frac{c_0}{2\pi\sqrt{\varepsilon_r}}\sqrt{\left(\frac{x_{01}}{a}\right)^2 + \left(\frac{\pi}{d}\right)^2}$$

$$d = \frac{\pi}{\sqrt{\left(\frac{2\pi\sqrt{\varepsilon_r}\, f_{c011}}{c_0}\right)^2 - \left(\frac{x_{01}}{a}\right)^2}} = 1{,}4\ \text{m}$$

$d < 2a$ då kan inte det lägsta moden vara TM_{010}

då har vi $\boxed{\begin{array}{l} a = 1\ \text{cm} \\ d = 4\ \text{cm} \end{array}}$

Problem 5:

a) antra ingen förluster.

Radar ekvationen ger:

$$R^4 = \frac{P_T G_D^2 \sigma \lambda}{P_{in} (4\pi)^3} \rightarrow R^4 = \frac{2.10^7 \times (100)^2 \times 1 \times (0.1)^2}{2.10^{-6} \times (4\pi)^3}$$

$$\underline{R = 843 \text{ m}}$$

b) $R = 700$ m

då har vi $L = \frac{P_T G_D^2 \sigma \lambda^2}{P_{in} (4\pi)^3 R^4} = 2,1 \rightarrow \underline{L} = 10\log_{10}(2,1) = \underline{3.2 \text{dB}}$

c) förlusterna kan komma från:

- olicka reflektioner i systemet (misanpassning)
- ohmiska förluster och dielektriska förluster vid antennen
- icke anpassad polarisation.
- förluster i luften (fukthalt, mån...)

Problem 6

Lösning:

Totala fältstyrkan erhålls via superposition av bidragen från de tre dipolerna:

$$
\begin{aligned}
E_\theta &= C\frac{I_0}{R}\left[\mathrm{e}^{-j\beta(R-a\sin\varphi)} + 2\mathrm{e}^{-j\beta R} + \mathrm{e}^{-j\beta(R+a\sin\varphi)}\right] = \\
&= C\frac{I_0}{R}\mathrm{e}^{-j\beta R}2\left[1 + \frac{\mathrm{e}^{j\beta a\sin\varphi} + \mathrm{e}^{-j\beta a\sin\varphi}}{2}\right] = \\
&= C\frac{I_0}{R}\mathrm{e}^{-j\beta R}2\left[1+\cos\left(\beta a\sin\varphi\right)\right] = \left\{1+\cos 2t = 2\cos^2 t\right\} = \\
&= C\frac{I_0}{R}\mathrm{e}^{-j\beta R}4\cos^2\left(\frac{1}{2}\beta a\sin\varphi\right) \ ,
\end{aligned}
$$

där använt approximationerna

$$
\begin{cases}
R_2 = R \\
R_3 \approx R + a\sin\varphi \\
R_1 \approx R - a\sin\varphi
\end{cases}
$$

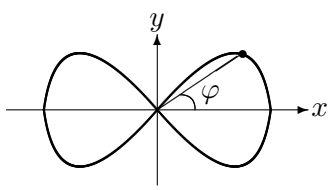
i exponenten (fasfaktorer) och $R_1 = R_2 = R_3 = R$ i nämnaren (amplitudfaktorer). Vi vet att Poyntingvektorn går som $S \propto |\mathbf{E}|^2$. Eftersom $\frac{1}{2}\beta a = \frac{1}{2}\cdot\frac{2\pi}{\lambda}\cdot\frac{\lambda}{2} = \frac{\pi}{2}$, får vi då

$$
S \propto |E_\theta|^2 \propto \cos^4\left(\frac{\pi}{2}\sin\varphi\right) \ ,
$$

från vilket strålningsdiagram kan ritas upp med hjälp av en värdetabell. I detta fall kan vi utnyttja periodiciteten hos sinus- och cosinusfunktionerna, och vi behöver därför göra en tabell endast för $\varphi \in \left[0, \frac{\pi}{2}\right]$. Nedan visas en skiss på strålningsdiagrammet.

φ	$S \propto$
0	1
$\frac{\pi}{8}$	0.46
$\frac{\pi}{4}$	0.04
$\frac{3\pi}{8}$	0.0002
$\frac{\pi}{2}$	0

Table 1: Värdetabell för strålningseffekt.



