

① Raspodijeljeni parametri; nadomjesna shema linije

RASPODIJELJENI PARAMETRI

R - serijski otpor po jedinici dužine Ω/m

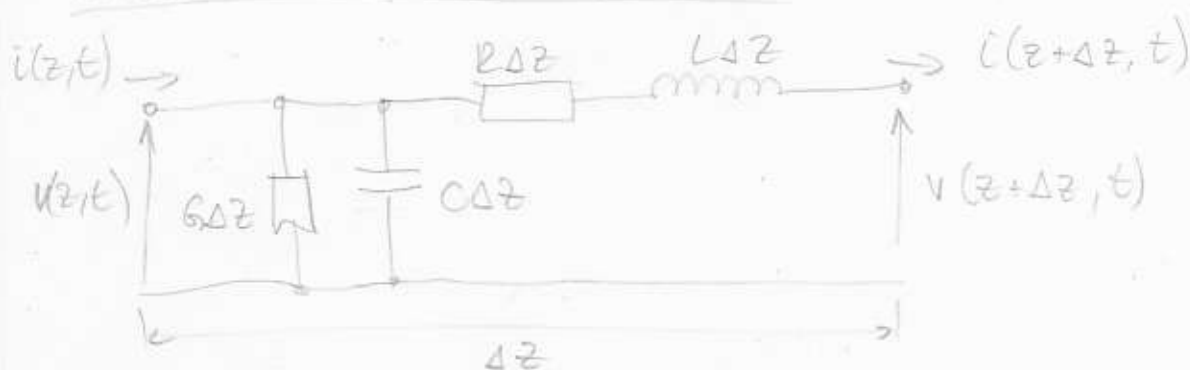
L - serijski induktivitet po jedinici dužine H/m

C - paralelni kapacitet - " - " C/m

G - paralelna vodljivost - " - " S/m

Prijenosnu liniju možemo predstaviti raspodijeljenim parametrima.

NADOMJESNA SHEMA LINIJE



- prikazuje kratki odjeljak linije dužine Δz sastavljenog od raspodijeljenih parametara.

② Karakteristična impedancija i koeficijent rasprostiranja

- ako je linija beskonačno duga i pobuđena na samo jednom kraju, tad su omjeri napona i struje jednaki u svim točkama linije i taj otpor se naziva KARAKTERISTIČNA IMPEDANCIJA, Z_0 .

- linija zaključena sa Z_0 predstavlja beskonačno dugu liniju

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

- KOEFICIJENT RASPROSTIRANJA je kompleksna veličina i funkcija frekvencije

$$\gamma = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} = j\omega \sqrt{LC} \cdot \sqrt{1 - j\left(\frac{R}{\omega L} + \frac{G}{\omega C}\right) - \frac{RG}{\omega^2 LC}}$$

- uz $\omega L \ll R$ i $\omega C \ll G$ zanemarenje 3. člana korijena, dobijemo

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

$$\alpha = \frac{1}{2} \sqrt{LC} \left(\frac{R}{L} + \frac{G}{C} \right) \quad \text{-- koef. prigušenja}$$

$$\beta = \omega \sqrt{LC} \quad \text{-- fazni pomak}$$

③ Parametri linije bez gubitaka, linija s malim gubicima

LINJA BEZ GUBITAKA

$$\begin{aligned} R=G=0 \quad \rightarrow \quad r=j\beta = j\omega\sqrt{LC} \quad \beta = \omega\sqrt{LC} \\ L=0 \end{aligned}$$

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad Z_{in} = Z_0 \frac{Z_T + jZ_0 \tan \beta l}{Z_0 + jZ_T \tan \beta l}$$

LINJA S MALIM GUBICIMA

$$R \ll \omega L, \quad G \ll \omega C$$

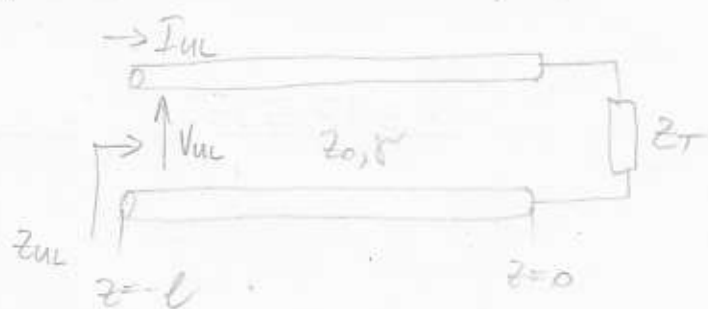
$$r = \omega\sqrt{LC} \left(\frac{R}{L} + \frac{G}{C} \right) + j\omega\sqrt{LC} = \alpha + j\beta$$

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

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

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

4. Koef. refl. na ulazu u liniju, ulazna impedancija linije, OSV



KOEFICIJENT REFLEKSIJE

$$V_{ul} = V_0^+ e^{rc} + V_0^- e^{-rc}$$

$$\Gamma_{ul} = \frac{V_0^- e^{rc}}{V_0^+ e^{rc}} = \Gamma_r e^{-2rc}$$

ULAZNA IMPEZANCIJA

$$Z_{ul} = Z_0 \frac{Z_r \cosh(rc) + Z_0 \sinh(rc)}{Z_0 \cosh(rc) + Z_r \sinh(rc)}$$

s gubicima

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

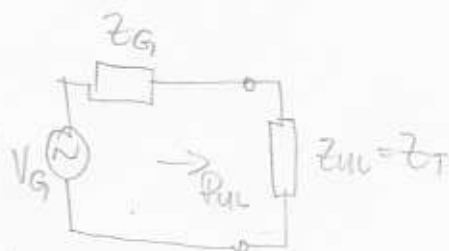
bez gubitaka

ODNOS STAJNIH VALOVA

- omjer najvećeg i najmanjeg naponskog stajnog vala na liniji

$$OSV = \frac{|V^+| + |V^-|}{|V^+| - |V^-|} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|}$$

- ⑥ Prijenos snage iz generatora u liniju povratni gubici, raspoloživa snaga generatora



PRIDENOS SNAGE IZ GENERATORA

$$P_{ul} = \frac{|V_G|^2}{2Z_0} (1 - |\Gamma_T|^2) \rightarrow \text{snaga koju generator predaje teretu}$$

POVRATNI GUBICI (Return loss)

- kada teret nije prilagođen Z_0 , tada se teretu ne predaje sva snaga ugađnog vala

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

RASPOLOŽIVA SNAGA GENERATORA

- maksimalna snaga koju generator može predati liniji ili teretu može se ostvariti uz uvjet konjugirano kompleksne prilagodbe

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

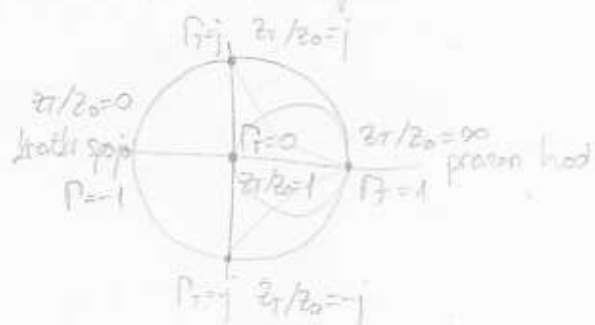
- ta snaga se zove raspoloživa snaga generatora i iznosi

$$P_A = P_{T, \max} = \frac{|V_G|^2}{8Z_G}$$

6. Smithov dijagram: ulazna impedancija linije, OSV, Γ

SMITHOV DIJAGRAM

- služi za prikaz ulaznih impedancija linije namiranih na Z_0 u ravni koeficijenta refleksije preko Möbiusove transformacije



ULAZNA IMPEDANCIJA

- u Smithovom dijagramu se nalazi kao sjedište kružnica odgovarajućih Re i Im dijelova.

$$Z_{ul} = Z_0 \frac{Z_r + Z_0 \tanh(\gamma l)}{Z_0 + Z_r \tanh(\gamma l)} = Z_0 \frac{1 + \Gamma_{ul}}{1 - \Gamma_{ul}}$$

ODNOS STAJNIH VALOVA

- ako na liniji postoji refleksija, formira se stajni val

$$OSV = \frac{|V^+| + |V^-|}{|V^+| - |V^-|} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|}$$

KOEFICIJENT REFLEKSIJE

- ako je linija zaključena sa Z_r , na teretu dolazi do refleksije iznosa

$$\Gamma_r = \frac{Z_r - Z_0}{Z_r + Z_0}$$

$$\Gamma_{ul} = \frac{Z_{ul} - Z_0}{Z_{ul} + Z_0}$$

$\Gamma = 0$ - prilagođeno

$|\Gamma| = 1$ - totalna refleksija

$|\Gamma| > 1 \rightarrow$ pojačanje, negativan otpor

⑦ Z i Y matrice, ulazna impedancija dvopolarne mreže

Z -parametri

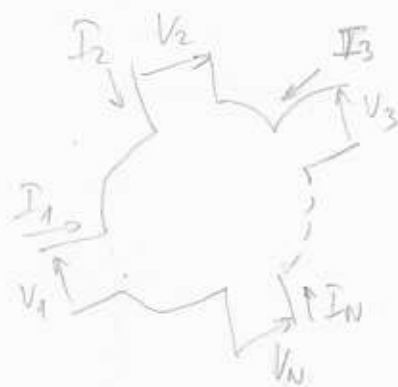
$$Z_{ij} = \frac{V_i}{I_j} \Big|_{I_k=0, k \neq j} \quad [V] = [Z][I]$$

$[Z]$ - matrica impedancija

Y -parametri

$$Y_{ij} = \frac{I_i}{V_j} \Big|_{V_k=0, k \neq j} \quad [I] = [Y][V]$$

$[Y]$ - matrica admitancija



ULAZNA IMPEDANCIJA

- može se lako naći preko Z -parametara

$$V_1 = Z_{11} I_1 + Z_{12} I_2$$

$$V_2 = Z_{21} I_1 + Z_{22} I_2$$

$$\frac{I_2}{I_1} = -\frac{Z_{21}}{Z_{22} + Z_T}$$

$$\Rightarrow Z_{UL} = Z_{11} - \frac{Z_{12} Z_{21}}{Z_{22} + Z_T}$$

8. Valovna snaga, raspršni parametri

VALOVNA SNAGA

- Izraz za fazor napona na liniji i -tog podaza može se razviti u oblik:

