# Visokofrekvenčna tehnika

Matjaž Vidmar

Ljubljana, 2022

Kataložni zapis o publikaciji (CIP) pripravili v Narodni in univerzitetni knjižnici v Ljubljani

COBISS.SI-ID 204596227

ISBN 978-961-243-466-3 (PDF)

URL: https://antena.fe.uni-lj.si/literatura/vft.pdf

Copyright © 2024 Založba FE. All rights reserved. Razmnoževanje (tudi fotokopiranje) dela v celoti ali po delih brez predhodnega dovoljenja Založbe FE prepovedano.

Založnik: Založba FE, Ljubljana
Izdajatelj: Fakulteta za elektrotehniko, Ljubljana
Recenzenta: Marko Jankovec, Tomaž Javornik
Urednik: prof. dr. Sašo Tomažič
Kraj in leto izida: Ljubljana, 2024
1. elektronska izdaja

# Vsebina


| | |
|---|---|
| 1. Spektralni analizator | strani 1.1−22 |
| 2. Polprevodniške diode | strani 2.1−22 |
| 3. Tranzistorji | strani 3.1−23 |
| 4. Telegrafska enačba | strani 4.1−21 |
| 5. Stabilnost ojačevalnika | strani 5.1−21 |
| 6. Toplotni šum | strani 6.1−20 |
| 7. Meritev šuma | strani 7.1−19 |
| 8. Intermodulacijsko popačenje | strani 8.1−21 |
| 9. Upravljanje popačenja | strani 9.1−22 |
| 10. Analogna frekvenčna sita | strani 10.1−22 |
| 11. Piezoelektrični rezonatorji | strani 11.1−26 |
| 12. Elektronski oscilator | strani 12.1−21 |
| 13. Fazno-sklenjena zanka | strani 13.1−22 |
| 14. Radijski oddajniki in sprejemniki | strani 14.1−30 |

Zasnova učbenika

Teme predmetov na "Fakulteti za Elektrotehniko" so zelo raznolike. V prvem letniku se vsi študentje srečajo z "Matematiko" in "Osnovami elektrotehnike", ki se na podoben način predavajo na "Fiziki" oziroma "Računalništvu" poleg številnih drugih smeri tehnike. Sledijo bolj ozko opredeljeni predmeti v višjih letnikih. Nekateri od teh predmetov obsegajo dokaj ozka področja brez hujših zahtev po predznanju druge snovi. Zahtevnejši predmeti pokrivajo široka področja in zahtevajo predznanje številnih predhodnikov.

Eden najzahtevnejših predmetov je prav gotovo "Visokofrekvenčna tehnika", ki danes poleg burne zgodovine poldrugega stoletja radia vključuje še druga področja uporabe v frekvenčnem pasu $10\text{MHz} \leq f \leq 100\text{GHz}$ . Predmet se na marsikateri fakulteti sploh ne predava. Nemški izraz "Hochfrequenztechnik" je sicer neposreden prevod, ki pa lahko vključuje različne vsebine. Naš predmet "Antene in razširjanje valov" vsebuje le del snovi "Visokofrekvenčne tehnike", ki se pri predmetu "Visokofrekvenčna tehnika" zato namenoma ne ponavlja.

Vsa področja "Visokofrekvenčne tehnike" so vezana na stroge meritve. Vaje pri predmetu "Visokofrekvenčna tehnika" so zato vse laboratorijske. V poldrugem stoletju zgodovine radia se je razvilo kar nekaj namenskih merilnih inštrumentov, kjer je zastavonoša prav gotovo radijski spektralni analizator. Pod skupnim imenom radijski spektralni analizator najdemo več različnih merilnih inštrumentov glede na zahteve meritve: pokrivanje čim širšega frekvenčnega področja, čim večji razpon jakosti opazovanih signalov ali čim učinkovitejša obdelava omejenega nabora signalov.

Nelinearni (diode) in ojačevalni (tranzistorji) polprevodniški gradniki imajo pri visokih frekvencah še vrsto posebnosti. Slab inženir takoj pomisli na pripadajoče omejitve. Dober inženir bo posebnosti polprevodniških gradnikov pri visokih frekvencah temeljito izkoristil. Končno vakuumske elektronske cevi pri visokih frekvencah in velikih močeh niso izumrle. Poleg vakuumskih elektronskih cevi obstaja še vrsta eksotičnih gradnikov (na primer cirkulator), ki upravičijo smisel svojega obstoja šele pri visokih frekvencah.

Z višanjem frekvence postajajo izmere gradnikov čedalje večje v primerjavi z valovno dolžino v praznem prostoru oziroma v snoveh samih gradnikov. Omejeno velikost valovne dolžine se najprej občuti pri povezavah. Njihove induktivnosti in kapacitivnosti je treba obravnavati kot porazdeljene gradnike. V področju mikrovalov postanejo že ohišja gradnikov povsem primerljiva z valovno dolžino. Končno, strukture monolitskih mikro-elektronskih vezij postanejo primerljive z valovno dolžino šele v področju

vidne svetlobe. Monolitska integrirana vezja lahko v področju visokih frekvenc (radio) obravnavamo kot koncentrirane gradnike.

V vezjih s porazdeljenimi gradniki pojmi karakteristična impedanca $Z_K$, odbojnost $\Gamma$ in valovno število $k$ zamenjajo nizkofrekvenčne pojme upornosti $R$, induktivnosti $L$ in kapacitivnosti $C$. Tudi računanje z aktivnimi gradniki in pripadajoče meritve so prilagojene novim pojmom za visoke frekvence. Nizkofrekvenčne parametre $[Z]$ ali $[Y]$ četveropolov pri visokih frekvencah zamenjajo parametri stresanja $[S]$.

Vse elektronske naprave omejuje šum pri malih signalih in popačenje pri velikih signalih. V radijski tehniki prevladuje toplotni šum. Toplotni šum izvira iz vseh elektronskih gradnikov. Znatno količino toplotnega šuma nabere tudi antena iz okolice naprave. Od vseh učinkov popačenja je najtežje izsejati intermodulacijsko popačenje. Ker sta toplotni šum in intermodulacijsko popačenje vedno prisotna v vseh radijskih napravah, je "Visokofrekvenčna tehnika" razvila številne merilne postopke in protiukrepe za zmanjšanje njihovih negativnih učinkov.

Del ukrepov "Visokofrekvenčne tehnike" predstavljajo tudi nizko-prepustna, visoko-prepustna, pasovna in zaporna frekvenčna sita. Sita so lahko izdelana iz koncentriranih gradnikov, kot so tuljave $L$ in kondenzatorji $C$. Sita so lahko izdelana iz prenosnih vodov določene dolžine $l$ in karakteristične impedance $Z_K$ oziroma iz votlinskih rezonatorjev. Končno so lahko sita tudi mehanski rezonatorji (kremenov kristal), ki so preko piezo-električnega sklopa spojeni v električno vezje. Glede na izvedbo imajo sita različne fizične izmere pri različnih frekvencah, dosegajo različno neobremenjeno kvaliteto $Q_U$ in zdržijo različno moč izgub $P$.

Povsem nov gradnik "Visokofrekvenčne tehnike" je elektronski oscilator, ki pretvarja enosmerni vir v izmenični vir. Spektralna črta oscilatorja $|F(\omega)|$ ni nikoli neskončno ozka. Šum poganja vsak oscilator. Toplotni šum poganja radijski oscilator. Spontano sevanje poganja laser. Šum vedno povzroči razširitev spektralne črte, ki se pretvori v fazni šum oscilatorja. Širino črte in fazni šum omejuje obremenjena kvaliteta rezonatorja $Q_L$ v vezju oscilatorja.

V sodobnih radijskih napravah en sam oscilator ne zmore združevati vseh zahtevanih lastnosti: frekvenčno področje pokrivanja, hitrost uglaševanja, fazni šum na različnih oddaljenostih od nosilca. Frekvenčni sintetizator je lahko načrtovan na različne načine. Ena najbolj duhovitih rešitev "Visokofrekvenčne tehnike" je fazno-sklenjena zanka $PLL$ (Phase-Locked Loop).

Poleg ojačevalnikov in frekvenčnih sit visokofrekvenčne naprave potrebujejo tudi nelinearno obdelavo signalov. Nelinearno obdelavo se največkrat da opisati z množenjem signalov v časovnem prostoru, kar je enakovredno mešanju frekvenc v frekvenčnem prostoru. V radijski tehniki gre za modulacijo signalov v oddajniku in demodulacijo signalov v sprejemniku. Primerne modulacije in demodulacije lahko izboljšajo razmerje signal/šum pri analognem prenosu oziroma znižajo pogostnost napak $BER$ (Bit-Error Rate) pri številskem prenosu, oboje na račun uporabljene pasovne širine.

Veliko število gradnikov in vezij, razvitih za radijsko tehniko, je uporabnih tudi na drugih področjih "Visokofrekvenčne tehnike". Vsem je skupno tudi to, da sta tako načrtovanje kot meritve naprav običajno ugodnejši v frekvenčnem prostoru kot v časovnem prostoru. Ista ugotovitev vključuje tudi snov "Anten in razširjanja valov", ki se v tem učbeniku namenoma ne ponavlja. S preprostimi besedami bi lahko "Visokofrekvenčno tehniko" povsem upravičeno poimenovali "Elektronika brez osciloskopa". "Elektroniko brez osciloskopa" navsezadnje potrebujemo, ko pojavi v polprevodniških gradnikih niso več neskončno hitri, ko izmere gradnikov niso več zanemarljive v primerjavi z valovno dolžino, ko šum in popačenje nista zanemarljiva, ko potrebujemo vpogled v delovanje oscilatorja...

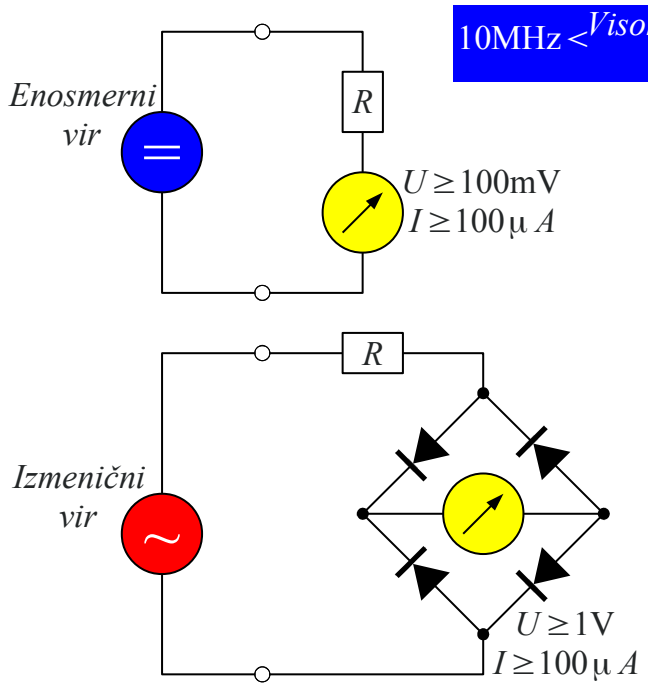
* * * * *

# 1. Spektralni analizator

Frekvenca ponavljanja nekega pojava zagotovo sodi med tiste veličine, ki jih v praktičnih nalogah srečamo v izredno širokem razponu. Med frekvenco tiktakanja ure in gama žarki je več kot dvajset velikostnih razredov in to niti zdaleč nista krajna primera! Delo inženirjev je običajno omejeno na dosti ožja frekvenčna področja. Vidna svetloba je zelo visoka frekvenca za inženirja, ki se ukvarja s termovizijo v infrardečem področju. Hkrati je ista vidna svetloba zelo nizka frekvenca za inženirja, ki se ukvarja z Röntgenskimi slikami.

Čeprav je tudi svetloba povsem elektromagnetni pojav, elektrotehniko v ožjem pomenu besede omejimo na radio in nižje frekvence. Pojma "nizka frekvenca" in "visoka frekvenca" se pogosto uporabljata v radijski tehniki, kjer se "nizka frekvenca" nanaša na modulacijo v osnovnem pasu zvočne frekvence, "visoka frekvenca" pa na nosilec radijske frekvence. Po mednarodnih predpisih ITU Radio Regulations je radio definiran kot elektromagnetno valovanje s frekvenco nosilca v pasu $9\text{kHz} \leq f \leq 400\text{GHz}$ , uporabno področje frekvenc je pa še dosti ožje.

Razdelitev frekvenčnih področij nam nazorno prikažejo postopki in območje merjenja posameznih veličin. V elektrotehniki lahko merimo enosmerne (DC) napetosti nad $U > 100\text{mV}$ in enosmerne tokove nad $I > 100\,\mu\text{A}$ s preprostim elektromehanskim merilnikom. Pri izmeničnih veličinah koleno usmernika dvigne prag merjenja na $U > 1\text{V}$ :




10MHz < *Visokofrekvenčna tehnika* < 100GHz

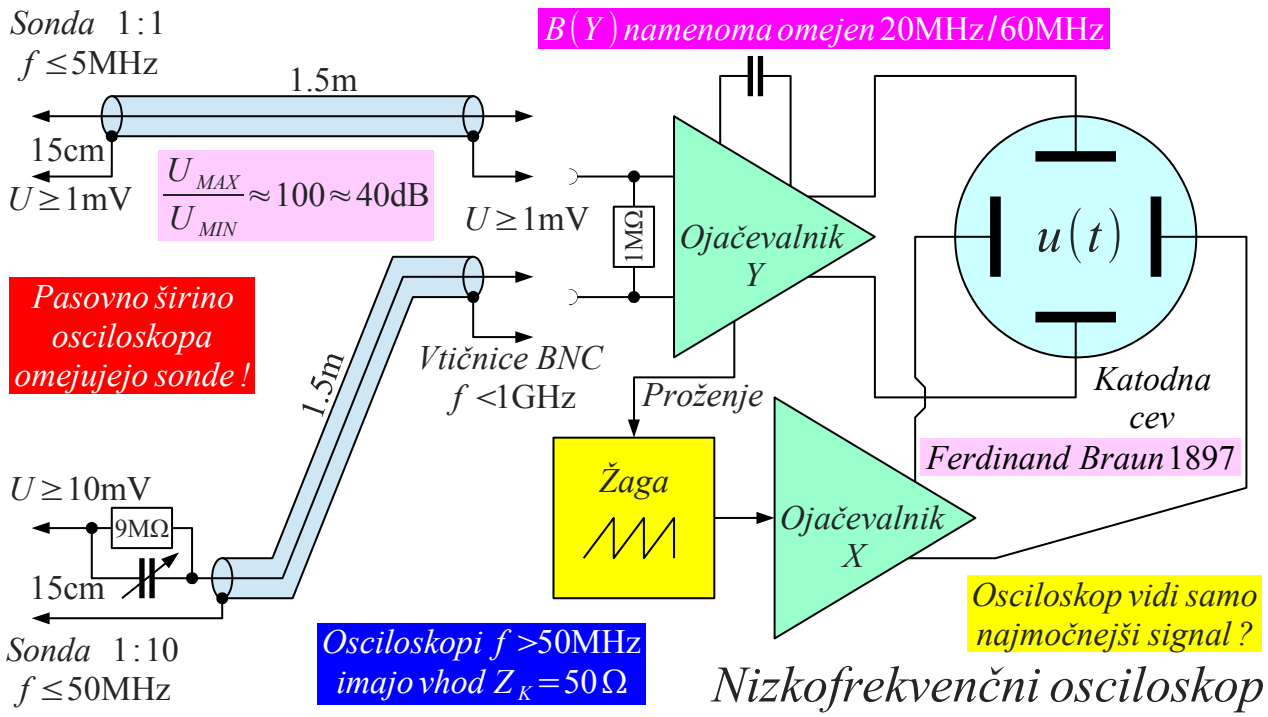
*Voltmeter*

| *Priključek* | *Frekvenčni pas* |
|---|---|
| *Žični dvovod* | DC – 10MHz |
| *Koaksialni kabel* | DC – 100GHz |
| *Kovinski valovod* | 1GHz – 1THz |
| *Svetlobno vlakno* | 30GHz – 500THz |

| *Detektor* | *Frekvenčni pas* |
|---|---|
| *PN dioda* | DC – 3GHz |
| *Schottky dioda* | DC – 3THz |
| *Fotodioda* | 150THz – 500THz |

Frekvenčni pas usmernika je omejen na približno $f \leq 3\mathrm{THz}$ za najhitrejše Schottky diode in še dosti manj za druge vrste usmernikov. Frekvenčni pas omejuje tudi priključek. Preprost žični dvovod je omejen na približno $f \leq 10\mathrm{MHz}$, kar običajno imenujemo nizkofrekvenčna tehnika. Skrbno načrtovan koaksialni kabel doseže $f \leq 100\mathrm{GHz}$, kar običajno imenujemo visokofrekvenčna tehnika. Na še višjih frekvencah uporabljamo kovinske valovode oziroma dielektrične valovode (svetlobna vlakna), da z drugačnimi detektorji (fotodiode) merimo električno poljsko jakost $\vec{E} = ?$ namesto napetosti $U = ?$

Najnižjo vrednost merjene veličine oziroma občutljivost merilnika lahko izboljšamo z dodatnim ojačevalnikom. Hkrati lahko ustrezna elektronika prikaže časovni potek veličine na zaslon. Katodno cev je izumil Ferdinand Braun že leta 1897 in kmalu zatem izdelal z njo prvi elektronski osciloskop:




Kakšne lastnosti naj ima sodoben osciloskop? Nelinearni pojavi v polprevodnikih so sorazmerni toplotni napetosti $U_T = k_B T / |(Q_e)| \approx 25\mathrm{mV}$. Občutljivost $U \geq 1\mathrm{mV}$ večinoma zadošča, saj nižje vidimo številne moteče pojave iz okolice merjenca. Debelina žarka na zaslonu omogoča meritev napetosti v razponu $U_{MAX} / U_{MIN} \approx 100 \approx 40\mathrm{dB}$. Ko je hkrati prisotnih na vhodu več pojavov, osciloskop običajno omogoča natančno opazovanje samo najmočnejšega pojava.

Frekvenčno območje osciloskopa danes ni več omejeno z njegovo notranjo elektroniko, pač pa z izvedbo merilnih priključkov. Induktivnost in

kapacitivnost koaksialnega kabla dolžine $l \approx 1.5\mathrm{m}$ s svojim zvonjenjem omejujeta frekvenčni pas sonde $1:1$ na komaj $f \leq 5\mathrm{MHz}$. Zvonjenje se da omejiti v sondi z delilnikom $1:10$, ki razširi frekvenčni pas do $f \leq 50\mathrm{MHz}$ za ceno slabše občutljivosti.

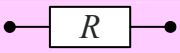
Glavni krivec za omejitev pasovne širine sonde sploh ni $l \approx 1.5\mathrm{m}$ koaksialnega kabla sonde, pač pa pomanjkljiva ozemljitev oklopa pri merjencu. Običajno je to okoli $l' \approx 15\mathrm{cm}$ mehke žice od oklopa sonde do krokodilčka na maso (GND) merjenca. Slika na zaslonu se spreminja, ko se ozemljitvena žica zvija.

Sinus $f \approx 50\mathrm{MHz}$ prikaže sonda vedno pričakovane oblike. Pravokotnik $f \approx 50\mathrm{MHz}$ dobi nerazložljive prenihaje in druge gunceljne, odvisno od tega, kako in kam je napeljano tistih $l' \approx 15\mathrm{cm}$ ozemljitve. Če ozemljitev sonde sploh ni povezana na GND merjenca, pasovna širina sonde upade tudi pod $f \leq 1\mathrm{MHz}$.

Osciloskopi za frekvence nad $f > 50\mathrm{MHz}$ imajo vhod prilagojen na karakteristično impedanco kabla $Z_K = 50\Omega$. Priključijo se neposredno na prilagojen izhod merjenca brez sond in pripadajočih popačenj. Brez priročne visoko-impedančne sonde so silno nerodni za uporabo. Nekateri osciloskopi omogočajo izbiro vhodne impedance $Z_{VH} = 50\Omega$ za neposredni priklop ali $Z_{VH} = 1\mathrm{M}\Omega$ za priklop preko visoko-impedančne sonde.

Sodoben osciloskop s sondami je po svoji definiciji nizkofrekvenčen merilnik. Večinoma je opremljen s preklopnikom za pasovno širino svoje elektronike. Širša nastavitev $B = 60\mathrm{MHz}$ omogoča izkoriščanje celotne pasovne širine merilnika. Ožja nastavitev $B = 20\mathrm{MHz}$ duši zvonjenje sond za nepopačeno sliko.

Meritev časovne odvisnosti fizikalne veličine z osciloskopom je sicer samoumevna, ampak ne nujno najugodnejša rešitev. Pri izračunu kot tudi pri meritvah se izkažejo dobrodošle matematične integralske transformacije, ki povezujejo časovni prostor s frekvenčnim prostorom in nazaj. V večini nalog zadošča preprostejši Fourier namesto zahtevnejšega Laplace:

| *Časovni prostor* | | *Fourier* | *Laplace* |
|---|---|---|---|
| $u(t)$ | $\longleftrightarrow$ | $F(\omega)=\int u(t)e^{-j\omega t}dt$ | $F(s)=\int u(t)e^{-st}dt$ |
| *Dogovor o predznaku* $j=\sqrt{-1}$ | | *prehitevanje faze* $+j$ | $s=\sigma+j\omega$ |
| $\frac{d}{dt}u(t)$ | $\longleftrightarrow$ | $j\omega\cdot F(\omega)$ | $s\cdot F(s)$ |
| $\int u(t)dt$ | $\longleftrightarrow$ | $\frac{1}{j\omega}\cdot F(\omega)$ | $\frac{1}{s}\cdot F(s)$ |
| $u(t)=R\cdot i(t)$ |  | $U(\omega)=R\cdot I(\omega)$ | $U(s)=R\cdot I(s)$ |
| $u(t)=L\cdot\frac{di(t)}{dt}$ | | $U(\omega)=j\omega L\cdot I(\omega)$ | $U(s)=sL\cdot I(s)$ |
| $u(t)=\frac{1}{C}\cdot\int i(t)dt$ | | $U(\omega)=\frac{1}{j\omega C}\cdot I(\omega)$ | $U(s)=\frac{1}{sC}\cdot I(s)$ |

V elektrotehniki dodatno velja dogovor, da $+j$ pomeni prehitevanje faze. Pri računanju z integralskimi transformacijami se odvajanje oziroma integriranje v časovnem prostoru pretvori v dosti bolj preprosto množenje oziroma deljenje v frekvenčnem prostoru.

V Fourierjevi transformaciji se pogosto uporablja krožna frekvenca $\omega=2\pi f$ namesto običajne frekvence $f$. 1D pojav (nihanje) opisuje v časovnem prostoru že realen $u(t)$. Kompleksen $u(t)$ lahko opisuje 2D pojav (kroženje). Spekter $F(\omega)$ je običajno kompleksen:

*Fourierjeva transformacija* $F(\omega)=\int_{-\infty}^{\infty}u(t)e^{-j\omega t}dt \longleftrightarrow u(t)=\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}F(\omega)e^{j\omega t}d\omega$ $\omega=2\pi f$

*Joseph Fourier* 1822

1D *pojav (nihanje)* $\rightarrow$ $u(t)\equiv$ *realen*

*Spekter* $F(\omega)\equiv$ *običajno kompleksen*

2D *pojav (kroženje)* $\rightarrow$ $u(t)\equiv$ *kompleksen*

*Resnična naloga:*

$|t|<\infty$ $\rightarrow$ *omejena frekvenčna ločljivost* $\Delta\omega>0$

$|\omega|<\infty$ $\rightarrow$ *omejena časovna ločljivost* $\Delta t>0$

$\Delta t\cdot\Delta\omega\geq 2\pi$ *(konst.)*

*Običajno poznamo (merimo) samo jakost spektra* $|F(\omega)|$ *ali moč* $|F(\omega)|^2$ *ali* $\log|F(\omega)|$

*Snovna oziroma valovodna razpršitev* $v(\omega)\neq$ *konst. spreminjata fazo spektra* $\arg[F(\omega)]$
*Brez poznavanja faze spektra* $\arg[F(\omega)]$ *ni poti nazaj v časovni prostor* $u(t)$*!*

*Jakost spektra* $|F(\omega)|$ *preprosto merimo s frekvenčno–nastavljivim sitom (rezonatorjem)*

$|F(\omega)|$ *opisuje zanimive pojave v širokem razponu amplitud* (>80dB) *in frekvenc* (*DC – svetloba*)

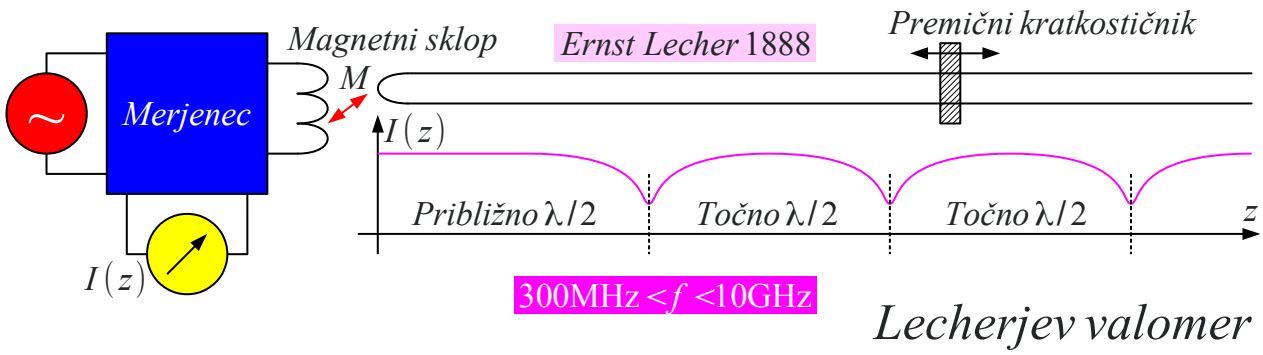
## *Frekvenčni spekter*

Integrala Fourierjeve transformacije v obeh smereh imata neskončne meje. Za praktično meritev razpolagamo z omejenim časom $|t|<\infty$ , ki omejuje ločljivost v frekvenčnem prostoru $\Delta\omega$ oziroma $\Delta f$ . Praktična izvedba merilnika lahko še dodatno omejuje frekvenčno ločljivost, da velja $\Delta t\cdot\Delta\omega\geq 2\pi$ oziroma $\Delta t\cdot\Delta f\geq 1$ . Ista omejitev seveda velja tudi v obratni smeri pri pretvorbi iz frekvenčnega prostora nazaj v časovni prostor.

Praktična meritev spektra se razlikuje od matematične teorije tudi v temu, da običajno merimo samo jakost spektra $|F(\omega)|$ . Meritev jakosti spektra $|F(\omega)|$ je izvedljiva s preprostim merilnikom, ki ne potrebuje natančne časovne sinhronizacije oziroma proženja za razliko od osciloskopa. Meritev jakosti spektra $|F(\omega)|$ je povrhu neobčutljiva na popačenje snovne oziroma valovodne razpršitve, kjer se hitrost valovanja spreminja s frekvenco $v(\omega)\neq konst.$ A brez faze spektra $\arg[F(\omega)]$ ni poti nazaj v časovni prostor $u(t)$ .

Jakost spektra $|F(\omega)|$ sicer opisuje zanimive pojave v širokem razponu amplitud $U_{MAX}/U_{MIN}>80\text{dB}$ in frekvenc (DC-svetloba), zato je jakost spektra $|F(\omega)|$ osnovna meritev na višjih frekvencah, kjer osciloskop izgubi svojo uporabnost in pomen.

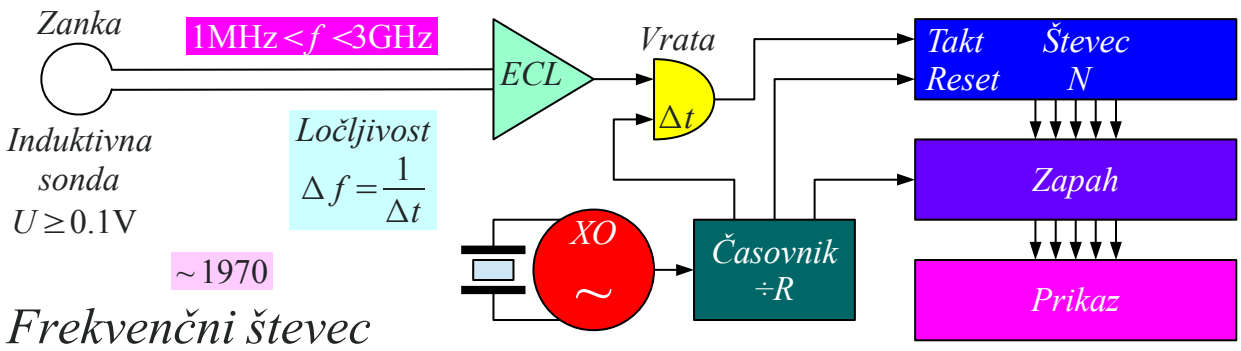
Preprost merilnik jakosti spektra je valomer. Ernst Lecher je izdelal preprost valomer s simetričnim dvovodom že leta 1888, da je z njim določil valovno dolžino oziroma frekvenco slavnih Hertzovih poskusov v obdobju 1886-1889. Podobna naprava, prikazana na sliki, je uporabna v laboratoriju še danes! Če merjenec razpolaga z lastnim izvorom in merilnikom jakosti, zadošča sklopiti na merjenec dodaten zunanji merilni rezonator:




Frekvenco slednjega nastavljamo s kratkostičnikom. Ko zadenemo frekvenco delovanja merjenca, merilni rezonator odžre del moči, da jakost v merjencu upade. Prvi minimum je sicer na približno $\lambda/2$ . Vsi ostali minimumi so razmaknjeni za natančno $\lambda/2$ na TEM $(v=c_0)$ dvovodu v

zraku. Praktične izmere dvovoda $l \leq 50\text{cm}$ omejujejo najnižjo merjeno frekvenco na $f \geq 300\text{MHz}$ .

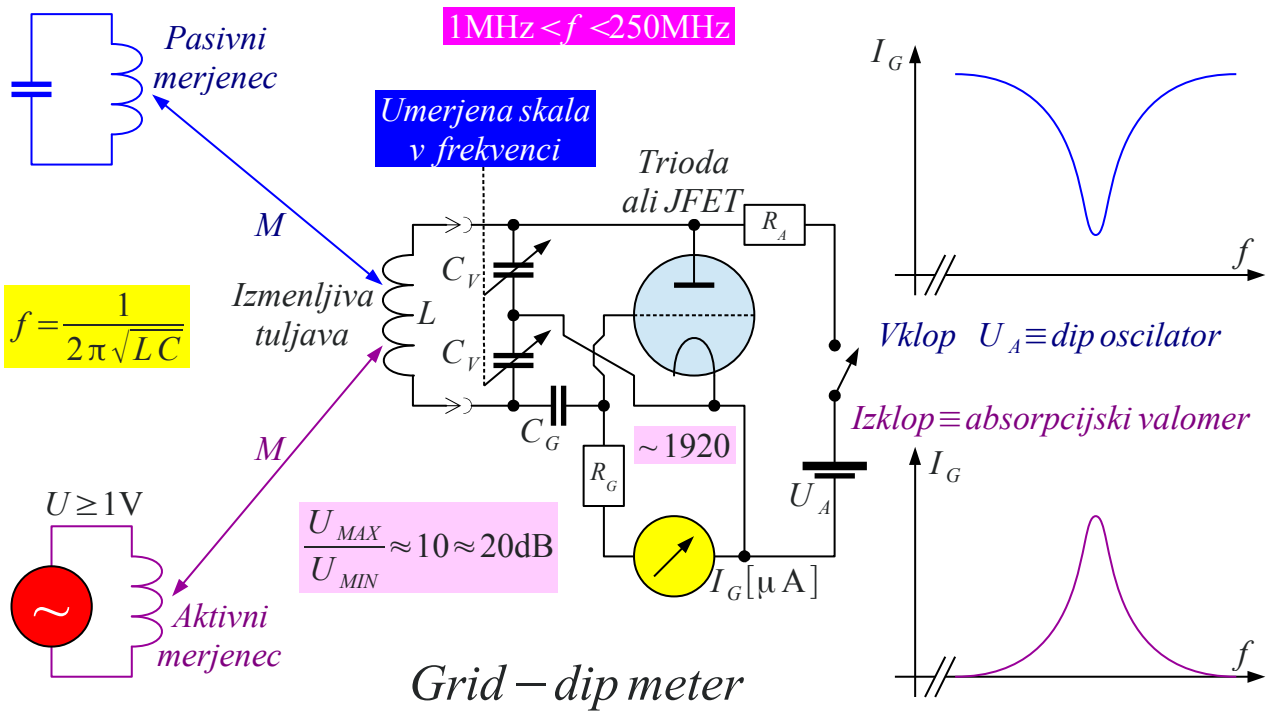
Radijska tehnika zahteva izredno natančno poznavanje frekvence. Točnost valomerjev najrazličnejših izvedb pogosto ne zadošča več. Frekvenčni števec omogoča poljubno ločljivost meritve glede na razpoložljivi čas meritve. Števec požene in čez točno določen čas zaustavi natančna ura. Vsebina števca se nato prikaže, števec sam pa se ponastavi na nič za naslednjo meritev.




Pri dovolj veliki ločljivosti meritve je točnost frekvenčnega števca odvisna le še od točnosti ure, ki poganja in zaustavlja štetje. Slednja običajno uporablja kot referenco kristalni oscilator točnosti boljše od $10^{-6} = 1\text{ppm}$ (part-per-million) oziroma še dosti boljšo atomsko uro.

Frekvenčni števci so se najprej pojavili v jedrski tehniki. Cenena logična integrirana vezja družin TTL in ECL so okoli leta 1970 omogočila dostopne števce za meritev radijskih frekvenc. Frekvenčni števci danes presežejo $f \geq 26\text{GHz}$ . Glavna pomanjkljivost frekvenčnega števca je, da lahko naenkrat meri samo eno (najmočnejšo) spektralno črto.

Pri nizkih frekvencah je smiselno sestaviti različne, ampak podobne merilnike: volt-metre, amper-metre, ohm-metre itd v uporaben univerzalni merilni inštrument. Pri visokih frekvencah je zanimiva podobna kombinacija različnih valomerjev. Eden prvih takšnih merilnih pripomočkov je znan (~1920) pod imenom grid-dip meter (GDM):




Grid-dip meter je valomer z LC nihajnim krogom. Kondenzator je nastavljiv (vrtljiv). Z več izmenljivimi tuljavami lahko pokrije frekvenčni pas $1\text{MHz} \leq f \leq 250\text{MHz}$ . Skala vrtljivega kondenzatorja je umerjena v frekvenci za vsako tuljavo posebej.

Merjenec se običajno sklopi induktivno na tuljavo. Aktivni gradnik: elektronka trioda oziroma JFET, poganja oscilator grid-dip metra v aktivnem režimu. V pasivnem režimu je oscilator izključen. Dioda mrežica-katoda v triodi oziroma vrata-izvor v JFET deluje v obeh režimih kot detektor visokofrekvenčnega nihanja.

Pasivne merjence, na primer LC nihajni krog, opazuje grid-dip meter v aktivnem režimu dip oscilatorja. Ko frekvenca merjenca ustreza frekvenci dip oscilatorja, merjenec odžre del moči in nihanje dip oscilatorja oslabi.

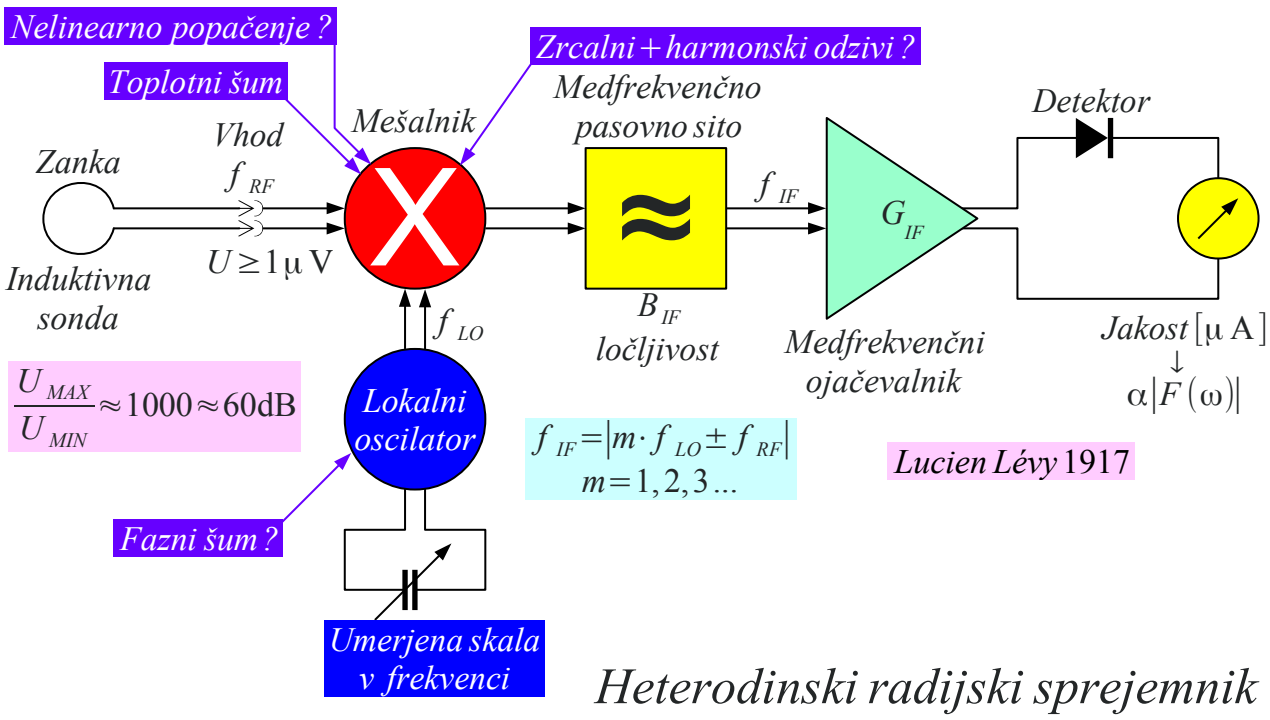
Aktivne merjence, na primer radijski oddajnik, opazuje grid-dip meter v pasivnem režimu absorpcijskega valomera. Ko frekvenca merjenca ustreza frekvenci absorpcijskega valomerja, slednji pokaže največji odziv.

Preprost grid-dip meter ima podobne omejitve kot univerzalni amper-volt-ohm meter. Grid-dip meter dela z napetostmi okoli $\sim 1\text{V}$ v razponu komaj $U_{MAX}/U_{MIN} \approx 10 \approx 20\text{dB}$ . Frekvenčno točnost grid-dip metra se sicer da izboljšati z dodatkom frekvenčnega števca, vendar frekvenca grid-dip metra ostaja premalo točna in premalo stabilna za marsikatero meritev sodobnih radijskih naprav.

Radijski sprejemniki običajno delujejo s šibkimi signali $U \geq 1\,\mu\mathrm{V}$ tik nad ravnjo toplotnega šuma. Grid-dip meter je za kar šest velikostnih razredov premalo občutljiv. Celo osciloskop z vgrajenim elektronskim ojačevalnikom je še vedno za tri velikostne razrede premalo občutljiv. Povrhu mora primeren merilnik razločiti med koristnim signalom in številnimi motnjami, ki so pogosto močnejše od signala.

Od vseh radijskih sprejemnikov omogoča največ stopenj svobode načrtovanja sprejemnik z mešanjem oziroma (super)heterodinski radijski sprejemnik. Frekvenčni mešalnik je dodaten nelinearni gradnik, ki poleg harmonikov vhodnih frekvenc tvori tudi vsote in razlike frekvenc vhodnih signalov $f_{IF} = |m \cdot f_{LO} \pm f_{RF}|$ . Vsa nadaljna obdelava se odvija na bolj ugodni vrednosti medfrekvence (intermediate frequency).

Heterodinski sprejemnik je eden ključnih izumov radijske tehnike in visokofrekvenčne tehnike nasploh, ki uveljavlja frekvenčni prostor namesto časovnega prostora. E. H. Armstrong je bil eden najplodnejših izumiteljev na področju radijske tehnike v prvi polovici 20. stoletja, vendar je ameriški patentni urad razveljavil njegovo prijavo za (super)heterodinski sprejemnik iz leta 1918. Francoz Lucien Lévy naj bi patentiral heterodinski sprejemnik že leta 1917. Med prvo svetovno vojno je Armstrong sicer služboval kot ameriški oficir za radijske zveze v Parizu, kjer je imel možnost osebnega stika z Lévyjem.




*Heterodinski radijski sprejemnik*

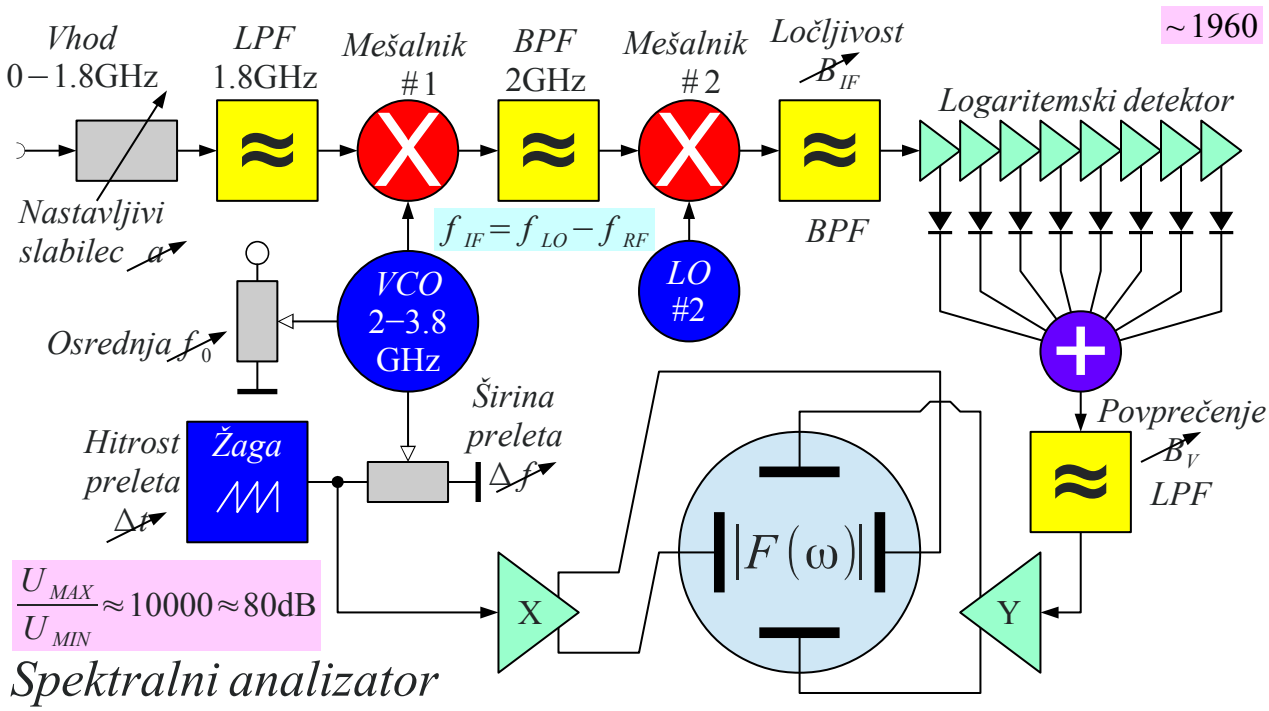
V heterodinskem sprejemniku sta pasovno sita in ojačevalnik na fiksni vrednosti medfrekvence $f_{IF}$ enostavnejša od uglaševanja nujnih

visokofrekvenčnih inačic na nastavljivi $f_{RF}$ . Nadomešča ju preprostejše uglaševanje lokalnega oscilatorja $f_{LO}$ . Dodatna obdelava signalov v heterodinskem sprejemniku prinaša tudi neugodnosti: zrcalne in harmonske odzive mešalnika, nelinearno popačenje v mešalniku in fazni šum lokalnega oscilatorja.

