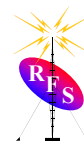


Radiofrekvencijski sustavi 2012./13.

Auditorne vježbe – 1. dio

27.3.2013.

Davor Bonefačić, Branimir Ivšić

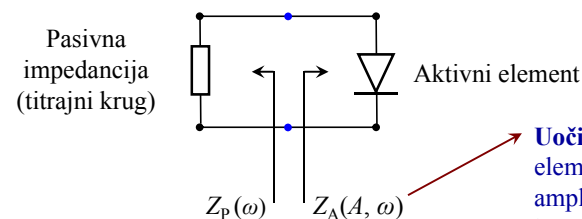


OSCILATORI

Modeli oscilatora

A. Oscilator s negativnim otporom

- Tipična primjena – kad je aktivni element dvopol (npr. dioda)
- Ujedno i najopćenitiji model oscilatora



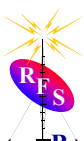
Uočiti: Impedancija aktivnog elementa ovisi o frekvenciji i amplitudi titraja – ta ovisnost je nelinearna.

Uvjet samopobude:

$$(Z_A + Z_P) \cdot I = 0 \Rightarrow Z_P(\omega) = -Z_A(A, \omega)$$

$$\Gamma_P = \frac{1}{\Gamma_A}$$

2

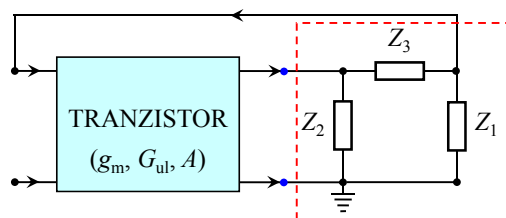


OSCILATORI

A55-Osc2

B. Oscilator s povratnom vezom

- Ovaj se model koristi kad je aktivni element četveropol (npr. tranzistorsko pojačalo)
- Pasivni element u povratnoj vezi tipično se modelira Pi-četveropolom
- Principna shema:



Parametri tranzistora:

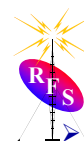
g_m – strmina;
 G_{ul} – ulazna vodljivost;
 A – pojačanje pojačala;

Uvjet samopobude:

$$A \cdot H(\omega) = 1 \angle 0^\circ$$

POVRATNA VEZA
 (prijenosna funkcija $H(\omega)$)

3



OSCILATORI

A55-Osc3

- Detaljnije razmotrimo tranzistorski oscilator – analizom (npr. pomoću napona čvorova) se dobiva konkretni izraz za uvjet samopobude:

$$\frac{1}{G_{ul}}(Z_1 + Z_2 + Z_3) + Z_1(Z_2 + Z_3) + \frac{g_m}{G_{ul}}Z_1Z_2 = 0$$

- Idealni pasivni četveropol – sadrži samo reaktancije ($\text{Im}(Z)$) $\rightarrow X_1, X_2, X_3 \dots$

$$(X_1 + X_2 + X_3) = 0$$

$$\beta \equiv \frac{g_m}{G_{ul}} = \frac{X_2}{X_1}$$

Napomena:

- U trenutku početka oscilacija mora vrijediti $\beta > X_2/X_1$.
- Parametar β se naziva i faktor strujnog pojačanja tranzistora.
- X_1 i X_2 su spojeni serijski.

- Dva su moguća odabira reaktancija:
 - $C_1, C_2, L_3 \rightarrow$ Colpittsov oscilator
 - $L_1, L_2, C_3 \rightarrow$ Hartleyev oscilator

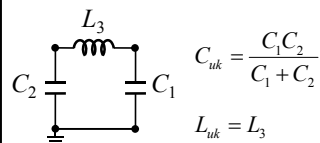
Frekvencija osciliranja: $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_{uk} C_{uk}}}$

4

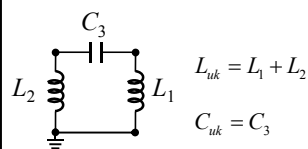
OSCILATORI



Colpittsov oscilator

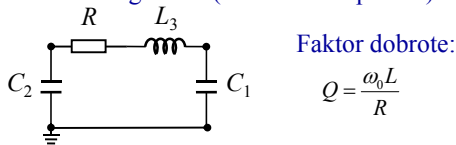


Hartleyev oscilator



Colpittsov oscilator s gubicima

- U realnom slučaju pasivni četveropol sadrži i gubitke (sadržane u otporu R)



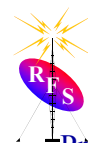
- Uvrstimo $Z_3 = R + jX_3$ u uvjet samopobude...

Uvjet početka oscilacija: $\frac{R}{G_{ul}} \leq \frac{1 + \frac{g_m}{G_{ul}}}{\omega_0^2 C_1 C_2} - \frac{L_3}{C_1}$

Frekvencija osciliranja: $\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{L_3 \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{G_{ul} \cdot R}{C_1} \right)}}$

5

ZADATAK



Projektirati Colpittsov oscilator za frekvenciju 50 MHz koristeći bipolarni tranzistor u spoju zajedničkog emitera.

Parametri tranzistora su:

$$\beta = g_m / G_{ul} = 30$$

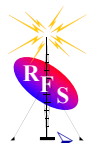
$$R_{ul} = 1 / G_{ul} = 1200 \, \Omega$$

Koristiti induktivitet $L_3 = 0.1 \, \mu\text{H}$ čiji je faktor dobrote $Q = 100$. Pretpostaviti kako su kapaciteti jednaki (tj. $C_1 = C_2$).

