HFT 62, Tentamen i högfrekvensteknik, EEM021
2019-01-14 em i SB-salar. Längd: 4 timmar.

Tillåtna hjälpmedel:	Beta, Physics Handbook, valfri kalkylator, formelsamling i Elektromagnetisk fältteori av Eva Palmgren, egna anteckningar i formelsamlingen och på ett ensidigt A4 blad (dock inte lösningar till uppgifter).
Frågor	Vincent Desmaris, tel. ankn. 1846 Hans Hjelmgren 1737
Resultatet	Anslås på kursens hemsida.
Granskning	Sker på tid och plats som anges på kurshemsida.
Betygsgränser	Med minst 30% av poängen för de 4 olika delarna, samt 24p för betyg 3, 36p för betyg 4 och 48p för betyg 5.
Observera	Omotiverade lösningar kan ge poängavdrag!

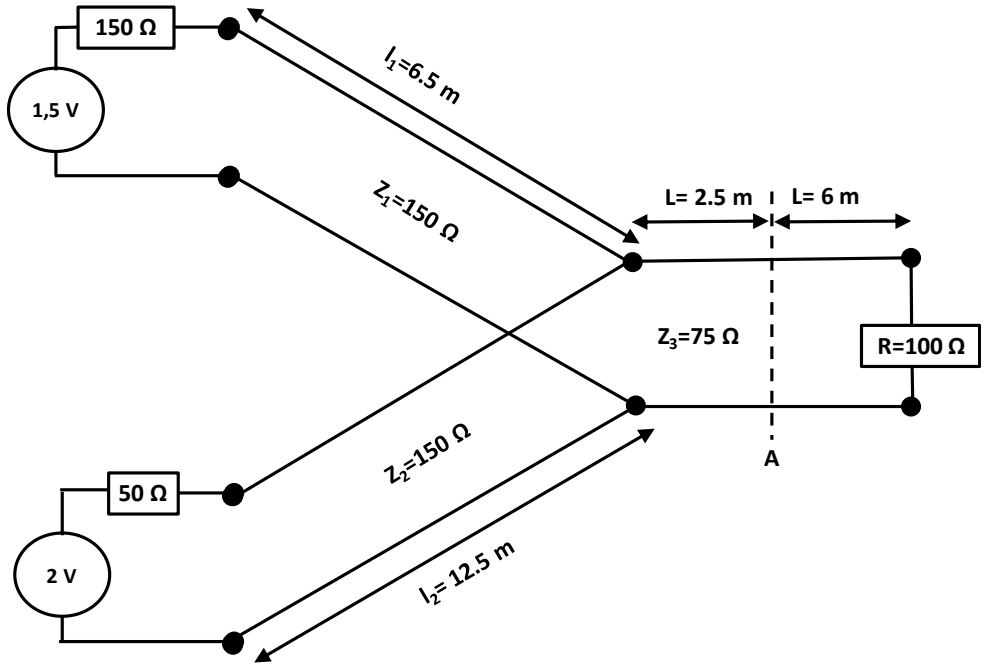
Duggadelen

Poängen på uppgift 1 kan ersättas med resultatet på andra uppgiften på duggan.
Poängen på uppgift 2 kan ersättas med resultatet på första uppgiften på duggan.
Poängen på uppgift 3 kan ersättas med resultatet på tredje uppgiften på duggan.

Transmissionsledning

<u>Uppgift 1 (7p):</u>

Två pulsgeneratorer är kopplade till en 100 Ω last med olika förlustfria transmissionsledningar med olika karakteristiska impedanser, enligt figuren nedan. Generatorernas inre resistanser är 150, resp 50 Ω. Vid t=0 slås båda generatorerna på och levererar en puls med pulslängd 3 ns och amplitud 1.5V, resp 2V.

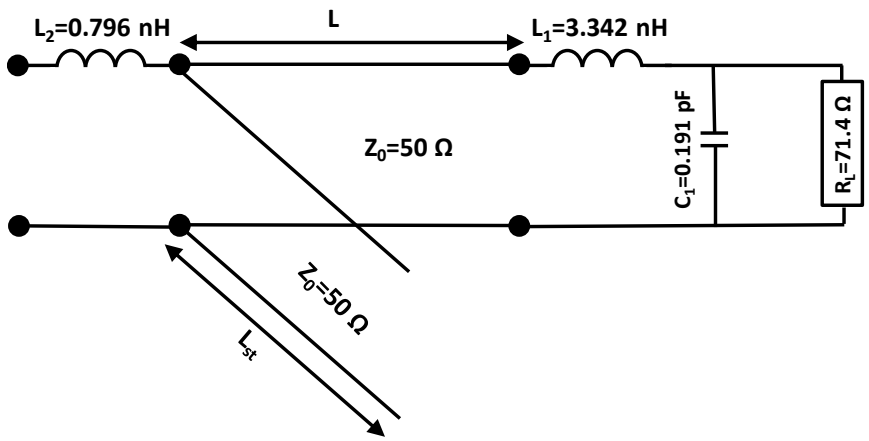


Skissa på spänningen vid punkt A på transmissionsledningen för 0ns < t < 100ns

<u>Hint</u>!: Anta att pulserna utbreder sig med ljusens hastighet på alla transmissionsledningar.

Uppgift 2 (10p):

En last Z_L som består av en resistor, kondensator och spole, som är kopplad till en förlustfri transmissionsledning, en stubb och en serie induktans enligt figuren nedan. Stubben och transmissionsledningen har karakteristisk impedans Z_0=50 Ω.



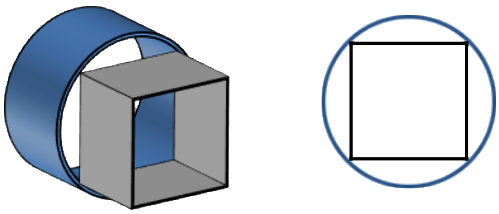
Beräkna stubbens och transmissionsledningens längder för att nå anpassningen vid 5 GHz på 50 Ω vid kretsens ingång endast med hjälp av Smithdiagrammet, som skall lämnas in också.

Vågledare:

Uppgift 3 (10p):

En fyrkantig vågledare (a=b) är ansluten till en cylindrisk vågledare med radie *r*. Manteln på den cylindriska vågledaren omger exakt höljet av den fyrkantiga vågledaren. Den fyrkantiga vågledaren är fylld med dielektriskt material ε_f medan den cylindriska vågledaren är fylld med dielektriskt material ε_c

- ***a) Vilket krav måste ε_f och ε_c uppfylla för att vågledarnas dominanta moder ska ha samma brytfrekvens?***
- ***b) Beräkna reflektionen som upplevs av en signal som utbreder sig enligt de dominanta moderna från den fyrkantiga vågledaren till den cylindriska vågledaren, om ovanstående krav är uppfyllt.***
- ***c) Hur mycket skiljer sig avståndet mellan två spänningsmaximum i den fyrkantiga vågledaren från avståndet mellan två spänningsminimum i den cylindriska vågledaren?***



3D-vyn Vyn från fronten

Uppgift 4 (7p):

