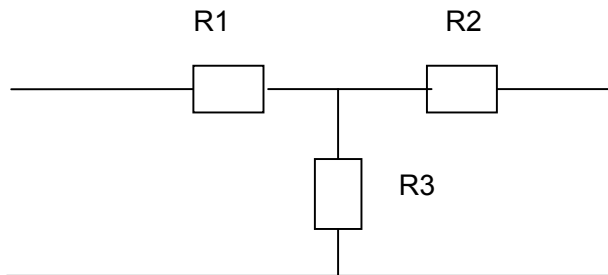


Analog konstruktion -Kretsparametrar

Kjell Brantevik 2007, Revised Dan Kuylenstierna 2008

1. För T nätet i figuren gäller:

$$R1 = 10 \, \Omega \quad R2 = 60 \, \Omega \quad R3 = 40 \, \Omega$$

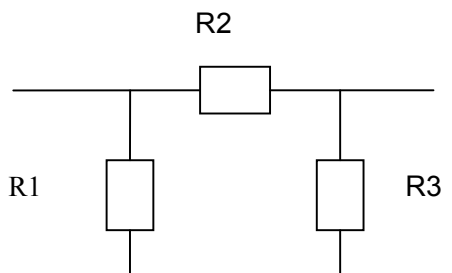


- Beräkna tomgångs- och kortslutningsimpedans sett från vänstersidan.
- Beräkna tomgångs- och kortslutningsimpedans sett från högersidan.
- Bestäm Z-parametrarna för tvåporten.
- Bestäm Y-parametrarna för tvåporten.
- Beräkna resistanserna för fyrpolens ekvivalenta π -länk.

2. En resistiv fyrpol har följande y-parametrar:

$$Y_{11} = 1/8 \, \text{S}, \quad Y_{12} = Y_{21} = -1/16 \, \text{S} \quad \text{och} \quad Y_{22} = 5/32 \, \text{S}.$$

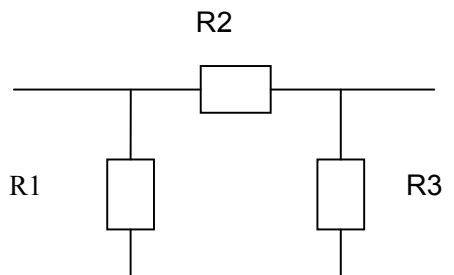
Beräkna data för fyrpolens ekvivalenta π -schema.



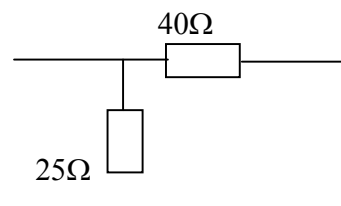
3. En tvåport består av resistorer hopkopplade enligt figuren. Tvåporten har följande parametrar:

$$\begin{aligned} Z_{11} &= 250\Omega & Z_{12} &= Z_{21} = 50\Omega \\ Z_{22} &= 150\Omega \end{aligned}$$

Bestäm de tre resistorernas resistanser.



4. Beräkna för tvåporten i figuren följande parametrar:

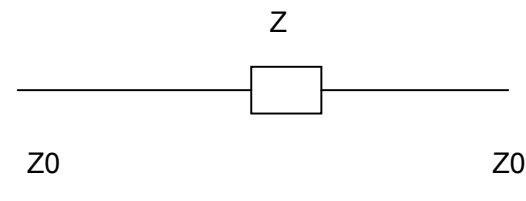


- Impedansparametern Z_{22} .
- Admittansparametern Y_{11} .
- Spridningsparametern S_{22} då tvåporten på båda sidor är förbunden med transmissionsledningar. Ledningarnas karakteristiska impedanser är 100Ω .

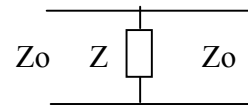
- Betrakta en hopkoppling av två transmissionsledningar med karakteristiska impedanserna Z_1 och Z_2 . Beräkna spridningsmatrisen.

- Ledningen innehåller ett diskret element med impedansen Z

- Beräkna Y-parametrarna.
- Beräkna spridningsmatrisen.



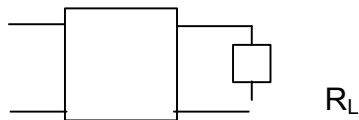
7. Beräkna spridningsmatrisen till vidståndekoppling.



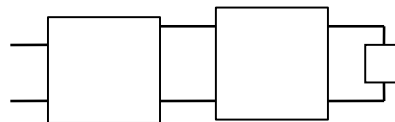
8. Beräkna inimpedanserna Z_{ina} respektive Z_{inb} i nedanstående kretsar. Tvåportarna är definierade med S-parametrar relaterade till 50 ohms transmissionsledningar.

$$S = \begin{pmatrix} 0,6 & 0,2 \\ 0,2 & 0,4 \end{pmatrix} \quad R_L = 150 \, \Omega$$

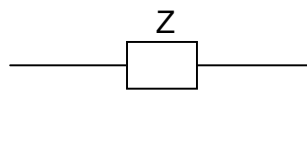
a)



- b) Belastning inkopplad till utgången av två kaskadkopplade tvåportar med identiska S-parametrar. S-data som ovan.



9. Tvåporten i figuren är inkopplad mellan två transmissionsledningar med de karakteristiska impedanserna $Z_{01} = 100 \, \Omega$ respektive $Z_{02} = 50 \, \Omega$

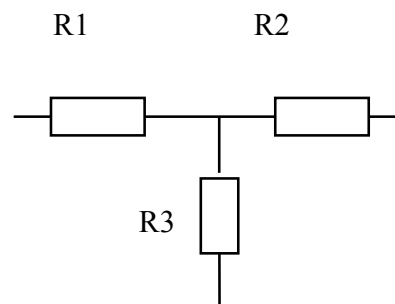


- a) Beräkna S-matrisen för tvåporten ovan om $Z = 40 \, \Omega$.
 b) Beräkna impedansen Z om tvåporten skall fungera som en reflexfri övergång "från" 100 - ohmsledningen (port 1) "till" 50-ohmsledningen (port2)