Odrediti minimalni faktor dobrote za koji su oscilacije održive.

6

RJEŠENJE



- Modificiramo izraz za frekvenciju osciliranja Colpittsovog oscilatora s gubicima:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{L_3 \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{G_{ul} \cdot R}{C_1} \right)}} = \sqrt{\frac{1}{L_3 \left(\frac{1}{C_1'} + \frac{1}{C_2} \right)}} = \frac{1}{\sqrt{L_{uk} C_{uk}}} \quad \text{Opći izraz za } \omega_0$$

- Iz zadanog faktora dobrote ($Q = 100$) računamo otpor gubitaka R :

$$R = \frac{\omega_0 L_3}{Q} = \frac{2\pi \cdot 50 \cdot 10^6 \cdot 0.1 \cdot 10^{-6}}{100} = 0.31 \, \Omega$$

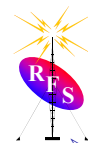
- Uvrštavanjem slijedi:

$$C_1' = \frac{C_1}{1 + R \cdot G_{ul}} = C_1 \left(1 + \frac{0.31}{1200} \right)^{-1} \approx C_1$$

Uočiti: Gubici su “spremljeni” u izraz za kapacitet C_1' no moguće ih je u ovom slučaju zanemariti pri samom proračunu kapaciteta.

7

RJEŠENJE



- Pomoću rezonantne frekvencije odredimo ukupni ekvivalentni kapacitet C_{uk} (tj. serijsku kombinaciju kapaciteta C_1' i C_2):

$$C_{uk} = \frac{C_1' C_2}{C_1' + C_2} \approx \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} = \frac{1}{\omega^2 L_3} = \frac{1}{(2\pi \cdot 50 \cdot 10^6)^2 \cdot (0.1 \cdot 10^{-6})^2} = 100 \, \text{pF}$$

- Iz uvjeta zadatka (jednaki kapaciteti) slijedi kako je:

$$C_2 = C_1 = 200 \, \text{pF}.$$

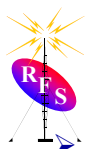
- Provjerimo je li zadovoljen uvjet početka oscilacija:

$$\frac{R}{G_{ul}} \leq \frac{1 + \beta}{\omega_0^2 C_1 C_2} - \frac{L_3}{C_1}$$

$$0.31 \cdot 1200 \leq \frac{1 + 30}{(2\pi \cdot 50 \cdot 10^6)^2 \cdot (200 \cdot 10^{-12})^2} - \frac{0.1 \cdot 10^{-6}}{200 \cdot 10^{-12}}$$

$372 \leq 7852 - 500 = 7352 \rightarrow$ Budući da ova nejednakost vrijedi zaključujemo kako je uvjet početka oscilacija ispunjen.

8



RJEŠENJE

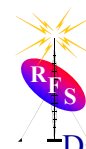
A55-Z1R4

- Proračun minimalnog faktora dobrote potrebnog kako bi se oscilacije održale:

$$Q = \frac{\omega_0 L_3}{R_{\max}} = \frac{2\pi \cdot 50 \cdot 10^6 \cdot 0.1 \cdot 10^{-6}}{6.13} = 5.1$$

$$R_{\max} = G_{ul} \left(\frac{1 + \beta}{\omega_0^2 C_1 C_2} - \frac{L_3}{C_1} \right) = \frac{7532}{1200} = 6.13 \Omega$$

9

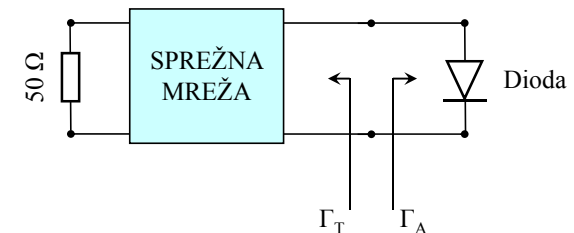


ZADATAK

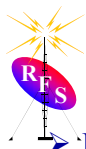
A55-Z2

Dan je diodni oscilator s negativnim otporom čiji ulazni koeficijent refleksije iznosi $\Gamma_A = 1.25 \angle 40^\circ$ te koji radi na frekvenciji $f = 6$ GHz, u sustavu karakteristične impedancije $Z_0 = 50 \Omega$.

Projektirati sprežnu mrežu za opteretnu impedanciju od 50Ω .



10



RJEŠENJE

A55-Z2R1

- Iz uvjeta osciliranja slijedi:

$$Z_T = -Z_A$$



$$\Gamma_T = \frac{Z_T - Z_0}{Z_T + Z_0} = \frac{-Z_A - Z_0}{-Z_A + Z_0} = \frac{-(Z_A + Z_0)}{-(Z_A - Z_0)} = \frac{1}{\Gamma_A}$$

- Uvrstimo zadani Γ_A te izračunamo Z_T :

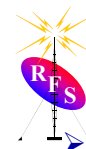
$$\Gamma_T = \frac{1}{1.25 \angle 40^\circ} = 0.8 \angle -40^\circ$$

$$Z_T = Z_0 \frac{1 + \Gamma_T}{1 - \Gamma_T} = 44 - j123 \Omega$$

➔ Napomena: Ovu vrijednost moguće je dobiti i pomoću Smithovog dijagrama.

$$z_T = \frac{Z_T}{Z_0} = \frac{44 - j123 \Omega}{50} = 0.88 - j2.46$$

11



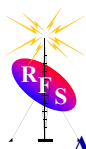
RJEŠENJE

A55-Z2R2

- Sprežnom mrežom potrebno je prilagoditi karakterističnu impedanciju sustava na Z_T .

