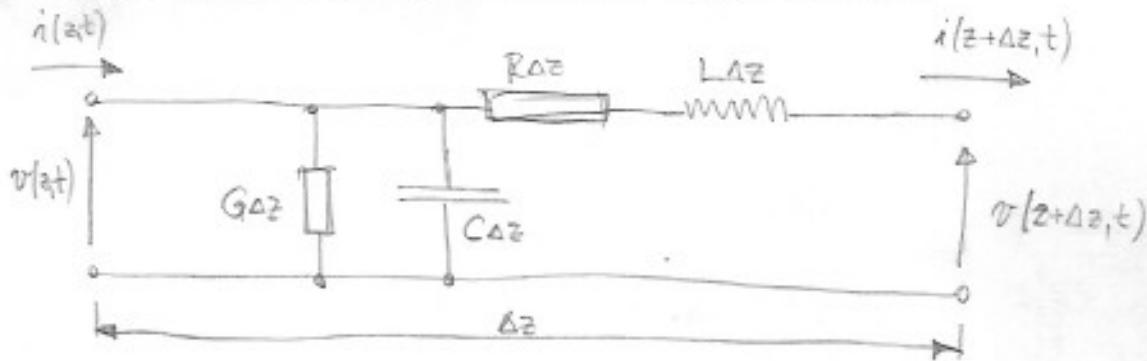


PASPODJEJENI PARAMETRI I NADOMJESNA SHEMA LINJE



NADOMJESNA SHEMA LINJE

- R - otpor po jedinici duljine $\left[\frac{\Omega}{m}\right]$
- G - vodljivost po jedinici duljine $\left[\frac{S}{m}\right]$
- L - induktivitet po jedinici duljine $\left[\frac{H}{m}\right]$
- C - kapacitet po jed. duljine $\left[\frac{F}{m}\right]$

Δz - infinitesimalno
kratak odjeljak linje

RASPODJEJENI PARAMETRI \rightarrow izražavaju
se po metri duljine
KONC. PARAMETRI \rightarrow množimo s duljinom

$$\langle W_m \rangle = \frac{1}{2} L_0 I^2 \Rightarrow L_0 = \frac{2 \langle W_m \rangle}{I^2}$$

INDUKTIVITET LINJE

$$\frac{L_0}{l} = L \quad \xleftarrow{\text{RASPODJEJENI INDUKTIVITET LINJE}}$$

$$L = \frac{2 \langle W_e \rangle}{l V^2} \quad \xleftarrow{\text{RASPODJEJENI KAPACITET LINJE}}$$

$\dagger l$ - duljina linje

$$P_c = R I^2 \quad \underline{R - \text{raspodijeljeni otpor}}$$

\uparrow I - efektivna struja

gubici snage po jedinici duljine zbog disjekcije u vodicima

$$P_d = G V^2 \quad \underline{G - \text{raspodijeljena vodljivost}}$$

\uparrow I - efektivna struja

gubici snage zbog neovršenosti dielektrika po jedinici duljine

$$V(z + \Delta z) - V(z) = \Delta V$$

$$I(z + \Delta z) - I(z) = \Delta I$$

$$V(z) - (R + j\omega L) \Delta z \cdot I(z + \Delta z) = V(z + \Delta z)$$

$$V(z + \Delta z) - V(z) = -(R + j\omega L) \Delta z I(z + \Delta z) / \Delta z \xrightarrow{\Delta z \rightarrow 0}$$

$$\lim_{\Delta z \rightarrow 0} \frac{V(z + \Delta z) - V(z)}{\Delta z} = -(R + j\omega L) I(z + \Delta z) \quad \text{može se zanemariti}$$

$$\frac{dV(z)}{dz} = -(R + j\omega L) I(z)$$

$$\frac{dI(z)}{dz} = -(G + j\omega C) V(z)$$

$$\frac{d}{dz} \left(\frac{dV(z)}{dz} \right) = -(R + j\omega L) \frac{dI(z)}{dz}$$

$$\frac{d^2V(z)}{dz^2} = \underbrace{(R + j\omega L)(G + j\omega C)}_{k^2 = \gamma^2} V(z)$$

KOEF. RASPREDJENJA

$$\frac{d^2V(z)}{dz^2} = \gamma^2 V(z)$$

VALNA JEDNADŽBICA:

$$\frac{d^2V(z)}{dz^2} - \gamma^2 V(z) = 0$$

2. KARAKTERISTIČNA IMPEDANCIJA I KOEFIJENT DISTRIBUCIJE

SLUČAJ: na jednoj kraj linije je utisnut vremenski promjenjiv napon

→ naponi i struje duž linije će biti funkcije vremena t i položaja z

razlike potencijala između z i $z + \Delta z$: $\rightarrow R_{\Delta z} i(z,t) + L_{\Delta z} \left(\frac{\partial i(z,t)}{\partial t} \right)$

→ struja na liniji također ovisi o z, ali pretpostavimo da jedinica struja $i(z,t)$ teče kroz otpor i induktivitet jer je Δz dovoljno mala veličina u odnosu na valnu duljinu

↳ zbog toga, derivacija po t, premda je funkcija i od z i t

→ napon $v(z,t)$ na poprečnim elementima $G_{\Delta z}$, $C_{\Delta z}$ stvara poprečnu struju $G_{\Delta z} v(z,t) + C_{\Delta z} \left(\frac{\partial v(z,t)}{\partial t} \right)$

I KIRCHHOFOV ZAKON:

$$v(z,t) - R_{\Delta z} i(z + \Delta z, t) - L_{\Delta z} \frac{\partial i(z + \Delta z, t)}{\partial t} - v(z + \Delta z, t) = 0$$

$$v(z + \Delta z, t) - v(z, t) = - \Delta z \left[R i(z + \Delta z, t) + L \frac{\partial i(z + \Delta z, t)}{\partial t} \right]$$

I KIRCHHOFOV ZAKON:

$$i(z,t) - G_{\Delta z} v(z,t) - C_{\Delta z} \left(\frac{\partial v(z,t)}{\partial t} \right) - i(z + \Delta z, t) = 0$$

$$i(z + \Delta z, t) - i(z, t) = - \Delta z \left[G v(z,t) + C \frac{\partial v(z,t)}{\partial t} \right]$$

→ DIFERENCIJALNO ZA Δz i primjena $\Delta z \rightarrow 0$:

$$\frac{\partial v(z,t)}{\partial z} = - R i(z,t) - L \frac{\partial i(z,t)}{\partial t}$$

$$\frac{\partial i(z,t)}{\partial z} = - G v(z,t) - C \frac{\partial v(z,t)}{\partial t}$$

JEDNADŽBE PRIMJENJIVNE LINIJE
ili

TELEGRAFSKE JEDNADŽBE

FAZORSKI OBLIK:

$$v(z,t) = V(z) \cos [wt + \phi_v(z)] = \operatorname{Re} \{ V(z) e^{j\omega t} \}$$

$$i(z,t) = I(z) \cos [wt + \phi_i(z)] = \operatorname{Re} \{ I(z) e^{j\omega t} \}$$

Kompleksne veličine: $(V(z) = V(z) e^{j\phi_v(z)})$ $(I(z) = I(z) e^{j\phi_i(z)})$
FAZORI

Prijenosi: nose informaciju o fazama napona i struje signala
 NE ovisi o vremenu, ali ovisi o položaju na liniji

derivacija po vremenu $\frac{\partial}{\partial t} \rightarrow$ fazovska domena * jev

↳ parcijalne dif. jednadžbe se svode na jednadžbe s okidim derivacijama

$$\frac{dV(z)}{dz} = -(R+j\omega L) I(z)$$

$$\frac{dI(z)}{dz} = -(G+j\omega C) V(z)$$

VALNE JEDNADŽBE

= treba ih svesti na oblik da ovisi samo o jednoj varijabli

$$\frac{d^2V(z)}{dz^2} = -(R+j\omega L) \frac{dI(z)}{dz}$$

$$\frac{d^2V(z)}{dz^2} = \underbrace{(R+j\omega L)(G+j\omega C)}_{\gamma^2} V(z)$$

$$\frac{d^2V(z)}{dz^2} - \gamma^2 V(z) = 0$$

IZTO 12A
NAPON $\frac{d^2I(z)}{dz^2} - \gamma^2 I(z) = 0$

KOMPLEKSNA VEĆINA γ - funkcija frekvencije

$$\gamma = \kappa + j\beta = \sqrt{(R+j\omega L)(G+j\omega C)}$$

κ - koeficijent rasprostranjenja

α - koef. priqušenja $\left[\frac{N_p}{m}\right]$

β - koef. faze $\left[\frac{rad}{m}\right]$ (fazna konst.)

$$+\frac{2\pi}{\lambda}$$

ZRŠENJA: $\left(\frac{d^2}{dz^2} - \gamma^2\right) V(z) = 0$

$$V(z) \left(\frac{d}{dz} - \gamma\right) \left(\frac{d}{dz} + \gamma\right) = 0$$

Z_0 - impedancija kojom bi trebala biti zaključena linija
da na njegovim priključnicama nema refleksionog signala

$$V_0 = 0, I_0 = 0 \quad Z_0 = \frac{V_0}{I_0}$$

$$\frac{dV(z)}{dz} = -\gamma V(z)$$

$$\frac{dV(z)}{dz} = \gamma V(z)$$

$$\frac{dV(z)}{V(z)} = -\gamma dz$$

$$\frac{dV(z)}{dz} = \gamma dz$$

$$\ln V(z) - \ln A = -\gamma z$$

$$\ln V(z) - \ln B = \gamma z$$

$$\ln \frac{V(z)}{A} = -\gamma z$$

$$\ln \frac{V(z)}{B} = \gamma z$$

$V(z) = A e^{-\gamma z}$ su fazi

$V(z) = B e^{+\gamma z}$

$$\begin{aligned} & \xrightarrow{(A) \quad (B)} \\ & V = V_0^+ e^{-\gamma z} + V_0^- e^{+\gamma z} \\ & I = I_0^+ e^{-\gamma z} + I_0^- e^{+\gamma z} \end{aligned}$$

(2) PARAMETRI LINIJE BEZ GUBITAKA, LINIJA S GUBICIMA

$$L=G=0$$

$$\Gamma=j\beta=j\omega\sqrt{LC}$$

$$\beta=\omega\sqrt{LC}$$

$$V(z) = V_0^+ e^{-j\beta z} + V_0^- e^{+j\beta z}$$

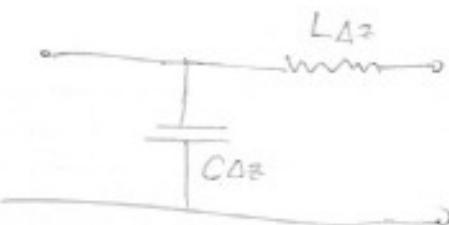
$$I(z) = \frac{1}{Z_0} (V_0^+ e^{-j\beta z} - V_0^- e^{+j\beta z})$$

$$\beta = \frac{\omega}{v_f} \Rightarrow v_f = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

FAZNA BRZINA
+ brzina tocke
konst. brzine

$$v_f = \frac{1}{\sqrt{\mu\varepsilon}} = \frac{1}{\sqrt{\mu_0\varepsilon_0}} \frac{1}{\sqrt{\mu_r\varepsilon_r}} = \frac{c}{\sqrt{\mu_r\varepsilon_r}}$$

$$LC = \mu\varepsilon$$



- niskoprropusna prijenosna struktura
 $w_c = \frac{1}{\Delta z \sqrt{LC}}$

$$\Delta z \rightarrow 0 \Rightarrow w_c \rightarrow \infty$$

$$Z_{th} = Z_0 \frac{Z_0 + j Z_0 \tan \beta \Delta z}{Z_0 + j Z_0 \tan \beta \Delta z}$$

η - intrinsična impedanca sredstva u kojem se vodi rasprostire

$$Z_0 = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} = \frac{\mu}{\varepsilon} \sqrt{\frac{f}{\omega}} = \eta \frac{\omega}{G} = \frac{1}{v_f G}$$

NATIVNO

LINIJA S GUBICIMA

$$R \ll \omega L$$

$$G \ll \omega C$$

$$\gamma = \sqrt{(R+j\omega L)(G+j\omega C)} = \sqrt{j\omega L j\omega C \left(\frac{R}{j\omega L} + 1 \right) \left(\frac{G}{j\omega C} + 1 \right)}$$

$$= j\omega \sqrt{LC} \sqrt{\left(1 + \frac{R}{j\omega L} \right) \left(1 + \frac{G}{j\omega C} \right)}$$

$$= j\omega \sqrt{LC} \sqrt{1 - j \frac{R}{\omega L} - i \frac{G}{\omega C} - \frac{RG}{\omega LC}}$$

PREOSTALI DIJ MOŽEMO RAZVITI U TAYLOROV ZEŠIT

$$\sqrt{1+x} = 1 + \frac{x}{2} + \dots$$

$$\gamma = j\omega \sqrt{LC} \left[1 + \frac{1}{2} j \left(\frac{R}{\omega L} + \frac{G}{\omega C} \right) \right] = \alpha + j\beta$$

$$Z_0 \approx \sqrt{\frac{L}{C}}$$

$$\beta \approx \omega \sqrt{LC}$$

$$\alpha = \frac{1}{2} \sqrt{LC} \left(\frac{R}{L} + \frac{G}{C} \right) = \frac{1}{2} \left(\frac{R}{Z_0} + G Z_0 \right)$$

-'oko deriviramo $V = V_0^+ e^{-\gamma z} + V_0^- e^{\gamma z}$ po z , i uvrstimo u $\frac{dV(z)}{dz} = -(R+j\omega L) I(z)$

$$\begin{aligned}\frac{dV(z)}{dz} &= -\gamma V_0^+ e^{-\gamma z} + \gamma V_0^- e^{\gamma z} \\ &= -\gamma (V_0^+ e^{-\gamma z} - V_0^- e^{\gamma z})\end{aligned}$$

$$I(z) = \left(\frac{\gamma}{R+j\omega L} \right) (V_0^+ e^{-\gamma z} - V_0^- e^{\gamma z})$$

$$Z_0 = \frac{R+j\omega L}{\gamma} = \sqrt{\frac{R+j\omega L}{G+j\omega G}}$$

KARAKTERISTIČNA IMPEDANCIJA [Ω]

LINEJA S GUBICINAMA

$$Z_{ul} = Z_0 \frac{Z_r + j Z_0 \tan(\beta l)}{Z_0 + j Z_r \tan(\beta l)}$$

4 VALNA DULJINA, FAZNA I GRUPNA BRZINA VAGA, EL. DULJINA LINIJE

2 - valna duljina \rightarrow odnosno geometrijska perioda vala, unutar koje val također napravi fazni pomak od 2π

veličine duljine i faznog pomaka, preko koeficijenta faze (fazna konstanta)

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda} = \frac{\omega}{v_f} \quad \text{Fazna brzina vala}$$

Fazna brzina vala - brzinom točke na monokromatskom valu
putovanja

Grupna brzina - zavistimo val od dvoju frekvenčnih komponenata neznatno različitih frekvencija

$$\begin{aligned} & \uparrow \\ & \omega_0 \pm \Delta\omega, \quad \Delta\omega \ll \omega_0 \\ \text{te } & \beta_0 \pm \Delta\beta, \quad \Delta\beta \ll \beta_0 \end{aligned}$$

$$E(z,t) = E_0 \cos[(\omega_0 + \Delta\omega)t - (\beta_0 + \Delta\beta)z] + E_0 \cos[(\omega_0 - \Delta\omega)t - (\beta_0 - \Delta\beta)z]$$

$$\Rightarrow \text{PRIMENOM } 2\cos(a)\cos(b) = \cos(a+b) + \cos(a-b)$$

$$\text{dobiva se } E(z,t) = 2E_0 \cos(\omega_0 t - \beta_0 z) \cos(\Delta\omega t - \Delta\beta z)$$

$$\cos[\omega_0(t - \frac{\beta_0}{\omega_0}z)]$$

član sa srednjom
frekv. putuje faznom brzinom

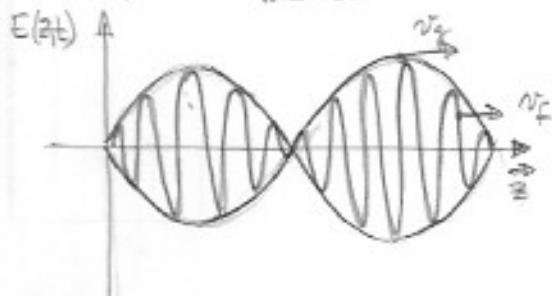
$$v_f = \frac{\omega_0}{\beta_0}$$

$$\cos[\Delta\omega(t - \frac{\Delta\beta}{\Delta\omega}z)]$$

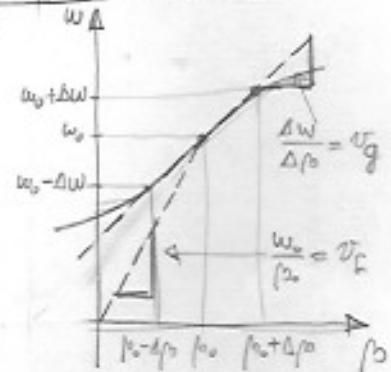
član s frekv. $\Delta\omega$ (osnovica)
putuje grupnom brzinom

ako $\Delta\omega \rightarrow 0$

$\frac{\Delta\omega}{\Delta\beta}$ - označuje grupnu
brzinu



$$v_g = \frac{1}{|\frac{d\beta}{d\omega}|}_{\omega=\omega_0}$$



5) SMITHOV DIJAGRAM : ULAZNA IMPEDANCIA LINIJE, ODNOS STOJNITI VALOVA I KEF REFLEKSIJE

- Smithov dijagram - služi za prikaz ulaznih impedancija linije (normiranih na Z_0) u ravnini koeficijenta refleksije preko Möbiusove transformacije
- ako prijenosna linija nije zaključena za Z_0 rec' nekom proizvoljnom Z na tretu dolazi do refleksije

$$\Gamma_T = \frac{V_o^-}{V_o^+} = \frac{Z_T - Z_0}{Z_T + Z_0} = |\Gamma| e^{i\phi}$$

- koef. refleksije je moguće odrediti na bilo kojem dijelu linije

$$\Gamma_{nl} = \Gamma_T e^{-2\lambda z}$$

- modul Γ ovisi o veličini normirane (na Z_0) impedancije tereta i položaju na liniji (ukoliko linija ima gubitke) dok argument Γ ovisi o položaju na liniji i mijenja se dvostruko brže od faze napona i struje na liniji

* središte Smitha $\Gamma=0 \rightarrow$ prilagodjenje

* obrod $|\Gamma|=1 \rightarrow$ totalna refleksija

* izvan Smitha $|\Gamma|>1 \rightarrow$ pojačanje, negativan otpor

ULAZNA IMPEDANCIA LINIJE:

$$\frac{Z_{nl}}{Z_0} = \frac{1+\Gamma_{nl}}{1-\Gamma_{nl}}$$

- omjer fazosa napora i struje u nekoj točki linije predstavlja koncentriranu kompleksnu impedanciju kojom se nadomješta dio linije od te točke prema tretju

$$Z_{nl} = Z(-l) = Z_0 \frac{Z_T + Z_0 \tanh(\gamma l)}{Z_0 + Z_T \tanh(\gamma l)}$$

- u Smithu se nalazi kao presjeciste kružnica odgovarajućih R_e i I_m dijelova

* ODNOS STOJNITI VALOVA - ukoliko na liniji postoji refleksija, formira se stojni val

- omjerom maksimuma i minimuma stojnjog vala definiran je odnos stojnih valova :

$$SWL(OSU) = \frac{V_{max}}{V_{min}} = \frac{|V^+| + |V^-|}{|V^+| - |V^-|} = \frac{I+|I|}{I-|I|}$$

- MIN i MAX pojavljuju se svakih $\frac{1}{2}$ na projekasnog liniji kad su V^+ i V^- u protufazi odnosno u fazi

$$SWR \in [1(z, \Gamma=0), +\infty(z, \Gamma=1)]$$

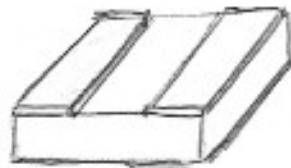
- veza sa impedancijom - (z je realna u ekstremima stojnog vala)

$$Z_{max} = SWR Z_0 \quad i \quad Z_{min} = \frac{Z_0}{SWR}$$

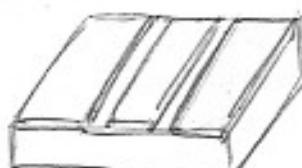
Planarne linije: vrste i osnova deljenja vrste modova

Planarne prijenosne linije sastoje se od tankih
odijeljivih slojeva koji leže u paralelnoj ravni.
Vodeći slojni su smješteni s jedne strane plošnog
dielektričnog supstrata, u obliku složenog sa s
druge strane ulazi uženjena vodljiva ravništa.

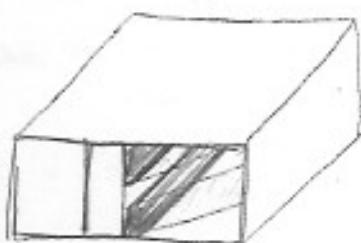
- Osnovna osnova je geometrija i svojstva
 - izvedbe - trake s obje strane dielektričnog supstrata
 - moguće izvedbe laktih i jftinijih sklopova
 - znatno manjih dimenzija u odnosu na valovode
- U praksi najčešće su:
 - mikrotakoma
 - protrezba



- koplanarna



Za prijenos u mikrometarskim valovom području svaka od
tih struktura se može oklopiti valovedom za nastajuće
nove prijenosne strukture, ~~planarne linije~~
tzn. FIN LINIJE



- fin linija

Planarne linije su osim nehomogene (osim
simetrične trakaste linije) jer je sredstvo muntar
kojega se želi val podijeljeno na dva ili više
sredstva s materijalima taj su poseban (vr. zrak)
sredstva s materijalima taj su poseban (vr. zrak)
sredstva s materijalima taj su poseban (vr. zrak)
sredstva s materijalima taj su poseban (vr. zrak)

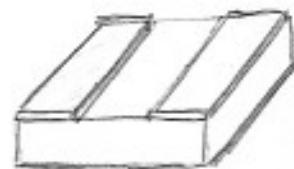
Planarne linije: vrste i osnova delovanja

Planarne prenosne linije sastoje se od tankih
vodljivih slojeva koji leže u paralelnoj ravni.
Vodljivi slojevi su spojeni s jedne strane plosnatog
dielektričnog supstrata, u obliku pličine dok se s
druge strane nalazi uvezljiva vodljiva ravni.

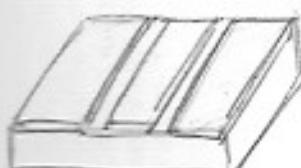
- delovanje ovise o geometriji i svojstvima
materijala
 - izvedbe - trake s dojčom strana dielektričnog supstrata
 - moguće izvedbe lakših i jeftinijih sklopova
znatno manjih dimenzija u odnosu na valovode

U praksi najčešće s

- mikrotakasta

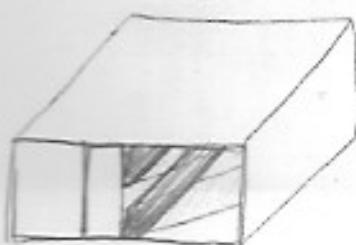


- koplanarna



za primjene u milimetarskim valovim području svaka od
tih struktura se može oklopniti valovodom za nastajuće
nove mijenjajuće strukture, fin linije,
tzn. FIN LINJE

- fin linija



Planarne linije su osim nehomogene (osim
simetrične trakaste linije) jer je sredstvo mimo
kojega se želi val podnijeti u dva ili više
sredstva s materijalima taz. slijeduju (učinkovit
sredstvo s materijalom taz. slijeduju (učinkovit
dielektrik) dominantni mod zirenja je hibridni
mod

- zaščitljivost rasprostranjenja je svakog TEM modula
 - uvisi o frekvenciji i sastavima materijala,
 - ali u nehomogenoj liniji ili valovodu je
 - jedna i funkcija raspodjelje što predstavlja ujetku
 - nepravilnosti polja. Zato se u nehomogenoj
 - liniji ne može rasprostraniti TEM mod.
- \Rightarrow ordje svojstvo nehomogenih
linija

- va odstojanju frekvencijama se
 - može apsorbitati TEM modom

Simetrična trakasta linija



\Rightarrow tauci raskini vodič
sustav je između
dužih vodiljivih
neizognih ramena

Prostor između dužih ramena je ispunjen
homogenim dielektrikom \Rightarrow prenos se TEM
mod, što znači da je struktura NEDISPERZIVNA

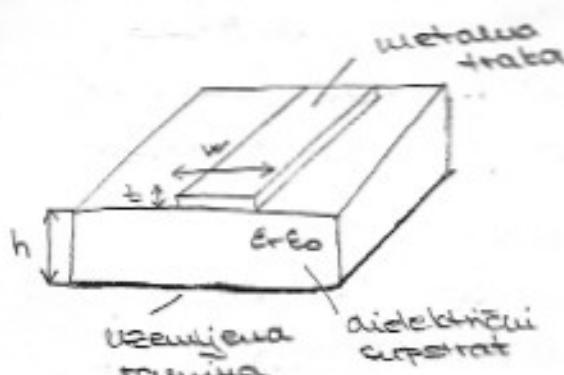
Nedostatak ovih struktura \Rightarrow nemaju stupacnost
neutražljivog vodila dinamičkih sastavnih
komponentama.