Vojaška tehnika je kmalu zahtevala dosti več od preproste radijske zveze med dvema točkama. Kako čim hitreje najti skriti sovražni oddajnik v množici radijskih signalov? Rešitev je v sprejemniku, ki samodejno preiskuje izbran frekvenčni pas in prikazuje izmerjeni močnostni spekter. Tak sprejemnik je najlažje izdelati kot heterodinski sprejemnik, kjer lokalni oscilator preleta ustrezen frekvenčni pas.

Samodejno uglaševanje lokalnega oscilatorja je možno izvesti mehansko (vrtljivo kondenzator na gredi elektromotorja) kot tudi elektronsko (nasičenje feromagnetnega jedra s krmilnim tokom nižje frekvence). Rezultat meritve se izriše na zaslon katodne cevi kot močnostni spekter: frekvenca na vodoravno os in jakost na pokončno os. Sprejemnik za izris spektra dobi ime "panoramski sprejemnik".

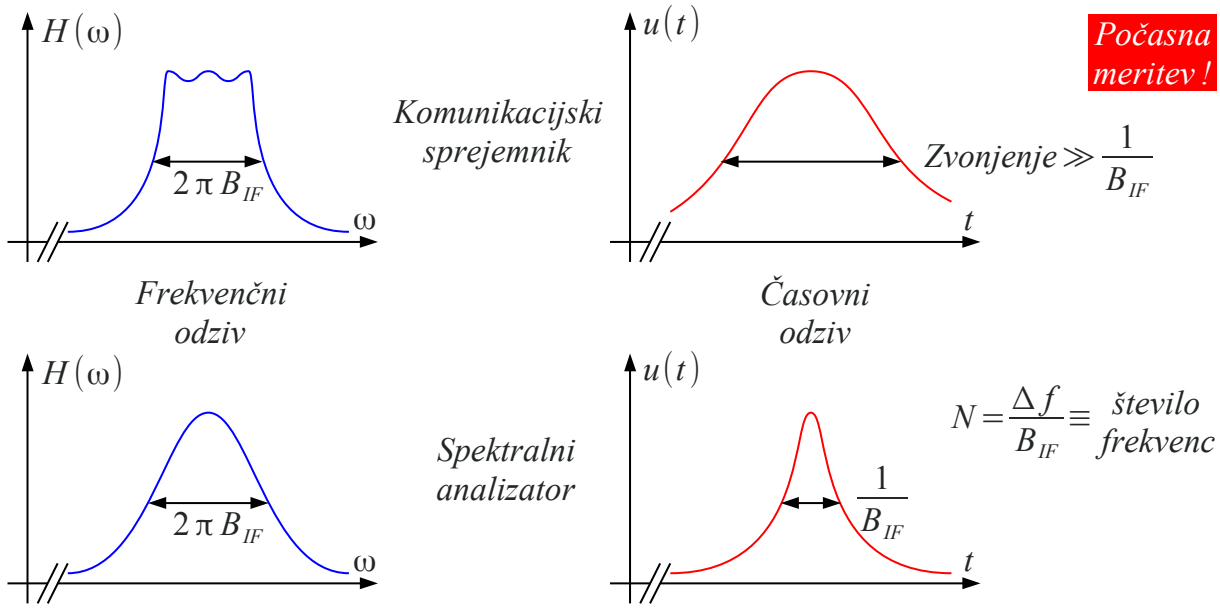
Napredek elektronike omogoča izboljšave panoramskih sprejemnikov v več smereh: pokrivanje širšega frekvenčnega področja, meritev jakosti signalov v širšem razponu in ne nazadnje možnost prilagajanja vseh parametrov sprejemnika iskanemu signalu. Proizvajalec merilne opreme Hewlett Packard poimenuje takšen izboljšan panoramski sprejemnik ~1960 kot spektralni analizator. Izvirni radijski spektralni analizator ostane skoraj nespremenjen vse do današnjih dni in postane osnovni univerzalni merilnik na področju radijske in visokofrekvenčne tehnike, zato je treba poznati njegovo notranjost, njegove dobre lastnosti in pomanjkljivosti ter se ga naučiti pravilno uporabljati:




V čemu se radijski spektralni analizator razlikuje od drugih radijskih sprejemnikov? Predvsem je zaželjeno pokrivati čim širši frekvenčni pas. Večina spektralnih analizatorjev ima na vhodu nizkoprepustno sito, na primer pogosta izbira $f_{RF}=0-1.8\text{GHz}$ in razmeroma visoko medfrekvenco $f_{IF}=2\text{GHz}$ nad frekvenco sprejema. Vsi neželjeni produkti mešanja s $f_{LO}=2-3.8\text{GHz}$ tedaj padejo izven pasu nizkoprepustnega sita. Za prvo fiksno medfrekvenco lahko spektralni analizator vsebuje še mešanja na več drugačnih medfrekvenc glede na izvedbo pasovnih sit in detektorja.

Večina komunikacijskih sprejemnikov je načrtovana za največjo dosegljivo občutljivost sprejemnika $P_{MIN}=?$ Obratno je spektralni analizator načrtovan za največji razpon meritev moči oziroma napetosti $\sqrt{P_{MAX}/P_{MIN}}=U_{MAX}/U_{MIN}\approx 10000\approx 80\text{dB}$ . Razpon merjenih moči je še večji, od $10^{-14}\text{W}=-110\text{dBm}$ na vhodu sprejemnika mobilnega telefona do $10\text{W}=+40\text{dBm}$ izhodne moči oddajnika istega telefona. $150\text{dB}$ razpona moči ne zmore noben mešalnik. Prvi protiukrep je že v obliki nastavljivega slabilca na vhodu spektralnega analizatorja, da se čim bolje izkoristi razpon mešalnika.

Velika razlika med komunikacijskim sprejemnikom in spektralnim analizatorjem je tudi v medfrekvenčnem situ. Medfrekvenčno sito komunikacijskega sprejemnika ima ploščato teme prepustnega pasu in zelo strme boke. Medfrekvenčno sito spektralnega analizatorja ima boke nadzorovane strmine in zaobljeno teme, da je njegovo zvonjenje v časovnem prostoru čim krajše:



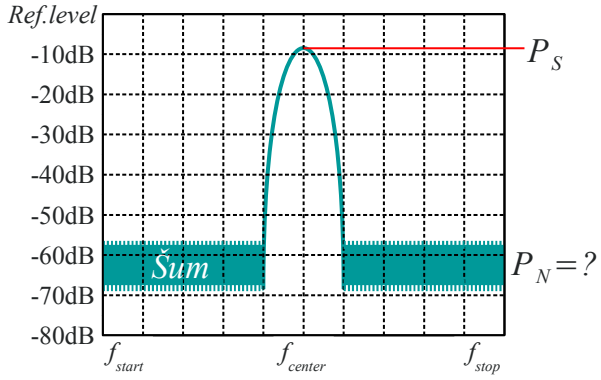

$$\Delta t = \frac{N}{B_{IF}} = \frac{\Delta f}{B_{IF}^2} \equiv \text{čas enega preleta}$$

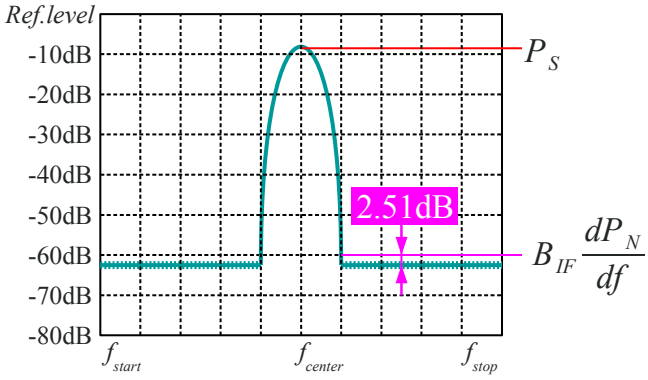
## Čas meritve spektra

Skrbno načrtovano medfrekvenčno sito dosega čas zvonjenja (vnihanja oziroma iznihanja) okoli $1/B_{IF}$. Če naj spektralni analizator pomeri močnostni spekter v $N=\Delta f/B_{IF}$ točkah, ena sama meritev spektra traja $\Delta t=\Delta f/B_{IF}^2$. Nerodna nastavitev $\Delta f$ in $B_{IF}$ daje silno počasno in običajno neuporabno meritev. Nastavitve $\Delta f$, $B_{IF}$ in $\Delta t$ so v notranjosti merilnika sklopljene tako, da čas zvonjenja ni nikoli kršen.

Radijski spektralni analizatorji privzeto uporabljajo logaritemsko skalo za jakost spektra $\log|F(\omega)|$ izraženo v $[\mathrm{dB}]$ relativno oziroma v $[\mathrm{dBm}]$ glede na $P_{REF}=1\mathrm{mW}$. Analogna rešitev je uporaba večjega števila detektorjev na izhodih posameznih stopenj verige ojačevalnikov. Če posamezne stopnje verige nadzorovano dosegajo nasičenje in malosignalno ojačanje posamezne stopnje ne presega $+10\mathrm{dB}$, se krivulja vsote izhodov vseh detektorjev približa idealnemu logaritemskemu odzivu na $\pm 0.5\mathrm{dB}$ ali boljše.

Logaritemskemu detektorju običajno sledi nizkoprepustno sito za povprečenje rezultata, pogosto imenovano video sito. Pri meritvi ozkopasovnega signala $B_S \ll B_{IF}$ (ena sama spektralna črta) je izmerjeni spekter gladka krivulja in povprečenje ni potrebno. Pri meritvi šuma $B_N \gg B_{IF}$ oziroma oziroma širokopasovnega signala je rezultat brez povprečenja približno $\Delta P_N \approx 10\mathrm{dB}$ visoka "trava":




$B_S \ll B_{IF} \equiv ozkopasovni\ signal$

$B_N \gg B_{IF} \equiv širokopasovni\ šum$

$B_V \geq B_{IF} \equiv brez\ povprečenja$

$\Delta P_N \approx 10\text{dB}\ \ (Gaussov\ šum)$

$B_V \ll B_{IF} \ \rightarrow\ \frac{B_{IF}}{B_V} = m \equiv faktor\ povprečenja$

$$\Delta P_N' = \frac{\Delta P_N}{\sqrt{m}} = \Delta P_N \cdot \sqrt{\frac{B_V}{B_{IF}}} \equiv Dickejeva\ enačba$$

$$\Delta t = \frac{N}{B_V} = \frac{m \cdot \Delta f}{B_{IF}^2} = \frac{\Delta f}{B_{IF} \cdot B_V} \equiv čas\ enega\ preleta$$

# Povprečenje spektra

Iz visoke "trave" ne moremo natančno odčitati jakosti šuma niti izračunati razmerja signal/šum. Pri tem vzrok "trave" ni napaka merilnika niti merilnega postopka, pač pa naključna narava širokopasovnega šuma. Smiselna meritev naključnih veličin zahteva povprečenje. V radijskem spektralnem analizatorju povprečenje izvedemo z video sitom, ki je dosti ožje $B_V \ll B_{IF}$ od pasovne širine medfrekvenčnega sita.

Žal višina "trave" upada počasi, komaj s kvadratnim korenom faktorja povprečenja $m = B_{IF} / B_V$ (radioastronom Robert Dicke ~1950). Hkrati se premo-sorazmerno s faktorjem povprečenja podaljšuje čas meritve $\Delta t = m \cdot \Delta f / B_{IF}^2$ . Znižanje "trave" oziroma opletanja rezultata na $\Delta P_N' \approx 0.1\text{dB}$ zahteva $m \approx 10000$ -krat počasnejšo meritev!

Opisane pojave pogosto spregledamo pri preprostih meritvah. Tudi bela svetloba je popolnoma naključen "beli" šum. Zaradi velike pasovne širine svetlobe $B \approx 300\text{THz}$ in počasnosti človeškega očesa $B_V \approx 10\text{Hz}$ je faktor povprečenja $m \approx 3 \cdot 10^{13}$ izredno velik. Zaradi počasnosti človeškega očesa opletanja rezultata pogosto ne opazimo niti pri preprostih radijskih merilnikih (valomer, grid-dip meter ipd).

Učinkovite modulacije, na primer OFDM, morajo vsebovati čim manj redundance. Takšne modulacije se s stališča spektralnega analizatorja obnašajo popolnoma naključno kot toplotni šum. V kazalčnem diagramu imata tako sofazna komponenta $I$ kot kvadraturna komponenta $Q$ obe naključno Gaussovo porazdelitev. Spektralni analizator meri amplitudo, ki se

za naključne oziroma neznane signale podreja Rayleighjevi porazdelitvi.

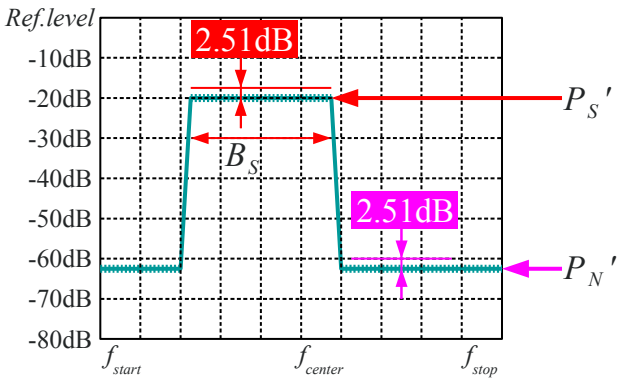
Radijski spektralni analizator vsebuje najprej logaritemski detektor, ki mu sledi povprečenje v video situ. Vrstni red obdelave pri tem ni nepomemben, ker logaritem povprečja $\log\langle P\rangle \neq \langle \log P\rangle$ ni enak povprečju logaritma! Razlika med obema je odvisna od porazdelitve gostote verjetnosti amplitude signala. Za Rayleighjevo porazdelitev gostote verjetnosti velja $\log\langle P\rangle \approx \langle \log P\rangle + 2.51\mathrm{dB}$. Dejanska spektralna gostota širokopasovnega signala je torej za $2.51\mathrm{dB}$ večja od tistega, kar izpovpreči video sito!

Moč širokopasovnega signala ni enaka moči, ki jo pokaže spektralni analizator. Spektralni analizator prikaže moč v svoji pasovni širini $B_{IF}$. Spekter signala ima dosti večjo pasovno širino $B_S$. Končni rezultat je treba pomnožiti z razmerjem $B_S/B_{IF}$ oziroma prišteti $\log B_S/B_{IF}$ poleg upoštevanja faktorja povprečenja logaritma $2.51\mathrm{dB}$:

$2\mathrm{D}\,Gauss \rightarrow amplituda\ Rayleigh$

*Logaritemski detektor* $\log\langle P\rangle \approx \langle \log P\rangle + 2.51\mathrm{dB}$

*Linearni detektor* $\log\langle P\rangle \approx \log\left(\langle\sqrt{P}\rangle\right)^2 + 1.05\mathrm{dB}$




$B_S \gg B_{IF} \equiv širokopasovni\ signal$

$B_N \gg B_{IF} \equiv širokopasovni\ šum$

$Kako\ natančno\ poznamo\ B_{IF}?$

$B_V \ll B_{IF} \rightarrow \dfrac{B_{IF}}{B_V} = m \equiv faktor\ povprečenja$

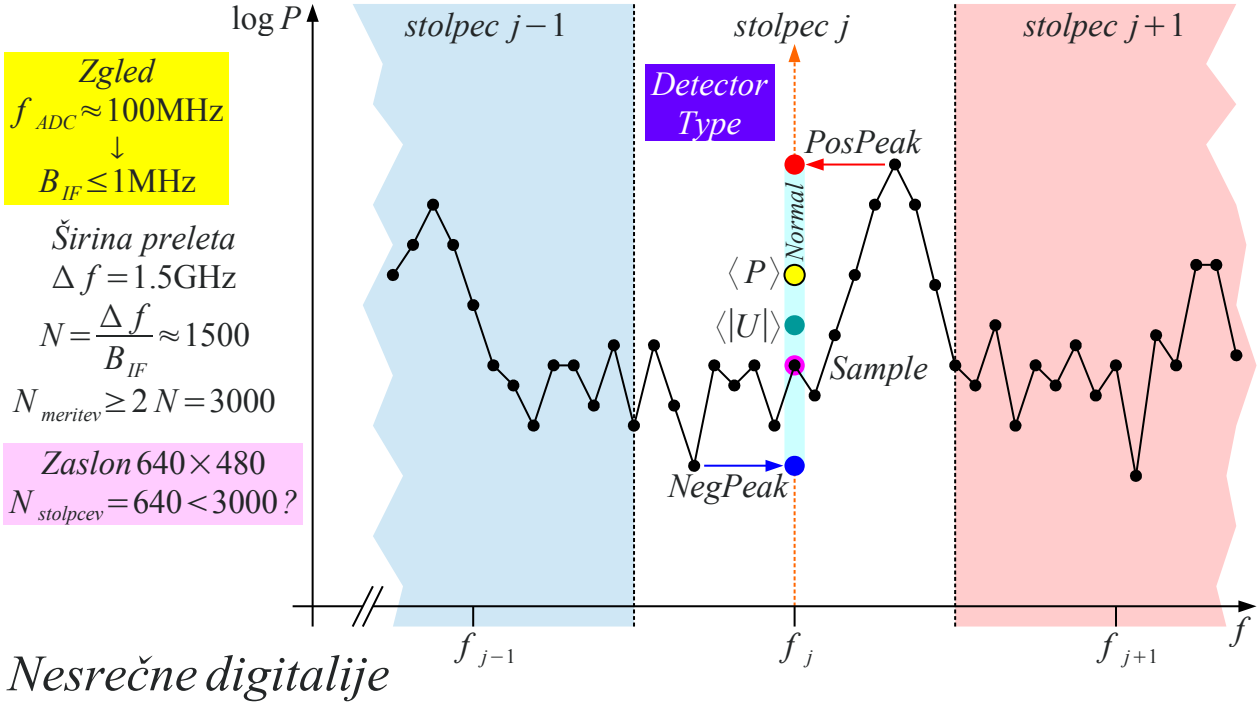
$$\log P_S = \log P_S' + \log\frac{B_S}{B_{IF}} + 2.51\mathrm{dB}$$

$$\log\frac{dP_N}{df} = \log P_N' - \log B_{IF} + 2.51\mathrm{dB}$$

## *Moč širokopasovnega signala*

Pri meritvi spektralne gostote šuma in moči širokopasovnih signalov je treba natančno poznati pasovno širino medfrekvenčnega sita $B_{IF}$. Slednja ni nujno enaka šumni pasovni širini oziroma pasovni širini $-3\mathrm{dB}$. Popravek do nekaj $\mathrm{dB}$ bi moral biti naveden v podatkovnem listu merilnika. Končno znajo digitalije računati tudi drugačna povprečja od povprečja logaritma moči $\langle \log P\rangle$. Linearni detektor vsebujejo celo nekateri analogni merilniki.

Analogna katodna cev osciloskopa je zadosti hitra, da pokaže vse podrobnosti izmerjenega spektra kvečjemu z nezadostno ločljivostjo. Digitalije zabredejo v težave še danes zaradi nerazumevanja tako proizvajalcev kot uporabnikov merilne opreme. Spektralni analizator za pas $\Delta f = 1.5\text{GHz}$ ima običajno ločljivost $B_{IF} \leq 1\text{MHz}$ . Kako prikazati $N_{meritev} \geq 3000$ na zaslonu digitalije z ločljivostjo $640 \times 480$ točk?




Ko v en stoplec pade več različnih rezultatov meritev, se rezultata ne da ponazoriti z eno samo svetlo točko v stolpcu. Večina digitalij prikaže svetel pokončni odsek stolpca od najmanjše do največje vrednosti. Pomanjkljivost tega postopka "Normal" je, da eni sami frekvenci pripiše cel odsek stolpca različnih rezultatov brez podatka o gostoti verjetnosti znotraj tega odseka. Marsikatera programska oprema si takšnega rezultata ne zna pravilno razlagati.

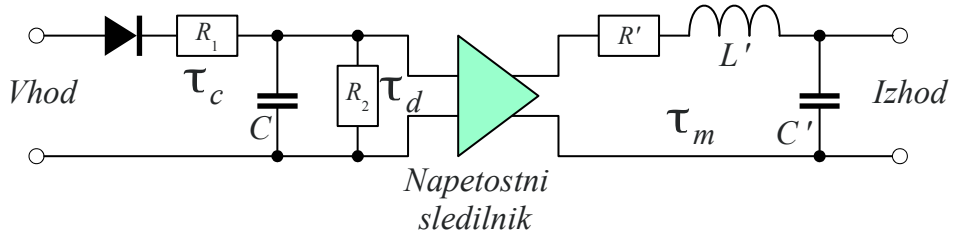
Ostali postopki imenovani tudi "detektorji" dajo samo en pomanjkljiv rezultat, ena sama svetla točka v vsakem stolpcu. Detektor "Sample" preprosto vzame en sam vzorec točno sredi stolpca. Daje pravilen rezultat za šum in širokopasovne signale. Detektor "Sample" lahko zaradi podvzorčenja povsem spregleda ozkopasoven signal.

Detektor "PosPeak" vzame največjega od vseh vzorcev v enem stolpcu. Daje skoraj pravilen rezultat za ozkopasovni signal. Daje prevelik rezultat za šum in širokopasovne signale. Žal je detektor "PosPeak" privzeti postopek v marsikateri digitaliji, česar uporabnikom pogosto ni razloženo.

Detektor "NegPeak" je uporaben kvečjemu za merjenje učinkovitosti zapornih sit. Povprečje moči $\langle P \rangle$ oziroma povprečje amplitude $\langle |U| \rangle$ običajno vsebujeta premalo vzorcev za uporaben rezultat. Ceneni merilniki rišejo celo žago dvomljive uporabnosti z neupravičenim imenom "Normal" med maksimumi v lihih stolpcih in minimumi v sodih stolpcih.

Pred uporabo digitalije je torej nujno poznati postopek, po katerem računa rezultat na zaslonu. V primeru dvomljive dokumentacije je smiselno preveriti z znanim signalom, kaj digitalija natančno prikazuje?

Kot univerzalen visokofrekvenčni inštrument se spektralni analizator uporablja tudi za meritev radijskih motenj za zagotavljanje elektromagnetne združljivosti naprav (EMC). Elektromotor s krtačkami seva povsem drugačne motnje kot računalnik. Zakonodajalec je poskušal meriti različne izvore motenj hkrati na čim bolj preprost način s predpisovanjem nelinearnega video sita "Quasi-Peak" in pripadajočega medfrekvenčnega sita:




*Opazuje se vršna vrednost v intervalu* $t = 2\text{s}$

*Impulzne motnje*
↓
*Nelinearno video sito po EMI standardu* $CISPR\,16-1(1999)$

$t = 2\text{s} / \textit{frekvenca}$
$N \approx 15000\ \textit{frekvenc}$
$t_{meritve} \approx 9\text{h}$

| | *Področje A* 9-150kHz | *Področje B* 0.15-30MHz | *Področje C/D* 30-1000MHz |
|---|---|---|---|
| $B_{IF}(-6\text{dB})$ | 0.2kHz | 9kHz | 120kHz |
| $\tau_c$ | 45ms | 1ms | 1ms |
| $\tau_d$ | 500ms | 160ms | 550ms |
| $\tau_m$ | 160ms | 160ms | 100ms |

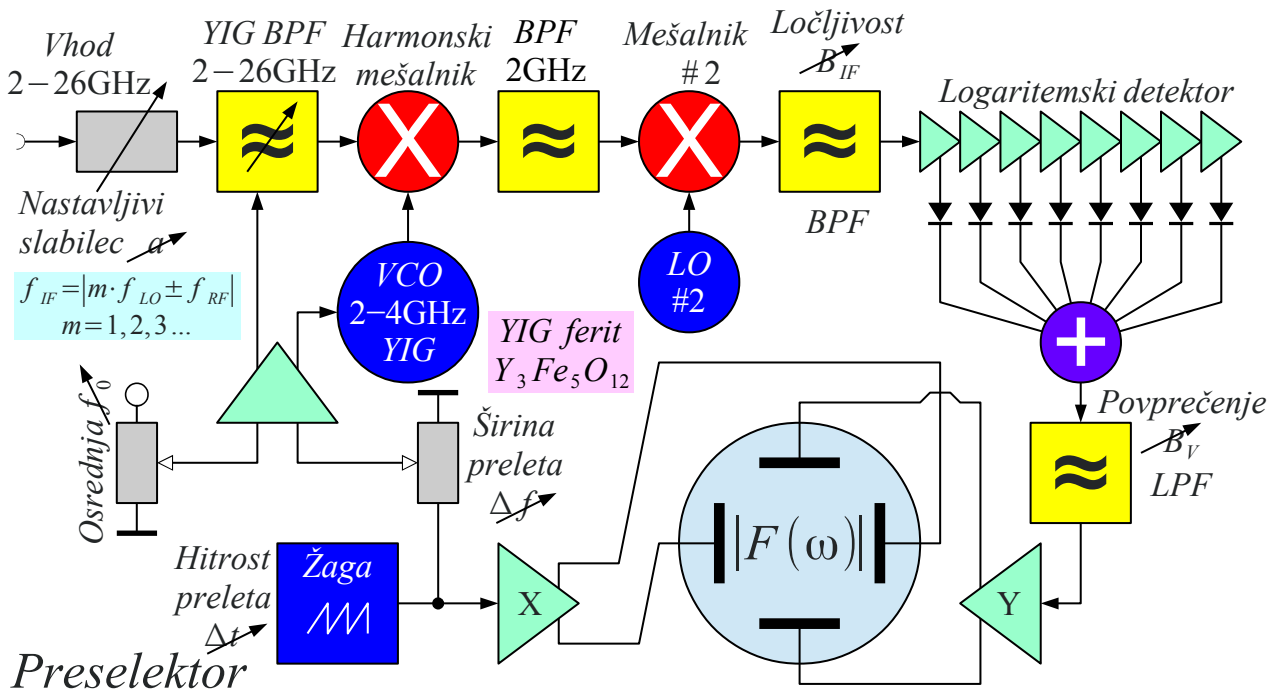
*Quasi – peak EMI*

Elektromagnetna združljivost zahteva tri različne kombinacije sit za tri frekvenčna področja. Za razliko od običajnih meritev spektra je medfrekvenčna pasovna širina definirana pri $-6\text{dB}$. Nelinearno video sito ima predpisan dosti hitrejši dvig $\tau_c \ll \tau_d$ kot spust, da enakopravno vrednoti različne motilce od krtačk elektromotorja do računalnika. Končno se zaradi narave impulznih motenj zahteva iskanje vršnih vrednosti v intervalu $t = 2\text{s}$ na vsaki frekvenci posebej, kar daje silno zamudno meritev.

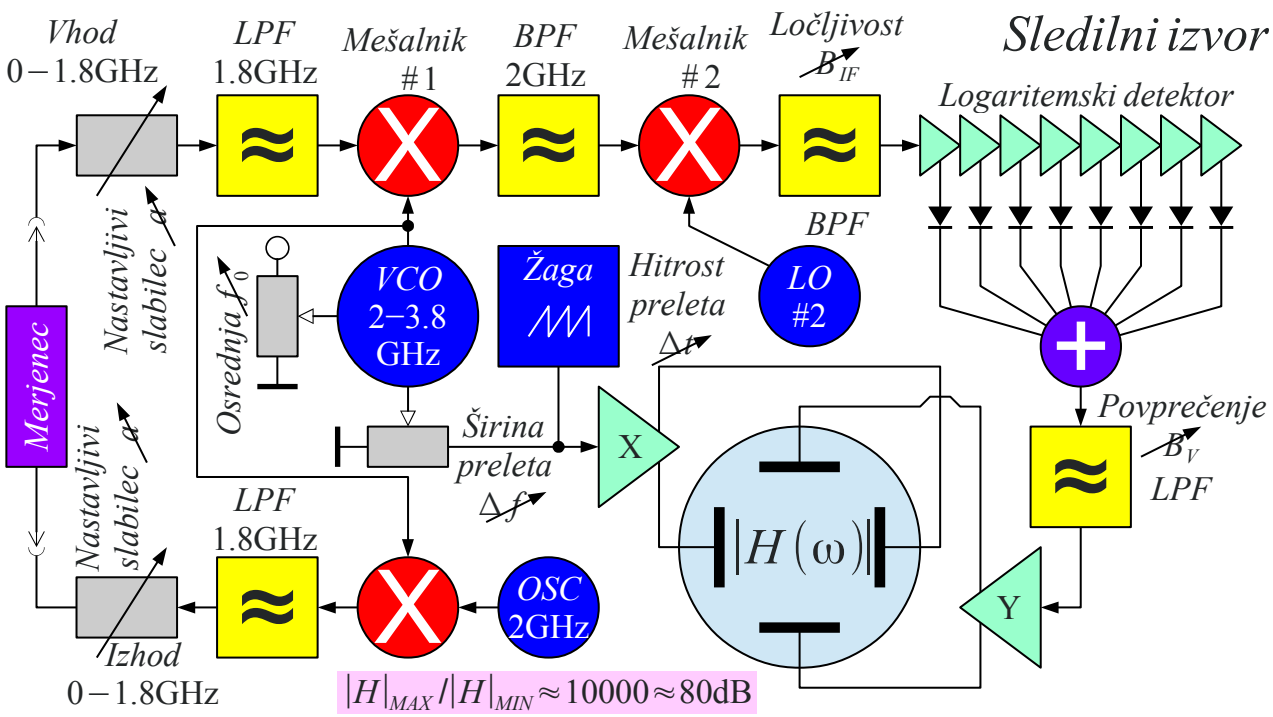
Kako razširiti merilno območje radijskega spektralnega analizatorja nad

$f_{RF} \geq f_{IF} \approx 2\text{GHz}$ ? Večina sodobnih radijskih spektralnih analizatorjev ne uporablja prve medfrekvence nad $f_{IF} \geq 5\text{GHz}$ , ker bi se pri tem silno poslabšal fazni šum na nižjih frekvencah. Najzahtevnejše meritve z radijskim spektralnim analizatorjem se opravljajo na razmeroma nizkih frekvencah pod $f_{RF} \leq 3\text{GHz}$ , kjer so zahteve za merilnik največje.

Kompromisna rešitev je nastavljivo pasovno sito (preselektor BPF) za frekvenčni pas $2\text{GHz} \leq f \leq 26\text{GHz}$ in izkoriščanje mešanja s harmoniki lokalnega oscilatorja $f_{LO} = 2-4\text{GHz}$ . Tako sito kot lokalni oscilator uporabljata rezonatorje iz ferita YIG (Yttrium-Iron Garnet ali $Y_3Fe_5O_{12}$ ), ki se mu frekvenco nastavlja z zunanjim enosmernim magnetnim poljem elektromagneta:




Priljubljena razširitev radijskega spektralnega analizatorja je sledilni izvor (tracking generator). Slednji dodatno omogoča merjenje prevajalne funkcije $H(\omega)$ pasivnih gradnikov (sita, sklopniki, kretnice ipd) v celotnem razponu moči spektralnega analizatorja $|H|_{MAX}/|H|_{MIN} \approx 10000 \approx 80\text{dB}$ . Večina spektralnih analizatorjev s sledilnim izvorom omogoča merjenje le amplitude odziva $|H(\omega)|$ :




Spektralnemu analizatorju s sledilnim izvorom bi se sicer dalo dograditi merilnik faze za merjenje celotne prevajalne funkcije vključno s fazo $\arg[H(\omega)]$. Brez sledilnega izvora se da sestaviti podobno meritev s cenejšim širokopasovnim izvorom (toplotnega) šuma. V slednjem primeru meritev faze ni možna in je razpon moči omejen na približno $|H|_{MAX}/|H|_{MIN} \approx 100 \approx 40\text{dB}$. Uporaba šuma kot merilnega signala zahteva ozko video sito $B_V \ll B_{IF}$.

Slaba lastnost panoramskega sprejemnika kot radijskega spektralnega analizatorja je razmeroma počasna meritev $\Delta t = \Delta f / B_{IF}^2$ oziroma še dosti več v primeru povprečenja z ozkim video sitom $B_V \ll B_{IF}$. Povrhu panoramski sprejemnik v vsakem trenutku meri samo en frekvenčni pas širine $B_{IF}$ in hkrati zavrže vso informacijo v preostalih $(N-1)$ pasovih širine $B_{IF}$. Pri tem lahko panoramski sprejemnik tudi povsem spregleda kratkotrajen signal v frekvenčnih pasovih, ki jih tisti trenutek ne nadzira.

Kako izvesti $N = \Delta f / B_{IF} \approx 1000$ vzporednih frekvenčnih pasovnih sit, da se čas meritve skrajša na samo $\Delta t = 1 / B_{IF}$ in se izkoristi vsa informacija, prisotna v vhodnem signalu? V optiki je rešitev preprosta steklena prizma oziroma uklonska mrežica, ki vstopni žarek bele svetlobe razkloni v barvito pahljačo. Pri tem morata biti steklena prizma oziroma uklonska mrežica zelo veliki širine $w \gg 1000\lambda$ v primerjavi z valovno dolžino, kar ni praktično preslikati na radijske valovne dolžine.

Pri radijskih frekvencah lahko izdelamo $N = \Delta f / B_{IF} \approx 1000$ vzporednih LC pasovnih sit. Slednja so sicer manjša od uklonske mrežice za radio, ampak še vedno zelo velika in draga naprava.

Proti koncu 20. stoletja je veliko obetal akusto-optični spektralni analizator. Slednji pretvori radijsko/mikrovalovno elektromagnetno valovanje v ultrazvok. Ultrazvok tvori uklonsko mrežico iz zgoščin in razredčin v steklu. Raman-Nathov uklon vidne svetlobe natančno ustreza radiofrekvenčnemu spektru ultrazvoka. Hitrost ultrazvoka in zvočna valovna dolžina v steklu sta za pet velikostnih razredov manjši od elektromagnetnega valovanja, da ima naprava sprejemljive izmere za radijske frekvence. Pomanjkljivost je visoka potrebna moč ultrazvoka.

Na nizkih frekvencah si lahko privoščimo številsko obdelavo signalov. Frekvenčni spekter na $N \approx 1000$ frekvencah izračunamo iz $N \approx 1000$ časovnih vzorcev z diskretno Fourierjevo transformacijo. Brez učinkovitejših algoritmov DFT zahteva $N^2 \approx 1000000$ računskih operacij.

Učinkovitejši algoritem FFT (Fast Fourier Transform, Cooley-Tukey 1965) izračuna isto DFT z znatno manj računanja $N \cdot \log_2 N \approx 10000$ . Naloge obeh algoritmov je možno učinkovito razporediti na več računalnikov. Algoritem FFT je danes vgrajen tudi v najcenejše digitalne osciloskope.

$$DFT \qquad X_k = \sum_{n=0}^{N-1} x_n \cdot e^{-j\frac{2\pi}{N}kn} \longleftrightarrow x_n = \frac{1}{N}\sum_{k=0}^{N-1} X_k \cdot e^{j\frac{2\pi}{N}kn} \qquad inverzna\ DFT$$

*Preprosta DFT ali inverzna DFT potrebuje $N^2$ računskih operacij*

*Učinkovit algoritem FFT $(ali\ FFT^{-1})$ potrebuje $N \cdot \log_2 N$ računskih operacij*
*pri izbiri $N = 2^m$, $m = 1,2,3,4,5,6 \ldots$ celo število* $\quad$ *Gauss* $1805 \rightarrow$ *Cooley – Tukey* $1965$

*$DFT \equiv N$ vzporednih sit*

$$\Delta t = \frac{1}{B_{IF}} \equiv \text{čas ene meritve spektra}$$

*$N$ – krat hitrejši od preletnega sprejemnika !*
*Obdela vso informacijo vhodnega signala !*

*Slaba ločljivost $A/D$ pretvornika*

$$\log \frac{U_{MAX}}{U_{MIN}} \approx N_{bit} \cdot 6\text{dB}$$

*ne dosega analogne tehnike !*

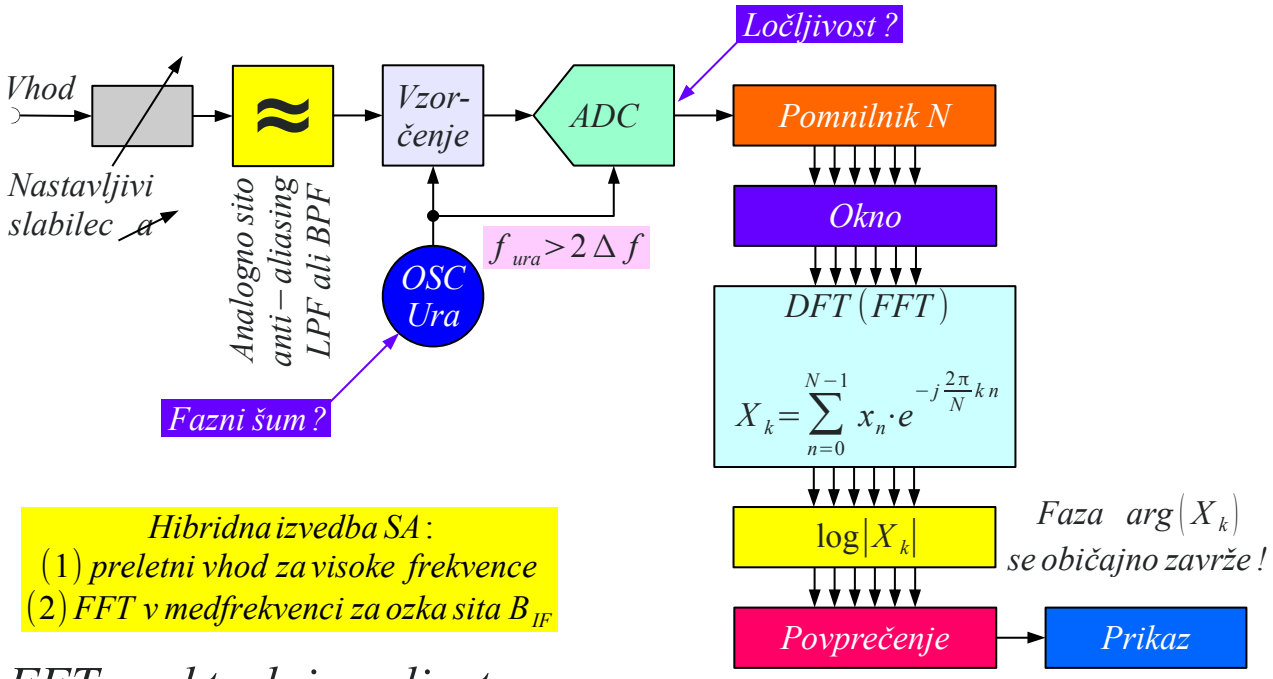
*Za velikostni razred nižja frekvenca delovanja od analognega sprejemnika !*

## *Diskretna Fourierjeva transformacija*

DFT obdela brez izgub celotno informacijo v $N$ vhodnih vzorcih in se obnaša kot $N$ vzporednih sit, kar omogoča čas ene meritve spektra

$\Delta t = 1/B_{IF}$ . Z učinkovitim algoritmom FFT čas računanja ni omejitev. Pač pa ostajata omejitvi ločljivost in hitrost A/D pretvornika.

Pri načrtovanju FFT spektralnega analizatorja je treba upoštevati nekaj omejitev. Na vhodu je povsem enako kot v analognem panoramskem sprejemniku potreben nastavljivi slabilec, da se jakost merjenega signala čim bolje prilagodi razponu vhodnih moči A/D pretvornika. Pred vzorčenjem je potrebno analogno nizkoprepustno ali pasovno-prepustno sito "anti-aliasing", da pri vzorčenju ne pride do neželjenega mešanja s frekvenco ure in njenimi harmoniki. Časovni in frekvenčni odziv vzporednih sit FFT oblikuje okno uteži v vlogi sita s končnim odzivom (FIR):




*FFT spektralni analizator*

Glavni omejitvi FFT spektralnega analizatorja sta frekvenca vzorčenja (ure) in ločljivost (število bitov) A/D pretvornika. FFT spektralni analizator zato ne dosega razpona frekvenc niti jakosti signala analognega panoramskega sprejemnika. Pri isti tehnologiji izdelave je preprost mešalnik na vhodu panoramskega sprejemnika v vseh lastnostih za najmanj en velikostni razred boljši od kompliciranega A/D pretvornika. Preletni panoramski sprejemnik zato navkljub počasnosti ostaja osnovni visokofrekvenčni merilni inštrument.

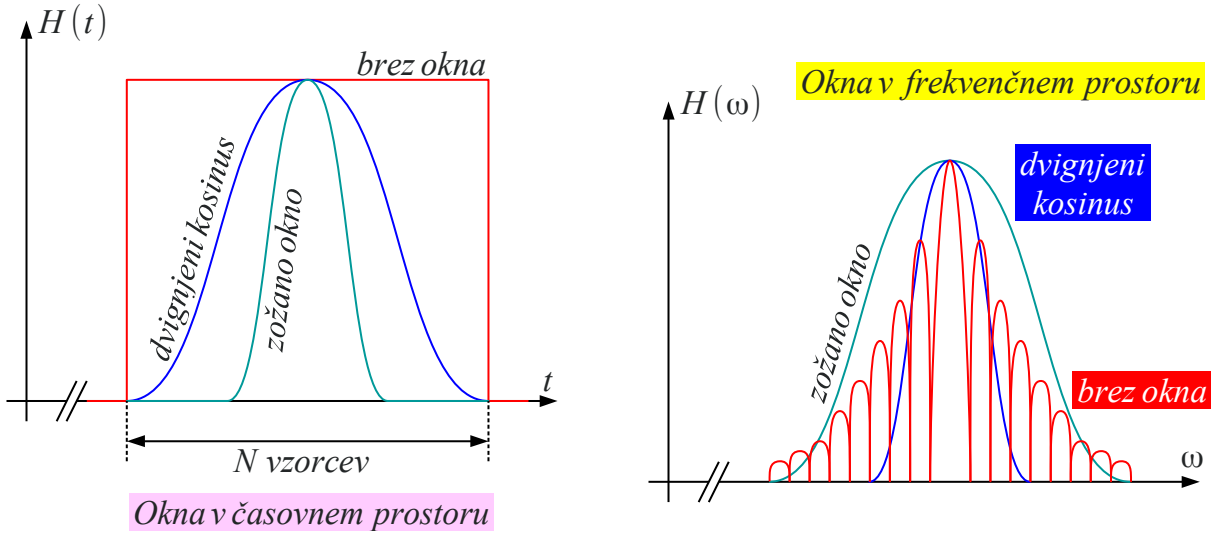
FFT spektralni analizator se uporablja povsod tam, kjer je potrebno izkoristiti celotno informacijo v razpoložljivem signalu in jo čim hitreje obdelati. V začetku 21. stoletja so hitri A/D pretvorniki in zmogljivi računalniki omogočili pravočasno detekcijo radarjev sovražne protizračne obrambe na mikrovalovnih frekvencah $f = 1 \ldots 10\text{GHz}$ na krovu letala, da je akusto-optični spektralni analizator postal nepotreben v tej nalogi. FFT je sicer vgrajen v medfrekvenco preletnih panoramskih sprejemnikov, kjer izvrstno

pohitri meritev z visoko frekvenčno ločljivostjo v ozkih frekvenčnih pasovih.

