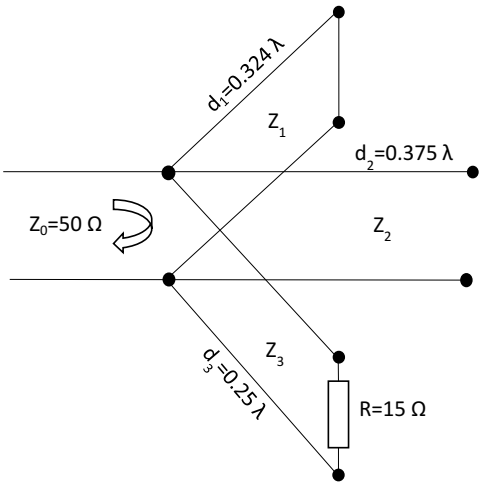
HFTD, Duggan i högfrekvensteknik, kurskod EEM021
2016-11-30, 13:00 i ”HA1”. Längd: 3 timmar.

Tillåtna hjälpmedel:	Beta, Physics Handbook, valfri kalkylator, formelsamling i av Eva Plamberg,
Frågor	Vincent Desmaris, tel ankn. 1846 Sascha Krause, tel ankn. 1851 Hans Hjelmgren, tel ankn. 1737
Resultatet	Anslås på kursens hemsida
Granskning	Sker på tid och plats som anges på kurshemsida
Observera	Omotiverade lösningar kan ge poängavdrag!

<u>Transmissionsledningar 1 (10 p):</u>

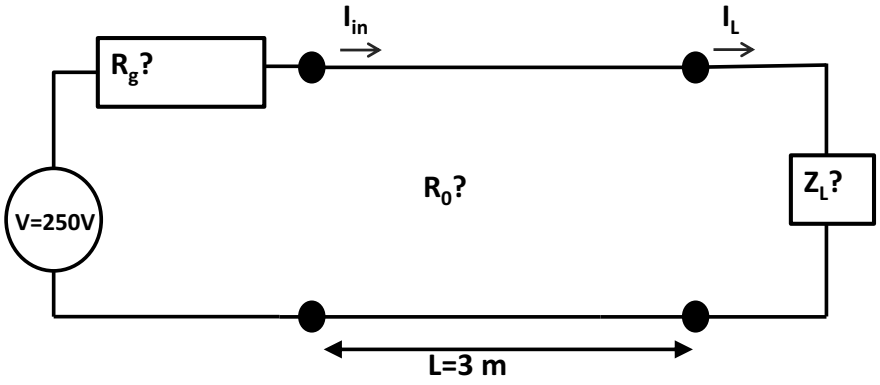
Ingen reflekterande våg kunde mätas vid ingången av det nedanstående nätverket som består av 3 stubbar med olika karakteriska impedanser och längder.

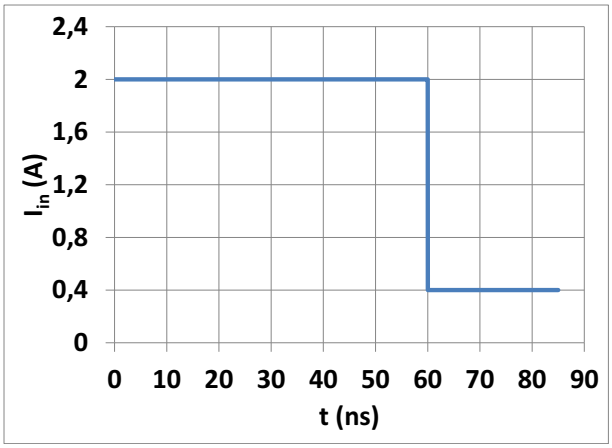


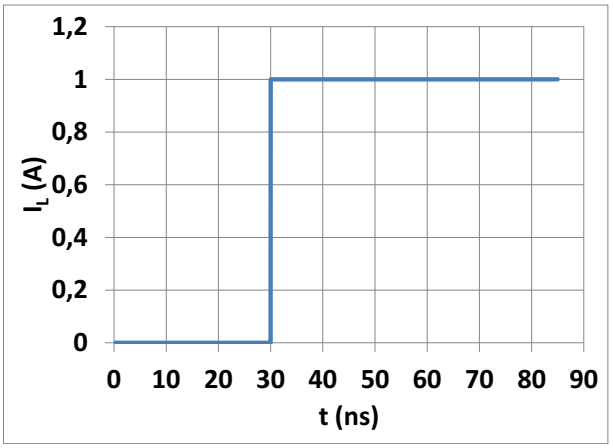
- ***Beräkna de 3 karakteristiska impedanser Z_1, Z_2 och Z_3.***