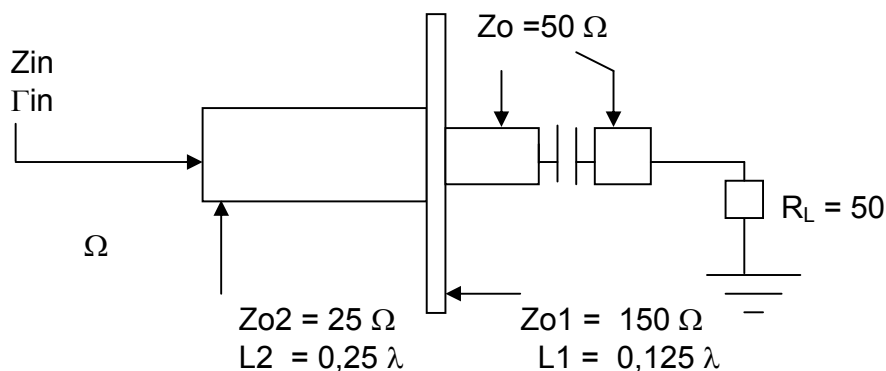
10. Den symmetriska tvåporten fungerar som en resistiv dämpare med liten reflektionskoefficient då den inkopplas mellan två transmissionsledningar med de karakteristiska impedanserna 50Ω .
 $R1 = R2 = 40 \Omega$ $R3 = 10 \Omega$

Beräkna:

- Den normerade impedansmatrisen
- Reflektionskoefficienterna (Valfri metod)
- Effektdämpningen uttryckt i dB (Valfri metod)

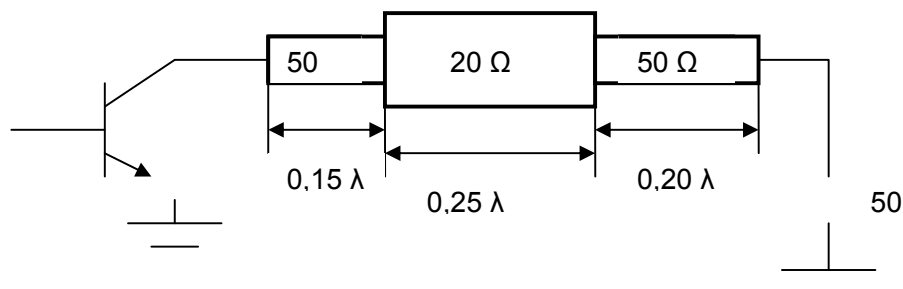


11.



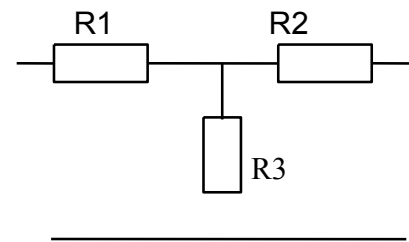
- Beräkna Z_{in} [Ω]
- Beräkna Γ_{in} i relation till ett 50Ω ledningssystem

12. Beräkna impedansen Z_L i nedanstående ledningsdesign sett från transistorutgången.

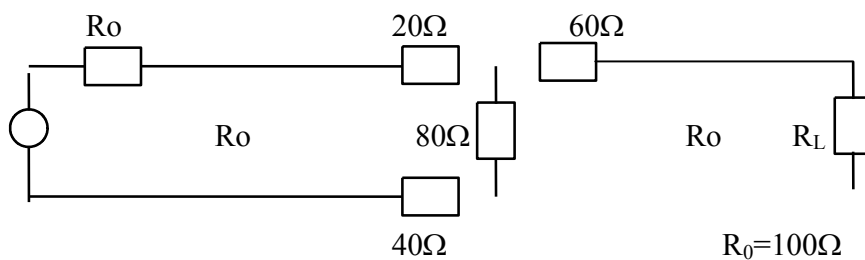


13. Figuren visar en symmetrisk resistiv dämpare som skall inkopplas mellan två transmissionsledningar med de karakteristiska impedanserna $50\ \Omega$. Effektdämpningen skall vara 5 dB.

Reflektionskoefficienterna skall vara så nära noll som möjligt.



- Uttryck dämparens egenskaper i S-parameterform.
- Beräkna resistanselementen R_1 , R_2 och R_3 för den T-kretstvåport som realiserar den önskade dämparen.

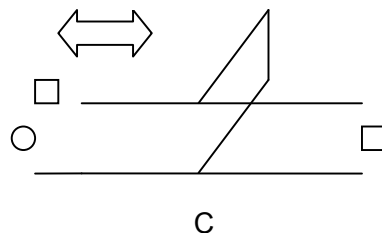
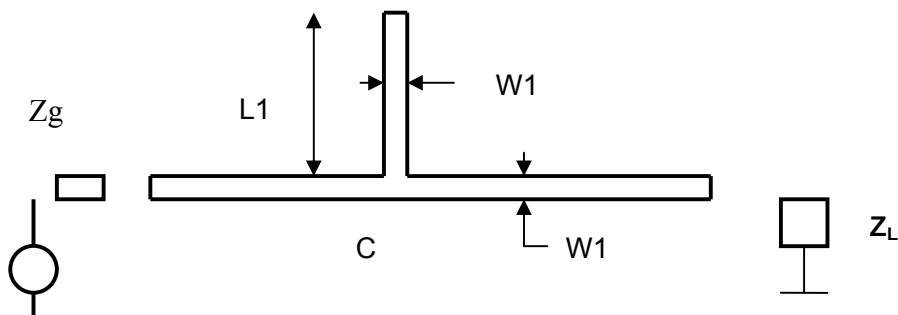


14. Generatoren i ovanstående krets lämnar i obelastat tillstånd en sinusformad spänning med amplituden 2 V. Tvåporten i kretsen är inkopplad mellan två transmissionsledningar med $100\ \Omega$ impedans. Transmissionsledningen till höger om tvåporten är avslutad med en ledningsanpassad belastning R_L .
- Hur stor andel av den från port 1 infallande vågamplituden återreflekteras?
 - Hur stor effekt utvecklas i belastningen R_L ?
 - Beräkna Z - matrisen för tvåporten..
 - Rita upp tvåpolens ekvivalenta T-nät.

15. Figuren visar en mikrostripledning med tillhörande stubbanslutning, som ligger på ett 1,6 mm tjockt isolerande substrat med den relativa dielektricitetskoefficienten $\epsilon_r = 4,0$. Stubben är kortsluten i fjärrändan. Den högra delen av mikrostripledningen är avslutad med en belastning vars impedans Z_L är densamma som huvudledningens karakteristiska impedans Z_0 . Generatorimpedans $Z_g = Z_0$. $Z_0 = 80 \text{ ohm}$. Med denna design fungerar arrangemanget som ett enkelt bandpassfilter för de signaler som skall ta sig fram till belastningen. Filtret består av ett enda element. Stubblängd $L_1 = 50 \text{ mm}$.