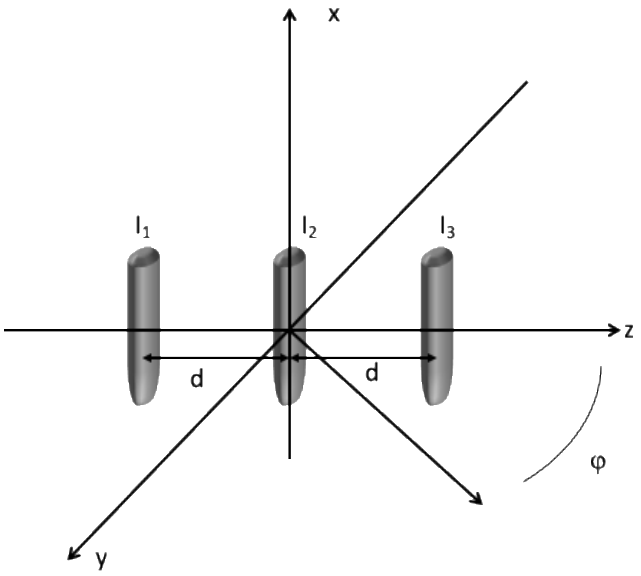
Doktorand Sascha har gjort en rektangulär luftfylld resonanskavitet med följande dimensioner: a= 3cm, b= 1,7cm, d= 8cm för sin frekvensräknare.

- ***a) Vilken är den lägsta resonansfrekvensen (f_o) för kaviteten?***
- **b)** ***Designa en dielektriskfylld cylindrisk resonanskavitet som resonerar vid f_o, som har samma höjd (d) och samma mantelyta som den rektangulära kaviteten men som har mycket bättre Q-värde.***

Antenner:

Uppgift 5 (10p):

3 halvvågsdipoler är linjerade enligt figuren nedan med avstånden d mellan varandra. Alla dipoler matas med olika strömmar I_1, I_2, I_3 med samma amplitud men med konstant fasförskjutning $\xi = -60°$ mellan två konsekutiva dipoler.



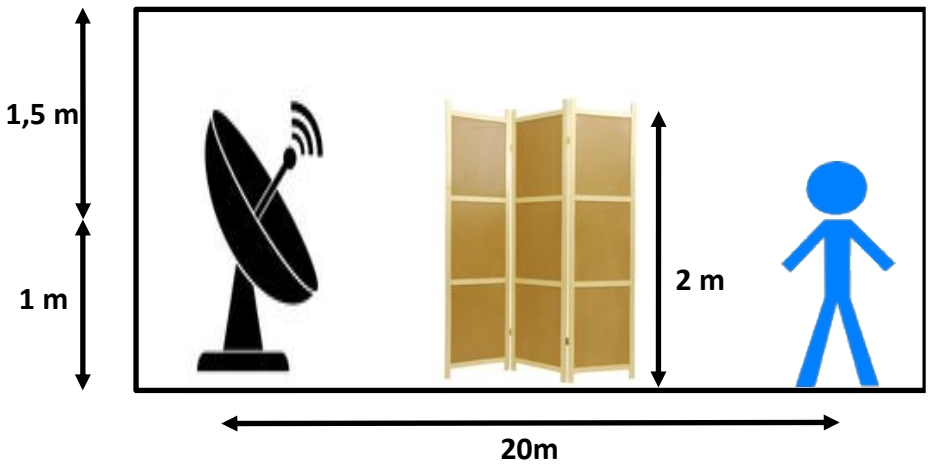
Doktorand Sascha vill nå största riktningsförstärkning för $\varphi=60°$

a) ***Beräkna avståndet d mellan två konsekutiva halvvågsdipoler***
b) ***I vilken riktning strålar antennen ingen signal?***

Uppgift 6 (6p):

Hawal vill testa sitt nya radarsystem som fungerar vid 2.4 GHz med förbättrad antenn med förstärkning 10 dBi. Han vill kunna detektera om en 1m-lång barn befinner sig på andra sidan av en skärm på X meters avstånd (se figuren nedan). Sändaren i hans system kan generera 1W.

a) ***Anta att skärmen av gjord av perfekt absorberande material, vilken är den maximala effekten Hawal kan få i radarns mottagare?***
b) ***Om skärmen endast är ett förlustbehäftade dielektriskt material, hur stora förluster ska den ha för att Hawal ska få samma effekt i mottagaren som i (a)?***



Mikrovågsteknik

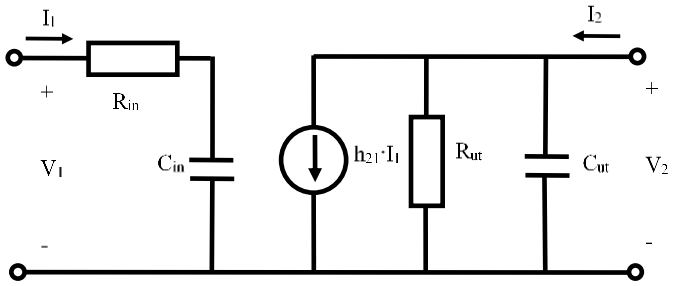
Uppgift 7 (10p):

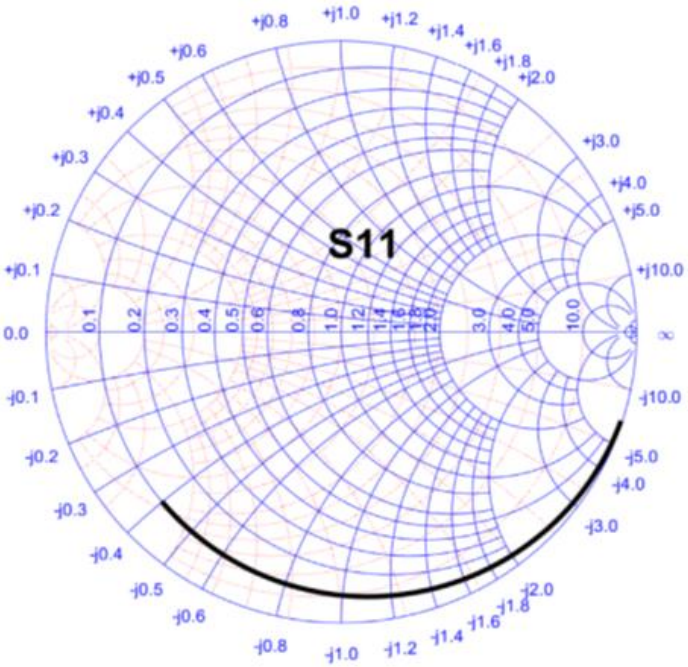
Ett ekvivalent småsignal-schema för en RF-transistor visas nedan. För en specifik arbetspunkt plottar man S-parametrarna S_{11} och S_{22} i nedanstående Smithdiagram för frekvensintervallet 1,0 GHz – 16,0 GHz. Systemimpedansen Z_0=50 Ω.