FFT spektralni analizator je izpodrinil vse ostale spektralne analizatorje na področju nizkih frekvenc $f \leq 10\mathrm{MHz}$ . Marsikateri radijski inženir je pri tem razočaran nad FFT prikazom na zaslonu cenenega digitalnega osciloskopa. Glavni razlogi so pomanjkanje primernega sita "anti-aliasing" na vhodu, omejena ločljivost A/D pretvornika ter nedodelani ukazi FFT digitalije.

Po drugi strani je okno vgrajeno prav v vse FFT spektralne analizatorje vključno z najcenejšimi digitalijami. DFT je računski postopek, ki obdela določeno število vzorcev. Nič ne ve o tem, kaj se je dogajalo prej niti kaj sledi v prihodnosti. Vklop pretvorbe na začetku in izklop na koncu izmerjenemu spektru dodaja svoj prehodni pojav.

Brez okna oziroma s pravokotnim oknom se vsi časovni vzorci obdelajo enako. Pripadajoči prehodni pojav vklopa/izklopa dodaja (konvolucija) v rezultat spekter oblike $\sin(x)/x$ . Sledni ima najmočnejša stranska lista $-13\mathrm{dB}$ , ki sta razponu jakosti $U_{MAX}/U_{MIN} = 20\mathrm{dB}$ komaj vidna. Pri razponu $U_{MAX}/U_{MIN} = 80\mathrm{dB}$ spektralnega analizatorja dodatni spekter oblike $\sin(x)/x$ postane nadležen moteč pojav:




*Vloga okna pri FFT*

Protiukrep je ublažiti vklop in izklop pretvorbe. Na primer se amplitude vzorcev pomnoži s funkcijo dvignjeni kosinus. Pri oknu dvignjeni kosinus so stranski snopi odziva merilnika v frekvenčnem prostoru močno dušeni. Ker FFT pretvorba z oknom uporablja manj vzorcev s polno amplitudo, se teme frekvenčnega odziva razširi.

Frekvenčni odziv se še dodatno razširi z dodatnim ožanjem okna. Pred oziroma za neničelnimi vrednostmi okna se FFT dodatno računa iz ničel.

Izračunani močnostni spekter je prevzorčen oziroma podoben tistemu, kar bi proizvedel spektralni analizator z analognimi siti. Prevzorčen rezultat rešuje marsikatero težavo digitalij. Meritev niti ozkopasovnih niti širokopasovnih signalov ne zahteva posebnih postopkov oziroma "detektorjev".

Nobena zasnova spektralnega analizatorja, niti analogni panoramski sprejemnik s preletom, niti FFT spektralni analizator, ni odporna na prekrmiljenje vhoda. Kot osnovni visokofrekvenčni merilnik se spektralni analizator skoraj vedno uporablja na meji svojih zmožnosti v celotnem področju jakosti od toplotnega šuma od prekrmiljenja. Smotrna uporaba spektralnega analizatorja torej zahteva natančno poznavanje njegovega notranjega delovanja v izogibanju napakam, ki jih v merilnik vgrajena nadzorna elektronika ne zna zaznati.

Vse podrobnosti spektralnega analizatorja je nemogoče opisati v kratkem uvodnem poglavju. Pač pa je radijski spektralni analizator katerekoli izvedbe navsezadnje samo radijski sprejemnik. Naslednja poglavja opisujejo v podrobnosti gradnike visokofrekvenčnih vezij in njihove pomanjkljivosti: toplotni šum, popačenje, fazni šum itd. Vse splošne ugotovitve za visokofrekvenčna vezja veljajo seveda tudi za ustrezne merilnike vključno s spektralnim analizatorjem. Povrhu ima spektralni analizator pomembno odliko: to je naprava, ki se v dobršni meri lahko preveri in umeri sama sebe.

Kot zaključek je smiselno razdeliti celoten frekvenčni spekter v področja glede na naravne zakonitosti, razpoložljivo tehniko in z njo merilno tehniko.

Pod $f \leq 10\mathrm{MHz}$ se uporablja nizkofrekvenčna tehnika. Priključki so proste žice za vodenje valovanja. Elektromagnetno sevanje je (zanemarljivo) majhno. Detektorji so najrazličnejši polprevodniki. Osnovne meritve so v časovnem prostoru z osciloskopom. Če je to potrebno, se rezultat iz časovnega prostora pretvori v frekvenčni prostor računsko s FFT.

Področje med $10\mathrm{MHz} \leq f \leq 100\mathrm{GHz}$ se smatra za visokofrekvenčno (radijsko) tehniko. Priključek je (oklopljen) koaksialni kabel, sicer je elektromagnetno sevanje istega velikostnega razreda kot vodeno valovanje. Detektorji so hitre (Schottky) diode. Osnovne meritve so v frekvenčnem prostoru s preletnim heterodinskim panoramskim sprejemnikom kot spektralnim analizatorjem.

Teraherčno (THz) področje med $100\mathrm{GHz} \leq f \leq 10\mathrm{THz}\,(\lambda = 30\,\mu\mathrm{m})$ je nehvaležno. Zemeljsko ozračje tu ni prozorno. Prevladuje elektromagnetno sevanje. Za koaksialni kabel so te frekvence previsoke. Za kovinske valovode je to gornja frekvenčna meja. Frekvenca je previsoka za usmernike in prenizka za fotodiode. Zmogljivosti merilne tehnike in tehnike nasploh so zelo

skromne.

Področje med $10\mathrm{THz} \leq f \leq 750\mathrm{THz}\left(\lambda = 400\mathrm{nm}\right)$ je poljudno poimenovano svetloba. Poleg sevanja v praznem prostoru se uporabljajo dielektrični valovodi v obliki svetlobnih vlaken. Detektorji so fotodiode, ki morajo biti hlajene pod $f \leq 100\mathrm{THz}$ . Osnovne meritve so v frekvenčnem prostoru s spektralnim analizatorjem z uklonsko mrežico (monokromatorjem). Meritve v časovnem prostoru skoraj niso možne.

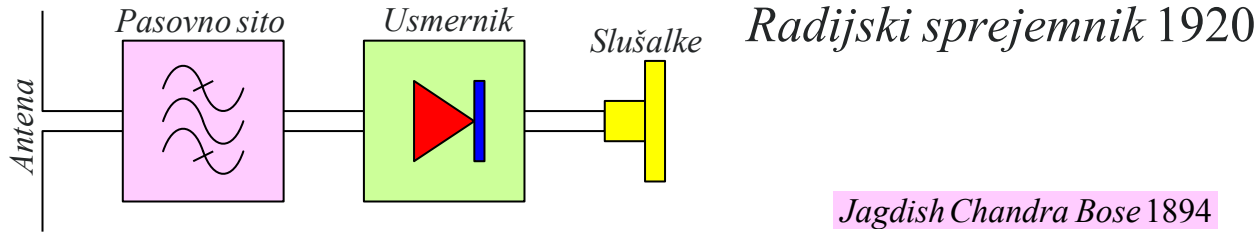
Frekvence nad $f \geq 750\mathrm{THz}\left(\lambda = 400\mathrm{nm}\right)$ so ionizirajoče sevanje. Fotoni imajo dovolj energije, da prožijo kemijske in druge reakcije, kar je dokazano zdravju škodljivo. Vodenje valovanja ni možno, ker za te frekvence ni dielektrikov niti drugih primernih snovi. Meritve so možne izključno v frekvenčnem prostoru. Kot uklonske mrežice se izkoriščajo pravilno urejeni atomi v kristalnih mrežah (Braggov uklon).

* * * * *

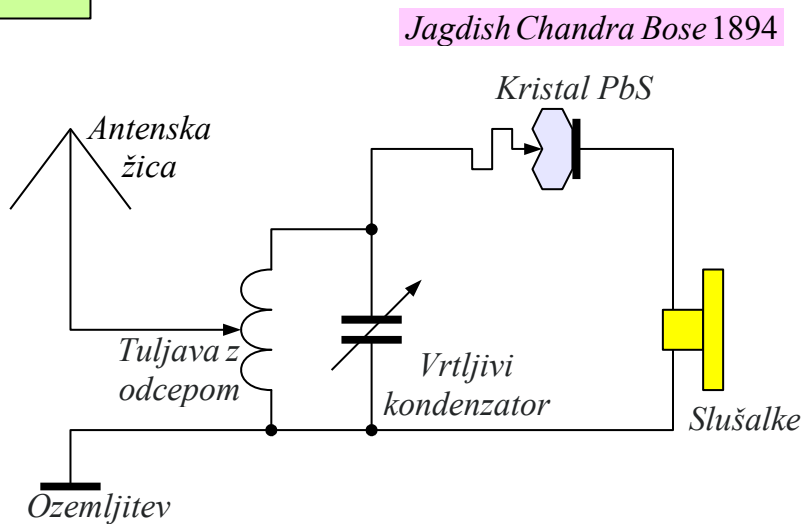
# 2. Polprevodniške diode

Radijski sprejemnik je visokofrekvenčna naprava, ki poleg antene potrebuje najmanj še gradnike za selektivnost in nelinearnost. Selektivnost v obliki frekvenčnega pasovnega sita izlušči želeni signal iz množice prisotnih radijskih oddaj. Nelinearnost usmernika demodulira izbrano visokofrekvenčno radijsko oddajo v nizko frekvenco, da krmili slušalke ali zvočnik.

V preprostem, cenenem radiodifuznem radijskem sprejemniku okoli ~1920 je za izbiro oddajnika zadoščalo frekvenčno pasovno sito z enim samim LC nihajnim krogom v sprejemniku. Kot občutljiv visokofrekvenčni usmernik se uporablja kristal iz svinčevega galenita $PbS$ (ruda svinca). Uporabnik je moral s kovinsko konico pogosto sam poiskati najboljšo točko delovanja na muhastem, krhkem kristalu. Primerljivo napravo danes imenujemo točkovna Schottky dioda.




| Zgodovina detektorjev | |
|---|---|
| Heinrich Hertz 1886 | Iskrišče ~100V |
| Eduard Branley 1890 | Koherer ~10V |
| Jagdish Chandra Bose 1894 | Kristal PbS ~0.1V |
| Guglielmo Marconi 1902 | Magnetni det. ~1V |
| John Ambrose Fleming 1904 | Vakuumska dioda ~0.3V |
| Armstrong + Meissner 1912 | Regeneracija RX ~1mV |
| E. H. Armstrong 1922 | Super-regen. RX ~1μV |




Razvoj primernih nelinearnih gradnikov za demodulatorje je šel počasi. Heinrich Hertz je v svojih poskusih 1886 uporabljal kar iskrišče v zraku, ki je ob natančni nastavitvi mogoče doseglo občutljivost $U \approx 100\mathrm{V}$ . Eduard Branley je leta 1890 izumil koherer, kjer je prišlo do preboja med oksidiranimi zrnci kovinskih opilkov že pri desetkrat nižji napetosti. Koherer je uporabljal tudi Nikola Tesla v vseh svojih poskusih radijskih zvez na prelomu stoletja ~1900.

Detektor iz galenita $PbS$ je omogočal znatno višjo občutljivost pri še višjih frekvencah. Indijski fizik Jagdish Chandra Bose je okoli ~1894 dosegel valovno dolžino samo $\lambda \approx 5\mathrm{mm}$ oziroma frekvenco kar $f \approx 60\mathrm{GHz}$ . Žal v 19. stoletju fiziki niso razumeli polprevodnikov. Z muhastim galenitom in vsakokratnim iskanjem uporabne točke na kristalu je bilo težko izdelati zanesljiv radijski sprejemnik.

Drugi raziskovalci so se zato zatekli k drugačnim, manj občutljivim a bolj zanesljivim detektorjem. Guglielmo Marconi je na prelomu stoletja ~1900 uspešno poskušal z magnetnim detektorjem. Tehnologija vakuumskih elektronk je izšla kot zmagovalec v prvi polovici 20. stoletja. Najprej je kot usmernik (Fleming 1904) dosegla $U \approx 0.3\mathrm{V}$ . Nato je kot ojačevalnik v regenerativnem sprejemniku (Armstrong in Meissner 1912) dosegla $U \approx 1\mathrm{mV}$ . Končno je v bolj kompliciranih sprejemnikih ~1922 dosegla celo občutljivost $U \approx 1\,\mu\mathrm{V}$ .

Kristalne diode se vrnejo šele čez pol stoletja, ko zelo visokih frekvenc radarjev v drugi svetovni vojni vakuumske diode ne zaznajo več. Nerazumevanje polprevodnikov izhaja iz množice hkrati prisotnih fizikalnih pojavov in zahteve po izredno čistih surovinah. Še danes se pri polprevodnikih uporabljajo merske enote iz sistema centimeter-gram-sekunda ter elektronski volti $[\mathrm{eV}]$ za energijo.

Visokofrekvenčna tehnika zahteva poleg usmernikov še drugačne nelinearne gradnike. Pojem polprevodniška dioda z dvema priključkoma se razširi na nelinearne gradnike z enim, dvema ali več usmerniških spojev oziroma celo brez usmerniških spojev (Gunnov element). Marsikaterega gradnika se ne da izdelati iz silicija $Si$ , pač pa so potrebni III-V polprevodniki kot so $GaAs$ , $GaN$ oziroma $InP$ .

Polprevodnike opisuje širina prepovedanega energijskega pasu (bandgap) $\Delta W[\mathrm{eV}]$ . Majhen $\Delta W < 0.2\mathrm{eV}$ pomeni na sobni temperaturi prevodnik. Velik $\Delta W > 5\mathrm{eV}$ pomeni na sobni temperaturi izolator.

Pomemben podatek polprevodnika je njegova prebojna trdnost $E_{MAX}[\mathrm{V/cm}]$ , ki je običajno sorazmerna bandgapu $\Delta W[\mathrm{eV}]$ . Mobilnosti elektronov $\mu_n[\mathrm{cm^2/sV}]$ in vrzeli $\mu_p[\mathrm{cm^2/sV}]$ določajo hitrosti pripadajočih konvektivnih tokov v polprevodniku $\vec{v}_n = \mu \vec{E}_n$ in $\vec{v}_p = \mu \vec{E}_p$ ter z njimi obnašanje gradnika pri visokih frekvencah.

Nabor bolj ali manj znanih polprevodnikov je prikazan na spodnji razpredelnici:

| Snov | Bandgap ΔW[eV] | Prebojna trdnost $E_{max}$[V/cm] | Mobilnost elektronov $\mu_n$[cm²/Vs] | Mobilnost vrzeli $\mu_p$[cm²/Vs] |
|---|---|---|---|---|
| PbS | 0.37 | ($U_Z$<2V) | 600 | 200 |
| Se | 1.95 | ($U_Z$<25V) | 0.005 | 0.14 |
| PbSe | 0.27 | | 900 | 700 |
| PbTe | 0.32 | | 1700 | 930 |
| $Cu_2O$ | 2.137 | ($U_Z$<8V) | 0.2 | 0.1 |
| Si | 1.11 | $3\cdot10^5$ | 1400 | 450 |
| Ge | 0.67 | $10^5$ | 3900 | 1900 |
| $Si_{1-x}Ge_x$ | | $3\cdot10^5$ | | |
| $SiO_2$ | 9 | $10^6$-$10^7$ | | |
| $Si_3N_4$ | 5.4 | $3\cdot10^6$ | | |
| C(diamant) | 5.5 | $10^6$-$10^7$ | 2200 | 1800 |
| 3C-SiC | 2.36 | $10^6$ | 800 | 320 |
| 4H-SiC | 3.23 | $3\text{-}5\cdot10^6$ | 900 | 120 |
| 6H-SiC | 3.05 | $3\text{-}5\cdot10^6$ | 400 | 90 |
| GaAs | 1.43 | $4\cdot10^5$ | 5000 | 400 |

*Polprevodniki*

| Snov | Bandgap ΔW[eV] | Prebojna trdnost $E_{max}$[V/cm] | Mobilnost elektronov $\mu_n$[cm²/Vs] | Mobilnost vrzeli $\mu_p$[cm²/Vs] |
|---|---|---|---|---|
| AlAs | 2.16 | $6\cdot10^5$ | 1200 | 420 |
| InP | 1.344 | $5\cdot10^5$ | 5400 | 200 |
| GaP | 2.26 | $10^6$ | 250 | 150 |
| GaSb | 0.726 | 50000 | 3000 | 1000 |
| InAs | 0.354 | 40000 | 40000 | 400 |
| $In_{1-x}Ga_xAs$ | 0.35-1.43 | | | |
| InSb | 0.17 | 1000 | 77000 | 850 |
| GaN | 3.4 | $5\cdot10^6$ | 1800 | 30 |
| AlN | 6.28 | $1.2\text{-}1.8\cdot10^6$ | 300 | 14 |
| InN | 0.65 | | 3200 | |
| BN | 5.4 | $3\text{-}6\cdot10^6$ | 200 | 500 |
| CdS | 2.42 | | 400 | |
| CdSe | 1.74 | | 650 | |
| CdTe | 1.44 | | 1100 | 100 |
| $Hg_{1-x}Cd_xTe$ | 0-1.5 | | | |

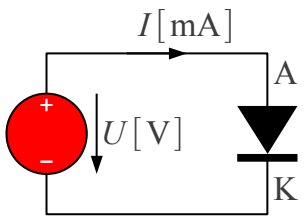
Galenit $PbS$ sploh ni slab polprevodnik, kvečjemu ima nizko prebojno trdnost. Selen $Se$ ima tri velikostne razrede nižje mobilnosti elektronov in vrzeli, da je uporaben kvečjemu za nizkofrekvenčne usmernike. Bakrov oksidul $Cu_2O$ se danes za nizkonapetostne usmernike ne uporablja več. Pač pa $Cu_2O$ in drugi oksidi tvorijo nezaželjene usmernike na površini visokofrekvenčnih vtičnic anten, kar proizvaja pasivno intermodulacijsko popačenje (PIM) v radijskih zvezah.

Silicij $Si$ ima ugodne mehanske, kemijske in električne lastnosti. Vrzeli so v siliciju trikrat počasnejše od elektronov. V siliciju niti elektroni niso dovolj hitri za delovanje pri najvišjih frekvencah, kjer so potrebni III-V polprevodniki $GaAs$ oziroma $InP$. Bandgap silicija $\Delta W$ je lahko v nekaterih primerih neustrezen. Končno rekombinacija elektronov in vrzeli v indirektnem $Si$ proizvaja zelo malo svetlobe v primerjavi s svetlečimi diodami iz direktnih III-V polprevodnikov.

Višje temperature in višje napetosti delovanja omogoča silicijev karbid $SiC$ ali karborund. Slednji ima preko 200 različnih kristalnih oblik, od katerih so samo tri uporabne za polprevodniške gradnike. Pogosto se $SiC$ uporablja kot podlaga za rast $GaN$, ki poleg visokih temperatur in visokih napetosti omogoča še višje frekvence in izredno učinkovite modre svetleče diode.

S sestavljanjem polprevodnikov se da izbirati širino prepovedanega energijskega pasu. Na primer $GaAsP$ za rdeče svetleče diode, $InGaAs$ za fotodiode za bližnjo IR svetlobo oziroma $HgCdTe$ za dolgovalovno IR termovizijo. Glede na zelo nizki bandgap detektorji iz $HgCdTe$ delujejo samo ohlajeni na tekoči dušik ali še nižje.

Enačbo usmerniškega spoja v prevodni smeri je izpeljal William Shockley (izumitelj tranzistorja) leta 1949 in jo preveril za diode iz germanija za $n=1$. Enačbo so kasneje dopolnili za diode iz silicija s faktorjem idealnosti diode $1 \le n < 2\,(Si)$, kjer $n=1$ ustreza plitvemu Schottky spoju $Si$ in $n=2$ debelemu PIN spoju $Si$. Tok $I_S$ je pri tem nerodno majhna veličina, da ga pogosto ne moremo neposredno meriti, saj pri tako nizkih tokovih prevladajo drugi pojavi:

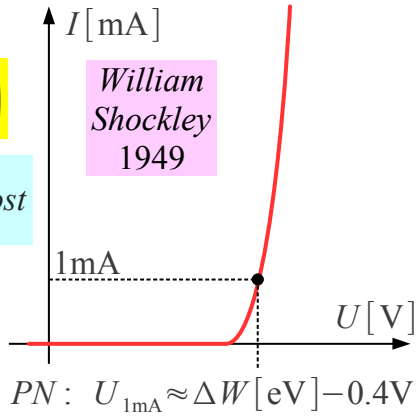



*Enačba diode*

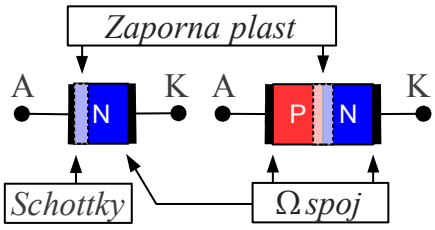
$$I = I_S\left(e^{\frac{U|Q_e|}{n k_B T}} - 1\right) = I_S\left(e^{\frac{U}{n U_T}} - 1\right)$$

$$\frac{k_B T}{|Q_e|} = U_T \approx 25\,\mathrm{mV} \equiv \textit{toplotna napetost}$$

$$1\,(Si\ Schottky) \le n \le 2\,(Si\ PIN) \equiv \textit{faktor idealnosti diode}$$




| Vrsta diode | Polprevodnik | $\Delta W$ | $U_{1mA}$ | $I_S$ |
|---|---|---|---|---|
| PN spoj | Si | 1.11eV | 0.5-0.7V | $4\cdot10^{-12}$-$2\cdot10^{-15}$A |
| PN spoj | Ge | 0.67eV | 0.1-0.2V | $2\cdot10^{-5}$-$4\cdot10^{-7}$A |
| IR LED | GaAs | 1.43eV | 1V | ~$2\cdot10^{-20}$A |
| Zelena LED | GaP | 2.26eV | 1.8V | ~$10^{-33}$A |
| Modra LED | GaN | 3.4eV | 2.7V | ~$10^{-48}$A |
| Schottky | Si | 1.11eV | 0.1-0.4V | $2\cdot10^{-5}$-$2\cdot10^{-10}$A |
| Schottky | GaAs | 1.43eV | 0.7V | ~$2\cdot10^{-15}$A |
| Schottky | GaN | 3.4eV | 1.6V | ~$2\cdot10^{-30}$A |



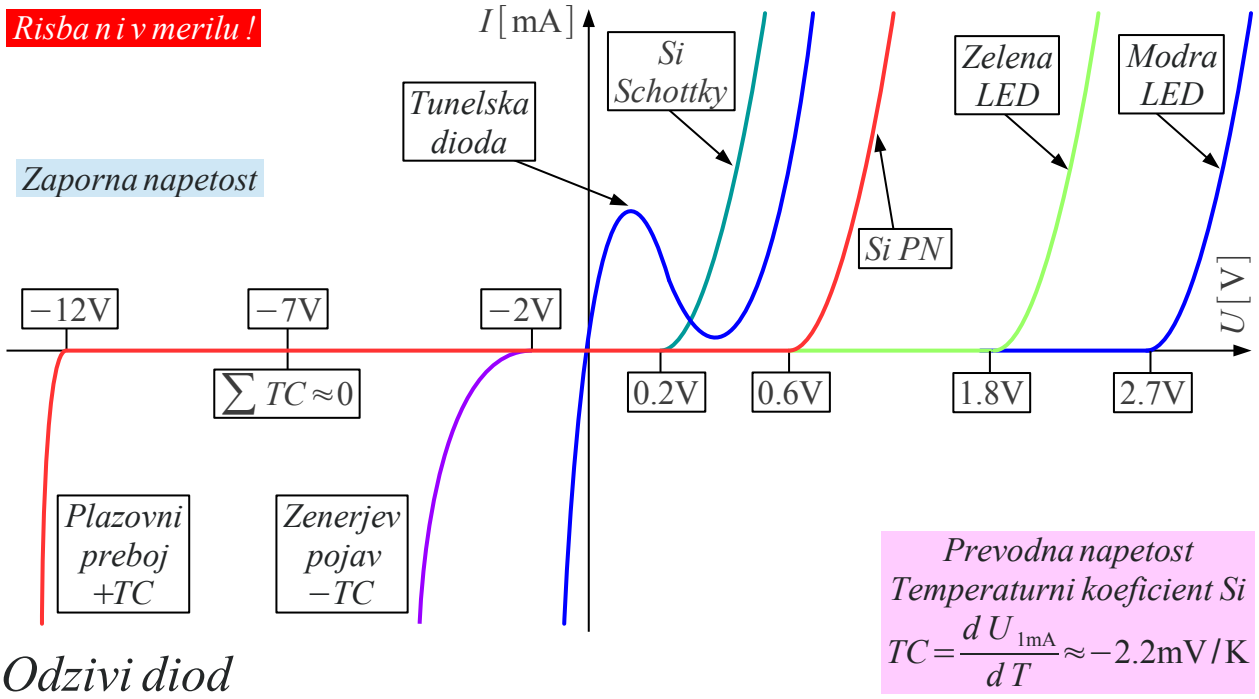

Bolj uporabna veličina je $U_{1mA}$ oziroma padec napetosti na usmerniškem spoju pri izbranem toku $I = 1\mathrm{mA}$. Tok v prevodni smeri je sicer eksponentna funkcija pritisnjene napetosti $U$, ki nastopa v razmerju s toplotno napetostjo $U_T = k_B T / |Q_e| \approx 25\mathrm{mV}$ (pri sobni temperaturi). Svetleče in druge diode se zato vedno napaja z napetostnim virom preko primernega predupora, da se omeji tok.

Dioda ima navzven dva kovinska priključka, torej vsebuje najmanj dva spoja kovina-polprevodnik. Lahko vsebuje dodatne spoje polprevodnik-polprevodnik. Spoj kovina-polprevodnik lahko ima usmerniške lastnosti (Schottky spoj) glede na vrsto kovine in polprevodnika. Ohmski spoj brez

usmerniških lastnosti nastane med kovino in polprevodnikom z visokim dodatkom primesi (močno dopiranje). Na usmerniškem spoju nastane v polprevodniku zaporna plast.

Poleg običajnega prevajanja diode v prevodni smeri soobstajajo še drugi fizikalni pojavi. Pri močnem dopiranju obeh strani diode nastane zelo tanka zaporna plast, skozi katero lahko pride do tuneliranja. Tunelski oziroma Zenerjev pojav je dodaten mehanizem prevajanja v zaporni smeri. V širši zaporni plasti pride do plazovnega preboja. V siliciju oba pojava soobstajata pri debelini zaporne plasti za zaporno napetosti okoli $-7\mathrm{V}$, kjer se temperaturna odvisnost zaporne napetosti izniči $TC \rightarrow 0$.

Preboj v zaporni smeri je običajno uničujoč za diode iz $GaAs$ in drugih III-V polprevodnikov. Diode iz silicija se da izdelati tako, da preboj v zaporni smeri ni uničujoč. Oba preboja, Zenerjev in plazovni, se lahko izkoriščata za stabilizacijo napetosti: Zenerjev preboj (blago koleno s $TC<0$) za nizke napetosti in plazovni preboj (ostro koleno s $TC>0$) za visoke:




Odzivi diod

Za razliko od vseh ostalih pojavov prevajanja proizvaja plazovni preboj zelo velik šum, za več velikostnih razredov večji od toplotnega šuma. Šum lahko moti radijski sprejemnik ali drugo občutljivo vezje v neposredni bližini. Plazovni šum je sicer popolnoma naključen. Plazovni šum se da izkoristiti kot merilni izvor širokopasovnega signala oziroma kot izvor naključnega kriptografskega ključa.

Končno plazovni preboj koristno izrablja IMPATT (IMPact ionization

Avalanche Transit-Time) dioda. Dodatna šibko-dopirana plast za PN spojem zakasni plazovni preboj. Pripadajoči fazni zasuk proizvaja negativno diferencialno upornost pri visokih frekvencah, kar omogoča izdelavo mikrovalovnih oddajnikov $\langle P \rangle \approx 3\mathrm{W}$ za preproste radarje. Žal plazovni preboj dodaja velik fazni šum v IMPATT oscilatorjih.

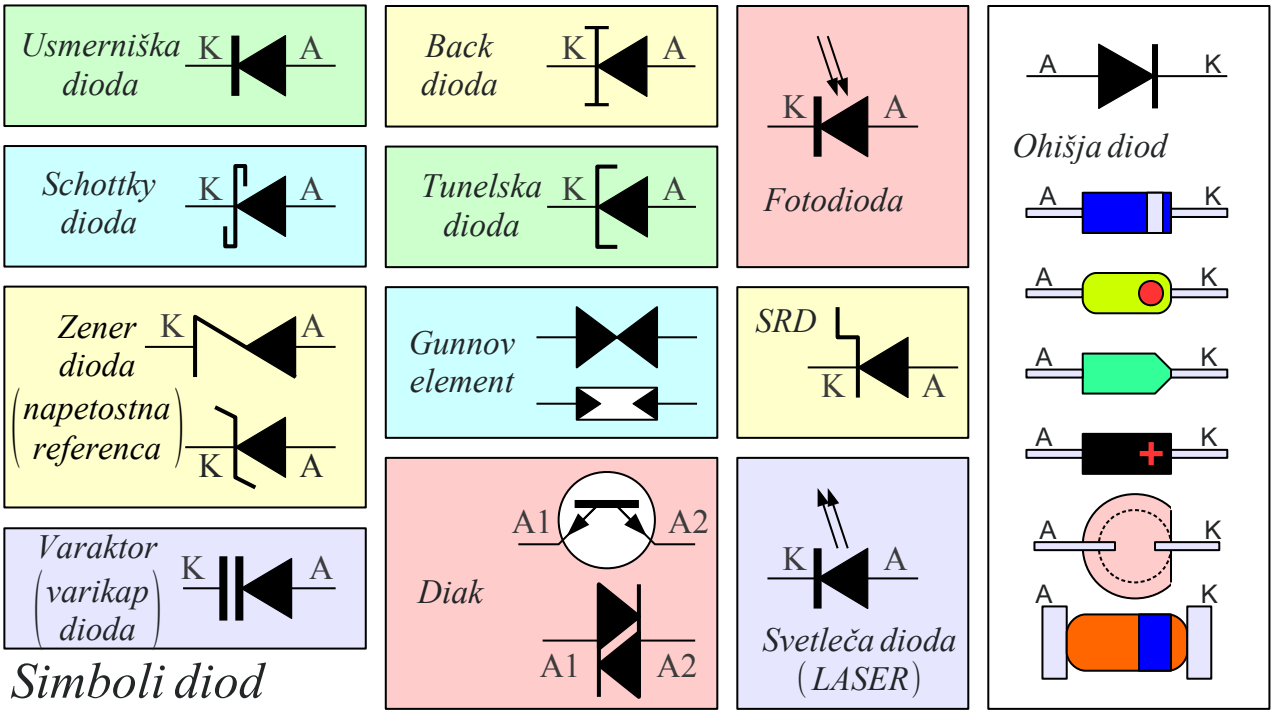
Skrajnost zelo močno dopiranega PN spoja z zelo tanko zaporno plastjo komaj $d \approx 10\mathrm{nm}$ je tunelska dioda (Leo Esaki 1957). Tuneliranje omogoča prevajanje v prevodni smeri vse do $U \approx +100\mathrm{mV}$. Pri višjih napetostih v prevodni smeri se prevajanje najprej ustavi in šele nad $U > 400\mathrm{mV}$ se vzpostavi običajno prevajanje v PN spojni diodi iz germanija.

V vmesnem področju $0.1\mathrm{V} < U < 0.4\mathrm{V}$ ima tunelska dioda negativno diferencialno upornost, kar omogoča ojačanje signalov do izhodne moči $P \approx 0.1\mathrm{mW}$. Ker je tunelski pojav izredno hiter, omogoča ojačanje mikrovalovnih signalov nad $f > 10\mathrm{GHz}$. Tunelske diode so se uporabljale kot ojačevalniki v mikrovalovnih sprejemnikih vse dokler izboljšana fotolitografija ni omogočila izdelave tranzistorjev za tako visoke frekvence.

Back dioda predstavlja še vmesno obliko izkoriščanja tunelskega pojava med Zener diodo in ojačevalno tunelsko diodo. Back dioda nima področja z negativno diferencialno upornostjo, pač pa prevaja dosti bolje v zaporni smeri kot v prevodni smeri. Uporablja se kot hiter (tunelski pojav brez manjšinskih nosilcev) detektor nizkih visokofrekvenčnih napetosti.

Tok $I_S$ v enačbi diode je poleg številnih fizikalnih lastnosti obeh elektrod spoja sorazmeren tudi površini spoja. Nesimetričen gradnik nastane že z različnima elektrodama: široko kovinsko držalo kristala na eni strani in ostra kovinska konica na drugi strani točkovne diode radarja iz druge svetovne vojne. Iz takšne konstrukcije diod je nastal tudi elektrotehniški znak za usmernik s puščico in prečno črtico.

Z različnimi "okraski " znaka za usmernik se skuša poudariti namen oziroma področje uporabe diode. Nekatere izvedbe diod sploh nimajo dodeljenih posebnih simbolov, pač pa se zanje uporablja kar splošni znak za usmernik. Po drugi strani ni nujno, da imata diodi z različnima simboloma tudi dejansko drugačno notranjo konstrukcijo. Na primer, stopničasti varaktor ima lahko popolnoma enako notranjo zgradbo polprevodniškega spoja kot Zener dioda, a se v načrtih zanju uporabljata različna simbola:



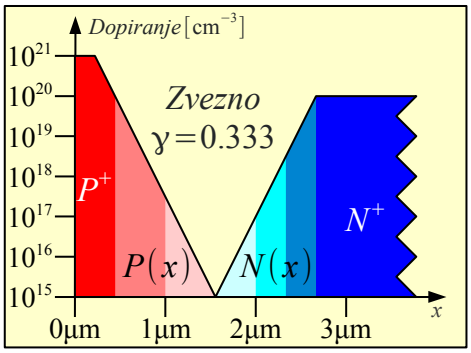

Zaporna plast usmerniškega spoja je izpraznjeno področje brez premičnih elektrin, elektronov oziroma vrzeli. Električno se obnaša kot kondenzator. Zaporna napetost dodatno odstrani premične elektrine, da se zaporna plast odebeli in njena kapacitivnost upade. Vsak usmerniški spoj se v zapornem področju obnaša kot nelinearen kondenzator. Gradnik, kjer se opisani pojav namenoma izkorišča, je poimenovan varaktor (ameriški izraz) oziroma varikap dioda (evropski izraz).

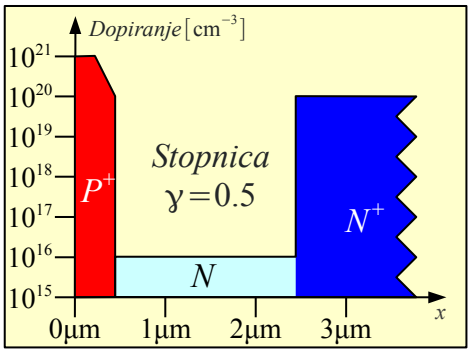
V visokofrekvenčnih vezjih sta za nelinearen kondenzator pomembna dva podatka: razpon kapacitivnosti spoja (junction) $C_j$ in kvaliteta $Q$ kondenzatorja. Zvezen profil dopiranja polprevodnika daje najnižji razpon kapacitivnosti varaktorja z eksponentom $\gamma = 0.333$. Stopničast (abrupt) profil dopiranja polprevodnika daje večji razpon kapacitivnosti z eksponentom $\gamma = 0.5$. Največji razpon kapacitivnosti z eksponentom $\gamma > 0.5$ daje posebno oblikovan profil dopiranja "hyperabrupt", da je zaporna plast zelo tanka pri nizkih zapornih napetostih in dosti bolj debela pri visokih zapornih napetostih:

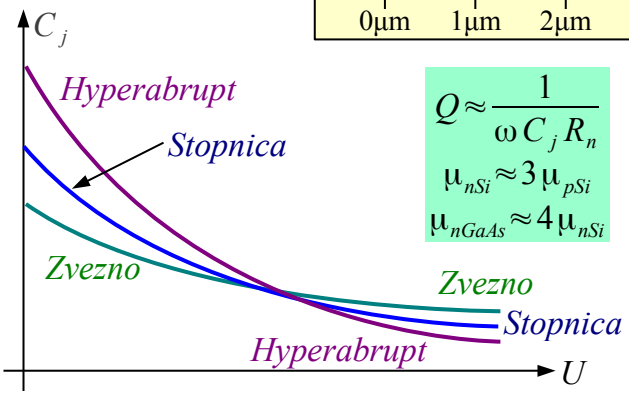
# Dopiranje varaktorja

$$\frac{C_1}{C_2}=\left(\frac{U_1+\phi}{U_2+\phi}\right)^{-\gamma}$$

$\phi_{Si}\approx 0.7\text{V}$



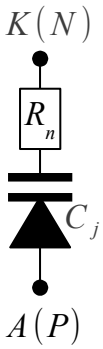



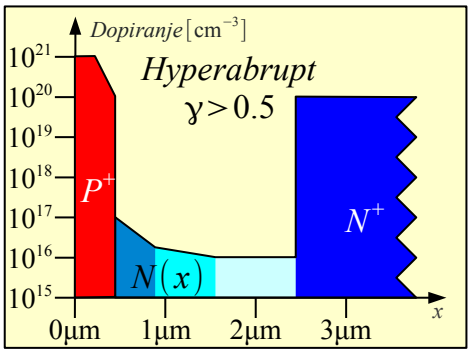




$$Q\approx\frac{1}{\omega C_j R_n}$$

$\mu_{nSi}\approx 3\mu_{pSi}$

$\mu_{nGaAs}\approx 4\mu_{nSi}$

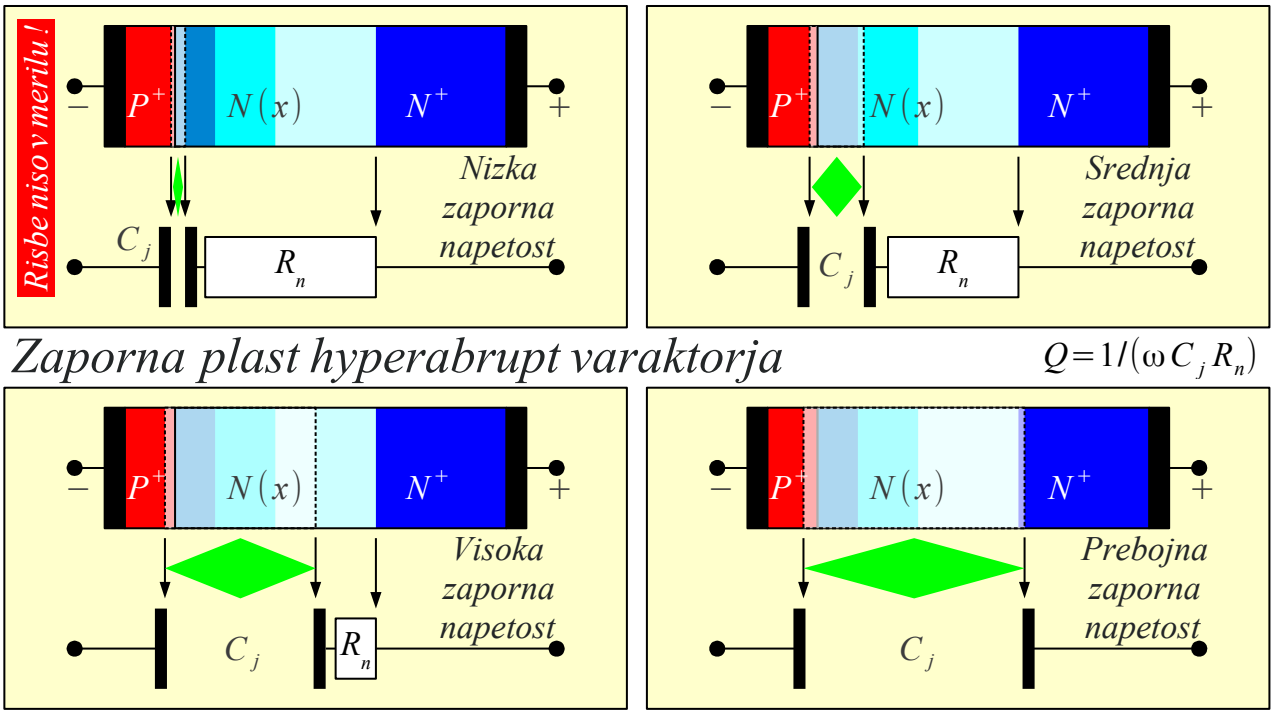



V varaktorju povzroča večino izgub zaporedna upornost elektrod. Upornost elektrod je obratno sorazmerna mobilnosti $\mu$ in koncentraciji premičnih elektrin. Mobilnost vrzeli je v večini uporabnih polprevodnikov manjša $\mu_p<\mu_n$ od mobilnosti elektronov.

Varaktorji s PN spojem se načrtujejo tako, da zaporna plast raste večinoma v področje $N$, ker hitrejši elektroni dajo nižjo upornost elektrode pri enaki absolutni količini elektrine. Področje $P^+$ je namenoma močno dopirano, da je zaporna plast v njemu zelo tanka in je upornost elektrode majhna $R_p\rightarrow 0$. Kvaliteto varaktorja $Q\approx 1/(\omega C_j R_n)$ tedaj določa v glavnem upornost elektrode $N$. Varaktorji za frekvence nad $f>1\text{GHz}$ so pogosto izdelani iz $GaAs$, kjer štirikrat večja mobilnost elektronov $\mu_{nGaAs}\approx 4\mu_{nSi}$ od silicija omogoča sorazmerno višjo kvaliteto varaktorja.

Razvoj zaporne plasti v silicijevem PN hyperabrupt varaktorju pri različnih zapornih napetostih je prikazan na spodnji sliki:

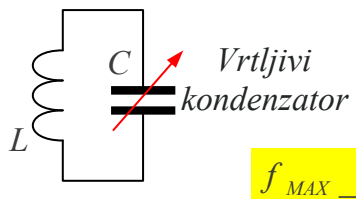



Tik ob spoju je dopiranje $N(x)$ visoko. Pri nizki zaporni napetosti je celotna zaporna plast zelo tanka tik ob spoju. Z oddaljevanjem od spoja $N(x)$ upada, da se zaporna plast širi čedalje hitreje in kapacitivnost spoja $C_j$ upada hitreje. Ko električna poljska jakost v zaporni plasti doseže preboj, se rast zaporne plasti ustavi. Kompliciranega dopiranja $N(x)$ ni več smiselno nadaljevati. Od tu naprej je smiselno nadaljevati z močno dopiranim $N^+$ za čim nižjo upornost elektrode $R_n$ .