Transmissionsledningar 2 (7 p):

En 3m förlustfri transmissionsledning med karakteristiska impedans R_0 ansluter en generator (V=250V, R_g (reell)) till reell last R_L. Vid t=0, slåss generatorn på och genererar spänningen V= 250V. Under de första 85 ns, mäter man följande strömmar vid ingången (I_{in}) av linjen och vid lasten (I_L).







a) ***Beräkna R_0, R_L och Rg***
b) ***Beräkna ledningsparametrarna för linjen (L och C).***

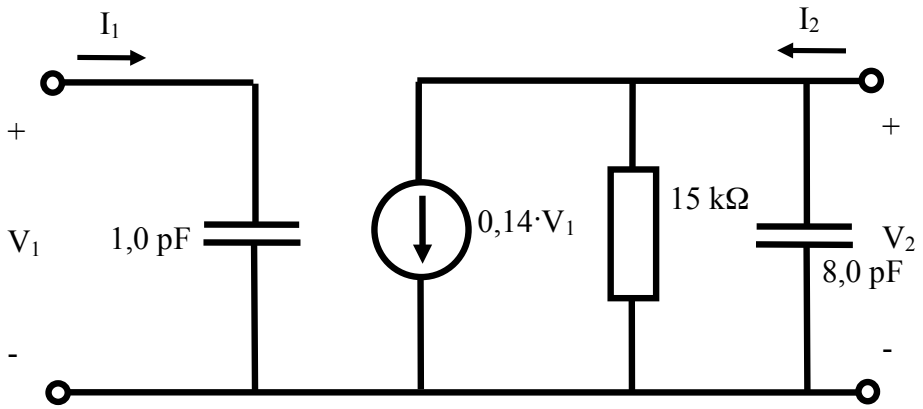
Mikrovågsteknik (10p)

Ett ekvivalent småsignal-schema för en GaAs HEMT visas nedan, tillsammans med definitionen för hybrid-parametrar.

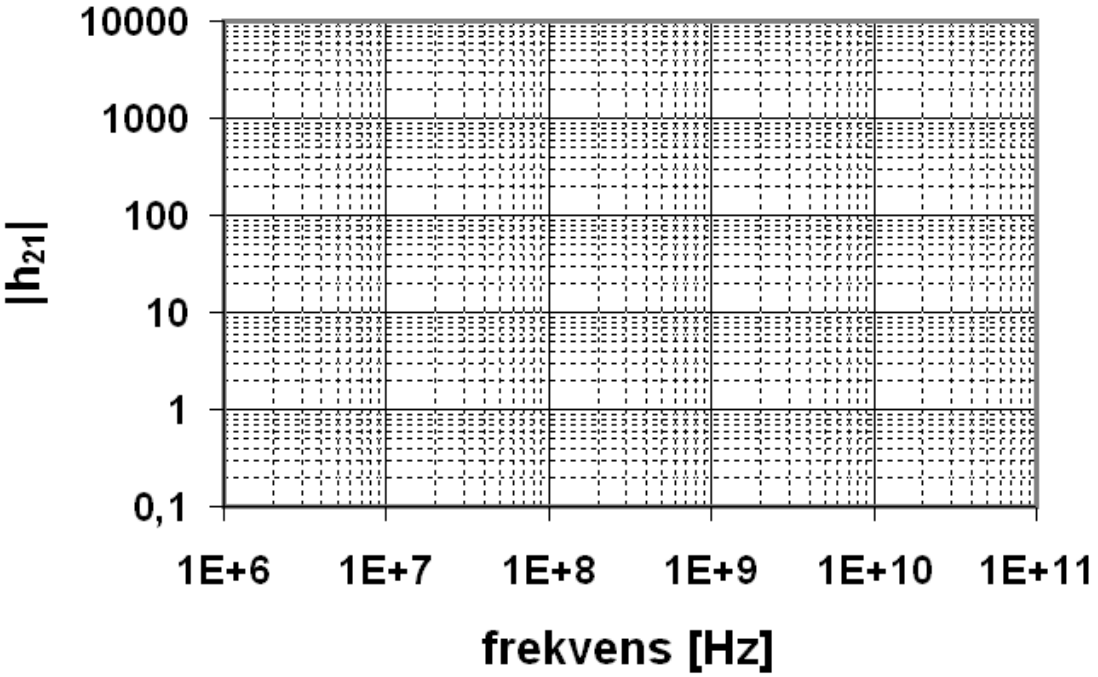
a) (4p) Plotta strömförstärkningen $|h_{21}|$ i nedanstående log-log diagram. Bestäm gränsfrekvensen f_T (unity current gain). Bifoga diagrammet till din lösning.