- Uppskatta ledningsbredden w_1 .
- Vid vilken minsta stubblängd i våglängdsmått (λ_{strip}) kommer maximal effekt att levereras till belastningen.
- Vilken lägsta frekvens f_{min} motsvarar detta med stubblängd L_1 ?
- Vid vilken lägsta frekvens $\pm 0 \text{ Hz}$ erhålles totalreflektion vid stubben?
- Beräkna t.ex. med hjälp av Smithdiagrammet S_{11} vid stubbinfästningen (läge C) då frekvensen är sådan att längden L_1 motsvarar $0,20 \lambda$. Stubbens karakteristiska impedans är i detta fall densamma som huvudledningens.
- Gör motsvarande beräkning av S_{21} vid samma frekvens som i uppgift e).
- Gör utan numeriska beräkningar en grov skiss av beloppet på S_{21} över frekvensområdet 0 till $2 f_{\text{min}}$.
- Gör motsvarande grova skiss på beloppet av S_{21} över frekvensområdet 0 till $2 f_{\text{min}}$ då stubben är öppen istället för kortsluten.

$\lambda =$ Våglängden på mikrostripledningen. (Kvasi- TEM utbredning)



Facit

1. a) $Z_{t1} = 50 \, \Omega$, $Z_{k1} = 34 \, \Omega$ b) $Z_{t1} = 100 \, \Omega$, $Z_{k1} = 8 \, \Omega$ c) $Z_{11} = 50 \, \Omega$,

$$Z_{12} = Z_{21} = 40 \, \Omega, \quad Z_{22} = 100 \, \Omega$$

d) $Y_{11} = 1/34 \, \text{S}$, $Y_{12} = Y_{21} = -1/85 \, \text{S}$, $Y_{22} = 1/68 \, \text{S}$

e) $56,3 \, \Omega$; $85 \, \Omega$; $340 \, \Omega$

2. $R_1 = 16 \, \Omega$, $R_2 = 16 \, \Omega$, $R_3 = 10,7 \, \Omega$

3. $R_1 = 350 \, \Omega$, $R_2 = 700 \, \Omega$, $R_3 = 175 \, \Omega$

4. a) $Z_{22} = 65 \, \Omega$ b) $Y_{11} = 65 \, \text{mS}$ c) $S_{22} = -0,25$

5. $S_{11} = (Z_2 - Z_1) / (Z_2 + Z_1) = -S_{22}$

$$S_{21} = (2Z_2) / (Z_2 + Z_1)$$

$$S_{12} = (2Z_1) / (Z_2 + Z_1)$$

6. a) $Y = \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix} \frac{1}{Z}$ b) $S = \frac{1}{(Z + 2Z_0)} \begin{bmatrix} Z & 2Z_0 \\ 2Z_0 & Z \end{bmatrix}$

7. $S = \frac{1}{(2Z + Z_0)} \begin{bmatrix} -Z_0 & 2Z \\ 2Z & -Z_0 \end{bmatrix}$

8. a) $217 \, \Omega$ b) $223 \, \Omega$

9. a) $S_{11} = -1/19$, $S_{21} = 10/19$, $S_{12} = 20/19$, $S_{22} = 9/19$

10. a) $z = \begin{bmatrix} 1,0 & 0,2 \\ 0,2 & 1,0 \end{bmatrix}$ b) $-0,01$ c) $20 \, \text{dB}$

11. a) $Z_{in} = (12,5 + j8,3) \, \Omega$ b) $\hat{\Gamma}_{in} = 0,6 \angle 160^\circ$

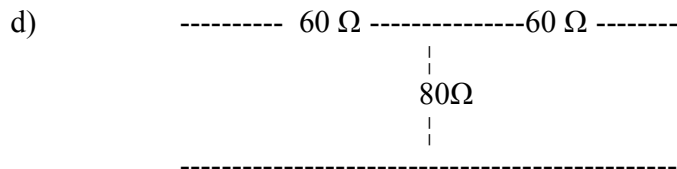
12. $Z_L = (22 + j65) \, \Omega$

13. a) $S = \begin{bmatrix} 0 & 0,56 \end{bmatrix}$ b) $R_1 = R_2 = 14 \, \Omega$, $R_3 = 82 \, \Omega$

$$0,56 \quad 0$$

14. a) 6% b) 0,49 mW

c) $Z_{11} = 140 \, \Omega$, $Z_{12} = Z_{21} = 80 \, \Omega$, $Z_{22} = 140 \, \Omega$



15. a) 1,3 mm b) $0,25 \lambda$ strip c) 0,84 GHz d) 1,68 GHz

e) $\Gamma_c = 0,16 \, e^{j100^\circ}$ enligt Smithdiagram

f) $S_{21} = 0,97 + j \, 0,03^\circ$

Analog konstruktion

Övningsavsnitt

Förstärkaranpassningar

Brus

Stabilitet

Analog konstruktion
Förstärkanpassningar
Brus
Stabilitet

1. En mikrovågstransistor har följande S- parametrar uppmätta i ett 50 - ohmsystem:

$$S_{11} = 0,55 \angle -125^\circ$$

$$S_{12} = 0$$

$$S_{21} = 3,80 \angle 150^\circ$$

$$S_{22} = 0,75 \angle -55^\circ$$

Parametervärdena gäller för frekvensen 3,0 GHz. Designa stubbanpassningen enligt fritt val på utgångssidan om konjugatanpassning vid 3,0 GHz skall gälla. Substratmaterialet (tjocklek 1,6 mm) har det relativa dielektricitetsstalet $\epsilon_r = 4,0$. Stubbarnas och huvudledningens karakteristiska impedanser är 50 ohm. Mått bör anges i mm. Noggrannheten i måttbestämningen behöver ej vara större än att diagramavläsning kan utnyttjas.

2. En mikrovågstransistor har följande S- parametrar uppmätta i ett 50 - ohmsystem:

$$S_{11} = 0,65 \angle -125^\circ$$

$$S_{12} = 0$$

$$S_{21} = 3,60 \angle 180^\circ$$

$$S_{22} = 0,85 \angle -55^\circ$$

Parametervärdena gäller för frekvensen 3,0 GHz.

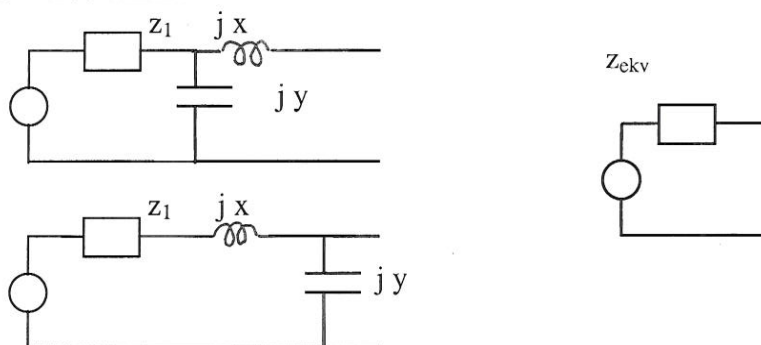
Designa stubbanpassningen på "ingångssidan" om konjugatanpassning vid 3,0 GHz skall gälla. Substratmaterialet (tjocklek 1,0 mm) har det relativa dielektricitetsstalet $\epsilon_r = 2,0$. Val av stubbar (öppna eller kortslutna) göres enligt fritt val.