- Razmotrit ćemo dvije karakteristične mogućnosti prilagodbe:
- ⇒ Odsječak linije + paralelni otvoreni stab
 - ⇒ $\lambda/4$ transformator

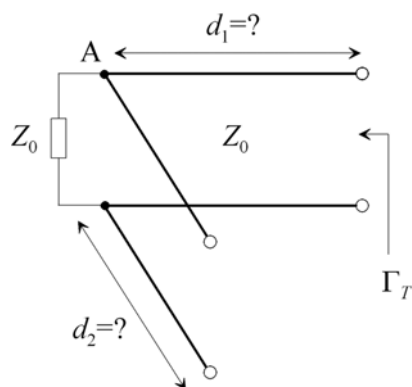
12



RJEŠENJE

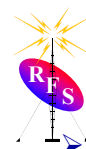
A55-Z2R3

A) Odsječak linije + paralelni otvoreni stab



- U Smithov dijagram ucrtamo normiranu impedanciju $z_T = Z_T/Z_0$.
- Željena admitancija y_T nalazi se dijametralno suprotno z_T .
- Krećemo se po kružnici konstantnog gušenja prema teretu (suprotno od kazaljke na satu) do presjeka s jediničnom kružnicom (točka A).
- Udaljenost u valnim duljinama između y_T i točke A daje duljinu odsječka d_1 .

13

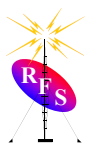


RJEŠENJE

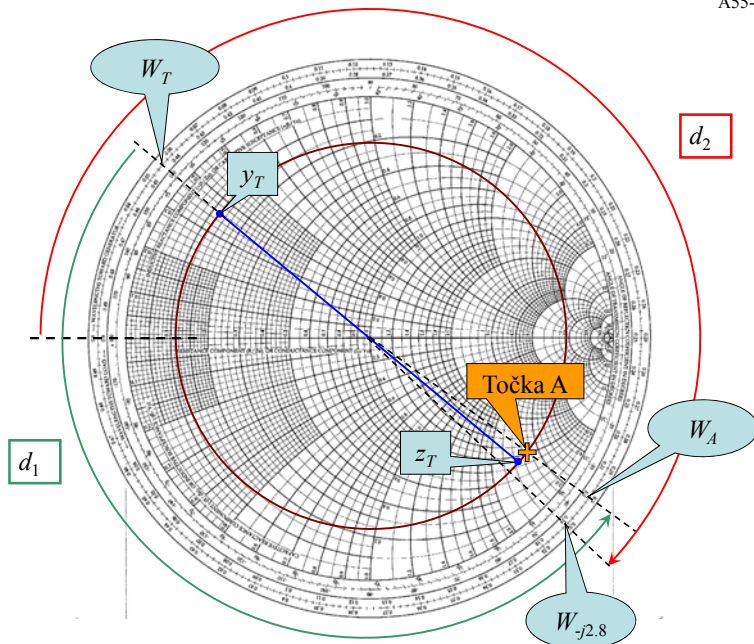
A55-Z2R4

- Sa točke presjeka A očitamo normiranu admitanciju.
- Imaginarni dio očitane admitancije je potrebna ulazna admitancija staba.
- Krećući se od točke otvorenog kraja do željenog imaginarnog dijela admitancije prema generatoru (u smjeru kazaljke na satu) dobivamo duljinu odsječka d_2 .
- Ideja je, dakle, admitanciji tereta dodati imaginarni dio te ga linijom transformirati u željenu admitanciju/impedanciju.

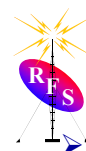
14



A55-Z2R5



15



RJEŠENJE

A55-Z2R6

- Iz Smithovog dijagrama očitamo vrijednosti:

$$\left. \begin{array}{l} W_A = 0.3 \lambda \\ W_T = 0.056 \lambda \end{array} \right\} d_1 = |W_A - (W_T + 0.5\lambda)| = 0.256\lambda$$

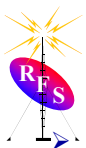
Uočiti:

- Relativnom položaju tereta dodali smo jedan period Smithovog dijagrama (0.5λ) uslijed prelaska preko "nule".
- U Smithovom dijagramu postoje dvije skale s relativnim valnim duljinama. U načelu je svejedno koja se koristi, no potrebno ih je koristiti dosljedno.

- Očitamo normiranu admitanciju u točki A:

$$y_A = \frac{Y_A}{Y_0} = 1 - j2.8 \lambda$$

16



RJEŠENJE

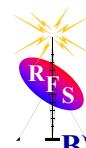
A55-Z2R7

- Stabom je dakle potrebno dodati imaginarni dio admitancije y_A ($-j2.8$).
- Duljina otvorenog staba jednaka je razlici u valnim duljinama od točke gdje je admitancija $-j2.8$ ($W_{-j2.8}=0.31\lambda$) do točke otvorenog kraja ($W_{O.K.} = 0\lambda$):

$$d_2 = |W_{-j2.8} - W_{O.K.}| = 0.31\lambda$$

Uočiti: U ovom slučaju nismo dodavali period Smithovog dijagrama (0.5λ) jer nije bilo prelaska preko "nule".