b) (4p) Bestäm resterande hybridparametrar (h_{11}, h_{12} och h_{22}). Är transistorn unilateral? Motivera.

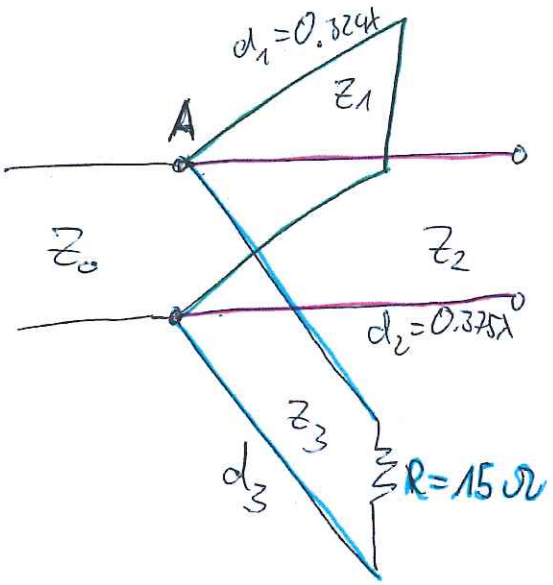
c) (2p) Varför använder man ofta halvledarmaterialet GaAs i.st.f. kisel för mikrovågstransistorer? Vad är fördelen med en HEMT jämfört med en vanlig MESFET?



$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_1 \\ V_2 \end{bmatrix}$$



Lösning



- Ingen reflekterande våg => Anpassning
  Impedans i punkt $A = Z_0$
- $Z_A = Z_0$
- Stub med öppen eller kortsluten bidrar endast med imaginär del av impedansen som ska försvinna
- Endast Stub med Last R bidrar till reell Z_A

1 Designa kvartsvåglängdtransformator

$$Z_3 = \sqrt{Z_0 \cdot R} = \sqrt{50 \cdot 15} = 27.386\,\Omega$$

$$d_3 = 0.25\lambda$$

- Stub1: antar Smith diagrammet är normaliserad på Z_1, roterar mot generator från kortslutning
  $b_1 = +0.5j$

- Stub 2: SD normaliserad med Z_2, roterar från öppen krets mot generator och längd $d_2 = 0.375\lambda$

  $\Rightarrow b_2 = -1j$

- Stub 1 och Stub 2 måste kompensera sina imaginär delar

$$B_1 = -B_2$$

efter normaliseringen gäller därför:

$$b_1 \cdot Y_1 = -b_2 \cdot Y_2$$

$$\frac{b_1}{Z_1} = -\frac{b_2}{Z_2}$$

$$\frac{0.5j}{Z_1} = -\frac{-1j}{Z_2}$$

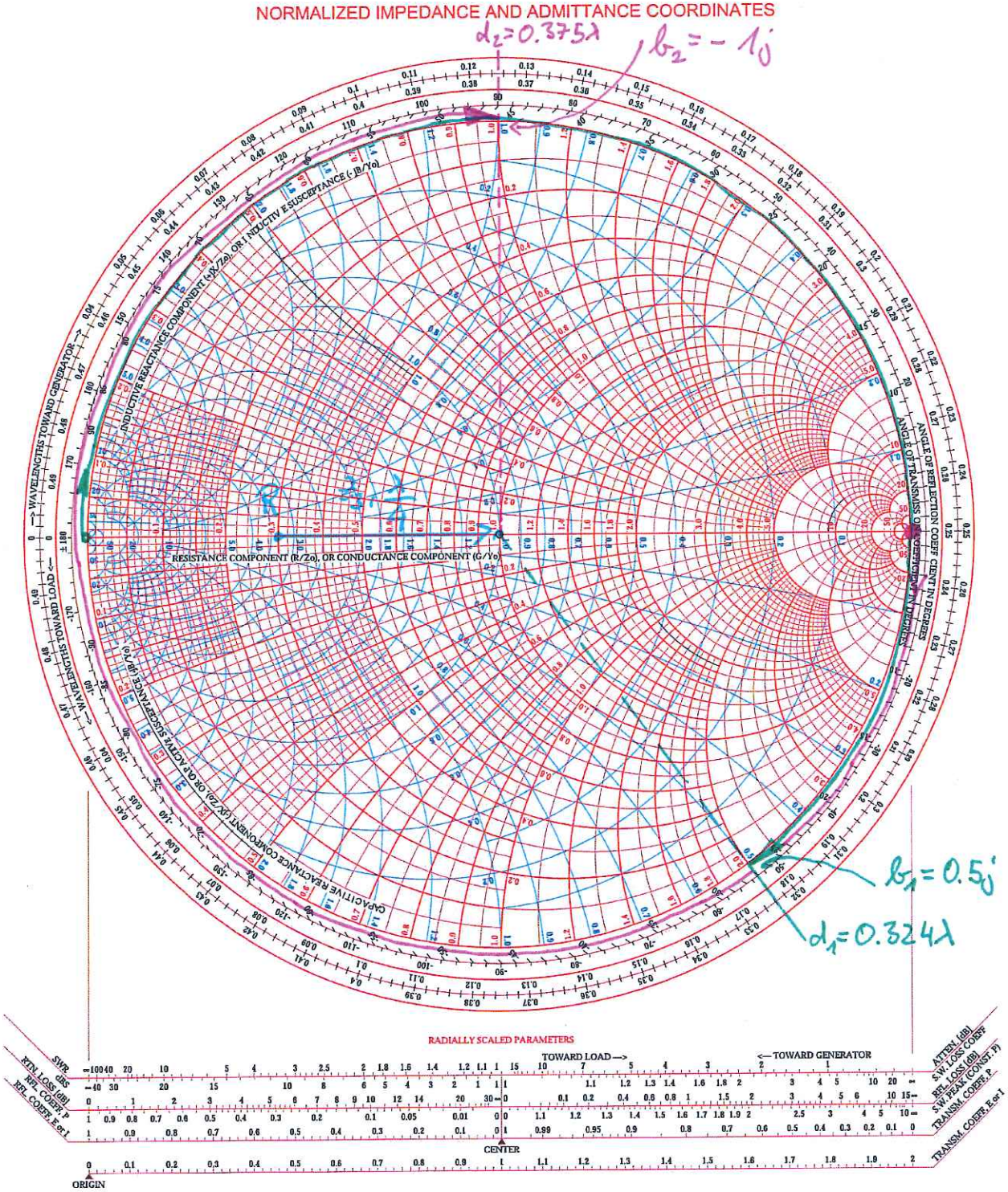
$$Z_1 = \frac{1}{2} Z_2$$ som kan bestäms fri

t.ex. $Z_1 = 50\,\Omega$

$Z_2 = 100\,\Omega$

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

NORMALIZED IMPEDANCE AND ADMITTANCE COORDINATES



beräkning av Γ_L

- från I_{in} : $I_1^+ = \frac{V_1^+}{R_0} = \frac{V_0}{R_0 + R_g} = 2A$ (1)

från I_L : $I_1^+ + I_1^- = 1A \Rightarrow I_1^- = -1A$

* $\Gamma_L = -\frac{I_1^-}{I_1^+} = \frac{1}{2}$ (2)

beräkning av Γ_g:

- från I_{in} vid $t = 2\tau$ (60ns)

$$I_1^+ + I_1^- + I_2^+ = 0,4A$$

$$I_2^+ = -0,6A$$

* $\Gamma_g = -\frac{I_2^+}{I_1^-} = -\left(\frac{-0,6}{-1}\right) = -\frac{3}{5}$ (3)