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

$$a = \frac{V_i^+}{\sqrt{Z_{0i}}} \rightarrow \text{upadni val snage}$$

$$b = \frac{V_i^-}{\sqrt{Z_{0i}}} \rightarrow \text{preneseni val snage}$$

RASPRŠNI PARAMETRI

- Veza među valovima snage N -portne mreže može se formulirati pomoću raspršnih parametara

$$S_{ij} = \frac{b_i}{a_j} \Big|_{a_k=0; k \neq j}$$

$$[b] = [S][a]$$

refl.
valovi

↑
upadni
valovi

g. Nerefleksivnost, recipročnost i gubici u mreži zadanoj raspršnom matricom

NEREFLEKSNOST

- ako je mreža zadana raspršnom matricom $[S]$ nerefleksivna, onda je

$$S_{ii} = 0 \quad ; \quad i = 1, 2, \dots, N$$

tj. elementi glavne dijagonale su jednaki nuli

RECIPROČNOST

- ako je mreža zadana $[S]$ matricom recipročna, onda je:

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

tj. elementi matrice smješteni simetrično na glavnu dijagonalu moraju biti jednaki

GUBICI U MREŽI

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

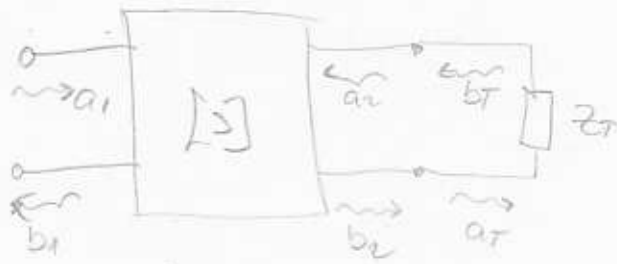
$$P_{dis} = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^N (|a_i|^2 - |b_i|^2)$$

- ako mreža nema gubitaka ($P_{dis} = 0$), njezina raspršna matrica je unitarna

- uvjet unitarnosti: $[U] - [S]^T [S]^* = 0$ ili $[S]^T [S]^* = [U]$

- mora vrijediti ZOZ i jedna energ. ravnoteža

10. Ulagati koeficijent refleksije mreže zadane raspisom matricom



$$\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} = \frac{b_2}{a_2}$$

$$\Gamma_T = \frac{Z_T - Z_0}{Z_T + Z_0} = \frac{a_L}{b_L}$$

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

$$\Gamma_L = \frac{b_2}{a_2} = S_{11} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_T}{1 - S_{22} \Gamma_T}$$

11. Radiofrekvencijski spektar, pojasevi, namjena

EM SPEKTAR

- ograničen prirodni resurs
- uporaba spektra određena je propisima i zakonima
- pojedine službe / korisnici zauzimaju određene dijelove spektra
- niske frekv. područja - problem raspoloživosti
- visoke frekv. područja - izbjegavanje smetnji
 - veća širina pojasa - veća brzina

POJASEVI I NAMJENA

- HF - radiodifuzija zvuka
- VHF - TV, GSM
- L - radionavigacija, zrakoplovna navigacija
- L/S - UTM
- visi pojasevi - industrijske, znanstvene, medicinske primjene

12. Vrste RF sustava s obzirom na vrstu i razmještaj korisnika, primjeri

1) TOČKA - TOČKA

- 1 odašiljač, 1 prijemnik
- antene velikog dobitka i uskog snopa
- primjeri: - usmjerene veze za privatne i javne korisnike (banka)
 - veza bazne stanice s centralom

2) TOČKA - VIŠE TOČAKA

- 1 odašiljač, više prijemnika
- antene - široki snop
- primjeri: - TV
 - radionavigacija

3) VIŠE TOČAKA - VIŠE TOČAKA

- istodobna komunikacija 2 ili više korisnika
- povezivanje preko baznih postaja
- primjeri: - mobilni telefoni
 - WLAN

13) Vrste RF sustava s obzirom na smjer komunikacije, primjeri

1) JEDNOSMJERNI (Simplex)

- 1 smjer komunikacije (odasiljač - prijemnik)
- primjer: - TV signal
- radionavigacija

2) POLUDVOSMJERNI (Half-duplex)

- komunikacija moguća u 2 smjera, ali ne istodobno
- isto frekv. područje za slanje i primanje
- primjer: walkie-talkie

3) DVOSMJERNI (Duplex)

- istodobna komunikacija u dva smjera
- potrebno dupleksiranje odašiljanja i prijema radi izbjegavanja interferencije: - FDD
- TDD

114) Parametri RF sustava

1) FREKVENCIJSKO PODRUČJE

- odabir uvjeta: - zakonskim propisima, potrebna dozvola
- šumom - ovisi o f , raste za $10\text{GHz} \ll f \ll 100\text{MHz}$
- širinom pojasa - veća brzina \rightarrow veća širina pojasa
- dobitkom antene - ovisi o fizičkoj površini antene
- uvjetima rasprostiranja EM vala - veća $f \rightarrow$ veći gubici
- djelotvornosti aktivnih elemenata - opada s porastom f

2) VIŠESTRUKI PRISTUP

- uz ograničenu širinu pojasa treba ostvariti max moguću kapacitet prijenosa
- načini ostvarivanja višestrukog pristupa: FDMA - razdioba po frekv.
TDMA - razdioba po vremenu
CDMA - razdioba po kodu

3) DUPLEKSIRANJE

- dupleksiranje odašiljanja i prijema dvosmjernih i poludvosmjernih RF sustava
- koristi se filter za dupleksiranje ili T/R sklopke

4) SKLOPOVSKO I PAKETSKO PREKAPČANJE

- sklopovsko - upostavljanje veze preko centrale
 - parizano (fiksna / mobilna tehn.)
- paketno - koriste se usmjerniaci koji osiguravaju višestruke putove
 - djelotvornije (internet)

5) RASPROSTIRANJE EM VALA

- u slobodnom prostoru snaga EM vala pada s kvadratom udaljenosti
- ako nema optičke vidljivosti dolazi do šedinga

6) ZASTITA LJUDI OD EM ZRAČENJA

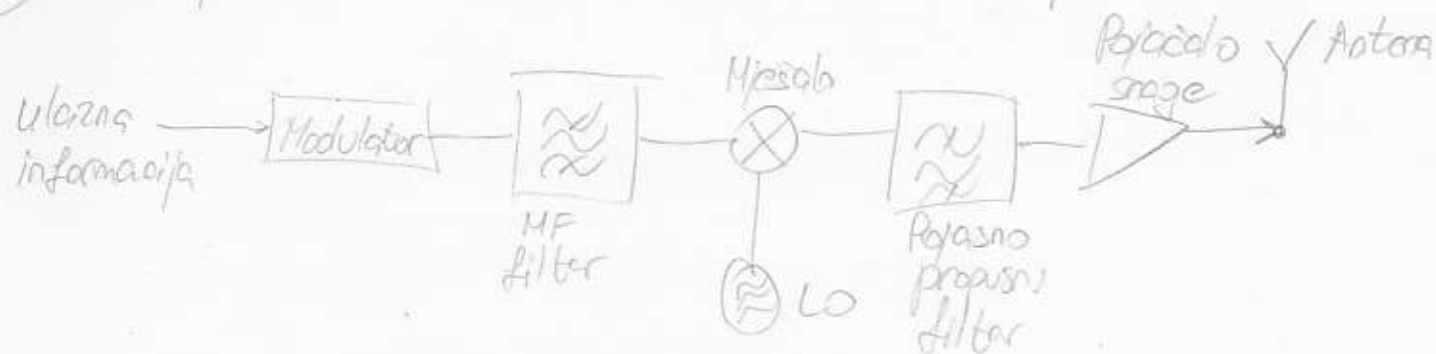
- treba ograničiti razine EM zračenja zbog loših učinaka na čovjek (zagrijavanje)
- vrsta zračenja ovisi o frekvenciji i izračunskoj snazi
- u području radio RF uređaja, EM zračenje je nerionizirajuće
- mjera izloženosti je specifična apsorbirana snaga (SAR)
- ograničenja:
 - profesionalna izloženost: $0,4 \text{ W/kg}$
 - posebna osjetljivost: $0,08 \text{ W/kg}$

7) CIJENA

- troškovi projektiranja, izvedbe uređaja, cijena infrastrukture i održavanja

8) POUZDANOST I KVALITETA USLUGE

15. Odasiljač RF sustava, blok shema, uloga pojedinih komponenta



MODULATOR - modulira se nosilac na međufrekvenciji ($10\text{MHz} \leq f \leq 100\text{MHz}$)

MJEŠALO - prebacuje modulirani MF signal na RF
 - ako se koristi visoka RF, koriste se 2 ili više stupnjeva mješanja

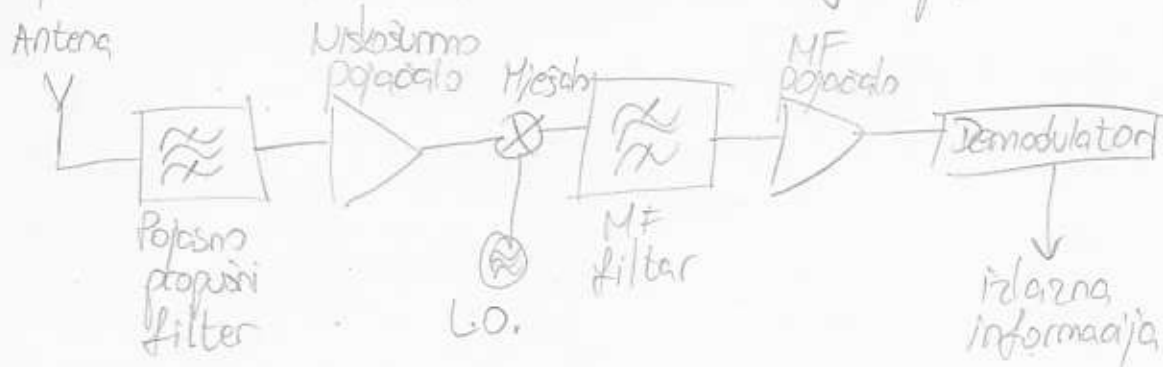
MEĐUFREKVENCijski FILTER (MFF) - ograničava širinu pojasa MF signala
 - potiskuje neželjene produkte mješanja