Modovi

- TEM \Rightarrow d. polje i mag. polje
su okrenuti u smjer zračenja,
ali ne spredaju koncept da su
polja u smjeru zračenja
- hibridni \Rightarrow kombinacija
TE i TM ($H_z, E_z \neq 0$)

- KVAZI TEN \rightarrow longitudinalne komponente polja (uzdužne) imaju zravne mase amplitude od transverzalnih polja je učinak rezonančnog
- TE \rightarrow ne postoji kusp. el. polja u sijenu sileznja ($E_2=0$)
Uvjet raspršivanja \rightarrow iz uvjeta neprekidnosti tangencijalnih komponenti $\frac{d}{dx}$ i neprekidnosti okomitih komponenti $D (=EE)$ \Rightarrow TE se može zriniti samo ako je poprečno $\frac{d}{dx}$ muda okomito, a poprečno $\frac{d}{dx}$ pozimda tangencijalno na granicama terenova.
- TH \rightarrow $H_2=0$
Uvjet raspršivanja \rightarrow iz uvjeta neprekidnosti tangencijalnih komponenta E i neprekidnosti okomitih komponenta H \Rightarrow TH se može zriniti samo ako je poprečno $\frac{d}{dx}$ muda pozimito, a poprečno $\frac{d}{dx}$ muda tangencijalno na granicama terenova.

Mikrotakasta linija: karakteristična impedancija, efektivna relativna dielektrična konstanta



- jednostavna proizvodnja u potpunom fotolitografskog postupka tiskanja i laserske integracije drugih parametara i oblikova elementa

$$w, h \ll \lambda$$

EM val se živi jedinim sijalom smotrom, a drugim dijelom supstratu. Zbog toga se val ne živi idealnim TEM modom već kvalitet-TEM modom (dominantni mod u mikrotakastoj strukturi)

↳ različite crteže živeju

* karakteristična impedancija

→ ako je metrostor u kojem je osnovni mod kvazi mod i da je linija ega simetrična

$$\Rightarrow Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} = V_F L = \frac{1}{V_F C}$$

$$V_F = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \frac{1}{\sqrt{\mu\epsilon}}$$

→ udaljenjem supstrata i zadržavanjem istome geometrije linije:

$$Z_{02} = \sqrt{\frac{L}{C_2}} = CL = \frac{1}{CC_2}$$

$$\Rightarrow Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{1}{\sqrt{CC_2}}$$

$C, C_2 \rightarrow$ raspodjeljeni kapaciteti linije sa, ega supstrata

- kapacitet je definiran u mjerama $\frac{W}{h}$ w/λ λ

• Relativna dielektrična

• konstanta → za određivanje je potrebno

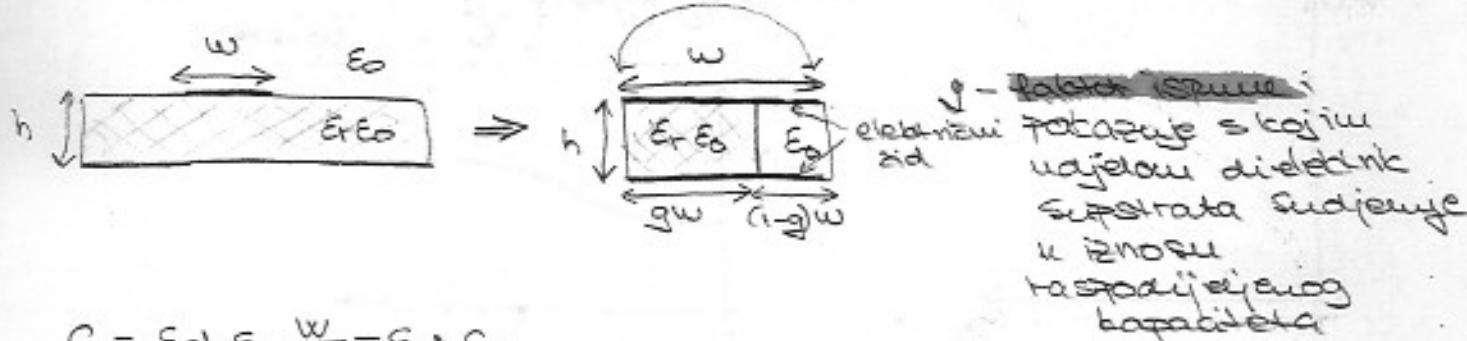
strukture mikrotalasne linije transformatori

u paralelne strukture koje je svedena

idealnim električnim i magnetskim zidovima i koja je

djelomično ispunjena dielektričnim supstratom

magnetski zid



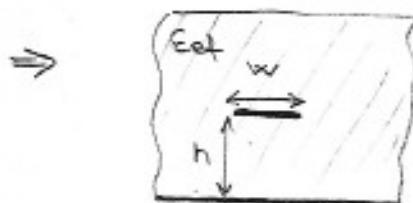
$$C = \text{Eef} \cdot \epsilon_0 \frac{w}{h} = \text{Eef} \cdot C_2$$

efektivna relativna

permittivnost $\Rightarrow \text{Eef} = 1 + g(\epsilon_r - 1)$

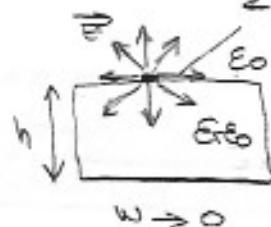
$$\Rightarrow \text{Eef} = 1 + g(\epsilon_r - 1) = \frac{C}{C_2} = \left(\frac{C}{\sqrt{\epsilon_r}} \right)^2 = \left(\frac{w}{g} \right)^2$$

da možemo upoznati TEM mod

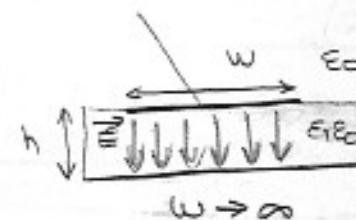


• raspon vrijednosti

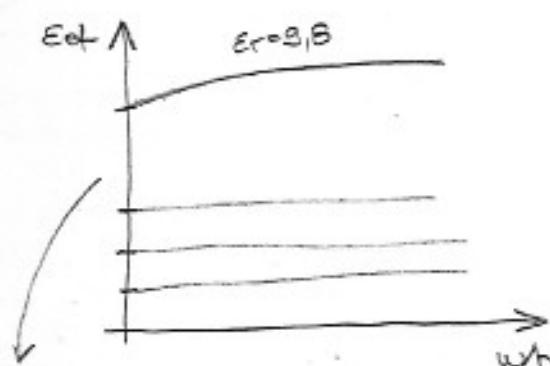
$$\frac{\epsilon_r + 1}{2} \leq \text{Eef} \leq \epsilon_r$$



$w \rightarrow 0$



$w \rightarrow \infty$

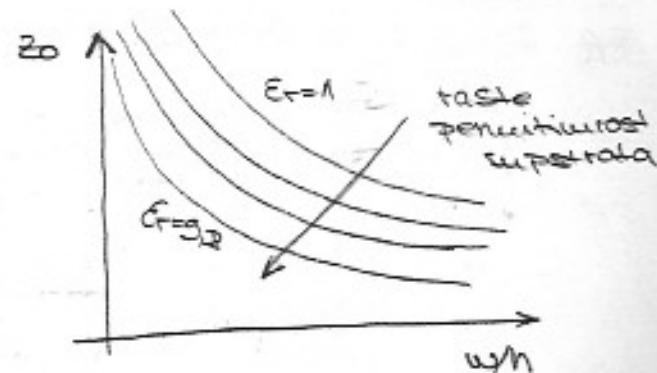


za rast $\frac{w}{h}$ uz veliki ϵ_r

$\Rightarrow \text{Eef}$ logano raste

uz male vrijednosti ϵ_r

rastou $\frac{w}{h} \Rightarrow \text{Eef}$ konstantan



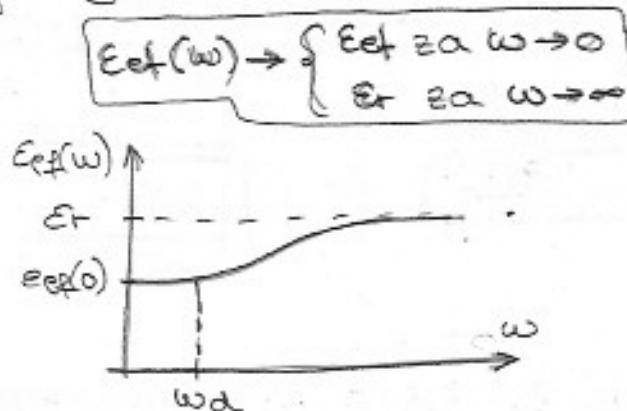
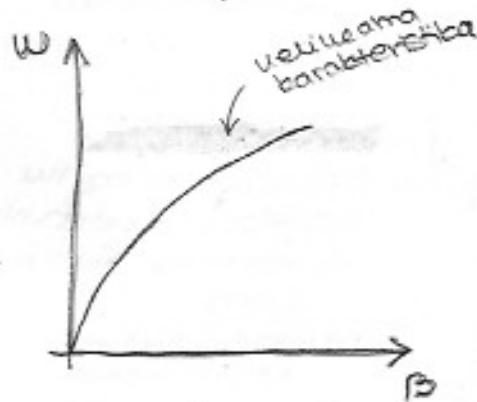
$$Z_0 = \frac{Z_0\infty}{\sqrt{\text{Eef}}}$$

vez za karakterističnu
impedanciju i električnu
permittivnost

⑧ Gušici i disperzija mikrotraka ste elničke
utjecaj bučista na parametre elničke

• DISPERZIJA

↳ nastaju zbog veličine omjerosti koeficijenta
faze β (ili valnog broja k) o frekvenciji



Učinci disperzije se mogu smanjiti
do granice frekvencije

$$f_d = q_3 \sqrt{\frac{z_0}{h \epsilon_r - 1}}$$

granica frekvencija
omjer q_3 , h , z_0 i dielektricitetu
supstrata (parametar E_r)

• GUŠICI

Gušici nastaju u vodiču i dielektriku
zaočenja, discontinuiteta, utjecaja bučista,
pojavu viših modova te površinskih volava

⇒ za elničke s malim gušicima:

$$z_0 \approx \frac{1}{\omega}$$

$$\gamma = \alpha + j\beta = \underbrace{\text{det}}_{\text{kost.}} + \underbrace{\text{ld}}_{\text{kost.}} + j\omega \underbrace{\text{LC}}_{\beta}$$

pragušenje u
vodičima
 $(\frac{R}{2z_0})$

pragušenje
u dielektriku
 $(\frac{Gz_0}{2})$

• gume u dielektriku (susstoku)

↳ ovise o omjeru pohranjene električne energije u području sa zrakom i dielektrikom

⇒ je kompleksni broj

$$\epsilon = \epsilon' - j\epsilon'' \quad \epsilon' = \epsilon_0 \epsilon_r$$

$$\epsilon'' = \epsilon' \cdot \tan \delta = \frac{\alpha}{\omega}$$

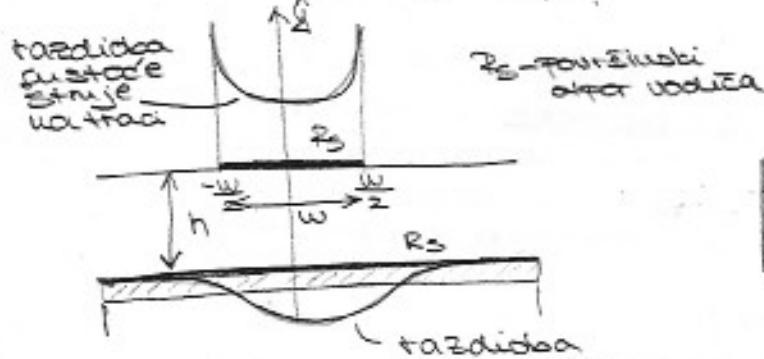
$\tan \delta = \frac{\epsilon''}{\epsilon'} \Rightarrow$ deffinita faktor kvalitete (tangens susstaka) dielektrika

$$\Rightarrow \Delta d = \frac{G_2 \alpha}{2}$$

• gume u vodiču

↳ ovise o razdijeli povišuće stuje u

traci i učenjeng ravnini. Gume su razvjetni susstoci stuje.



$$\Delta d = \frac{R}{220}$$

→ u praktičnim mikrotakastim emisama povišuća hrapanost vodiča dodatno povećava mješavine

Gume zbog zračenja nastaju na diskontinuitetima

Energija se može izraditi preko povišućih valova koji nastaju na granici zrak-dielektrik ili vodenički valovi u slojednom prostoru

Na mjestima diskontinuiteta nastaje raspršanje EM

energije → dolazi do pretaspodjele ele i mag. To je

na diskontinuiteti povećaju reaktivne osoline.

• utjecaj bučista → zatvaranje mikrotakaste strukture u metalnoj bučiste kako bi snizili zračenje EM energije koje vodi do prešlušavanja u komunikacijskim primjenama za mješavine

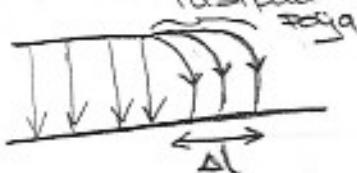
bučista vede od $5h$ i slike vede od $(W+5,8h)$

utjecaj bučista postaje zanemarivo na raspodjelu snage i parametre Bo i Ed.

Njene je efektivne dielektrične konstante mikrotrakačke linije

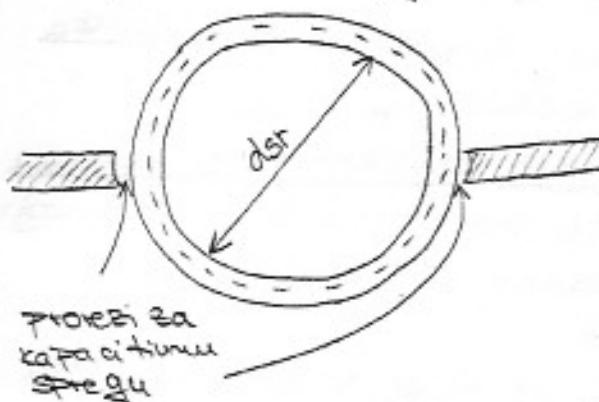
Za mjeranje se koriste mikrotrakački rezonatori čija je rezonantna frekvencija određena užihom izmjeravanju.

- Linjski rezonator je rezonantan kada je njegova duljina jednaka gelobrojnom višekratniku valne duljine vodenega vala.
Zaključak je otvorenim krajevima na oba kraja i tamo je max el. polje i min. mag. polje
- ⇒ el. polje neće prestati u istoj točki u kojoj se zavrsava metalna traka ⇒ rasipno polje se rasiplo koje efektivno modulira fizičku duljinu rezonatora za Δl ($\Delta l \approx \frac{\lambda_0}{2}$)



⇒ time moći
vezuju most u određivanje duljine rezonatora, a time i u izracun efektivne dielektričke konstante

- ⇒ nječe je konstrukcije pstenastog rezonatora



- ⇒ rezonantna frekvencija je opet određena duljinom rezonatora

$$dS \cdot \pi = m \cdot \lambda_0 \quad m = 1, 2, \dots$$

↓
broj moda

Srednji prsek
stena moda

biti jednak gelobrojnom
višekratniku cijeli vodene
valne duljine

Preciznije ujetanje \Rightarrow tajga elnička, što veći proujet rezonatora + e ako ujetimo frekv. viših modova ($n > 1$)

$$dsr\pi = n \lambda_g$$

$$\lambda_g = \frac{dsr\pi}{n}$$

$$\lambda_g = \frac{v_p}{f} \quad v_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}}$$

$$\Rightarrow \lambda_g = \frac{c}{f \sqrt{\epsilon_r}} / 2$$

$$\epsilon_r \lambda_g^2 f^2 = c^2$$

$$\epsilon_r = \left(\frac{c}{\lambda_g f} \right)^2 = \left(\frac{mc}{\pi dsr f} \right)^2$$

Mozemo sad proujerati i kvalitetu materijala.

\Rightarrow odstupanje rezonantne frekvencije istih rezonatora izradenih na različicima supstrata izraši uguđuje na promjene relativne dielektričke konstante materijala od kojeg je supstrat izrađen

10 Zavisao impedancija: definicije

Impedančija (valna, karakteristična)

Impedančija je osnježje pojevinog tipa polja ili vala te sredstva u kojem se val širi

- intrinšična impedančija sredstva, $\eta = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}$, ovisi samo o osobinama sredstva i karakteristična $\rightarrow Z_0$ jednaka je valnoj impedančiji za ravni val

\hookrightarrow svojstvo elničke, već osim održati

\rightarrow valna impedančija linija kôp je nekontinuirana duga

\rightarrow amper naziva istruje u samo jednom smjeru

$$(Z_0 = \frac{V^+}{I^+} \text{ ili } Z_0 = \frac{V^-}{I^-})$$

$$\rightarrow Z_0 = \sqrt{\frac{\mu_{eff} \omega}{\epsilon_{eff}}} \text{ za liniju bez fiksata} \quad Z=0=0 \Rightarrow Z_0 = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}$$

\hookrightarrow jedinstvena definicija motića

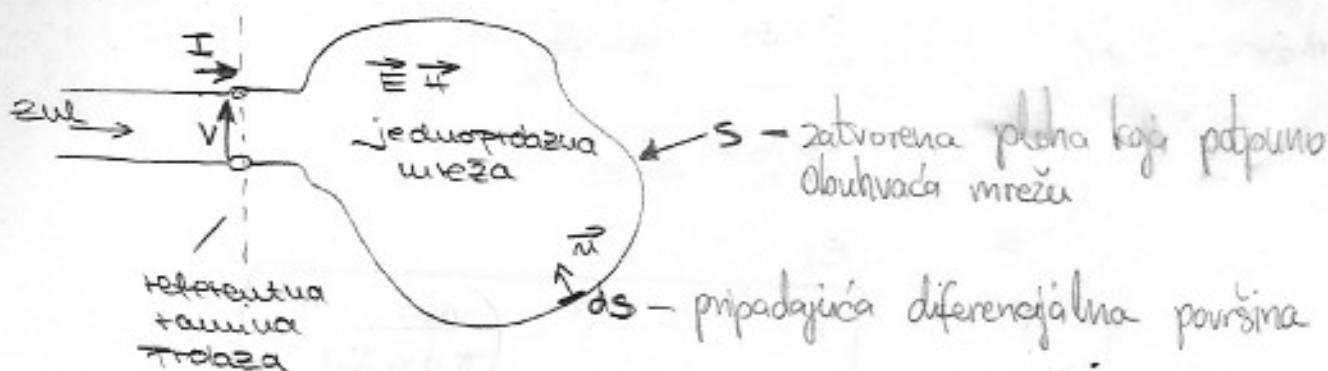
samo za TEM mod zato jer TE i TM valovi nemaju jedinstveno definitan motić i smjer

$$\bullet \text{ Valna } \rightarrow Z_V = \frac{E_L}{H_T}$$

\rightarrow karakteristička je posebnog

tipa valova - TEM, TE i TM linija različite valne impedančije (Z_{TEM} , Z_{TE} , Z_{TM}) koje mogu ovisiti o vrsti elničke linije, valovoda, materijalu i tadaoj frekv.

(M) Jednostranska mreža = ulazna impedanca, faktor dobrote, Fosterov teoremu



- kompleksna snaga prelaza
mreži:

$$P_{ul} = \frac{1}{2} \oint \vec{E} \cdot \vec{H}^* \cdot d\vec{s} \quad \text{zohranjujuća}$$

$$= P_{dis} + 2jw(W_m - W_e) = \frac{1}{2} VI^*$$

$W_m, W_e \rightarrow \text{reaktivne}$
~~ausipirana snaga~~ (javne)

KOMPLEKSNA SNAGA
NA REF. RAVNINI
PROLAZA

ULAZNA IMPEDANCIJA

$$\Rightarrow Z_{ul} = \frac{V}{I} = Z_{ul} + jX_{ul} = \frac{P_{dis} + 2jw(W_m - W_e)}{\frac{1}{2} II^2}$$

out of
distribuirajućoj
mreži

out of
o preostaloj
zohranjujućoj
energiji mreži
mreže

$X_{ul} > 0$ ako je $W_m > W_e \Rightarrow$ induktivni karakter

$X_{ul} < 0$ ako je $W_e > W_m \Rightarrow$ kapacitivni karakter

$X_{ul} = 0$ ako je $W_e = W_m \Rightarrow$ rezonanca

- ako je mreža bez gubitaka \Rightarrow NEDISTRATIUNA

$$\Rightarrow Z_{ul} = jX_{ul}$$

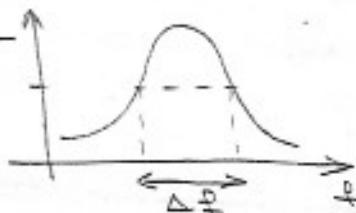
(sadrži samo reaktivne elemente i odsječke prijenosne linije) bez gubitaka

• faktor dobrote $\rightarrow Q$

\rightarrow omjer pohtanjuene i
dispertacije energije

$Q = \infty \rightarrow$ idealan titrajanje

$$Q = \frac{\frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} E^2 dE}{\frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} E^2 dE}$$



• Fosterov teoreme

$$\frac{\partial X}{\partial w} = \frac{4(W_{ut} + W_e)}{|V|^2}$$

$$\frac{\partial B}{\partial w} = \frac{4(W_{ut} + W_e)}{|V|^2}$$

\Rightarrow za uvez uvek je pozitivna (reaktivnog karaktera) smanjene reaktancije i susceptancije jer uvez je pozitivne tj. ujedno deaktivacija je frekv. je pozitivna teorema predstavlja uz činjenice da funkcija ne može biti negativna.