7a)

Den är ovillkorlig stabil. För en unilateral tvåport ($S_{12}=0$) räcker det med att $|S_{11}|<1$ och $|S_{22}|<1$.

b)

konjugat anpassning av unilateral tvåport.

$$\Gamma_S = \Gamma_{in}^* = S_{11}^* = 0.58\angle -138^\circ$$

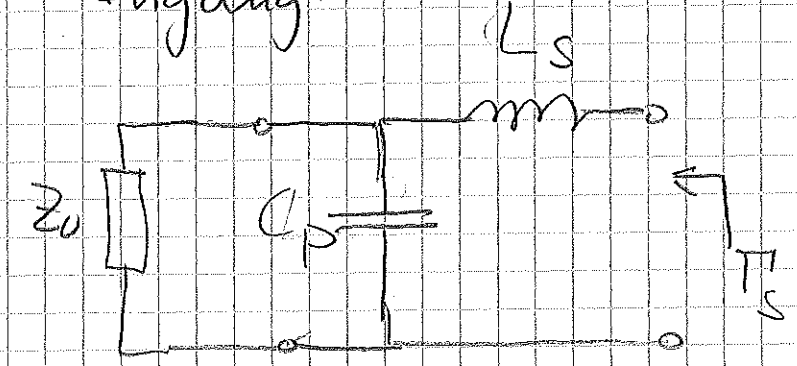
$$\Gamma_L = \Gamma_{out}^* = S_{22}^* = 0.21\angle 142^\circ$$

c) Lägg in Γ_S & Γ_L i Smith-diagram

För bägge anpassningsnäten startar vi från Z_0 ($\Gamma=0$) och lägger till två förlustfria komponenter så vi hamnar i Γ_S resp. Γ_L.

Det finns två lösningar för bägge näten. Nedan visas en lösning för vardera nätet.

Ingång:



Parallell-susceptansen ska ta oss från $b=0$ till $b=1{,}52$

$$\Rightarrow \quad jb \cdot Y_0 = j\omega C_p$$

$$\Rightarrow \quad C_p = \frac{b}{2\pi f \cdot Z_0} = \frac{1{,}52}{2\pi \cdot 10 \cdot 10^9 \cdot 50} = \underline{\underline{0{,}48\,pF}}$$

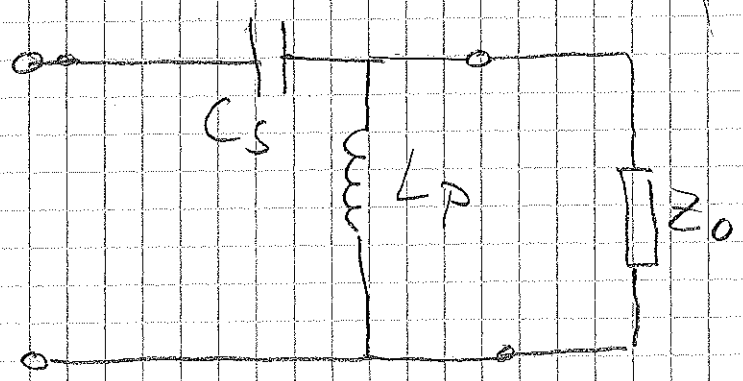
Serie reaktansen

$$-0{,}46 + x = -0{,}35$$
$$x = 0{,}11$$

$$\Rightarrow \quad jx \cdot Z_0 = j\omega L_s$$

$$\Rightarrow \quad L_s = \frac{0{,}11 \cdot 50}{2\pi \cdot 10 \cdot 10^9} = \underline{\underline{88\,pH}}$$

Anpassningsnät på utgång:



Parallellsusceptansen ska ta oss från $b=0$ till $b=-0.65$ 3c)

$$jb \cdot Y_0 = \frac{1}{j\omega L_P}$$

$$\Rightarrow L_P = \frac{-Z_0}{2\pi \cdot f(-b)} = \frac{50}{2\pi \cdot 10 \cdot 10^9 \cdot 0.65} = \underline{\underline{1.22\,nH}}$$