POJASNO PROPUŠNI FILTER (PPF) - propusta samo signal zbroja frekv.
 MF i LO, a signal razlike potiskuje

POJAČALO SNAGE - povećava snagu moduliranog RF signala na razinu potrebnu za veze, tj. pokrivanja

ANTENA - sučelje između prijemne linije i slobodnog prostora

16. Prijemnik RF sustava, blok shema, uloga pojedinih komponenta



ANTENA - prima EM val iz prostora

ULAZNI PP FILTER - izdvaja željeni frekv. pojas

- smanjuje smetnje, interferencije / šum

NISKOSUMNO POJAČALO - pojačava slabe signale uz min vlastiti šum

MJEŠALO - mješa ulazni RF signal sa signalom LO i izdvaja razliku frekvencija u MF pojasu

MEĐUFREKVENCIJSKI FILTER - izdvaja razliku frekv. RF signala / signala LO
- određuje širinu pojasa prijemnika

MEĐUFREKVENCIJSKO POJAČALO - pojačava MF signal prije demodulacije

DEMODULATOR - izdvaja osnovnu informaciju

- 17) Osnovne osobine oscilatora, oscilator kao pojačalo s povratnom vezom
- OSCILATOR - nelinearni sklop koji pretvara istosmjernu energiju u izmjenični signal

OSOBINE

1) STABILNOST FREKVENCIJE

- temperaturna stabilnost - promjena frekv. osciliranja s promjenom temp
- vremenska stabilnost - promjena frekv. osc. s protokom vremena (stareje)

2) PODRUČJE UGAĐANJA FREKVENCIJE

- najčešće se ugada promjenom napona (LC krug)
- bitna osjetljivost ugadaja - brzina [MHz/V]

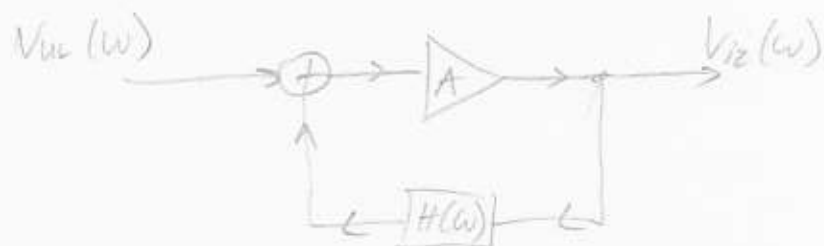
3) AM i FM ŠUM

- razina šuma u odnosu na napon u širini pojasa od 1 Hz

4) RAZINE HARMONIČKI+KOMPONENTA

- mjere se do 3. harmonika jer se dalje gube u šumu

POJAČALO S POKRATNOM VEZOM



$$V_{iz}(\omega) = \frac{A}{1 - AH(\omega)} V_{ul}(\omega)$$

- ako je $AH(\omega) = 1$, na izlazu je moguće dobiti napon $\neq 0 \rightarrow$ Nyquistov uvjet

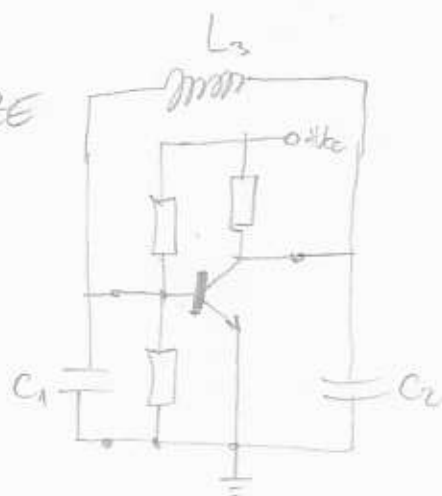
18. Objasniti Collpits-ov i Hartley-ev oscilator, frekvencija osciliranja, uvjet za osciliranje

COLLPITS-OV OSCILATOR

-napori na C_1 i C_2 su protufazni, a spoj zE unosi dodatnih 180° pomaka

frekv. titranja: $\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{L_3} \frac{C_1 + C_2}{C_1 C_2}}$

uvjet za oscilacije: $\frac{C_1}{C_2} = \frac{g_m}{G_{UL}}$

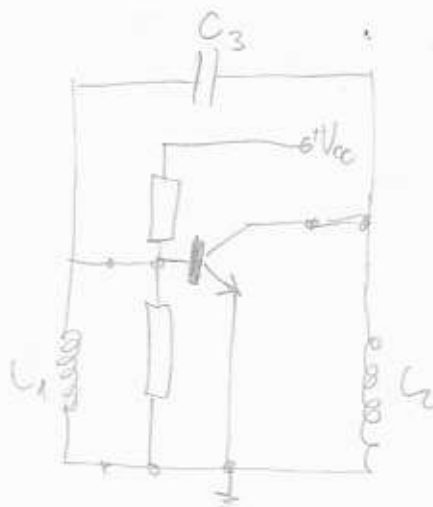


HARTLEY-EV OSCILATOR

-napori na L_1 i L_2 su protufazni, a spoj zE unosi još 180° faznog kasnjenja

frekv. titranja: $\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{C_3(L_1 + L_2)}}$

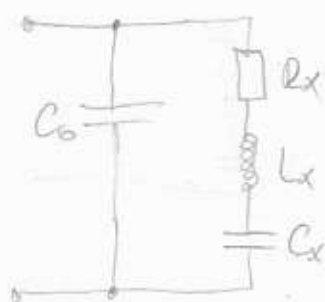
uvjet za oscilacije: $\frac{L_1}{L_2} = \frac{g_m}{G_{UL}}$



15. Kristalni oscilatori, Pierce-ov oscilator

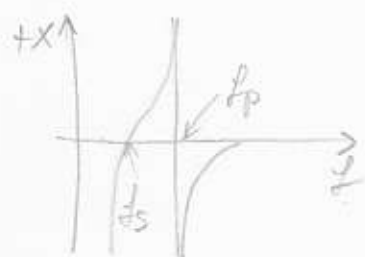
KRISTALNI OSCILATORI

- stabilizacija frekv. osc. pomoću kristala ostvaruje se piezoelektrnim učinkom
- kristal pretvara el. energiju u mehaničku i obratno
- visoki faktor obdrotne \rightarrow brza promjena faze s frekvencijom
- kristalna jedinica - kristal u kućištu pripremljen za ugradnju u elektronički sklop



- L_x - masa kristala
- C_x - elastičnost kristala
- R_x - gubici u kristalu
- C_0 - kapacitet sklopa za ugradnju u kućište

- frekv. karakteristična reaktancije



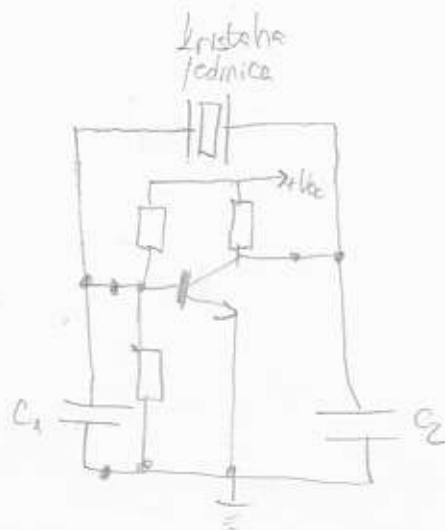
serijska rezonancija: $f_s = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_x C_x}}$

paralelna rezonancija: $f_p = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_x \left(\frac{C_0 C_x}{C_0 + C_x} \right)}}$

- razmak f_p i f_s je malen: $\frac{f_p}{f_s} = \sqrt{1 + \frac{C_x}{C_0}} \approx 1 + \frac{C_x}{2C_0}$

PIERCE-OV OSCILATOR

- preinaka Colpittsovog oscilatora sa kristalnom jedinicom umjesto L_3



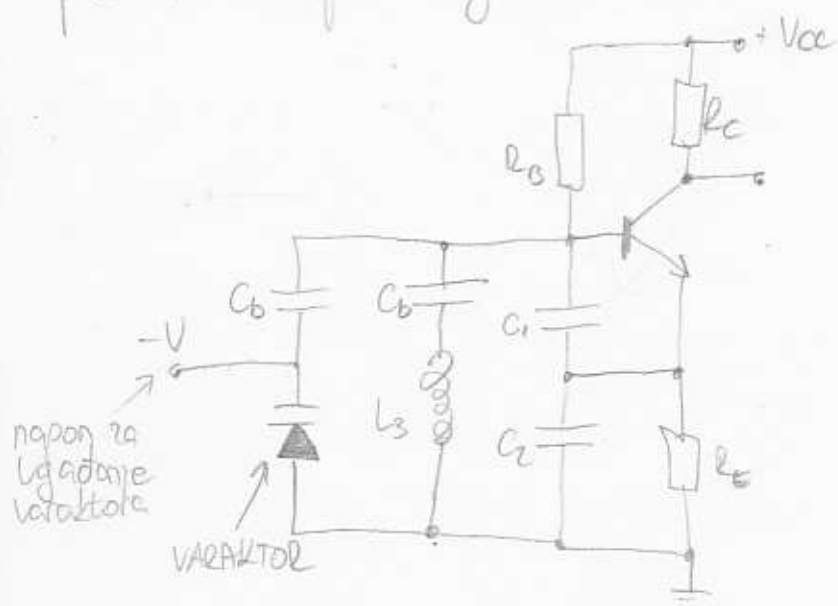
20. Naponam upravljani oscilator, Clapp-Gouriet-ov oscilator

VARIONOM UPRAVLJANI OSCILATOR

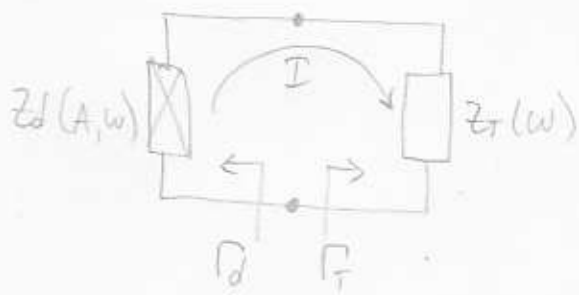
- frekv. osciliranja određena induktivitetom i kapacitetom u sklopu oscilatora
- zahtjeva se mogućnost ugađanja frekv. oscil. \rightarrow vrši se promjenom L ili C
- u većini slučajeva koristi se promjenjivu kapacitet
- VARAKTOR - element promjenljivog kapaciteta