(*) Raspršni parametri: definicija i vijestanje

Prednost na uvođenju frekvencijama

$$V_i(z,t) = V_i^+(z,t) + V_i^-(z,t)$$

$$V_i = \sqrt{Z_{0i}} \left(\frac{V_i^+}{\sqrt{Z_{0i}}} + \frac{V_i^-}{\sqrt{Z_{0i}}} \right) \rightarrow \text{fazor uvođenja na približujući učinak u tog prolaza}$$

prevereni (refleksioni)

val snage

$$b_i = \frac{V_i^-}{\sqrt{Z_{0i}}}$$

$$a_i = \frac{V_i^+}{\sqrt{Z_{0i}}}$$

drugi korijen snage

$\Rightarrow a_i, b_i$ su uobičajeni kompleksni valovi (FW)

$$S_{ij} = \frac{b_i}{a_j} \quad | \quad a_k = 0 \text{ za } k \neq j$$

S_{ii} - koef. refleksije

S_{ij} - koef. transmisije

omjer valova na pojediniom prolazu uz uvjet da se osvali prolazi zadržavaju tri lagodostenu teoremu.

$$I_i(z,t) = \frac{V_i^+(z,t)}{Z_0} - \frac{V_i^-(z,t)}{Z_0}$$

$$I = \frac{1}{\sqrt{Z_{0i}}} \left(\frac{V_i^+}{Z_0} - \frac{V_i^-}{Z_0} \right)$$

$a_i - b_i$

$$[b] = [S] \cdot [a]$$

→ lijetnja :

- pomoći dvostrukog aktivnog mikrovlnog sklopa pojedala (evidenti + transistor u spoju zajedničkog emitera)

- S parametri se mijenjaju pomoći ujetnih instrumenata koji mijene model i fazu omjera dvojne valave (vektor-voltmetar)
 - * analizator mreža-skup, može mijenjati
- Prednost na nizim frekvencijama:
 - zadnjih parametara moguće je izravno mijenjati samo na nizim frekvencijama (do 100Hz) jer na visinu se javlja parazitski kapacitet te nije moguće postići oštene stezačke, dok je S-parametre moguće izmjeniti u cijelom mikrovlačnom i milimetarskom području (preko 100GHz)
 - ⇒ na temelju izmjenjenih S-parametara moguće je uabudno izračunati ostale (z, y, h) parametre ujetnog dvostrukog sklopa

(3)

Valovi snage; raspoloživa snaga generatora; snaga predana teretu

• Valovi snage

$$V_i = \sqrt{Z_{0i}} \left(\frac{V_i^+}{\sqrt{Z_{0i}}} + \frac{V_i^-}{\sqrt{Z_{0i}}} \right)$$

$$S_i = \frac{V_i^+}{\sqrt{Z_{0i}}} \quad b_i = \frac{V_i^-}{\sqrt{Z_{0i}}}$$

upadni val
snage

reflektirani
val snage

• Raspoloživa snaga generatora

predstavlja max. snagu koju generator može predati uniju ili teretu, a ostvaruje se uz ujet kompleksno konjugiranu prilagodbu

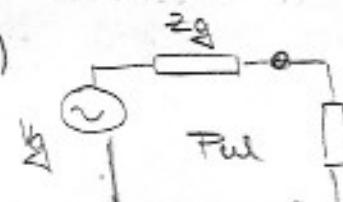
čij kada je

$$Z_{ul} = Z_G^* \text{ ili } Z_T = Z_G^*$$

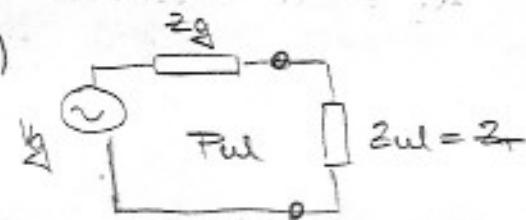
$$\Rightarrow P_d = P_{t, \max} = \frac{|N_G|^2}{8R_G}$$

- Svaka predana snov učini o stupnju prikladnosti

$$\langle P_{ul} \rangle = \frac{|V_0|^2}{2Z_0} (1 - |R_f|^2)$$



 algebračka
 suma upadne
 i reflektirane
 snage



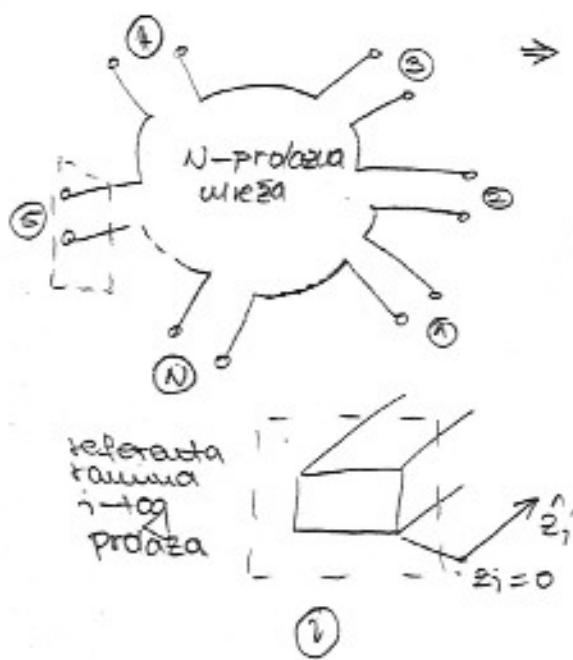
- ako teret nije prikladan ($Z_L \neq Z_0$) → teret ne prenosi svi raspodjeljivu snagu iz generatora

$$RL = -20 \log |R_f|$$

- 
- prikladni teret je stoara refleksija ($R_f=0$) $\Rightarrow RL \rightarrow \infty$
 - za totalnu refleksiju ($|R_f|=1$)
 $\Rightarrow RL = 0 \text{ dB}$ (cijeloburna snaga se vraca u generator)

14) Višestolazne mikrovalne mreže: definicija referentne razine i raspršenih parametara

Pod općim pojmom mikrovalna mreža misli se na elektromagnetski ustroj povezujuci na N prijenosnih linija poput valovoda, vodne linije, mikrotakaste linije, svjetlovoda, itd.



\Rightarrow Na svakoj povezujućoj liniji i kojom se povezuju mikrovalne mreži definisana je os pripadajućeg koordinatnog sustava z_i . Išodište te koor. osi ($z_i=0$) određuje referentnu ravan i +og proaza.
 \Rightarrow Referentnu ravan valja dovoljno udaljiti od mreže da sklopi tako da se svi mogući zaporni modovi mogu dovoljno povezati u odgovarajuće povezuće linije koji se nalaze između mikrovalne mreže i referentne ravni. \Rightarrow

U praksi je za to dovoljna svega jedna vrednost
dugmica.

- zapone ili evanescentni mod \rightarrow ne postoji
ujet za mjenju energije ali je približno
enjige

(15) Uzorak između raspršnih parametara i zivljih parametara

- raspršujuća matrica

$$S_{kj} = \frac{b_j}{a_j} \quad | \quad a_k = 0 \text{ za } k \neq j$$

$$\{b\} = [S] \cdot \{a\}$$

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & \dots & S_{1N} \\ S_{21} & \ddots & & \\ \vdots & & \ddots & \\ S_{N1} & S_{N2} & \dots & S_{NN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \vdots \\ a_N \end{bmatrix}$$

- z - matrica

$$Z_{kj} = \frac{v_i}{I_j} \quad | \quad v_k = 0 \text{ za } k \neq j$$

$$\{v\} = [Z] \cdot \{I\}$$

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ \vdots \\ v_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & \dots & Z_{1N} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ Z_{N1} & \dots & Z_{NN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \vdots \\ I_N \end{bmatrix}$$

- v - parametri

$$V_{kj} = \frac{I_i}{v_j} \quad | \quad v_k = 0 \text{ za } k \neq j$$

- vezas: $[U] \rightarrow$ jedinična matrica

$$\{v\} = \frac{1}{2} (\{a\} + \{b\})$$

$$\{I\} = \frac{1}{2} (\{a\} - \{b\})$$

$$\{v\} = [Z] \cdot \{I\}$$

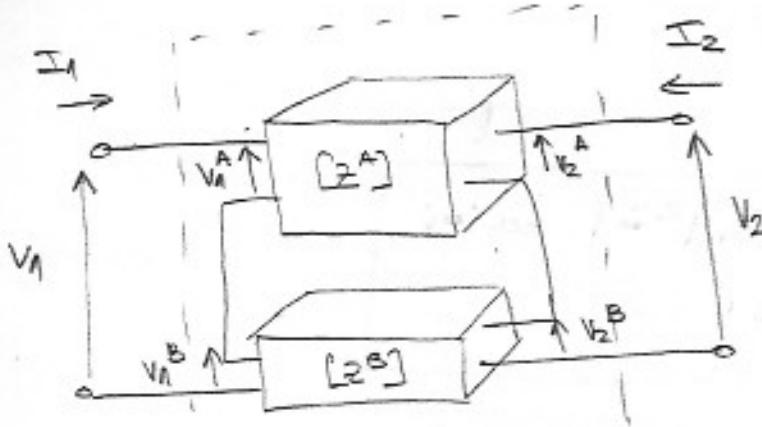
$$\Rightarrow [S] = ([z] + z_0[u])^{-1}([z] - z_0[u]) \Rightarrow [z] \rightarrow [S]$$

$$[z] - z_0([u] + [s])([u] - [s])^{-1} \Rightarrow [s] \rightarrow [z]$$

$$[y] = [z]^{-1}$$

⑯ Senjski i paralelno vezane dvostrukazne mreže

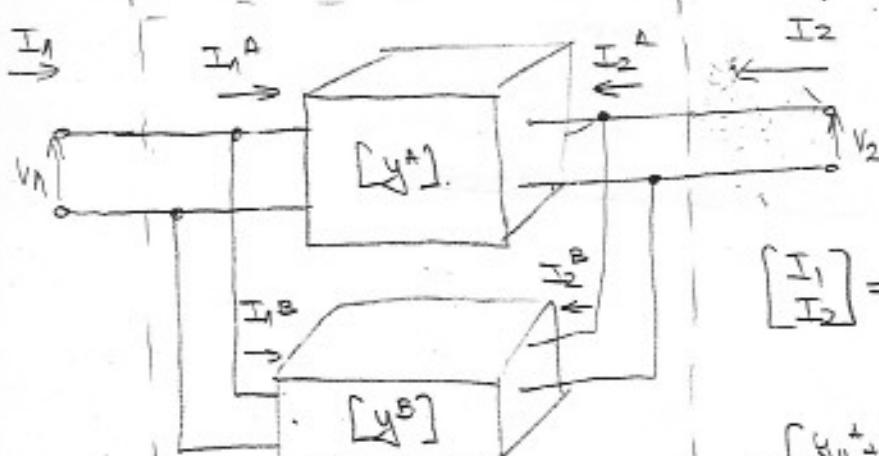
- senjski spoj



$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_1^A + V_1^B \\ V_2^A + V_2^B \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} z_{11}^A + z_{11}^B & z_{12}^A + z_{12}^B \\ z_{21}^A + z_{21}^B & z_{22}^A + z_{22}^B \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix}$$

$$[z] = [z^A] + [z^B]$$

- paralelno



$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_1^A + I_1^B \\ I_2^A + I_2^B \end{bmatrix}$$

$$[y] = [y^A] + [y^B]$$

$$= \begin{bmatrix} y_{11}^A + y_{11}^B & y_{12}^A + y_{12}^B \\ y_{21}^A + y_{21}^B & y_{22}^A + y_{22}^B \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix}$$

(14) Nedispersivne vrste; unitarnost raspršne matrice i zakon o očuvanju energije

Nedispersivne vrste \rightarrow vrste bez fiksata, imaju realne imaginare impedancije i adiunktivsku matricu.

\rightarrow Za nedispersivne vrste S-matrica je unitarna

UVJET:

$$[S]^T \cdot [S]^* - [U] \Rightarrow \text{uvjet unitarnosti}$$

$[U]$ jedinica matrica

moga se prikazati i u obliku
zbroja tko:

$$\sum_{k=1}^N S_{ki}^* S_{kj} = \sum_{k=1}^N |S_{ki}|^2 = 1 \quad \forall i=j$$

\Rightarrow zakon očuvanja energije

\Rightarrow zbroj kvadrata modula raspršnih
parametara svakog stupca raspršne
matrice vrste bez fiksata mora
biti jednak 1

$$\sum_{k=1}^N S_{ki}^* S_{kj} = 0, \quad \forall i \neq j$$

možak tko kog stupca
raspršne matrice s tko kojim drugim
kog stupcem daje mšicu.

To je sustav ortogonalnih vektora.

- za dvostruknu vrstu:

$$S = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \Rightarrow [S]^T \cdot [S]^* = 1$$

$$S^T = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{21} \\ S_{12} & S_{22} \end{bmatrix}$$

$$\Rightarrow \begin{bmatrix} S_{11} & S_{21} \\ S_{12} & S_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_{11}^* & S_{12}^* \\ S_{21}^* & S_{22}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$(I) S_{11} \cdot S_{11}^* + S_{21} \cdot S_{21}^* = 1 \quad (II) |S_{12}|^2 + |S_{22}|^2 = 1$$

$$|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2 = 1$$

\Rightarrow kvadrat
stupaca jednake 1

$$S_{11} S_{12}^* + S_{21} S_{22}^* = 0$$

+ za neelastичne eliptične mreže:

$$\frac{1}{2} |S_{11}|^2 |a_1|^2 + \frac{1}{2} |S_{21}|^2 |a_1|^2 = \frac{1}{2} |a_1|^2$$

$\underbrace{P_{R1}}_{P_{R2}} \quad \underbrace{P_{R2}}_{P_{R1}}$

$$\frac{1}{2} |S_{21}|^2 |a_2|^2 + \frac{1}{2} |S_{12}|^2 |a_2|^2 = \frac{1}{2} |a_2|^2$$

$\underbrace{P_{R2}}_{P_{R1}} \quad \underbrace{ZOE}_{P_{R1}}$

$P_{ul} = P_{dis} + P_{iz}$

$$P_{db} = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^N |a_i|^2 - |b_i|^2$$

Ukupno izlazni
signali

(18) Recipročne i ne-recipročne mreže, simetrične mreže, ne-reflektivne mreže

- recipročna mreža \rightarrow ako su joj parametri sa zamjenjujućim indeksima jednaki

sadrži istovjetno
zamjenjujuće
komponente (elemente)

Primerice za raspršene parametre:

$$S_{ij} = S_{ji}$$

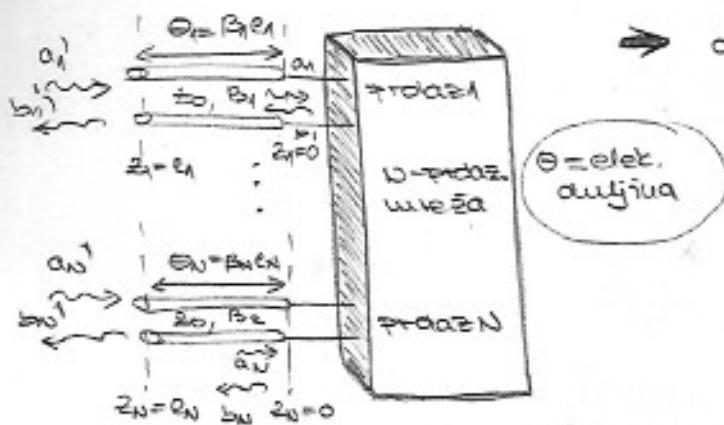
\rightarrow ako nije zadovoljeno
mreža je ~~ne~~ recipročna

Pogledica je simetričnost (uz primjene na
proziru)

- ne-reflektivna \rightarrow svi elementi na glavnoj dijagonali
raspršne matrice jednaki su 0, tj.
svi su protaci zatvorenii niskopotencijalnim

(19)

Pozak referentne ravni u
niseptobazoj mreži; raspširjeni parametri
duoptobazne mreže pri pozaključuju
referentne ravniima



→ dodavanjem
simetričnih odjednacaka
na probaze, dođe do
transistorijske forme s
parametara

⇒ za linije bez suvrataka
veze između statik i dinamik valova
snage su:

$$\begin{aligned} a'_i &= a_i e^{j\theta_i} \\ b'_i &= b_i e^{-j\theta_i} \end{aligned}$$

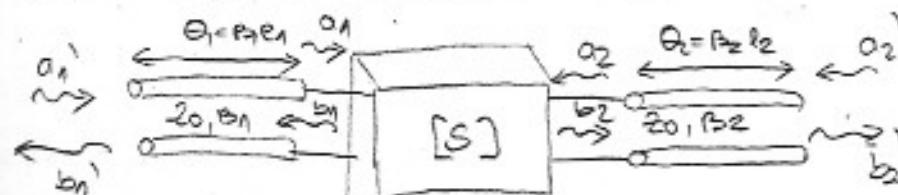
S matrica počinje da je:

$$[S'] = \begin{bmatrix} e^{-j\theta_1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & e^{-j\theta_2} & & \\ \vdots & \ddots & \ddots & \\ 0 & 0 & \dots & e^{-j\theta_N} \end{bmatrix} [S] \begin{bmatrix} e^{-j\theta_1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & e^{-j\theta_2} & & \\ \vdots & \ddots & \ddots & \\ 0 & 0 & \dots & e^{-j\theta_N} \end{bmatrix}$$

$$S_{ii}' = e^{-j2\theta_i} S_{ii}$$

tačka parametra S_{ii}' je dobijena pozaključuju
za θ_i (val 2. mreži probazi istim putem
kroz kao upadnu, pa kao reflektujuću)

• za duoptobaznu mrežu:



$$S_{11}' = \frac{b_1'}{a_1} = \frac{b_1 e^{-j\theta_1}}{a_1 e^{j\theta_1}} = S_{11} e^{-j2\theta_1} \quad S_{12}' = \frac{b_1'}{a_2} = \frac{b_1 e^{-j\theta_1}}{a_2 e^{j\theta_2}} = S_{12} e^{-j(\theta_1+\theta_2)}$$

$$S_{21}' = \frac{b_2'}{a_1} = S_{21} e^{-j(\theta_1+\theta_2)} \quad S_{22}' = \frac{b_2'}{a_2} = \frac{b_2 e^{-j\theta_2}}{a_2 e^{j\theta_2}} = S_{22} e^{-j2\theta_2}$$

$$\rightarrow [S'] = \begin{bmatrix} S_{11} e^{-j2\theta_1} & S_{12} e^{-j(\theta_1+\theta_2)} \\ S_{21} e^{-j(\theta_1+\theta_2)} & S_{22} e^{-j2\theta_2} \end{bmatrix}$$

- (20) Graf toka signala: definicija zvora, graue, puta i zaute ; prikaz generatora i tereta

- graf toka signala \rightarrow grafička interpretacija veza između ulaznih i izlaznih valova signala
- zvor \rightarrow svakom prolazu i mikrovalem u režic odgovara jedan par zvora (a_i, b_i) čije vrijednost odgovaraju pripadajućem valovima signale
 - a_i - vezanica \rightarrow incidentni
 - b_i - zamica \rightarrow preneseni ili reflektirani

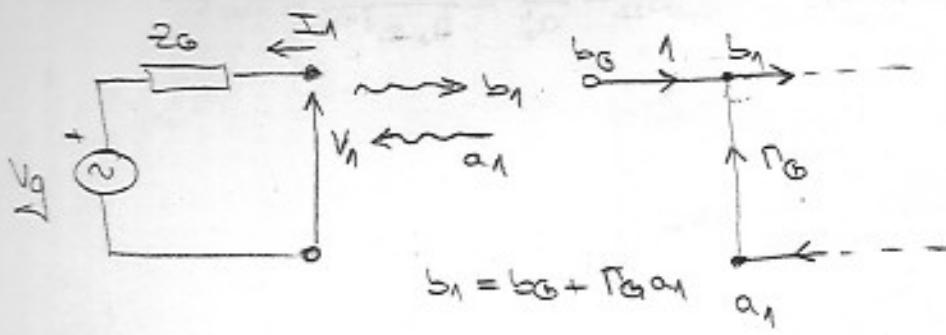
Vrijednost
zvora \rightarrow $\frac{a_i}{b_i}$ - vrijednost
graue

incidentni
reflektirani

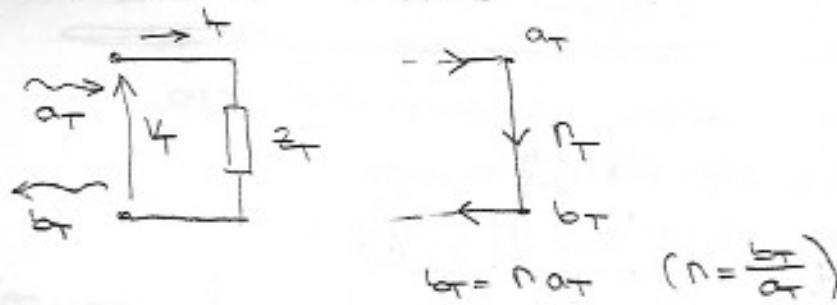
zvor

(vezanica) (zamica)
- graua \rightarrow usmjereni izravniti između vezanica i zamica zvora. Sujer je $a \rightarrow b$, a vrijednost je određena koeficijentom prijave (slika II)
- put \rightarrow čini ga više graua, od $a \rightarrow b$ stavi da je dozvoljeno samo kretanje u sujeru stranica te samo jedan put kroz pojedini zvor. Vrijednost je umnožak pojedinih vrijednosti graua
- zaute \rightarrow put zatvoren samo u reže
 - \rightarrow I reda } zaute se međusobno
 - \rightarrow II reda } ne dodiruju

• princip generatora

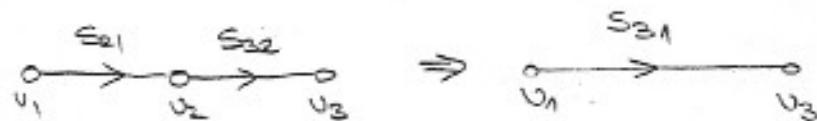


• princip tereta



- (21) Avaliza mreža primjenom grafova i dokaz signala: redukacija grafova, Hasseovo pravilo

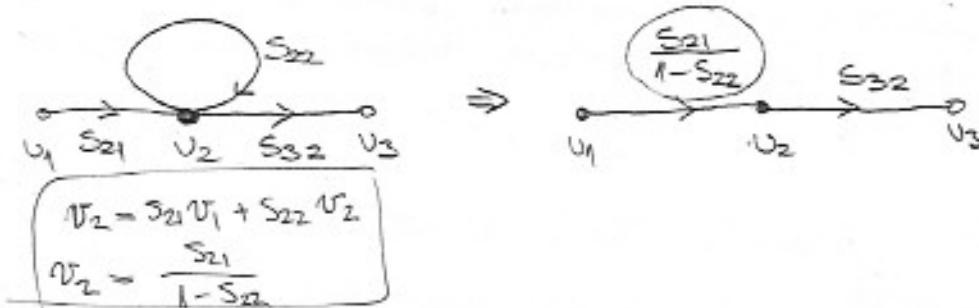
• senjske grane (pravilo unoseća)



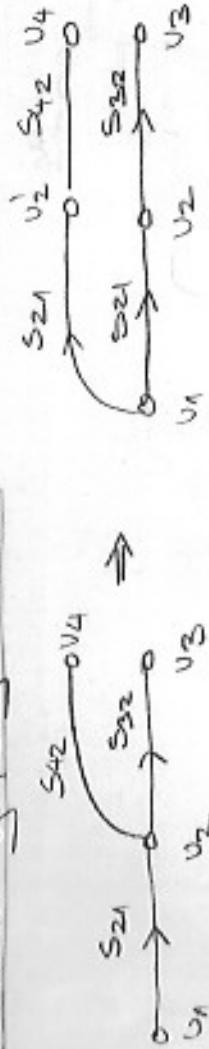
• paralelne grane (pravilo sloranja)



• pravilo za vlastite zanke (pozitivna vrednost)



Transistori Geofonie zwora



- Nasauauo pravilo uedodinuuh Boulli i

$$+ 2x \text{ obektivnang omjera valova snage u nekom grafu toka signala + } \\ P_1 [1 - \Xi L_1(1) + \Xi L_1(2) \dots] + P_2 [1 - \Xi L_2(1) + \Xi L_2(2) \dots]^+$$

$$T_{11} = \frac{1 - \Xi L_1(1) + \Xi L_1(2) - \Xi L_3}{P_1}$$

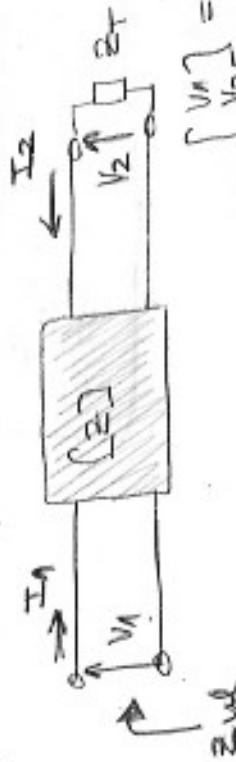
Pojednostavljeno bi i da
P₁ = putanji

$$\Xi L_1(1), \Xi L_1(2) \rightarrow \text{snage sush obstrukcijom: } \\ \text{zameti prug reda, drugog reda}$$



Ulagana impedanca i koeficijent refleksije
duoprotobne ureze koga je u u izlazu u proslu
 Ξ algoritma predstavlja posivnu teretnu

- Ulagana impedanca posivne duoprolazne ulaze
zadivljuje prevođenjem posivne tereteve
lako. uakn potonut je unatice



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

$$\Rightarrow \begin{aligned} V_1 &= Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2 \\ V_2 &= Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2 \end{aligned}$$