Upornost elektrode $R_n$ se spreminja s pritisnjeno zaporno napetostjo. Upornost $R_n$ je najvišja pri nizki zaporni napetosti in upada proti nič pri prebojni zaporni napetosti. Kvaliteta varaktorja $Q(U)$ je torej funkcija zaporne napetosti, ki z zaporno napetostjo narašča. Zaradi zaporedne vezave kapacitivnosti zaporne plasti $C_j$ in upornosti elektrod $R_p+R_n$ kvaliteta varaktorja upada obratno sorazmerno frekvenci.

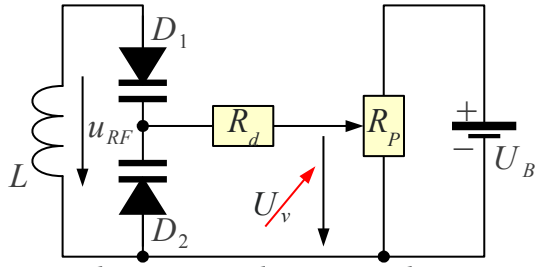
Končno hyperabrupt varaktorji sicer omogočajo najvišje razmerje kapacitivnosti $C_{MAX}/C_{MIN}$ , ampak hkrati najnižjo kvaliteto $Q$ . Stopničasti varaktorji pogosto omogočajo boljši $Q$ .

Varaktor se največkrat uporablja kot električno-nastavljiv kondenzator za uglaševanje LC nihajnega kroga. Visokofrekvenčna izmenična napetost naj bila dosti nižja $u_{RF} \ll U_v$ od enosmerne uglaševalne napetosti varaktorja. Visokofrekvenčno napetost $u_{RF}$ privede na varaktor kondenzator $C_{bias}$ , uglaševalno napetost $U_v$ pa upor (dušilka) $R_d$ :

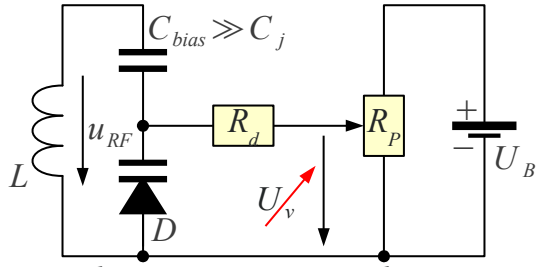



$$f=\frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

$$\frac{f_{MAX}}{f_{MIN}}=\left(\frac{C_{MAX}}{C_{MIN}}\right)^{0.5}=\sqrt{\frac{C_{MAX}}{C_{MIN}}}$$




Uglaševanje z dvema varaktorjema




Uglaševanje z enim varaktorjem

$$u_{D1}\approx U_v-\frac{u_{RF}}{2} \qquad \Delta C_1\approx-\alpha\frac{u_{RF}}{2}$$

$$\rightarrow$$

$$u_{D2}\approx U_v+\frac{u_{RF}}{2} \qquad \Delta C_2\approx+\alpha\frac{u_{RF}}{2}$$

$$u_D=u_{RF}+U_v \;\rightarrow\; \Delta C_j=\alpha\, u_{RF}$$

# Uglaševanje z varaktorji

Če je visokofrekvenčna napetost $u_{RF}$ previsoka, jo nelinearnost varaktorja popači. Proti popačenju pomaga zaporedna vezava dveh varaktorjev $D_1$ in $D_2$ v obratnih smereh. Kapacitivnosti varaktorjev se spreminjata s polovično visokofrekvenčno napetostjo $u_{RF}/2$ in to v obratnih smereh. Skupni nelinearni učinek se tedaj v veliki meri izničuje. Uglaševalna napetost $U_v$ je seveda privedena na oba varaktorja $D_1$ in $D_2$ vzporedno.

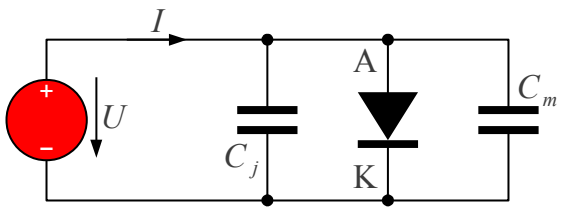
Obratno se varaktor lahko uporabi kot nelinearen gradnik z nizkimi izgubami za načrtno ustvarjanje harmonikov sinusnih signalov. Ko še ni bilo na razpolago močnostnih tranzistorjev za visoke frekvence, je en sam varaktor s pomočjo frekvenčnih sit dosegel moč $P_3=6\mathrm{W}$ na tretjem harmoniku $f_3=450\mathrm{MHz}$ iz tranzistorskega oddajnika $P_1\approx10\mathrm{W}$ na osnovni frekvenci $f_1=150\mathrm{MHz}$ .

Več varaktorskih množilnikov je možno preko frekvenčnih pasovnih sit vezati v verigo za višje mnogokratnike množenja, na primer $104\mathrm{MHz}\times96=10\mathrm{GHz}$ , ki za izhodno moč $P_{10\mathrm{GHz}}=1\mathrm{W}$ potrebuje krmiljenje $P_{104\mathrm{MHz}}\approx10\mathrm{W}$ . Končno, nelinearni prenosni vod oziroma NLTL (Non-Linear Transmission Line) iz zaporednih tuljav in vzporednih varaktorjev (vse na enem čipu) lahko proizvaja zelo ozke impulze tudi preko $f>40\mathrm{GHz}$ .

Nelinearen gradnik z nizkimi izgubami omogoča izdelavo

parametričnega ojačevalnika. Primeren varaktor, črpan s sinusnim izvorom zelo visoke frekvence $f_č \approx 60\mathrm{GHz}$, se obnaša kot negativni upor z zelo nizkim šumom za frekvence okoli $f_S \approx 4\mathrm{GHz}$. Parametrični ojačevalniki so se uporabljali pri sprejemu šibkih signalov iz vesolja vse do razpoložljivosti poljskih tranzistorjev iz $GaAs$.

Obnašanje diode v prevodni smeri je smiselno opisati z diferencialno prevodnostjo oziroma diferencialno admitanco za majhne spremembe krmilne napetosti $\Delta U \ll U_T \approx 25\mathrm{mV}$. Diferencialna upornost preprosto sledi iz odvajanja Shockleyeve enačbe diode. Pri toku $I = 1\mathrm{mA}$ v prevodni smeri znaša diferencialna upornost diode komaj $R_d = n \cdot U_T / I = n \cdot 25\,\Omega \approx 40\,\Omega$ in je natančno obratno sorazmerna toku skozi diodo:




$$I = I_S\left(e^{\frac{U}{nU_T}} - 1\right)$$

$$G_d = \frac{dI}{dU} = \frac{1}{nU_T} I_S\left(e^{\frac{U}{nU_T}} - 1\right) = \frac{I}{nU_T}$$

$$R_d = \frac{dU}{dI} = \frac{nU_T}{I}$$

$$I = 1\mathrm{mA} \qquad nU_T \approx 40\mathrm{mV} \;\rightarrow\; R_d \approx 40\,\Omega$$

$$Q_m \approx \tau I \qquad \tau \equiv \begin{matrix}\textit{življenjska doba}\\ \textit{manjšinskih nosilcev}\end{matrix}$$

$$C_m = \frac{dQ}{dU} = \tau \frac{dI}{dU} = \tau G_d = \frac{\tau I}{nU_T}$$

$$Y_d = \frac{1}{Z_d} = G_d + j\omega(C_j + C_m)$$

| *Dioda* | $C_j$ | $\tau$ | $C_m$ @1mA | $Z_d$ @100MHz |
|---|---|---|---|---|
| 1N4007 (PN) | 30pF | 10µs | 250nF | −j6.4mΩ |
| BAR81 (PIN) | 0.3pF | 100ns | 2.5nF | −j0.64Ω |
| 1N4148 (PN+Au) | 4pF | 5ns | 125pF | (3.5−j11)Ω |

*Diferencialna prevodnost diode*

*Schottky dioda* $\rightarrow \tau = 0$

Diferencialna admitanca PN diode $Y_d$ je pri visokih frekvencah še dosti večja od diferencialne prevodnosti $G_d = I/(n \cdot U_T)$ za enosmerno. Konvektivna tokova elektronov in vrzeli preko PN spoja zbereta vsak na drugi stani spoja veliko količino manjšinskih nosilcev. Slednji se pretvorijo v prevodniški tok šele po razmeroma počasni rekombinaciji.

Dodatna kapacitivnost manjšinskih nosilcev $C_m = \tau G_d$ je sorazmerna življenjski dobi manjšinskih nosilcev in diferencialni prevodnosti. Reverse-recovery $\tau$ je v silicijevih PN diodah v velikostnem razredu nekaj mikrosekund. Pri tem je $C_m \gg C_j$ pri običajnih tokovih v prevodni smeri za več velikostnih razredov višji od kapacitivnosti zaporne plasti spoja. Dopiranje silicija z zlatom $Au$ lahko skrči $\tau$ na nekaj nanosekund v diodi "fast

recovery".

Dodatna kapacitivnost manjšinskih nosilcev znatno podaljša čas izklopa diode. Na čas vklopa diode nima večjega vpliva. PN diodo iz silicija se lahko brez skrbi uporabi kvečjemu za usmernik omrežne napetosti s frekvenco $f = 50\mathrm{Hz}$ . Stikalni napajalnik s frekvenco $f \approx 50\mathrm{kHz}$ potrebuje vsaj hitro diodo "fast-recovery" dopirano z zlatom. Visokofrekvenčni detektor za frekvence nad $f > 50\mathrm{MHz}$ uporablja Schottky diodo, ker usmerniški spoj kovina-polprevodnik ne ustvarja manjšinskih nosilcev $\tau = 0$ .

Počasno rekombinacijo manjšinskih nosilcev koristno izrablja visokofrekvenčno stikalo, da z majhnim enosmernim tokom $I_{DC} \ll I_{RF}$ preklaplja dosti večji visokofrekvenčni tok s primernejšo PIN diodo, natančno opisano kasneje.

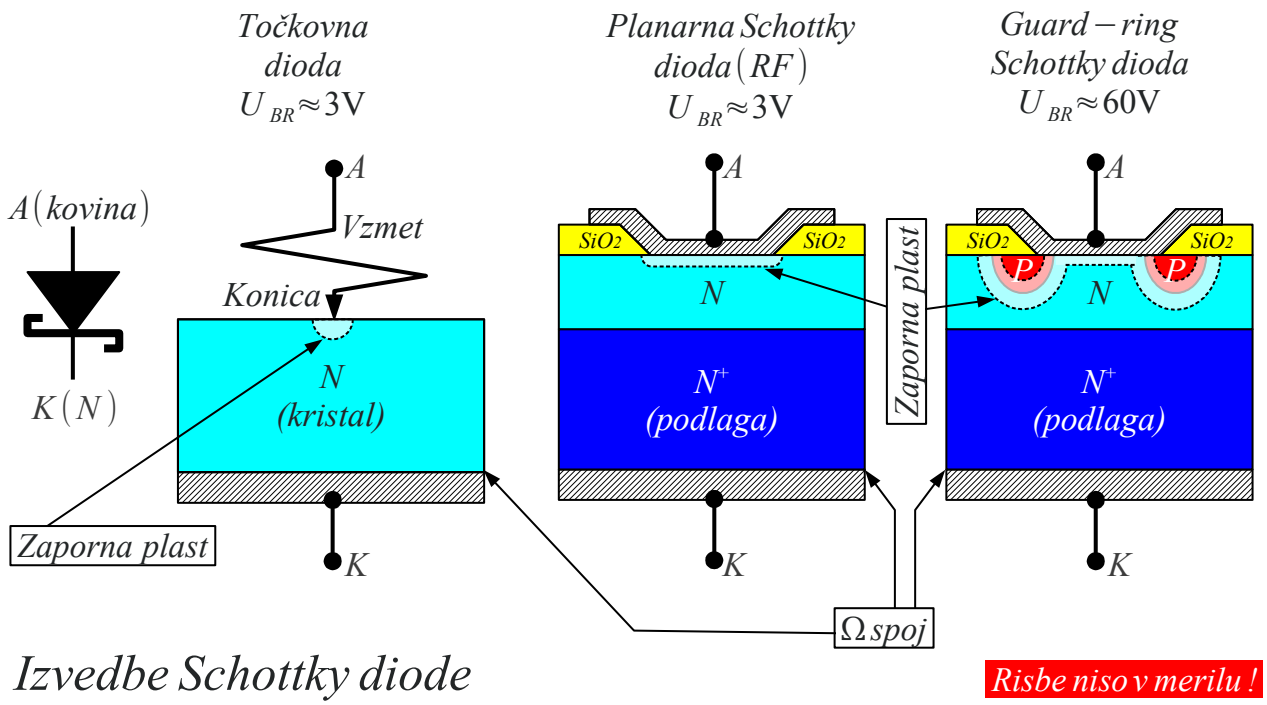
Ko se $C_m$ popolnoma izprazni s tokom v obratni smeri skozi PN diodo, se tok naenkrat prekine. Hitra prekinitev toka povzroči napetostni zob z obilico harmonikov. SRD (Step-Recovery Diode) pojav koristno izrablja za ustvarjanje ozkih napetostnih impulzov oziroma spektralnih glavnikov (comb generator) vse do $f > 20\mathrm{GHz}$ . SRD frekvenčni množilnik je učinkovit za visoke rede harmonikov $N > 5$ za razliko od varaktorskih množilnikov, ki so učinkoviti za drugi ali tretji harmonik.

Pojav SRD je nadležen v napajalniku, kjer usmernik z napetostnimi konicami seva obilico radijskih motenj. Protiukrep je "soft-recovery" dioda, ki s primernim dopiranjem ublaži ostrino zoba in s tem znižuje sevanje motenj usmernika.

Schottky dioda z usmerniškim spojem kovina-polprevodnik ne pozna nobenega od opisanih pojavov z manjšinskimi nosilci, zato dosega za nekaj velikostnih razredov višje frekvence delovanja usmernika od PN diod. Pomanjkljivost Schottky diode je nizka prebojna napetost v zaporni smeri. Prebojna napetost je v velikostnem razredu komaj $U_{BR} \approx 3\mathrm{V}$ tako za prvotne točkovne (point-contact) diode iz druge svetovne vojne kot za sodobne planarne Schottky diode. Do preboja ne pride v zaporni plasti, pač pa na zunanji površini čipa diode.

Protiukrep je dodatna difuzija zaščitnega obroča $P$ (guard-ring) okoli Schottky spoja. Zaščitni obroč razširi zaporno plast na površini silicijevega čipa, da prebojna napetost v zaporni smeri doseže $U_{BR} \approx 60\mathrm{V}$ . Električno predstavlja zaščitni obroč dodatno PN diodo, ki je vezana vzporedno Schottky diodi. Ker ima PN dioda za mnogo velikostnih razredov nižji tok $I_S$ od Schottky diode, skozi PN diodo teče le neznaten del skupnega toka in so v

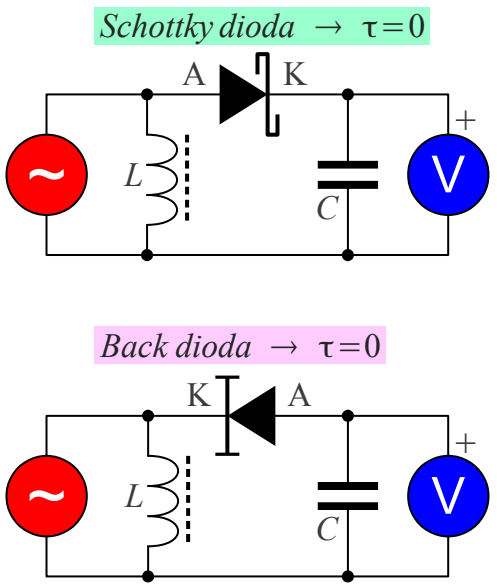
njej zbrani manjšinski nosilci zanemarljivi:

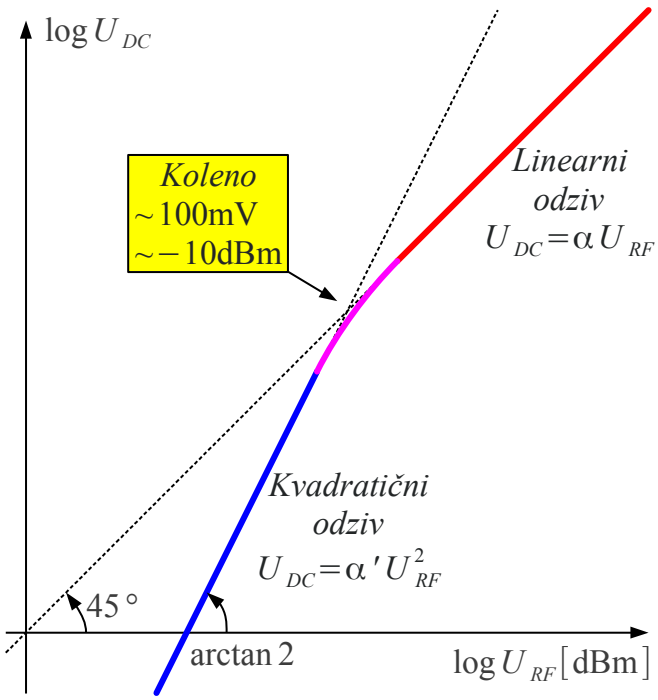



Kar ni zanemarljivo, dodatna vzporedna PN dioda povečuje skupno kapacitivnost spoja $C_j \uparrow$ . "Guard-ring" dioda torej ni primerna za najvišje frekvence. V mešalnikih mikrovalovnih radijskih sprejemnikov se uporabljajo planarne Schottky diode brez zaščitnega obroča za najboljše visokofrekvenčne lastnosti oziroma sodoben nadomestek "point-contact" diode. "Guard-ring" diode se pogosto uporabljajo kot usmerniki v stikalnih napajalnikih. Poleg odsotnosti manjšinskih nosilcev je padec napetosti v prevodni smeri na silicijevi Schottky diodi polovičen (izkoristek!) glede na silicijevo PN diodo.

V visokofrekvenčnih detektorjih se uporablja oboje, Schottky diode z zaščitnim obročem za višje napetosti in brez zaščitnega obroča za nižje napetosti. Tudi pri najnižjih napetostih Schottky diode izpodrivajo back diode v detektorjih. Obema vrstama diod je skupno delovanje brez manjšinskih nosilcev $\tau = 0$ . Občutljivost detektorja s previsokim kolenom $U_{1mA}$ se sicer da popraviti z enosmernim predtokom za delovno točko (bias).

Diodni detektorji imajo linearen odziv za visoke visokofrekvenčne napetostih in kvadratičen odziv za nizke visokofrekvenčne napetosti. Mejo $U \approx 100mV$ oziroma $P \approx -10dBm$ postavlja toplotna napetost $U_T = k_B T / |Q_e| \approx 25mV$ . Back diode se uporabljajo pri zelo nizkih napetostih skoraj izključno s kvadratičnim odzivom:



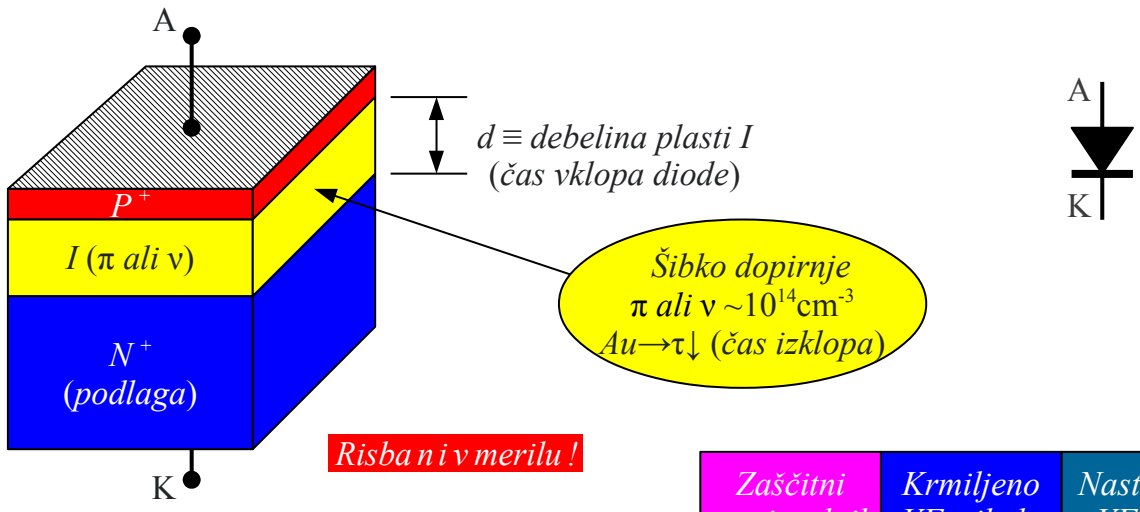




*VF diodni detektor*

Preklapljanje visokofrekvenčnih signalov je pogosta naloga, na primer preklapljanje iste antene med vhodom radijskega sprejemnika in izhodom radijskega oddajnika. Radijski oddajnik lahko med delovanjem proizvaja znatno moč. Stikalo naj bi imelo čim nižjo impedanco v sklenjenem stanju ter čim višjo impedanco v odprtem stanju. Nizko impedanco v sklenjenem stanju zagotavlja dolga življenjska doba manjšinskih nosilcev $\tau$ že z majhnim enosmernim tokom skozi PN diodo.

Slavni teoretik Shockley je predvideval, da se bo struktura diode PIN uporabljala kot visokonapetostni usmernik za nizke frekvence (omrežna frekvenca). Ni se veliko zmotil. Sodoben usmernik 1N4007 za $U=1000\mathrm{V}$ in $I=1\mathrm{A}$ ima visok faktor idealnosti diode $n\rightarrow 2$ kot PIN dioda. Z njim se da narediti dokaj dobro visokofrekvenčno stikalo za frekvence pod $f<100\mathrm{MHz}$ in moči do $P<100\mathrm{W}$ .

Visoka impedanca odprtega stikala zahteva nizko kapacitivnost zaporne plasti $C_j$ . Slednje doseže struktura diode PIN, ki ima med plastmi $P$ in $N$ vgrajeno šibko dopirano področje $I$ , bolj točno $\pi(P^-)$ ali $\nu(N^-)$ z nizko gostoto primesi $\sim 10^{-14}\,cm^{-3}$ . Sodobne diode PIN se gradijo z različno debelim plastmi $I$ in različnimi življenjskimi dobami manjšinskih nosilcev $\tau$ glede na namen uporabe:




Risba n i v merilu !

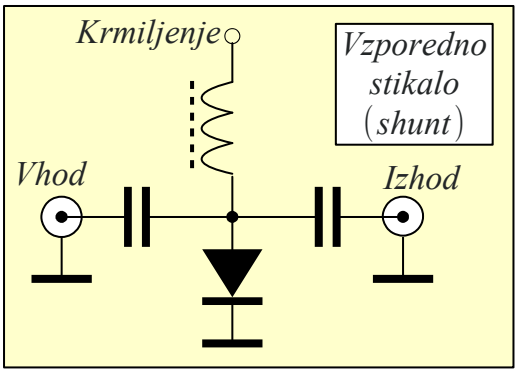
| | Zaščitni omejevalnik | Krmiljeno VF stikalo | Nastavljivi VF upor |
|---|---|---|---|
| d ≡ debelina plasti I | ~0.3μm | ~3μm | ~60μm |
| Življenjska doba τ manjšinskih nosilcev | ~10ns | ~100ns | ~1μs |

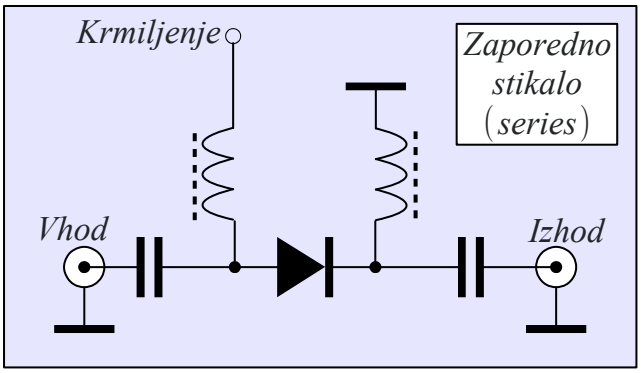
*PIN diode*

Visokofrekvenčno PIN stikalo pripelje visokofrekvenčne signale na diodo preko sklopnih kondenzatorjev, enosmerno krmiljenje pa preko tuljav dušilk. Obe različici sta izvedljivi: vzporedno stikalo (shunt) in zaporedno stikalo (series). Vzporedna (shunt) različica običajno doseže boljše lastnosti: večje dušenje v sklenjenem stanju pri visokih frekvencah.

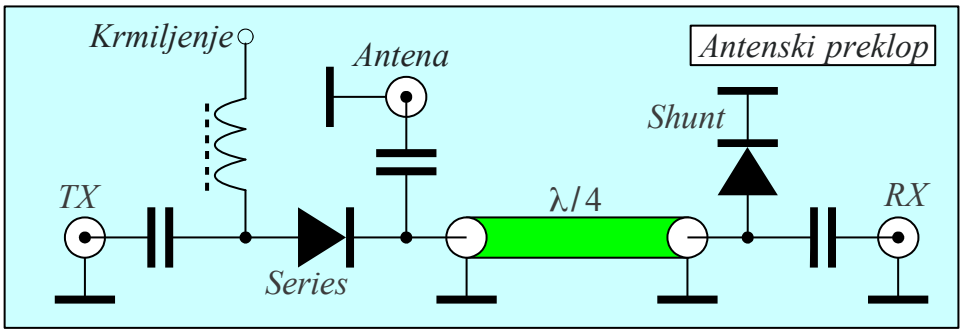
Končno je treba upoštevati zahteve krmiljenja. Sklenjeno stanje stikala zahteva majhen enosmerni tok $I \approx 10\text{mA}$ skozi PIN diodo, ko počasnost manjšinskih nosilcev $\tau \gg 1/f$ to omogoča. Odprto stanje stikala pogosto ne potrebuje krmiljenja na sprejemu, ker se zaporna plast razširi preko celotnega področja $I$ že brez zaporne napetosti. Na oddaji lahko odprte PIN diode zahtevajo zaporno napetost, primerljivo amplitudi visokofrekvenčne napetosti oddajnika.

Antenski preklop je pogosto izveden tako, da sta obe PIN diodi na sprejemu odprti brez enosmernega krmiljenja, torej z minimalno porabo moči iz napajalnika naprave. Na oddaji sta obe PIN diodi sklenjeni z majhnim enosmernim tokom. Od napajalnika se na oddaji zahteva pokrivanje padca zaporedne vezave dveh diod okoli $U \approx 1.5\text{V}$ s tokom $I \approx 10\text{mA}$ :




VF PIN stikala




Gradniki z dvema (diak) ali več usmerniški spoji vključno z integriranimi vezji (stabilizatorji napetosti, temperaturna tipala) so običajno uporabni pri nizkih frekvencah oziroma enosmerni. Vezja z več usmerniškimi spoji so privzeto počasna.

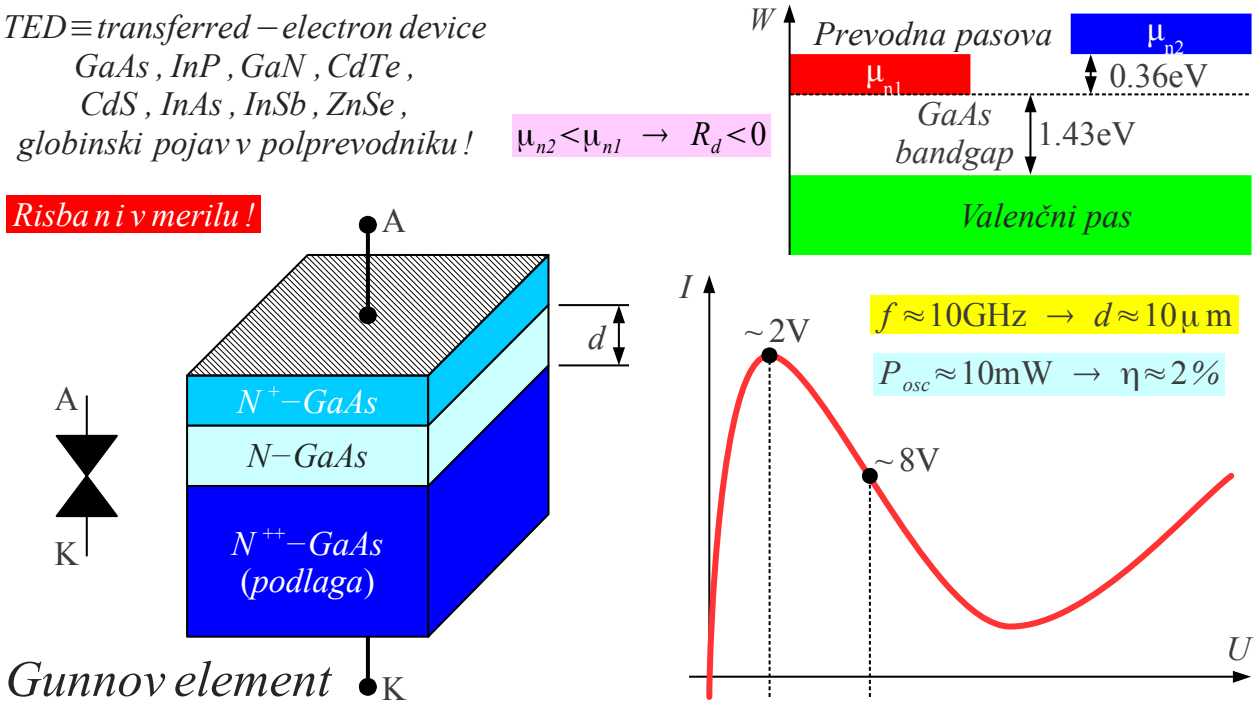
Obratno obstajajo polprevodniški visokofrekvenčni gradniki, ki v svoji notranjosti ne vsebujejo usmerniških spojev. Najbolj znan tak gradnik je Gunnov element, pogosto imenovan tudi Gunn dioda. John Battiscombe Gunn je leta 1962 pravilno razložil nepravilnosti in šum pri merjenju prevodnosti $GaAs$ (Gunnov pojav).

Polprevodnik $GaAs$ ima več prevodnih pasov z različnimi energijami elektronov. Elektroni imajo v vsakem prevodnem pasu tudi različno mobilnost $\mu_n$ . $GaAs$ ima prepovedani energijski pas (bandgap) $\Delta W = 1.43\text{eV}$ do prvega prevodnega pasu. Naslednji prevodni pas se nahaja dodatno $\Delta W' = W_2 - W_1 = 0.36\text{eV}$ višje. Pri tem je mobilnost elektronov v višjem prevodnem pasu $\mu_{n2} < \mu_{n1}$ nižja od mobilnosti v nižjem prevodnem pasu.

Z višanjem napetosti preko plasti $N-GaAs$ brez usmerniških spojev dobijo elektroni dovolj energije, da preidejo v višji energijski pas. Ker je v višjem energijskem pasu mobilnost elektronov nižja, tok skozi kos polprevodnika upade. Upad toka z višanjem pritisnjene napetosti pomeni negativno diferencialno upornost.

Z izbiro rezonančne debeline plasti se lahko negativna diferencialna upornost Gunnovega elementa oziroma TED (Transferred-Electron Device)

še poveča. Za frekvenco $f \approx 10\mathrm{GHz}$ znaša rezonančna debelina šibkeje dopirane plasti $N-GaAs$ z velikim električnim poljem okoli $d \approx 10\,\mu\mathrm{m}$ :




Z Gunnovim elementom za $f \approx 10\mathrm{GHz}$ se da izdelati ojačevalnik ali oscilator z izhodno močjo $P \approx 3 \ldots 100\mathrm{mW}$ pri delovni napetosti $U \approx 8\mathrm{V}$ . Gunnovi elementi za višje frekvence delajo pri sorazmerno nižji napetosti. Gunnov element omogoča oscilatorje vse do $f \approx 100\mathrm{GHz}$ iz $GaAs$ in še višje iz $InP$ brez zahtevne fotolitografije.

Ker gre za globinski pojav v polprevodniku brez prebojev, ima Gunnov element zelo nizek šum. Gunnov oscilator ima zato nizek fazni šum. Slaba lastnost Gunnovega elementa je nizek izkoristek okoli $\eta \approx 2\,\%$ . Pripadajoča velika obremenjenost polprevodnika krajša življenjsko dobo gradnika.

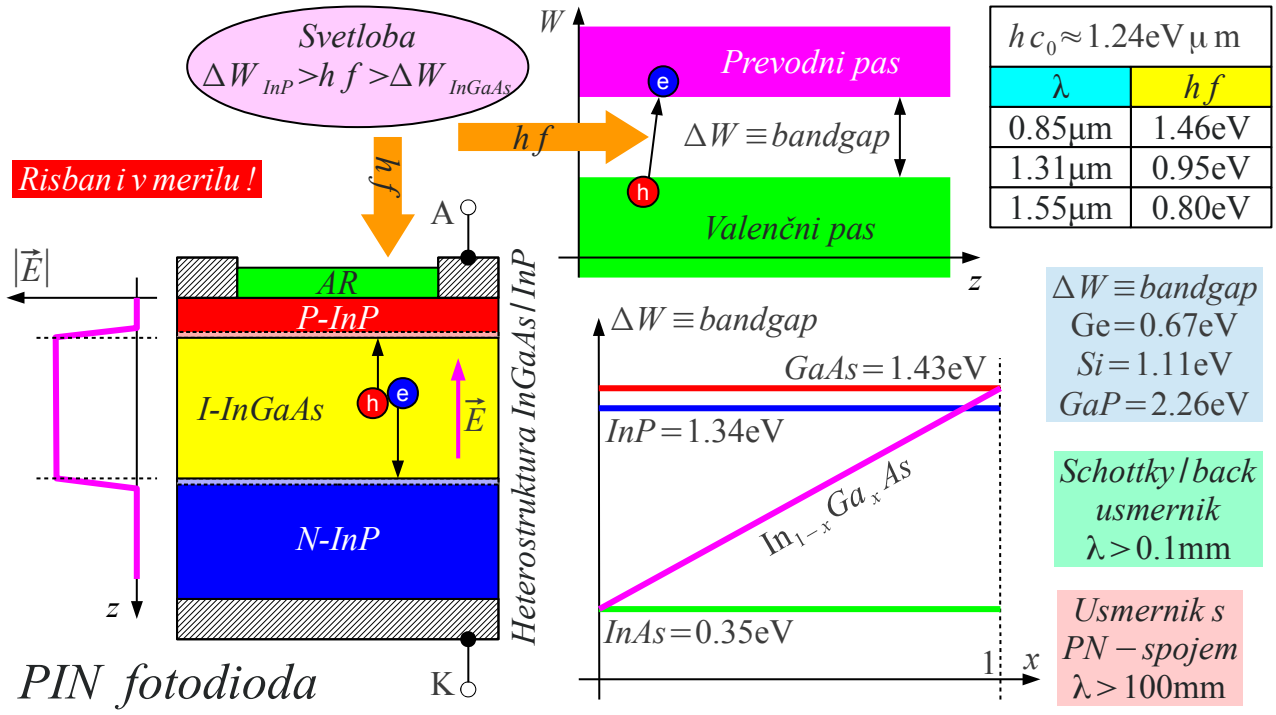
Pomembno področje uporabe polprevodnikov so komunikacije po steklenih svetlobnih vlaknih. Slednje uporabljajo svetlobo v bližnjem infrardečem področju s frekvenco nosilca v velikostnem razredu $f \approx 230\mathrm{THz}$ , kar zahteva uporabo drugačnih fizikalnih pojavov v polprevodnikih. Zmogljivost zvez po svetlobnih vlaknih je v velikostnem razredu $C \approx 10\mathrm{Gbit/s}$ in več, da pasovna širina modulacije pade v področje visokofrekvenčne tehnike.

Schottky usmernik deluje nekje od frekvence $f < 3\mathrm{THz}$ oziroma nad valovno dolžino $\lambda \approx 100\,\mu\mathrm{m}$ , kar je dva velikostna razreda premalo za svetlobo. Učinkovit detektor svetlobe je fotodioda, ki izkorišča drugačen

fizikalni pojav. Foton svetlobe z energijo večjo od širine prepovedanega energijskega pasu $h f \geq \Delta W$ tvori v polprevodniku par elektron-vrzel. Električno polje v zaporni plasti fotodiode razdvoji par elektron-vrzel ter ju požene skozi zunanji tokokrog v obratnih smereh.

Izvedba fotodiode za svetlobna vlakna naleti na številne težave. Bandgap silicija $\Delta W_{Si} = 1.11\text{eV}$ je sicer zadosti majhen za vidno svetlobo, ampak prevelik za bližnjo infrardečo svetlobo, kjer pri $\lambda = 1.31\,\mu\text{m}$ energija fotona dosega $h f \approx 0.95\text{eV}$. Germanij je možna $\Delta W_{Ge} = 0.67\text{eV}$ ampak nepriljubljena rešitev. Boljšo fotodiodo se da izdelati iz sestavljenega polprevodnika $InGaAs$, ker razmerje sestavin omogoča nastavljanje širine prepovedanega energijskega pasu.

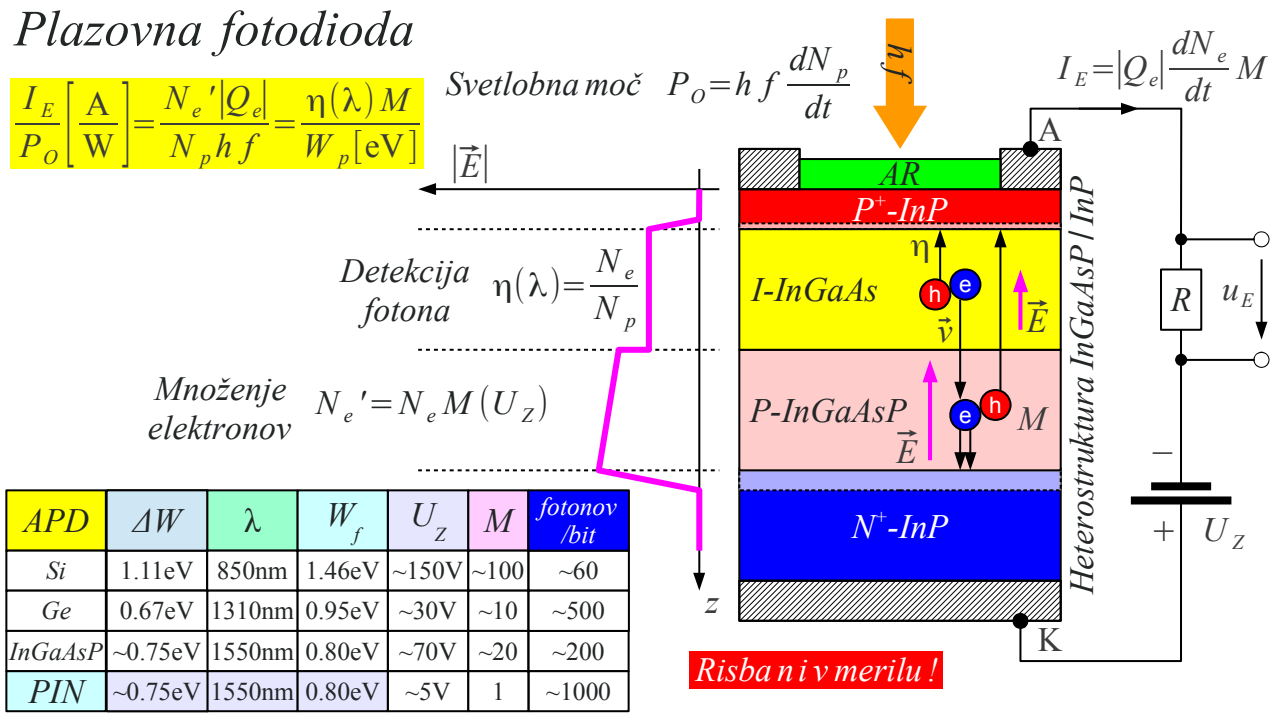
V zunanji električni tokokrog prispevajo samo pari elektron-vrzel, ki jih razdvoji električno polje zaporne plasti fotodiode. Pari elektron-vrzel, ki se tvorijo kjerkoli drugje v fotodiodi, prav nič ne prispevajo v zunanji tokokrog. Protiukrep je PIN heterostruktura, ki zagotavlja široko zaporno plast v področju $I$. Izven zaporne plasti je fotodioda izdelana iz drugačnega polprevodnika z večjim bandgapom $\Delta W_{InP} = 1.34\text{eV}$, ki ne duši fotonov signala:




Občutljivost fotodiode dodatno izboljšuje antirefleksni sloj na površini vstopa svetlobe. Optimizirana fotodioda za bližnjo infrardečo svetlobo je lahko sicer dokaj slepa za vidno svetlobo iz dveh razlogov: (1) neprimerna debelina antirefleksnega sloja za vidno svetlobo in (2) absorpcija vidne svetlobe v gornji plasti $P - InP$, da ne doseže zaporne plasti.

Na koncu ostaja vprašanje ojačanja sprejetega modulacijskega signala v osnovnem pasu v primernem električnem visokofrekvenčnem ojačevalniku. Izhodna impedanca PIN fotodiode je visoka in skoraj popolnoma kapacitivna. Visokofrekvenčni ojačevalnik vidi na svojem vhodu impedančno neprilagojen generator. Večina šuma je toplotnega izvora v samem ojačevalniku. Občutljivost sprejemnika s PIN fotodiodo dosega komaj $1000\ fotonov/\mathrm{bit}$ .