CLAPP-GOURIET-ov OSCILATOR

- preinaka Colpittsovog oscilatora



21. Mikrovlni oscilator, uvjet osciliranja, grafičko rješenje



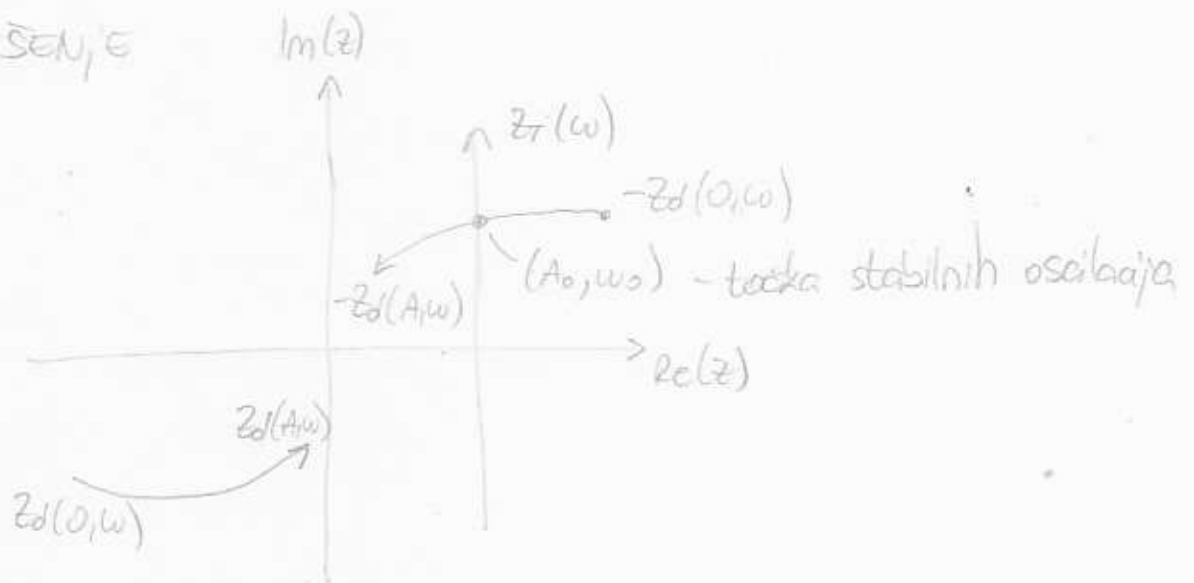
stacionarno stanje:

$$[Z_d(A, \omega) + Z_T(\omega)] \cdot I = 0$$

$$\Gamma_d \cdot \Gamma_T = 1$$

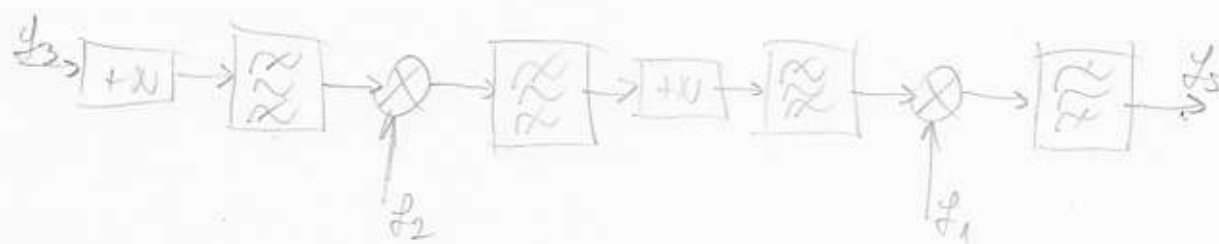
-uvjet osciliranja: $-Z_d(0, \omega) > Z_T(\omega)$

GRAFIČKO RJEŠENJE



2. Izravna sinteza frekvencije

- izlazni signali dobivaju se na osnovi izravne uporabe niza aritmetičkih operacija na frekvenciju referentnog nula
- te operacije se obavljaju u sklopovima množiła, djelila i mješala frekvencije
- neželjene komponente potiskuju se ugodnim filterima
- nedostatak - složen i skup sklop sintezatora
- izvedba - koristiti što više istih sklopova

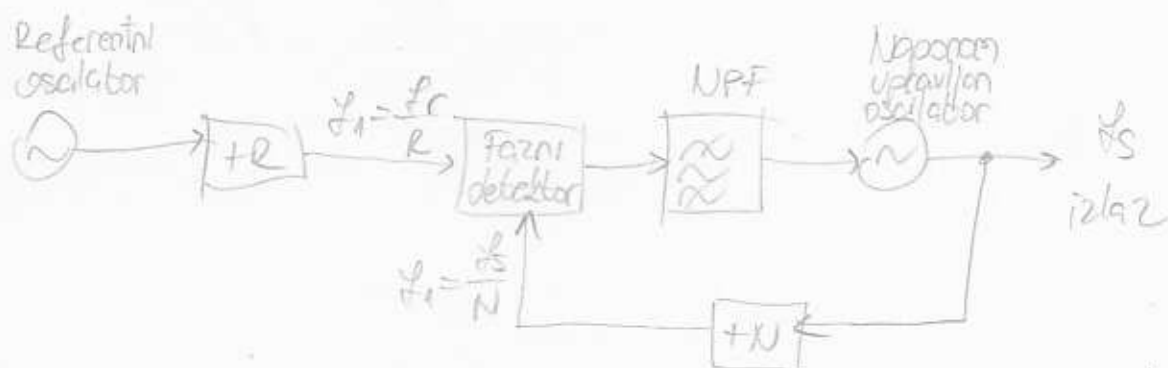


2 mješala i djelila

- ako se f_1 , f_2 i f_3 odaberu iz skupa 5, moguće je sintetizirati 25 različitih frekv. na izlazu

23) Nepravna sinteza frekvencije

- ostvaruje se pomoću fazom sinkronizirane zanke koja omogućava postizanje vrlo točne frekv. i niza fazni sum oscilatora
- nedostatak - dugo vrijeme za uspostavu sinkronizacije u fazom sinkroniziranoj zanci



$f_1 = \frac{f_r}{R}$ - određuje najmanji korak frekv. sintetizatora

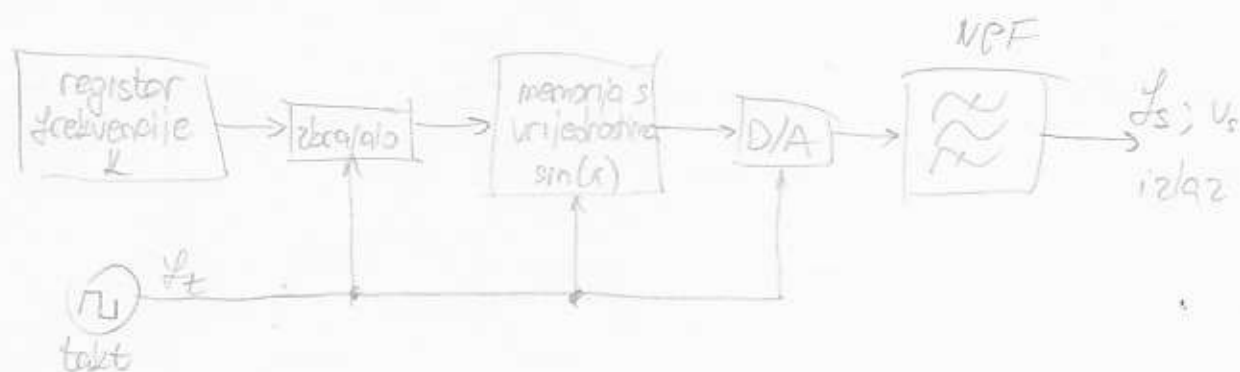
- frekvencija naponom upravljanog oscilatora dijeli se s $N+1$ svakih k perioda, a s N u svim ostalim periodima
- izlazna frekv je:

$$f_s = \left(N + \frac{1}{k} \right) f_1$$

N, k - dijeli brojevi
 $\frac{1}{k}$ - decimalni dio
 omjera dijeljenja

24. brana digitalna sinteza frekvencije

- razlika se na digitalnom zbrajalu koje određuje vremenski korak
- vrijednosti sinusne f-je unaprijed pohranjene u memoriji
- D/A - pretvara diskretne vrijednosti amplitude u stepenasti ^{kalni} oblik
- NPF - pretvara stepenasti oblik u sinusni



- koriste se min 4 uzorka po periodu

- najviša frekv. koju sintetizator može generirati je:

$$f_{\max} = \frac{f_t}{4}$$

- a najniža je:

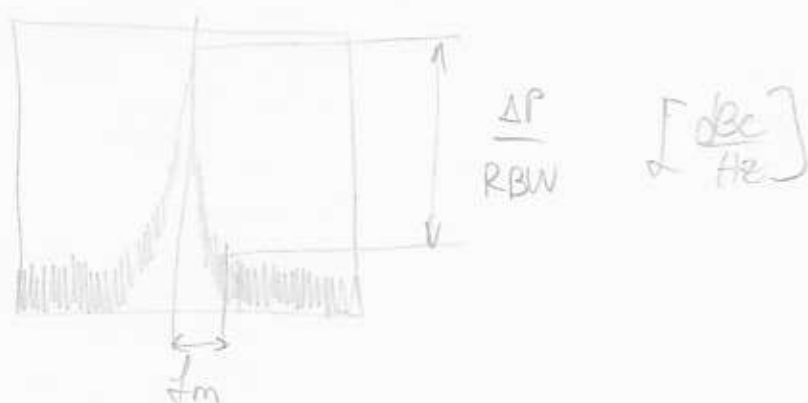
$$f_{\min} = \frac{f_t}{2^N}$$

N - duljina kodne riječi

(15) Faza: šum oscilatora, definicija, uzroci faznog šuma

- kratkotrajne slučajne fluktuacije faze ili frekvencije signala oscilatora

- definicija: omjer snage u jednom bočnom pojasu faze modulacije i ukupne snage signala u jediničnoj širini pojasa (1 Hz) na zadanoj udaljenosti od nosioca f_m .