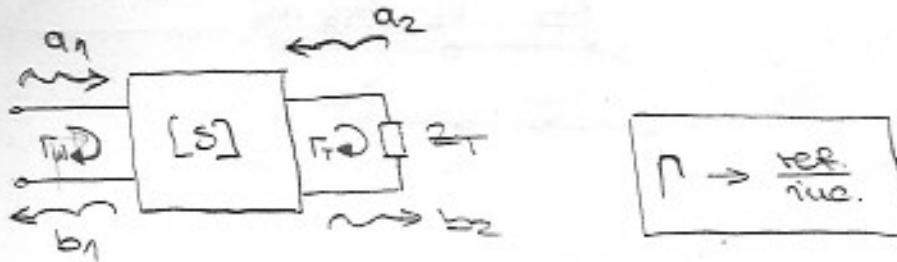
$$\Rightarrow \begin{aligned} V_1 &= Z_{11} \cdot I_1 \\ V_2 &= Z_{21} \cdot I_1 \end{aligned}$$

$$\Rightarrow \frac{V_1}{V_2} = \frac{Z_{11}}{Z_{21}} + \frac{Z_{12}}{\frac{Z_{21}}{I_1}} = \frac{Z_{11}}{Z_{21}} + \frac{Z_{12}}{Z_{21}} \cdot \frac{1}{I_1} \quad \text{---} \\ \frac{V_1}{V_2} = \frac{Z_{11}}{Z_{21}} + \frac{Z_{12}}{Z_{21}} \cdot \frac{1}{I_1} = \frac{Z_{11}}{Z_{21}} + \frac{Z_{12}}{Z_{21}} \cdot (-\frac{1}{Z})$$

$$\Rightarrow Z_{11} = Z_{11} - \frac{Z_{12}}{\frac{Z_{21}}{I_1}} = -\frac{Z_{12}}{Z_{21} + Z_{11}}$$

$$Z_{11} = Z_{11} - \frac{Z_{12}}{Z_{21} + Z_{11}}$$

• Koeficijent refleksije - preko S-parametara



$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix}$$

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2$$

$$R_T = \frac{a_2}{b_2}$$

$$T_{ul} = \frac{b_1}{a_1}$$

$$T_{ul} = \frac{b_1}{a_1} = \frac{S_{11}a_1 + S_{12}a_2}{a_1} \\ = S_{11} + S_{12} \frac{a_2}{a_1}$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 = \frac{a_2}{R_T}$$

$$R_T S_{21}a_1 + S_{22}R_T a_2 = a_2$$

$$a_2(1 - S_{22}R_T) = R_T S_{21}a_1$$

$$\frac{a_2}{a_1} = \frac{R_T S_{21}}{1 - S_{22}R_T}$$

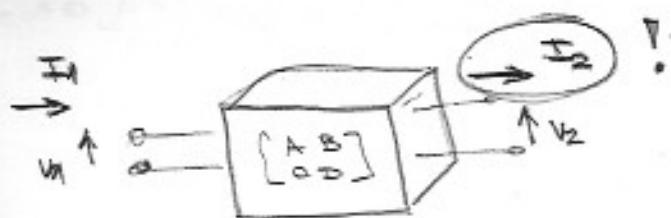
$$T_{ul} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}R_T}{1 - S_{22}R_T}$$

→ za pozitivne
vrednosti $|R_T| < 1$

(23) Mrežane (kaskadne) mreže s ABCD parametrima

i ABCD matrica

- ABCD matrica \rightarrow strujno naponska prijenosna matrica

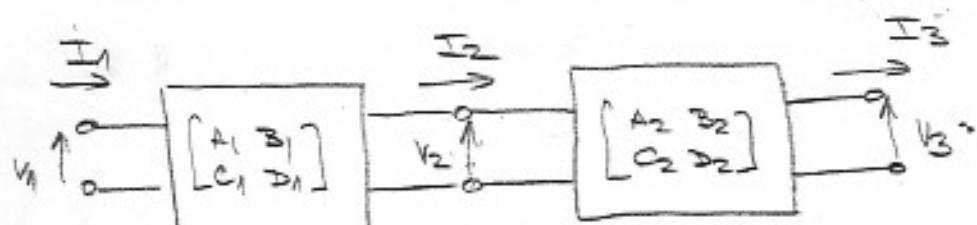


\hookrightarrow korisno za povezivanje više autonoma mreža u kaskadu

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix}$$

$$V_1 = A V_2 + B I_2 \quad A, B, C, D \rightarrow \text{realni kompleksni} //$$

$$I_1 = C V_2 + D I_2$$



$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_2 & I_2 \\ A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_3 & I_3 \\ A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_3 \\ I_3 \end{bmatrix}$$

$$\Rightarrow \begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 & I_2 \\ A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_3 \\ I_3 \end{bmatrix}$$

- determiniraj parametara

$$A = \frac{V_1}{V_2} \mid I_2=0$$

$$B = \frac{V_1}{I_2} \mid V_2=0$$

$$C = \frac{I_1}{V_2} \mid I_2=0$$

$$D = \frac{I_1}{I_2} \mid V_2=0$$

2) Duopravne mreže: nedisipativne, prilagodene, te cipročne i nećipročne

• nedisipativne

$$(\text{preko }) [S]^T \cdot [S]^* = [U] \quad [S^T] \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix}$$

$$|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2 = 1$$

$$|S_{12}|^2 + |S_{22}|^2 = 1$$

$$\begin{bmatrix} S_{11} & S_{21} \\ S_{12} & S_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_{11}^* & S_{12}^* \\ S_{21}^* & S_{22}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$S_{11}S_{12}^* + S_{21}S_{22}^* = 0$$

• prilagodene

$$P_{ul} = \frac{|a_1|^2}{a_1} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}R_t}{1 - S_{22}R_t} = 0$$

• te cipročne $\Rightarrow S_{12} = S_{21} \Rightarrow$ tri parametra S_{11}, S_{22}, S_{12}
 raspršna. ($S_{ij} = S_{ji}$)

→ matrica ima samo 3 člana
 određena sa samo tri realna broja $|S_{11}|, \Psi_1, \Psi_2$
 $\Psi_1 = \Psi_2 = U \Rightarrow S_{11} = S_{22}$ je u fazi kvadraturi $S_{12} = S_{21}$

• ATENUATOR

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & S_{21} \\ S_{21} & 0 \end{bmatrix} \rightarrow \begin{array}{l} \text{disipativna,} \\ \text{ćipročna,} \\ \text{prilagoden.} \end{array} \quad P_{dis} = P_{ul} - P_{iz}$$

$$L[\text{dB}] = 10 \log \frac{P_{ul}}{P_{iz}} = 10 \log \frac{|a_1|^2}{|b_2|^2} = -20 \log |S_{21}| \quad [\text{dB}]$$

• FERITNI ISOLATOR - nericipročni prilagodeni atenuator

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & S_{21} \\ S_{21} & 0 \end{bmatrix} \rightarrow \begin{array}{l} \text{rabi se za raspreziranje kodakno spojnih sklopova} \\ \text{fenti u jekom stat. mag. polju} \end{array}$$

$$\text{idejni } [S] = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \leftarrow \text{MOŽE BITI DISIPATIVAN I NEDISIPATIVAN}$$

• ZAKRETALO FAZE

$$\text{PRILAGODEN } [S] = \begin{bmatrix} 0 & e^{j\phi} \\ e^{-j\phi} & 0 \end{bmatrix} \rightarrow \begin{array}{l} \text{nedisipativna,} \\ \text{ćipročna} \end{array}$$

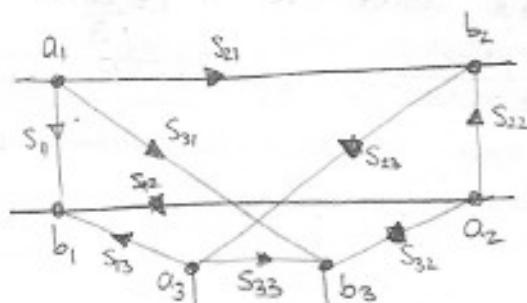
• GIZATOR - ve refleksivno zakretalo faže bez snimata

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \rightarrow \begin{array}{l} \text{nedisipativna,} \\ \text{nećipročna} \end{array}$$

25) Trojprilazne mreže: recipročne i
verciipročne; vedištipatnost i prilagodba

→ najčešće spojevi za dijeljenje, zbrojavanje ili
vsmjeravanje signala

$$[S] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{bmatrix}$$



• Svojstva:

- recipročnost
- vektorističnost
- eferenčna subtraktivnost

$$\Rightarrow [S] = \begin{bmatrix} 0 & S_{12} & S_{13} \\ S_{12} & 0 & S_{23} \\ S_{13} & S_{23} & 0 \end{bmatrix}$$

• uz $S_{12}=0$

$$|S_{12}|^2 + |S_{13}|^2 = 1 \Rightarrow |S_{13}|^2 = 1$$

$$|S_{21}|^2 + |S_{23}|^2 = 1 \Rightarrow |S_{23}|^2 = 1$$

$$|S_{13}|^2 + |S_{23}|^2 = 1 \Leftrightarrow \text{nije moguće zadovoljiti sva 3 svojstva}$$

→ moguće zadovoljiti samo 2 od 3 moguća
svojstva istovremeno

dobar da

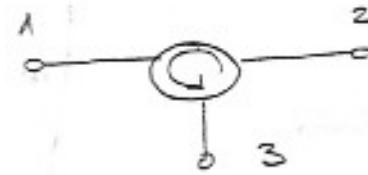
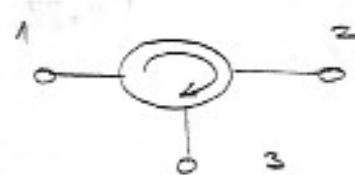
isto vremensko

nije moguće zadovoljiti

sva 3 svojstva

• cirkulator

→ trojprilazna, verciipročna
mreža bez subtraktora
mišljena na
sime prolaza



$$[S] = \begin{bmatrix} a_1 & a_2 & a_3 \\ b_1 & 0 & 0 \\ b_2 & 1 & 0 \\ b_3 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

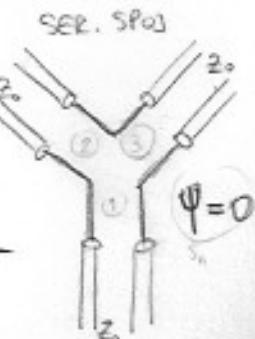
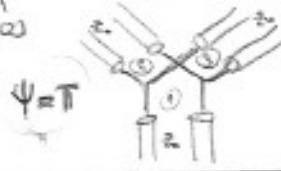
• T- step beskonačno kratkih elemenata

reflektivni step → simetričan i recipročan
prozorni step → zbrojavanje i dijeljenje signala
→ ima najmanji mogući koeficijent
refleksije na sva 3 prolaza

$$[S] = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & -2 & -2 \\ -2 & 1 & -2 \\ -2 & -2 & 1 \end{bmatrix}$$

par. spoj → matrica $\times (-1)$

Par. spoj



- svičome se predaje $\frac{1}{2}$ snage s ulaza, i polovića se disipira u sklopu
- otporno dječilo snage
- recipročno
- ve reflektivno
- INA, GUBITKE $R = \frac{Z_0}{3}$
- prilagoden na svim predajama

- wilkinsonovo dječilo snage

→ T spoj vez za snitak \Rightarrow ve množi se

izgadajući miлагoditi svu 3 predazu (otporno mreži ali imo gubitke)

- NE pokazuje gubitke kad su međusobno izolirani izlazni molari prilagodeni

$$Z_{ul} = \frac{1}{2} Z_0$$

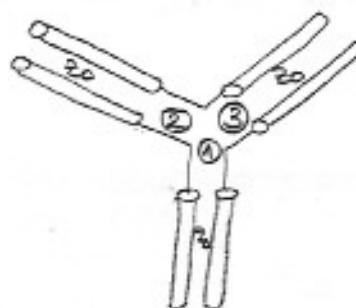
26 Dječila snage; T spojeni i cirkulacioni

T spoj beskonačno kratkih linija

↳ simetrične i recipročne //

— vez za snitak // (Nije prilagoden)

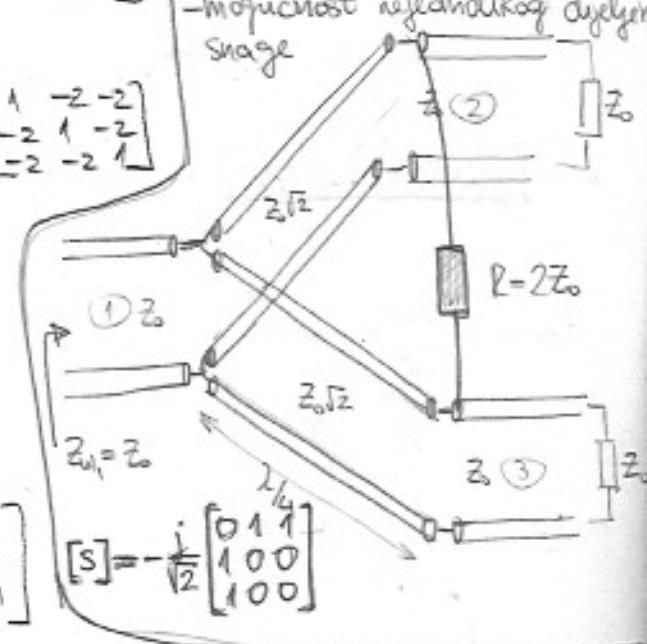
- senjski spoj triju beskonačno kratkih linija



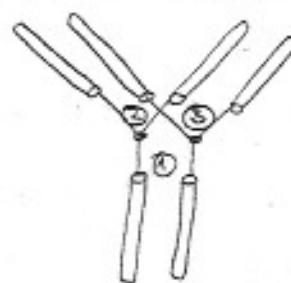
$$[S] = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & -2 & -2 \\ -2 & 1 & -2 \\ -2 & -2 & 1 \end{bmatrix}$$

WILKINSON:

- kašnjenje od $\frac{T}{2}$ (linje duge $\lambda/4$)
- mogućnost nejednolikog dijeljenja snage



- rotacioni spoj



$$[S] = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} -1 & 2 & 2 \\ 2 & -1 & 2 \\ 2 & 2 & -1 \end{bmatrix}$$

$|S_{11}|^2 = \frac{1}{3} \Rightarrow \frac{1}{3}$ snage se reflektira

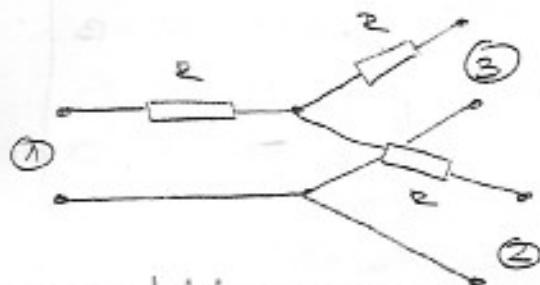
od prenog predaza, ($|S_{11}|^2 = \frac{4}{9}$), a po

$\frac{4}{9}$ snage se predaje miлагodenu teštinu na molasima 2:3

• Otpomočne cjevne snage

- recipročno
- vektori fleksione (prilagođeno na svu 3 prednazu)
- IMA GUBITKE

↳ 3 otpornika u zvezdastom spoju



$$[S] = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

(Wilkinsonovo djetlo snage, cirkulatori \Rightarrow prethodno pitanje)

27) Četveroprednazu mreže: simetrični i ne-simetrični usmjereni spremenici

- Prepostavimo da su sve četveroprednazu mreže → recipročne i vektori fleksione

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{12} & 0 & S_{23} & S_{24} \\ S_{13} & S_{23} & 0 & S_{34} \\ S_{14} & S_{24} & S_{34} & 0 \end{bmatrix} \quad \Rightarrow \text{6 koplj. raspredeljenih parametara}$$

- Preko uvjeta za unitarnost $[S]^T \cdot [S]^* = [I]$

$$\Rightarrow \boxed{S_{14} = 0} \\ \boxed{S_{23} = 0}$$

⇒ prednizi 1 i 4 su izdizani i prednizi 2 i 3 su izolirani

IDEALNI USMJERNI SPREŽNIK

$$\Rightarrow \begin{aligned} S_{12} &= S_{34} = \alpha \\ S_{13} &= \beta e^{j\theta} \\ S_{24} &= \beta e^{j\varphi} \end{aligned}$$

+ d, β - REALNI BROJEVI

$$\Rightarrow [S] =$$

$$\begin{bmatrix} 0 & \alpha & \beta e^{j\theta} & 0 \\ \alpha & 0 & 0 & \beta e^{j\varphi} \\ \beta e^{j\theta} & 0 & 0 & \alpha \\ 0 & \beta e^{j\varphi} & \alpha & 0 \end{bmatrix}$$

SINETRICAL

$$\theta = \varphi = -\frac{\pi}{2}$$

$$[S]_{\text{sym}} = \begin{bmatrix} 0 & \alpha & -jB & 0 \\ \alpha & 0 & 0 & -jB \\ -jB & 0 & 0 & \alpha \\ 0 & -jB & \alpha & 0 \end{bmatrix}$$

$$S_{14} = 0$$

$$S_{23} = 0$$

$$S_{13} = S_{24} = -jB$$

$$S_{12} = S_{34} = \alpha$$

NESINETRICAL

$$\theta = 0 \quad \varphi = -\pi$$

$$[S]_{\text{asym}} = \begin{bmatrix} 0 & \alpha & B & 0 \\ \alpha & 0 & 0 & -B \\ B & 0 & 0 & \alpha \\ 0 & -B & \alpha & 0 \end{bmatrix}$$

$$S_{14} = S_{41} = 0$$

$$S_{23} = S_{32} = 0$$

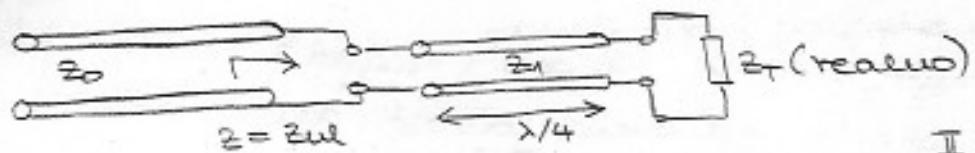
$$S_{12} = S_{34} = \alpha$$

$$S_{13} = S_{31} = B$$

$$S_{24} = S_{42} = -B$$

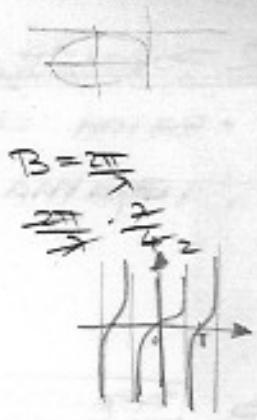
(28) Četvertvalni činijski transformator impedancije

- * činijske dugine $\lambda/4$ je četvertvalni transformator impedancije. Ako je transformacija impedancije obavljena u raznijemom uslovu frekvencije za transformaciju će biti dovoljan samo jedan odsečak činije (četvertvalni).
 ↳ unutar svake podnicije \Rightarrow potrebno više četvertvalnih odsečaka u kaskadi
- Jedan od nedostataka ovog transformatora je taj da obavija transformaciju samo realnu impedanciju. Kompleksna impedancija se može transformirati u realnu impedanciju metanjem dodatnog odsečka, odgovarajuće električne dugine, između tečeta i mijenjanje činije. \rightarrow taj postupak zmanjšuje raspodjeljujuću sinus popresu.



$$\textcircled{2} \quad z_1 \frac{z_t + j z_1 \operatorname{tg}(B\ell)}{z_1 + j z_t \operatorname{tg}(B\ell)} = z_1 \frac{z_t + j z_1 \operatorname{tg}\left(\frac{B\ell}{4}\right)}{z_1 + j z_t \operatorname{tg}\left(\frac{B\ell}{4}\right)}$$

$$= \frac{z_1^2}{z_t}$$

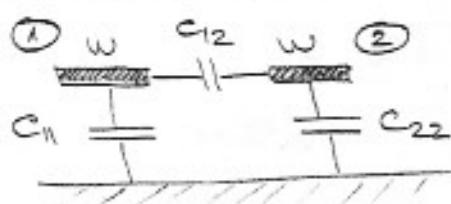


- \Rightarrow vrijednost z_1 nema $\sqrt{z_0 z_t}$
 \Rightarrow teret je eks. mlađenac
 učinkovitiji jer je
 $z = z_{0L}$ postala $z_0 //$

(29) Spregnute mikrotrakaste linije, kabelne crnove

- \rightarrow kopiravame spregnute simetrične trakaste linije
- \rightarrow paralelne trakaste linije spregnute sa srednjim trakom
- \rightarrow spregnute mikrotrakaste linije

\Rightarrow VENZERENI SPREŽNIK SA SPREGNIM UNJAMA

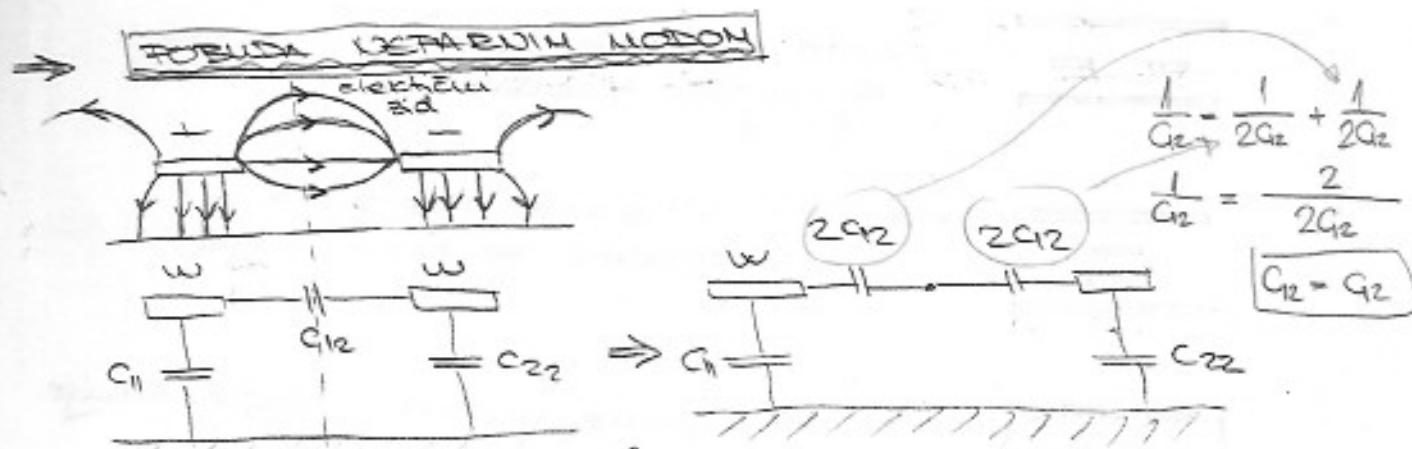
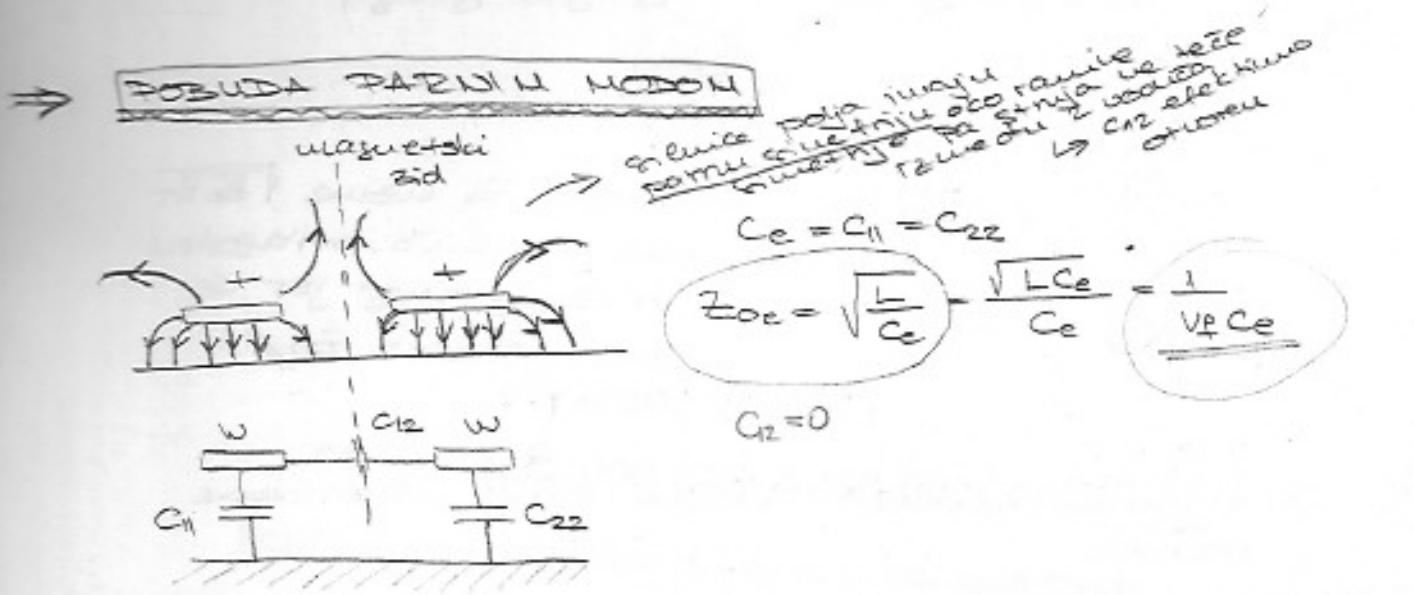