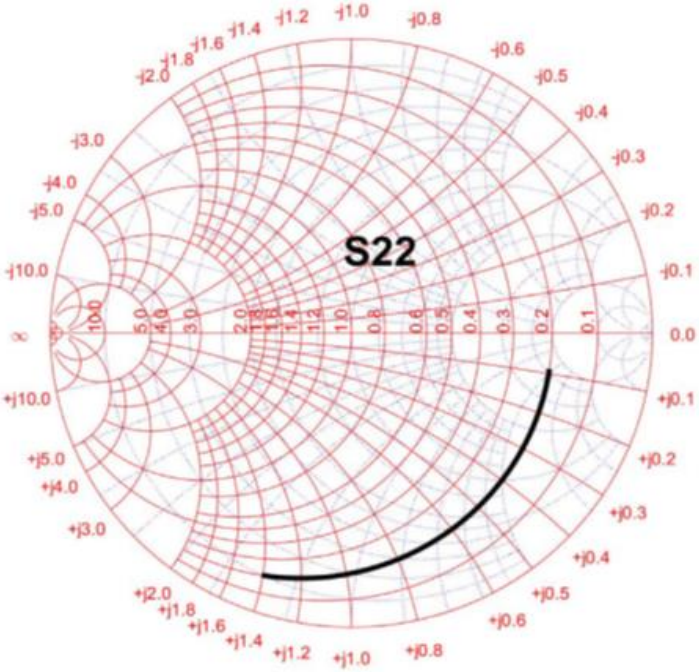
a) (4p) Bestäm resistansen R_{in} och kapacitansen C_{in} på ingången.

b) (4p) Bestäm även resistansen R_{ut} och kapacitansen C_{ut} på utgången.

c) (2p) Varför kalibrerar man innan man påbörjar en ny mätning med nätverksanalysatorn?