- uzroci: termički šum, harmoničke i neharmoničke komponente, produkti mješanja

26. Leeson-ov model faznog sumra

- služi za opisivanje spektralne gustode faznog sumra oscilatora kojeg modeliramo kao pojačalo s pozitivnom povratnom vezom
- pretpostavimo da je oscilator stabiliziran titrajnim krugom visokog faktora dobrote
- spekter sumra tipičnog tranzistorskog pojačala sa sinusnim ulaznim signalom frekvencije f_0



f_0 - frekv. koljena

$\frac{1}{f}$ - flicker sum (sum treperenja)

2 bočna pojava oko f_0

- idealizirana spektralna gustoba snage sumra na ulazu mreže (oko f_0)



- Ako rezonator ima nizak Q
- $f_{3dB} > f_0$, gustoba sumra pada $\propto \frac{1}{f^2}$



- Ako rezonator ima visok Q
- $f_0 > f_{3dB}$, gustoba snage sumra pada $\propto \frac{1}{f^3}$



(27.) Utjecaj faznog šuma na osobine prijemnika, recipročno mješanje

1) povećava BER

- vjerojatnost pogreške bita ovisi o kvadratu varijance šuma
- treba utvrditi ukupnu snagu šuma (integriranjem spektralne gustode šuma)

2) smanjuje selektivnost prijemnika

- prijemnik ne može razlučiti korisni signal od smetajućeg

RECIPROČNO MJESANJE

- mješanjem sa signalom iz područja faznog šuma, idealnog oscilatora, smetajući signal može biti prebačen u isti međufrekvencijski pojas kao i korisni signal
- nakon mješanja se više ne mogu razdvojiti
- max dopušteni fazni šum iznosi:

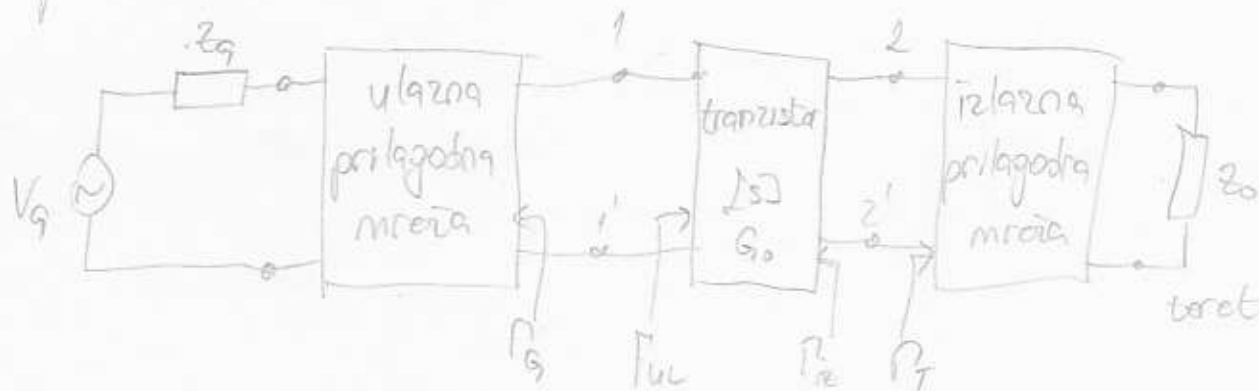
$$\alpha(f_m) = C[\text{dBm}] - S[\text{dB}] - I[\text{dBm}] - 40 \log(B)$$



fazni šum korisni signal selektivnost smetajući signal širina pojasa

28. RF pojačala, definicije pojačanja

- aktivni duprodazni elementi koji prenose signal s ulaza na izlaz uz pojačanje, a svojstva i karakteristike su opisani raspošnim parametrima



pozonsko pojačanje snage:

$$G_P = \frac{P_T}{P_{ul}}$$

- omjer disipirane snage u teretu Z_T i snage koju generator predaje mreži

prijenosno pojačanje snage:

$$G_T = \frac{P_T}{P_{AG}}$$

- omjer između snage predate teretu i raspoložive snage generatora

raspoloživo pojačanje snage:

$$G_A = \frac{P_{AM}}{P_{AG}}$$

- omjer između raspoložive snage na ulazu mreže i raspoložive snage generatora

(29.) Unilateralno pojačalo, mjera unilateralnosti

- poseban slučaj pojačala za koje vrijedi $S_{12} = 0$
- prijenos snage postoji samo u 1 smjeru: ulaz \rightarrow izlaz
- za $|S_{11}| < 1$ i $|S_{22}| < 1$ uz $P_G = S_{11}^*$ i $P_T = S_{22}^*$ dobivamo maksimalno unilateralno pojačanje

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

- najveća pogreška zbog zanemarivanja S_{12} nastaje kod max prijenosnog pojačanja

mjera unilateralnosti:

$$U = \frac{|S_{11} S_{12} S_{21} S_{22}|}{(1 - |S_{11}|^2)(1 - |S_{22}|^2)} \quad [\text{dB}]$$

- frekvencijski ovisna

(30) Stabilnost pojačala, krivice stabilnosti, Rollet-ov faktor stabilnosti

- aktivna mreža može biti:

Apsolutno stabilna $\rightarrow |T_{ul}| < 1$ i $|T_{iz}| < 1$ za sve pasivne impedancije generatora i tereta

Potencijalno stabilna $\rightarrow |T_{ul}| > 1$ i/ili $|T_{iz}| > 1$ za neke pasivne imp. generatora i/ili tereta

Apsolutno nestabilna $\rightarrow |T_{ul}| > 1$ i $|T_{iz}| > 1$ za sve pas. imp. generatora i tereta

- stabilnost preko: ovise

KRIVICE STABILNOSTI

izlaza (tereta)

središte: $S_T = \frac{(S_{22} - \Delta S_{11}^*)^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2}$

polumjer: $R_T = \left| \frac{S_{12} S_{21}}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right|$

Ulaza (generatora)

$$S_G = \frac{(S_{11} - \Delta S_{22}^*)^*}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2}$$

$$R_G = \left| \frac{S_{12} S_{21}}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \right|$$

- apsolutna stabilnost - krivica ne smije imati presjek sa Smithovim dijagramom ili ga mora pasivno obuhvatiti

ROLLETTOV FAKTOR STABILNOSTI

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

pojačalo je apsolutno stabilno ako vrijedi:

$$K > 1$$

$$|\Delta| < 1$$

31. Maksimalno prijenosno pojačanje, maksimalno stabilno pojačanje

MAX PRIJENOSNO POJAČANJE

- najvedi oblici prilagodbe postizu se konjugirano-kompleksnom prilagodbom na ulazu i izlazu ($P_{in} = P_a^*$ i $P_z = P_f^*$) koju je moguće ostvariti samo kad je pojačalo apsolutno stabilno

$$G_{Tmax} = \frac{1}{1 - |P_a|^2} |S_{21}|^2 \frac{1 - |P_f|^2}{|1 - S_{22}P_f|^2}$$

MAX STABILNO POJAČANJE

- računa se ako je pojačalo potencijalno nestabilno ($|k| < 1$)
- definira se kao maksimalno prijenosno pojačanje uz $k=1$

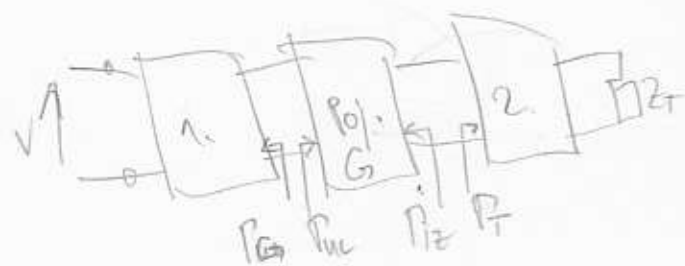
$$G_{stmax} = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|}$$

(32) Projektiranje pojačala za zadano pojačanje i najmanji šum

- pojačanje manje od max ostvaruje se namjernim uvođenjem razgađenja na ulazni i/ili izlazni prolaz pojačala
- pritom se unosi pogreška u
- zbog jednostavnosti razmatramo unilateralno pojačalo ($S_{12}=0$)
- ortanjem krivnica za više različitih vrijednosti dobitka prilagodbe mreže, dobijemo obitelji krivnica sa središtima na pravcu koji prolazi kroz središte Smitha i točku S_{22}^*

$$\Gamma_{in} = \Gamma_G^*$$

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



- šum prve komponente u lancu ima najveći utjecaj na ukupni šum sustava
- nije moguće postići min F_s i max G , pa radimo kompromis
- odaberemo željeni F_s i za njega odamo krivnicu konst. F_s , tj. krivnice konst. pojačanja ulazne prilagodbe mreže
- odaberemo impedanciju koja leži na presjeku krivnica željenog F_s i G

33) Pojačala snage, klase, djelotvornost

- primjenjuju se kao drugi stupanj odašiljača
- snaga pojedinog aktivnog elementa opada s porastom frekvencije
- troši puno energije

DJELOTVORNOST

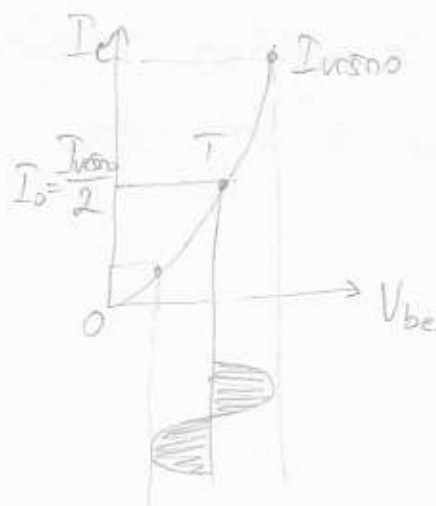
- omjer rlane RF snage i snage koju pojačalo uzima iz istosmjernog izvora P_{DC}

$$\eta = \frac{P_{RF, iz}}{P_{DC}}$$

KLASE

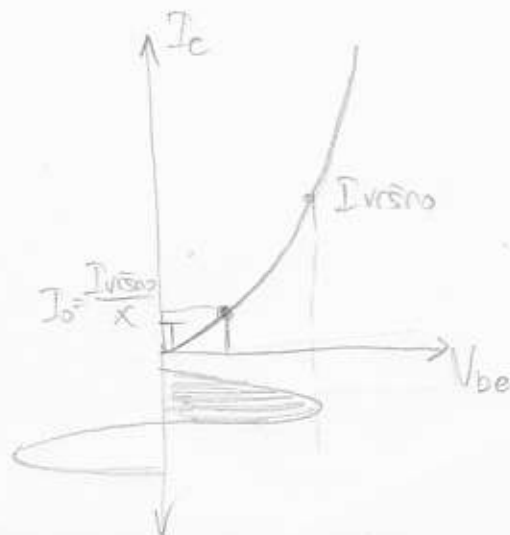
KLASA A

- istosmjerna radna točka u sredini prijenosne karakteristike \rightarrow transistor vodi tokom cijele periode
- linearno pojačalo, $\eta_{max} = 50\%$