- pretpostavka \rightarrow spregnute linijama rastrosnje se tamo TEH val, električna svojstva linije ovisile o efektičnim kapacitetima i fazama izmjenice kojom se prenosi EMV

- C_{12} = kapacitet između dvoju trakastih vodica kada vena uženjuje ravne
- C_{11}, C_{22} = kapacitet između trakastog vodica i uženje ravne

2 poenute *

- parna → snije jednake jačosti i slijeda
- neparna → snije jednakih jačosti, ali suprotnih slijetava

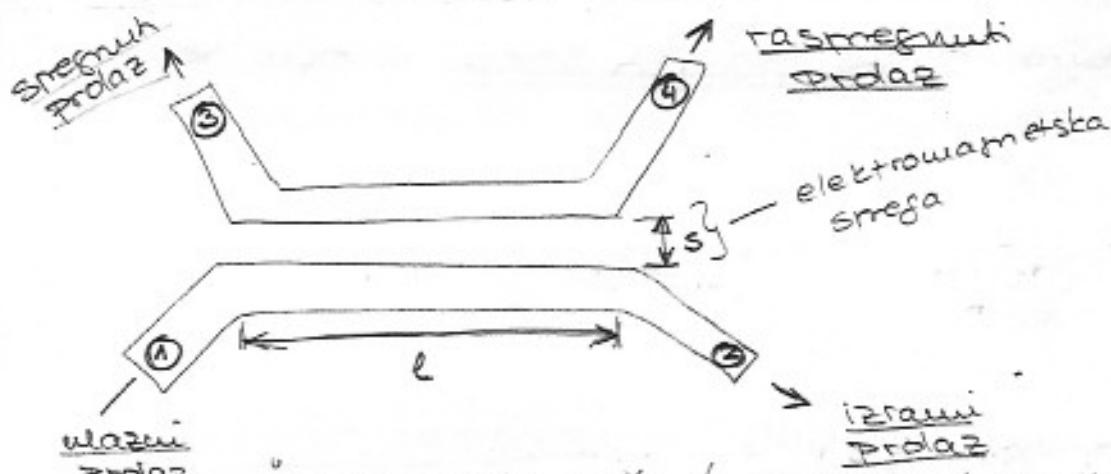


(sjenice el. podja podrazijuju
neparnu simetriju → savršeno
vodičva ravnina

$$Z_{0e} = \frac{1}{V_F C_0}$$

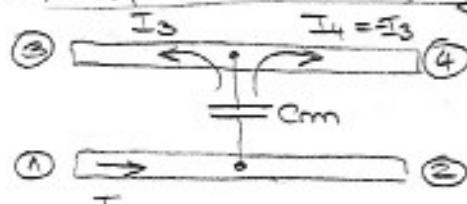
$$C_0 = C_{11} + 2C_{12} = C_{22} + 2C_{12}$$

(30) Kružni usmjereni sprežnik i učelo tada
raspršni parametri

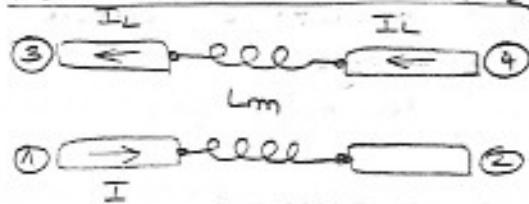


ČETVEROPROLAZNA MLEŽA ĆE SE PONASATI KAO USMJEĆNI SPREŽNIK
 → Ako su emnije (+ rake) međusobno jednake
 i ako su na svojim krajevima opterećene sa Z_0
 → takva četveroprolazna mreža je
USMJEĆNI SPREŽNIK

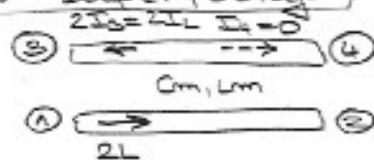
• Kapacitivna spreža



• međuinduktivna spreža



• superpozicija



- tok energije je suprotan u spognutoj grani od onoga u glavoj grani

$$SPREŽA = C = 10 \log \frac{P_1}{P_3} = -20 \log \beta [dB]$$

$$IZOLACIJA = I = 10 \log \frac{P_1}{P_4} = -20 \log |S_{14}| [dB]$$

$$USMJEĆENOST = D = 10 \log \frac{P_1}{P_2} = 20 \log \frac{\beta}{|S_{12}|} [dB]$$

I
II
C
+
D

• 5 parametri

$$S_{11} = S_{22} = S_{33} = S_{44} = 0 \rightarrow \text{prikladne na svim protokazima}$$

$$C = \frac{Z_0e - Z_o}{Z_0e + Z_o}$$

→ uzajedni koeficijent sprege !!!

Spreža je frekv. ovisna!

• spreža: $S_{31} = S_{13} = S_{21} = S_{42} = C$

• prijenos: $S_{21} = S_{12} = S_{34} = S_{43} = -j\sqrt{1-C^2}$

• izdacijska: $S_{11} = S_{14} = S_{23} = S_{32} = 0 \rightarrow$ ve omni o frekvenciji !

↓
usmjerenoost je beskonačna

(31) Langeov sprežnik (princip rada i osnovne karakteristike)

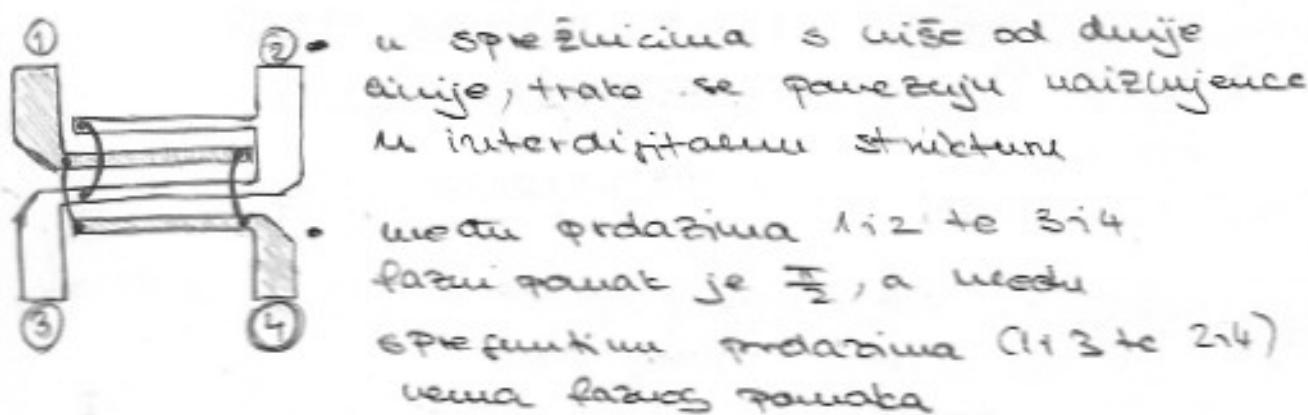
- za povećanje širine pojasa sprege mora se konstrui sprežnici od više od jedne ceste duljine $\lambda/4$

linijski sprežnici koniste se za slavu
sprege: $C > 6 \text{ dB}$

- za jazne sprege ($C < 6 \text{ dB}$) \Rightarrow kompozitni sprežnici

* s više traka spregnutih elnija

- su se trake jednake širine w i na istom razmaku S
- duljine traka iznose $\lambda/4$



(32) Hibridi: kvadratni ($\pi/2$ hibrid) i prstenačasti π -hibrid

hibridi \rightarrow posebna vrsta kruženih sprežnika

- \rightarrow sprežnici sprege 3 dB (po sprege)
- \rightarrow Shaga se dijeli na dva jednaka dijela \Rightarrow rabe se za dijeljenje ili sagajanje snage

$$|S_{12}| = |S_{13}| \quad \text{odnosno } L = \beta$$

HIBRIDI: KVADRATURNI $\frac{\pi}{2}$ + TRSTENASTI π -HIBRID

HIBRIDI \Rightarrow posebna vrsta usmjernih sprežnika

\rightarrow sprežnici sprege 3 dB

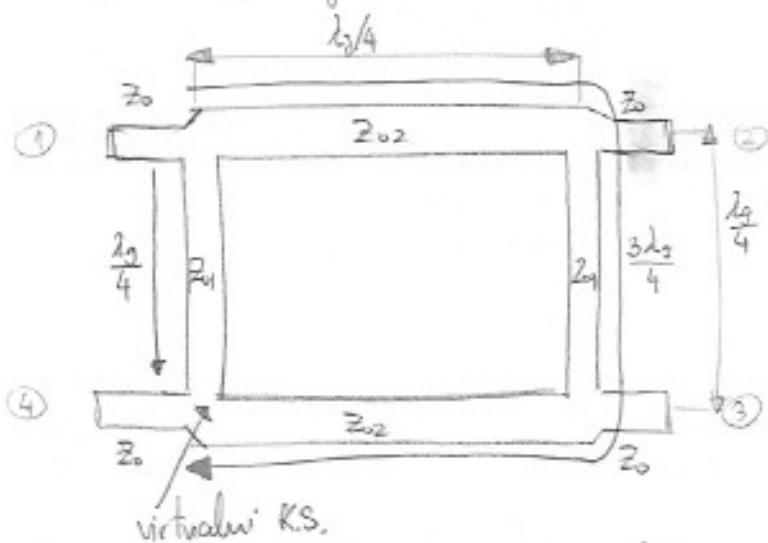
\rightarrow snaga se dijeli iz ulaznog prolaza na dva dijela prema dvama izlaznim prolazima \Rightarrow RABE SE ZA DVEJENJE I U SLAGANJE SNAGE

VRJEDI:

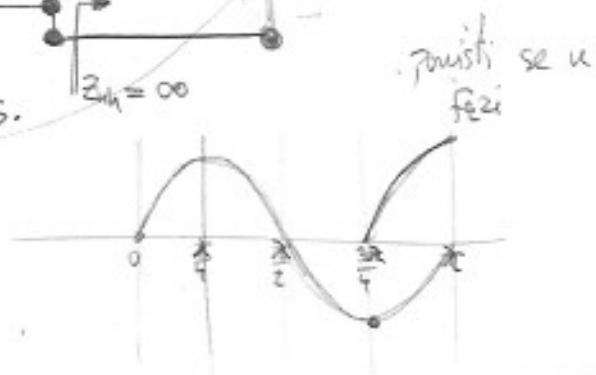
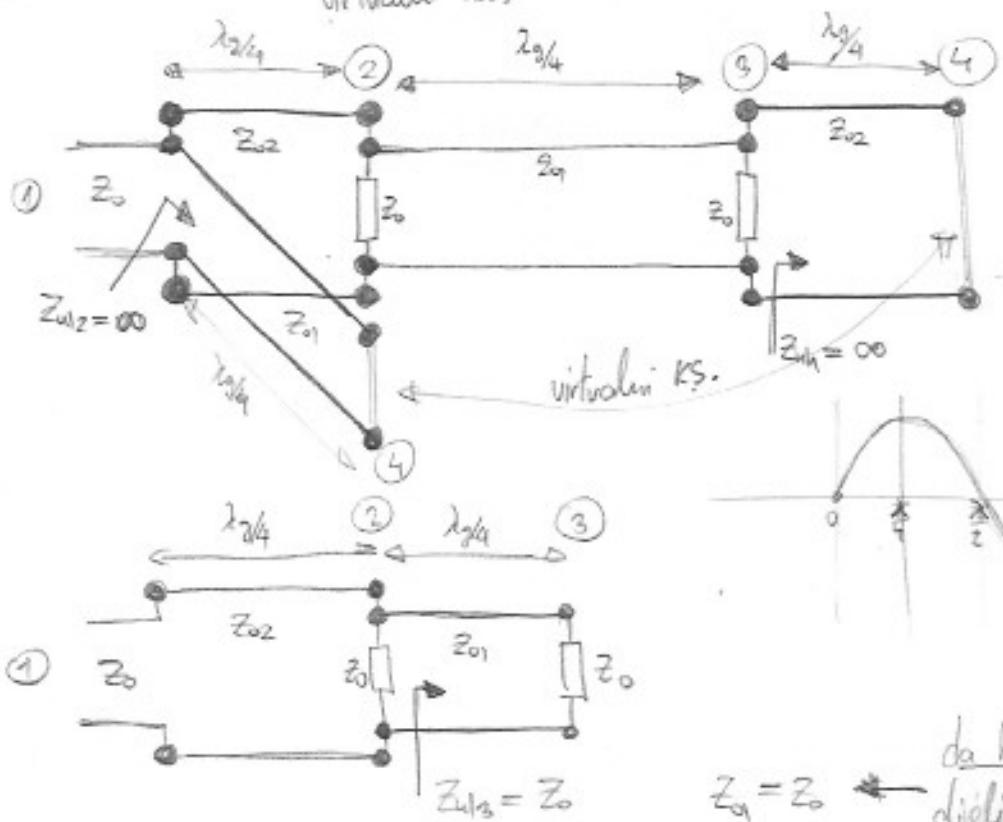
$$|S_{12}| = |S_{13}| \quad \text{odnosno} \quad \lambda = \beta$$

• kvadraturni hibrid ili $\frac{\pi}{2}$ hibrid (simetrični H.)

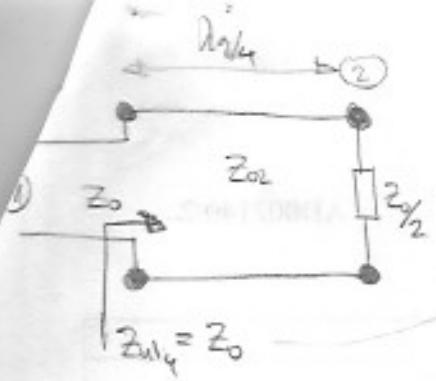
\hookrightarrow zato što su mu signali na izlaznim prolazima međusobno pomaknuti u fazi za 90° , ili za $\frac{\pi}{2}$ radijana



- izvedba u mikrotrakačkoj tehnologiji



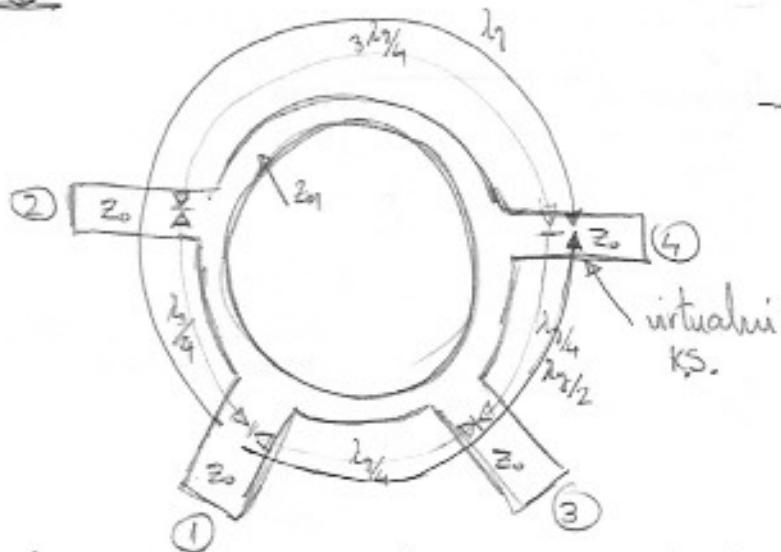
$Z_0 = Z_0$ \Rightarrow da bi se ulazna snaga dijelila na dva dijela



$$Z_{02} = \sqrt{Z_0 \cdot \frac{Z_0}{2}} = \frac{Z_0}{\sqrt{2}}$$

$$[S] = -\frac{j}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 1-j & 0 \\ 1 & 0 & 0-j \\ -j & 0 & 0 \\ 0 & -j & 1 \end{bmatrix}$$

T HIBRID



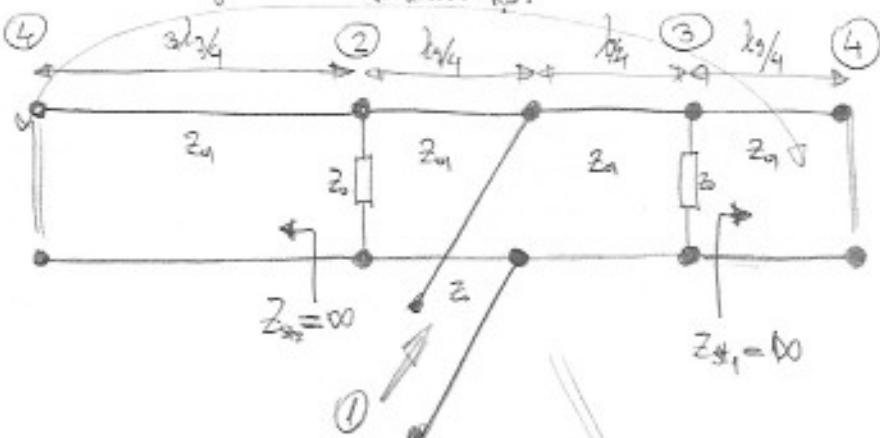
- nesimetrični hibrid

$$S_{12} = S_{13} = \alpha \quad S_{24} = -\alpha$$

$$\alpha = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

- signali na idaznim polarizacijama su međusobno pomaknuti u fazi za 180° odnosno π radijana

virtualni KS.



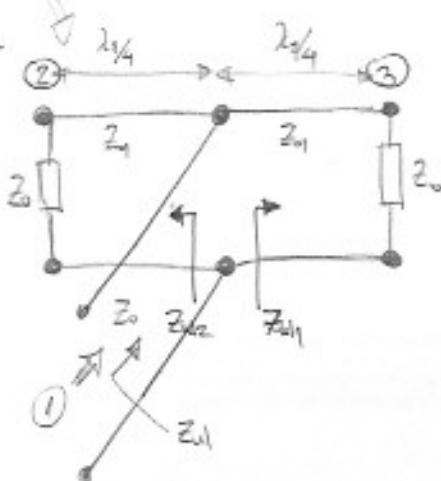
- prelaz 1 mora biti prilagođen

$$Z_{01} = Z_{011} \parallel Z_{012} = Z_0$$



$$Z_{011} = Z_{012}$$

STVORNJE SE DVEJI NA JEDNAKE
DIJELOVE



$$Z_{a1} = Z_{a2} = 2 Z_0$$

$$\Downarrow$$

$$Z_0 = \sqrt{Z_0(2Z_0)} = Z_0\sqrt{2}$$

$$[\delta] = -\frac{j}{\ell^2} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & -1 \\ 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & -1 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

ČACUNATI
UZ
IMPEDANCI
AKO NE
KUŽIŠ

$$Z_0 = \frac{2Z_0 + jZ_m \tan \frac{\pi}{2}}{Z_m + j2Z_0 \tan \frac{\pi}{2}}$$

$$Z_0 = Z_m - \frac{jZ_m}{j2Z_0}$$

$$2Z_0^2 = Z_m^2$$

$$Z_m = \sqrt{2} Z_0$$

(33) REZONATORI: SERIJSKI I PARALELNI NADONJESNI TITRANSKI SUSTAV

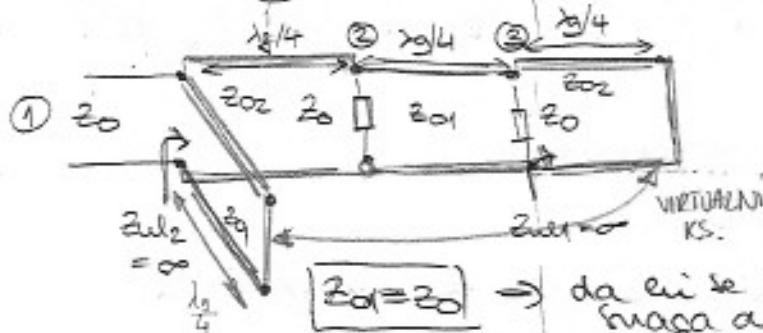
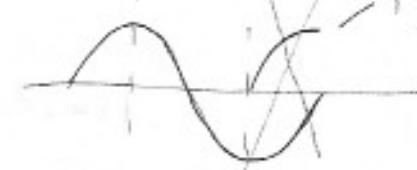
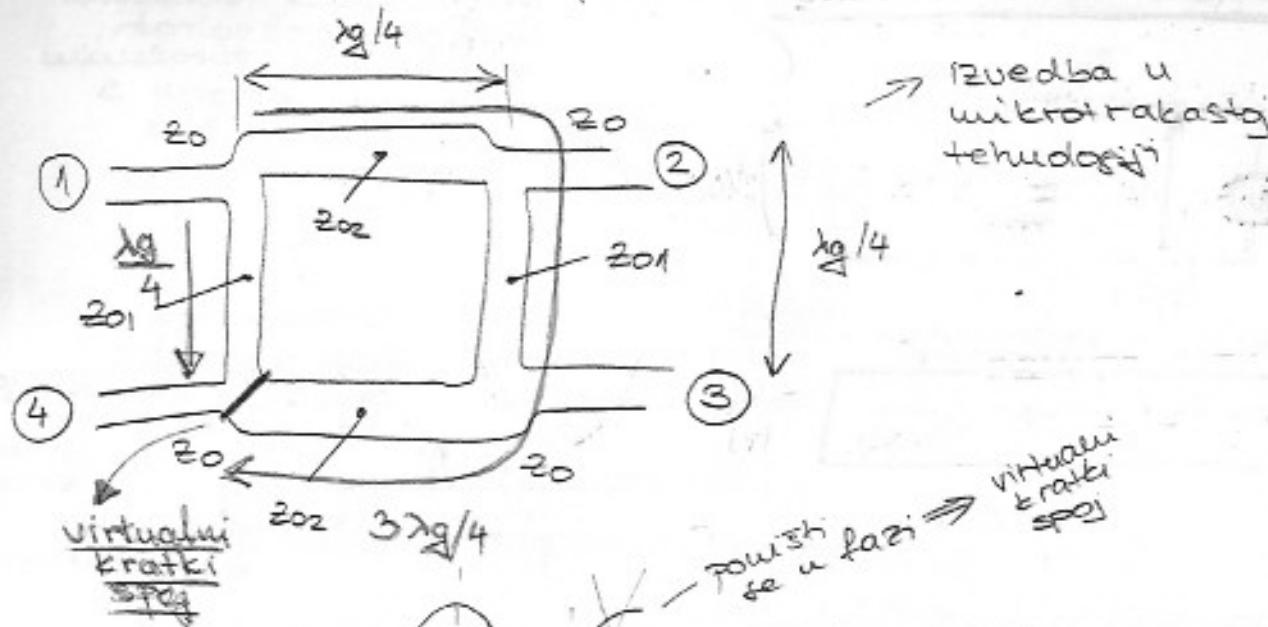
REZONATOR * naprava koja pohranjuje energiju
 * ekivalentan trijednom krugu

- prostor ispunjen dielektričnim sredstvom, u cijelosti okružen vodljivim granicama (savršeni el. vodič ili savršeni mag. vodič)
- ⇒ MAXWELLOVE JEDNADŽBE uz primjenu rubnih uvjeta na vodljivim granicama dopuštaju rješenja različita od nule samo na posebnim (diskretnim) frekvencijama
 - broj modova beskonačan

hygrometrica hibrida li Tz hibrid

↳ sinistrorhynchid ↓

Zato što su one signalni
na izlazu u preduzima međusobno
povezani u fazu za $\pi/2$



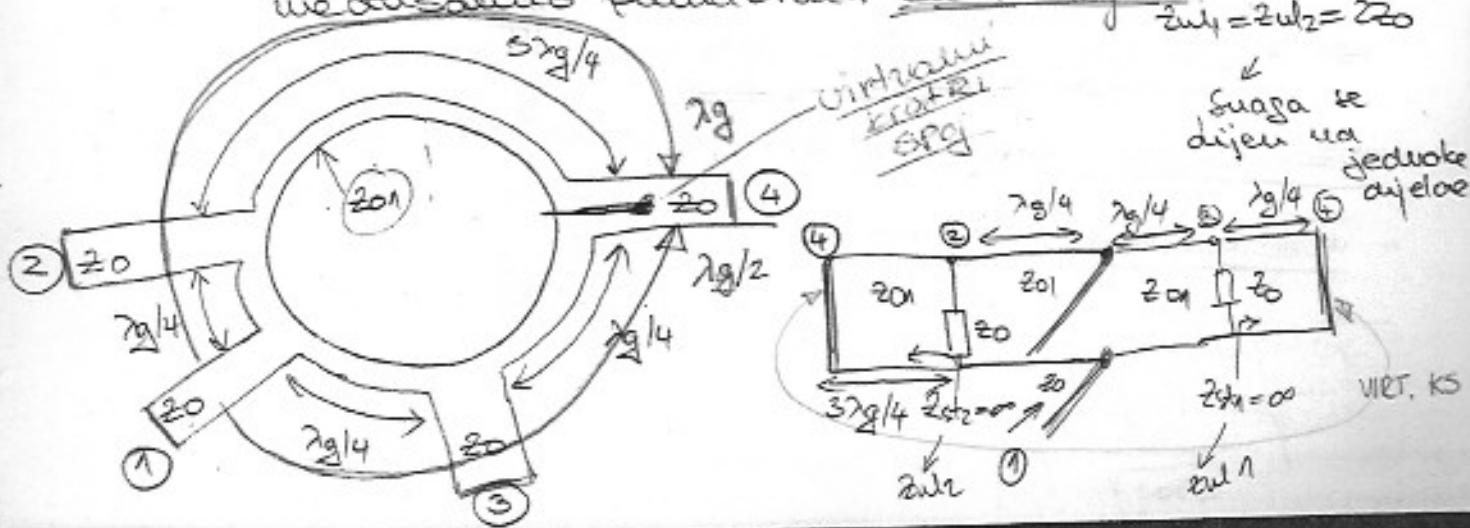
a ei se uazia
magajenja na
dva jednaka dijela