Občutljivost sprejemnika s fotodiodo se da izboljšati tako, da se ojača konvektivni tok elektronov oziroma vrzeli v zaporni plasti, preden prevodniški tok v zunanjem tokokrogu občuti kapacitivnost vezja. Ojačanje konvektivnega toka elektronov oziroma vrzeli je možno s plazovito ionizacijo (začetek plazovnega preboja) v zaporni plasti v močnem električnem polju zunanjega vira. Množenje elektronov proizvaja manj šuma od množnja vrzeli. Za čim nižji šum je smiselno razdeliti zaporno plast v detekcijo fotonov in v množenje elektronov:




| APD | $\Delta W$ | $\lambda$ | $W_f$ | $U_Z$ | $M$ | fotonov /bit |
|---|---|---|---|---|---|---|
| Si | 1.11eV | 850nm | 1.46eV | ~150V | ~100 | ~60 |
| Ge | 0.67eV | 1310nm | 0.95eV | ~30V | ~10 | ~500 |
| InGaAsP | ~0.75eV | 1550nm | 0.80eV | ~70V | ~20 | ~200 |
| PIN | ~0.75eV | 1550nm | 0.80eV | ~5V | 1 | ~1000 |

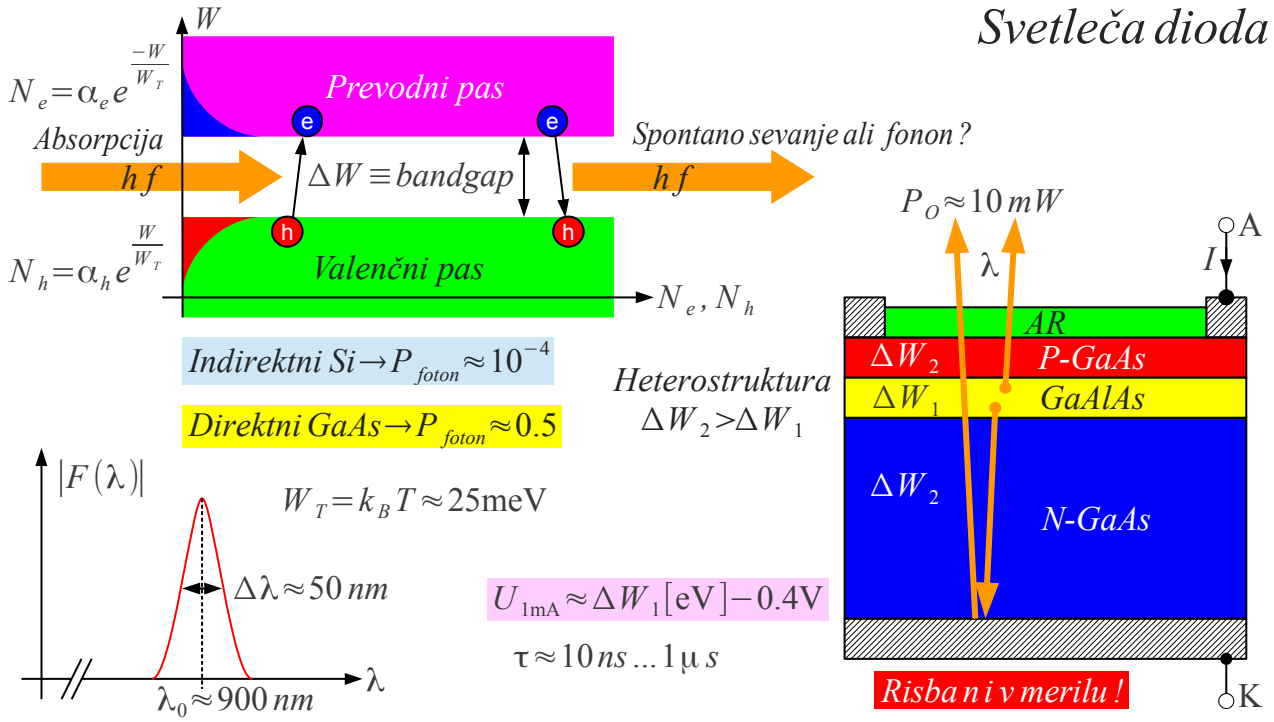
Napetost vira $U_Z$ je nujno skrbno nastaviti. Pri premajhni zaporni napetosti je plazovno ojačanje $M$ zelo nizko. Pri preveliki zaporni napetosti nastaja obilo šuma plazovnega preboja. Plazovna dioda ali APD (Avalanche Photo Diode) iz $InGaAsP$ omogoča optimalno ojačanje $M\approx 20$ in dosega občutljivost $200\ fotonov/\mathrm{bit}$ oziroma $7\mathrm{dB}$ boljše od PIN v pasu valovnih dolžin $\lambda=1.31\ldots 1.55\,\mu\mathrm{m}$

Načrtovanje sodobnih visokofrekvenčnih naprav je preprosto s tranzistorskimi ojačevalniki, ker ojačajo signal samo v eno smer. V

visokofrekvenčni tehniki obstaja tudi nekaj dvosmernih ojačevalnikov: tunelska dioda, IMPATT dioda, Gunnov element ipd. Načrtovanje visokofrekvenčnih vezij z recipročnimi gradniki z negativno upornostjo je dosti bolj nerodno. Žal tranzistorjev za svetlobne frekvence (še?) ni. Vsi uporabni ojačevalniki svetlobe (laser) so dvosmerni in recipročni, torej enakovredni negativnim uporom v visokofrekvenčni tehniki.

Najpreprostejši uporaben oddajnik za svetlobna vlakna je svetleča dioda ali LED (Light-Emitting Diode). Rekombinacija elektrona in vrzeli lahko proizvede foton ali pa segreva polprevodnik. V indirektnem siliciju večinoma segreva kristalno mrežo s fononi. V direktnem $GaAs$ obstaja dokaj velika verjetnost izsevanja fotona z valovno dolžino $\lambda \approx 900\text{nm}$. Direktni $InGaAsP$ lahko glede na razmerje sestavin seva v pasu $\lambda \approx 1310 \ldots 1550\text{nm}$.

Zaradi toplotne porazdelitve elektronov in vrzeli svetleča dioda oddaja zvezno spektralno črto šuma končne širine, ki ustreza toplotni energiji $W_T = k_B T$. Izkoristek svetleče diode izboljšuje heterostruktura, da se svetloba iz zaporne plasti iz $GaAlAs$ ne absorbira v ostalih plasteh iz $GaAs$:

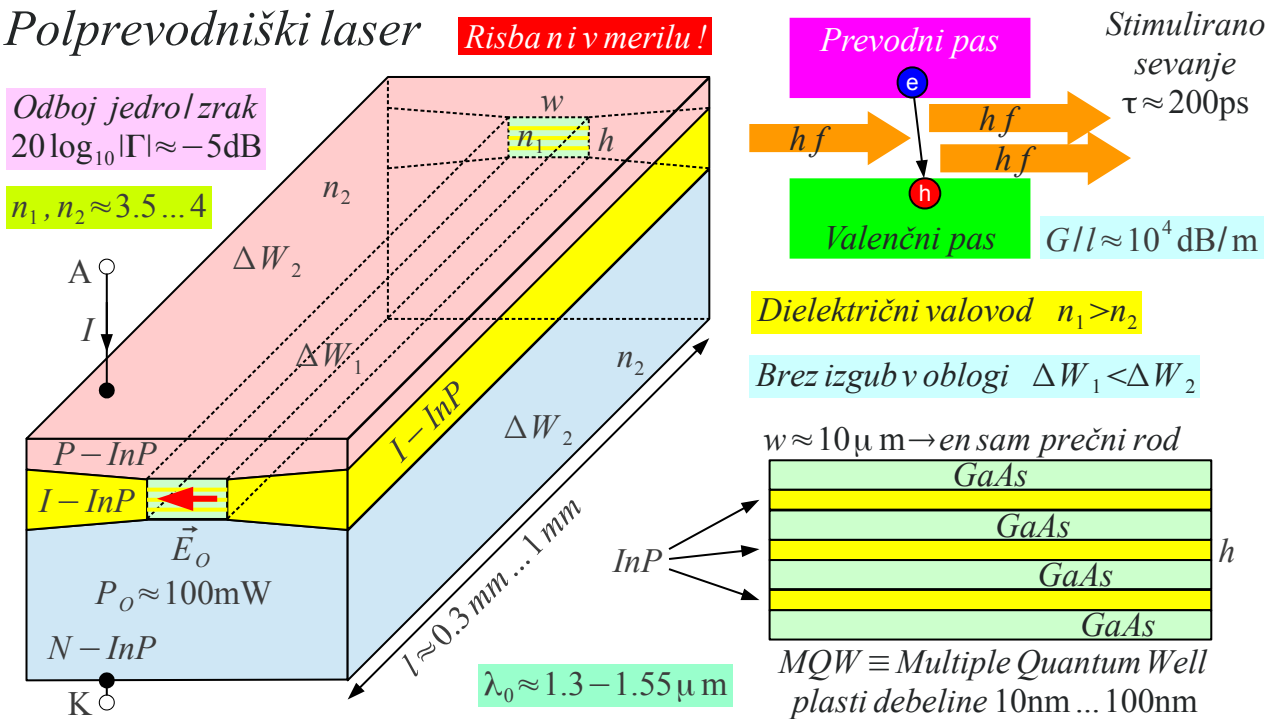



Svetleča dioda ima več neugodnih lastnosti: (1) seva širok frekvenčni spekter (šum) $\Delta\lambda \approx 50 \ldots 100\text{nm}$, (2) sevanje ni usmerjeno, da je sklopni izkoristek svetlobe v stekleno vlakno zelo slab, okoli $\eta \approx 1\%$ in (3) modulacija je počasna zaradi dolge življenjske dobe manjšinskih nosilcev $\tau \approx 10 \ldots 1000\text{ns}$. Svetleča dioda ima sicer podobne lastnosti kot iskrišče v

prvem radijskem oddajniku Heinricha Hertza leta 1886.

Boljši svetlobni oddajnik od svetleče diode je polprevodniški laser, enakovreden visokofrekvenčnemu oscilatorju z ojačanjem in povratno vezavo. Poleg spontanega sevanja ob naključni rekombinaciji elektron-vrzel je možno tudi stimulirano sevanje, torej ojačanje svetlobe. Slednje zahteva obratno naseljenost energijskih ravni, kar se v polprevodniškem PN spoju da doseči z dovolj veliko gostoto toka.

Poleg ojačanja svetlobe je za delovanje laserja potrebna še votlina, ki določa povratno vezavo oscilatorja in z njo rod nihanja laserja. Votlina je običajno odsek dielektričnega valovoda dolžine $l \approx 0.3 \ldots 1\mathrm{mm}$, ki vodi svetlobo s pomočjo popolnega odboja na meji jedro/obloga. Delovanje laserja zahteva dva pogoja: (1) lomni količnik jedra večji $n_1 > n_2$ od lomnega količnika obloge za popolni odboj in (2) bandgap jedra nižji $\Delta W_1 < \Delta W_2$ od bandgapa obloge, da se v jedru proizvedena svetloba ne absorbira v oblogi:




Obema pogojema je težko hkrati zadostiti z naravnimi snovmi. Jedro laserja je zato običajno izdelano kot večkratna kvantna jama ali MQW (Multiple Quantum Well) iz zelo tankih plasti debeline komaj nekaj atomov različnih polprevodnikov. Za povratno vezavo polprevodniškega laserja zadošča že odboj $|\Gamma| \approx -5\mathrm{dB}$ na obeh koncih valovoda zaradi visokega lomnega količnika polprevodnikov $n \approx 3.5 \ldots 4$ .

Valovod lahko vsebuje dodatna zrcala in uklonske mrežice za dodaten

nadzor spektra proizvedene svetlobe. Polarizacija proizvedene svetlobe $\vec{E}_O$ je linearna, običajno vodoravna. Smotrna izbira rodu nihanja laserja omogoča odličen sklopni izkoristek svetlobe v stekleno vlakno $\eta > 50\%$ .

Polprevodniški laser je verjetno ena najbolj kompliciranih diod. Življenjska doba manjšinskih nosilcev je kratka $\tau \approx 200\text{ps}$ , ker rekombinacijo elektronov in vrzeli proži stimulirano sevanje laserja. Modulacijo preko $C > 2.5\text{Gbit}/s$ se da preprosto doseči s krmilnim tokom laserja. Polprevodniški laser se obnaša kot električno breme z zelo nizko diferencialno upornostjo $R_d < 5\Omega$ .

V učbeniku o visokofrekvenčni tehniki takšen zgoščen opis osnovnih polprevodnikov za svetlobne komunikacije verjetno zadošča. Isti učbenik hkrati zapostavlja še dve drugi pomembni področji polprevodnikov: računalništvo in močnostno elektroniko.

Računalništvo zahteva ogromno število majhnih, preprostih in med sabo enakih polprevodniških gradnikov, kjer se hitrost delovanja in poraba energije podrejata številčnosti. Močnostna elektronika zahteva počasnejše delovanje pri visokih napetostih, tokovih in močeh, kar zahteva drugačne gradnike iz drugačnih polprevodnikov. Povsem jasno se visokofrekvenčna tehnika tesno navezuje na ostala tri področja elektronike: svetlobne komunikacije, računalništvo in močnostno elektroniko.

Temperaturno področje delovanja in monolitska integracija pogosto omejujeta izbiro polprevodniških gradnikov. Gradniki iz germanija dopuščajo delovanje do najvišje temperature $T_{MAX} \leq 75\,°C$ , kar je danes huda omejitev tudi za ostala področja poleg močnostne elektronike. Na srečo obstajajo za germanijeve tunelske in back diode boljši nadomestki iz silicija $T_{MAX} \leq 200\,°C$ in drugih polprevodnikov.

Nekatere gradnike je težko integrirati v monolitna vezja, na primer PIN diode različnih vrst: visokofrekvenčna stikala oziroma fotodiode z debelo plastjo $I$ . Komplicirano dopiranje hyperabrupt varaktorja zasilno zamenja preprostejši stopničasti varaktor. Gunnov element in optoelektronski gradniki zahtevajo eksotične III-V polprevodnike, ki ne omogočajo monolitske integracije z drugimi gradniki.

* * * * *

# 3. Tranzistorji

Eden najpomembnejših dosežkov človeške tehnike je ojačevalnik. Vsem nazorno razumljiv ojačevalnik je parni stroj. Upravlja se ga z majhno mehansko močjo, ki odpira in zapira ventile s paro. Bat v valju proizvaja dosti večjo izhodno mehansko moč. Vir energije parnega stroja je kotel s paro pod visokim pritiskom. Smer ojačanja določa smer pare: od ventilov do valja in nikoli obratno.

Podobni ojačevalniki z ojačanjem samo v eno smer so zaželjeni in uporabni tudi na drugih področjih tehnike. Izhodna napetost električnega dinama je sorazmerna vzbujanju. Vzbujanje zahteva razmeroma majhno električno moč. Izhodna moč dinama je dosti večja od moči vzbujanja. Vir energije je mehanska moč, ki jo preko gredi dovaja turbina elektrarne.

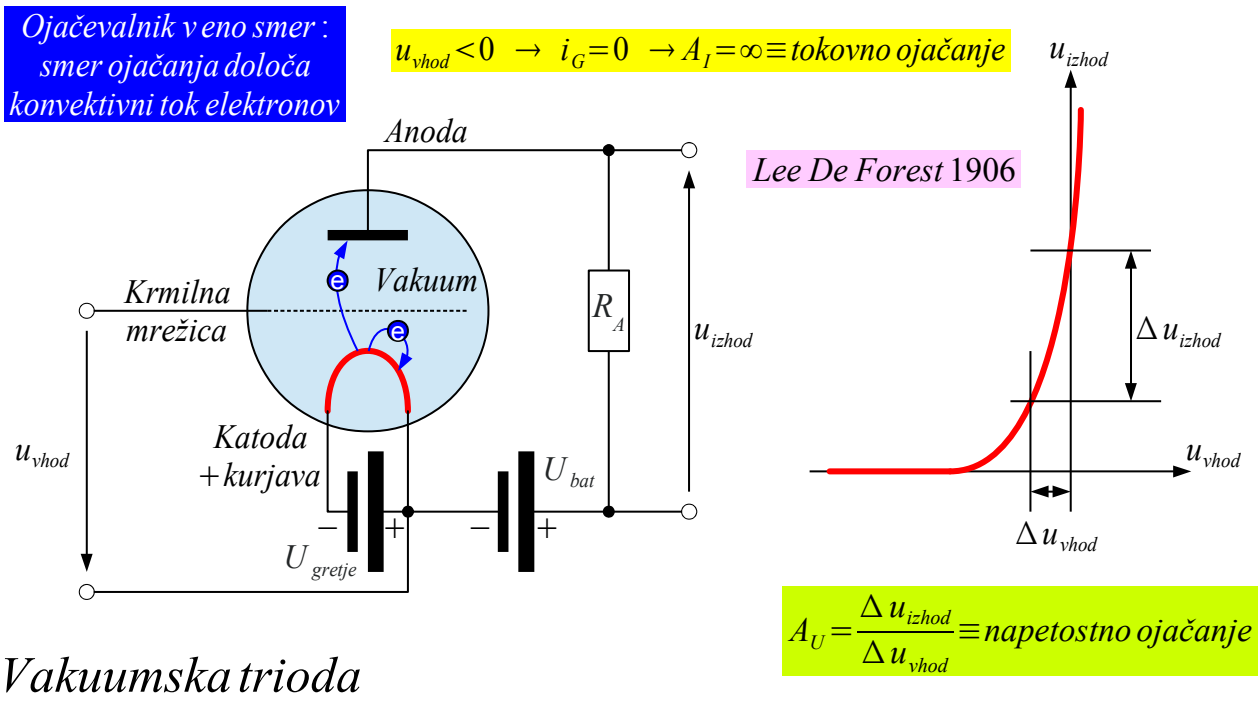
Električni dinamo ima kot ojačevalnik (amplidyne) kar za nekaj velikostnih razredov hitrejši odziv od mehanskega parnega stroja. Medsebojna lega navitij v dinamu onemogoča povratni elektromagnetni vpliv. Visokofrekvenčna tehnika potrebuje še za mnogo velikostnih razredov hitrejše elektronske ojačevalnike od elektromehanskih vrtečih strojev.

Ojačevalniki se v grobem delijo na dve veliki skupini: dvosmerni ojačevalniki in ojačevalniki v eno samo smer. Elektronski dvosmerni ojačevalnik je negativen upor. Negativno diferencialno upornost ima električni lok obločnice in marsikateri polprevodniški gradnik. Dvosmerni ojačevalnik svetlobe je laser. Brez možnosti določanja smeri ojačanja dvosmerni ojačevalniki radi zanihajo sami od sebe: nestabilen lok obločnice, nihanje tunelske diode oziroma Gunnovega elementa, sevanje laserja.

Ojačevalnik v eno samo smer je ne-recipročen gradnik, ne-recipročno dvo-vhodno vezje oziroma ne-recipročen četveropol. Negativna (diferencialna) upornost je gradnik s samo enim vhodom oziroma dvema električnima priključkoma, torej je recipročen. Iz samih recipročnih gradnikov se ne da izdelati ne-recipročnega vezja niti ojačevalnika v eno samo smer.

Obstajajo ne-recipročni, več-vhodni pasivni gradniki, na primer feritni cirkulator, ki sami po sebi ne ojačujejo. Pač pa lahko pasivni cirkulator iz recipročnega aktivnega gradnika, na primer tunelske diode ali laserja, naredi ojačevalnik v eno samo smer. Cirkulator ni niti majhen niti preprost. Preprostega in učinkovitega ojačevalnika za svetlobo ni. Nobelova nagrada še vedno čaka izumitelja optičnega tranzistorja. Optični računalnik medtem ostaja predmet znanstvene fantastike.

Preprostejša rešitev je uporaba vmesne fizikalne veličine: pare pod pritiskom, vrtenja gredi generatorja ali konvektivnega toka nosilcev elektrine, ki določa smer ojačanja celotne naprave. Eden največjih dosežkov elektrotehnike je prav gotovo vakuumska trioda, kjer razmeroma majhne spremembe napetosti na krmilni mrežici G (control Grid) povzročajo velike spremembe konvektivnega toka elektronov od katode proti anodi A in posledično velike spremembe anodne napetosti:




*Vakuumska trioda*

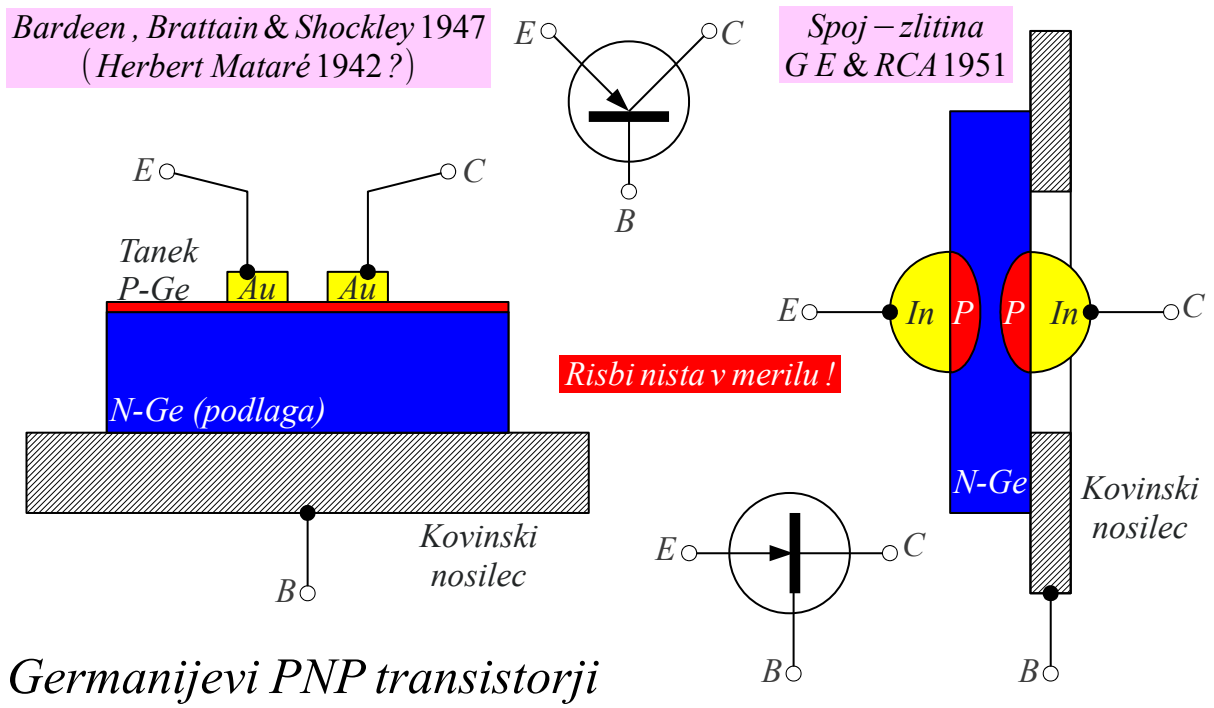
Zaradi neučinkovitosti prvotnih katod trioda začne svojo razvojno pot kot z razredčenim plinom polnjena cev za detekcijo radijskih valov. Izumitelj Lee De Forest v svoji patentni prijavi leta 1906 sploh ne govori o ojačanju? Vakuumska trioda omogoča hitrejše delovanje in številne druge izboljšane lastnosti šele desetletje kasneje. Tehnika vakuumskih elektronk nato kot preprost in učinkovit ojačevalnik kraljuje prvo polovico 20. stoletja, od radarja do elektronskega računalnika.

Številni izumitelji medtem iščejo boljše nadomestke za vakuumsko triodo. Poljski tranzistor (FET) je sicer patentiran že v prvi polovici 20. stoletja, ampak takratna tehnologija polprevodnikov ne omogoča njegove izdelave. V iskanju razlogov neuspeha s poljskim tranzistorjem Bardeen, Brattain in Shockley pri Bell Labs uspejo leta 1947 izdelati povsem drugačen tranzistor. Premikanje manjšinskih nosilcev iz bližnjega usmerniškega spoja v sosednjega sicer opazi že Herbert Mataré pri razvoju dvojne polprevodniške mešalne diode za Telefunkenov radar leta 1942.

Skupina iz Bell Labs v ZDA in Mataré v Franciji skoraj istočasno izdelajo

prve, ne najbolj uspešne niti ponovljive bipolarne točkovne (point contact) tranzistorje. Zelo tanka plast germanija obratne polaritete na površini sicer poskrbi za vnos manjšinskih nosilcev v bazo. Pot manjšinskih nosilcev skozi bazo mora biti kratka, da se jih čim manj rekombinira v bazi, ostali pa potujejo naprej proti kolektorju.

Uspešen je šele germanijev PNP bipolarni spojni tranzistor oziroma BJT (Bipolar Junction Transistor) z zlitino (alloy junction) z dopantom indijem v emitorju in v kolektorju iz leta 1951, ki se proizvaja v velikih količinah širom sveta v številnih različicah. Emitor $E$ in kolektor $C$ sta nameščena na nasprotnih straneh baze $B$. Ploščica baze iz $N-Ge$ je dodatno jedkana po debelini, da je pot skozi bazo čim krajša:




Iz izvedbe prvotnih tranzistorjev izhajata oba elektrotehnična simbola za PNP tranzistor. NPN tranzistor uporablja polprevodnike obratne polaritete in ima obrnjeno puščico v simbolu. PNP tranzistorji iz germanija imajo običajno boljše lastnosti od primerljivih NPN tranzistorjev iz germanija.

Pri prvotnih PNP tranzistorjih le manjši del vrzeli pride iz emitorja skozi bazo do kolektorja $\alpha = I_C / I_E$. V spoju z ozemljeno bazo delujejo kot napetostni ojačevalniki, saj je tokovno ojačanje zelo nizko. Usmerniška spoja sta plitva, da je faktor idealnosti diode $n \approx 1$ blizu enote. Pomanjkljivosti germanija ostajajo prenizek bandgap $\Delta W = 0.67\mathrm{eV}$, temperatura delovanja pod $T < 75\,°C$ in visoki izgubni tokovi spoja v zaporni smeri.

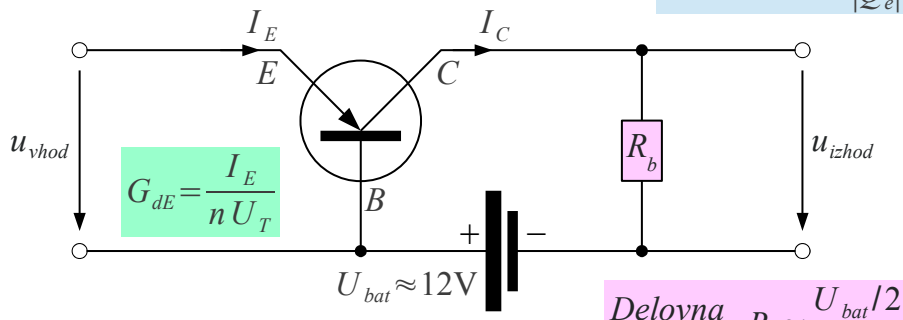
Vhod ojačevalnika s skupno bazo je dioda $BE$ z diferencialno

prevodnostjo $G_{dE}$ po Shockleyevi enačbi diode. Izhod ojačevalnika je kolektor, ki se obnaša skoraj kot tokovni vir. Napetostno ojačanje je preprosto razmerje med padcem napetosti na bremenu $U_b = u_{izhod} \approx U_{bat}/2$ in toplotno napetostjo $n U_T$ :

$$A_I = \frac{d I_C}{d I_E} = \alpha < 1 \equiv \textit{tokovno ojačanje}$$

$$n \approx 1 \qquad U_T = \frac{k_B T}{|Q_e|} \approx 25\text{mV}$$

$$\textit{Stari} \quad \alpha \approx 0.9$$
$$\textit{Novi} \quad \alpha \approx 0.996$$




$$G_{dE} = \frac{I_E}{n U_T}$$

$$\textit{Delovna točka A} \quad R_b \approx \frac{U_{bat}/2}{I_C} = \frac{U_{bat}/2}{\alpha I_E}$$

$$A_U = \frac{d u_{izhod}}{d u_{vhod}} = \frac{R_b}{R_{dE}} \cdot \frac{d I_C}{d I_E} = \alpha R_b G_{dE} \equiv \textit{napetostno ojačanje}$$

$$A_U \approx \alpha \cdot \frac{U_{bat}}{2 \alpha I_E} \cdot \frac{I_E}{n U_T} = \frac{U_{bat}}{2 n U_T} \approx 240$$

$$A_P = A_U \cdot A_I \approx 240 \cdot 0.9 = 216 \approx 23.3\text{dB} \equiv \textit{ojačanje moči}$$

## *Ojačevalnik s skupno bazo*

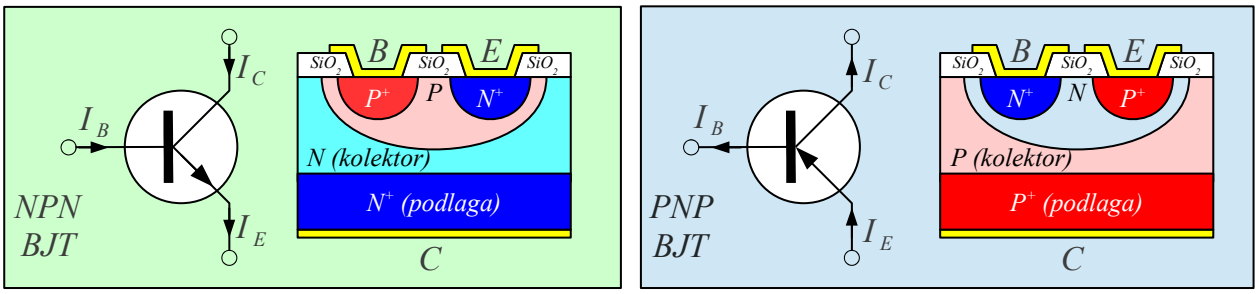
Silicij zahteva čistejše surovine in postopke od germanija, ampak omogoča dosti več svobode pri načrtovanju polprevodniških gradnikov. Silicij ima primernejši bandgap $\Delta W = 1.11\text{eV}$ , dopušča temperaturo delovanja do $T < 200\,°C$ in ima nizke izgubne tokove spoja v zaporni smeri. Kot pomanjkljivost so mobilnosti elektronov in vrzeli v siliciju nižje kot v germaniju.

V prisotnosti kisika pri povišani temperaturi na površini silicija raste silicijev oksid $SiO_2$ v amorfni obliki kremenovega stekla. Silicijev oksid je odličen električni izolator ter ena kemijsko najbolj obstojnih snovi. Pri izdelavi polprevodniških gradnikov se $SiO_2$ najprej uporablja kot maska za dopiranje, jedkanje, nanos elektrod in še marsikaj po postopku fotolitografije. Slednji omogoča izdelavo na desettisoče tranzistorjev oziroma celih integriranih vezij v enem samem koraku namesto posameznih germanijevih tranzistorjev.

Po začetnem razvoju pri Bell Labs je planarni postopek fotolitografije uvedla tovarna Fairchild leta 1959. $SiO_2$ je uporaben tudi v dokončanem izdelku kot izolator med gradniki in kovinskimi povezavami v integriranem vezju. MOS poljski tranzistorji zahtevajo posebno tanek in čist $SiO_2$ za izolacijo vrat. Končno je zelo pomembna naloga $SiO_2$ pasivizacija površine

polprevodniškega čipa, da se prepreči preboje na površini in omogoči vgradnjo v ceneno, ne-hermetično plastično ohišje.

Planarna tehnologija omogoča skoraj poljubno koncentracijo in debelino dopiranja silicija. Posledično imajo tudi najcenejši silicijevi bipolarni tranzistorji dosti boljše električne lastnosti. Bipolarni tranzistorji obeh polaritet PNP in NPN imajo primerljive električne lastnosti, čeprav so silicijevi NPN malenkost boljši. Ker se parameter $\alpha = I_C / I_E \rightarrow 1$ približuje enoti, je za bipolarne tranzistorje bolj smiselno navajati tokovno ojačanje v vezavi s skupnim emitorjem $\beta = I_C / I_B \approx 250 \gg 1$ :




$\frac{I_C}{I_B} = \beta \approx 250 \quad (30 \ldots 1000) \equiv$ *tokovno ojačanje*

*Fairchild* 1959

*Risbi nista v merilu !*

$BJT \equiv Bipolar - Junction\ Transistor$

$$\beta = \frac{I_C}{I_B} = \frac{I_C}{I_E - I_C} = \frac{\alpha I_E}{I_E - \alpha I_E} = \frac{\alpha}{1-\alpha} = \frac{1}{\frac{1}{\alpha} - 1} \longleftrightarrow \alpha = \frac{1}{1 + \frac{1}{\beta}} \approx 0.996 \quad (0.98 \ldots 0.999)$$

*Visok* $\beta \rightarrow$ *dopiranje emitorja* $N^+$ *ali* $P^+ \gg$ *dopiranje baze P ali N*

*BE zaporni preboj*
3V ... 15V
*dolgoročno uničujoč !*

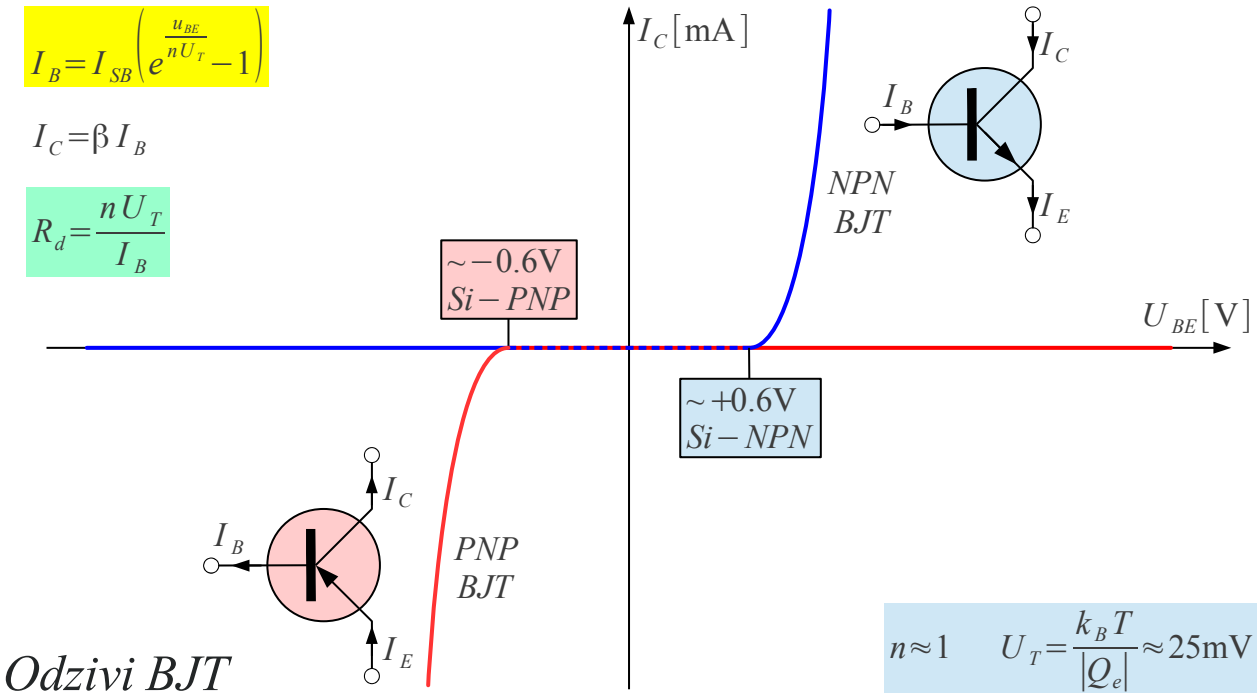
## *Planarni silicijevi bipolarni transistorji*

Sodobni bipolarni tranzistorji imajo med sabo zelo različna emitor in kolektor. Emitor je zelo močno dopiran, da večino konvektivnega toka predstavljajo nosilci, ki potujejo iz emitorja skozi bazo v kolektor. Dopiranje baze je tri velikostne razrede nižje, da je konvektivnega toka nosilcev obratne polaritete iz baze v emitor zelo malo. Ker slednji nič ne prispevajo k izhodnemu toku na kolektor, samo odžirajo tokovno ojačanje $\beta = I_C / I_B$ .

Zaradi močnega dopiranja emitorja je zaporna plast spoja $BE$ zelo tanka in njena prebojna napetost v zaporni smeri nizka $U_{BR} = 3 \ldots 15\text{V}$ . Preboj spoja $BE$ v zaporni smeri je lahko dolgoročno uničujoč. Na površini silicija rastejo dodatni gradniki, ki odžirajo tokovno ojačanje $\beta = I_C / I_B$ . Pri kakovostno izvedeni pasivizaciji površine čipa je lahko opisani pojav zelo počasen in zahrbten. Upad tokovnega ojačanja je merljiv šele čez tedne ali mesece, tranzistor popolnoma odpove šele čez nekaj let.

Obratno je zaželjeno, da je kolektor malo dopiran, absolutno celo manj od baze. Široka zaporna plast spoja $CB$ omogoča visoko prebojno napetost v zaporni smeri $U_{BR}=30\ldots100\mathrm{V}$ . Podlaga je močno dopirana $N^+$ ali $P^+$ za dobro odvajanje toplote in nizko upornost kolektorja.

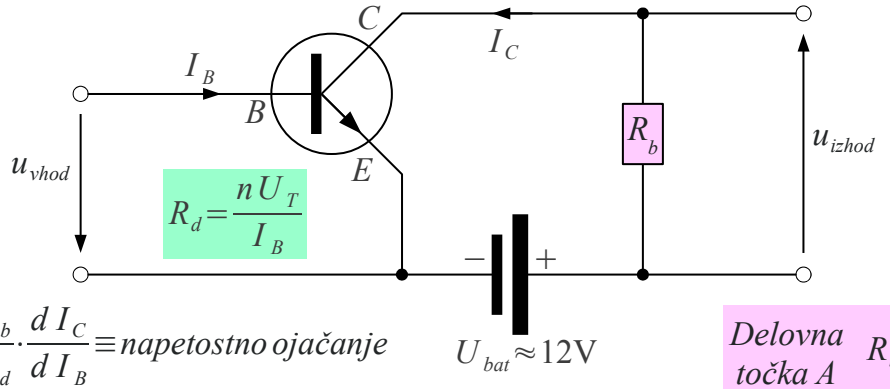
Ko tranzistor deluje kot linearni ojačevalnik malih signalov, deluje spoj $BE$ v prevodni smeri in spoj $BC$ v zaporni smeri. Odziv tranzistorja NPN oziroma PNP v vezavi s skupnim emitorjem je prikazan na spodnji sliki brez preboja $BE$ v zaporni smeri, ki se ga razumen načrtovalec strogo izogiblje:




Sodobni bipolarni tranzistorji obeh polaritet dajejo največje ojačanje moči $A_P=A_U\cdot A_I$ v vezavi s skupnim emitorjem, kjer sta oba napetostno ojačanje $A_U=du_{izhod}/du_{vhod}$ in tokovno ojačanje $A_I=dI_C/dI_B=\beta$ največja. Napetostno ojačanje je popolnoma enako kot v vezavi s skupno bazo. Pri nizkih frekvencah močnostno ojačanje za male signale dosega $A_P\approx40\ldots50\mathrm{dB}$ pri sodobnih silicijevih planarnih tranzistorjih:

$$A_I = \frac{d I_C}{d I_B} = \beta \approx 250 \equiv \textit{tokovno ojačanje}$$

$$n \approx 1 \qquad U_T = \frac{k_B T}{|Q_e|} \approx 25\text{mV}$$




$$A_U = \frac{d u_{izhod}}{d u_{vhod}} = \frac{R_b}{R_d} \cdot \frac{d I_C}{d I_B} \equiv \textit{napetostno ojačanje}$$

*Delovna točka A* $\quad R_b \approx \frac{U_{bat}/2}{I_C}$

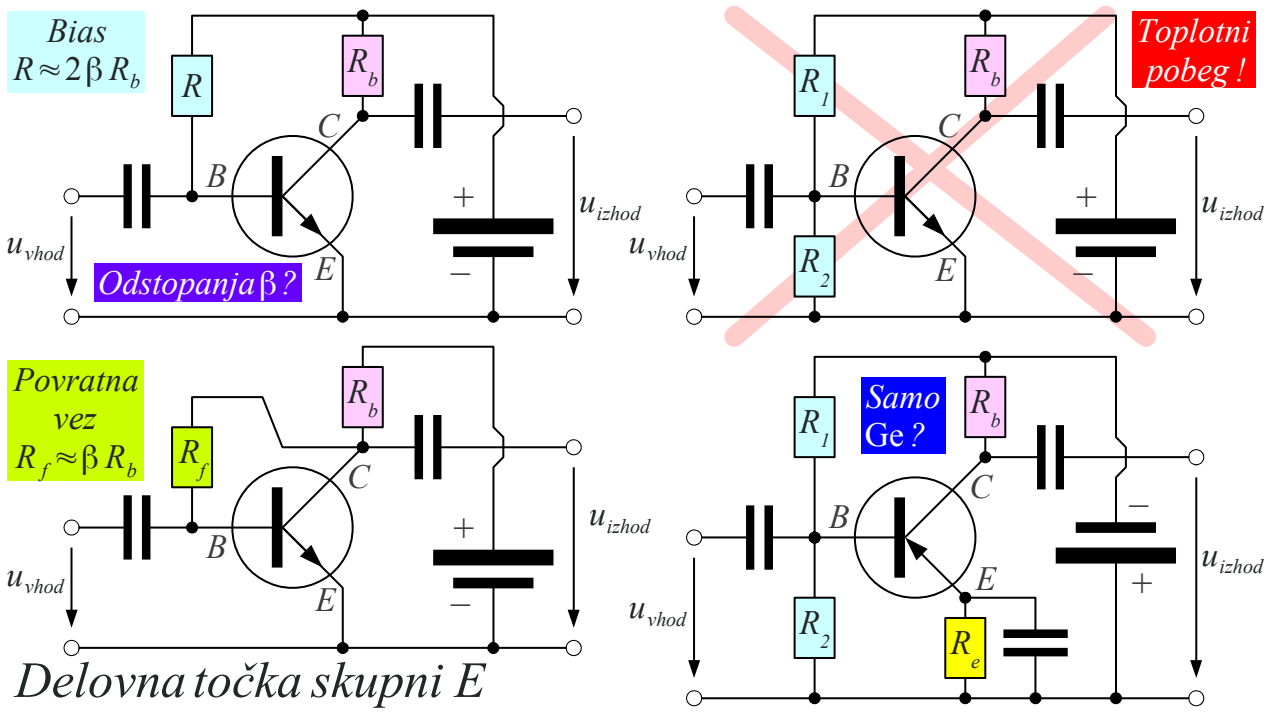
$$A_U \approx \frac{U_{bat}}{2 I_C} \cdot \frac{I_B}{n U_T} \cdot \beta = \frac{U_{bat}}{2 n U_T} \approx 240$$

$$A_P = A_U \cdot A_I \approx 240 \cdot 250 = 60000 \approx 47.8\text{dB} \equiv \textit{ojačanje moči}$$

## *Ojačevalnik s skupnim emitorjem*

Ojačevalnik za male signale zahteva nastavitev delovne točke polprevodnika. Vhod in izhod ojačevalnika sta za izmenične signale skopljena preko kondenzatorjev. Smiselna zahteva je, da je v mirovnem stanju izhodna napetost ojačevalnika $u_{izhod} = U_{bat}/2$ enaka polovici napetosti napajanja.

V vezavi s skupnim emitorjem lahko bazo napajamo s tokovnim virom oziroma dovolj velikim uporom $R$. Takšno nastavljanje delovne točke je občutljivo na odstopanja tokovnega ojačanja $\beta$ :



Bolj odporna je nastavitev delovne točke preko povratne vezave z uporom $R_f$ . Odstopanje napetosti na kolektorju samodejno popravi tok v bazo v pravilno smer. Pomanjkljivost vezave $R_f$ je neželjena negativna povratna vezava tudi za signal, ki znižuje tokovno ojačanje $A_I < \beta$ .

Baze se ne sme neposredno napajati z napetostnim virom oziroma delilnikom iz dveh manjših uporov $R_1$ in $R_2$ . Temperaturni koeficient spoja $BE$ je negativen $TC = dU_{1\mathrm{mA}}/dT \approx -2.2\mathrm{mV/K}$ , kar vodi v toplotni pobeg. Segrevanje tranzistorja zniža $U_{1\mathrm{mA}}$ , kar dodatno segreva tranzistor, kar dodatno zniža $U_{1\mathrm{mA}}$ in tako naprej.