(1) : $R_0 + R_g = \frac{250}{2} = 125\ \Omega$

(3) : $R_g - R_0 = -\frac{3}{5} \cdot (R_0 + R_g) = -75\ \Omega$

(1)+(3) $\rightarrow$ $R_g = 25\ \Omega$

(1)-(3) $\rightarrow$ $R_0 = 100\ \Omega$

(2) $\rightarrow$ $\Gamma_L = \frac{1}{2} \rightarrow R_L = 3R_0 = 300\ \Omega$

*

- förlustfri ledning: $R_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} = 100\ \Omega$

- från löptiden och längden på ledningen: $v = \frac{L}{\tau} = \frac{3\,m}{30\,ns} = 10^8\,m.s$

v = gruppharighet = $\frac{1}{\sqrt{LC}}$

$L = \frac{R_0}{v} = 1\ \mu H/m$

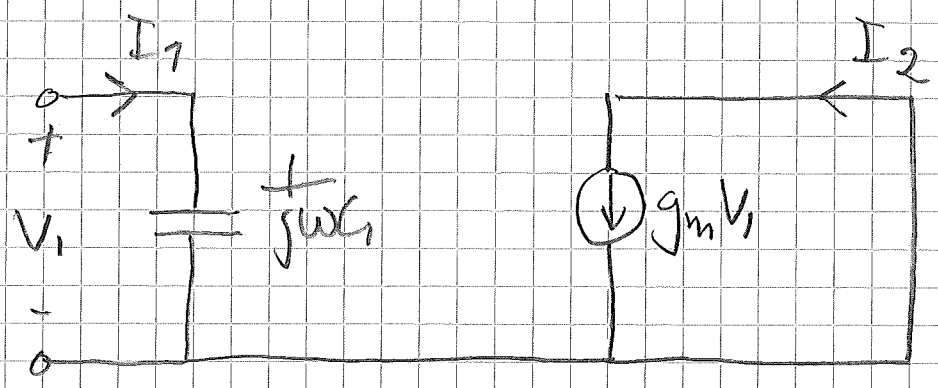
$C = \frac{1}{R_0 \cdot v} = 100\ pF/m$

Lösning till uppgift 2
duggan 2016

a) Från definitionen av hybrid-parametrar.

$$h_{21} = \left.\frac{I_2}{I_1}\right|_{V_2=0}$$

Kortslut utgången.



$$\begin{cases} V_1 = \dfrac{I_1}{j\omega C_1} \\ I_2 = g_m \cdot V_1 \end{cases}$$

$$\Rightarrow I_2 = g_m \cdot \frac{I_1}{j\omega C_1}$$

$$\Rightarrow h_{21} = \frac{I_2}{I_1} = \frac{g_m}{j\omega C_1}$$

$$\Rightarrow |h_{21}| = \frac{g_m}{2\pi \cdot f \cdot C_1} = \frac{0.14}{2\pi \cdot f \cdot 1 \cdot 10^{-12}} = \frac{2.23 \cdot 10^{10}}{f}$$

2 (5)