• Ti-mibnd

\hookrightarrow asymmetrii

↓
signoli su un'area isolazionale protetta
mediterraneo panateneo za II radiona

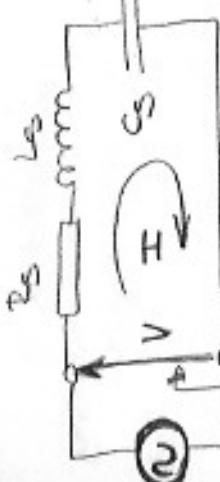
$$2w_1 = 2w_2 = 220$$



(55) Reservation : serial
it may be used

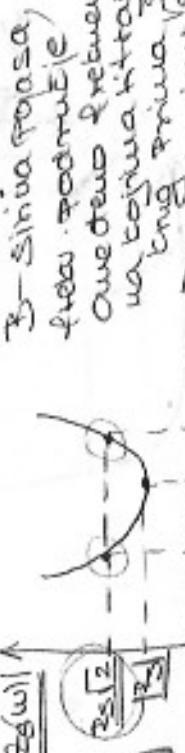
Paralelli undowiesan

- u okolici rezonanze
prezessuje swaki
wielotaktowy rezonator
wysokomodulowy w paralelu
selektywnie w niskim
titrowaniu
lancownicym radiu
parowemu



$$\underline{Z}_S = \underline{\rho}_S + j\underline{\omega}_S - j\frac{1}{\omega_C}$$

$$\underline{Z}_S(\omega) = \underline{Z}_S + j\omega C - j\omega S$$



Loualeseua suwae mediana

(4)

$$= \frac{1}{n!} \left(B_S + \sum_{i=1}^n \left(\frac{\partial}{\partial x_i} - \frac{\partial}{\partial y_i} \right) \right)^n H^{1/2}$$

• French & sequations:

$$r_{\text{dis}} = \frac{1}{2} \pi r_s^2$$

- $$w_m = \frac{1}{4} H^2 \rho g$$

Розрахунок
 залежності

二
三

四

$$z_0(w=m) = e^{\pi i}$$

34

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

• faktor datora

$$Q_0 = \omega \cdot \frac{w_m + w_e}{P_{dis}} \quad (\text{ulaski faktor datora})$$

- rezonanski $w_m = w_e$
- $\Rightarrow Q_0 = \omega \cdot \frac{2w_m}{P_{dis}}$

u okolini rezonantne frekvencije

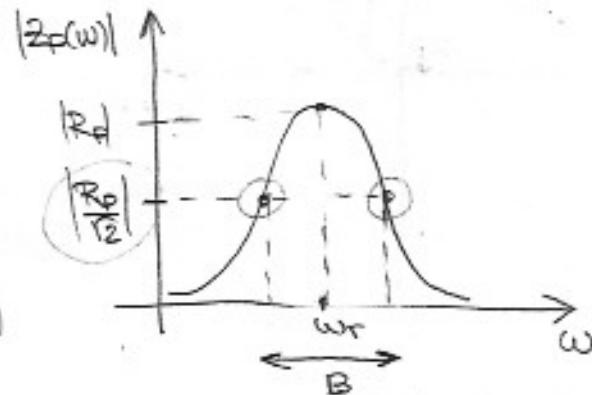
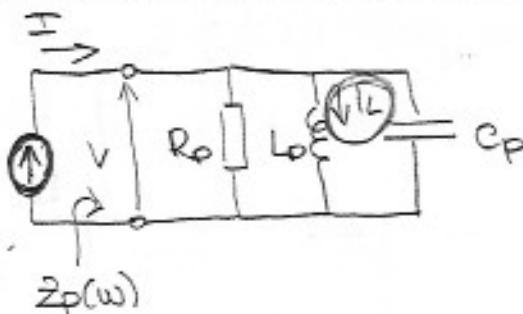
$$z_s \approx R_s + 2j\Delta\omega L_s$$

$$\Delta\omega \ll \omega$$

$$\omega = \omega_r + \Delta\omega$$

- $Q_0 = \frac{\omega_r}{B}$ - omjer raspodjeljene i disipirane energije

• paralelni titrajni krog



ulazna admittanca

$$Y_p = G_p + j\omega C_p - j\frac{1}{\omega L_p}$$

• kompleksna snaga preduza rezonatoru :

$$P_{ul} = \frac{1}{2} VI^* = \frac{1}{2} (Y_p + j\omega C_p - j\frac{1}{\omega L_p}) |V|^2$$

• ulazni : $P_{dis} = \frac{1}{2} |V|^2 G_p$

$$\begin{cases} Q_0 = \omega \frac{w_m + w_e}{P_{dis}} \\ Q_0 = \frac{\omega_r}{B} \end{cases}$$

pohranjene energije :

$$w_e = \frac{1}{4} |V|^2 G_p \quad w_m = \frac{1}{4} |V|^2 L_p$$

$$\Rightarrow P_{ul} = P_{dis} + 2j\omega (w_m - w_e)$$

- rezonansija $w_m = w_e \Rightarrow$

- rezonantna frekvencija

$$Y_p(\omega = \omega_r) = G_p$$

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_p C_p}}$$

Makroski rezonantne frekvencije

$$Y_P \approx G_P + 2jC_P \Delta\omega$$

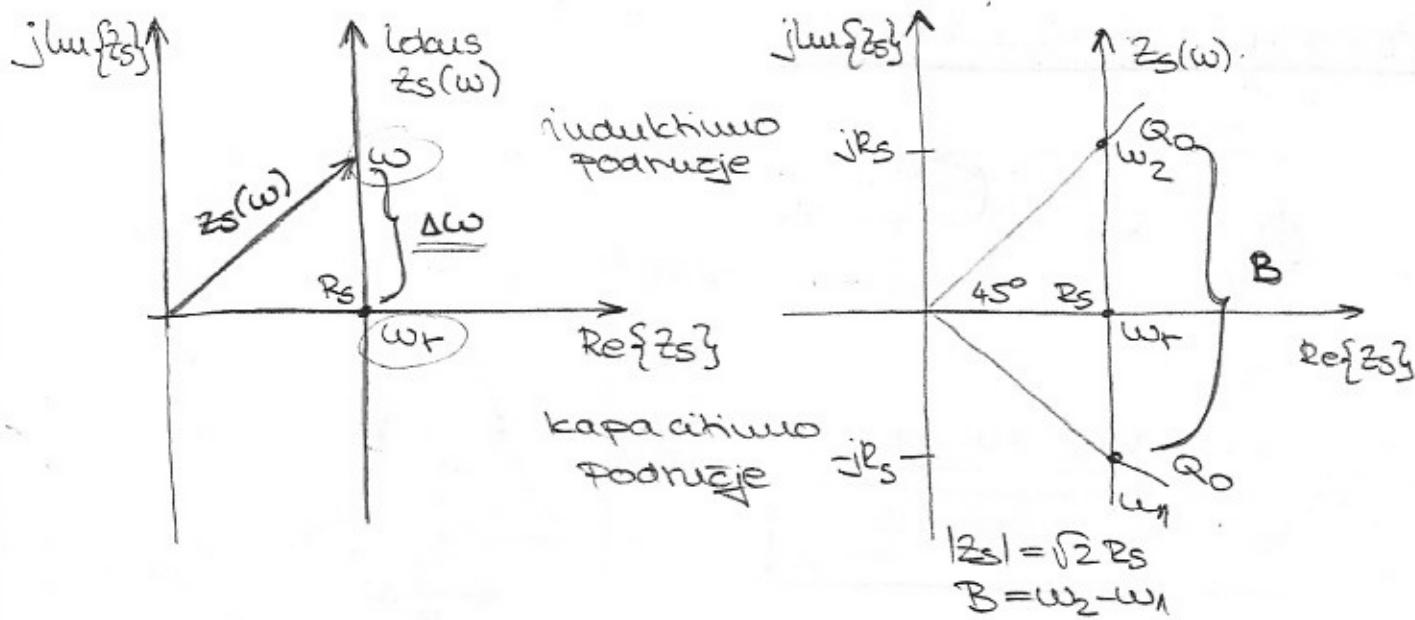
$$\omega = \omega_1 + j\Delta\omega$$

$$\Delta\omega \ll \omega$$

- (34) Prikaz loka sa ulazne impedancije rezonatora u cini mosti o frekvenciji u z-tavini u pravouglom koordinatnom sistemu i Smithovom dijagramu

• Smithov dijagram

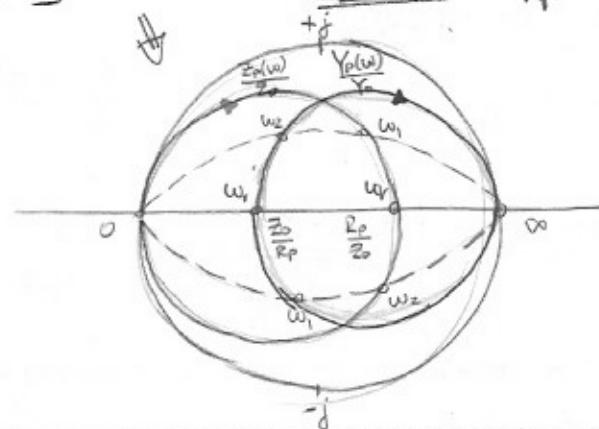
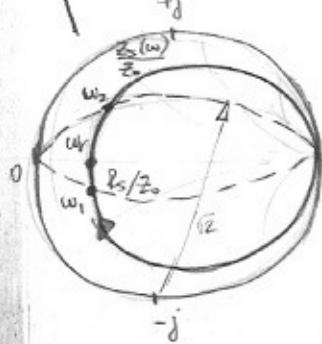
$$Z_S = R_S + j\omega L_S - j\frac{1}{\omega C_S}$$



- Locus ulazne impedancije $Z_S(\omega)$ odgovara kružnici konstantnog reallnog dijela iznosa R_S/Z_0

• Smithov dijagram

- Locus ulazne admittancije $Y_P(\omega)$ odgovara kružnici konstantnog reallnog dijela iznosa $G_P/Y_0 = Z_0/R_P$



35. Definicija faktora dobrote

↳ aujer uzbacištevi dissipitave energije

$$Q_0 = \frac{w_r}{P_{dis}} \frac{W_m + W_d}{B} = \frac{w_r}{B} \rightarrow \text{mutanil faktor dobrote} \rightarrow \text{svrstavamo samoog rezonatora ve užina u obzir utjecaj vanjskog kruga (kruga za potenciju)}$$

• Vanjski faktor dobrote (Q_V)

Senjski faktor
 $Q_V = \frac{w_r L_s}{R_g}$

Paralelni
 $Q_V = w_r R_g C_p$

$Q_T \Rightarrow$ faktor dobrote opis rečenog rezonatora

$$\frac{1}{Q_T} = \frac{1}{Q_0} + \frac{1}{Q_V}$$

$$Q_0 = \frac{w_r L_s}{R_g}$$

$$Q_0 = w_r C_p R_p$$

• faktor sprege: $J_L = \frac{Q_0}{Q_V} \quad 0 < J_L \leq \infty$

($J_L = 0 \rightarrow$ rezonator je neopterećen)

$0 < J_L < 1 \rightarrow$ podkritična sprege

$J_L = 1 \rightarrow$ kritična sprege

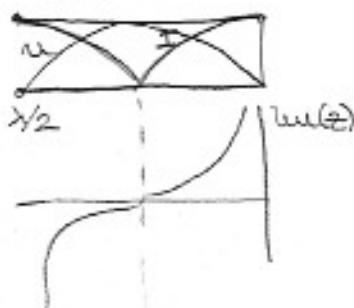
$1 < J_L < \infty \rightarrow$ nadkritična sprege

36. Linijski rezonatori i njihova sprega s vanjskim krugom

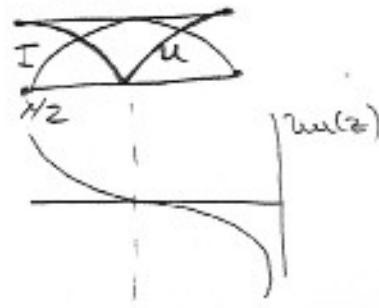
→ primjena odnječaka prijenosnih linija točiće duljine koji su na svim krajevima kratko spojeni ili otvoreni

- linijski rezonatori s kratkim spojevima → najčešće od velikih i učesnih linijskih - dobre definiran teret
- linijski rezonatori s otvorenim krajevima → mikrotakasta tehnikacija

• K_S



• O_K



→ kada linijski rezonator ima u rezonansu eksponencijsku rasp. na ulazu u obzir te rezonansije može se udati još paralelne vibracije

• kada linijski rezonator ima

na ulazu jedinaku 0 može se nadomjestiti
senjskim titrajućim kružom

+ Sprega

$$K = \frac{Q_0}{Q_V}$$

$K = 0 \rightarrow$ neopterećen, $Q_T = Q_0$

$K \in (0,1) \rightarrow$ podkritična sprega

$K = 1 \rightarrow$ kritična sprega $Q_V = Q_0 \rightarrow Q_T = \frac{Q_0}{2}$

$K \in (1, \infty) \rightarrow$ nadkritična sprega

• SPREGA REZONATORA S LINIJOM

• senjski tip rezonancije

→ sprega se preko paralelnog
projekta reaktancije

→ za red. spregači element, senjski se
titrajući kruž transformira u
paralelni titrajući kruž (nadomjesti kapacitet dolazi u
paralelnoj rezonanciji s paral.

• paralelni tip rezonancije

veznim induktivitetom

→ sprega se preko senjskog
projekta susceptancije

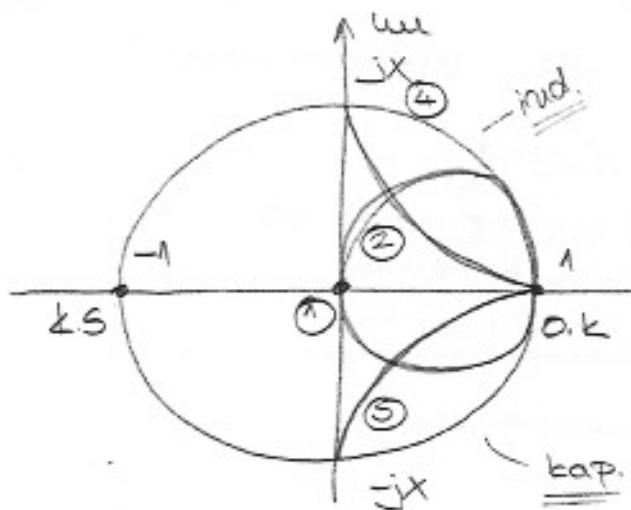
→ za kapacitivni specjni element paralelni se titrajni kruž
transformira u senjski titrajući kruž (par. titrajni
kruž radi vala ispod rezonantne frekvencije pa se
može nadomjestiti induktivitetom)

→ nadomjesni induktivitet dolazi u senjsku rezonanciju s
veznim kapacitetom

- ⑤ Smithov dijagram: ulazna impedanca
enije, odnos stojnih valova i koeficijent
refleksije

Smithov dijagram

→ suži za prikaz ulaznih impedancija
enije (mernih na z_0) u ravnini
koeficijenta refleksije preko Hjuliusove
trans. (\rightarrow pravi se transformiraju u
krugice, črva vrtove ući
krivulje)



$$\textcircled{1} \quad r=0, \frac{R}{Z_0} = 1$$

\textcircled{2} pravi koef. realog
djela se presecaju u kruglicu realog
djela

\textcircled{3} krivulje koef.
imaginarnog djela

\textcircled{4} $r=0 \rightarrow$ obodna
kruglica (imaginarna
os)

→ kretanje po eniji
bez sumata jednako je
kretanje po kruglici u Smithu

Koeficijent refleksije

→ ako mrežom enija nije zadovljena
sa $z_0 \Rightarrow$ na teretu dolazi do
refleksije

$$|\Gamma| = \frac{|V_o^-|}{|V_o^+|} = \frac{2r - z_0}{2r + z_0} = |P| e^{j\phi}$$

→ omio položaju
na eniji

$|\Gamma| > 1 \Rightarrow$ ne mijedi za
potisne sklopas, negativni
otpot

Ulazna impedanca

$$z_{ul} = z_0 \frac{2r + j2z_0 \operatorname{tg} Bl}{2r + j2r + j2z_0 \operatorname{tg} Bl} \Rightarrow \frac{z_{ul}}{z_0} = \frac{1 + |P| w}{1 - |P| w}$$

$$|P| w = P e^{-2Bl}$$

• odnos stojnih valova

↳ aujer max i min polja na stojane
valov

$$SWR \in (1, \infty)$$

$$SWR = \frac{V_{max}}{V_{min}} = \frac{|V^+| + |V^-|}{|V^+| - |V^-|} = \frac{1 + |P|}{1 - |P|}$$

$$\text{K.s i o.k} \Rightarrow SWR = \infty$$

$$z_L = z_0 \Rightarrow SWR = 1$$

- u ekstremima stojnjog vala impedancija je realna

④ valna duljina, fazna i grupna brzina, električna duljina linije

- valna duljina \rightarrow udaljenost dvega susjednih točaka iste faze

$$\lambda = \frac{2\pi}{\beta} = \frac{2\pi}{\omega RL}$$

- fazna brzina \rightarrow ne mori biti konstantna, \rightarrow brzina trajeće faze

$$v_p = \frac{1}{RL} = \cancel{\frac{1}{\omega L}} \left. \frac{1}{d\phi/dw} \right|_{w=w_0}$$

- grupna brzina \rightarrow brzina širenja energije, energija, avelope grupe valova razl. frekv.

$$v_g = \frac{d\beta}{dw}$$

elektronika angivna dvoje
→ dvojna elektronika
u radijatorima

$$\Theta = \beta L$$

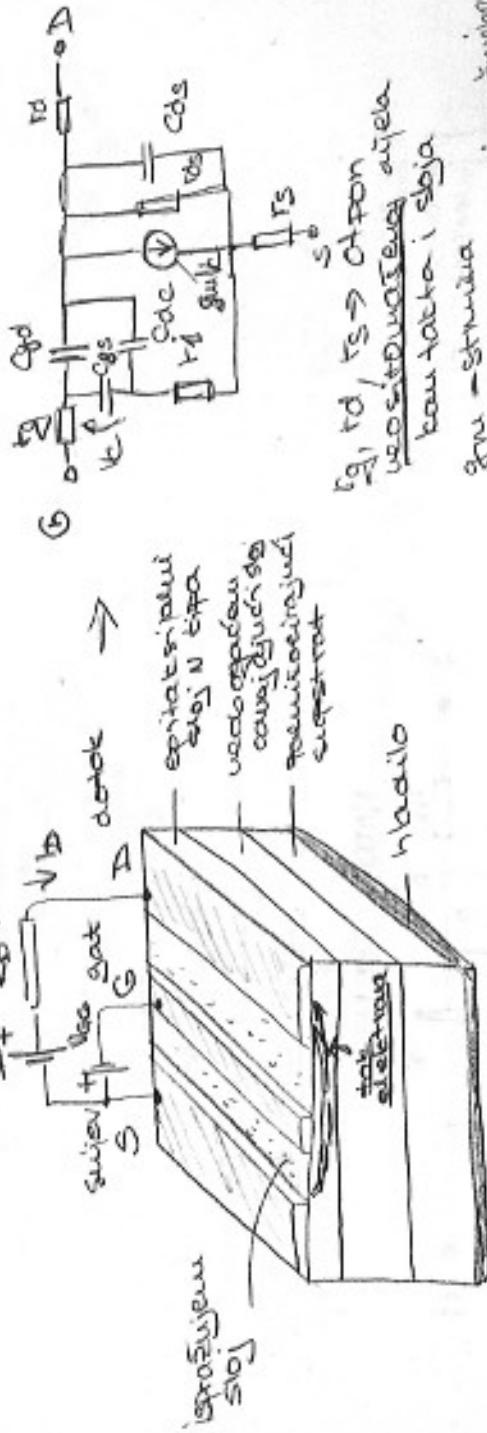
- (2) Brzaljaci transistori i tranzistori su učinak
polja (MESFET i HEMT): učinkovita sredstva
raspršuju paroučni učinkoviti tranzistor

- MESFET (metal semiconductor field effect transistor)

↳ učinkoviti tranzistori su učinak polja

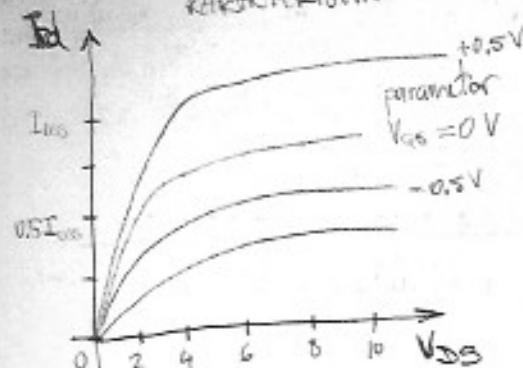
- prihvaja & uključuje pojedinačne
tegocede snage
oscilatora/
ujesala

- izraditi se postavljajujuju u metalecima
učinkoviti emitor i anoda Sot (ganjev) anodna
→ radi u učinkovite primjene u učinkovitim TET
→ kao negativni elektroni poslužiti učinkoviti
zajedno s učinkovitim učinkovitom frekvencijama
polja → omogućuju radi u učinkovite učinkovite
polja V_{DS}



- ispod učinkovite elektrode
goda učinkovite sredstve a
tegoceda → poljih zadržavaju
tegoceda metal-polučite učinkovite &
producuju elektronu ločenih
- ispod učinkovite elektrode
goda učinkovite sredstve a
tegoceda → poljih zadržavaju
tegoceda metal-polučite učinkovite &
producuju elektronu ločenih

IZL. STRUJKO-NAPONSKA KARAKTERISTIKA



SIMBOL:

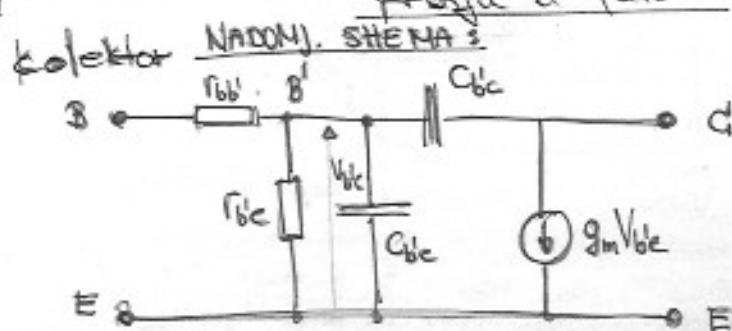
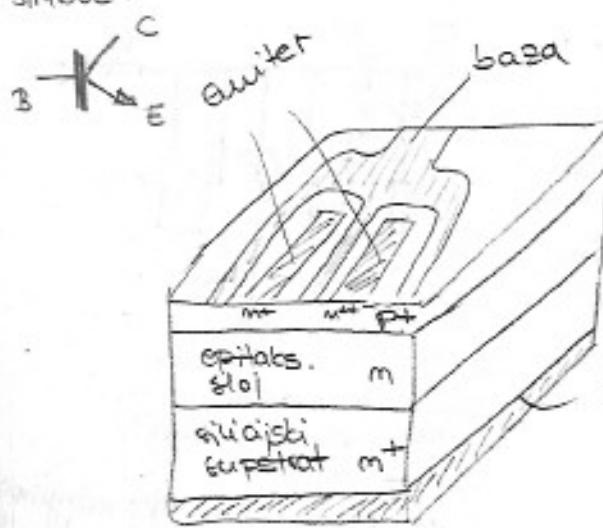


- HEMT (High-electron mobility transistor)
 - poljopravno izveden mrežasta za primjenu u visem mikročinjenim području
 - za mikrometarsko vremensko razdoblje
 - ekstremno visak kanal → mali faktor snima
 - heteroepitaksijski mrežasti transistorsi su u 10 puta brže od standardnih djeležnica u istom kanalu bojige
 - oštreni mrežastim kanalom sloja GaAs obogaćenog selenijem između dabo dopiranog separatora i epitaksijalnog sloja

• bipolarni mikrovlnni transistor

- u odnosu na visokofrekvencijski transistori, mikrovlnni transistor ima svrženiji uodaujeneći sloj zbroj parazitnih elemenata bazičista, otpora i induktiviteta izvoda
- prisutna je visaka povratna veza izvedena kolektora i baze ⇒ potencijalna nestabilnost (član oscilacijska bez obzira na to jesu li ulazni i izlazni krugovi proučinjeni tako da se spriječi pogorje oscilacija)
- da bi se povećala struja kolektora, a time i izlazna snaga
- prisutna je visoka upotrijebna veličina biloj emiterstabilnosti i frekvencija u paralelu

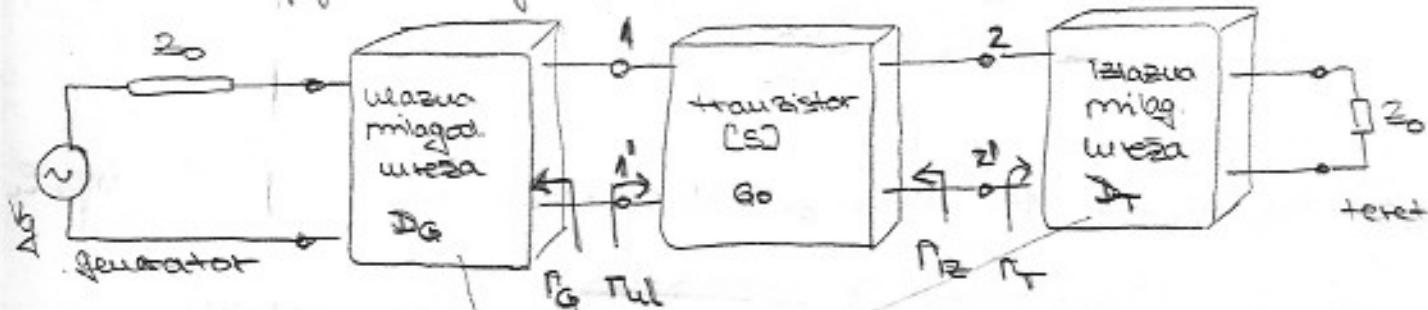
SIMBOL:



- parametri - uopćeno je primjeniti postupak s raspršenim parametrom signalima u analizi mikrovlnih tranz. pojčala
- $S_{11}, S_{22} \rightarrow$ koeficijenti na ulazu i izlazu uz zabilježenje reostatog protoka sa Z_0
- $S_{21} \rightarrow$ određuje kritičnost pojčave
 - analogan libidnom par. strujnoj popadanju
 - Prikaz sub pojčave, u tom slučaju dolazi do gorenja
- $S_{12} \rightarrow$ opis. vrijednost manja od 1. tj. ispod 0 dB.