Stubbarnas och huvudledningens karakteristiska impedanser är 50 ohm. Mått bör anges i mm.

Noggrannheten i måttbestämningen behöver ej vara större än att diagramavläsning kan utnyttjas.

3. a) Visa med hjälp av ett zy-diagram hur den normerade generator- impedansen $z_1 = 1,0$ kan transformeras till den ekvivalenta generator- impedansen $z_{ekv} = 2,0$ med hjälp av diskreta komponenter inkopplade på ett av de båda sätt som skisserats i figurerna nedan. Ange de normerade värdena på x respektive y .

- b) Vilka komponentvärden L och C bör väljas om normeringen i uppgift a) ovan skett relativt en 50 - ohmsledning och transformeringen skall gälla för frekvensen $f = 200 \text{ MHz}$.



- 4 S-parametrarna för en GaAs transistor har vid 2 GHz och lämpligt vald biasering följande approximerade värden :

$$S_{11} = 0,8 \angle 180^\circ$$

$$S_{21} = 3,0 \angle 90^\circ$$

$$S_{12} = 0,10 \angle -90^\circ$$

$$S_{22} = 0,8 \angle 180^\circ$$

Ledningsreferens $R_o = 50 \text{ Ohm}$

Skissera läget av stabilitetscirkeln på utgången relativt Smithdiagramcirkeln och markera instabilitetsområdet.

5. En metod att erhålla "fysisk" ovillkorlig stabilitet för transistorsteget i uppgift 4 är att lägga in en resistans på minst $x \text{ ohm}$ i serie med transistorutgången.
- a) Försök ur läget av stabilitetscirkeln motivera valet av $x \text{ ohm}$ serieimpedans i stabilitetsökande syfte.

- b) Skissera T-nätet med normerade impedanser för transistorn med och utan serieresistansinkoppling.. Ställ upp z -matrisen för den nya tvåport som består av transistorn i uppgift 4 med den på utgången seriekopplade resistansen. Om siffervärde för x ej uppskattats i uppgift 6a) kan resistansvärdet i algebraisk form sättas i T-nät respektive matris.
6. z -matrisen för den modifierade tvåporten i uppgift 5 kan återtransformeras i S-parameterform. I arbetsbesparande syfte ges den modifierade tvåportens S-parametrar enligt följande:

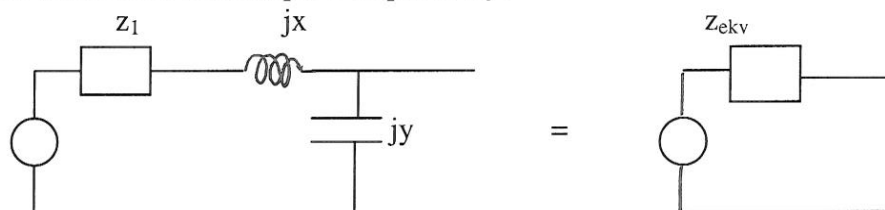
$$S = \begin{pmatrix} -0,756 & -j0,073 \\ j2,20 & -0,324 \end{pmatrix}$$

- a) Skissera stabilitetscirkelarna på in- och utgång för den ovillkorligt stabila tvåport som nu erhållits.
- b) Kan konjugatanpassning tillämpas för denna tvåport? Uppskatta Γ_L och Γ_S .
- c) Beräkna förstärkningsfaktorn G_p för den med optimalt anpassningsnät försedda tvåporten.
7. En unilateral transistor har i ett 100Ω ledningssystem vid frekvensen $2,0 \text{ GHz}$ S-parametrarna

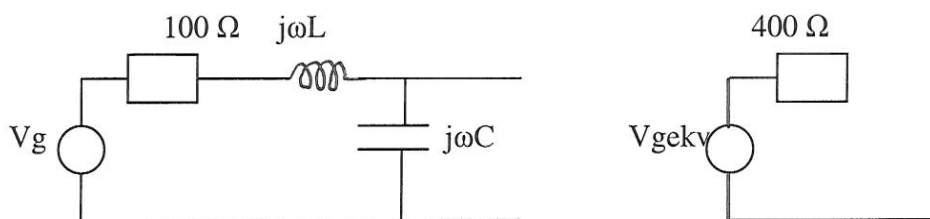
$$S = \begin{pmatrix} 0,5 & 0 \\ 3,6 & -0,6 \end{pmatrix}$$

- a) Beräkna förstärkningsfaktorn G_T utan anpassningsnät.
- b) Beräkna förstärkningsfaktorn G_T med ett ur förstärkningssynpunkt optimalt anpassningsnät.
- c) Rita upp transistorns ekvivalenta krets vid den aktuella frekvensen
- d) Hur ser transistorns S parametrar ut i ett 50Ω ledningssystem?
- e) Beräkna motsvarande förstärkningsfaktor G_T utan anpassningsnät respektive med optimalt anpassningsnät i ett 50Ω ledningssystem.

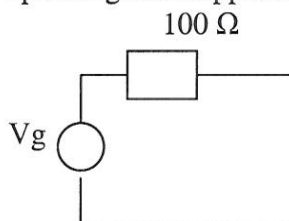
- 8 a) Visa med hjälp av ett zy-diagram hur den normerade generatorimpedansen $z_1 = 1,0$ kan transformeras till den ekvivalenta generatorimpedansen $z_{ekv} = 4,0$ med hjälp av diskreta komponenter inkopplade på ett av de båda sätt som skisserats i figurerna nedan . Ange de normerade värdena på x respektive y .



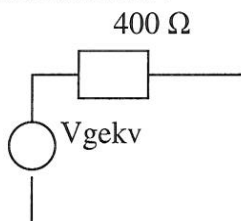
- b) Vilka komponentvärden L och C bör väljas om normeringen i uppgift a) ovan skett relativt en 100 - ohmsledning och transformeringen skall gälla för frekvensen $f = 400$ MHz.



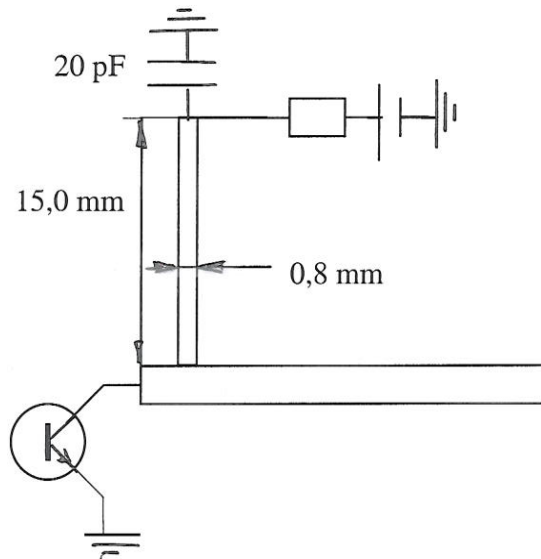
- c) Vilken belastningsimpedans RL skall väljas för att maximal effekt P_{avs} skall levereras till belastningen i nedanstående uppkoppling. Beräkna P_{avs} då generatorn lämnar en sinusformad spänning med toppvärdet $V_g = 0,1$ V.