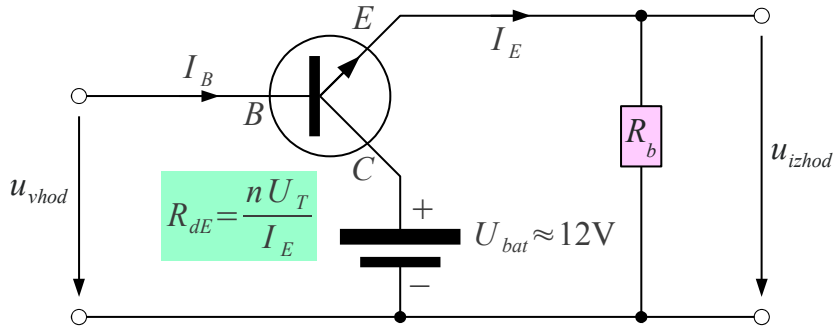
Če je nizka notranja upornost vira za delovno točko baze nujna, na primer zaradi velikih izgubnih tokov starih germanijevih tranzistorjev, je možna rešitev z negativno povratno vezavo z uporom $R_e$ v emitorju. Slednji je premoščen s kondenzatorjem, da ne znižuje napetostnega ojačanja za male izmenične signale.

Visoko tokovno ojačanje $\beta \gg 1$ sodobnih tranzistorjev omogoča tudi vezavo s skupnim kolektorjem, bolj pogosto imenovano emitorski sledilnik. Napetostno ojačanje emitorskega sledilnika je blizu enote $A_U \approx 1$ . Posebno nastavljanje delovne točke pogosto ni potrebno, ker ima že krmiljenje $u_{vhod}$ primerno enosmerno komponento oziroma je tudi slednja del signala:

$$A_I = \frac{d\,I_E}{d\,I_B} = \beta + 1 \approx 251 \equiv \textit{tokovno ojačanje}$$

$$n \approx 1 \qquad U_T = \frac{k_B T}{|Q_e|} \approx 25\mathrm{mV}$$

$$\textit{Delovna točka } A \qquad R_b \approx \frac{U_{bat}/2}{I_E}$$




$$A_U = \frac{d\,u_{izhod}}{d\,u_{vhod}} = \frac{R_b}{R_{dE} + R_b} \equiv \textit{napetostno ojačanje}$$

$$A_P = A_U \cdot A_I \approx 0.996 \cdot 251 \approx 250 \approx 24.0\mathrm{dB} \equiv \textit{ojačanje moči}$$

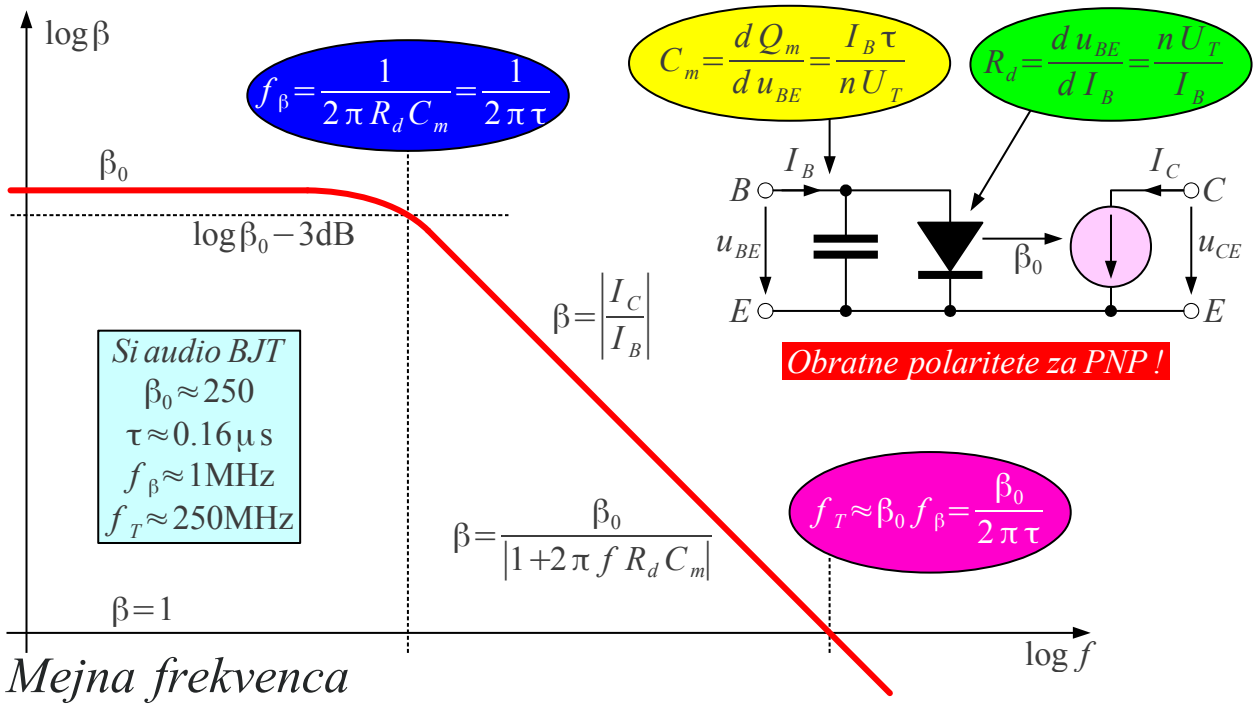
$$A_U = \frac{1}{\frac{R_{dE}}{R_b} + 1} = \frac{1}{\frac{2\,n\,U_T}{U_{bat}} + 1} \approx \frac{1}{\frac{1}{240} + 1} \approx 0.996$$

*Emitorski sledilnik*

Podobno kot PN spojno diodo tudi delovanje bipolarnih tranzistorjev pri

visokih frekvencah zavira počasna rekombinacija manjšinskih nosilcev. Pri smotrno načrtovanem bipolarnem tranzistorju se manjšinski nosilci nabirajo v bazi. Čas rekombinacije manjšinskih nosilcev je v velikostnem razredu delčka mikrosekunde $\tau \approx 0.16\,\mu s$ pri običajnih malosignalnih silicijevih tranzistorjih.

V ojačevalniku za male signale krmiljenje baze občuti poleg diferencialne upornosti $R_d$ spoja $BE$ še vzporedno vezano kapacitivnost manjšinskih nosilcev $C_m$. Tokovno ojačanje $\beta(f)=|I_C/I_B|$ zato s frekvenco upada. Obnašanje tranzistorja pri visokih frekvencah opisujeta dve veličini: $f_\beta$, kjer $\beta_0$ za enosmerno upade za $-3\mathrm{dB}$ in mejna frekvenca $f_T$, kjer tokovno ojačanje upade na enoto $\beta(f_T)=1$ :

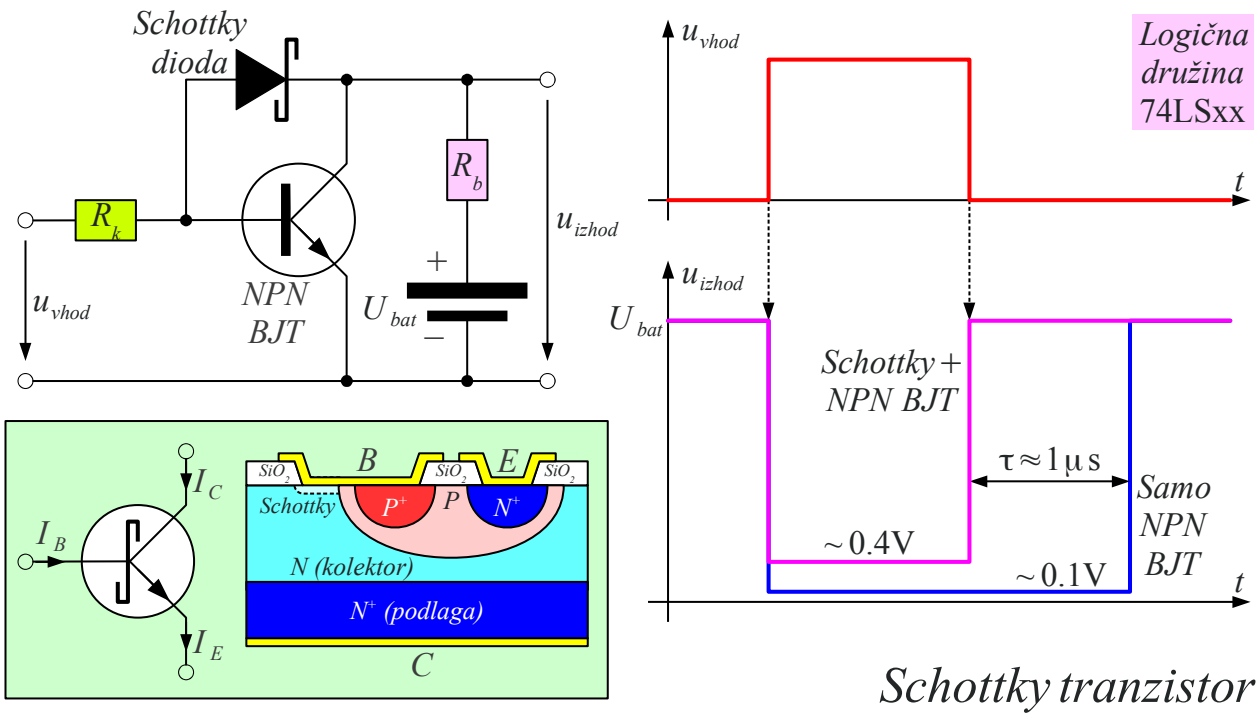



Pod $f<f_\beta$ se tokovno ojačanje kaj dosti ne razlikuje od ojačanja za enosmerni tok $\beta(f)\approx\beta_0=konst.$ V področju $f_\beta<f<f_T$ velja približek $\beta(f)\approx f_T/f$ in tu se merijo vse vpletene veličine: $\tau$, $f_\beta$ in $f_T$. Nad $f>f_T$ je tranzistor skoraj neuporaben. Ker $C_m$ ni edini kondenzator v vezju, nad $f>f_T$ resnično ojačanje upada še hitreje kot na gornji risbi.

Pri krmiljenju tranzistorja z velikimi signali je učinek počasne rekombinacije manjšinskih nosilcev v bazi še večji. Ko tok skozi tranzistor doseže nasičenje, gre napetost na kolektorju proti nič. Kolektor tedaj ne privlači več vseh manjšinskih nosilcev. Višek manjšinskih nosilcev se kopiči v

bazi. Izklop tranzistorja je zakasnjen, ker je treba iz baze najprej izprazniti višek nakopičenih manjšinskih nosilcev.

Najpreprostejši a potraten protiukrep je uporaba krmilnega vira z nizko notranjo upornostjo, ki je sposoben čim hitreje izprazniti manjšinske nosilce iz baze. Bolj premišljen protiukrep je schottky tranzistor. Schottky tranzistor ni nov polprevodniški gradnik, pač pa domiselna vezava schottky diode in navadnega bipolarnega tranzistorja. Vezje se da preprosto izdelati v planarni tehnologiji:



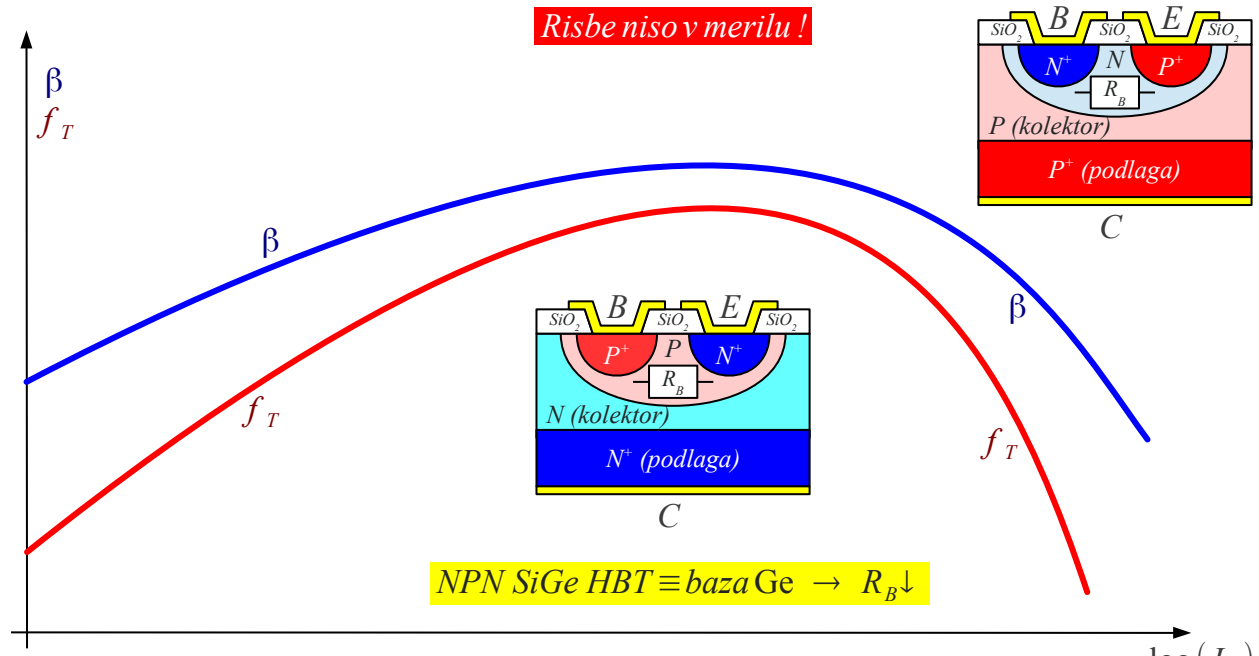

Silicijeva Schottky dioda ima v prevodni smeri dosti nižji prag $U_{1mASchottky} \approx 0.2V$ od spoja $BE$ silcijevega BJT $U_{1mABE} \approx 0.6V$. Ko izhodna napetost pade pod $u_{izhod} < 0.4V$, schottky dioda začne prevajati in prevzame višek krmiljenja za bazo. Tranzistor ne gre v nasičenje, v bazi se ne nabira višek manjšinskih nosilcev. Brez schottky diode bi bil izklop tranzistorja veliko počasnejši.

Isti bipolarni tranzistor lahko deluje kot ojačevalnik v več velikostnih razredov širokem razponu tokov. Tokovno in napetostno ojačanje ostajata v grobem nespremenjena v vsem tem razponu tokov. Celo mejna frekvenca $f_T$ se v širokem razponu tokov kaj dosti ne spreminja, saj se v zmnožku $R_d C_m$ tok natančno krajša.

Pri zelo nizkih tokovih tokovno ojačanje $\beta$ komaj kaj upade zaradi raznih izgubnih upornosti. Mejna frekvenca $f_T$ pri nizkih tokovih bolj

upade, ker kapacitivnosti zapornih plasti $C_j$, ohišja, povezav ipd niso odvisne od tokov.

Pri zelo velikih tokovih pride do znatnejšega upada tokovnega ojačanja $\beta$ in še večjega upada mejne frekvence $f_T$, čeprav še ne pride do uničenja tranzistorja ali drugih nepovratnih posledic. Glavni krivec je upornost priključka baze $R_B$. $R_B$ ni funkcija toka za razliko od vzporedne vezave $R_d$ in $C_m$. Učinek $R_B$ se torej povečuje s tokom skozi tranzistor:




*Učinek upornosti baze*

Dodaten pojav, ki prav tako znižuje tokovno ojačanje $\beta$ in mejno frekvenco $f_T$ pri velikih tokovih je prerazporeditev tokov zaradi padca napetosti na upornosti priključka baze $R_B$. Veliki tokovi grejo po manj ugodni poti skozi debelejšo bazo na drugačnem mestu znotraj čipa istega tranzistorja. V skupnem seštevku je uporabna izhodna moč tranzistorja pri visokih frekvencah pogosto omejena z upadom ojačanja pri velikih tokovih preden sploh pride do nepovratnih poškodb zaradi prevelikih tokov.

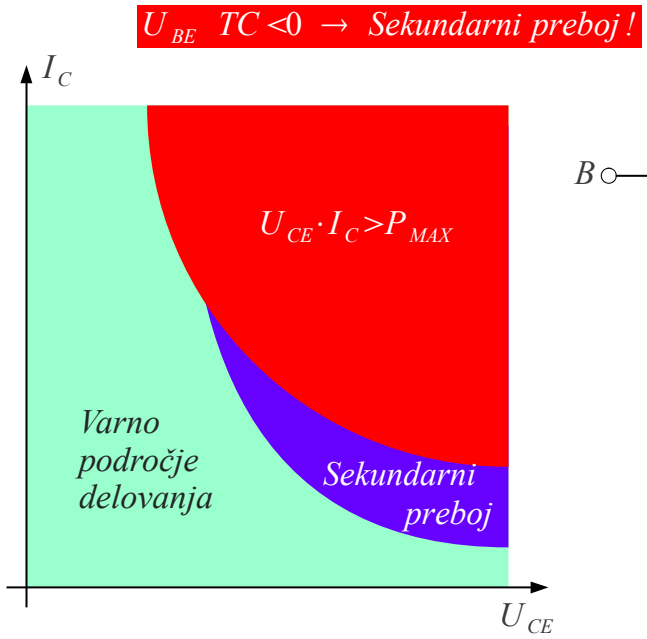
Določeni malosignalni bipolarni tranzistorji so namenoma načrtovani tako, da z višanjem toka delovne točke ojačanje upada. Takšni tranzistorji se uporabljajo v samodejnem nastavljanju ojačanja oziroma AGC (Automatic Gain Control) radijskih sprejemnikov. Pri močnejšem vhodnem signalu takšen AGC tranzistor prepreči popačenje na dva načina: zniža lastno ojačanje in pri višjem toku delovne točke hkrati manj popači signal.

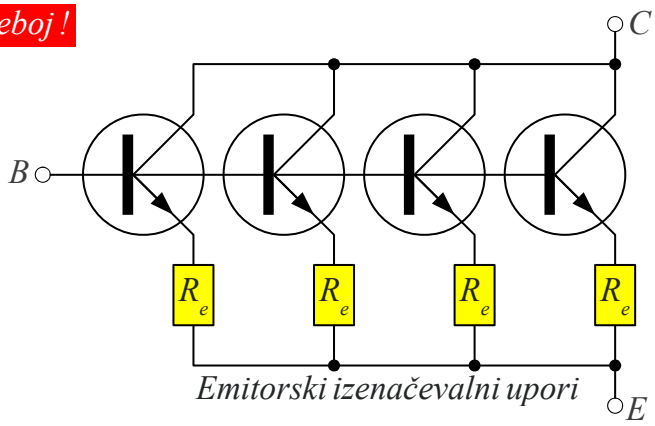
Upornost $R_B$ sicer določa geometrija tranzistorja in dopustno

dopiranje baze, da tokovno ojačanje $\beta$ preveč ne upade. NPN $SiGe$ HBT (Heterostructure Bipolar Transistor) dopušča dosti močnejše dopiranje baze iz germanija ob emitorju iz silicija, kar omogoča nižjo upornost baze $R_B$ in delovanje tranzistorja pri zelo visokih frekvencah nad $f > 10\text{GHz}$ . Heterostrukturni bipolarni tranzistorji za zelo visoke frekvence se izdelujejo tudi iz $InGaP/GaAs$ in drugih III-V polprevodnikov.

Negativen temperaturni koeficient usmerniškega spoja $TC = dU_{1\text{mA}}/dT \approx -2.2\text{mV/K}$ lahko vodi v toplotni pobeg, ko je notranja upornost vira napajanja majhna. Toplotni pobeg se lahko zgodi tudi znotraj istega čipa z veliko površino spoja. Del spoja, ki se bolj segreje, povleče večjo gostoto toka od ostale površine spoja in se zato še bolj segreje vse do uničenja gradnika. Takšen toplotni pobeg se imenuje sekundarni preboj.

Pri močnostnih bipolarnih tranzistorji z veliko površino spoja je za neenakomerno porazdelitev toka kriv negativni temperaturni koeficient spoja $BE$ . Nizkofrekvenčni bipolarni tranzistorji pojav omejujejo z večjo debelino baze. Visokofrekvenčni bipolarni tranzistorji potrebujejo tanko bazo. En velik tranzistor je razdeljen v številne manjše z ločenimi emitorji. Vsak emitor je povezan na svoj izenačevalni upor, da ne pride do neenakomerne porazdelitve toka niti sekundarnega preboja:



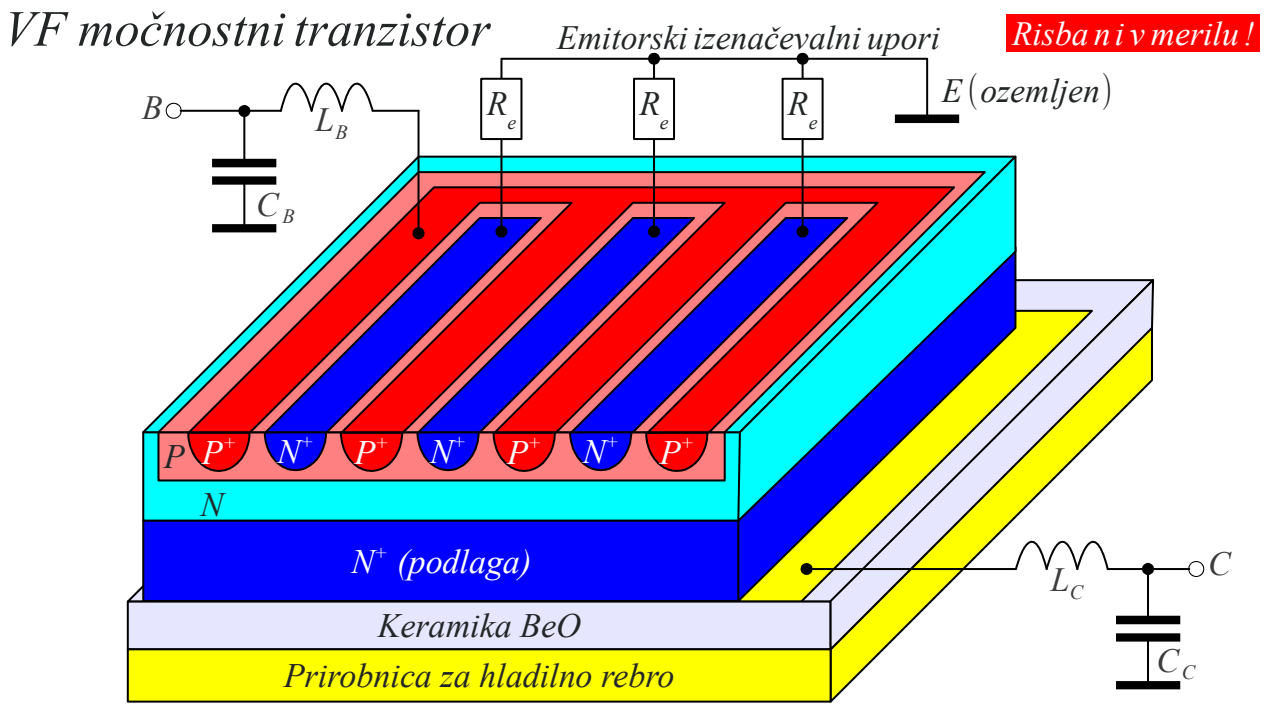

| VF tranzistorji $f$~1GHz | |
|---|---|
| Malosignalni | Močnostni ~10W |
| ~10 emitorjev | ~1000 emitorjev |

Sekundarni preboj

Pri frekvenci $f \approx 1\text{GHz}$ potrebuje že malosignalni tranzistor iz silicija $N \approx 10$ ločenih emitorjev s pripadajočimi izenačevalnimi upori. Oddajniški tranzistor za izhodno moč $P \approx 10\text{W}$ potrebuje $N \approx 1000$ ločenih emitorjev s pripadajočimi izenačevalnimi upori. Pri višjih frekvencah je baza

še tanjša, torej še več emitorjev in še več izenačevalnih uporov.

Praktična izvedba močnostnega NPN tranzistorja za izhodno stopnjo radijskega oddajnika je prikazana na spodnji risbi. Emitor je razdeljen v številne ločene prste (nekaj tisoč). Vsak prst ima svoj izenačevalni upor, ki je integriran v sam čip tranzistorja:

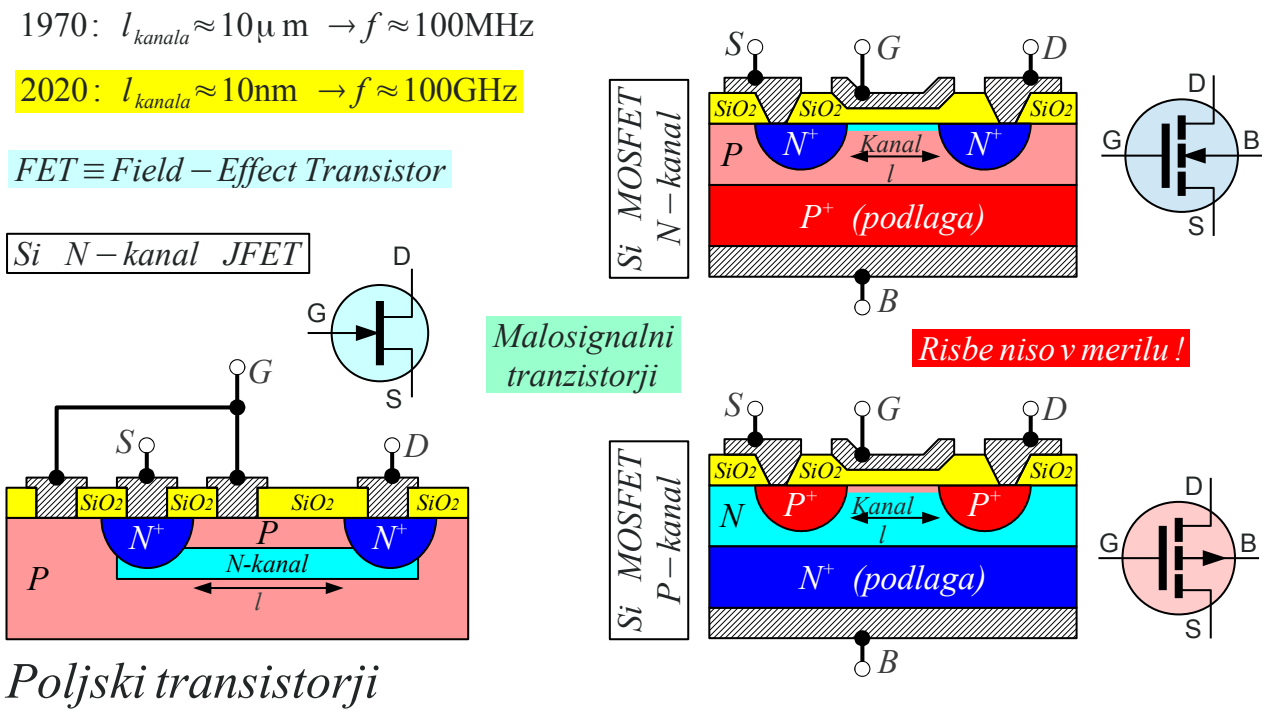



Podlaga čipa je kolektor, kar pri ojačevalniku s skupnim emitorjem ni ugodno. Kolektor je izoliran od hladilnega rebra s ploščico iz strupene berilijeve keramike $BeO$, ki ima desetkrat boljšo toplotno prevodnost od običajnega korunda $Al_2O_3$ in hkrati majhne visokofrekvenčne izgube. Priključka baze in kolektorja imata že znotraj ohišja vezja $L_B C_B$ in $L_C C_C$ za prilagoditev impedance na višjo vrednost. Vhodna impedanca samega tranzistorja je običajno manjša od $|Z_{vhod}| < 1\,\Omega$ .

Pri uporabi takšnega tranzistorja je treba upoštevati, da so vgrajeni izenačevalni upori $R_e$ preračunani za določeno frekvenco in določen razred delovanja ojačevalnika. Višje frekvence $L_B C_B$ in $L_C C_C$ običajno ne dopuščajo. Če $L_B C_B$ in $L_C C_C$ dopuščajo delovanje na nižji frekvenci, je tam ojačanje tranzistorja večje in potrebuje večje izenačevalne upore $R_e$ . Podobno je ojačanje tranzistorja večje v razredu "A" in potrebuje večje izenačevalne upore $R_e$ od razreda "C".

Najbližji nadomestek vakuumske triode bi bil poljski tranzistor. Praktično izdelavo poljskih tranzistorjev je omogočil šele planarni postopek

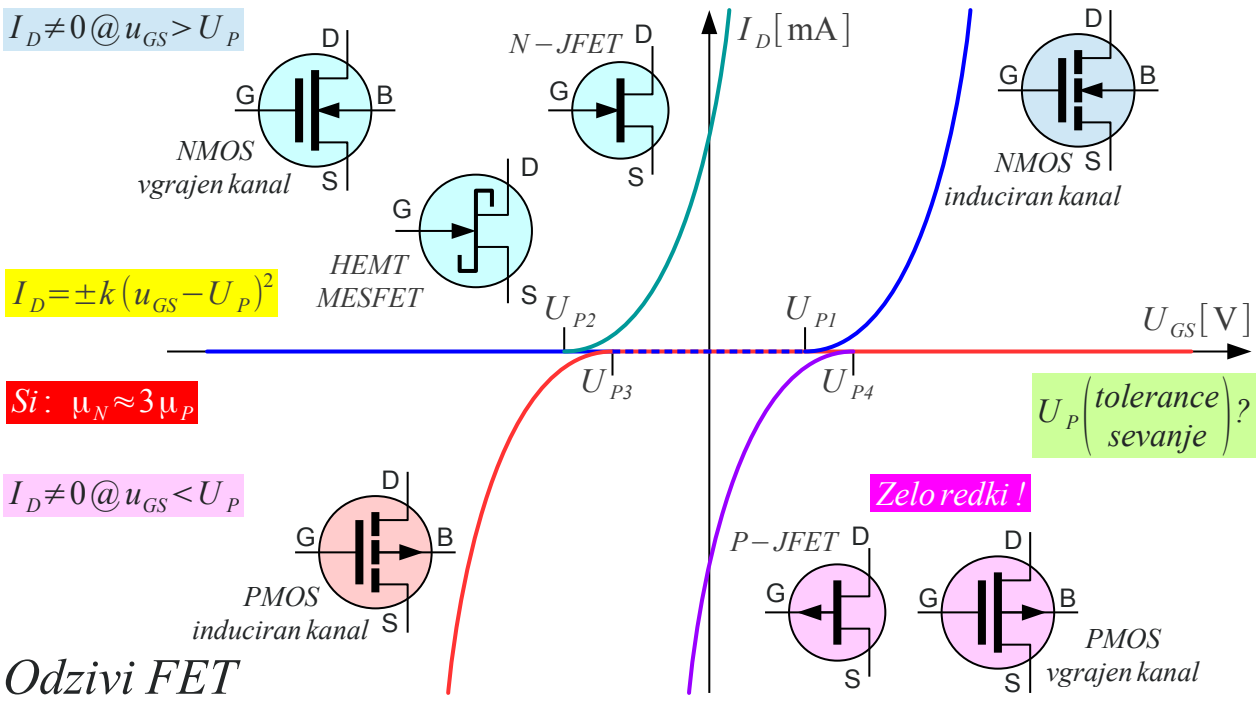
fotolitografije na siliciju približno desetletje za izdelavo prvih uspešnih bipolarnih tranzistorjev. Prvi poljski tranzistorji so bili spojni tranzistorji oziroma JFET (Junction Field-Effect Transistor). Tranzistorji z izoliranimi vrati (insulated-gate FET ali MOSFET) so prišli še dodatno desetletje kasneje:




Visokofrekvenčne lastnosti poljskega tranzistorja določa dolžina kanala podobno kot visokofrekvenčne lastnosti bipolarnega tranzistorja določa debelina baze. Prvotni poljski tranzistorji so imeli dolžino kanala okoli $l \approx 10\mu m$, kar je zmogla takratna fotolitografija. Globino difuzije baze v bipolarnih tranzistorjih se da nadzorovati vsaj za en velikostni razred natančneje, kar omogoča za velikostni razred hitrejše delovanje bipolarnih tranzistorjev iz istega polprevodnika. Z izboljševanjem proizvodnih postopkov se dolžina kanala FET oziroma debelina baze BJT oba zmanjšujeta.

Iz silicija se izdelujejo poljski tranzistorji obeh polaritet: s kanalom $N$ in s kanalom $P$. Ker so v siliciju elektroni približno trikrat $\mu_N \approx 3\mu_P$ hitrejši od vrzeli, ima silicijev FET s kanalom $N$ boljše visokofrekvenčne lastnosti od podobnega tranzistorja s kanalom $P$. V uporabnih III-V polprevodnikih $GaAs$, $GaN$ oziroma $InP$ so elektroni veliko hitrejši $\mu_N \gg \mu_P$ od vrzeli, da so smiselni samo tranzistorji s kanalom $N$.

Primerjava odzivov različnih poljskih tranzistorjev je prikazana na spodnji risbi v vezavi s skupnim izvorom $S$ (Source). Tranzistorji so krmiljeni na vrata $G$ (Gate). Izhod toka je ponor $D$ (Drain). Podlaga $B$ (Bulk) tvori dodatna vrata spojnega FET, običajno vezana vzporedno z vrati $G$ v JFET oziroma z izvorom $S$ v MOSFET:

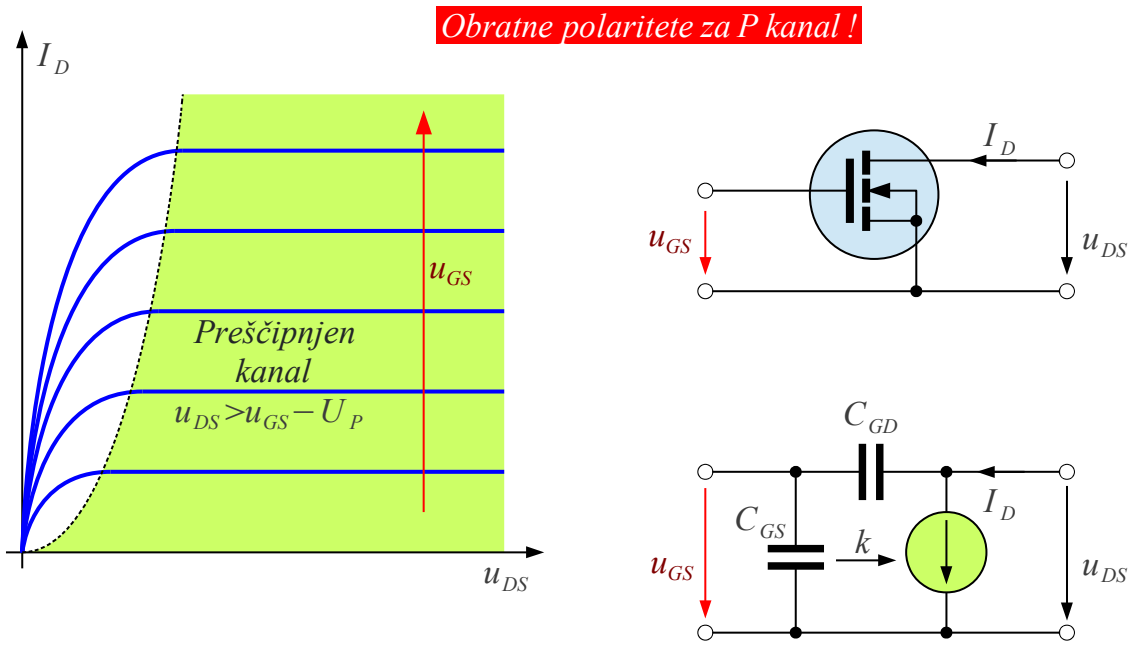



Zaradi vgrajenega usmerniškega spoja $GS$, spojni FET dopuščajo samo obratno polariteto krmiljenja na vratih $G$ od napetosti na ponoru $D$. Večina JFET ima zato vgrajen (siromašen oziroma depletion) kanal, torej napetost preščipnjenja kanala $U_P$ obratne polaritete od napetosti ponora $U_D$. Zahtevani dvojni napajalnik ni priljubljen.

JFET iz silicija s kanalom $N$ je sicer najbližji polprevodniški sorodnik vakuumske triode. Niti vakuumske triode ne dopuščajo pozitivne napetosti na krmilni mrežici, ki bi poganjala tok mrežice $I_G \neq 0$. Silicijevi JFET sicer niso pogosti zaradi velikih proizvodnih odstopanj, nižjega napetostnega ojačanja in slabših visokofrekvenčnih lastnosti od bipolarnih tranzistorjev. Izjema JFET so MESFET in HEMT iz III-V polprevodnikov $GaAs$ ipd, ki dosegajo boljše visokofrekvenčne lastnosti po zaslugi visoke mobilnosti elektronov $\mu_N$.

MOSFET (Metal-Oxide-Semiconductor FET) ima izolirana vrata, ki dopuščajo krmilno napetost $U_G$ poljubne polaritete. MOSFET z induciranim (enhancement) kanalom lahko deluje z napajalnikom ene same polaritete. Silicijevi MOSFET obeh polaritet z induciranim kanalom so danes med najbolj razširjenimi tranzistorji.V odsotnosti toka vrat $I_G \to 0$ je vhodna impedanca vseh poljskih tranzistorjev zelo visoka.

Kot linearni ojačevalniki se poljski tranzistorji uporabljajo pri dovolj visoki napetosti $u_{DS}$, da pride do preščipnjenja kanala v bližini ponora. FET se tedaj obnaša kot tokovni vir z visoko izhodno impedanco:




*Izhodne krivulje FET*

Za razliko od bipolarnih tranzistorjev se v poljskih tranzistorjih ne kopičijo manjšinski nosilci. Zakasnitev manjšinskih nosilcev ni niti ni pripadajoče kapacitivnosti $C_m$ . Pač pa nadomestno vezje vsebuje poleg krmiljenega tokovnega vira še precej velike med-elektrodne kapacitivnosti $C_{GS}$ , $C_{DG}$ in odvisno od izvedbe poljskega tranzistorja lahko tudi $C_{DS}$ .

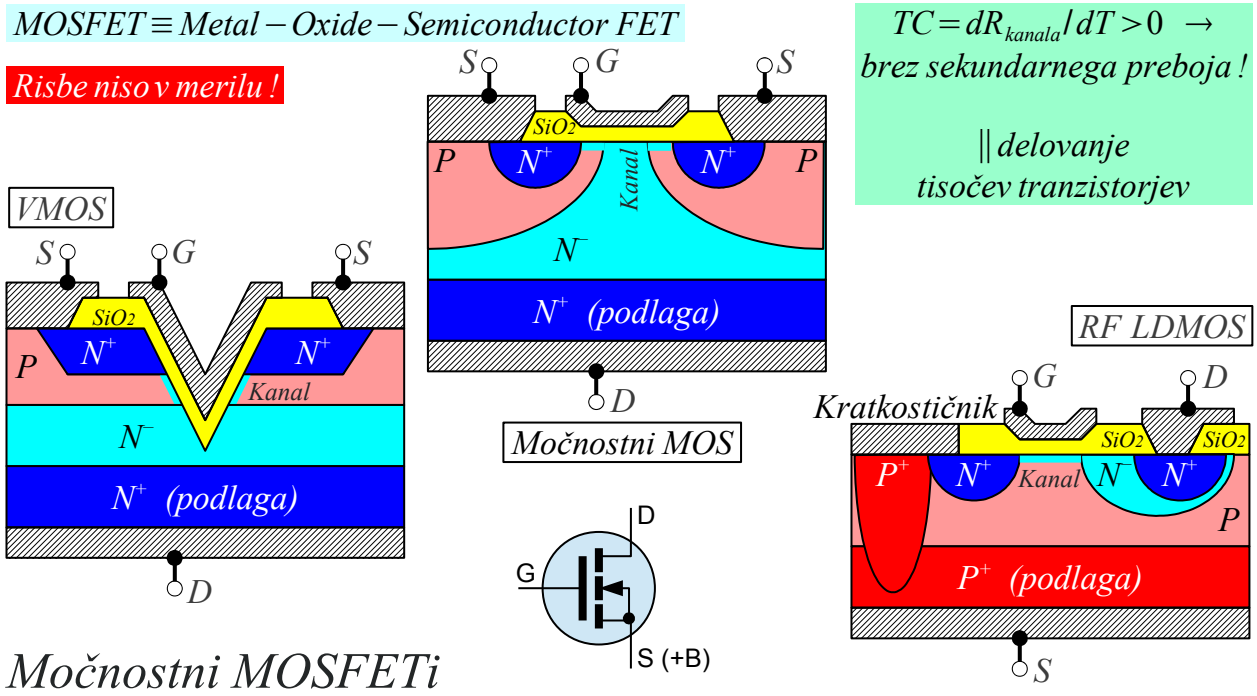
Upornost kanala poljskega tranzistorja ima pozitiven temperaturni koeficient $TC = dR_{kanala}/dT > 0$ . V poljskem tranzistorju zato ne pride do sekundarnega preboja kot v bipolarnih tranzistorjih. Pozitiven temperaturni koeficient kanala poskrbi, da se tok enakomerno porazdeli med tisoče vzporedno vezanih tranzistorjev na istem čipu.

Pri vzporedni vezavi več čipov je potrebna previdnost, saj imajo tranzistorji na različnih čipih lahko različne napetosti preščipnjenja kanala $U_P$ . Napetost preščipnjenja kanala $U_P$ ima lahko velika proizvodna odstopanja. Ionizirajoče sevanje v vesolju vnaša dodatne elektrine v izolacijo vrat, da počasi spreminja napetost preščipnjenja kanala MOS tranzistorjev!

Močnostni JFET tržno ni uspel. Niti ni uspel močnostni MOSFET z vgrajenim kanalom. Skoraj vsak sodoben močnostni MOSFET je z induciranim kanalom poljubne polaritete $N$ ali $P$ .

Prvotni MOSFET je bil malosignalni gradnik. Razmeroma dolg kanal ni omejeval samo frekvence delovanja pač pa tudi upornost kanala in tok skozi MOSFET. Poleg vzporedne vezave številnih tranzistorjev na istem čipu so

proizvajalci poskušali skrajšati kanal brez izboljšav fotolitografije. Najstarejši tak poskus se je imenoval VMOS. Skrajšani kanal je bil skoraj pokončen v izjedkani "V" zarezi v siliciju:




Neravna površina VMOS čipa je dajala slab izplen v proizvodnji. Sodobnejši močnostni MOS tranzistorji so vsi popolnoma planarne izvedbe z ravno površino čipa brez zarez. Glede na tloris vzporedne vezave jim dajejo proizvajalci različna tržna imena. Večinoma imajo ponor $D$ povezan na podlago čipa za dobro odvajanje nastale toplote.

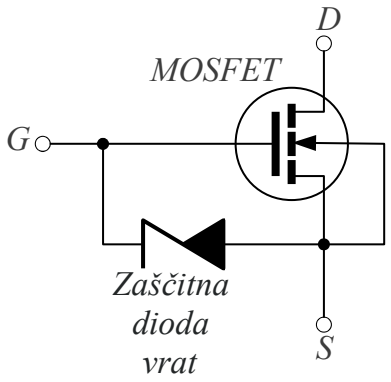
Močnostni MOSFET dosega frekvence delovanja nad $f > 100\text{MHz}$ . Pri visokih frekvencah se MOS tranzistor večinoma uporablja v vezavi ojačevalnika s skupnim izvorom $S$ . Čip s ponorom $D$ na podlagi zahteva izolirano vgradnjo v keramično ohišje iz drage in strupene berilijeve keramike $BeO$ , da je zunanja prirobnica za hladilno rebro lahko ozemljena. Induktivnost izvora $S$ ostaja omejitveni dejavnik, ki odžira ojačanje pri visokih frekvencah.