5.2 Transistorска pojčala: primjenu raspršenih parametara

- * dvostruki aktivi sklopovi
- * (izazito) većaprocesni sklopovi
- * aktivi element (koji pojčava mikrovlnne signale):
 - bipolarni tranzistor
 - unipolarni tranzistor
- * raspršeni parametri se mijenjaju promjenom radnih uvjeta (temperatura, napon napajanja, počinka veličina signala)
- * rad pojčala valja provjeriti u ciklospom frekv-području



senzor za mjeru zračenja
prijenosnog pojčavanja snage

- * treba ispitati stabilnost izvan radnog frekv. područja
- * Pogonsko pojčavanje - omjer disipirane snage na teretu i snage koju generira snaga

$$G_p = \frac{P_t}{P_{ul}} \quad (\text{ne ovisi o } Z_0)$$
- * prijenosno pojčavanje

$$G_{pr} = \frac{P_t}{P_{ul}} \quad (\text{ovisi o } Z_g \text{ i } Z_t)$$
- * raspoloživo pojčavanje snage

$$G_A = \frac{P_{ul}}{P_{AG}} \quad (\text{raspoloživa snaga na izlazu uverotakne ulaze})$$

$$(\text{ovisi o } Z_g, \text{ ne ovisi o } Z_t)$$

$$n_6 = \frac{z_6 - z_0}{z_6 + z_0}$$

$$n_t = \frac{z_t - z_0}{z_t + z_0}$$

$$\Gamma_{ul} = S_{11} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma}{1 - S_{22} \Gamma}$$

$$\Gamma_{rz} = S_{22} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_G}{1 - S_{11} \Gamma_G}$$

DODJELNIK: $\Gamma_{ul} = \frac{1}{2} \frac{|V_{ul}|^2}{Z_0} (1 - |\Gamma_{ul}|^2)$

* $P_{ul} = \frac{1}{2} |I_{ul}|^2 (1 - |\Gamma_{ul}|^2)$ - generator mreži predaje snagu

$P_T = \frac{1}{2} |I_T|^2 (1 - |\Gamma_T|^2)$ - mreža teretu predaje snagu

DEFINIRANO POGONSKO POJAČANJE SNAGE

$$\Rightarrow G_p = \frac{\Gamma_T}{P_{ul}}$$

* raspoloživa snaga generatora se doviva komplex-komj. prilagodjuje
za $\Gamma_G = \Gamma_{ul}^*$ $\Rightarrow G_c = \frac{\Gamma_T}{P_{AG}}$ prijenosno pojačanje snage
generatora i impedancije njegova tereta

* za raspoloživo pojačanje - iz

$$\Gamma_T = \Gamma_{rz}^*$$

$$\Rightarrow G_A = \frac{P_{AH}}{P_{AB}}$$

za $n_6 = n_t = 0 \Leftrightarrow$ aktivi element na ulazu i izlazu opterećen imp. Z₀

$$\Rightarrow G_T = |S_{21}|^2 = G_0 \rightarrow \underline{\text{intenzivno}} \\ \underline{\text{pojačanje}} //$$

39

Neunilateralno i unilateralno povezane pojedavnje i ocjena unilateralnosti pojedavnih

- Unilateralno pojedavalo

$$\boxed{S_{12} = 0}$$

\Rightarrow povezani suage postoji u samo jednom smjeru, s ulaza na izlaz

$$\underline{u_2 \quad S_{12} = 0} \Rightarrow$$

$$T_{ul} = S_{11}$$

$$T_{12} = S_{22}$$

PRVODNO POJEDAVANJE

ZA UNILATERALNO POJEDAVALO:

$$G_{mu} = D_G G_0 D_T$$

$D_G, D_T \Rightarrow$ dobitci

prilagodene na ulazu i

izlazu

$G_0 \rightarrow$ intruzivno
pojedavanje

\Rightarrow ako su $|S_{11}| < 1$ i $|S_{22}| < 1$ unilateralno pojedavalo se može istodavno prilagoditi na ulazu ($T_{ul} = S_{11}^+$), na izlazu ($T_{12} = S_{22}^*$) \Rightarrow maksimalno unilateralno pojedavanje $G_{mu\max}$

* u2 konj-komplex, prilagodbu

sve su tri pojačanja nefuzibni jednaki ($G_T = G_A = G_P$)

- kod realnih tranzistora S_{12} je malen, ali $\underline{S_{12} \neq 0} \Rightarrow$ kolika je pogreška ako uzmemos da je $\underline{S_{12} = 0} \Rightarrow$ kriterij za ocjenu unilateralnosti

$$\frac{G_T}{G_{mu}} = \frac{1}{|1+X|^2} \Rightarrow X \text{ pobazuje koliko auger } G_T/G_{mu} \text{ odstupa od mjenjnosti } 1$$

$$\frac{1}{(1+X)^2} < \frac{G_T}{G_{mu}} < \frac{1}{(1-X)^2}$$

\Downarrow uverena unilateralnost

\Rightarrow najveća pogreška kod zanemarivanja $S_{12} \uparrow$
ustvari kod $G_{mu\max} \Rightarrow \frac{1}{(1+u)^2} < \frac{G_T}{G_{mu}} < \frac{1}{(1-u)^2}$

40 Stabilnost aktinim duoprolaznih

uteža; faktor stabilnosti; apsolutna
i ujetna stabilitet; uvjet za apsolutnu
stabilnost aktinim duoprolazne uteže

→ Aktinne uteže mogu pokazati

nestabilnost odnosno pojavi oscilacija

koja je posljedica pojavu negativnog

otpora na prolazima aktinim uteži

→ pojava stabilnosti pojčala → pojčalo stablno ako je modul F na svim prolazima manji od 1

• apsolutna

stabilnost: $|N_{el}| < 1$ i $|N_{el}| > 1$ za sve
pasivne impedancije senzatora
i tereta

• ujetna

stabilnost: $|N_{el}| > 1$; $|N_{el}| < 1$ za veće pasivne
impedancije generatora i tereta

• apsolutno

nestabilno: $|N_{el}| > 1$ i $|N_{el}| < 1$ za sve \leftarrow

→ Stabilnost je frekvencijski ovisna

Uvjeti za apsolutnu stabilnost

$|N_{el}| < 1$, $|N_{el}| > 1$. Utočko se one mijednoši
izjeđu one sA da nije se kružnice stabilnosti
koje dijeli stabilitet od nestabilnog područja
a trougla se očiti ustawljajuće točke

a trougla se očiti ustawljajuće točke

→ za apsolutnu stabilitet kružica
stabilnosti ve senzije imati
prešiciste sa smitom ne ga
mota cijelog aktinuati



- Preko Rolletovog faktora stabilitet
- I determinante rasprijeve matrice popozala

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|} \quad \Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$$

Za $K > 1 \Rightarrow$ apsolutna stabilitet
 $|K| < 1$

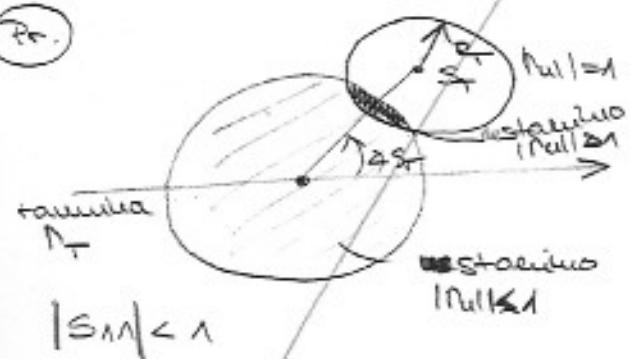
(A) kružnica stabilitet - dobivene iz svjetla:

- velika kružnica stabilitet \rightarrow kružnica stabilitet teorema

$|\Gamma_{11}| = 1 \Rightarrow$ kružnica
 \rightarrow cesta se u ravnini Γ \Rightarrow u jedne strane
 u Γ za koje je $|\Gamma_{11}| < 1$, a u druge za koje je $|\Gamma_{11}| > 1$

$\rightarrow \Gamma_T, S_T$
 $\rightarrow S_M$ provjeravamo

(Pr.)



- velika kružnica stabilitet \rightarrow kružnica stabilitet generatora

$|\Gamma_{12}| = 1 \Rightarrow$ kružnica
 \rightarrow u ravnini Γ_G
 $\rightarrow \Gamma_G, S_G$
 $\rightarrow S_{12}$ provjeravamo

CITEŽ ANALOGNO KAO I
 KOD IZL. KRUŽNICE STABILNOST

Za $S_{11} < 1 \Rightarrow$ srediste kružne je nestabilno

Za $S_{11} > 1 \Rightarrow$ srediste kružne je nestabilno

- predstavljaju
 Mobiusove trans.
 iz ravnine
 Γ_{11} u Γ_G
 odnosno
 Γ_{12} u Γ_G

$$\Gamma_{11} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_T}{1 - S_{22}\Gamma_T}$$

$$\Gamma_{12} = S_{12} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_G}{1 - S_{11}\Gamma_G}$$

* predstavlja kružnice i pravce u kružnici i pravce, čvršta kuteve ali ne čvršće omjere

(42) Maximalno popunjene i unilateralenost

($S_{12}=0$) $\rightarrow P_{11}=S_{11}, P_{12}=S_{22}$,
ako je $|S_{11}| < 1$ i $|S_{22}| < 1$

\Rightarrow konj.-kompl. množevina na mazu:

Izlaze ($P_0=S_1^+$) ; ($P_1=S_{22}^+$)

\Rightarrow Grušak

(45) Izvedbe mikrotakastih rečica

• 46) Oscilator s "negativnim otporom"; grafičko
nježuje jedinadžbe oscilatora; lotus
elektroničke impedancije aktinog elementa i
lokus pozitivne opterećene impedancije

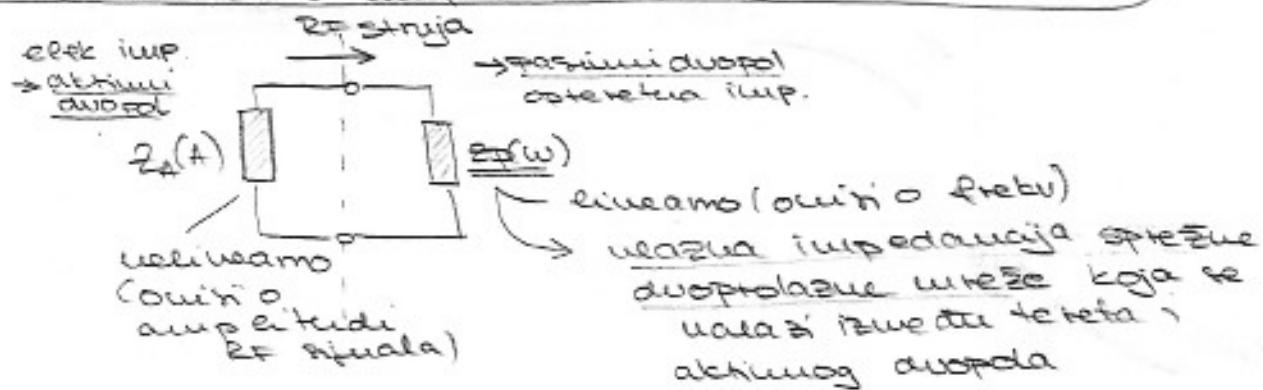
Aktivni dijvod (negativni otpor) → aniljezen

veličinom elektromištanje impedanciju 24

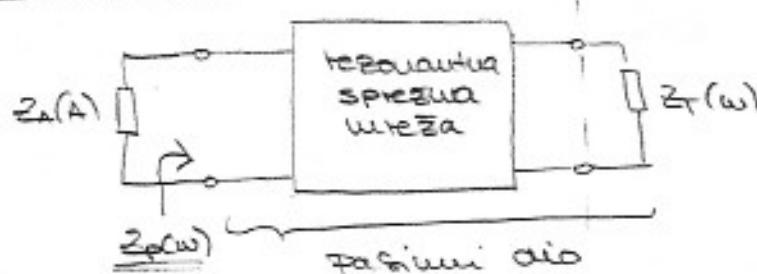
koja sadrži veličinu negativnog otpora i
negativnu reaktanciju

$Z_A(A, \omega, I_0, T)$ → poglavito funkcija
 amplitudne RF struje A

(4A. - omisnost elektroničke impedancije aktinog
 elementa o amplitudi struje RF signala)



• SHEMA OSKILATORA S NEGATIVNIM OTPOROM



• elektromištanja
 impedancija je
 sposor mjenja s
 frekvencijom u
 usporedu s
 impedancijom
 pozitivne uteže:

$$\left| \frac{dZ_L(w)}{dw} \right| \gg \left| \frac{dZ_A(w)}{dw} \right|$$

⇒ $Z_A(A) \rightarrow$ aktivni sans
 o amplitudi struje
 RF signala u okolini
 radne točke

+ 47) OMISNOST EL. IMPEDANCIJE AKTINOG
 ELEMENTA O AMPLITUĐI STRUJE RF
 SIGNALA

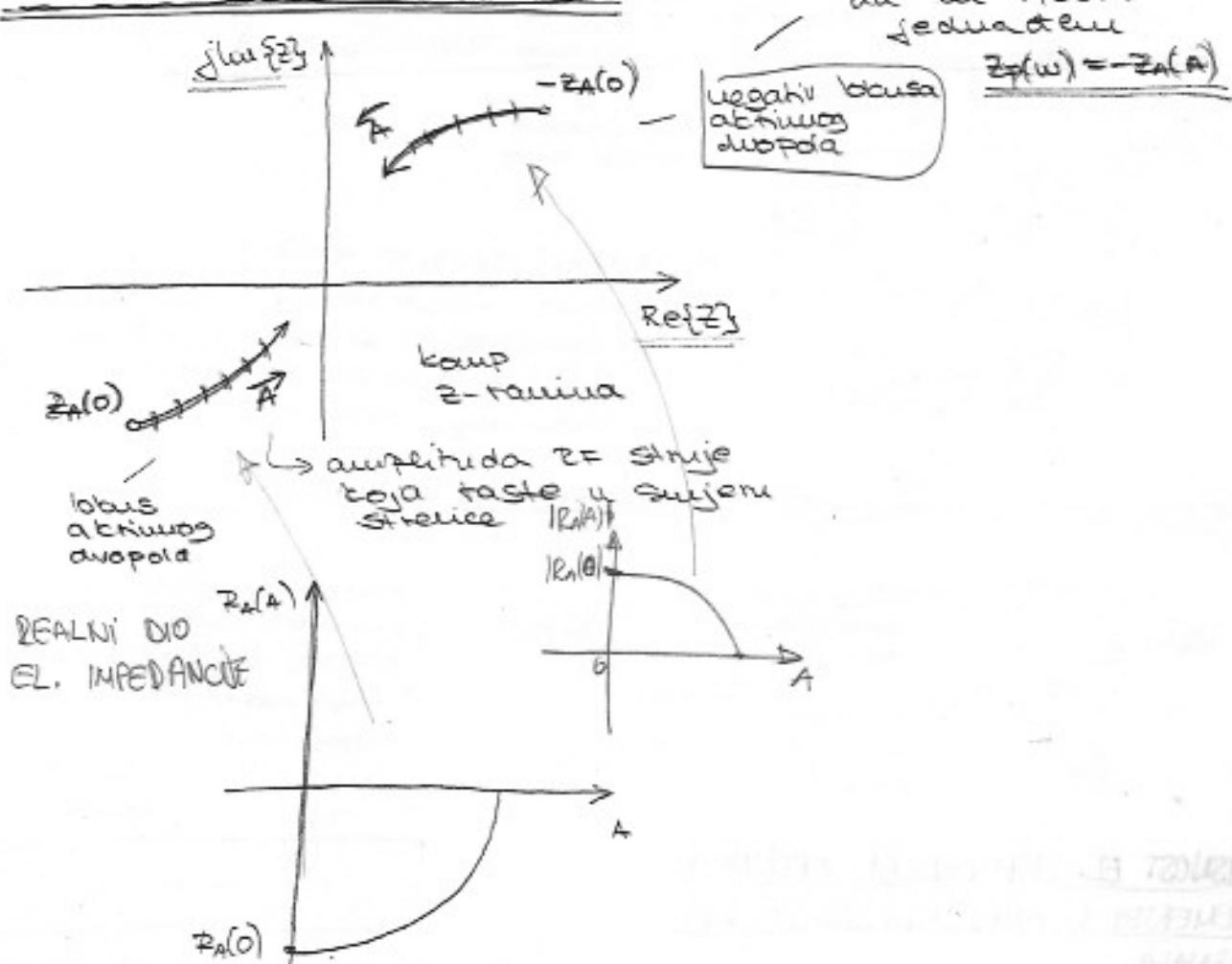
\Rightarrow
 $[Z_A(A) - Z_P(w)] \cdot I = 0$
 $I = A e^{j(\omega t + \varphi)}$

- u stacionarni stanje
 $I_{ref} \neq 0$

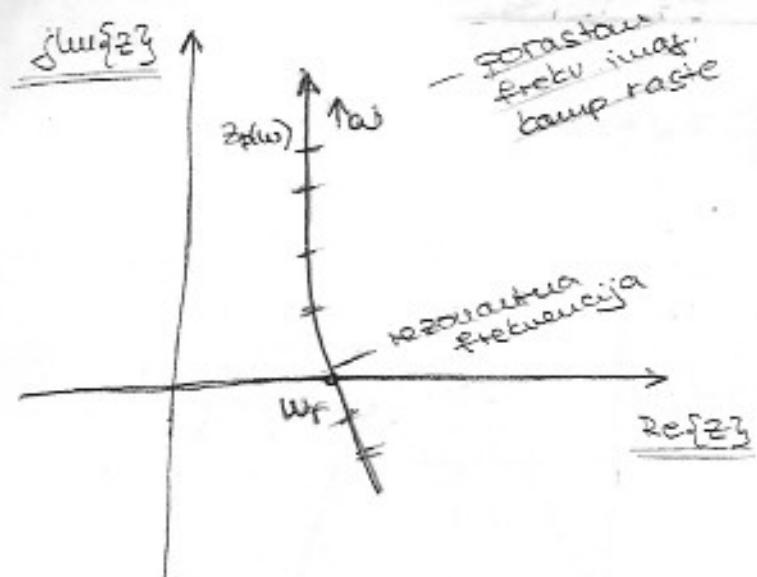
 $\Rightarrow Z_A(A) - Z_P(w) = 0$
 $Z_P(w) = -Z_A(A)$ → ujet
 $Z_P(w) = -Z_A(A)$
 $X_P(w) = -X_A(A)$

(46)

Locus aktivnog dvojpolja

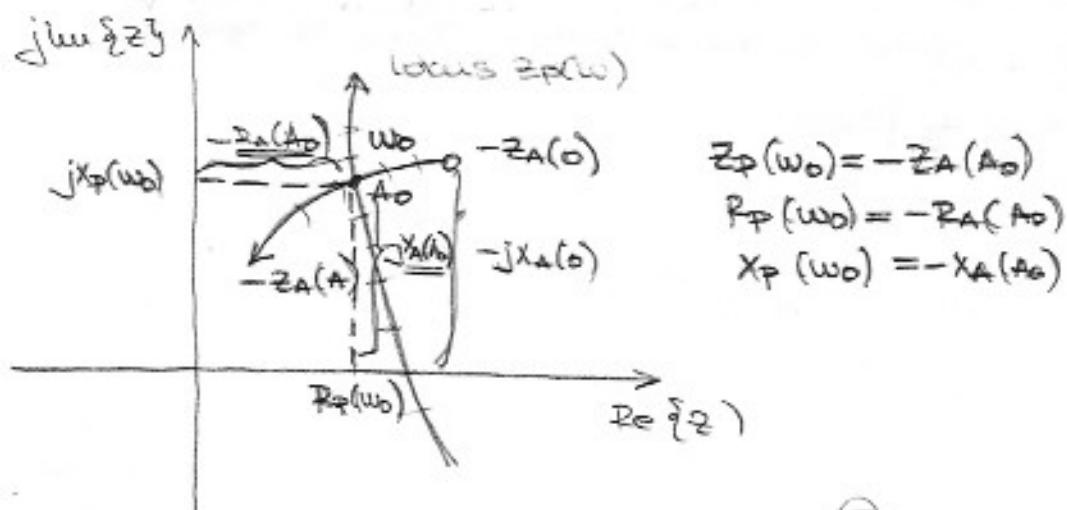


• LOCUS IMPEDANCIJE PASIVNOG DODATKA



46

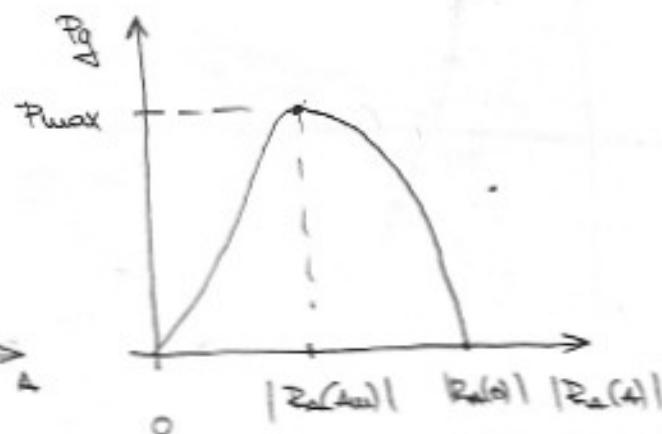
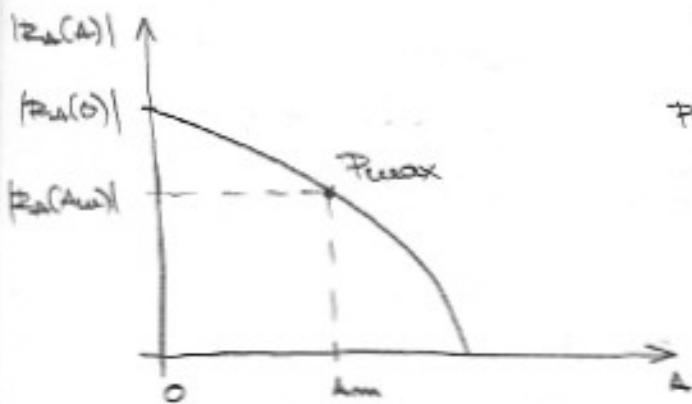
GRAFIČKO IZVJЕŠTAJNE JEDNAČINe
OSILATORA



- da bi zadovoljili uvjet oscilacije ω , mora biti kompleksna!