17



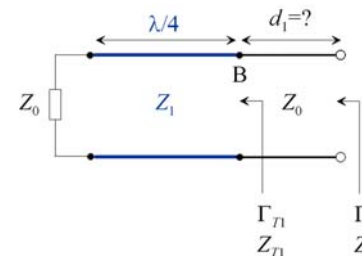
RJEŠENJE

A55-Z2R8

B) $\lambda/4$ transformator

- Kad je odsječak prijenosne linije dug $\lambda/4$, izraz za ulaznu impedanciju linije glasi (uz oznake kao na slici desno):

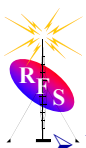
$$Z_{T1} = \frac{Z_1^2}{Z_0}$$



- Moguće je $\lambda/4$ odsječkom transformirati impedanciju odabirom odgovarajuće linije karakteristične impedancije Z_1 :

$$Z_1 = \sqrt{Z_{T1} Z_0} \rightarrow \text{Napomena: Vrijedi samo za realne impedancije.}$$

18

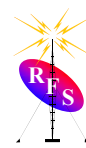


RJEŠENJE

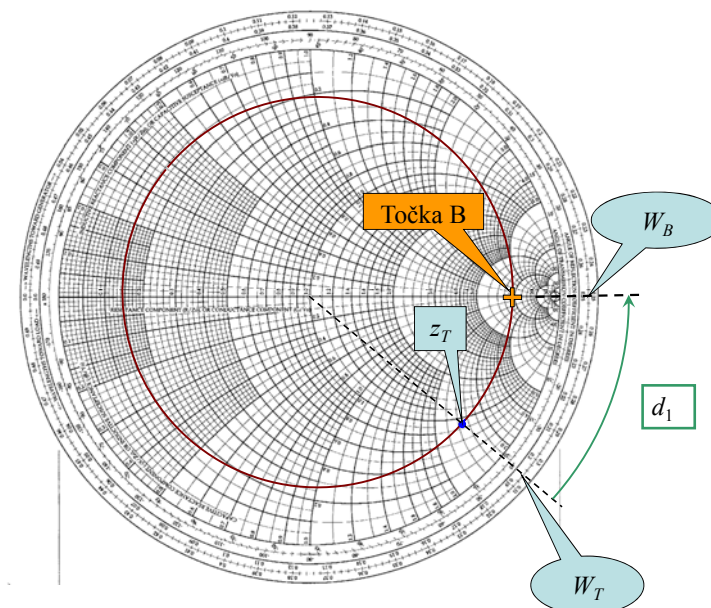
A55-Z2R9

- U zadatku je potrebno transformirati realni teret Z_0 na kompleksni teret Z_T .
- Stoga je odsječkom linije karakteristične impedancije Z_0 potrebno prvo kompenzirati imaginarni dio impedancije $\rightarrow Z_{T1}$.
- U Smithov dijagram ucrtamo normiranu impedanciju $z_T = Z_T/Z_0$, te se po kružnici konstantnog gušenja krećemo prema teretu do točke u kojoj je imaginarni dio impedancije 0 $\rightarrow Z_{T1}$.
- Naposljetku odabirom karakteristične impedancije $\lambda/4$ transformatora (Z_1) transformiramo impedanciju Z_0 na traženu impedanciju Z_{T1} .

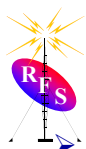
19



A55-Z2R10



20



RJEŠENJE

➤ Iz Smithovog dijagrama očitamo vrijednosti:

$$\left. \begin{array}{l} W_T = 0.306 \lambda \\ W_B = 0.25 \lambda \end{array} \right\} d_1 = |W_B - W_T| = |0.25\lambda - 0.306\lambda| = 0.056\lambda$$

➤ Računamo impedanciju u točki B:

$$z_{T1} = 10 + j0 \Rightarrow Z_{T1} = z_{T1} \cdot Z_0 = 500 \Omega$$

➤ Naposljetku izračunamo karakterističnu impedanciju $\lambda/4$ transformatora:

$$Z_1 = \sqrt{Z_{T1} Z_0} = \sqrt{50 \cdot 500} = 158.11 \Omega$$



ZADATAK

Kvarcni kristal radi na frekvenciji od 10 MHz, te su zadani parametri njegovog ekvivalentnog titrajnog kruga:

$$R = 30 \Omega$$

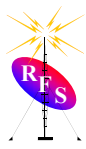
$$C = 27 \cdot 10^{-3} \text{ pF}$$

$$C_0 = 5.5 \text{ pF}$$

A) Odrediti vrijednost induktiviteta u ekvivalentnom titrajnom krugu.

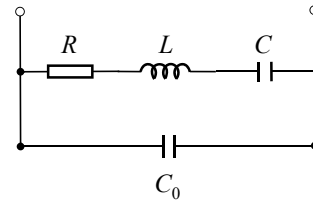
B) Odrediti faktor dobrote kristala.