- d) Figuren nedan visar generatorimpedans efter den komplettering med de förlustfria komponenterna induktor och kondensator som designats fram i deluppg b) ovan. Hur har generatoramplituden V_{gekv} ändrats relativt V_g i deluppgift c) om P_{avs} förutsätts vara densamma ?



9. En biaseringsledning är applicerad på ett 1,2 mm tjockt substrat med dielektricitetsstalet $\epsilon_r = 4,0$. Förstärkaren är avsedd att arbeta inom ett smalt frekvensområde och vid signalfrekvensen f_0 erhålles en extremt hög ingångsimpedans till biaseringsledningen sedd från huvudledningen.
- a) Uppskatta med hjälp av figurdata, diagram och beräkningar biaseringsledningens karakteristiska impedans samt den frekvens biaseringen är optimerad för. Serieimpedansinverkan från avkopplingskondensatorn kan anses försumbar.
- b) Beräkna inimpedansen till biaseringsledningen sedd från huvudledningen vid signalfrekvensen $\frac{4}{3} f_0$.



10. Biaseringen på ingången till en transistor är tänkt att arrangeras via en höghmig cirka en kvarts våglängd lång ledning som i fjärrändan kortsluts via en ytmonterad kondensator. Såväl inlödning av kondensator som arrangemanget med kortslutning kräver dock ett visst geometriskt utrymme. Av praktiska skäl kommer därför en bredare och därmed lågohmigare stripledning att förbinda den höghmiga ledningen enligt figuren. Optimeringsfrekvens 2,0 GHz.

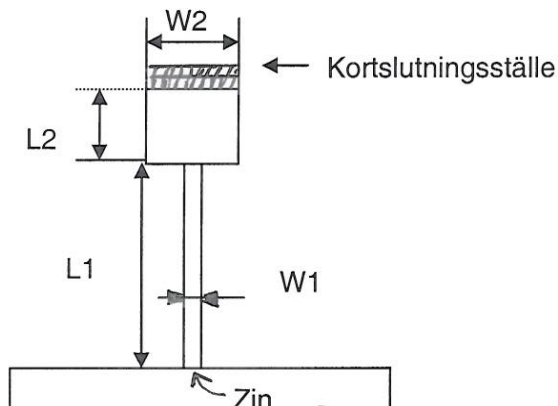
$$L1 = 0,25 \lambda \quad w1 = 0,75 \text{ mm} ; L2 = 0,05 \lambda \quad w2 = 6 \text{ mm}$$

$$\text{Substrattjocklek } 1,5 \text{ mm} \quad \epsilon_r = 4,0 .$$

λ = våglängden vid den aktuella optimeringsfrekvensen.
på respektive ledningsavsnitt.

- Ange de måttatta ledningarnas karakteristiska impedanser.
- Beräkna den faktiska ingångsimpedansen mätt från huvudledningen vid den aktuella optimeringsfrekvensen med mått enligt figuren.

Ingångsimpedansen kan ökas om den i figuren kvartsvåg långa ledningen kortas något. Beräkna den korrigerade längden uttryckt i våglängdsmått.



11. En transistor har brusparametrarna :

$$F_{\min} = 2,0 \text{ dB} \quad \Gamma_{\text{opt}} = 0,60 \angle 120^\circ \quad R_n = 12 \text{ ohm} \\ (50 \Omega \text{ ledningssystem})$$

Plotta i t.ex. ett Smithdiagram in de värden på Γ s (brusfaktorcirkel) som ger en brusfaktor lika med 4,0 dB.

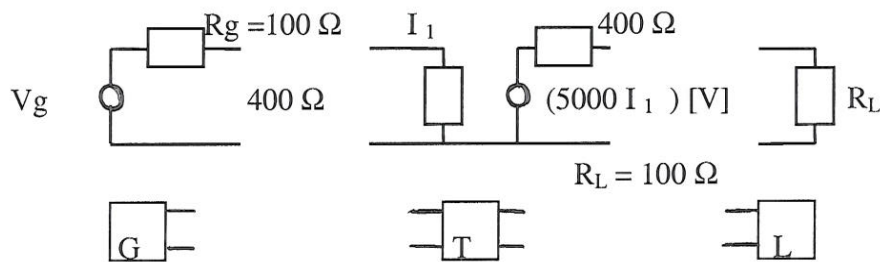
12. En GaAs- FET har i ett 50 ohms ledningssystem följande S-parametrar och brusparametrar vid 4,0 GHz :

$$S_{11} = 0,62 \angle -55^\circ \\ S_{12} = 0,02 \angle 25^\circ \\ S_{21} = 1,85 \angle 80^\circ \\ S_{22} = 0,60 \angle -65^\circ \\ F_{\min} = 1,7 \text{ dB} \\ \Gamma_{\text{opt}} = 0,70 \angle 90^\circ \\ R_N = 40 \Omega$$

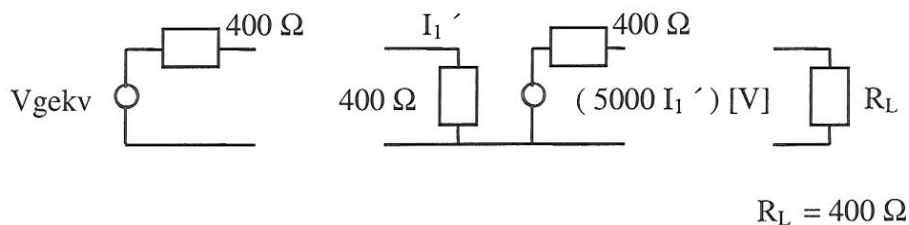
Vid beräkningen kan S_{12} approximeras till noll.

- Rita i Smithdiagrammet in brusfaktorcirkeln för $F = 2,5 \text{ dB}$.
- Rita i Smithdiagrammet in konstant G_s cirklarna för $G_s = 1,8 \text{ dB}$ och $G_s = 1,5 \text{ dB}$. (Unilateralt antagande).
- Välj Γ_L och Γ_s så att förstärkningsfaktorn G_{TU} blir så stor som möjligt samtidigt som villkoret största tillåtna brusfaktor högst 2,5 dB Blir uppfyllt.