(48) Ovisnost generiranog snage o "negativnom" otpisu i amplitudi RF snježne

$$\tilde{z}_g = \left(\frac{A}{\tau_2}\right)^2 \cdot \operatorname{Re}\{z_a(z)\} = \frac{A^2}{2} z_a(z)$$

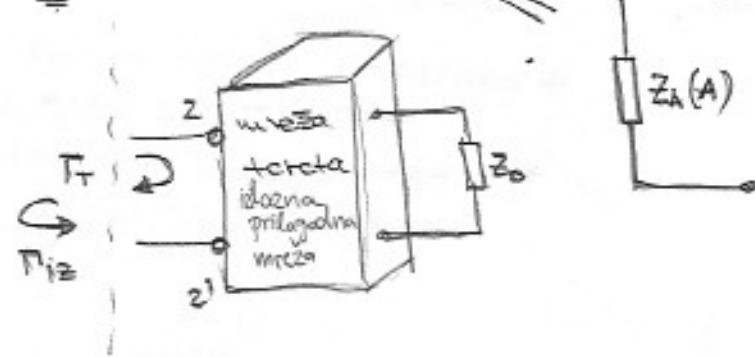
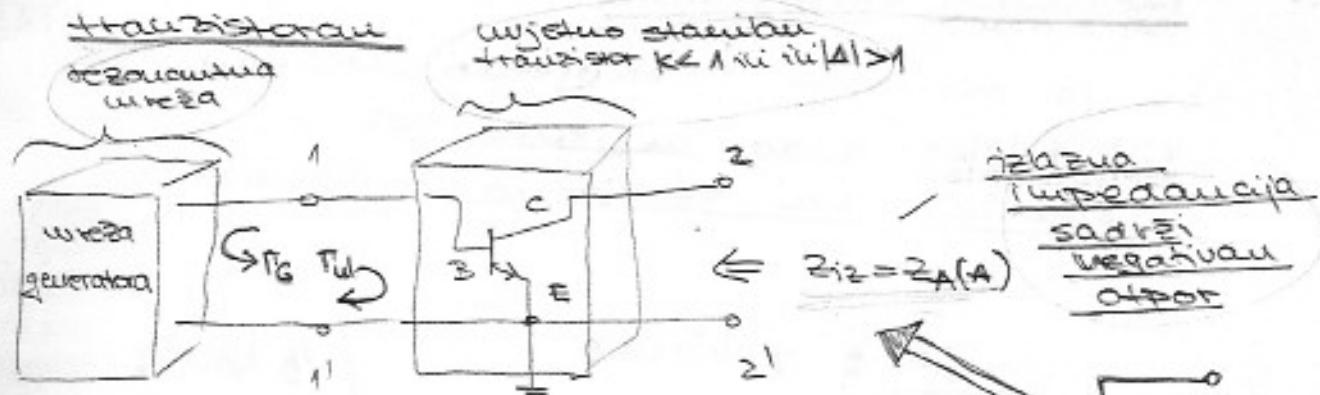


- ako ~~z~~ apsolutna vrijednost negativnog otpora činimo raspodele s amplitudom, P_{max} se postiže

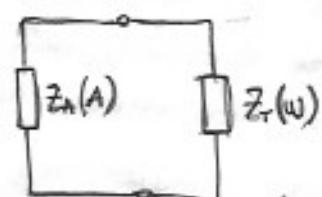
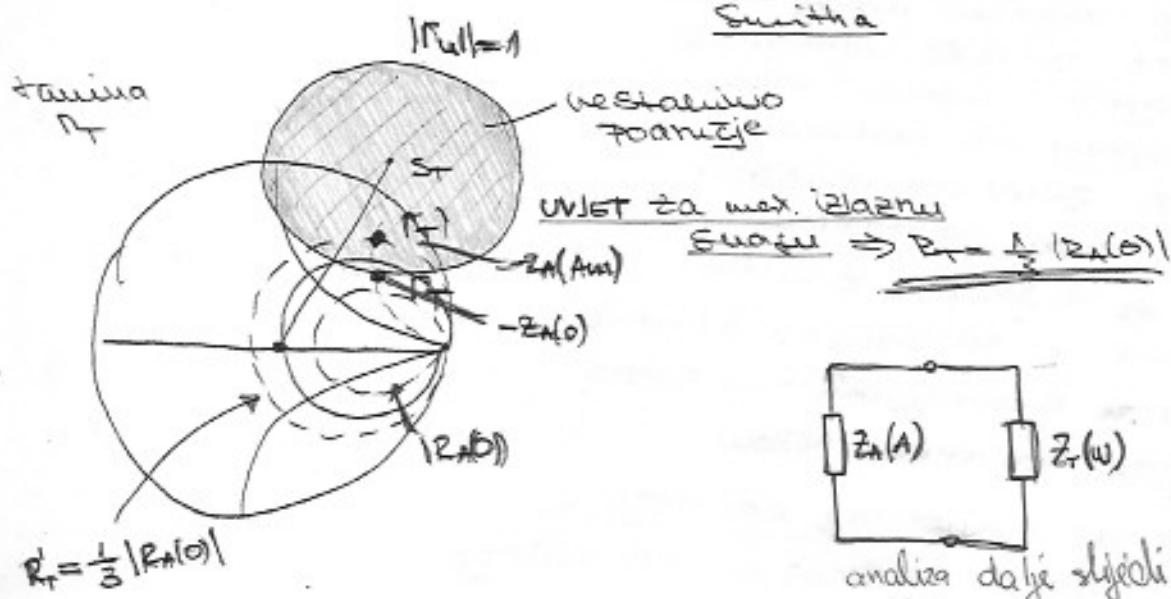
$$z_a \quad z_p = \frac{1}{3} |z_a(0)|$$



Transistorski oscilator s uvećanim strujnim



→ kriterijum R_g treba odabrati
u nestabilnom području
↳ da su se postigao što veći
neg. otpor u ravnini točke R_g
(suprotnom pravcu)
Vaša postanite u rešenju Smitha,
na zraku kop spajte S0 i redite
Smitha



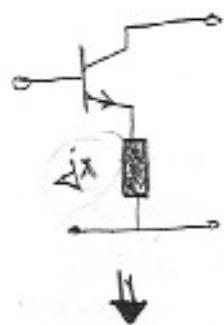
analiza dalje sljedi analizu
oscilatora s neg. otporom R_t

Destabilizacija afsoentnog stabilnog tranzistora

Ako je oscilator bez ujetnog stabilnog tranzistora (k > 1 i $\Delta k < 1$) tada vi jedna povišena impedanca na prolazima ne izaziva oscilacije.

- destabilizacija = 2 načina:

- * senjskom povratnom vezom - reaktancija u P.V.
- * paralelnom povratnom vezom - reaktancija u P.V.



⇒ na izlaznom predazu se postiže elektromagnetska odustojanica negativnim početnim oscilacijama

3. NACIN:

PROMJENA ZAJEDNIČKOG SPOJA
(npr. ZE → ZB)

- pretvaranje raspredjeljenih matrica tranzistora i senjske impedancije u odgovarajuće Z-matrice i nakon toga zbrojavanja tih matrica
- dohvija se Z-matrica tranzistora sa senjskom povratnom vezom ⇒ ta skupna Z-matrica se pretvara u odgovarajuću S-matricu i dohvija se S-parametri tranzistora sa senjskom povratnom vezom
- stavljanje inductiviteta kod PEE u senju s gatom ⇒ snaga destabilizacije u srodbini pogodne frekvencije (BHE)
- tranzistor u spoju zajedničkog gata je sam po себи izrazito nestabilan - nekad ga nije potrebno dodatno destabilizirati

(42) MAKSIMALNO POJAČANJE I UNILATERALNOST

- ako su $|S_{11}| < 1$ i $|S_{22}| < 1$ - unilateralno pojačalo se može istodobno konjugirano-kompleksno prilagoditi:

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{NA ULJAZU : } \Gamma_G = S_{11}^* \\ \text{ZNA IZLJAZU : } \Gamma_T = S_{22}^* \end{array} \right.$$



DOBINA SE: MAX. UNILATERALNO PRIMENOSNO
POJAČANJE G_{TUmax}

- uz konj.-kompleksnu prilagodbu: $\boxed{G_P = G_T = G_A}$

$$G_{TUmax} = \frac{1}{1 - |S_{11}|^2} |S_{21}|^2 \frac{1}{1 - |S_{22}|^2}$$

ZBICI PRILAGOĐBE: uz konj.-kompl prilagodbu

$$D_{T0} = \frac{1}{1 - |S_{11}|^2} \quad D_{P0} = \frac{1}{1 - |S_{22}|^2}$$

(43) Izbor impedancija teleta i generatora za ostvarivanje max. prijenosnog pojačanja snage unilateralnog poj.

$$\Gamma_G = S_{11}^* = \frac{z_a - z_o}{z_a + z_o}$$

$$\Gamma_T = S_{22}^* = \frac{z_T - z_o}{z_T + z_o}$$

(4) UVJET ISTODOBNE PRILAGODBE NA ULAZU I IZLAZU POJAČALA

- ako je aktivi element na ulazu i izlazu opterećen sa impedancijom $Z_0 \rightarrow \Gamma_g = \Gamma_t = 0$

||

PRIJENOSNO POJAČANJE POSTAJE

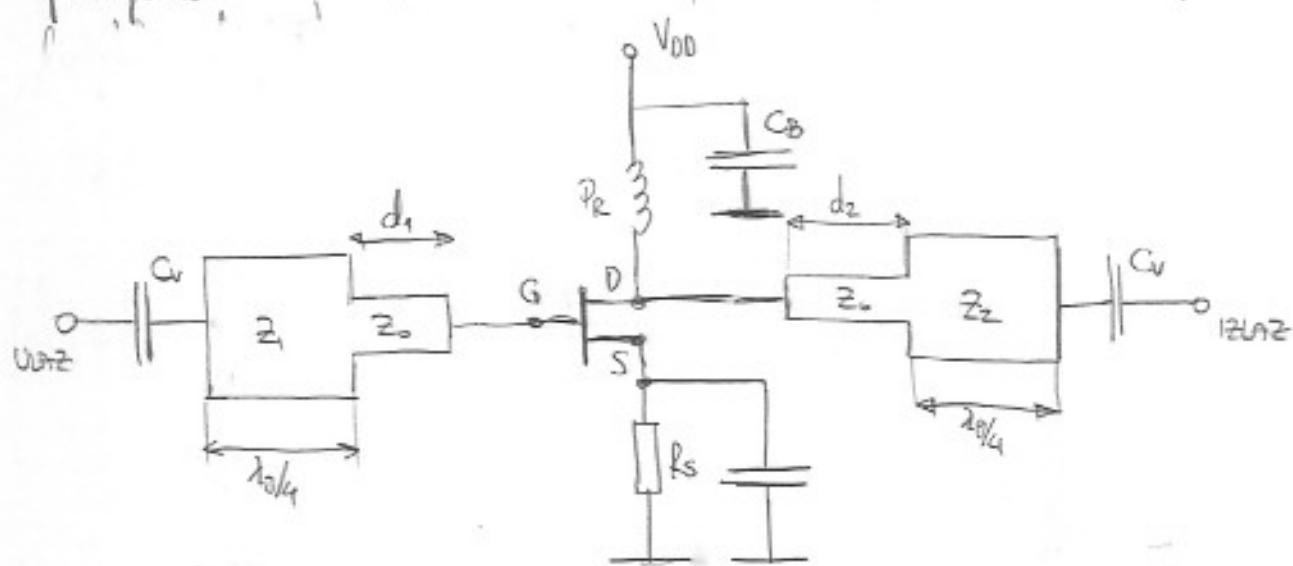
$$G_t = |S_{21}|^2 = G_0$$

G_0 - INTRINSIČNO POJAČANJE AKT. ELEMENTA

(5) IZVEDBE MIKROTRAKASTIH POJAČALA (NAČELNA STENA I TOPOLOGIJA)

MESFET U SPLOJU ZS. (zajedničkoj slijeva)

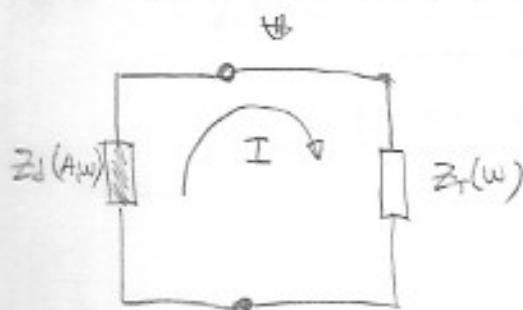
- prilagodba na ulazu i izlazu pomoći četvrtvalnih transformatora impedancije



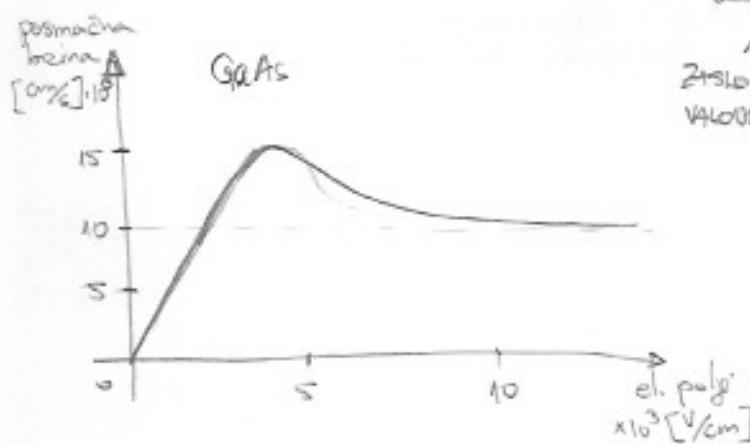
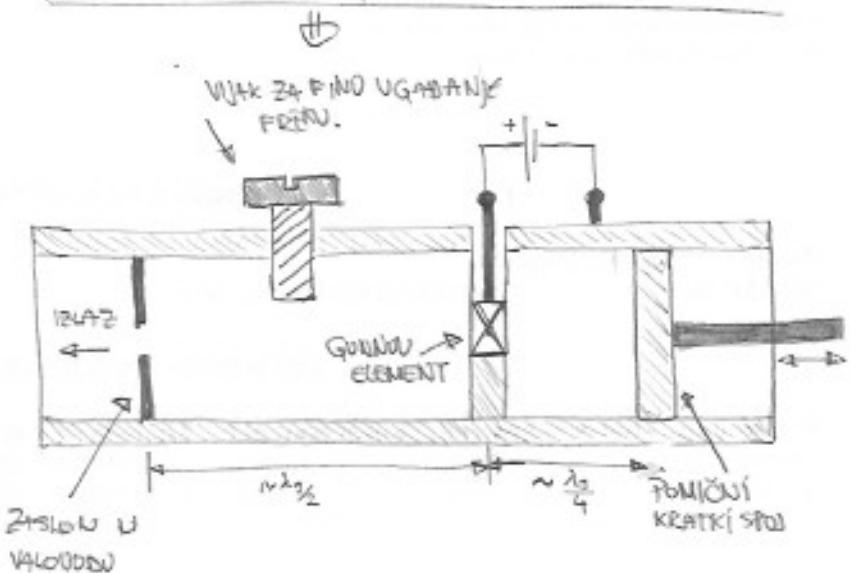
- ZS - najveća stabilnost pojač. najveće pojačanje snage
- radna točka se postiže automatski
- C_g - blokira istosmj. veličine prema ulazu i izlazu sklopa
- istosmj. naponi (struje) su RT. \rightarrow PREKO RF. PRIGUŠNICE (zavojnica p.r.)
- pojačalo sa stabovima - MALJA ŠIRINA POJASA u odnosu na pojačala s četvrtvalnim prilagodnim transform. impedancije
- SA STABOVIMA - manji prostora na pločici

49) IZVEDBA VALOVODNOG GUNNOVOG OSCILATORA I PRINCIJ PEDA

NABROJESNI STENNI OSCILATOR S NEG. OTPOROM



PRSEJK VALOVODNOG OSCILATORA S GUNNOVIM ELEMENTOM.



jednadžba koja opisuje sklop:

$$[Z_t(w) + Z_d(A, w)] \cdot \frac{I}{A} = 0$$

Z_t - impedancija trena (mikljičnog) na oscilator

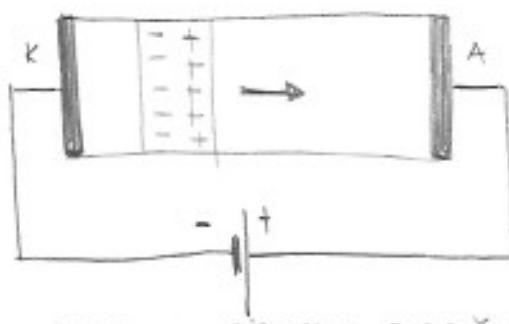
$Z_d(A, w)$ - impedancija aktivnog elementa

ovisi o amplitudi oscilacija A i frekv. w

TOČKA STAB. OSCILACIJA

$$Z_t(w) = -Z_d(A, w)$$

NASTANAK DIPOZNOG PODRUČJA



IZVEDBA VALOVODNOG OSCILATORA:

- Gunnov element $\sim \frac{1}{4}$ od KS. \rightarrow KS. se na mjestu Gunnova elementa preslikava u visoku impedanciju

- zaslon - otvor \leftrightarrow omogućenje izlaza energije iz oscilatora

IZMJERE - određuju spremu

transformira visoku karakterističnu impedanciju valovoda na nisku impedanciju potrebnu kao opterećenje za Gunnov oscilator

- grubo ugađanje frekv. oscilacija - pomicanje pomicnog K.S.

↳ fino - ugađanje (vijkom)

polozaj da njegovo djelovanje bude najizraženije (max. el. polja u rez. supljini)

"+" Gunnov element }
"- na valovod } ISTOSNIJERNO
NAPAJANJE

(5) OSNOVE SINKRONIZACIJE OSCILATORA VANJSKIM SIGNALOM ; ADLEROVA FORMULA (lab.)

→ pojava : dva ili više oscilatora s bliskim frekvenčnjima slobodnih oscilacija

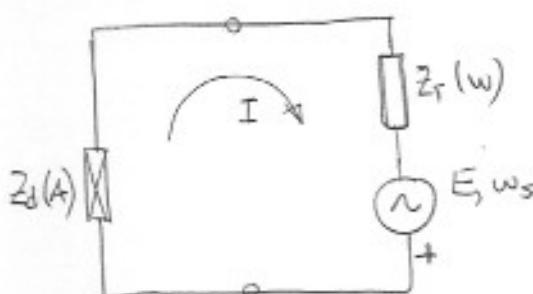
↑ USLJED NEUSOBNE SPREGE - KRENU SVI OSCILIRATI NA ISTOJ FREKV.

- primjena : vrlo stabilan i niskošumni izvor male snage

↓ SINKRONIZACIJA
nestabilni oscilator mnogo veće snage

STABILIZACIJA ILI
SNANJENJE ŠUMA

SHEMA SINKRONIZIRANOG OSCILATORA



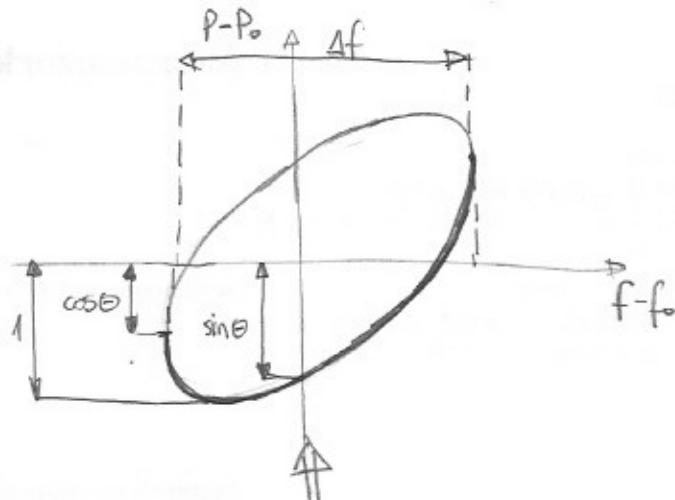
- aktivni element $Z_d(A)$

- tečet imp. $Z_r(w)$

- w_s - frekv. sinkronizacijskog signala

ADLEROVA FORMULA:

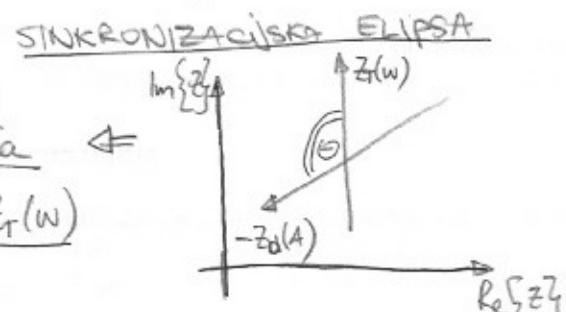
$$\Delta f = \frac{2f_0}{Q_v} \sqrt{\frac{P_s}{P_0}} \frac{1}{\sin \theta}$$



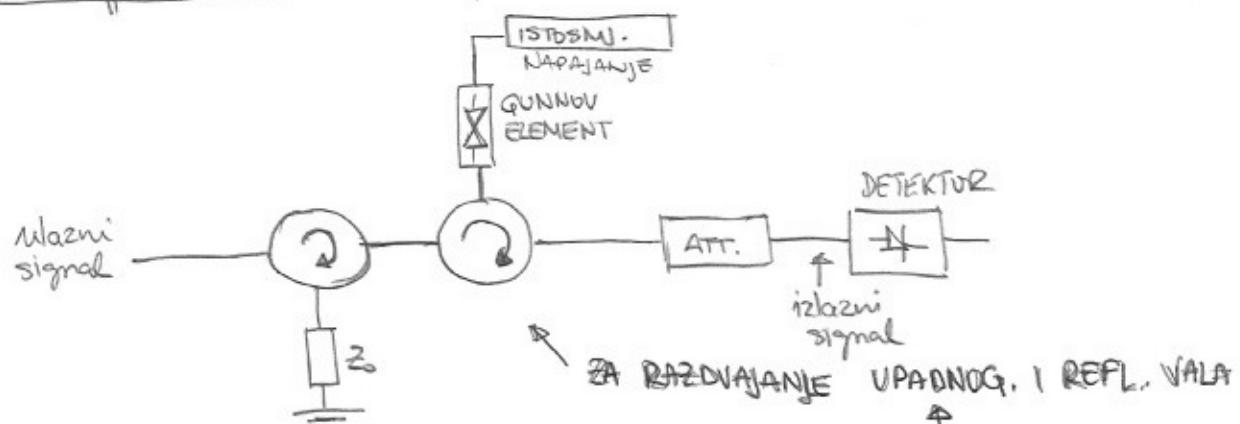
Q_v - varijski faktor dometne oscilatora

- kut pod kojim se sijeku krivulje neg. impedancije akt. elementa
- $-Z_d(A)$ i krivulja impedancije tereta $Z_t(w)$

Δf - PODNJEĆE SINKRONIZACIJE



(51) POJAČALO S "NEG." OTPOROM I AMPULATOREM - PRINCIJ RADA



- za pojčavanje mikrovlnog signala (osim u oscilatorima)
- treba prikladno postaviti RT.
- ELEMENT PREDAJE ENERGIJU SUSTAVU
- impedancija tereta povećaćenog na Gunnov element - MANJA OD NEG. VRIJEDNOSTI IMPEDANCije GUNNOG ELEMENTA
- ako na element upadne EMV \rightarrow REFLEKTIRANI VAL > UPADNI VAL

PRIMER

$$\Gamma = \frac{Z_d - Z_0}{Z_d + Z_0} > 1$$

PRINCIJ
RADA
REFL. POJAČALA