C) Odrediti razliku između rezonantne frekvencije serijske i paralelne rezonancije (izraziti razliku u postocima).

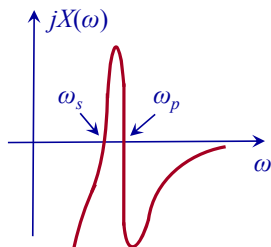


RJEŠENJE

➤ Nadomjesna shema kristala:



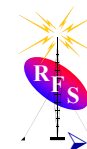
➤ Frekvencijska karakteristika:



Serijska rezonancija: $\omega_s = \frac{1}{\sqrt{LC}}$

Paralelna rezonancija: $\omega_p = \frac{1}{\sqrt{L \left(\frac{C_0 C}{C_0 + C} \right)}}$

Omjer dviju frekvencija: $\frac{\omega_p}{\omega_s} = \sqrt{1 + \frac{C}{C_0}}$



RJEŠENJE

➤ Kristal se koristi u uskom području između serijske i paralelne rezonancije, gdje je impedancija induktivna.

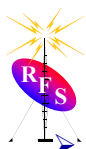
➤ Iz izraza za serijsku i paralelnu rezonanciju dobivamo približnu vrijednost induktiviteta:

$$\omega_0 \approx \omega_s \approx \omega_p (= 2\pi \cdot 10 \cdot 10^6 \text{ rad/s})$$

$$L = \frac{1}{\omega_s^2 C} = \frac{1}{(2\pi \cdot 10 \cdot 10^6)^2 \cdot 27 \cdot 10^{-15}} = 9.38 \text{ mH}$$

Približna vrijednost:
 $L \approx 9.4 \text{ mH}$

$$L = \frac{C_0 + C}{\omega_p^2 C_0 C} = \frac{5.5 \cdot 10^{-12} + 27 \cdot 10^{-15}}{(2\pi \cdot 10 \cdot 10^6)^2 \cdot 5.5 \cdot 10^{-12} \cdot 27 \cdot 10^{-15}} = 9.43 \text{ mH}$$



RJEŠENJE

- Računamo frekvencije serijske i paralelne rezonancije uvrštavajući vrijednost induktiviteta $L = 9.4 \text{ mH}$:

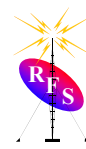
$$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{9.4 \cdot 10^{-3} \cdot 27 \cdot 10^{-15}}} = 9.99 \text{ MHz}$$

$$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{L\left(\frac{C_0 C}{C_0 + C}\right)}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{9.4 \cdot 10^{-3} \left(\frac{5.5 \cdot 10^{-12} \cdot 27 \cdot 10^{-15}}{5.5 \cdot 10^{-12} + 27 \cdot 10^{-15}}\right)}} = 10.015 \text{ MHz}$$

➔ $\frac{f_p - f_s}{f_s} = \frac{10.015 - 9.99}{9.99} = 0.0025 = 0.25\%$

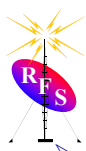
- Naposljetku izračunamo faktor dobrote:

$$Q = \frac{\omega L}{R} = \frac{2\pi \cdot 10 \cdot 10^6 \cdot 9.4 \cdot 10^{-3}}{30} \approx 20000$$



ZADATAK

Zadan je prijemnik sa širinom kanala 12 kHz i zaštitnim razmakom između dvaju susjednih kanala od 30 kHz . Neka potrebno potiskivanje susjednog kanala (selektivnost) iznosi 80 dB . Odrediti dozvoljeni fazni šum oscilatora u prijemniku. Pretpostaviti da je snaga interferirajućeg signala iz susjednog kanala jednaka snazi željenog signala.



RJEŠENJE

- Koristimo izraz za dozvoljenu snagu faznog šuma oscilatora:

$$L(f_m)[\text{dBc/Hz}] = C[\text{dBm}] - S[\text{dB}] - I[\text{dBm}] - 10 \log B$$

Razina
prijenosnog
signala

Selektivnost
kanala

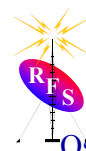
Interferirajući
signal

Širina kanala

- Traženu vrijednost dozvoljenog faznog šuma na 30 kHz udaljenosti dobivamo uvrštavanjem:

$$L(30 \text{ kHz}) = C - 80 - I - 10 \log(12 \cdot 10^3)$$

$L(30 \text{ kHz}) = -80 - 40.79 = -120.79 \text{ dBc/Hz}$ ➔ Uočiti: Prema uvjetu zadatka je $C=I$.

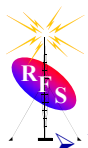


ZADATAK

Oscilator se sastoji od pojačala s faktorom šuma 6 dB i rezonatora faktora dobrote $Q=500$, te na izlazu daje oscilacije na frekvenciji 100 MHz , a uz snagu od 10 dBm .