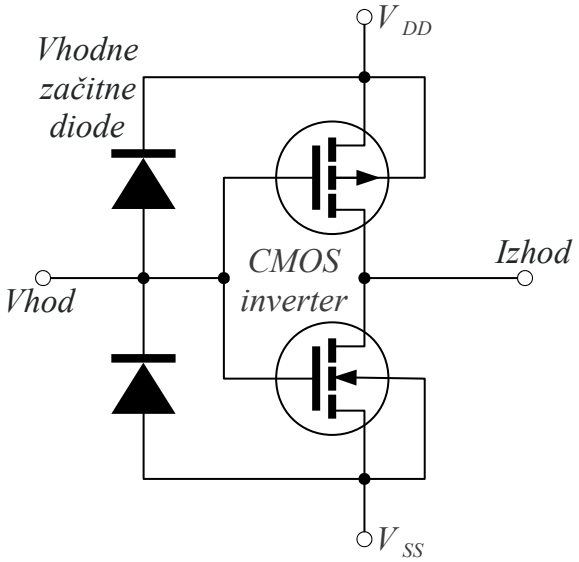
Boljša rešitev je ozemljitev izvora $S$ znotraj samega čipa. Nizka induktivnost priključka izvora $S$ omogoča, da tranzistor LDMOS doseže visoko ojačanje moči $A_P \approx 20\text{dB}$ pri frekvencah nad $f > 1\text{GHz}$ v cenenem plastičnem ohišju z ozemljeno prirobnico za hladilno rebro. LDMOS omogoča vse to brez okolju neprijaznih snovi, kot je $BeO$ . LDMOS torej prinaša vrsto prednosti v radijskem oddajniku pred močnostim MOSFETom s ponorom $D$ na podlagi oziroma močnostnim visokofrekvenčnim BJT.

Poljski tranzistor z izoliranimi vrati ima izredno visoko vhodno upornost, dosti višjo od JFET. Človeško telo ima do okolice kapacitivnost okoli $C \approx 100\text{pF}$, ki se zaradi elektrostatike naelektri do $U \approx 2\text{kV}$. Energija razelektritve je dovolj visoka, da uniči občutljive polprevodniške gradnike za visoke frekvence z majhnimi izmerami. Pojav je znan že z radarskimi sprejemnimi točkovnimi diodami iz druge svetovne vojne. Še prej z muhastim, neponovljivim kristalom galenita $PbS$.

Z uvajanjem MOS tranzistorjev v širokopotrošno elektroniko so proizvajalci skušali prikriti svojo pomanjkljivo tehnologijo izdelave MOS gradnikov tako, da so za vse odpovedi obdolžili elektrostatiko. Predpisali so ozemljitev vsega vključno z ozemljitvenimi zapestnicami za delovno silo. Na vhod MOS vezij so začeli vgrajevati zaščitne diode:

*Stranski učinki zaščitnih diod ?*




## *Zaščitne diode MOSFETov*

Nepremišljeni protiukrepi za statične razelektritve pogosto naredijo več škode kot koristi. Kakršnakoli napaka v ozemljitvi pogosto uniči občutljive gradnike, ki bi sicer preživeli brez ozemljitev. Zaščitne diode se nepričakovano vključijo, ko naprava brez napajanja dobi krmiljenje na vhodu. Tok v zaščitnih diodah CMOS vezja lahko sproži vgrajeni tiristor v podlagi CMOS vezja, ki naredi kratek stik čez napajanje.

Elektrostatične razelektritve so nevarne vsem gradnikom z majhnimi izmerami spojev za visoke frekvence, od heterostrukturnih bipolarnih tranzistorjev iz $SiGe$ do schottky diod mešalnika na vhodu merilnega inštrumenta spektralnega analizatorja. Rešitev ni v brezglavem ozemljevanju vsega, pač pa v smotrnem obnašanju v laboratoriju. Na primer razelektriti koaksialni kabel na primeren upor (slabilec), preden se ga priključi na vhod

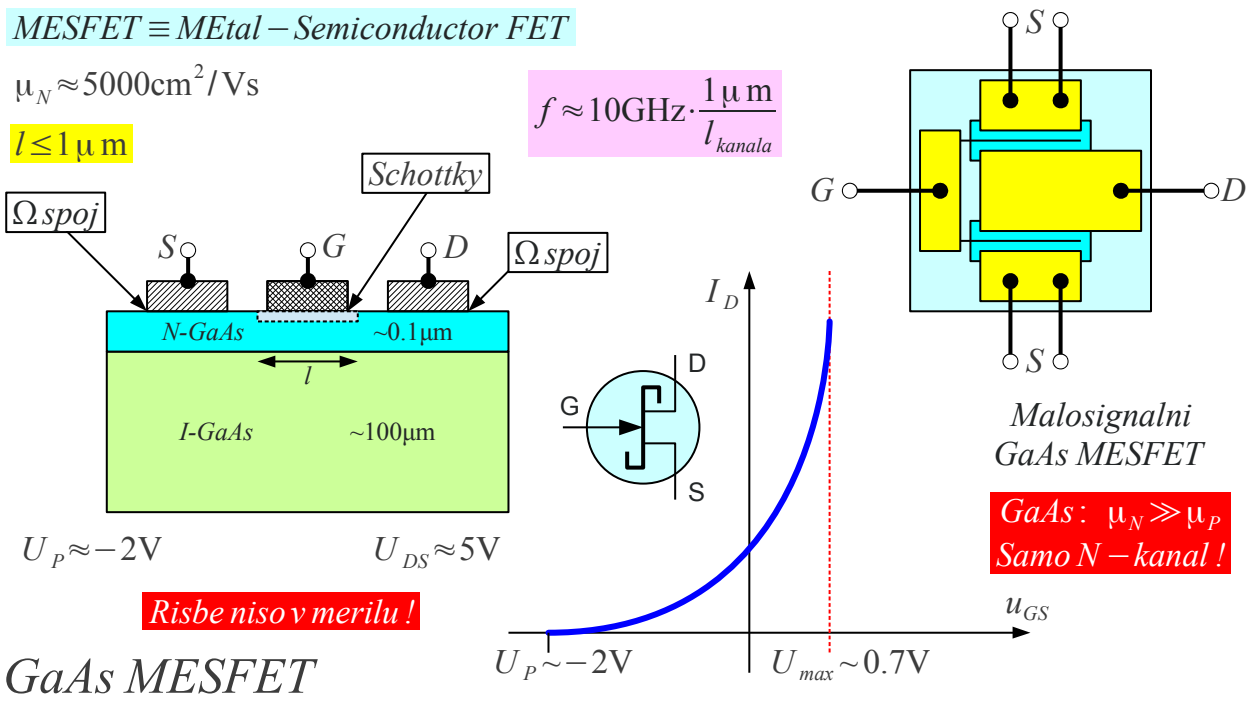
spektralnega analizatorja.

Zaščitne diode dodajajo lastno kapacitivnost v vezje, ki kvari visokofrekvenčne lastnosti vezja. Proizvajalci LDMOS tranzistorjev jih pogosto opuščajo. LDMOS za frekvence nad $f > 1\mathrm{GHz}$ je možno uničiti s statično razelektritvijo. Napajanje močnostnih visokofrekvenčnih LDMOS je običajno $U_{bat} \approx 28\mathrm{V}$ .

Nizkofrekvenčni močnostni MOS tranzistorji zdržijo brez škode $U_{GS} \approx \pm 20\mathrm{V}$ na vhodu. Pri vhodni kapacitivnosti $C_{GS} \approx 10\mathrm{nF}$ statična razelektritev tega ne preseže, zato proizvajalci opuščajo kakršnekoli zaščitne diode. Isti močnostni MOSFET sicer lahko preklaplja do $U_{DS} \approx 1000\mathrm{V}$ na izhodu, ki je že v notranjosti gradnika zaščiten s plazovno diodo.

Na frekvencah nad $f > 10\mathrm{GHz}$ postanejo silicijevi gradniki prepočasni. III-V polprevodniki imajo drugačne kemijske lastnosti od silicija in omogočajo gradnjo drugačnih tranzistorjev. Kisik ne tvori uporabnih oksidov na površini $GaAs$ , pač pa lahko izbriše nečistoče in naredi nedopiran $I-GaAs$ . Zaradi nizke mobilnosti vrzeli $\mu_P \ll \mu_N$ se $P-GaAs$ ne uporablja pri visokih frekvencah.

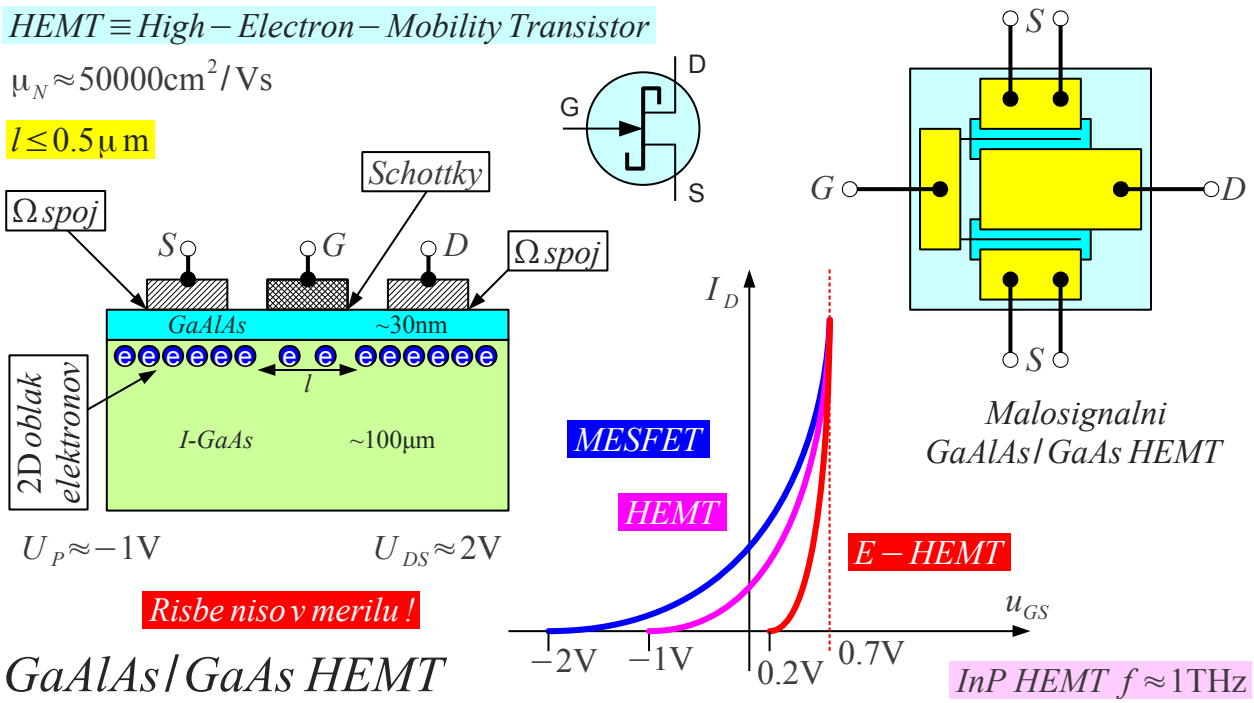
Uporaben poljski tranzistor iz $GaAs$ je MESFET (MEtal-Semiconductor FET). Kovinska vrata tvorijo schottky spoj z zaporno plastjo v kanalu $N$ . Visoka mobilnost elektronov $\mu_N \approx 5000\mathrm{cm}^2/\mathrm{Vs}$ v kanalu $N$ omogoča delovanje pri znatno višjih frekvencah od silicija:



Čeprav sta električna prebojna trdnost in dopustna temperatura delovanja $GaAs$ primerljivi s silicijem, ima MESFET iz $GaAs$ nizke prebojne napetosti zaradi schottky spoja na površini polprevodnika. Delovna napetost malosignalnih MESFETov je v velikostnem razredu $U_{bat} \approx 5\mathrm{V}$ . Napetost na vratih MESFETa ne sme preseči kolena schottky spoja $U_{GS} < 0.7\mathrm{V}$ , da ostane tok vrat nizek $I_G \to 0$ .

Tranzistorji iz $GaAs$ imajo nizek šum. MESFET iz $GaAs$ z dolžino kanala $l \approx 0.5\,\mu\mathrm{m}$ je bil ključni gradnik, ki je omogočil izdelavo cenenih sprejemnikov za satelitsko TV v pasu $f \approx 12\mathrm{GHz}$ . Malosignalni $GaAs$ MESFET se uporablja kot ojačevalnik v vezavi s skupnim izvorom. Običajno vsebuje dva vzporedno vezana tranzistorja z ločenima priključkoma izvora za čim nižjo induktivnost. Tranzistorja imata kratek kanal ampak široka vrata.

Še za velikostni razred višjo mobilnost elektronov omogoča HEMT (High-Electron-Mobility Transistor). Na površino nedopiranega $I-GaAs$ je nanesena izredno tanka plast drugačnega polprevodnika $GaAlAs$ . Stična ploskev različnih polprevodnikov zbere dvo-dimenzijski oblak elektronov. Ker je premikanje slednjih v podlagi iz $I-GaAs$ brez nečistoč zelo malo ovirano, mobilnost elektronov dosega $\mu_N \approx 50000\mathrm{cm}^2/\mathrm{Vs}$ :



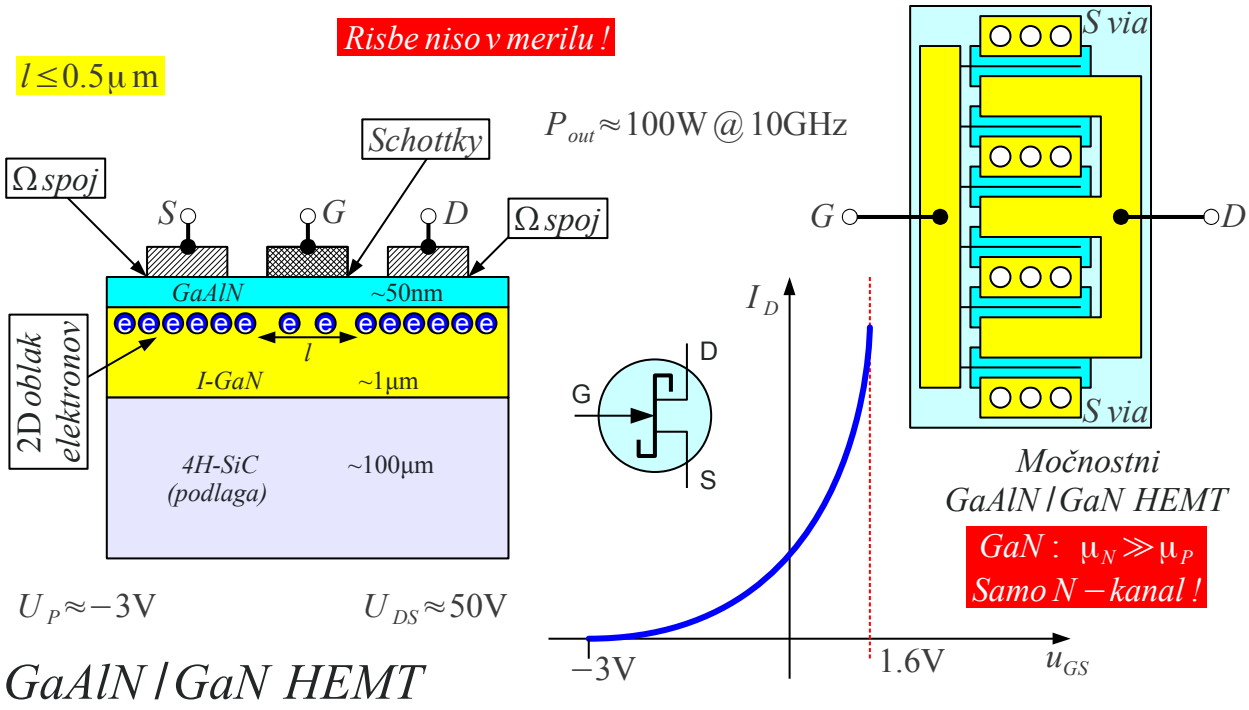

Praktična izvedba HEMT je sicer zelo podobna MESFET. Drobcena struktura kanala HEMT je bolj ranljiva, deluje pri nižjih napajalnih napetostih $U_{bat} \approx 2\mathrm{V}$ in skoraj brez toka vrat $I_G \to 0$ . HEMT ima napetost

preščipnjenja kanala samo $U_P \approx -1\mathrm{V}$ in višje ojačanje od MESFET. Izvedljiv je celo E-HEMT s pozitivno napetostjo preščipnjenja kanala $U_P \approx +0.2\mathrm{V}$, še višjim ojačanjem in možnostjo delovanja z virom napajanja ene same polaritete. Sodobni HEMT iz $InP$ dosega frekvenco delovanja $f \approx 1\mathrm{THz}$.

Kako do velikih moči pri visokih frekvencah je dolgo let izgledala nerešljiva naloga. Prirejeni postopki izdelave MESFETov iz $GaAs$ omogočajo napetost napajanja kvečjemu $U_{bat} \approx 9\mathrm{V}$. Doseči moč $P_{out} \approx 50\mathrm{W}$ na frekvencah nad $f > 3\mathrm{GHz}$ zahteva vzporedno vezavo velikega števila $GaAs$ MESFETov v skupno ohišje in pripadajočo zelo komplicirano prilagoditev impedance na vhodu in izhodu.

Visoke napetosti in temperature zdržijo gradniki iz silicijevega karbida $SiC$, ki se uporabljajo pri nizkih frekvencah v energetiki. $SiC$ MESFET za visoke frekvence se ni obnesel. Zaradi nizke mobilnosti elektronov $\mu_N \approx 900\mathrm{cm}^2/\mathrm{Vs}$ je $SiC$ MESFET kvečjemu dosegel podobne visokofrekvenčne lastnosti kot znatno cenejši silicijev LDMOS pri podobnem napajanju $U_{bat} \approx 28\mathrm{V}$.

Čudežni polprevodnik visokofrekvenčne tehnike izgleda galijev nitrid $GaN$, ki zdrži visoke napetosti, visoke temperature $T < 350\,°C$ in je osnova učinkovitih modrih svetlečih diod. $GaN$ učinkovito raste na podlagi iz $4\mathrm{H}-SiC$. Edina težava je visoka cena končnega izdelka, ker monokristal $4\mathrm{H}-SiC$ raste pri visoki temperaturi 300-krat počasneje od monokristala silicija. Visokofrekvenčni HEMT se da izdelati z zelo tanko plastjo $GaAlN$ na površini $GaN$:




Močnostni $GaAlN/GaN$ HEMT dela pri visokih napetostih napajanja $U_{bat} \approx 28 \ldots 50\mathrm{V}$. Prilagoditev vhodne in izhodne impedance na standard $Z_K = 50\,\Omega$ je zato dosti bolj enostavna od $GaAs$ MESFET primerljive moči. Schottky spoj vrat dopušča krmiljenje vse do $U_{GS} \approx 1.6\mathrm{V}$. Napetost preščipnjenja kanala je okoli $U_P \approx -3\mathrm{V}$.

Močnostni $GaAlN/GaN$ HEMT v notranjosti vsebuje več vzporedno vezanih tranzistorjev. Priključki izvorov $S$ posameznih tranzistorjev so neposredno ozemljeni na drugo stran čipa za čim nižjo induktivnost. Posamezni tranzistorji imajo kratek kanal ampak široka vrata. Čip močnostnega $GaAlN/GaN$ HEMTa torej omogoča vgradnjo v ohišje z ozemljeno prirobnico za hladilno rebro brez keramike $BeO$ povsem enako kot močnostni LDMOS.

Frekvenčne meje gradnika ne določata samo vrsta snovi (polprevodnika) in vrsta tranzistorja, pač pa tudi električni priključki do zunanjega sveta. Planarna tehnologija največkrat uporablja tanke bondirne žičke. Ena bondirna žička ima induktivnost okoli $L \approx 1\mathrm{nH}$, kar pomeni impedanco okoli $Z = j\omega L \approx j63\,\Omega$ pri frekvenci $f \approx 10\mathrm{GHz}$.

Induktivnost priključkov je najbolj zoprna v skupni elektrodi gradnika, ker daje neželjeno povratno vez iz izhoda nazaj na vhod ojačevalnika. Induktivnost skupne elektrode se da znižati z vzporedno vezavo več bondirnih žičk. Še boljša rešitev je napeljava skupne elektrode na celo spodnjo stranico čip gradnika, na primer emitor $SiGe$ HBT ali pa izvor

LDMOS.

Končno frekvenco uporabe gradnika omejujejo tudi zunanji priključki ohišja. Tranzistorji z zunanjimi žičnimi priključki za vgradnjo na običajna tiskana vezja "through-hole" so uporabni kvečjem do frekvence $f < 1 = GHz$ zaradi induktivnosti skupne elektrode. Tranzistorji v SMD ohišjih s kratkimi nogicami brez zunanjih žičnih priključkov in s skupno elektrodo na čipu pridejo mogoče do $f < 30\mathrm{GHz}$ .

Nad $f > 30\mathrm{GHz}$ se posamezni tranzistorji zaradi nizkega ojačanja skoraj ne uporabljajo več, pač pa samo integrirana vezja z večstopenjskimi ojačevalniki za višje ojačanje. Do frekvence $f < 100\mathrm{GHz}$ (na primer avtomobilski radar v pasu $f \approx 77\mathrm{GHz}$ ) je uporabna flip-chip tehnika vgradnje brez bondirnih žičk in brez ohišja. Nad $f > 100\mathrm{GHz}$ je edino možna neposredna vgradnja antene na čip, ki seva v prazen prostor oziroma v kovinski valovod.

* * * * *

# 4. Telegrafska enačba

Razlika med slabim in dobrim inženirjem je majhna. Oba vidita vsepovsod množico istih kondenzatorjev, tuljav in drugo. Slab inženir vidi vsepovsod takšne nadležne (parazitne) gradnike, ki ga ovirajo pri izvedbi njegove naloge. Dober inženir vidi iste gradnike kot koristne, ker mu s pravilnim pristopom pomagajo rešiti isto nalogo.

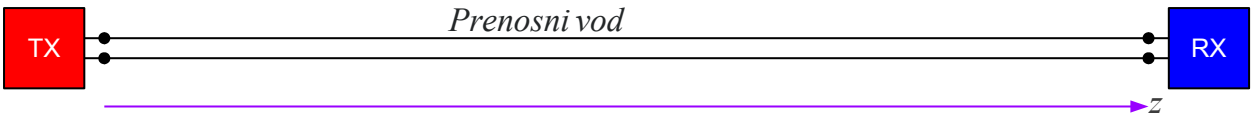
V prvi polovici 19. stoletja so izumili več različnih telegrafov. Vsem je skupna ena ali več izoliranih žic po zraku od oddajnika do sprejemnika in še povratni vod nazaj po ozemljitvi. Opisane naprave lahko premostijo medkrajevno razdaljo skoraj brez vsakršnega znanja elektrotehnike in brez kakršnegakoli izračuna.

Postavljanje telegrafskih zvez se zaplete v drugi polovici 19. stoletja s polaganjem prvih podmorskih in nato prekooceanskih telegrafskih kablov dolžine v velikostnem razredu $l \approx 5000\mathrm{km}$ . Čeprav je bila izvedba teh kablov silno preprosta, ena sama bakrena pletenica v sredini, izolirana z naravno gumo, si tedanji inženirji čudnih pojavov na preverjeno brezhibnem kablu niso znali razložiti.

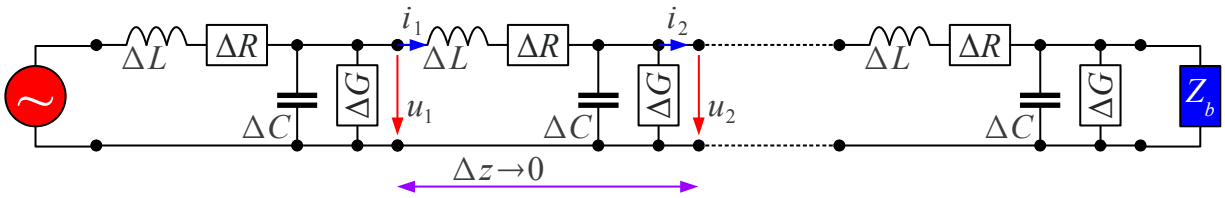
Prekooceanski kabel zagotovo ima znatno upornost, induktivnost in kapacitivnost. En koncentriran nadomestni upor, ena tuljava in en kondenzator prikazujejo drugačne pojave, kot jih opazi telegraf na resničnem prekooceanskem kablu. Porazdeljena upornost, induktivnost in kapacitivnost se očitno obnašajo drugače od koncentriranih gradnikov.

Prvotni načrtovalci opisanih težav telegrafa niso razumeli. Za vse so krivili upornost žile kabla. Kabel so gradili s predebelo srednjo žilo. Višali so napetost oddajnika, vse dokler jim prekooceanski kabel ni prebil...

Ker napaka pri računanju narašča z dolžino kabla, bi pri računanju pomagalo deljenje kabla na krajše odseke $\Delta z \ll l$ . Vsak odsek kabla opisuje njegova induktivnost $\Delta L$ , zaporedna upornost vodnikov $\Delta R$ , vzporedna kapacitivnost $\Delta C$ in vzporedna prevodnost izolacije $\Delta G$ . Za skupno $N$ gradnikov se da zapisati sistem $N$ linearnih enačb, ki za reševanje potrebuje $N^3/3$ računskih operacij:




Porazdeljeni gradniki $\Delta L, \Delta R, \Delta C, \Delta G$ !

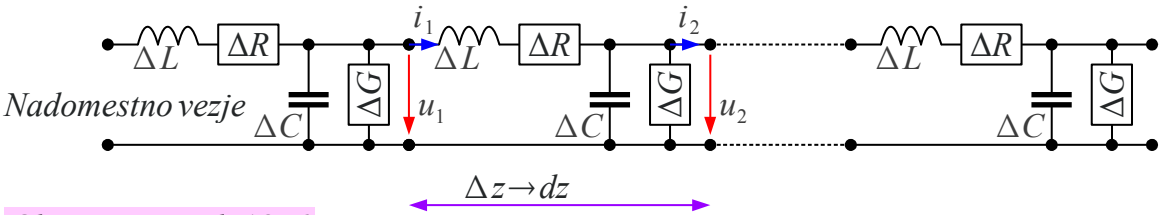



Nadomestno vezje → veliko število N majhnih gradnikov

$$N \text{ gradnikov} \rightarrow N \text{ linearnih enačb} \rightarrow \text{Čas reševanja } t \approx \alpha \frac{N^3}{3}$$

## Obravnava prenosnega voda

$N^3/3$ računskih operacij postane hitro preveč za katerikoli elektronski računalnik, kaj šele za računanje peš v drugi polovici 19. stoletja. Oliver Heaviside je leta 1876 zastavil isto nalogo popolnoma drugače. Zaporedno vezani odseki so med sabo popolnoma enaki. Najprej zapisati pripadajoče enačbe samo za en diferencialno kratek $\Delta z \rightarrow dz$ odsek in nato točno analitsko rešitev razširiti na celotno dolžino voda:




Oliver Heaviside 1876

$$\Delta u = u_2 - u_1 = -\Delta L \frac{di_1}{dt} - \Delta R\, i_1$$
$$\Delta i = i_2 - i_1 = -\Delta C \frac{du_2}{dt} - \Delta G\, u_2$$

Porazdeljena induktivnost $\frac{\Delta L}{\Delta z} \approx L/l$

Porazdeljena upornost $\frac{\Delta R}{\Delta z} \approx R/l$

Porazdeljena kapacitivnost $\frac{\Delta C}{\Delta z} \approx C/l$

Porazdeljena prevodnost $\frac{\Delta G}{\Delta z} \approx G/l$

$$\lim_{\Delta z \to 0} \frac{\Delta u}{\Delta z} \approx \frac{\partial u(t,z)}{\partial z} \qquad \lim_{\Delta z \to 0} u_2 \approx u(t,z)$$
$$\lim_{\Delta z \to 0} \frac{\Delta i}{\Delta z} \approx \frac{\partial i(t,z)}{\partial z} \qquad \lim_{\Delta z \to 0} i_1 \approx i(t,z)$$

$$\frac{\partial u(t,z)}{\partial z} = -L/l \cdot \frac{\partial i(t,z)}{\partial t} - R/l \cdot i(t,z)$$
$$\frac{\partial i(t,z)}{\partial z} = -C/l \cdot \frac{\partial u(t,z)}{\partial t} - G/l \cdot u(t,z)$$

## Telegrafska enačba

Dolg prenosni vod opisujeta dve sklopljeni parcialni diferencialni enačbi za napetost in tok. Enačba za napetost vsebuje porazdeljeno induktivnost

$L/l[\mathrm{H/m}]$ in porazdeljeno upornost vodnikov $R/l[\Omega/\mathrm{m}]$. Enačba za tok vsebuje porazdeljeno kapacitivnost $C/l[\mathrm{F/m}]$ in porazdeljeno prevodnost izolacije $G/l[\mathrm{S/m}]$. Napetost $u(t,z)$ in tok $i(t,z)$ sta oba funkciji časa in razdalje. Nič-dimenzijska naloga električnega vezja iz koncentriranih gradnikov se pretvori v eno-dimenzijsko nalogo dolgega prenosnega voda iz porazdeljenih gradnikov z imenom telegrafska enačba (telegrapher's equations).

Fizikalne pojave je najlažje razložiti na dolgem prenosnem vodu z odlično prevodnostjo vodnikov $R/l \to 0$ in odlično izolacijo $G/l \to 0$. Z izločitvijo ene od neznank (toka ali napetosti) se da obe poenostavljeni enačbi združiti v eno samo parcialno diferencialno enačbo drugega reda za preostalo neznanko:

$$\begin{matrix} R/l \to 0 \\ G/l \to 0 \end{matrix} \to \begin{matrix} \dfrac{\partial u(t,z)}{\partial z} = -L/l \cdot \dfrac{\partial i(t,z)}{\partial t} \\ \dfrac{\partial i(t,z)}{\partial z} = -C/l \cdot \dfrac{\partial u(t,z)}{\partial t} \end{matrix} \quad \begin{matrix} \to \dfrac{\partial}{\partial z} \to \dfrac{\partial^2 u(t,z)}{\partial z^2} = -L/l \cdot \dfrac{\partial^2 i(t,z)}{\partial z \partial t} \\ \to \dfrac{\partial}{\partial t} \to \dfrac{\partial^2 i(t,z)}{\partial t \partial z} = -C/l \cdot \dfrac{\partial^2 u(t,z)}{\partial t^2} \end{matrix}$$

$$\textit{Zamenjati zaporedje odvajanja \& združiti} \to \frac{\partial^2 u(t,z)}{\partial z^2} = L/l \cdot C/l \cdot \frac{\partial^2 u(t,z)}{\partial t^2}$$

$$\textit{Uganiti rešitev} \quad u(t,z) = f(x) = f\left(t \pm \frac{z}{v}\right) \quad \textit{kjer je} \quad v\left[\frac{\mathrm{m}}{\mathrm{s}}\right] \equiv \textit{konstanta}$$

$$\frac{\partial^2 u(t,z)}{\partial z^2} = \frac{1}{v^2} f''\left(t \pm \frac{z}{v}\right), \quad \frac{\partial^2 u(t,z)}{\partial t^2} = f''\left(t \pm \frac{z}{v}\right) \to v = \frac{1}{\sqrt{L/l \cdot C/l}}$$

$$u(t,z) = \underbrace{u_O\left(t + \frac{z}{v}\right)}_{\textit{Odbiti val}} + \underbrace{u_V\left(t - \frac{z}{v}\right)}_{\textit{Vpadni val}}$$

$$\textit{TEM vodi z dielektrikom} \quad v = \frac{c_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \approx \frac{3 \cdot 10^8\,\mathrm{m/s}}{\sqrt{\epsilon_r}}$$

## *Časovni prostor brez izgub*

Rešitev enačbe brez izgub je v časovnem prostoru silno preprosta. Rešitev je poljubna funkcija ene same spremenljivke $f(x)$. Argument funkcije $x = t \pm z/v$ je utežena vsota ali razlika časa in položaja. Diferencialna enačba drugega reda mora imeti dve linearno neodvisni rešitvi, za kar poskrbi predznak korena $\pm\sqrt{L/l \cdot C/l}$. Utež $v[\mathrm{m/s}]$ ima merske enote hitrosti.

Matematične rešitve imajo smiseln fizikalni pomen. Rešitev $u_V(t - z/v)$ predstavlja vpadni val, ki potuje v smeri $+z$. Rešitev $u_V(t + z/v)$ predstavlja odbiti val, ki potuje v smeri $-z$. Hitrost $v = c_0/\sqrt{\epsilon_r}$ je v TEM vodu, kjer valovanje ne cikcaka, kar enaka hitrosti

svetlobe v dielektriku voda. Torej hitrost ni odvisna od prečnega preseka TEM voda, pač pa le od dielektričnosti izolacije.

Vpadni in odbiti val sta popolnoma neodvisna med sabo. Lahko obstaja samo eden. Lahko obstajata oba v poljubnem razmerju. Prenosni vod je sicer popolnoma recipročna naprava. Vpadni in odbiti val sta razen smeri popolnoma enakovredna. Oznaka vpadni oziroma odbiti se nanaša izključno na uporabljeni koordinatni sistem.

Iz rešitve enačb za napetost se da poiskati rešitev za tok ali obratno. Tok in napetost sta v točnem razmerju karakteristične upornosti $\pm R_K = \pm\sqrt{(L/l)/(C/l)}$ . Predznak določa smer vpadni ali odbiti val. Če sta hkrati prisotna oba vpadni in odbiti val, je treba posebej izračunati tokova za vpadni val in za odbiti val z upoštevanjem različnih predznakov:

$$\frac{\partial}{\partial z} u\left(t \pm \frac{z}{v}\right) = -L/l \cdot \frac{\partial}{\partial t} i\left(t \pm \frac{z}{v}\right)$$

$$\pm \frac{1}{v} \cdot u'\left(t \pm \frac{z}{v}\right) = -L/l \cdot i'\left(t \pm \frac{z}{v}\right)$$

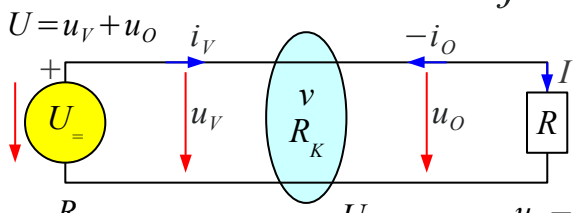
$$\frac{u'}{i'} = \mp v \cdot L/l = \mp\sqrt{\frac{L/l}{C/l}} = \mp R_K = \frac{u}{i}$$

$$R_K = \sqrt{\frac{L/l}{C/l}} = \frac{u_V}{i_V} = -\frac{u_O}{i_O}$$

$$i(t,z) = \frac{-u_O\left(t + \frac{z}{v}\right)}{R_K} + \frac{u_V\left(t - \frac{z}{v}\right)}{R_K}$$

*Karakteristična upornost*

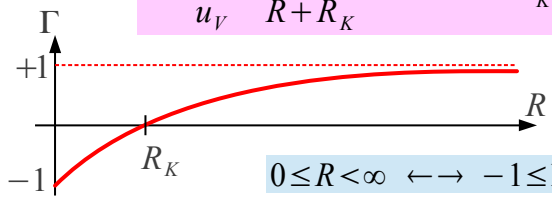
*Odbojnost*




$$U\frac{R_K}{R} = u_V - u_O \leftarrow I = \frac{U}{R} = i_O + i_V = \frac{u_V - u_O}{R_K}$$

$$u_V = \frac{U}{2} \cdot \left(1 + \frac{R_K}{R}\right) \qquad u_O = \frac{U}{2} \cdot \left(1 - \frac{R_K}{R}\right)$$

$$\Gamma = \frac{u_O}{u_V} = \frac{R - R_K}{R + R_K} \longleftrightarrow R = R_K \cdot \frac{1+\Gamma}{1-\Gamma}$$




$$0 \le R < \infty \longleftrightarrow -1 \le \Gamma < +1$$

Račun z valovi prinese novo mersko veličino odbojnost (reflection coefficient). Odbojnost je definirana $\Gamma = u_O / u_V$ kot razmerje med odbitim in vpadnim valom napetosti. Račun z valovi toka daje ravno obraten predznak odbojnosti! Odbojnost nadomešča upornost bremena. Pri tem je odbojnost dosti širši fizikalni pojem, ki ni vezan samo na električna vezja, pač pa tudi na elektromagnetno valovanje v praznem prostoru in na druge vrste valovanj, na primer zvok.

Definicija odbojnosti je vezana še na karakteristično impedanco voda, za koaksialni kabel običajno $R_K = 50\,\Omega$ . Odbojnost je natančno enaka nič $\Gamma = 0$ , ko je upornost bremena $R = R_K$ enaka karakteristični upornosti

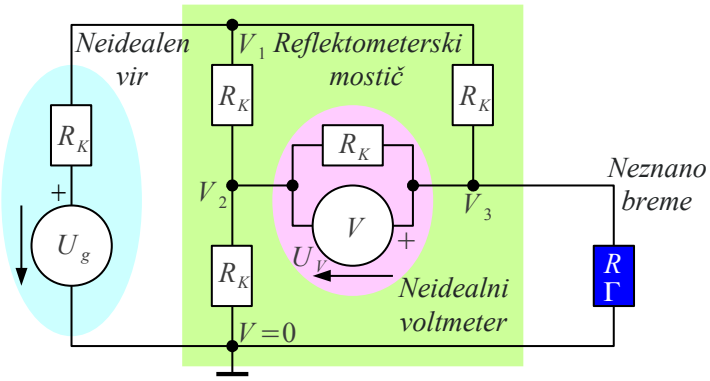
bremena. Kratek stik odbije napetostni val v protifazi, da odbojnost znaša $\Gamma=-1$ . Odprte sponke odbijejo napetostni val sofazno, da je odbojnost enaka $\Gamma=+1$ .

Pri meritvah napetosti in toka običajno nagaja končna notranja upornost voltmetra $R_V<\infty$ in neničelna notranja upornost ampermetra $R_A>0$ . Meritev odbojnosti z reflektometerskim mostičem je preprostejša, ker zahteva tako izvor kot voltmeter s končno in neničelno notranjo upornostjo, ki je enaka $R_g=R_K=R_V$ :

1 $$\frac{V_1-U_g}{R_K}+\frac{V_1-V_2}{R_K}+\frac{V_1-V_3}{R_K}=0 \rightarrow 3V_1=U_g+V_2+V_3 \rightarrow 8V_2=U_g+4V_3 \rightarrow V_3=\frac{U_g}{2\left(1+\frac{R_K}{R}\right)}$$

2 $$\frac{V_2-V_1}{R_K}+\frac{V_2-V_3}{R_K}+\frac{V_2}{R_K}=0 \rightarrow 3V_2=V_1+V_3 \rightarrow V_1=3V_2-V_3$$

3 $$\frac{V_3-V_2}{R_K}+\frac{V_3-V_1}{R_K}+\frac{V_3}{R}=0 \rightarrow \left(2+\frac{R_K}{R}\right)V_3=V_1+V_2 \rightarrow \left(3+\frac{R_K}{R}\right)V_3=4V_2 \rightarrow V_2=\frac{U_g}{8}\cdot\frac{3+\frac{R_K}{R}}{1+\frac{R_K}{R}}$$



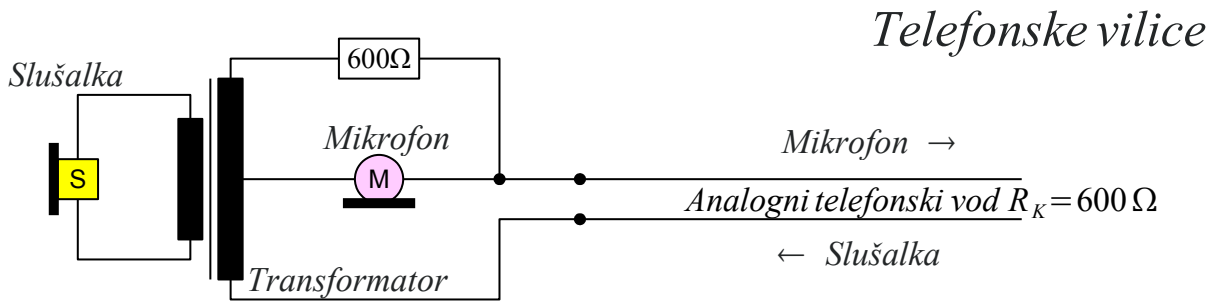

$$U_V=V_3-V_2=\frac{U_g}{2\left(1+\frac{R_K}{R}\right)}-\frac{U_g}{8}\cdot\frac{3+\frac{R_K}{R}}{1+\frac{R_K}{R}}$$

$$U_V=\frac{U_g}{8}\cdot\frac{R-R_K}{R+R_K} \qquad \Gamma=8\cdot\frac{U_V}{U_g}$$

*Reflektometerski mostič*

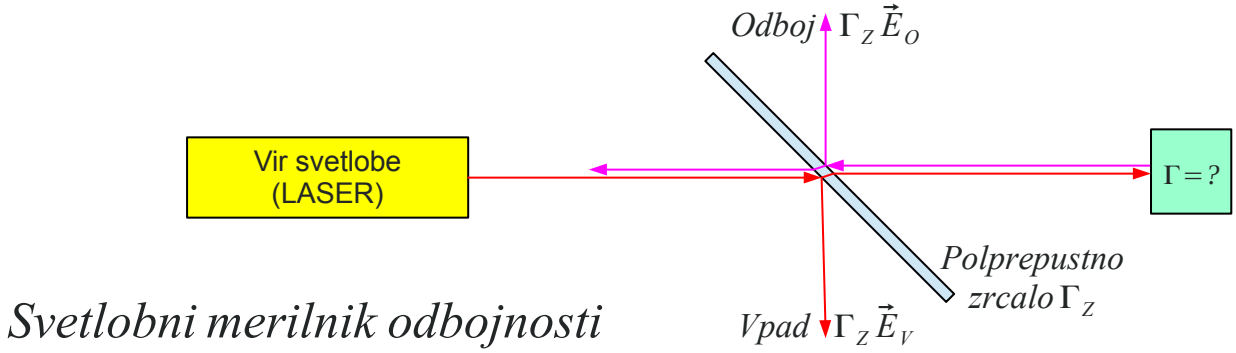
Vezje reflektometerskega mostiča vsebuje tri neodvisna vozlišča, ki dajejo tri linearno neodvisne enačbe v postopku spojiščnih potencialov. Rešitev enačb za napetost na voltmetru daje slednjo sorazmerno odbojnosti $U_V=\Gamma\cdot U_g/8$ .