Seriereaktansen tar oss från $x = 0.45$ till $x = 0.18$

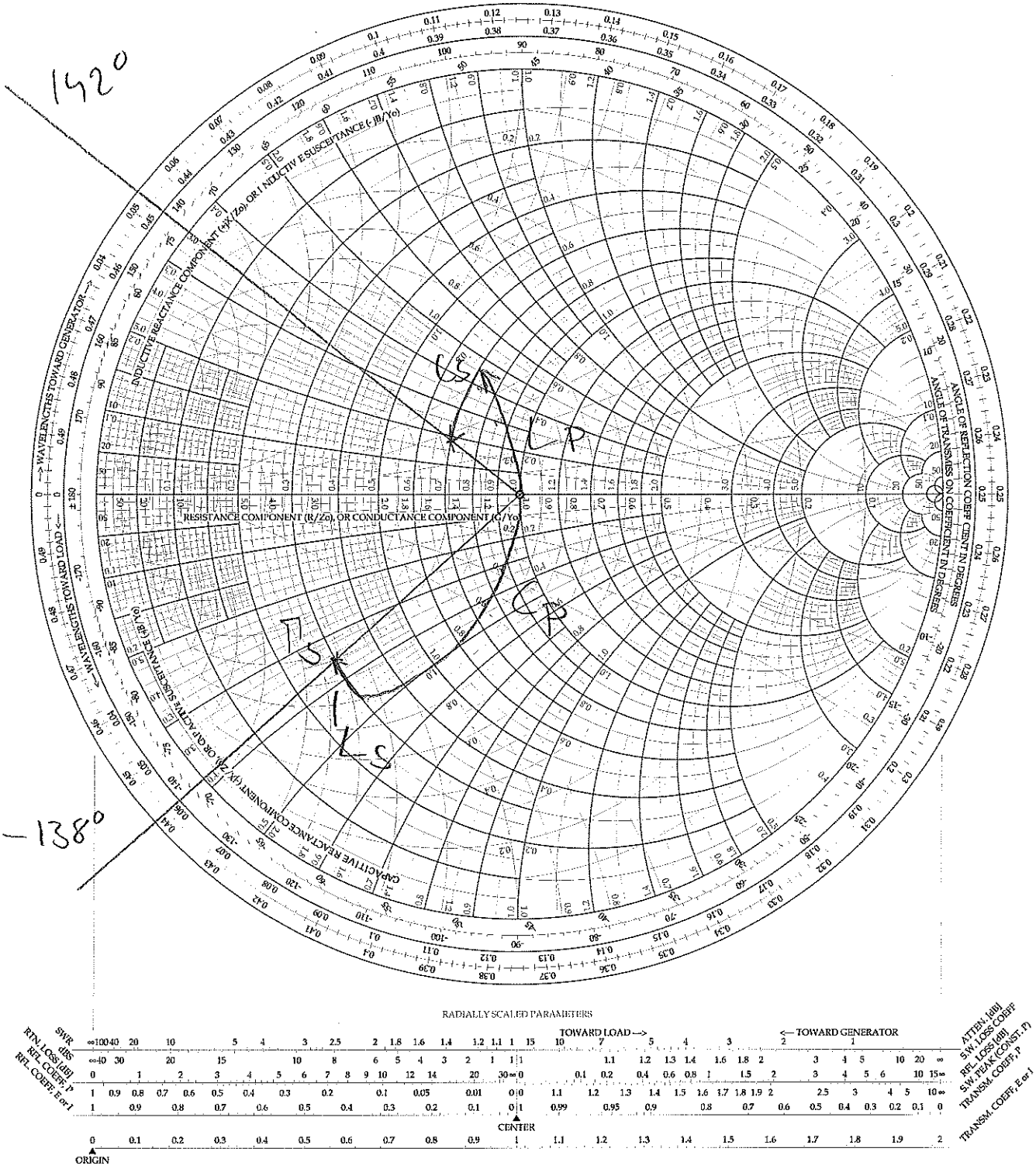
$$0.45 + x = 0.16$$

$$\Rightarrow x = -0.29$$

$$jx \cdot Z_0 = \frac{1}{j\omega C_S}$$

$$\Rightarrow C_S = \frac{-1}{2\pi \cdot f \cdot x \cdot Z_0} = \frac{1}{2\pi \cdot 10 \cdot 10^9 \cdot 0.29 \cdot 50} = \underline{\underline{1.10\,pF}}$$

4C)

NAME	TITLE	DWG. NO.
		DATE
SMITH CHART FORM ZY-01-N	COLOR BY J. COLVIN, UNIVERSITY OF FLORIDA, 1997	

NORMALIZED IMPEDANCE AND ADMITTANCE COORDINATES