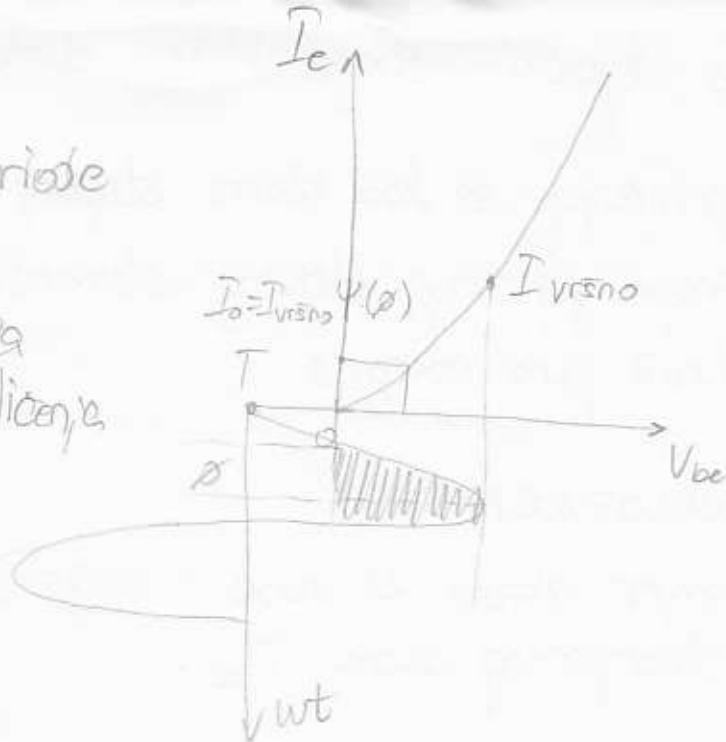
KLASE B i AB

- istosmjerna R.T. blizu kojera prij. karakt. \rightarrow transistor vodi samo pola periode
- obična kombinacija 2 tranzistora u protuklasičnom radu
- $\eta_{max} = 78\%$



KLASA C

- tranzistor vodi samo manji dio periode
- $\eta_{\max} \approx 1,00\%$
- vrlo nelinearno, nije primjenjivo za modulacije osjetljive na fazna izobličenja



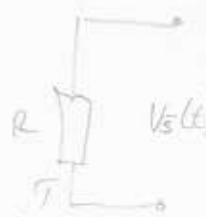
KLASE D, E, F, S

- tranzistor radi kao sklopka
- koristi se ugošteni titrajni krug $\gg Q_{iz}$
- postižu se vrlo visoke djelotvornosti

31) Napon i snaga toplinskog šuma, temperatura šuma

NAPON I SNAGA TOPLINSKOG ŠUMA

- promatramo otpornik vrijednosti R na temperaturi T
- zbog nasumičnog kretanja e^- , na priključnicama otpornika nastaju male promjene napona $v_s(t)$
- ako se širina pojasa ograniči na B , tad je efektivna vrijednost napona šuma:



$$V_s = \sqrt{4kTB R}$$

- ako sumni otpornik nadomjestimo besumnim iste vrijednosti R i naponskim izvorom, tada je raspoloživa snaga šuma jednaka

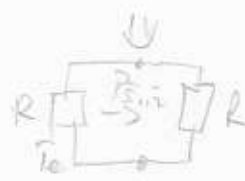


$$P_s = \frac{V_s^2}{4R} = kTB$$

- ona opada smanjenjem širine pojasa B i temperature T , te nije frekvencijski ovisna

TEMPERATURA ŠUMA

- izvor bijelog šuma predaje teretu R snagu šuma $P_{s,iz}$
- ekvivalentna temp. šuma odabrana je tako da se teretu predaje ista snaga



$$T_e = \frac{P_{s,iz}}{kB}$$

35. Temperatura suma dvostranzne mreže, definicija, mjerenje

- posmatramo dvostranznu mrežu sa B i G
uz pretpostavku da su ulaz i izlaz prilagođeni!

- ako je ulazni otpornik na $T_{in} = 0K$, slijedi da je $P_{s, in} = 0$, pa je $P_{s, iz}$ proizvedena u samoj mreži



- pretpostavimo besumnu mrežu iste B i G koja ima na ulazu besumni otpornik na temp. T_e

- ista snaga suma $P_{s, iz}$ bit će predana teretu ako je

$$T_e = \frac{P_{s, iz}}{Gk_B}$$

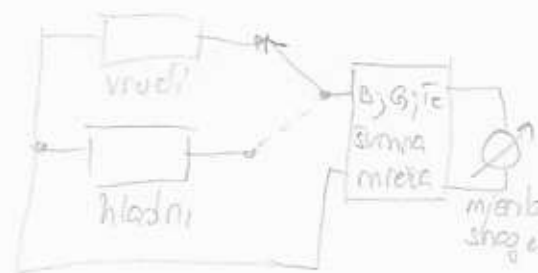
- po definiciji T_e izvor suma postavlja se na ULAZ mreže,

a snaga suma $P_{s, iz}$ dobiva se tek kada se ulazna snaga

suma $P_{s, in} = kT_e B$ pomnoži sa G

- kod izravnog mjerenja temp. suma vedina silopova proizvodi male količine suma koje je teško izmjeriti, pa koristimo Y-metodu

- na ulazni prolaz mreže namjenom se priključuju vrući izvor temp. T_v i hladni izvor temp. T_h , a na izlazu se izlaza snaga suma



- mjer snaga: $Y = \frac{P_{s, iz, v}}{P_{s, iz, h}} = \frac{T_v + T_e}{T_h + T_e}$

$$T_e = \frac{T_v - Y T_h}{Y - 1}$$

- vrući izvor: aktivni izvori suma (diode, elektr. cijevi)

- hladni izvor: otpornik hladan tekućim dušikom ili helijem
 $T = 77K$ $T = 4K$

36) Faktor suma, definicija, faktor suma ulančanih dvoprobznih mreža, mjera suma

-definicija: faktor suma je mjera pogoršenja odnosa s/n na izlazu mreže s obzirom na odnos s/n na ulazu

$$F_S = \frac{\frac{P_{s,ul}}{P_{s,ul}}}{\frac{P_{s,iz}}{P_{s,iz}}} ; F_S \geq 1$$

$$P_{s,ul} = k T_0 B$$

$$T_0 = 290K$$

$$F_S = 1 + \frac{T_e}{T_0}$$

$$T_e = (F_S - 1) T_0$$

-u svakom RF sustavu signal prolazi kroz lanac komponentata koje hoće sum ili utjecaj treba utvrditi

$$T_e = T_{e1} + \frac{T_{e2}}{G_1} + \frac{T_{e3}}{G_1 G_2} + \frac{T_{e4}}{G_1 G_2 G_3} \dots \quad F_S = F_{S1} + \frac{F_{S2}-1}{G_1} + \frac{F_{S3}-1}{G_1 G_2} \dots$$

-za najbolja sumna svojstva prva komponenta mora imati najmanji sum

-mjera suma koristi se za usporedbu sumnih svojstava pojedinih komponentata u RF sustavu

$$M_S = \frac{F_S - 1}{1 - \frac{1}{G_A}}$$

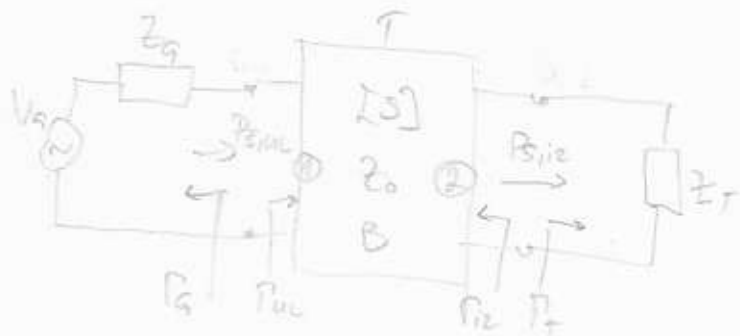
T_S - faktor suma komponente

G_A - raspoloživo pojačanje komponente

(37.) Faktor šuma pasivne neprilagođene dipolazne mreže

- razmatra se pasivna mreža koja ne sadrži aktivne elemente
- uzima se u obzir povećanje faktora šuma zbog neprilagođbe impedancije na ulazu i/ili izlazu

- mreža i okolna su u termodinamičkoj ravnoteži i na istoj temp T



$$P_{s, in} = kTB$$

$$P_{s, iz} = G_A kTB + G_A P_{dod}$$

$$\left. \begin{array}{l} P_{s, in} = kTB \\ P_{s, iz} = G_A kTB + G_A P_{dod} \end{array} \right\} T_e = \frac{P_{s, dod}}{kTB} = \frac{1 - G_A}{G_A} T$$

G_A - raspoloživo
polaćanje
mreže

$$F_s = 1 + \frac{T_e}{T_0} = 1 + \frac{1 - G_A}{G_A} \frac{T}{T_0}$$

- ako su umjesto polaćanja dati gubici onda se uzima $G_A = \frac{1}{L}$,
pa je $F_s = 1 + (L - 1) \frac{T}{T_0}$, a ako je $T = T_0$, onda je $F_s = L$