13. Ett unilateralt transistorförstärkarsteg kan beskrivas med kretsschemat i nedanstående figur. En generator med inre resistansen R_g avger en sinusformad spänning med toppvärdet $0,1\text{ V}$ vid frekvensen $f = 400\text{ MHz}$. Den förstärkta spänningen skall förbrukas i en lastimpedans med impedansen R_L .



- a) Beräkna med kretsdata ur schemat ovan P_{in} , I_L och P_L med generator och belastning direktkopplade till transistorns in- respektive utgång. Beräkna också förstärkningsfaktorerna G_p och G_T .



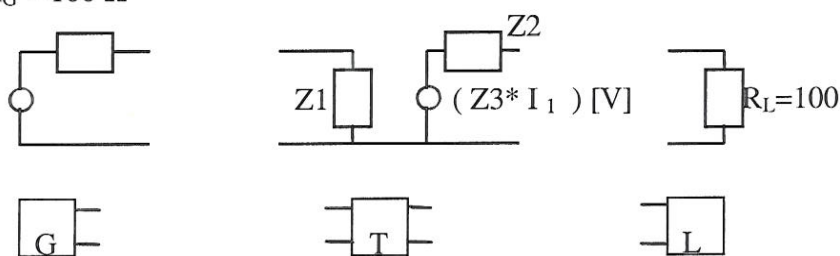
Med ett anpassningsnät av den typ som visades i uppgift 8a kan en Anpassning mellan generatorimpedans och transistoringång uppnås. På samma sätt kan anpassning mellan transistorutgång och belastning erhållas.

- b) Beräkna förstärkningsfaktorn G_T för detta fall. Försök också beräkna P_{in} och P_L . Beräkna det korrekta värdet på V_{gekv} .
- c) Beräkna den normerade z-matrisen för transistor-kretsen sådan den blir inkopplad till ett $100\ \Omega$ transmissionsledningssystem
- d) Beräkna S-matrisen för transistor-kretsen sådan den blir inkopplad till ett $100\ \Omega$ transmissionsledningssystem.

14. Ett unilateralt transistorförstärkarsteg (T) kan beskrivas med kretsschemat i nedanstående figur. En generator med inre resistansen 100 ohm avger en sinusformad spänning med toppvärdet 0,2 V vid frekvensen $f = 4$ GHz. Den förstärkta spänningen skall förbrukas i en 100 ohm lastimpedans. Förstärkarsteget har vid inkoppling till 100 ohms mikrostripledningar S-parametrarna:

$$\begin{aligned} S_{11} &= -0,6 & S_{12} &= 0 \\ S_{21} &= 4,0 & S_{22} &= 0,5 \end{aligned}$$

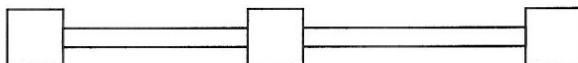
$$R_G = 100 \Omega$$



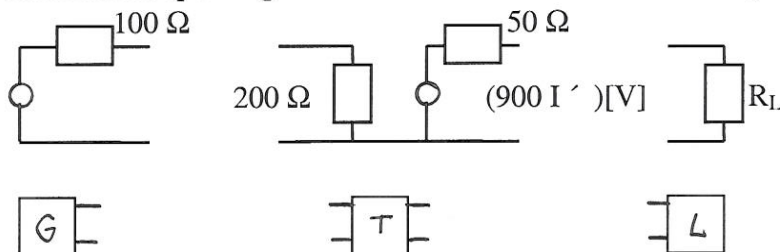
- Beräkna P_{AVS} dvs den maximala effekt som kan utvinnas ur generatormen med direktkopplad belastning.
- Beräkna värdena på Z_1, Z_2 och Z_3 med hjälp av S-Z transformation.
- Beräkna effektutvecklingen i lasten med generatormen och lasten direktinkopplad till transistorsteget.



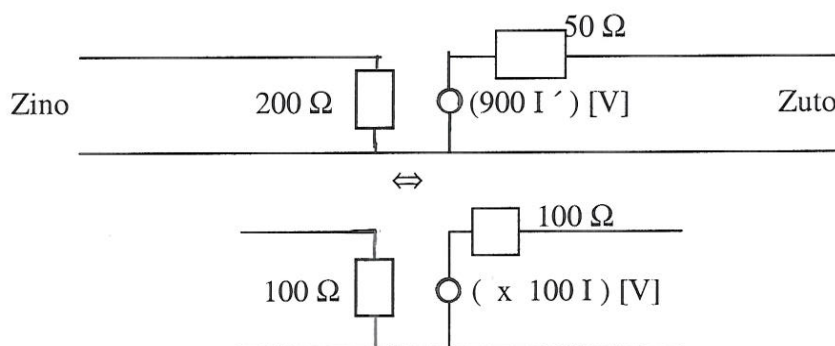
- Vad blir effektförstärkningsfaktorerna G_p respektive G_T i uppgift 12c ?
- Beräkna den maximala effektutveckling i lasten vid optimal anpassning av källa och last med hjälp av transistorens S-parameterdata
- Genom att placera mikrostripledningar av viss längd och viss karakteristisk impedans mellan generator och transistor ingång kan maximal effektutveckling i lasten fysiskt realiseras. Ange ledningsimpedanser, ledningslängder i våglängdsmått



15. Ett unilateralt transistorförstärkarsteg kan beskrivas med kretsschemat i nedanstående figur. En generator med inre resistansen $100\ \Omega$ avger en sinusformad spänning med toppvärdet $0,1\ \text{V}$ vid frekvensen $f = 5\ \text{GHz}$. Den förstärkta spänningen skall förbrukas i en $100\ \Omega$ lastimpedans.



- Beräkna P_{AVS} dvs den maximala effekt som kan utvinna ur generatoren med direktkopplad belastning.
- Ange den normerade impedansmatrisen för tvåporten inkopplad i ett $100\ \Omega$ ledningssystem.
- Beräkna motsvarande S-matris för tvåporten i ett $100\ \Omega$ ledningssystem.
- Beräkna förstärkningsfaktorn $G_T = P_L / P_{AVS}$ för tvåporten utan anpassningsnät.
- Beräkna motsvarande förstärkningsfaktor G_T med optimala anpassningsnät på in- och utgång.



I det aktuella fallet kan hela det optimala anpassningsnätet bestå av en kvartsvåg lång ledning med den karakteristiska impedansen Z_{ino} på ingången och en lika lång ledning med den karakteristiska impedansen Z_{uto} på utgången. Med rätt val av Z_{ino} och Z_{uto} erhålles den undre ekvivalenta kretsen

- Ange värdet på Z_{ino} respektive Z_{uto} .
- Teckna den normerade z-matrisen för den ekvivalenta kretsen bestående av transistor och anpassningsnät och beräkna därefter S-matrisen för detta nät.
- Försök motivera vilket x -värde som bör gälla med hänsyn tagen till förväntad effektförstärkning.