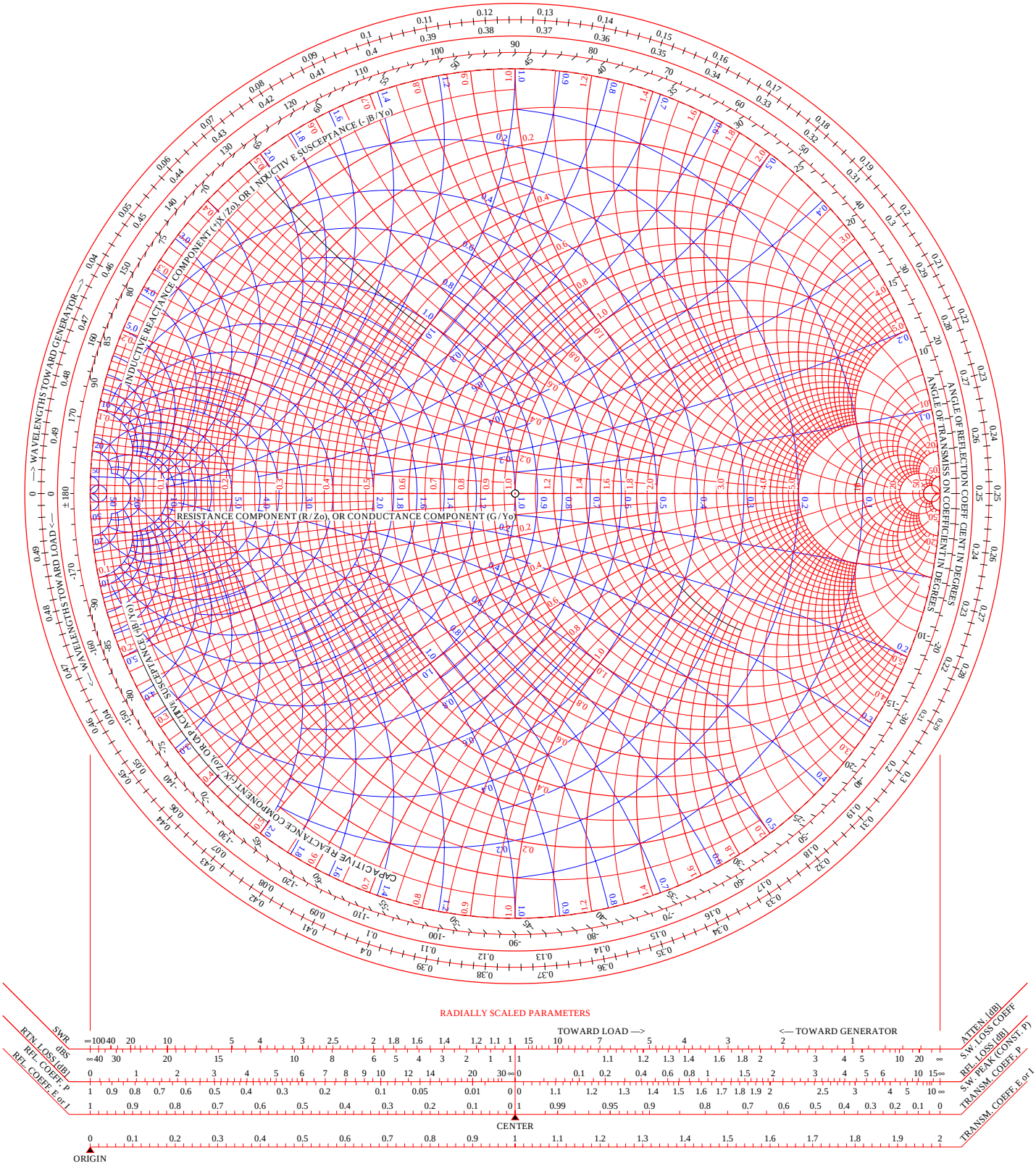






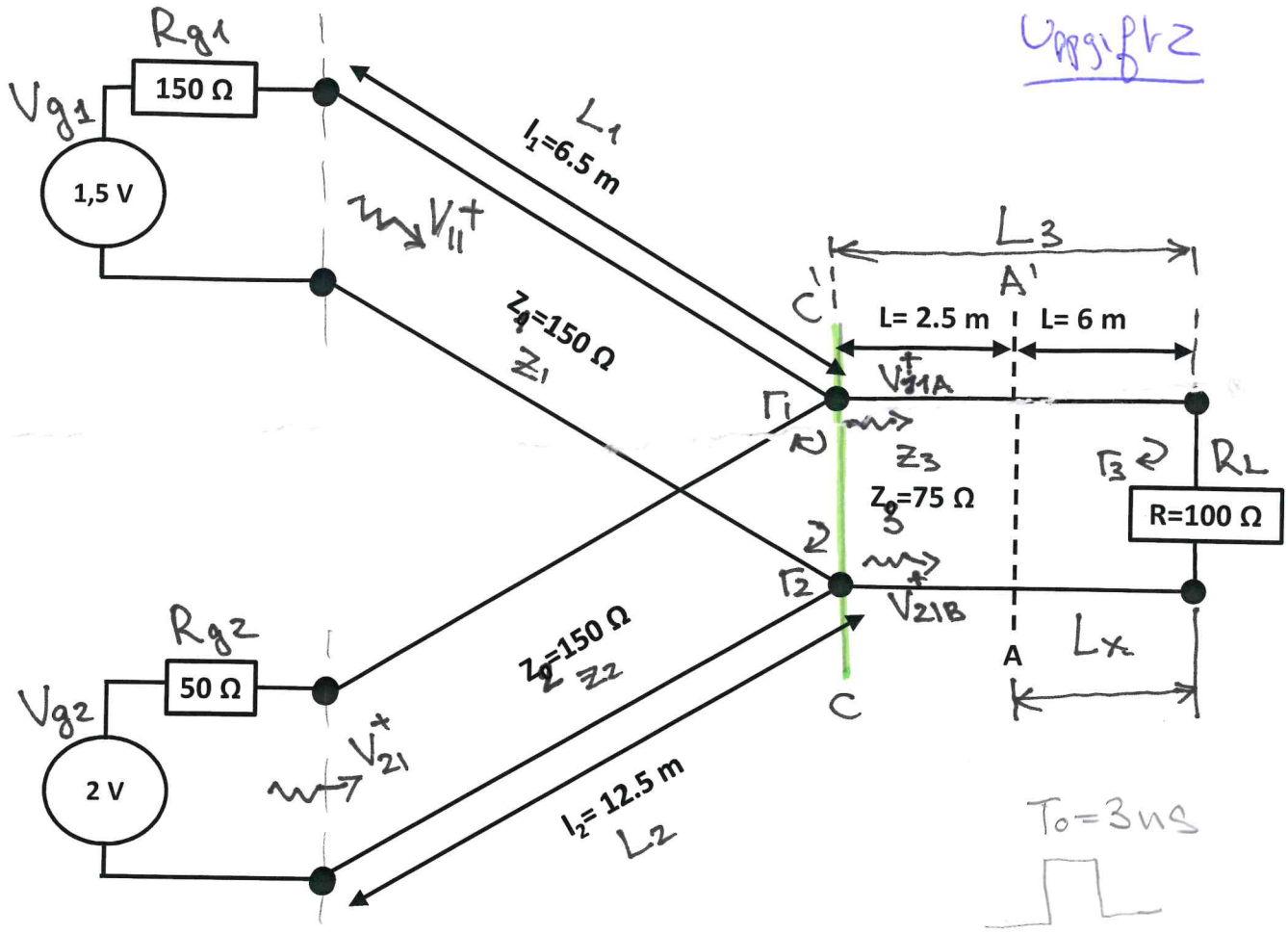
NAME	TITLE	DWG. NO.
SMITH CHART FORM ZY-01-N	COLOR BY J. COLVIN, UNIVERSITY OF FLORIDA, 1997	DATE

NORMALIZED IMPEDANCE AND ADMITTANCE COORDINATES



RADIALLY SCALED PARAMETERS

Uppgift 2



(0) All R and Z are REAL and $\alpha = 0$ → use reflection diag.

(1) V_{11}^+ – pulse 1 amplitude (from generator V_{g1})

V_{21}^+ – pulse 2 amplitude (from generator V_{g2})

$$V_{11}^+ = \frac{V_{g1}}{R_{g1}+Z_1} \cdot Z_1 = 0.75\,V$$

$$V_{21}^+ = \frac{V_{g2}}{R_{g2}+Z_2} Z_2 = 1.5\,V$$

(2) Time of propagation of pulse 1 to plane XX':

$T_1 = (L_1 + L_3 - L_x)/c = 9/3\cdot10^8 = \underline{30\,(ns)}$

Time of propagation of pulse 2 to plane XX'

$T_2 = (L_2 + L_3 - L_x)/c = 15/3\cdot10^8 = \underline{50\,(ns)}$

(3) At ref. plane CC' pulses will have first reflection. V_{11A}^+ and V_{21B}^+ – pulses 1 and 2 amplitudes after plane CC' (see picture)

Pulse 1 „sees" parallel connection of TRLs with Z_2 and Z_3

$$\Gamma_1 = \frac{(Z_{23} - Z_1)}{Z_{23} + Z_1}, \text{ where } Z_{23} = \frac{Z_2 \cdot Z_3}{Z_2 + Z_3}$$

$Z_{23} = 50\,\Omega$, $\Gamma_1 = -0.5$

Similarily, pulse 2 will see parallel connection of TRLs with characteristic impedances Z_1 and Z_3

$$\Gamma_2 = \frac{(Z_{13} - Z_2)}{Z_{13} + Z_2}, \text{ where } Z_{13} = \frac{Z_1 \cdot Z_3}{Z_1 + Z_3}$$

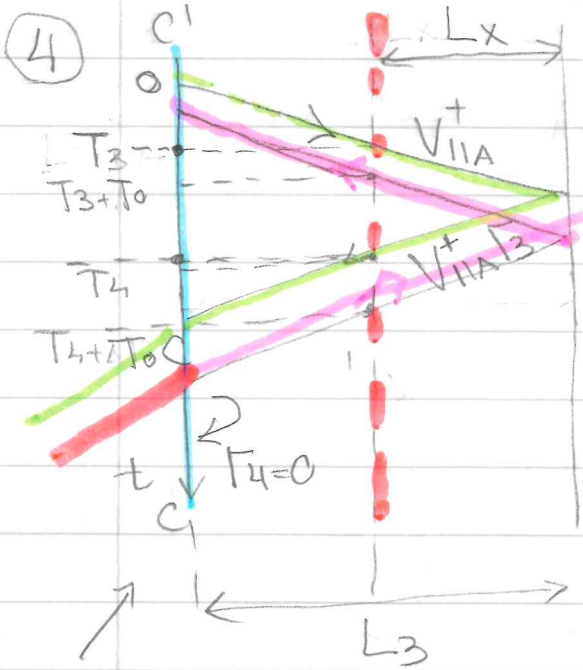
$Z_{13} = 50\,\Omega$, $\Gamma_2 = -0.5$

Then,

$V^+_{11A} = V^+_{11} \cdot (1 + \Gamma_1) = \underline{0.375\ V}$ (marker 1)

$V^+_{21B} = V^+_{21}(1 + \Gamma_2) = \underline{0.75\ V}$ (marker 2)

(4)



Load R_L $\quad \Gamma_3 = \frac{R_L - Z_3}{R_L + Z_3} = 0.1429$

Reflected from R_L pulses 1 and 2 (from Z_3) will see parallel TRLs with

$$Z_{12} = \frac{Z_1 \cdot Z_2}{Z_1 + Z_2} = Z_3 = 75\,\Omega \quad (\Gamma_4 = 0)$$

pulse 1

Then, it will not be any reflections from plane CC' and pulses will propagate further towards generators

(B)