Ukoliko izmjerena frekvencija koljena šuma treperenja ($1/f$ šuma) iznosi $f_a = 200 \text{ kHz}$, grafički prikazati ovisnost spektralne gustoće snage izlaznog šuma te odrediti fazni šum (izražen u dBc/Hz) na slijedećim frekvencijama (pretpostaviti $K=1$):

- 1 MHz od frekvencije prijenosnog signala
- 10 kHz od frekvencije prijenosnog signala



RJEŠENJE

➤ Fazni šum određujemo pomoću izraza za spektralnu gustoću šuma:

$$S_{\Phi}(f) = \frac{kT_0 F}{P_0} \left(\frac{Kf_{\alpha} f_{3dB}^2}{(\Delta f)^3} + \frac{f_{3dB}^2}{(\Delta f)^2} + \frac{Kf_{\alpha}}{\Delta f} + 1 \right)$$

$$L(f) = \frac{S_{\Phi}(f)}{2}$$

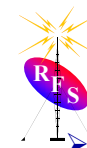
$$L(f) [\text{dBc/Hz}] = 10 \log L(f) = 10 \log S_{\Phi}(f) - 3 \text{ dB}$$

Logaritamski ekvivalent
dijeljenju s 2

Pritom je:

$\Delta f = f - f_0$ → udaljenost od prijenosnog signala
(pomak od frekvencije oscilatora)

$f_{3dB} = \frac{f_0}{2Q}$ → 3 dB širina pojasa rezonatora



RJEŠENJE

➤ Detaljnijom analizom izraza za spektralnu gustoću uočavamo:

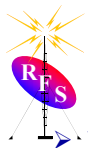
$$S_{\Phi}(f) = \frac{kT_0 F}{P_0} \left(\frac{Kf_{\alpha} f_{3dB}^2}{(\Delta f)^3} + \frac{f_{3dB}^2}{(\Delta f)^2} + \frac{Kf_{\alpha}}{\Delta f} + 1 \right)$$

Dominira za
 $\Delta f < \min(f_{3dB}, f_{\alpha})$

Dominira za
 $\Delta f > \max(f_{3dB}, f_{\alpha})$

Dominira za $f_{\alpha} < \Delta f < f_{3dB}$,
ukoliko je $f_{3dB} > f_{\alpha}$
("niski" Q-faktor)

Dominira za $f_{3dB} < \Delta f < f_{\alpha}$,
ukoliko je $f_{3dB} < f_{\alpha}$
("visoki" Q-faktor)



RJEŠENJE

➤ Uvrštavajući zadane podatke crtamo aproksimativni graf spektralne gustoće faznog šuma te računamo fazni šum na traženim udaljenostima od nosioca.

$$f_{3dB} = \frac{f_0}{2Q} = \frac{100 \cdot 10^6}{2 \cdot 500} = 100 \text{ kHz}$$

$$f_{\alpha} = 200 \text{ kHz}$$

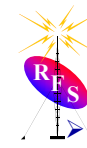
} $f_{3dB} < f_{\alpha} \rightarrow$ u grafu imamo
redom ovisnosti $1/(\Delta f)^3$,
 $1/(\Delta f)$ te konstantu.

➤ Određivanje konstantnog člana (termički šum superponiran faznom šumu):

$$F_{dB} = 6 \text{ dB} \Rightarrow F = 10^{\frac{6}{10}} = 4$$

$$P_{0, dBm} = 10 \text{ dBm} \Rightarrow P_0 = 10^{\frac{10}{10}} = 10 \text{ mW}$$

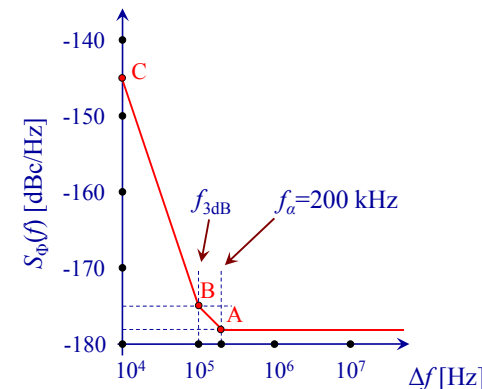
$$\frac{kT_0 F}{P_0} = \frac{1.38 \cdot 10^{-23} \cdot 290 \cdot 4}{10 \cdot 10^{-3}} = 1.6 \cdot 10^{-18} \text{ Hz}^{-1} = -178 \text{ dBc/Hz}$$



RJEŠENJE

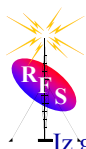
➤ Graf crtamo u logaritamskom mjerilu (s desna nalijevo)...

- Ovisnost $1/(\Delta f)^3 \dots -9 \text{ dB/oktava}$ (-30dB/dekada)
- Ovisnost $1/(\Delta f) \dots -3 \text{ dB/oktava}$ (-10 dB/dekada)



Karakteristične točke

- $\Delta f \geq f_{\alpha} \dots S_{\Phi}(A) = -178 \text{ dBc/Hz}$ (konstantni član)
- $f_{3dB} < \Delta f < f_{\alpha} \dots$ ovisnost $1/(\Delta f)$
 - Omjer $f_{\alpha}/f_{3dB} = 2$ (oktava) $\Rightarrow S_{\Phi}(f_{3dB}) = -175 \text{ dBc/Hz}$
- $\Delta f < f_{3dB} \dots$ Ovisnost $1/(\Delta f)^3$
 - Točka C je udaljena jednu dekadu od $f_{3dB} \Rightarrow S_{\Phi}(C) = -145 \text{ dBc/Hz}$