Facit

1. Lösningsförslag: 3,6 mm lång stubb kortsluten i fjärrändan, 6,7 mm från transistorutgången. Strippbredd 3,2 mm. Ytterligare lösningalternativ finnes.

2. Lösningsförslag: 9,7 mm lång stubb kortsluten i fjärrändan, 8,0 mm från transistoringången. Strippbredd 2,0 mm. Ytterligare lösningalternativ finnes.

3. Nedre kretsfigur korrekt. a) $x=1,0$ $y=0,5$ b) $L = 40 \text{ nH}$ $C = 8 \text{ pF}$.

4. $C_L = -1,01$ $r_L = 0,58$

5. a) Med 20 ohm i serie vid utgången kommer Γ_L garanterat ligga utanför "output stability circle".

b)
$$Z_{ny} = \begin{pmatrix} 0,22 & -j 0,073 \\ j 2,2 & 0,62 \end{pmatrix}$$

6. a) $C_S = -1,29$; $r_S = 0,28$; $C_L = -2,65$; $r_L = 1,63$

b) $\Gamma_L = -0,86$ $\Gamma_S = -0,95$

7. a) $G_t = 13$ b) $G_t = 27$ c) $\text{---}300 \Omega \text{---}$ $\text{-----}25 \Omega \text{-----}$
 $\text{O } (900 I_1) \Omega$

d)
$$S \begin{pmatrix} 5/7 & 0 \\ 24/7 & -1/3 \end{pmatrix}$$

e) Utan: $G_t = 11,8$ Med: $G_t = 27$

8. a) $x \approx 1,8$; $y \approx 0,43$ b) $L = 72 \text{ nH}$; $C = 1,7 \text{ pF}$ c) $P_{AVS} = 12,5 \mu\text{W}$

d) $|V_{gekv}| = 0,2 \text{ V}$

9. a) $f_0 = 3,0 \text{ GHz}$; $Z_0 = 90 \text{ ohm}$; $Z_{in} \approx j 160 \text{ ohm}$

10. a) $Z_{01} = 100 \Omega$ $Z_{02} = 30 \Omega$ b) $Z_{in} = -j 1040 \Omega$ c) $L_1 \approx 0,23 \lambda$

11. $C_{4dB} = 0,35 \angle 120^\circ$; $r_{4dB} = 0,58$

12. a) $C_{F2,5\text{ dB}} = 0,61 \angle 90^\circ$; $r_{F2,5\text{ dB}} = 0,26$

b)) $C_{G_s 1,8\text{ dB}} = 0,59 \angle 55^\circ$; $r_{G_s 1,8\text{ dB}} = 0,16$

$C_{G_s 1,5\text{ dB}} = 0,57 \angle 55^\circ$; $r_{G_s 1,5\text{ dB}} = 0,23$

c) Lösningförslag: $\Gamma_s \approx 0,60 \angle 65^\circ$

$$\Gamma_L = \Gamma_{ut}^* \approx S_{22}^* = 0,60 \angle 65^\circ$$

13. a) $P_{in} = 8 \mu\text{W}$; $I_L = 2\text{mA}$; $P_L = 200 \mu\text{W}$

b) $G_t = P_L / P_{avs} = 39$ c) $z = \begin{pmatrix} 4 & 0 \\ 50 & 4 \end{pmatrix}$

d) $S = \begin{pmatrix} 0,6 & 0 \\ 4,0 & 0,6 \end{pmatrix}$

14. a) $P_{avs} = 5 \cdot 10^{-5} \text{ W}$

b) $Z_1 = 25 \Omega$; $Z_2 = 300 \Omega$; $Z_3 = 1000 \Omega$

c) $P_L = 8 \cdot 10^{-4} \text{ W}$

d) $G_p = 25$; $G_t = 16$

e) $P_L = G_t P_{avs} = 1,67 \cdot 10^{-3} \text{ W}$ f) $Z_{01} = 50 \Omega$; $Z_{02} = 173 \Omega$

15. a) $P_{avs} = 12,5 \mu\text{W}$; b) $z = \begin{pmatrix} 2 & 0 \\ 9 & 0,5 \end{pmatrix}$ c) $S = \begin{pmatrix} 1/3 & 0 \\ 4 & -1/3 \end{pmatrix}$

d) $G_t = 16$ e) $G_{t \max} = 81/4$

f) $Z_{ino} = 141 \Omega$; $Z_{uto} = 71 \Omega$

g) $z = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ x & 1 \end{pmatrix}$ $S = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ x/2 & 0 \end{pmatrix}$

h) $x = 9$ ger $G_{t \max} = 81/4$.

Analog konstruktion - Oscillatorer

Kjell Brantevik, Revised Dan Kuylenstierna

1. Den ”negativa resistans” oscillatorn i figuren har följande kretsdata :

$$R_{IN} (A) = -60 (1 - A/A_m) \Omega, \quad A_m = 100 \text{ mA}$$

$$R_L = 20 \Omega$$

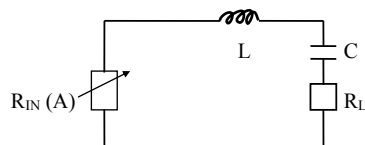
$$C = 20 \text{ pF}$$

$$L = 50 \text{ nH}$$

Oscillatordesignen ger upphov till en oscillerande kretsström som i tiddomänrepresentation kan uttryckas:

$$i(t) = A \sin(\omega_0 t)$$

Beräkna amplituden A och vinkelfrekvensen ω_0 för denna ström.



2. S-parametrarna för en bipolär transistor har vid 1,00 GHz och lämpligt vald biasering följande approximerade värden :

$$S_{11} = 0,80 \angle 90^\circ$$

$$S_{21} = 3,0 \angle -45^\circ$$

$$S_{12} = 0,10 \angle 45^\circ$$

$$S_{22} = 0,75 \angle -90^\circ$$

Ledningsreferens $R_o = 50 \text{ Ohm}$

Transistorn med ovanstående S-parameterdata används i en oscillatorkonstruktion.

Om transistorn på utgången avslutas med en transmissionsledning med längden $0,125 \lambda$ vid den aktuella frekvensen 1,0 GHz och kar. impedansen 50 ohm erhålles en enport med en reflektionsfaktor vid små

signalamplituder vars belopp är större än 1 vid inkoppling till ett 50 ohm ledningssystem.

- Skall den föreslagna ledningen vara öppen eller kortsluten i fjärrändan? Motivera valet.
- Beräkna reflektionsfaktor Γ_{in} respektive impedans Z_{in} för denna enport.

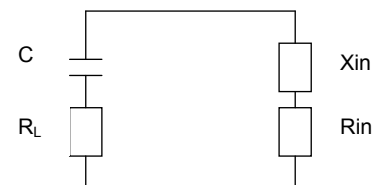
Inimpedansen Z_{in} har en realdel som är lika med R_{ino} ohm vid de små strömamplituder som gällde vid beräkningen i uppg. b).