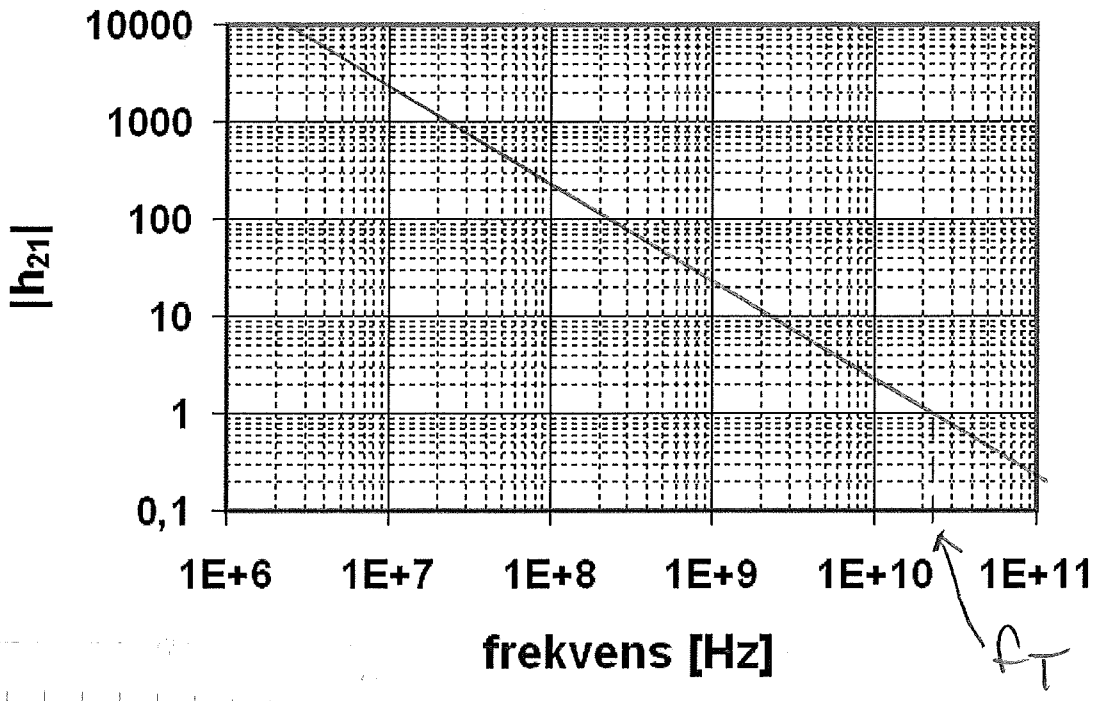
f	$\lvert h_{21} \rvert$
10^7	2200
10^9	22
10^{11}	0.22

Vr skärningspunkten $|h_{21}| = 1$ ut läser vi $f_T \doteq$ <u>22 GHz</u>

Det går även att räkna ut

$$|h_{21}| = \frac{g_m}{2\pi f_T \cdot C_1} = 1$$

$$\Rightarrow f_T = \frac{g_m}{2\pi C_1} = 22.3 \text{ GHz}$$



b) Ur definition

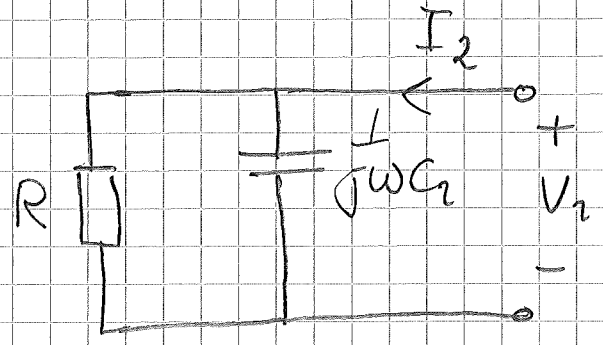
$$h_{11} = \frac{V_1}{I_1}\Big|_{V_2=0}$$

Använd samma schema som i a)

$$\underline{\underline{h_{11}}} = \frac{1}{j\omega C_1} = \underline{\underline{-j\ 1.59\cdot 10^{11}/f}} \quad [\Omega]$$

h_{12} & h_{22} bestäms med öppen ingång ($I_1 = 0$)

$$\underline{\underline{h_{12}}} = \left.\frac{V_1}{V_2}\right|_{I_1=0} = \underline{\underline{0}} \quad (I_1 = 0 \Rightarrow V_1 = 0)$$



$$I_2 = V_2 \left(\frac{1}{R} + j\omega C_2 \right)$$

$$\underline{\underline{h_{22}}} = \left.\frac{I_2}{V_2}\right|_{I_1=0} = \frac{1}{R} + j\omega C_2 =$$

$$= \underline{\underline{6.67 \cdot 10^{-5} + j\, 5.03 \cdot 10^{-11} \cdot f}}$$

Tvåporten är unilateral om $|S_{12}| = 0$
Eftersom $|h_{12}| = 0$ är även $|S_{12}| = 0$
och tvåporten är <u>unilateral</u>.

c) Elektronerna har högre mobilitet i GaAs, och för samma gatelängd blir en GaAs-transistor snabbare (högre gränsfrekvens, f_T)

I en HEMT använder man två halvledarmaterial med olika bandgap men samma gitter-avstånd. Man dopar materialet med högre bandgap, men eftersom det finns lägre energinivåer alldeles intill "trillar" elektronerna över till materialet med lågt bandgap som är odopat. Man skiljer därmed elektroner och joner fysiskt. Eftersom vi tar bort spridningen mot joner ökar elektronernas mobilitet (rörlighet).