The same diagramm can be drawn for pulse 2. The only difference will be

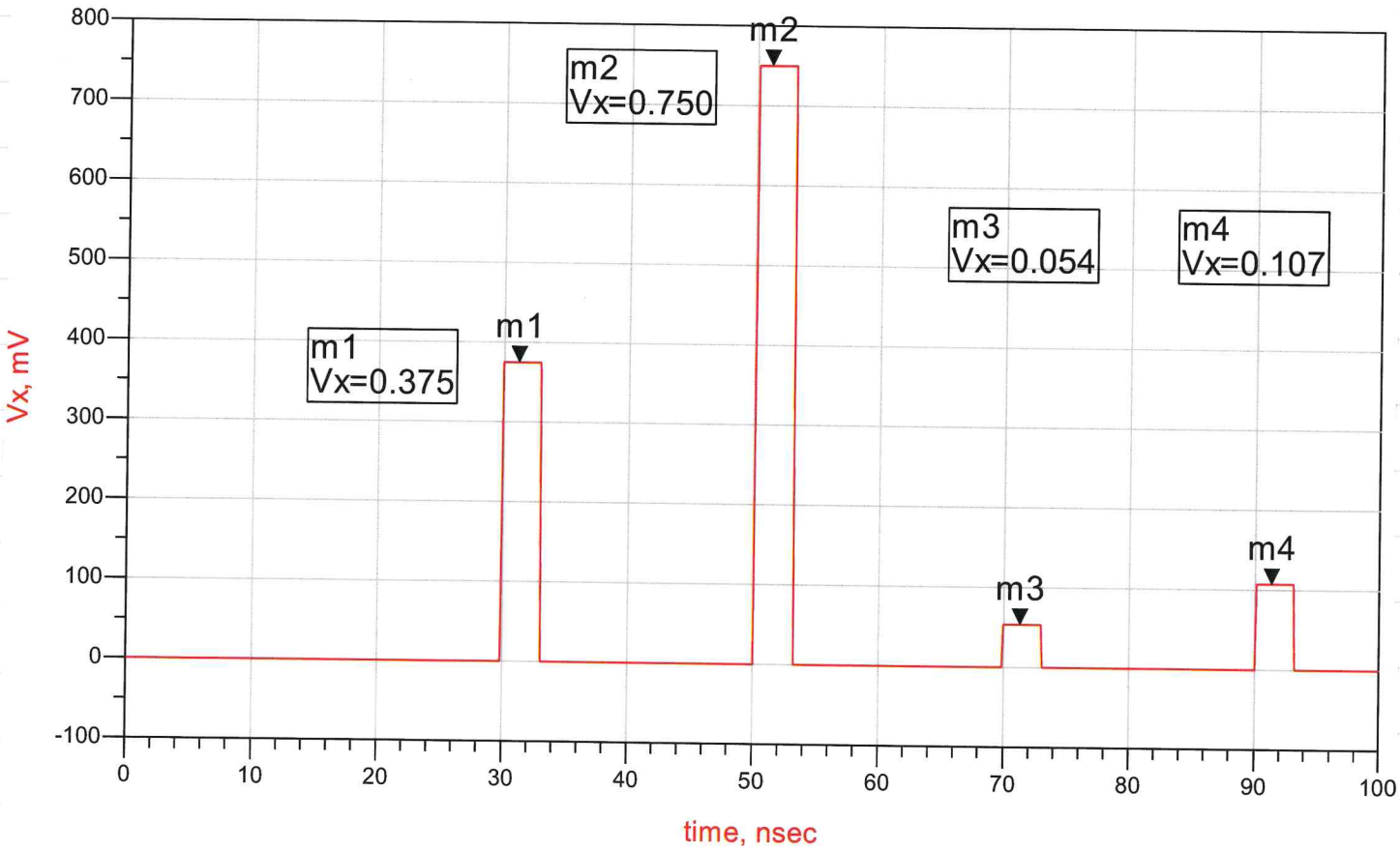
amplitugen V^+_{21B} instead of V^+_{11A}.

(5) Reflected pulses from R_L will hit AA' plane after period of time

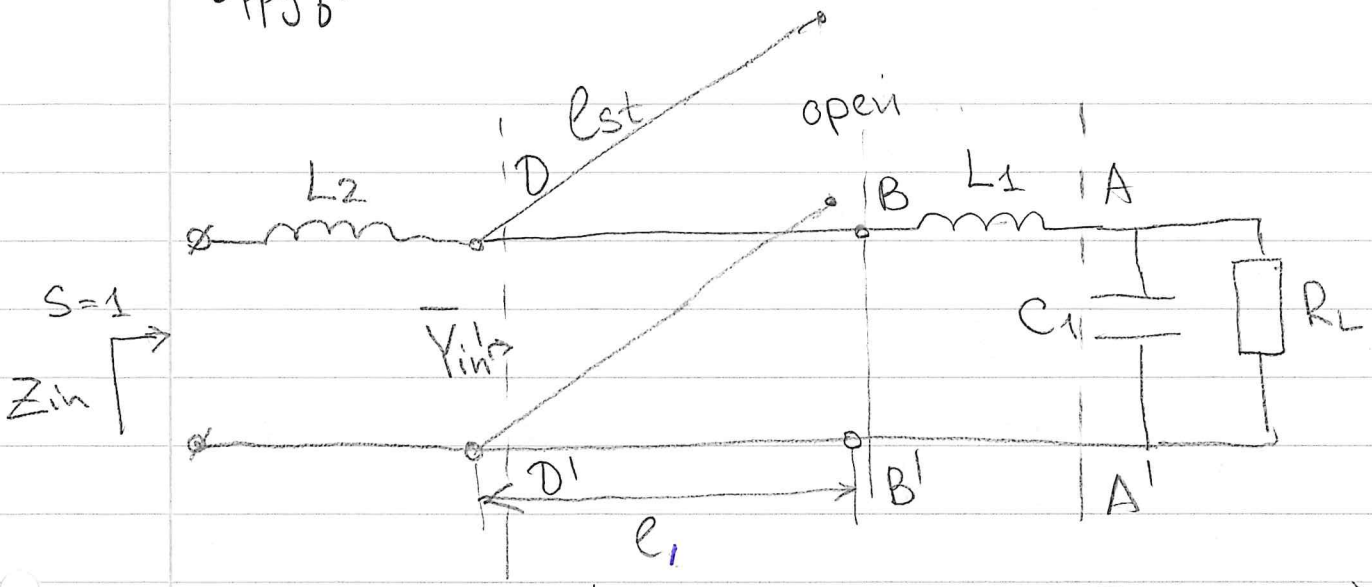
$$\Delta T = T_4 - T_3 = (2 \cdot L_x)/c = 2 \cdot 6/3 \cdot 10^8 = \underline{40 (ns)}$$

Amplitudes of reflected pulses:

$$V^-_{11A} = V^+_{11A} \cdot \Gamma_3 = \underline{0{,}54\ V} \quad \text{(marker 3)}$$
$$V^-_{21B} = V^+_{21B} \cdot \Gamma_3 = \underline{0.107\ V} \quad \text{(marker 4)}$$



Uppg. pt 1



$f = 5\,GHz$
$R_L = 71.4\,\Omega$
$C_1 = 0.191\,pF$
$L_1 = 3.342\,nH$
$L_2 = 0.796\,nH$
$S = 1$
$Z_0 = 50\,\Omega$

$\boxed{l_1 = ?\quad l_{st} = ?}$

① $S = 1 \Rightarrow \Gamma = 0$ ($\overline{Z}_{in} = 1 + 0j$)

② R_L to Smith chart

$R \rightarrow Y$

$\overline{Y}_{RL} = \frac{Z_0}{R_L} = 0.7 + j0$ (point R_L)

③ $C_1 \| R_L \rightarrow$ in Y

adding C_1 (moving downwards)

Point A @ AA'

$\overline{Y}_A = \overline{Y}_{RL} + \overline{Y}_{C1}$

$\overline{Y}_{C1} = 1/\overline{X}_{C1} = \frac{Z_0}{X_{C1}} = 2\pi f C_1 Z_0 = 0.3j$

$\overline{Y}_A = 0.7 + 0j + 0.3j = \underline{0.7 + 0.3j}$ ($b_A = 0.3$)

moving downwards along $g = 0.7$ circle (blue)

④. Adding L_1 (A → B) @ BB'

in series $Y \rightarrow Z$

$\overline{Z}_A = 1.2 - j\,0.5$ (red numbers at A)

$\overline{Z}_B = \overline{Z}_A + \overline{Z}_{L1}$

$\overline{Z}_{L1} = jX_{L1} = \frac{2\pi f L_1}{Z_0} j = j2.1$

$\overline{Z}_B = 1.2 - j0.5 + j2.1 = 1.2 + j1.6$

moving upwards along $r = 1.2$ circle ($X_B = 1.6$)

⑤. pB → p.D – adding TRL → moving along $|\Gamma_B|$ const TWG (r), but how far?