Antag att den resistiva delen av Z_{in} avtar med ökande strömamplitud enligt formeln:

$$\text{Re}(Z_{in}) = R_{ino} (1 - I/I_{max}) \quad I_{max} = 200 \text{ mA}$$

Ingången till transistorn anslut nu till ett passivt belastningsnät med impedansen Z_L .

- Vilken effekt levereras av oscillatorn om $R_L = 10,0 \Omega$?
- Beräkna ett lämpligt värde på kapacitansen C om oscillationen skall ske vid 1,00 GHz .



3. S-parametrarna för en GaAs transistor har vid 1,0 GHz och lämpligt vald biasering följande approximerade värden :

$$S_{11} = 0,8 \angle 180^\circ$$

$$S_{21} = 2,4 \angle 90^\circ$$

$$S_{12} = 0,10 \angle -90^\circ$$

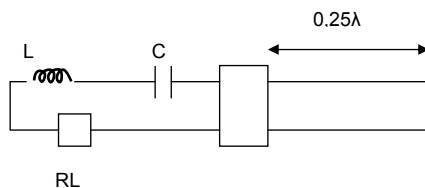
$$S_{22} = 0,8 \angle 180^\circ$$

Ledningsreferens $R_o = 50 \text{ Ohm}$

Transistorn med ovanstående S-parameterdata vid frekvensen 1,0 GHz används i nedanstående oscillatorkrets. På högersidan är transistorn förbunden med en i fjärrändan öppen transmissionsledning som vid oscillatorfrekvensen 1,0 GHz är $0,25 \lambda$ lång. $Z_o = 50 \text{ ohm}$.

a) Beräkna Γ_{in} och Z_{in} vid ”små” signalamplituder.

- a) Beräkna det kapacitansvärde C som möjliggör oscillation vid frekvensen 1,0 GHz om $L = 2,0 \text{ nH}$.
b) För att effekt skall kunna utvinnas i oscillatorkretsen gäller att R_L inte får överstiga ett visst resistansvärde. Ange detta.



4. En bipolär transistor har vid en ”utvald” oscillatorfrekvens S-parametrarna :

$$S_{11} = 0,85 \angle 0^\circ$$

$$S_{12} = 0,08 \angle -60^\circ$$

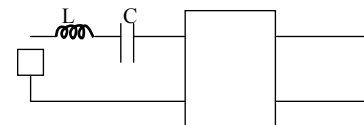
$$S_{21} = 2,50 \angle 60^\circ$$

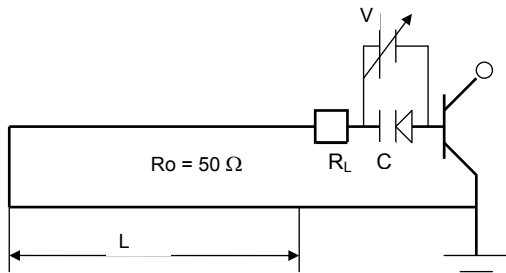
$$S_{22} = 0,90 \angle 0^\circ$$

Transistorn är på högersidan förbunden med en i fjärrändan kortsloten $0,25 \lambda$ lång transmissionsledning med karakteristiska impedansen 50Ω . Transistorns vänstersida är direktansluten till en serieresonanskrets med komponentvärdena $C = 10 \text{ pF}$, $L = 2,5 \text{ nH}$ och $R = 20 \Omega$.

- a) Skissera läget av stabilitetscirkeln på utgången relativt Smithdiagrammet och markera instabilitetsområdet.
b) Beräkna Z_{in} med Z_t enligt ovan.
c) Beräkna oscillatorfrekvensen.
d) Beräkna oscillatorns strömamplitud A om den resistiva delen av det beräknade Z_{in} värdet ($R_{in}(0)$), gäller vid mycket låga strömamplituder men ändras med ökande strömamplituder A enligt sambandet

$$R_{in}(A) = R_{in}(0) (1 - (A/A_{max})^2), \quad A_{max} = 50 \text{ mA}.$$





5. Transistorn i ovanstående koppling har en öppen avslutning på högerporten och kan då verka som ett negativt resistanselement mätt från ingången. (Jämför förhållandet t.ex. i uppgift 4b). Den negativa resistansen R_{in} (A) avtar med strömmamplituden A enligt

$$R_{in}(A) = R_{ino} (1 - (A / A_m)^2) \quad R_{ino} = -10 \, \Omega \quad A_m = 500 \, \text{mA}$$

Transistorn är vid vänsterporten belastad med en varaktordiod i serie med en resistans R_L ($R_L = 4 \, \Omega$) samt en transmissionsledning med den karakteristiska impedansen R_o , kortsluten i fjärrändan.

Varaktordioden har en spänningsstyrd kapacitans $C(V)$ vars kapacitans som funktion av den pålagda backspänningen kan avläsas i vidstående diagram. Med hjälp av varaktordioden kan en oscillators frekvens justeras inom snäva gränser runt 1 GHz. Inom detta måttligt varierande frekvensområde kan transistoringångsimpedansen betraktas som rent reell, strömmamplitudberoende men frekvensoberoende.

- Vilken utvecklad effekt kan förväntas över resistansen R_L med ovanstående koppling?
- Hur stort borde värdet på R_L vara för att maximal effekt skulle utvecklas? Motivera valet.
- Vid en viss spänning V över varaktordioden ställer oscillatoren in sig på frekvensen 1,00 GHz. Uttryckt i våglängdsmått är då stubblängden $0,564 \lambda$. Uppskatta spänningen V över varaktordioden.
- Spänningen över varaktordioden halveras. Beräkna den nya oscillatorfrekvensen.

Facit:

- Amplitud = 67 mA $\omega_0 = 10^9$ rad/s
- a) Kortsluten fjärrända ger önskad instabilitet på utgången.
b) $\Gamma_{in} = j 2,0$; $Z_{in} = (-30 + j 40) \, \text{ohm}$
c) 89 mW
d) 4,0 pF
- a) $\Gamma_{in} = -2,0$; $Z_{in} = -17 \, \text{ohm}$
b) $C = 13 \, \text{pF}$
c) R_L får ej överstiga 17 ohm
- a) $C_L = 0,85 \angle 0^\circ$; $R_L = 0,41$
b) $Z_{in} = -104 \, \text{ohm}$
c) $f_0 = 1,0 \, \text{GHz}$
d) $A = 45 \, \text{A}$
- a) 0,30 W
b) $R_L = 5 \, \text{ohm}$
c) $V = 8 \, \text{V}$
d) $F = 0,98 \, \text{GHz}$