RJEŠENJE

A55-Z5NR5

Iz grafa očitamo tražene vrijednosti:

$$S_{\Phi}(\Delta f=1\text{MHz}) = -178 \text{ dBc/Hz}$$

$$S_{\Phi}(\Delta f=10\text{kHz}) = -145 \text{ dBc/Hz}$$

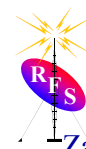
Fazni šum je tada:

$$L(f) = S_{\Phi}(f) - 3\text{dB} \dots$$

$$L(\Delta f=1\text{MHz}) = -181 \text{ dBc/Hz}$$

$$L(\Delta f=10\text{kHz}) = -148 \text{ dBc/Hz}$$

33



ZADATAK

A55-S-Z

Zadan je tranzistor u sustavu karakteristične impedancije 50Ω , sa slijedećim raspršnim parametrima na frekvenciji od 2 GHz :

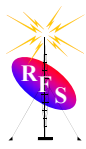
$$[S] = \begin{bmatrix} 0.82 \angle -96^\circ & 0.03 \angle 56^\circ \\ 4.28 \angle 110^\circ & 0.73 \angle -60^\circ \end{bmatrix}$$

Ispitati stabilnost tranzistora. Nacrtati ulaznu i izlaznu kružnicu stabilnosti te označiti nestabilno područje.

Neka je ulazna prilagodna mreža projektirana za maksimalni prijenos snage, te neka je tranzistor zaključen teretom od $25-j30 \Omega$. Izračunati prijenosno, raspoloživo i stvarno pojačanje sklopa.

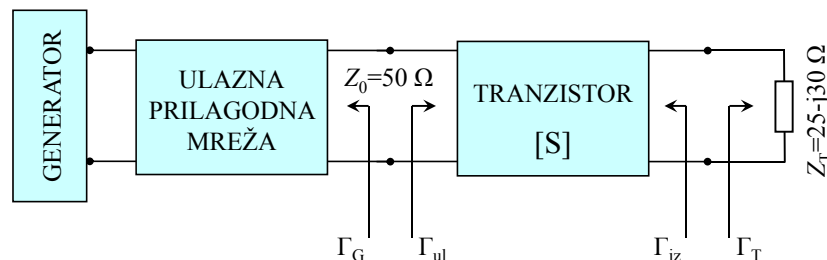
Hoće li navedeni sklop raditi u stabilnom području? Obrazložiti.

34



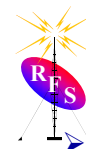
ZADATAK - skica

A55-S-Zs



Prilagodba na ulazu (uvjet zadatka) $\Rightarrow \Gamma_G = \Gamma_{ul}^*$

35



RJEŠENJE

A55-S-R1

➤ Provjera stabilnosti (pojačalo je stabilno ako je $|\Delta| < 1$ i $K > 1$)

i.) Δ – determinanta raspršne matrice...

$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} = 0.82 \angle -96^\circ \cdot 0.73 \angle -60^\circ - 0.03 \angle 56^\circ \cdot 4.28 \angle 110^\circ = 0.504 \angle -146.97^\circ$$

$$\rightarrow |\Delta| < 1 \quad \checkmark$$

ii.) K – Rolletov faktor stabilnosti...

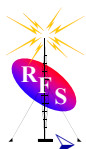
$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|} = \frac{1 - 0.82^2 - 0.73^2 + 0.504^2}{2|0.03 \angle 56^\circ \cdot 4.28 \angle 110^\circ|} = 0.188$$

$$\downarrow$$

$$K < 1 \quad \times$$

\Rightarrow Tranzistor je potencijalno nestabilan.

36



RJEŠENJE

A55-S-R2

➤ Računamo radijus i središte kružnica stabilnosti

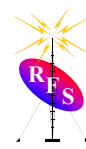
i.) Izlazna kružnica

$$S_T = \frac{(S_{22} - \Delta \cdot S_{11}^*)}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} = (...) = 1.177 \angle 71.4^\circ \quad R_T = \frac{|S_{12}S_{21}|}{||S_{22}|^2 - |\Delta|^2|} = (...) = 0.46$$

ii.) Ulazna kružnica

$$S_G = \frac{(S_{11} - \Delta \cdot S_{22}^*)}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} = (...) = 1.1 \angle 103.2^\circ \quad R_G = \frac{|S_{12}S_{21}|}{||S_{11}|^2 - |\Delta|^2|} = (...) = 0.307$$

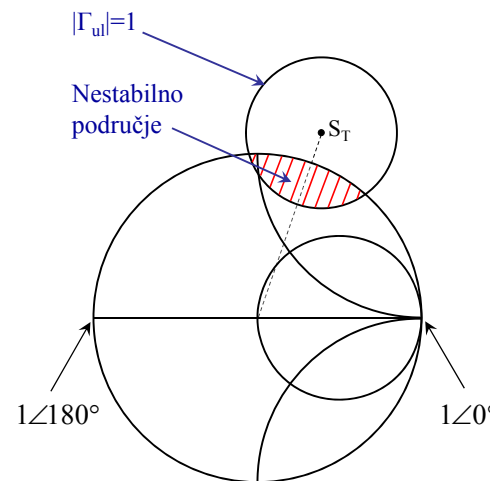
37



RJEŠENJE

A55-S-R3

Izlazna kružnica stabilnosti



Komentar

U ravninu tereta Γ_T predočenu Smithovim dijagramom u crtali smo ravninu Γ_{ul} .