⑥. Compensating for L_2

$\overline{Z}_{in}' = \overline{Z}_{in} - \overline{Z}_{L2}$

$\overline{Z}_{L2} = jX_{L2} = j\,2\pi f L_2 / Z_0 = 0.5j$

$\overline{Z}_{in}' = 1 + 0j - 0.5j = 1 - 0.5j$

p. O → p. $\overline{Y}_{in}'$

moving downwards along $r = 1$ circle

$\overline{Z}_{in}' \rightarrow \overline{Y}_{in}'$ (stab is in parallel)

$\underline{Y_{in}' = 0.8 + j\,0.4}$ (read in blue at p. Y_{in}')

$\overline{Y}_{in}' = \overline{Y}_{st} + \overline{Y}_D$ $\qquad$ $\overline{Y}_{st} = 0 + b_{st}$ (only reactive!)

- Re: $0.8 = 0 + g_D \Rightarrow g_D = 0.8$

T. B → T. D along $|\Gamma_B|$ - const till crossing with $\underline{g = 0.8}$ circle (blue) (l_1 - shortest possible)

- Im: $0.4 = b_{st} + b_d$

b_D - read in Blue numbers at p. D

$b_d = 1.36$

$b_{st} = 0.4 - 1.36 = -0.96$ $\qquad$ $\underline{\overline{Y}_{st} = -j\,0.96}$

⑦ $l_{st} = 0.128\lambda + 0.25\lambda = \underline{0.378\lambda}$

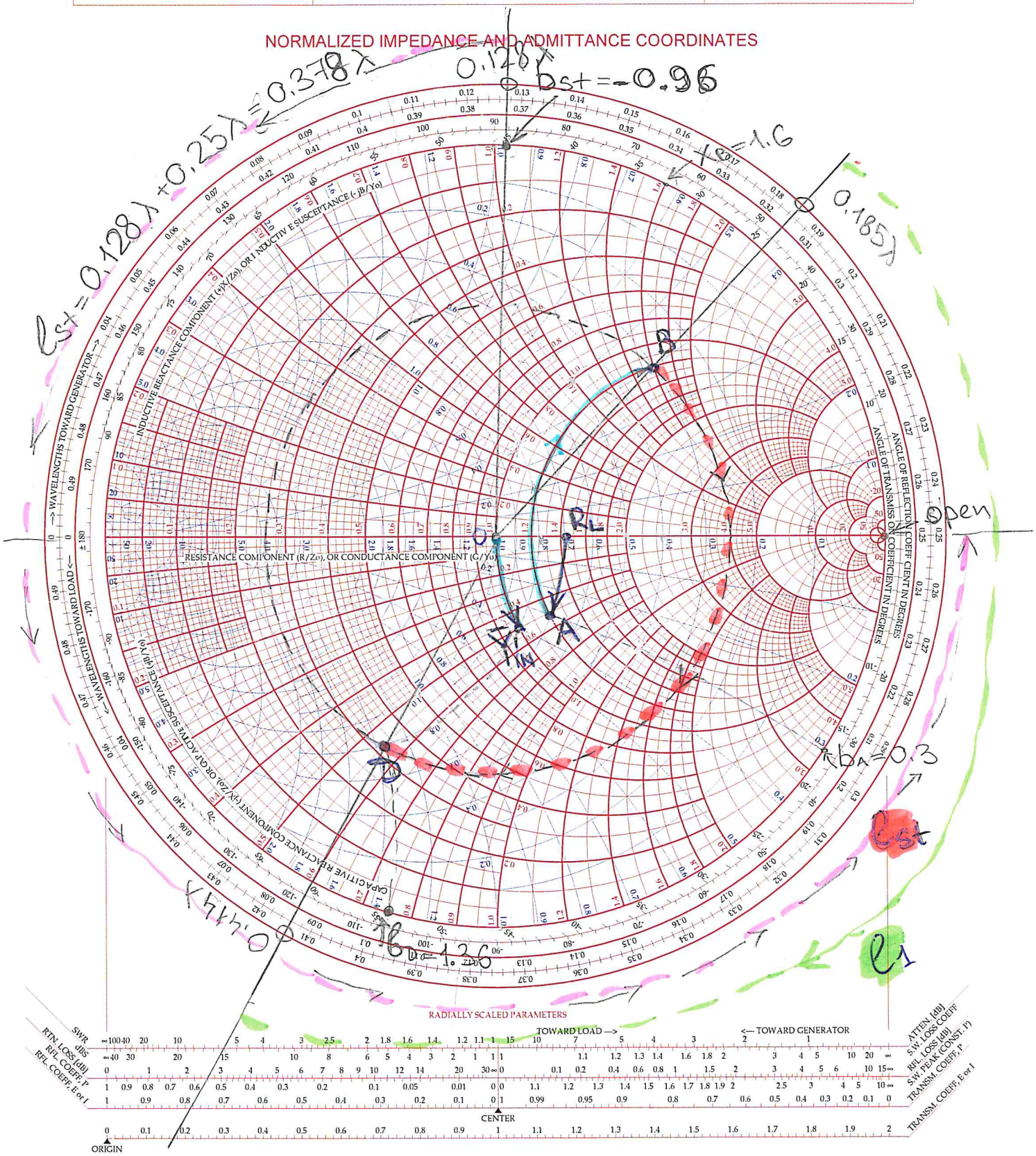
rotate TWL from $\overline{Y}_{st}$ to open position

⑧ l_1 - rotation from B to D

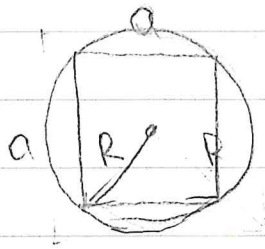
$l_1 = 0.414\lambda - 0.185\lambda = \underline{\underline{0.229\lambda}}$

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

NORMALIZED IMPEDANCE AND ADMITTANCE COORDINATES



uppgift 3



a
ε_f
ε_c

a). dominant modes ($a=b$)