(38.) Nelinearne mreže, kompresija pojačanja

- izlazni signal nije proporcionalan ulaznom
- ne postoji mreža bez gubitaka (toplinski šum)
- nelinearnost se javlja pri vrlo niskim i pri velikim signalima
- nepoželjne posljedice:

- kompresija pojačanja
- generiranje novih komponenta
- povećani gubici
- izobličenje signala
- interferencija

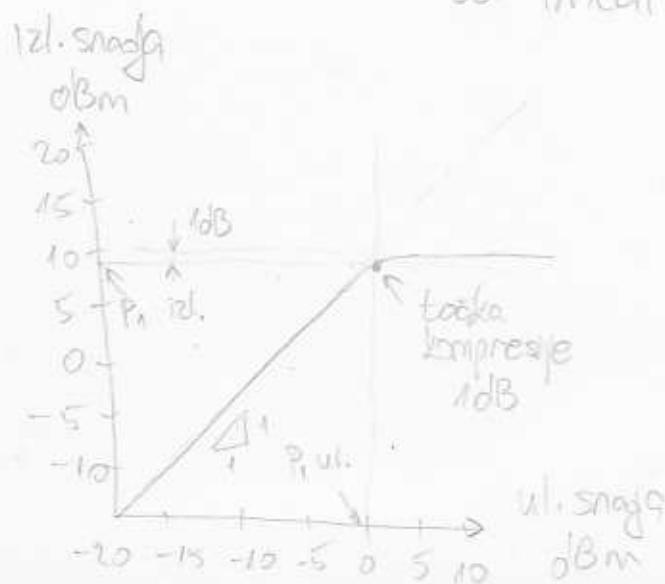


$$V_{iL} = a_{10} + a_1 V_{uL} + a_2 V_{uL}^2 + a_3 V_{uL}^3 \dots$$

istoimjerni član linearni član članovi višeg reda

KOMPRESIJA POJAČANJA

- izlazni napon pojačala ograničen je istoimjernim naponom napajanja aktivnog elementa
- točka kompresije 1dB → definira se kao razina snage P_1 kod koje je izlazna snaga za 1dB manja od linearne vrijednosti



39. Intermodulacijska različenja, presjecišna točka 3. reda, mjerenje

- spektar izlaznog signala sastoji se od komponenta oblika

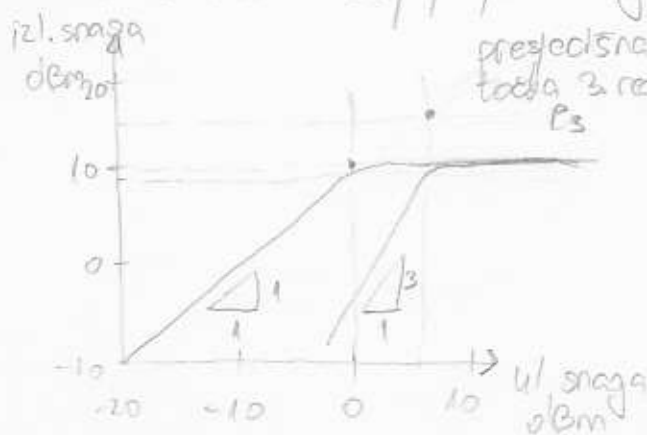
$$m\omega_1 + n\omega_2; \quad n, m = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \rightarrow \text{intermodulacijski produkti}$$



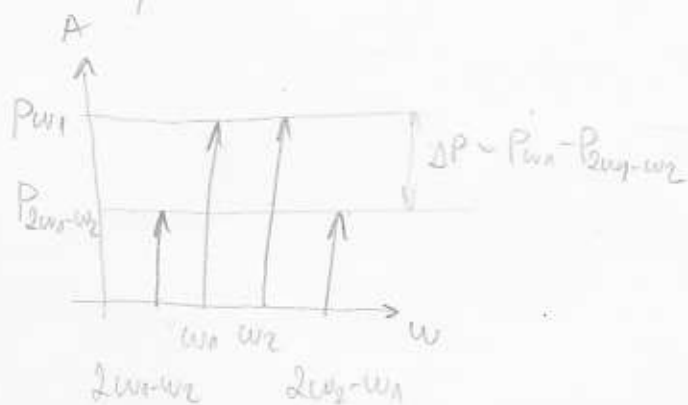
- intermodulacijske produkte 3. reda, $2\omega_1 - \omega_2$, $2\omega_2 - \omega_1$ nije lako potisnuti jer su vrlo blizu polariznim frekv. ω_1 i ω_2 , te uzrokuju izobličenje

PRESJECIŠNA TOČKA 3. REDA

- hipotetska točka u kojoj je snaga odziva 1. i 3. reda jednaka



MJERENJE



- mjerimo pomoću analizatora spektra

$$P_{wi} = P_{ul} + b_1$$

- odziv 1. reda
nagib pravca 1

$$P_{w1-\omega_2} = 3P_{ul} + b_2$$

- odziv 3. reda
nagib pravca 3

$$P_3 = P_{ul} + \frac{\Delta P}{2}$$

- ulaz

$$P_3 = P_{wi} + \frac{\Delta P}{2}$$

- izlaz

40. Presjecna tačka 3. reda za ulazne mreže

- promatramo 2 mreže spojene u lanac



- izlazna snaga 1M produkta 3. reda na izlazu prve mreže je:

$$P_{2w_1-w_2}^A = \frac{(P_{w_1}^A)^3}{(P_3^A)^2}$$

$P_{w_1}^A$ - snaga željenog signala frekv. w_1

- napon pridružen toj snazi je:

$$V_{2w_1-w_2}^A = \sqrt{P_{2w_1-w_2}^A Z_0} = \frac{\sqrt{(P_{w_1}^A)^3 Z_0}}{P_3^A}$$

- presjecna tačka 3. reda:

$$P_3 = \left(\frac{1}{G_2 P_3^A} + \frac{1}{P_3^B} \right)^{-1}$$

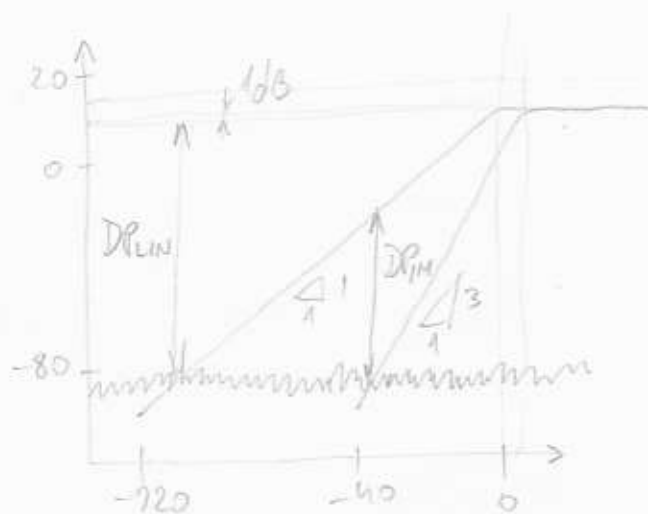
(41) Dinamičko područje

- radno područje u kojem komponenta ili sustav ima željene osobine
- linearno dinamičko područje \rightarrow područje snaga u kojem pojačalo ima linearan odziv

$$DP_{LIN} = P_1 - P_{S,12}$$

- dinamičko područje bez intermodulacije \rightarrow područje u kojem je razina IM produkata ispod neke prihvatljive razine

$$DP_{IM} = \left(\frac{P_3}{P_{S,12}} \right)^{\frac{2}{3}}$$



42. Mješalo, namjera

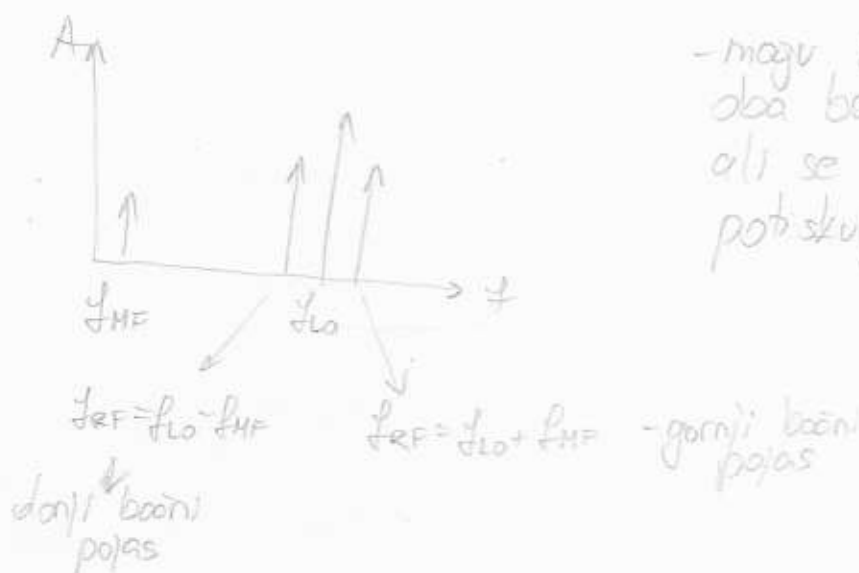
- troprolazni sklop za transpoziciju frekvencije (pretvaranje)

pretvorba prema gore:

- niska frekv. f_{MF} mješa se sa visokom iz L.O. f_{LO}
- na izlazu dobijemo RF signal jednak umnošku signala MF i LO



- spektar:



- mogu se koristiti dva bočna pojasa, ali se obično jedan potiskuje filtrom

pretvorba prema dolje

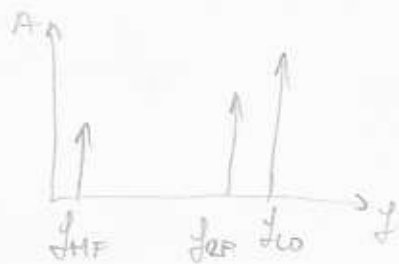
- ulazni signal visoke frekvencije f_{RF} mješa se sa signalom relativno visoke frekv. f_{LO}
- na izlazu dobijemo signal niske frekv. f_{MF}



43. Odabir frekvencije lokalnog oscilatora

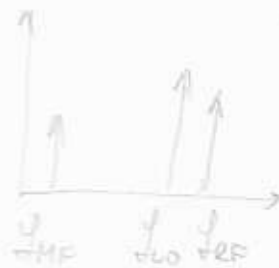
- pretvorba frekv. između zadane f_{RF} i f_{HF} moguda je pomoću 2 različite frekv. L.O.