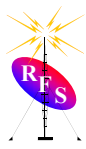
U središtu Smithovog dijagrama ($\Gamma_T=0$) vrijedi:

$$\Gamma_{ul}=S_{11}$$

U zadatku je $|S_{11}|<1$ pa središte predstavlja stabilno područje.

Nestabilno područje je tada presjek Smithovog dijagrama i kružnice $|\Gamma_{ul}|=1$ (pretpostavljamo pasivne terete).

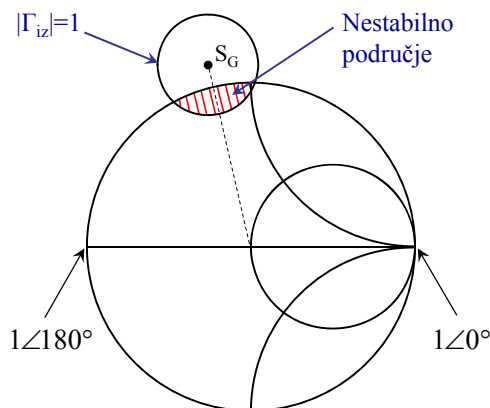
38



RJEŠENJE

A55-S-R4

Ulazna kružnica stabilnosti



Komentar

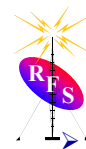
U ovom slučaju smo u ravninu generatora Γ_G (Smithov dijagram) u crtali ravninu Γ_{iz} .

U središtu Smithovog dijagrama ($\Gamma_G=0$) vrijedi:

$$\Gamma_{iz}=S_{22}$$

U zadatku je $|S_{22}|<1$ pa središte ponovo predstavlja stabilno područje.

39



RJEŠENJE

A55-S-R5

➤ Računamo koeficijente Γ_T , Γ_G , Γ_{ul} i Γ_{iz} za konkretan slučaj zadan u zadatku. Ti koeficijenti su nam potrebni za proračun pojačanja pojačala te za procjenu stabilnosti.

i.) Koeficijent refleksije tereta $\Gamma_T \dots \Gamma_T = \frac{Z_T - Z_0}{Z_T + Z_0} = (...) = 0.483 \angle -108^\circ$

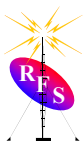
ii.) Ulazni koeficijent refleksije $\Gamma_{ul} \dots \Gamma_{ul} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_T}{1 - S_{22}\Gamma_T} = (...) = 0.78 \angle -94^\circ$

iii.) Koeficijent refleksije generatora $\Gamma_G \dots \Gamma_G = \Gamma_{ul}^* = 0.78 \angle 94^\circ$

➔ Uvjet zadatka

iv.) Izlazni koeficijent refleksije $\Gamma_{iz} \dots \Gamma_{iz} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_G}{1 - S_{11}\Gamma_G} = (...) = 0.95 \angle -71.59^\circ$

40



RJEŠENJE

Proračun pojačanja

A55-S-R6

i.) Prijenosno pojačanje ("default")...

$$G_T = \frac{P_T}{P_{AG}} = \frac{1 - |\Gamma_G|^2}{|1 - \Gamma_{ul}\Gamma_G|^2} \cdot |S_{21}|^2 \cdot \frac{1 - |\Gamma_T|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_T|^2} = (...) = 19.77 = 12.96 \text{ dB}$$

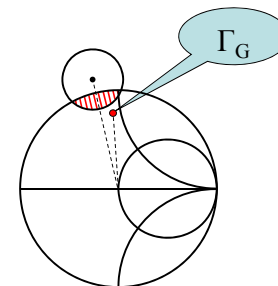
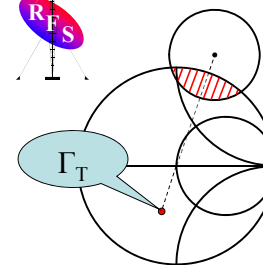
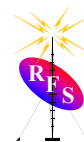
ii.) Raspoloživo pojačanje...

$$G_A = \frac{P_{AM}}{P_{AG}} = \frac{1 - |\Gamma_G|^2}{|1 - S_{11}\Gamma_G|^2} \cdot |S_{21}|^2 \cdot \frac{1}{1 - |\Gamma_{iz}|^2} = (...) = 563 = 27.5 \text{ dB}$$

iii.) Pogonsko pojačanje (stvarno)...

$$G_P = \frac{P_T}{P_{ul}} = \frac{1}{1 - |\Gamma_{ul}|^2} \cdot |S_{21}|^2 \cdot \frac{1 - |\Gamma_T|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_T|^2} = (...) = 19.77 = 12.96 \text{ dB}$$

41



42

RJEŠENJE

A55-S-R7

Komentar - stabilnost

- Budući da za zadane Γ_T i Γ_G vrijedi $|\Gamma_{ul}| < 1$ i $|\Gamma_{iz}| < 1$, zaključujemo da će pojačalo iz zadatka biti stabilno.
- Ipak, potrebno je uočiti kako se kod prilagodbe na maksimalni prijenos snage koeficijent Γ_G nalazi vrlo blizu nestabilnom području.
 - U njega može upasti npr. zbog promjene temperature, starenja tranzistora ili zamjene tranzistora drugim iz iste serije (koji ima nešto drugačije S-parametre)
 - Stoga je u realnosti potreban kompromis između stabilnijeg rada pojačala i razgođenja na ulazu.