$f_{cf} = f_{cc}$, TE_{10} and TE_{01} - for rect. wg

$$f_{cf} = \frac{c_f}{2\pi} h_f$$

$$h_f = \sqrt{\left(\frac{\pi m}{a}\right)^2 + \left(\frac{\pi n}{b}\right)^2} = \frac{\pi}{a}$$

$$f_{cf} = \frac{c_0}{2\pi\sqrt{\varepsilon_f}} \cdot \frac{\pi}{a} = \frac{c_0}{2\sqrt{\varepsilon_f}\, a} \quad (c_0 = 3 \cdot 10^8 \text{ m/s})$$

dominant mode for circular wg: TE_{11}

$$f_{cc} = \frac{c_c}{2\pi} h_c = \frac{c_0}{2\pi\sqrt{\varepsilon_c}} \cdot h_c = \frac{c_0}{2\pi\sqrt{\varepsilon_c}} \cdot \frac{\sqrt{2}\, X_{11}'}{a}$$

$$h_c = \frac{X_{11}'}{R}, \quad R = \frac{a}{\sqrt{2}}, \quad X_{11}' = 1.841 \text{ (from table)}$$

$$f_{cc} = \frac{c_0 X_{11}'}{\pi\sqrt{2\varepsilon_c}\, a}$$

$$f_{cc} = f_{cf} \Rightarrow \frac{\cancel{c_0}}{2\sqrt{\varepsilon_f}\,\cancel{a}} = \frac{\cancel{c_0} X_{11}'}{\pi \cancel{a} \sqrt{2\varepsilon_c}} \quad \frac{1}{2\varepsilon_f} = \frac{(X_{11}')^2}{\pi^2 \varepsilon_c}$$

$$\boxed{\frac{\varepsilon_f}{\varepsilon_c} = \frac{\pi^2}{2(X_{11}')^2} = 1.456}$$

b). $$\Gamma = \frac{Z_c - Z_f}{Z_c + Z_f}$$

$$Z_c = \frac{\eta_c}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_{cc}}{f}\right)^2}} = \frac{\eta_0}{\sqrt{\varepsilon_c}} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_{cc}}{f}\right)^2}} \text{ (for TE modes)}$$

$$Z_f = \frac{\eta_f}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_{cf}}{f}\right)^2}} = \frac{\eta_0}{\sqrt{\varepsilon_f}} \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_{cf}}{f}\right)^2}}$$

$$f_{cf} = f_{cc} \Rightarrow \frac{Z_c}{Z_f} = \sqrt{\frac{\varepsilon_f}{\varepsilon_c}} \Rightarrow Z_f = Z_c \sqrt{\frac{\varepsilon_c}{\varepsilon_f}}$$

$$\Gamma = \left(Z_c - \frac{Z_c\sqrt{\varepsilon_c}}{\sqrt{\varepsilon_f}} \right) \Big/ \left(Z_c + \frac{Z_c\sqrt{\varepsilon_c}}{\sqrt{\varepsilon_f}} \right)$$

$$\boxed{\Gamma = \frac{\sqrt{\varepsilon_f} - \sqrt{\varepsilon_c}}{\sqrt{\varepsilon_f} + \sqrt{\varepsilon_c}}}$$

-C). distance between maximums is λg

$$\lambda g_f = \frac{\lambda_f}{\sqrt{1-\left(\frac{f_{cf}}{f}\right)^2}} = \frac{C_f}{f\sqrt{1-\left(\frac{f_{cf}}{f}\right)^2}} = \frac{C_0}{f\sqrt{\varepsilon_f}\sqrt{1-\left(\frac{f_{cf}}{f}\right)^2}}$$

$$\lambda g_c = \frac{\lambda_c}{\sqrt{1-\left(\frac{f_{cc}}{f}\right)^2}} = \frac{C_0}{f\sqrt{\varepsilon_c}\sqrt{1-\left(\frac{f_{cc}}{f}\right)^2}}$$

$$\underline{f_{cf} = f_{cc}} \implies \boxed{\frac{\lambda g_c}{\lambda g_f} = \sqrt{\frac{\varepsilon_f}{\varepsilon_c}}}$$

Uppgift 4:

* lägsta resonansfrekvens för den rektangulära kavitet är TE_{101} when $d > a > b$
så resonansfrekvensen ges av: $f = \frac{c_0}{2\pi\sqrt{\varepsilon_r}}\sqrt{\left(\frac{\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{\pi}{d}\right)^2}$

$$\underline{f_0 = 5.34\ \text{GHz}}$$

* cirkulärakavitet får bäst Q-värde för TE_{01n} moder
den lägsta frekvensen för de moder är $f_{c\,TE_{011}}$

omkretsen för de rektangulära kavitet är $2\times(a+b)$, för samma omkrets måste cylinduska kavitet ha radie r.

$$\underline{r} = \frac{2(a+b)}{2\pi} \simeq \underline{1.496\ \text{cm}}$$

$$f_c(TE_{011}) = f_0 = \frac{c_0}{2\pi\sqrt{\varepsilon_r}}\sqrt{\left(\frac{3,832}{r}\right)^2 + \left(\frac{\pi}{d}\right)^2}$$

$$\Rightarrow \underline{\varepsilon_r} = \frac{c_0^2}{4\pi^2}\cdot\left[\left(\frac{3,832}{1,496}\right)^2 + \left(\frac{\pi}{0,08}\right)^2\right] \simeq \underline{5,36}$$

Uppgift 5

linjär gruppantenn → gruppfaktorn ges av $|A| = \frac{1}{N}\left|\frac{\sin(N\frac{\psi}{2})}{\sin \psi/2}\right|$

där $\psi = \xi + \beta d \cos\varphi \cdot \sin\theta$

$\theta = \frac{\pi}{2} \Rightarrow \psi = \xi + \beta d \cos\varphi$

* vi vill ha maximum strålning för $\varphi = \frac{\pi}{3}$ och $\xi = -\frac{\pi}{3}$

Vi får maximum strålning för $\psi = 0$ då $|A| = \frac{1}{N}$

dvs: $-\frac{\pi}{3} + \frac{2\pi}{\lambda} \cdot d \cdot \frac{1}{2} = 0 \Rightarrow \underline{d = \frac{\lambda}{3}}$

alltså: $\psi = \frac{\pi}{3}(2\cos(\varphi) - 1)$

* gruppantennen kommer inte stråla från signal när $|A| = 0$
dvs när $\sin\left(\frac{3\psi}{2}\right) = 0$ samt $\sin\left(\frac{\psi}{2}\right) \neq 0$

$\sin\left(\frac{3\psi}{2}\right) = 0 \Leftrightarrow \frac{3\psi}{2} = 0 + k\pi \quad (k \in \mathbb{Z})$

$\Leftrightarrow \underline{\psi = 0 + \frac{2k\pi}{3} \quad (k \in \mathbb{Z})}$

ψ	$\frac{3\psi}{2}$	$\sin\frac{3\psi}{2}$	$\frac{\psi}{2}$	$\sin\frac{\psi}{2}$	
0	0	0	0	0	ingen minimum
$-\frac{2\pi}{3}$	$-\pi$	0	$-\frac{\pi}{3}$	$-\frac{\sqrt{3}}{2}$	ingen strålning
$-\frac{4\pi}{3}$	-2π	0	$-\frac{2\pi}{3}$	$-\frac{\sqrt{3}}{2}$	ingen strålning
-2π	-3π	0	$-\pi$	0	ingen minimum