$$f_{LO} > f_{RF}$$



$$f_{HF} = f_{LO} - f_{RF}$$

$$f_{LO} < f_{RF}$$



$$f_{HF} = f_{RF} - f_{LO}$$

- najčešće se koristi $f_{LO} > f_{RF}$ jer je za njea potreban manji raspon ugađanja f_{LO} za pokrivanje istog područja RF signala

$$\Delta f = \frac{f_{LOmax} - f_{LOmin}}{\frac{f_{LOmax} + f_{LOmin}}{2}}$$

44. Gubici pretvorbe, faktor šuma mješala

- u mješalu nastaju neželjeni frekvencijski produkti
- gubici pretvorbe: $L_p = 10 \log_{10} \frac{\text{raspoloživa RF snaga na ulazu}}{\text{raspoloživa MF snaga na izlazu}}$
- $L_p \geq 0 \text{ dB}$
- bitniji gubici koji nastaju pri pretvorbi frekvencije prema dolje jer se ta vrsta koristi u prijemniku
- tranzistorska mješala imaju manje gubitke od diodnih
- gubici povećavaju ukupni faktor šuma mješala
- faktor šuma mješala ovisi o tome da li korisni signal dolazi iz jednog ili iz dva koena pojasa
- diodna mješala imaju manji F_s od tranzistorskih
- $F_s \in [1, \infty) \text{ dB}$

$$F_{s, \text{ref}} = 2 F_{s, \text{ref}}$$

$$F_{s, \text{ref}} = \frac{2}{L_p k^2} \left(1 + \frac{P_{s, \text{dod}}}{L_{\text{TOB}}} \right)$$

L_p - gubici pretvorbe

$$F_{s, \text{ref}} = \frac{1}{L_p k^2} \left(1 + \frac{P_{s, \text{dod}}}{L_{\text{TOB}}} \right)$$

2 - konst., uzima u obzir gubitke ili pojačanje mješala

45. Izolacija prolaza RF i LO

- u idealnom slučaju, prolazi RF i LO su izolirani, ali se u realnom slučaju zbog neprilagodbe impedancije ili nesavršenosti spreznika dio snage LO. pojavljuje na prolazu RF
- to je problem za mješala čiji RF signal dolazi izravno iz antene (što dolazi na antenu i zrači se u prostor \rightarrow moguće smetnje)
- zračenje se može smanjiti upotrebom:
 - PPF (propusta γ_{ref} potiskuje γ_{LO})
 - RF pojačala malog povratnog djelovanja ($\ll S_{12}$) između antene i ulaza mješala

(46.) Antena, osnovni parametri, temperatura suma

- element koji omogućuje transformaciju vođenog EM vala u val u slobodnom prostoru i obratno

1) dijagram zračenja - pokazuje kako je raspodjeljena energija koju zrači antena u prostoru

2) usmjerenost - pokazuje koliko antena usmjerljuje energiju
- ovisi samo o dijagramu zračenja

$$D = \frac{S_{\max}(r)}{S_{\text{sc}}(r)} \quad \text{- omjer max i sr gustoće snage na istoj udaljenosti}$$

3) dobitak - govori koliko veću snagu treba privedi izotropnom radiatoru da bi proizveo istu gustodu snage na istoj udaljenosti kao i usmjerena antena u smjeru zračenja $G = \eta \cdot D$
- omjer stvarno i prividne snage

4) efektivna površina - za prijemnu antenu
- površina kojom antena "hvata" EM val iz prostora $A = \frac{D\lambda^2}{4\pi} \text{ [m}^2\text{]}$

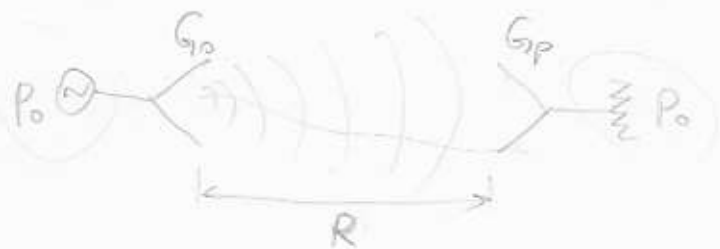
5) polarizacija - krivulja koju opisuje vrh vektora el. polja u ravlini okomitoj na smjer širenja

- vruci suma i - sum zbog gubitaka u anteni
- sum koji antena prima iz okoline

$$T_A = \frac{T_s}{L} + \frac{L-1}{L} \cdot T_p = \eta T_s + (1-\eta) T_p$$

T_s - temp. svjetline
 L - gushenje

47. Potican usmjerene vaze, Friisova jednačba



$$P_p = \frac{P_0 G_0 G_p \lambda^2}{(4\pi R)^2} \quad \text{— Friisova jednačba}$$

— gubici zbog refleksije na odašiljaču i prijemniku: $(1 - |\Gamma_0|^2)(1 - |\Gamma_p|^2)$

— gubici zbog razgođenja polarizacije: $f = |\vec{f}_0 \cdot \vec{f}_p|^2$

$$P_p = \frac{P_0 G_0 G_p \lambda^2}{(4\pi R)^2} (1 - |\Gamma_0|^2)(1 - |\Gamma_p|^2) f$$

→ Friisova jdba
s uklj. gubica

✓

na/veća moguća snaga
koja se može primiti

48. Vrste radijskih prijemnika, bld sheme

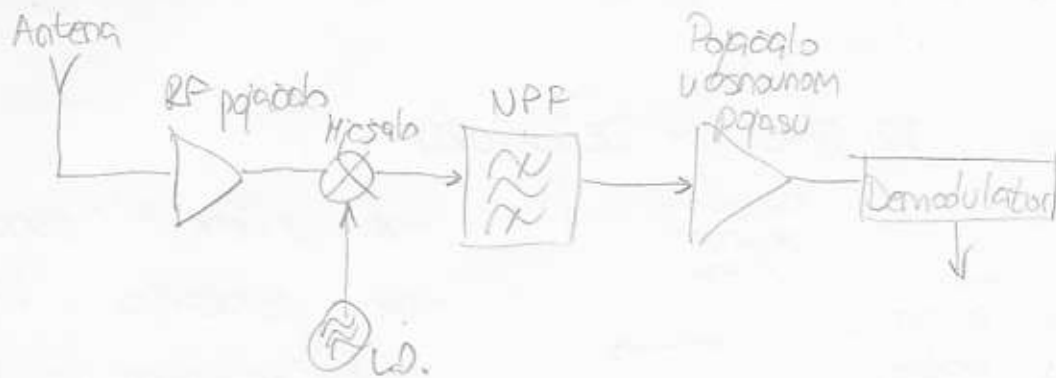
ИЗРАУДИ ПРИЕМНИК С КРИСТАЛНЫМ ДЕТЕКТОРОМ

- za prijem ATX signala
- nema pojačanja u RF pa
- široko prijemno područje
- jednostavna konstrukcija

- jedna od misterijih
- alternativa: kasnak ugodnih RF popacela
- nema zrealnih fcezu
- svo popacanje u RF djelu

SUPERREGENERATIVNI PRIEMNIK

PRIJEMNIK S IZRAVNOM PRETVORBOM



- jednostavni i jeftini

- homodinski prijemnik
- $f_{MF} = 0$
- za AM signal nakon mješanja više nije potrebna detekcija
- pojačanje raspodjeljeno u RF i osnovnom pojasu

SUPERHETERODINSKI PRIJEMNIK



- račesdi tip
- složeniji
- veća osjetljivost
- glavna pojačanja u MF djelu

(19.) Minimalni signal koji se može detektirati, osjetljivost prijemnika

- Uz snagu šuma, minimalni signal koji se može detektirati određuje minimalni potrebni odnos SNE u demodulatoru ili prijemniku

$$P_{SNE} = \frac{P_{SIR}}{G} = \frac{P_{SIR}}{P_{SIR}} \cdot \frac{P_{SIR}}{G} = SNE \cdot \frac{P_{SIR}}{G} = SNE \cdot k_B (T_A + T_e)$$

- osjetljivost prijemnika → raponska osjetljivost prijemnika
- odgovarajući napon za zadanu impedanciju Z_0

$$V_{UL,min} = \sqrt{2P_{SNE}Z_0}$$

(50) Dinamičko područje, automatsko ugađanje pojačala

$$DP_P = \frac{\text{max dopuštena snaga signala}}{\text{max snaga koja se može detektirati}}$$

kad koje su 1M
izdavanja prihvatljiva

- zbog velike razlike DP_P na ulazu i izlazu,
pojačanje prijemnika se mora mijenjati
ovisno o snazi ulaznog signala

- automatsko ugađanje - naprave u MF dijelu prijemnika,
a kod nekih i u RF dijelu
- izbjegava se veliko pojačanje u RF dijelu

(51) Odabir međufrekvenije u superheterodinskom prijemniku

$$f_{MF} = |f_{RF} - f_{LO}|$$

- može biti $f_{LO} > f_{RF}$ ili $f_{LO} < f_{RF}$

- treba osigurati da zračna frekv. bude izvan RF pojasa prijemnika $\rightarrow f_{MF} > \frac{B_{RF}}{2}$

- razumno odabrati $f_{MF} < 100 \text{ MHz}$ zbog manjih cijena i dostupnosti na tržištu

(52) Filtri u superheterodinskom prijemniku, namjena

- namjena:
 - potiskivanje interferencija
 - potiskivanje zračne frekv.
 - osiguravanje selektivnosti
 - potiskuju zračenje signala LO



PREDSELEKCIJSKI RF FILTAR

- potiskuje interferencije izvan prijemnog pojasa
- uneseni gubici moraju biti što manji

FILTAR ZA POTISKIVANJE ZRAČNE FREKVENCIE

- smanjuje harmoničko izobličenje u pojačalu

FILTAR ZA POTISKIVANJE ZRAČENJA FREKVENCIE L.O.

- f_{LO} se za f_{HF} razlikuje od f_{RF} i može proći kroz RF dio prijemnika i stići do antene i zračiti u prostor

MF FILTAR

- određuje širinu pojasa šuma prijemnika
- potiskuje većinu neželjenih produkata mješanja