$\psi = -\frac{2\pi}{3} \rightarrow \frac{\pi}{3}(2\cos\varphi - 1) = -\frac{2\pi}{3}$

$$2\cos\varphi - 1 = -2$$
$$2\cos\varphi = -1$$
$$\cos\varphi = -\frac{1}{2}$$

dvs: $\varphi = \frac{2\pi}{3}$ eller $\varphi = -\frac{2\pi}{3}$

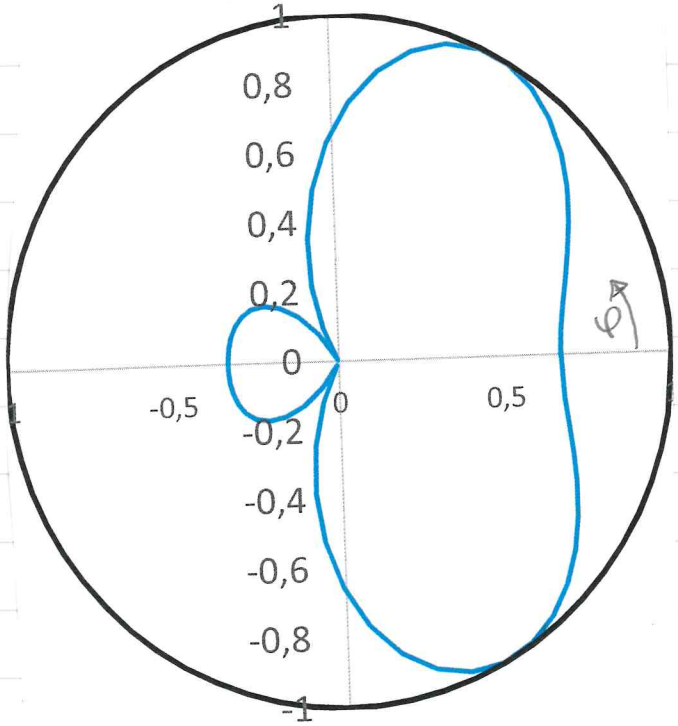
$\psi = -\frac{4\pi}{3} \Rightarrow \frac{\pi}{3}(2\cos\varphi - 1) = -\frac{4\pi}{3}$

$$2\cos\varphi - 1 = -4$$

omöjligt!

alltså gruppantennen strålar ingen signal i $\varphi = \frac{2\pi}{3}$ och $\varphi = -\frac{2\pi}{3}$

strålningsdiagram i φ riktning för $\theta = \frac{\pi}{2}$ ser det ut:



Uppgift 6

a) vågen kan inte utbreda sig i en rak linje då skärmen kommer att absorbera hela signalen.
Den enda sätt Hawal kan få en signal tillbaka är om signalen studsar på taket av rumet.
så för att använda sig av radarekvationen måste vi räkna den minsta avstånd mellan radarn och objekten med en studs på taket. Det kommer att ske när studsen mot taket händer exakt i mitten av avståndet mellan radarn och personen:

$$R_1 = 2 \times \sqrt{10^2 + 1,5^2} \approx 20.224 \text{ m}$$

$f = 2,4 \text{ GHz} \Rightarrow \lambda = \frac{c_0}{f} = 0.125 \text{ m}$ då vi antar luft har $\varepsilon_r = 1$

$G = 10 \text{ dBi} \Rightarrow G = 10$

för målarean kan man anta att den är lika stor som själva objekten: $\sigma \approx 1 \text{ m}^2$

$P_T = 1 \text{ W}$

$$P_{R_1} = P_T \cdot \frac{G^2 \cdot \lambda^2 \cdot \sigma}{4\pi^3 \cdot R_1^4} \approx 75,3 \text{ nW dvs } -41.2 \text{ dBm}$$

b) om väggen är en dielektisk material kommer vågor att utbreda sig i rak linje alltså är avståndet mellan objekten och radarn 20 m: $R_2 = 20 \text{ m}$
utan några förluster i skärmen är den mottagna effekt

$$P_{R_2} = P_T \cdot \frac{G^2 \cdot \lambda^2 \cdot \sigma}{4\pi^3 \cdot R_2^2} \approx 78,4 \text{ nW dvs } -41 \text{ dBm}$$

Om skärmen tillför 0.2 dB kommer $P_{r1} = P_{r2}$

a) För låga frekvenser har vi en öppen ledare på port 1. Vi startar alltså i närheten av $\Gamma = 1$, och förflyttar oss sedan mot $\Gamma = -1$ (kortslutning) när frekvensen ökar.

Eftersom $S_{12} = 0$ bestäms S_{11} av serie kopplingen R_{in} och C_{in}.

Realdelen av den normaliserade impedansen är densamma för alla frekvensen, så

$$\underline{\underline{R_{in}}} = 0{,}1 \cdot Z_0 = \underline{\underline{5\ \Omega}}$$

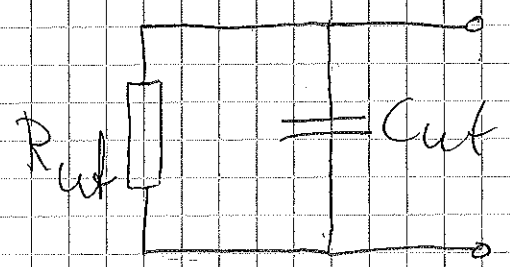
För $f = 16$ GHz är den normaliserade reaktansen,

$$x_{in} = -0{,}4$$

$$\Rightarrow j x_{in} \cdot Z_0 = \frac{1}{j 2\pi f \cdot C_{in}}$$

$$\Rightarrow \underline{\underline{C_{in}}} = \frac{-1}{2\pi \cdot 16 \cdot 10^9 (-0{,}4) \cdot 50} = \underline{\underline{0{,}497\ \text{pF}}}$$

b) S_{22} är reflektionsfaktorn på port 2 när port 1 är anpassad, vilket är detsamma som att ansluta en resistans på 50 Ω till port 1. När vi mäter S_{22} är alltså $I_1 = 0$, och vi har nedanstående krets på port 2.



Även för S_{22} förflyttar vi oss medurs när frekvensen ökar. (För låga f har vi en ren resistans, och för höga närmar vi oss en kortslutning, $\Gamma = -1$.

Realdelen av admittansen är konstant, så

$$\frac{1}{R_{ut}} = 0.2 \cdot Y_0 = \frac{0.2}{Z_0}$$

$$\Rightarrow \underline{R_{ut}} = \frac{Z_0}{0.2} = \frac{50}{0.2} = \underline{\underline{250\ \Omega}}$$

Den normaliserade susceptansen vid $f = 16$ GHz,

$$b_{ut} = +1.4$$

$$\Rightarrow \quad j\omega C_{ut} = j b_{ut} \cdot Y_0$$

$$\Rightarrow \quad \underline{\underline{C_{ut}}} = \frac{1.4}{2\pi \cdot 16 \cdot 10^9 \cdot 50} = \underline{\underline{0.279 \text{ pF}}}$$

c) För att räkna bort inverkan av kablar och andra felterm, så vi mäter S-parametrarna för själva mätobjektet.