Poleg reflektometerskega mostiča obstajajo še številne druge naprave, ki so sposobne ločiti med vpadnim in odbitim valom različnih fizikalnih valovanj. Ena najstarejših takšnih naprav so telefonske vilice, ki dušijo signal lastnega mikrofona v lastni slušalki, da močen lastni mikrofon ne moti šibkega oddaljenega sogovornika pri dvožičnem spoju telefona po eni sami parici:




Signal mikrofona se preko navitja s srednjim odcepom deli na zaključitveni upor $R = 600\,\Omega$ in na prenosno parico s karakteristično upornostjo prav tako $R_K = 600\,\Omega$. Če sta upora popolnoma enaka $R = R_K$, se v sekundarju transformatorja ne inducira nič za slušalko. Vilice so recipročno vezje, zato ne gre nič niti v obratni smeri, iz slušalke v mikrofon.

Enakovredna naprava za vidno svetlobo v praznem prostoru je tanka steklena ploščica, ki deluje kot polprepustno zrcalo:

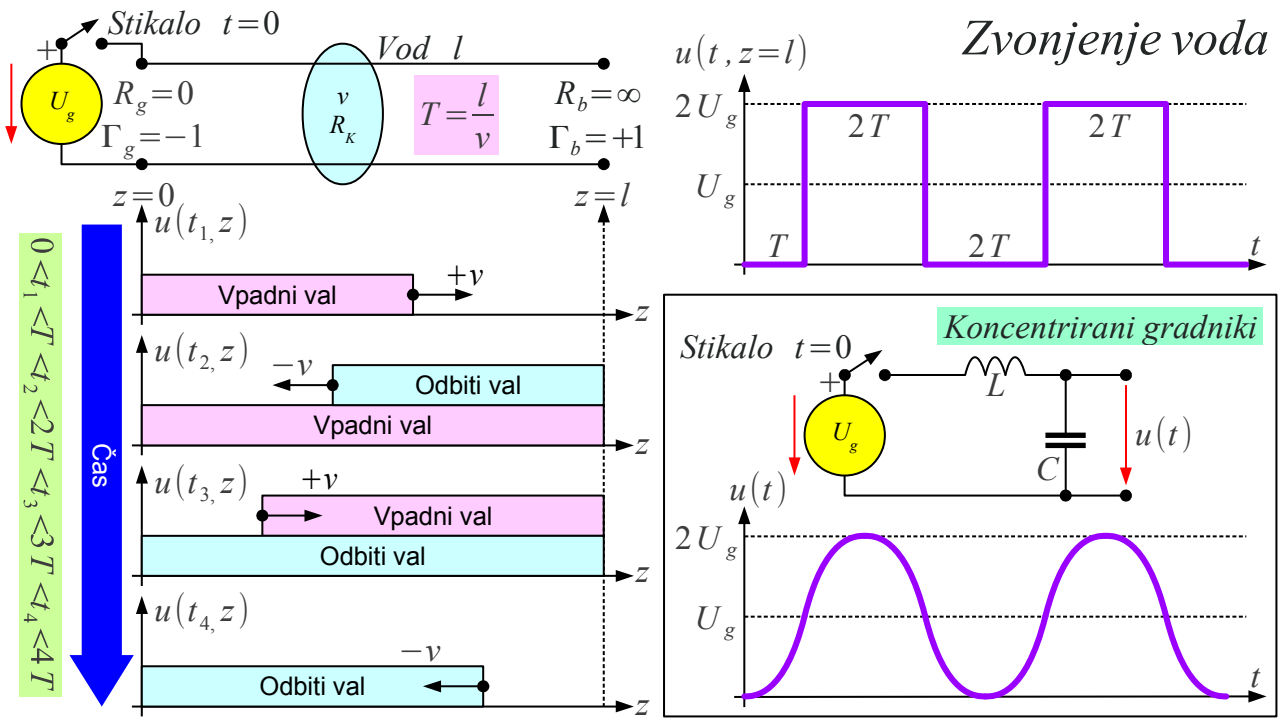



Hippolyte Fizeau je s pomočjo polprepustnega zrcala v letih 1848-1849 izmeril hitrost svetlobe.

Končna hitrost vpadnega oziroma odbitega vala povzroči zvonjenje voda, ko je slednji zaključen na breme z upornostjo $R_b \neq R_K$ različno od karakteristične upornosti voda oziroma na izvor z notranjo upornostjo $R_g \neq R_K$ različno od karakteristične upornosti voda. V kopenskem medkrajevnem vodu so zakasnitve zvonjenja premajhne, da bi motile telegrafijo z ročno oddajo in sprejemom na sluh. V podmorskem prekooceanskem kablu postane zvonjenje hudo moteč pojav celo pri počasnem sprejemu na sluh.

Pojav zvonjenja je najlažje opisati na prenosnem vodu brez izgub, ki ga krmili izvor z nizko notranjo upornostjo $R_g \ll R_K$ in je zaključen na odprte

sponke $R_b \to \infty$ :




Po vklopu vira začne po prenosnem vodu potovati vpadni val. Slednji doseže konec voda čez čas $T=l/v$ . Odprte sponke imajo odbojnost $\Gamma_b=+1$ , da se vpadni val odbije z enako amplitudo in isto polariteto. Ko odbiti val potuje nazaj proti izvoru, se napetost na vodu podvoji na $2U_g$ . Čez čas $t=2T$ odbiti val vrne nazaj k izvoru.

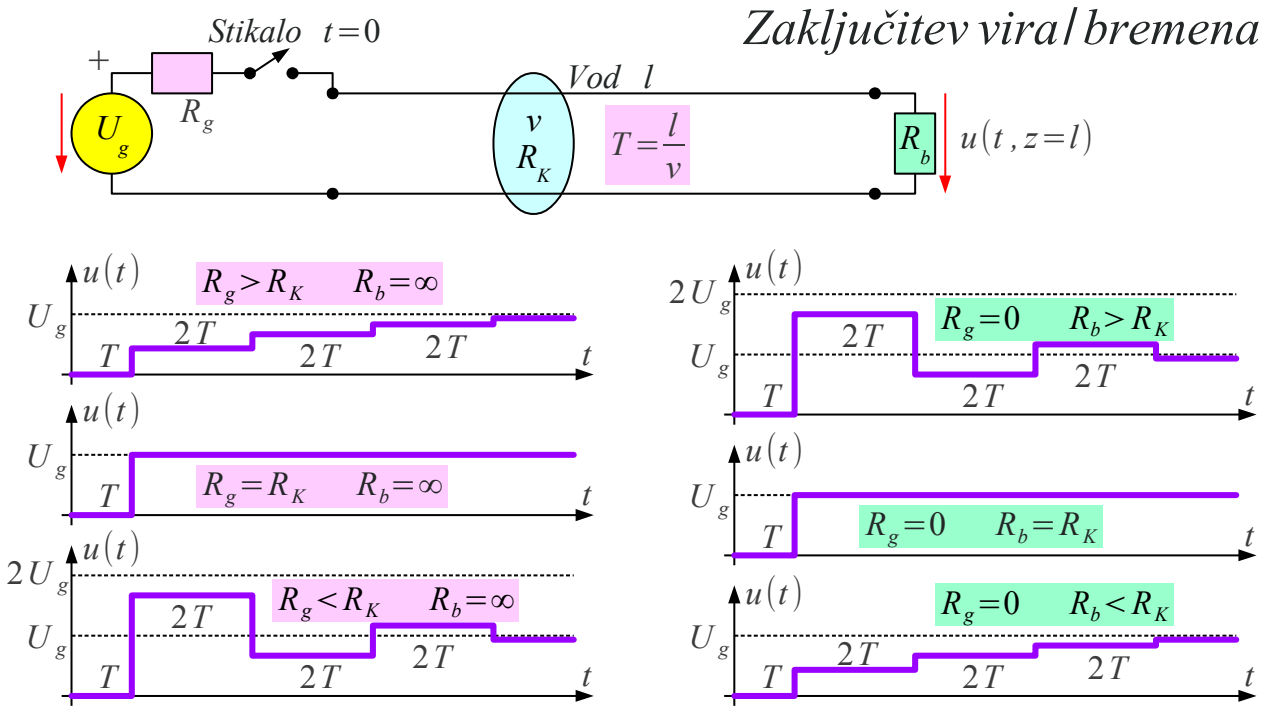
Zelo nizka notranja upornost vira daje odbojnost $\Gamma_g=-1$ . Odbiti val se ponovno odbije z obratno polariteto. Prvotni vpadni val in dvakrat odbiti val imata enako amplitudo in obratno polariteto, da se skupni vpadni val na vodu popolnoma izniči. Ničla vpadnega vala doseže konec voda čez čas $t=3T$ .

Brez vpadnega vala usahne tudi odboj. Ničla napetosti potuje nazaj proti izvoru. Čez čas $t=4T$ je celoten vod brez napetosti oziroma brez valov. Vod torej doseže popolnoma enako stanje, kot ga je imel na začetku $t=0$ ob sklenitvi stikala.

Brez izgub v vodu, pri $R_g=0$ in $R_b=\infty$ se opisani pojav ponavlja v neskončnost. Izgube v prenosnem vodu, neničelna notranja upornost resničnega izvora $R_g>0$ in končna upornost bremena $R_b<\infty$ povzročijo, da opisano nihanje izzveni.

Najlažje je razložiti učinek končne upornosti bremena $R_b<\infty$ in virom

z nizko notranjo upornostjo $R_g \to 0$ . Pri $R_K < R_b < \infty$ je odbojnost bremena $0 < \Gamma_b < 1$ večja od nič. Val se odbije z isto polariteto, ampak znižano amplitudo. Pri $0 < R_b < R_K$ je odbojnost bremena $-1 < \Gamma_b < 0$ manjša od nič. Val se odbije z obratno polariteto in znižano amplitudo. Zvonjenje se najhitreje zaključi v primeru prilagojenega bremena $R_b = R_K$ že čez čas $t = T$ , saj takrat odboja na bremenu ni $\Gamma_b = 0$ :

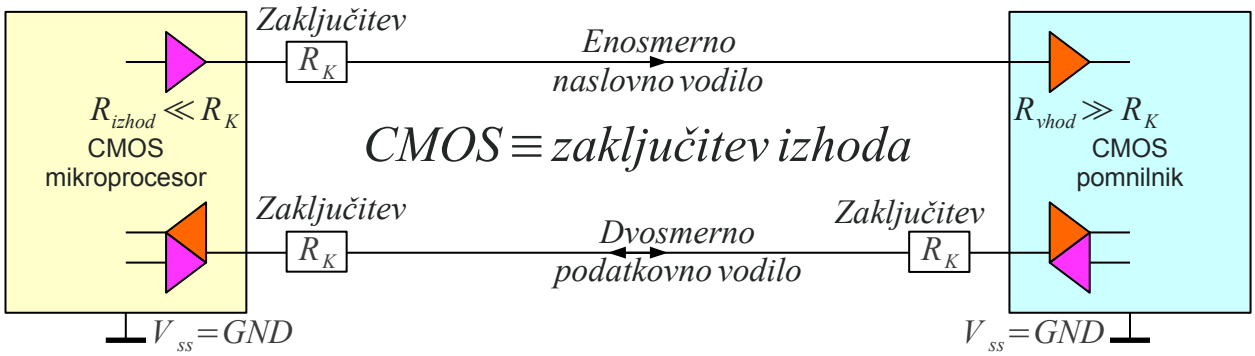



Pojav izzveni tudi pri krmiljenju voda z virom z neničelno notranjo upornostjo $R_g > 0$ in odprtimi sponkami za breme $R_b \to \infty$ . Pri $R_K < R_g < \infty$ je odbojnost vira $0 < \Gamma_g < 1$ večja od nič. Napetost na odprtem koncu voda $R_b = \infty$ monotono narašča po stopničkah. Pri $0 < R_g < R_K$ je odbojnost vira $-1 < \Gamma_g < 0$ manjša od nič. Napetost na odprtem koncu voda $R_b = \infty$ opleta po stopničkah do končne vrednosti. Zvonjenje se najhitreje zaključi v primeru prilagojenega vira $R_g = R_K$ že čez čas $t = T$ , saj takrat odboja na viru ni $\Gamma_g = 0$ .

Sodobna elektronika je več kot milijon-krat hitrejša od telegrafa iz 19. stoletja. Prekooceanske razdalje niso več potrebne, pač pa zvonjenje vodov nagaja že znotraj sobe oziroma celo znotraj same elektronske naprave. Preprosta računalniška vodila vsebujejo samo eno žico nad skupno ozemljitvijo oziroma ravnino mase na tiskanem vezju dolžine do nekaj deset centimetrov.

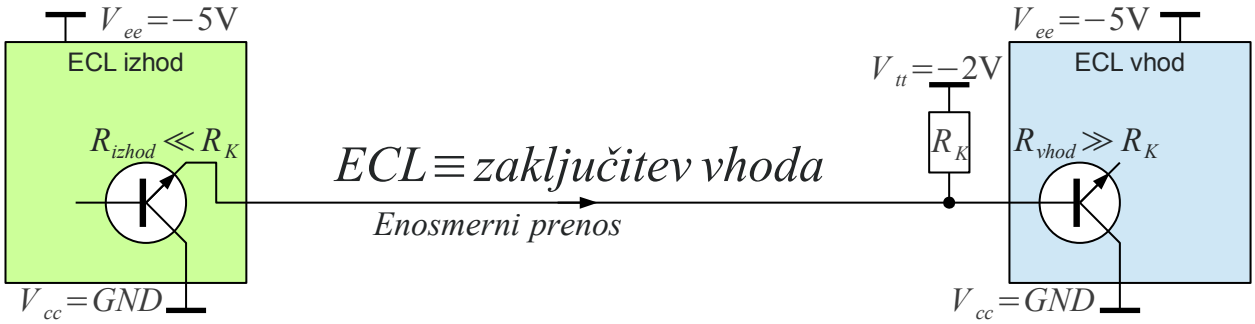
CMOS (Complementary MOS) logična vezja imajo zelo nizko izhodno

upornost $R_{izhod} \ll R_K$ . Zvonjenje CMOS vodil običajno duši zaporedni upor $R_K$ na izhodu. Obratno ima CMOS vhod zelo visoko notranjo upornost $R_{vhod} \gg R_K$ , kjer bi dodaten vzporedni zaključitveni upor zahteval preveliko porabo moči:




CMOS vezja uporabljajo kvečjemu dva zaporedna zaključitvena upora na obeh koncih dvosmernega vodila, kjer istočasno učinkuje samo en upor na trenutno aktivnem oddajniku.

ECL logična vezja (Emitter-Coupled Logic) imajo prav tako zelo nizko izhodno upornost $R_{izhod} \ll R_K$ . Zaključitveni upor $R_K$ je običajno nameščen na sprejemni strani, kjer povrhu poskrbi za delovno točko izhodnega tranzistorja oddajnika. $R_K$ je zato vezan na $V_{tt} = -2\text{V}$ (termination):

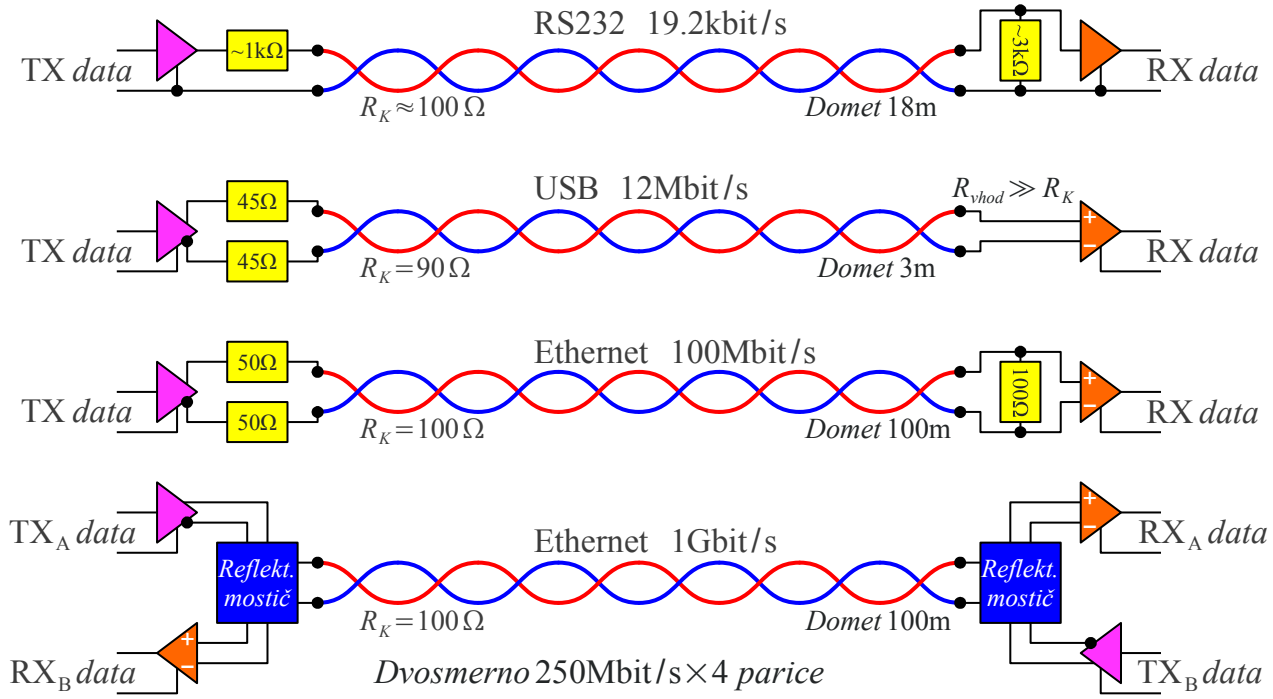



Komunikacije na sobnih razdaljah največkrat uporabljajo simetrični žični dvovod. Simetrični žični dvovod uporabljajo tudi najhitrejša računalniška vodila, kjer bi skupna ozemljitev nagajala s presluhom.

Ena najstarejših sobnih računalniških komunikacij je RS232. Slednji namenoma uporablja počasen oddajnik, da ne bi seval motenj radijskim zvezam. Zmogljivost RS232 je komaj $C \leq 19.2\text{kbit/s}$ na razdalji do $r \leq 18\text{m}$ . Karakteristična upornost parice je okoli $R_K \approx 100\,\Omega$ oziroma dosti manj od $R_K \ll R_g$ izhodne upornosti oddajnika, kar zagotavlja monotono naraščanje ali upadanje napetosti signala brez prenihajev.

Odpornost na motnje naj bi zagotavljala razmeroma visoka napetost signala $\pm 12\mathrm{V}$ .

Prvotni USB low/full-speed naj bi zagotavljal hitrost prenosa podatkov do $C \leq 12\mathrm{Mbit/s}$ na kratki razdalji samo do $r \leq 3\mathrm{m}$ . Zaključitev na parico $R_K = 90\,\Omega$ so zaporedni upori samo na oddajni strani. Sprejemnik ima visoko vhodno upornost $R_{vhod} \gg R_K$ . USB sicer uporablja izmeničen dvosmeren prenos z oddajnikoma na obeh straneh zveze, od katerih naenkrat deluje samo eden:




Večji domet in višje hitrosti omogoča Ethernet. Različica 100BASE-TX (standard IEEE 802.u iz leta 1995) omogoča zmogljivost $C = 100\mathrm{Mbit/s}$ na razdalji $r \leq 100\mathrm{m}$ po eni parici z $R_K = 100\,\Omega$ . Višjo odpornost na zvonjenje omogoča zaključitev parice na $R_K$ na obeh straneh zveze v oddajniku in sprejemniku hkrati. Isti ukrep hkrati razpolovi napetost signala. Podobno zaključitev na obeh straneh zveze hkrati uporablja tudi USB high-speed za $C = 480\mathrm{Mbit/s}$ in še številne druge hitre računalniške povezave.

Ker sta vpadni in odbiti val med sabo popolnoma neodvisna, en sam vod omogoča istočasni prenos različnih informacij v nasprotnih smereh. Opisanega Heavisideovega izuma v drugi polovici 19. stoletja sodobniki niso razumeli. Izum je moral počakati celih 120 let, da je zaživel v gigabitnem Ethernetu 1000BASE-T po standardu IEEE 802.ab iz leta 1999.

Slednji omogoča istočasni dvosmerni prenos $C = 250\mathrm{Mbit}/s \times 4$ po

štirih vzporednih paricah na razdalji $r \leq 100\mathrm{m}$ . Vpadni in odbiti val med sabo ločijo reflektometerski mostiči na obeh koncih od vsake od štirih vzporednih paric. Zvonjenje in presluh dodatno duši elektronika, ki se sproti prilagaja netočni karakteristični upornosti paric $R_K \neq 100\,\Omega$ .

Marsikatera praktična naloga zahteva rešitev prenosnega voda v frekvenčnem prostoru. V frekvenčnem prostoru je tudi bolj preprosto upoštevati izgube. Upornost vodnikov oziroma prevodnost izolacije za izbran vod nista konstanti, pač pa komplicirani funkciji frekvence $R(\omega)/l$ in $G(\omega)/l$ . Upornost povečuje kožni pojav, da v grobem velja $R = A\sqrt{\omega}$ . Zaporedna vezava kondenzatorja in upora bolje opisuje obnašanje večine dielektrikov od preproste vzporedne vezave $C \| G$ .

Iz zakasnitev v časovnem prostoru nastanejo fazni zasuki v frekvenčnem prostoru. Fazne zasuke opisuje kompleksna eksponentna funkcija utežene vsote ali razlike časa in položaja. V frekvenčnem prostoru rešitev z upoštevanjem izgub ni kaj dosti bolj zahtevna od brezizgubnega primera. Tudi v frekvenčnem prostoru ima telegrafska enačba dve linearno-neodvisni rešitvi za odbiti val in vpadni val:

$$\textit{Uganiti rešitev}\quad u(t,z) = \mathrm{Re}\left[U \cdot e^{j(\omega t \pm k z)}\right] \quad i(t,z) = \mathrm{Re}\left[I \cdot e^{j(\omega t \pm k z)}\right] \qquad \omega\left[\frac{\mathrm{rd}}{\mathrm{s}}\right] = 2\pi f$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial u(t,z)}{\partial z} &= -L/l \cdot \frac{\partial i(t,z)}{\partial t} - R/l \cdot i(t,z) \\ \frac{\partial i(t,z)}{\partial z} &= -C/l \cdot \frac{\partial u(t,z)}{\partial t} - G/l \cdot u(t,z) \end{aligned} \quad \rightarrow \quad \begin{aligned} \pm j k \cdot U &= (-j\omega L/l - R/l) \cdot I \\ \pm j k \cdot I &= (-j\omega C/l - G/l) \cdot U \end{aligned}$$

$$k\left[\frac{\mathrm{rd}}{\mathrm{m}}\right] = \sqrt{-(j\omega L/l + R/l) \cdot (j\omega C/l + G/l)} = \beta - j\alpha \equiv \textit{valovno število}$$

$$\beta\left[\frac{\mathrm{rd}}{\mathrm{m}}\right] \equiv \textit{fazna konstanta}$$

$$u(t,z) = \mathrm{Re}\left[\underbrace{U_O \cdot e^{j(\omega t + k z)}}_{\textit{Odbiti val}} + \underbrace{U_V \cdot e^{j(\omega t - k z)}}_{\textit{Vpadni val}}\right]$$

$$\alpha\left[\frac{\mathrm{Np}}{\mathrm{m}}\right] \equiv \textit{konstanta slabljenja}$$

$$Z_K[\Omega] = \frac{U_V}{I_V} = -\frac{U_O}{I_O} = \frac{j\omega L/l + R/l}{j k} = \sqrt{\frac{j\omega L/l + R/l}{j\omega C/l + G/l}} \equiv \textit{karakteristična impedanca}$$

*Frekvenčni prostor*

Časovno odvisnost opisuje krožna frekvenca $\omega[\mathrm{rd/s}] = 2\pi f$ . Odvisnost faze od položaja opisuje fazna konstanta $\beta[\mathrm{rd/m}]$ . Izgube opisuje konstanta slabljenja $\alpha[\mathrm{Np/m}]$ . Obe realni konstanti nastopata v rešitvi telegrafske enačbe kot kompleksno valovno število $k[\mathrm{rd/m}] = \beta - j\alpha$ . Karakteristično upornost $R_K$ v frekvenčnem prostoru

v splošnem primeru nadomešča kompleksna karakteristična impedanca $Z_K[\Omega]$ v razmerju med napetostjo in tokom.

Splošno rešitev telegrafske enačbe v frekvenčnem prostoru je pogosto smiselno poenostaviti. Če kabel ni gnil oziroma izdelan iz slabih surovin, so izgube v dielektriku zanemarljivo majhne $G/l \to 0$ . Če so vodniki iz dobrega prevodnika, je upornost vodnikov $R/l \ll \omega L/l$ dosti manjša od induktivne komponente impedance pri neničelni frekvenci.

Resničen kabel ima zelo podobno rešitev telegrafske enačbe kot vod brez izgub. Karakteristična impedanca $Z_K \approx R_K$ je zelo podobna karakteristični upornosti voda brez izgub. Jalovi del $\mathrm{Im}(Z_K)$ je praktično tako majhen, da se ga skoraj ne da izmeriti:

## *Približek za nizko slabljenje*

*Bakrena žica* $+\ \omega \neq 0 +$ *odličen dielektrik*

$R/l \ll \omega L/l \qquad G/l \to 0$

$$Z_K = \sqrt{\frac{j\omega L/l + R/l}{j\omega C/l}} \approx \sqrt{\frac{L/l}{C/l}}$$

$$k = \sqrt{-(j\omega L/l + R/l)\cdot j\omega C/l} = \sqrt{\omega^2 L/l \cdot C/l \cdot \left(1 + \frac{R/l}{j\omega L/l}\right)} = \omega\sqrt{L/l \cdot C/l}\cdot\sqrt{1 - j\frac{R/l}{\omega L/l}}$$

$y \ll 1 \ \to\ \sqrt{1 - jy} \approx 1 - jy/2$

$$k \approx \omega\sqrt{L/l \cdot C/l}\cdot\left(1 - j\frac{R/l}{2\omega L/l}\right) = \omega\sqrt{L/l \cdot C/l} - j\frac{R/l}{2}\sqrt{\frac{C/l}{L/l}} \approx \omega\sqrt{L/l \cdot C/l} - j\frac{R/l}{2Z_K}$$

$$u(t,z) = \mathrm{Re}\left[\underbrace{U_O \cdot e^{j(\omega t + \beta z)} e^{\alpha z}}_{\text{Odbiti val}} + \underbrace{U_V \cdot e^{j(\omega t - \beta z)} e^{-\alpha z}}_{\text{Vpadni val}}\right]$$

$$k = \beta - j\alpha \ \to\ \beta \approx \omega\sqrt{L/l \cdot C/l} = \frac{\omega}{v}, \quad \alpha \approx \frac{R/l}{2Z_K}$$

Slabljenje resničnega voda opisuje jalovi del valovnega števila $k = \beta - j\alpha$ . Ker je konstanta slabljenja $\alpha \ll \beta$ dosti manjša od fazne konstante, je dobro poiskati učinkovit približek, da se konstanta slabljenja $\alpha$ ne izgubi v zaokroževanju računanja. Vod z majhnimi izgubami ima fazno konstanto $\beta \approx \omega / v$ skoraj enako vodu brez izgub. Dober približek za konstanto slabljenja je $\alpha \approx (R/l)/(2Z_K)$ .

V praksi je najbolj zanimiva veličina slabljenje $e^{\pm\alpha z}$ . Fazni zasuk $e^{j(\omega t \pm \beta z)}$ je pri visokih frekvencah sicer velik, ampak privzet, da se mu morajo terminalne naprave, oddajniki in sprejemniki samodejno prilagoditi. Teoretske izpeljave dajejo slabljenje kot razmerje amplitud (napetosti) v

logaritemskih merskih enotah Neper $[\mathrm{Np}]$ z naravnimi logaritmi:

Neper [Np]

$$a_{\mathrm{Np}}=\ln\frac{|\hat{U}_1|}{|\hat{U}_2|}$$

$$P=\frac{|\hat{U}|^2}{2Z_K}\qquad |\hat{U}|=\sqrt{2Z_K P}$$

$$a_{\mathrm{Np}}=\ln\sqrt{\frac{P_1}{P_2}}=\frac{1}{2}\ln\frac{P_1}{P_2}$$

Decibel [dB]

$$a_{\mathrm{dB}}=10\cdot\log_{10}\frac{P_1}{P_2}$$

$$a_{\mathrm{dB}}=10\cdot\log_{10}\left|\frac{\hat{U}_1}{\hat{U}_2}\right|^2=20\cdot\log_{10}\frac{|\hat{U}_1|}{|\hat{U}_2|}$$

$$a_{\mathrm{dB}}=\frac{20}{\ln 10}\cdot\ln\frac{|\hat{U}_1|}{|\hat{U}_2|}=\frac{20}{2.3026}\cdot a_{\mathrm{Np}}$$

$$P_{\mathrm{dBm}}=10\cdot\log_{10}\frac{P}{1\,\mathrm{mW}}\qquad P_{\mathrm{dBW}}=10\cdot\log_{10}\frac{P}{1\,\mathrm{W}}$$

$$1\,\mathrm{kW}=60\,\mathrm{dBm}=30\,\mathrm{dBW}$$

$$1\,\mathrm{W}=30\,\mathrm{dBm}=0\,\mathrm{dBW}$$

$$1\,\mathrm{mW}=0\,\mathrm{dBm}=-30\,\mathrm{dBW}$$

$$1\,\mu\mathrm{W}=-30\,\mathrm{dBm}=-60\,\mathrm{dBW}$$

$$1\,\mathrm{nW}=-60\,\mathrm{dBm}=-90\,\mathrm{dBW}$$

$$1\,\mathrm{pW}=-90\,\mathrm{dBm}=-120\,\mathrm{dBW}$$

$$1\,\mathrm{fW}=-120\,\mathrm{dBm}=-150\,\mathrm{dBW}$$

*Logaritemske enote za moč*

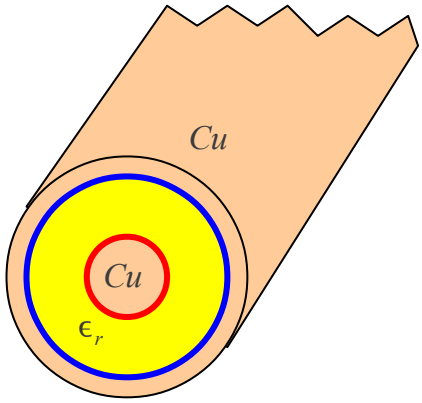
Obratno merilni inštrumenti najpogosteje navajajo slabljenje kot razmerje moči v logaritemskih merskih enotah Decibel $[\mathrm{dB}]$ z desetiškimi logaritmi. Na desetiške logaritme so tudi vezane praktične enote moči $[\mathrm{dBm}]$ (osnova $1\mathrm{mW}$ ) oziroma $[\mathrm{dBW}]$ (osnova $1\mathrm{W}$ ).

Pretvorba iz naravnih logaritmov v desetiške logaritme ali obratno je samoumevna. Manj samoumevna je pretvorba napetosti v moč ali obratno. Poleg kvadriranja/korenjenja je potreben dogovor o impedanci delovnega bremena. Slednja je največkrat izbrana $Z=Z_K$ enaka karakteristični impedanci voda, vseh priključkov, oddajnikov, sprejemnikov oziroma merilne opreme.

Prenosni vodi za velike razdalje se običajno načrtujejo za čim nižje izgube. Večino izgub vnaša neničelna upornost vodnikov. Slednjo povečuje kožni pojav (skin effect). Tok se ne porazdeli po celotnem preseku vodnika enakomerno, pač pa se zbere v tanki koži na površini vodnika. V zanimivem območju frekvenc za komunikacije je koža toka za tri velikostne razrede tanjša od prečnih izmer vodnika. Pri frekvenci $f\approx 100\mathrm{MHz}$ se tok strne v kožo na površini, ki je v bakru debela okoli $\delta\approx 7\,\mu\mathrm{m}$ .

Ker debelino kože določajo naravni pojavi, se vod načrtuje tako, da se tok čimbolj enakomerno razporedi na čim širšo kožo. Uspešna konstrukcija prenosnega voda je koaksialni kabel, kjer se tok enakomerno porazdeli po površini žile ter po notranji površini oklopa. Elektromagnetno polje

simetričnega dvovoda se ne zaključi na končni razdalji (sevanje?) niti ni razporeditev toka po obsegu vodnikov povsem enakomerna. Prednost simetričnega dvovoda z vodnikoma krožnega prereza je v manjši porabi kovine za podobno slabljenje kot koaksialni kabel:

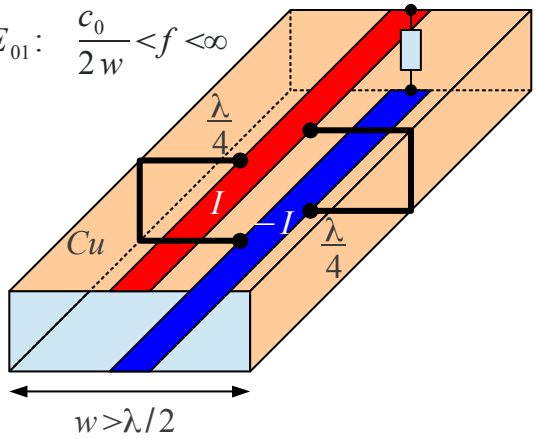



*Koaksialni kabel*
$20\,\Omega \le Z_K \le 100\,\Omega$
$TEM:\ \ 0 \le f < \infty$

*Simetrični dvovod* $\quad 100\,\Omega \le Z_K \le 600\,\Omega$

*(Pravokotni) Kovinski valovod*

$TE_{01}:\ \ \frac{c_0}{2w} < f < \infty$

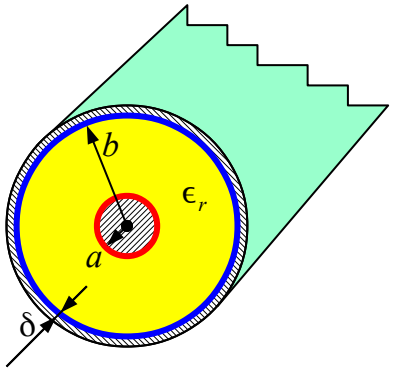



# *Prenosni vodi*

Pravokotni kovinski valovod je pravzaprav simetrični dvovod s trakastima vodnikoma, ki imata na obeh straneh kratko-sklenjene opornike dolžine $\lambda/4$. V notranjosti pravokotne kovinske cevi je lahko vakuum brez slabljenja za katerokoli frekvenco. Frekvenčni pas kovinskega valovoda omejujejo navzdol bočni oporniki na $w > \lambda/2$.

Karakteristično impedanco koaksialnega kabla za osnovni TEM rod se izračuna iz kapacitivnosti na enoto dolžine $C/l$ in induktivnosti na enoto dolžine $L/l$. Ker je pri uporabnih frekvencah koža toka zelo tanka, je elektromagnetno polja znotraj žile in znotraj kovine oklopa zanemarljivo majhno. Za izračun kapacitivnosti in induktivnosti koaksialnega kabla praktično zadošča izračun elektromagnetnega polja v izolaciji kabla.

Karakteristična impedanca koaksialnega kabla $Z_K$ je odvisna od prečnih izmer kabla, polmera žile $a$ in notranjega polmera oklopa $b$ ter od relativne dielektričnosti izolacije $\epsilon_r$. Naravni konstanti $\epsilon_0$ in $\mu_0$ je smiselno združiti v valovno impedanco praznega prostora $Z_0 = \sqrt{\mu_0/\epsilon_0} \approx 120\,\pi\,\Omega \approx 377\,\Omega$ :




$$L/l=\frac{\mu_0}{2\pi}\ln\frac{b}{a} \qquad C/l=\frac{2\pi\epsilon_0\epsilon_r}{\ln\frac{b}{a}} \qquad Z_0=\sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}}$$

$$Z_K=\frac{Z_0}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}}\ln\frac{b}{a}\approx\frac{60\,\Omega}{\sqrt{\epsilon_r}}\ln\frac{b}{a}\equiv \textit{karakteristična impedanca}$$

$$\textit{Primer}:\ f=100\text{MHz} \quad \textit{Baker}:\ \mu\approx\mu_0 \quad \gamma=56\cdot10^6\,\frac{\text{S}}{\text{m}}$$

$$\delta=\sqrt{\frac{2}{\omega\mu_0\gamma}}\approx 6.73\,\mu\,\text{m}\equiv \textit{vdorna globina v baker}$$

$$R/l=R_{žila}/l+R_{oklop}/l=\frac{1}{2\pi a\delta\gamma}+\frac{1}{2\pi b\delta\gamma}=\frac{1}{2\pi\delta\gamma}\left(\frac{1}{a}+\frac{1}{b}\right)$$

$$\alpha\left[\frac{\text{Np}}{\text{m}}\right]=\frac{R/l}{2Z_K}=\frac{\sqrt{\epsilon_r}}{2b\delta\gamma Z_0}\left(\frac{b}{a}+1\right)/\ln\frac{b}{a} \qquad x=\frac{b}{a}$$

| $x=3.6$ | $\epsilon_r$ | $Z_{Kopt}$ |
|---|---|---|
| *zrak* | 1 | 76.9Ω |
| *pena* | 1.5 | 62.8Ω |
| *teflon* | 2.1 | 53.0Ω |
| *PE* | 2.3 | 50.7Ω |

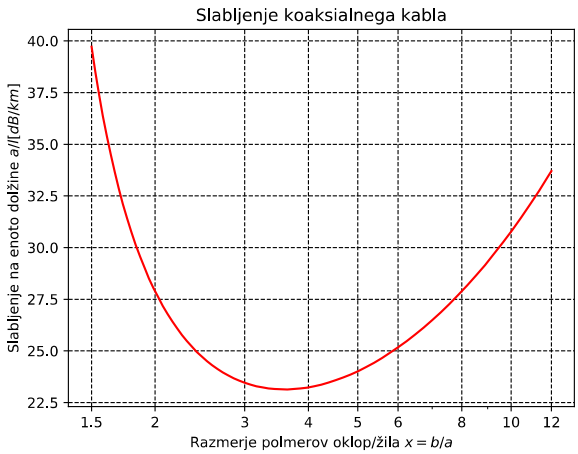
## *Izračun koaksialnega kabla*

$$a/l\left[\frac{\text{dB}}{\text{m}}\right]=\frac{-20}{\ln 10}\alpha=-\left(\frac{10\sqrt{\pi\epsilon_0}}{\ln 10}\right)\frac{1}{b}\sqrt{\frac{\epsilon_r f}{\gamma}}\left(\frac{x+1}{\ln x}\right)$$

Upornost izgub sestavljata upornost kože žile in upornost notranje kože oklopa. Vodnika žile in oklopa ne smeta biti feromagnetika, sicer bi bila koža še dosti tanjša. Iz upornosti izgub $R/l$ in karakteristične impedance kabla $Z_K$ se da izračunati slabljenje na enoto dolžine $\alpha[\text{Np/m}]$ oziroma $a/l[\text{dB/m}]$ .

Ker notranji polmer oklopa $b$ v grobem določa ceno kabla, načrtovalcu preostane izbira polmera žile $a$ in dielektričnosti izolacije $\epsilon_r$ . Slabljenje je premo-sorazmerno korenu iz dielektričnosti $\sqrt{\epsilon_r}$ , torej penast dielektrik oziroma samo zrak z distančniki. Slabljenje je transcendentna funkcija razmerja polmerov $x=b/a$ z minimumom pri $x_{MIN}\approx 3.6$ . Večina komunikacijske in merilne opreme je zato izdelana za standardizirano karakteristično impedanco $Z_K=50\,\Omega$ , kar je zelo blizu minimuma slabljenja za običajni dielektrik gibkih koaksialnih kablov polietilen.

Slabljenje praktičnega medkrajevnega kabla iz bakra in polietilena je prikazano na spodnjem grafu pri frekvenci $f=100\text{MHz}$ , kar približno ustreza številski zvezi $C\approx 140\text{Mbit}/s$ . Pri najugodnejšem razmerju $x_{MIN}=3.6$ slabljenje dosega $a/l\approx -23\text{dB/km}$ . Takšna zveza potrebuje ojačevalnik oziroma regenerator vsakih $l\approx 2\text{km}$ :




$$a/l\left[\frac{\mathrm{dB}}{\mathrm{m}}\right]=-\left(\frac{10\sqrt{\pi\epsilon_0}}{\ln 10}\right)\frac{1}{b}\sqrt{\frac{\epsilon_r f}{\gamma}}\left(\frac{x+1}{\ln x}\right)$$

$$Zgled:\quad a=2\mathrm{mm}\quad b=7.2\mathrm{mm}$$
$$\epsilon_r=2.3\quad f=100\mathrm{MHz}\quad \gamma=56\cdot 10^6\,\mathrm{S/m}$$

$$Z_K\approx\frac{60\,\Omega}{\sqrt{\epsilon_r}}\ln x\approx 50.7\,\Omega \qquad x=3.6$$

$$a/l\left[\frac{\mathrm{dB}}{\mathrm{m}}\right]\approx -0.023\mathrm{dB/m}=-23\mathrm{dB/km}$$

$$x_{MIN}=3.591121476668622\approx 3.6$$

*Pojav višjih valovodnih rodov*
*Približen izraz:*

$$f_{MAX}\approx\frac{c_0}{\pi(a+b)\sqrt{\epsilon_r}}\approx 6.84\mathrm{GHz}$$

## *Načrtovanje koaksialnega kabla*

Koaksialni kabel ima še eno omejitev, ki se pri velikih razdaljah običajno ne opazi. Pri dovolj visokih frekvencah se koaksialni kabel obnaša kot kovinski valovod, ki poleg osnovnega rodu TEM prepušča še višje valovodne rodove. Tudi na brezhibnem kablu se višji rodovi vzbudijo na nezveznostih, krivinah in skokih polmerov v koaksialnih vtičnicah. Višji rodovi izredno povečajo slabljenje ravno na svojih mejnih frekvencah, kjer nastopijo. Koaksialni kabel se zato običajno ne uporablja blizu niti nad mejno frekvenco nastopa višjih rodov.

Odbojnost je v frekvenčnem prostoru definirana na povsem enak način kot v časovnem prostoru. Napetosti in tokovi so v frekvenčnem prostoru kazalci. Upornosti in prevodnosti iz časovnega prostora v frekvenčnem prostoru nadomestijo impedance in admitance.

Odbojnost je v frekvenčnem prostoru kazalec, ki ima amplitudo in fazo. Amplituda odbojnosti $|\Gamma|\leq 1$ je manjša ali enaka enoti za katerokoli pasivno breme $R\geq 0$. Kazalec odbojnosti pasivnega bremena se zato da narisati znotraj enotnega kroga v kompleksni ravnini. Smithov diagram je zelo priljubljeno praktično grafično računalo, ki na omejeni površini papirja prikazuje odbojnost, impedanco, admitanco pasivnega bremena in še kaj. Končno je velikost odbojnosti smiselno prikazati v logaritemskih enotah $\Gamma_{\mathrm{dB}}=20\log_{10}|\Gamma|$ kot povratno slabljenje (return loss):

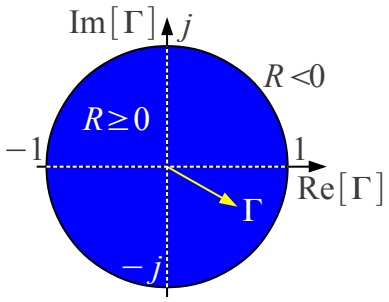
# *Smithov diagram*

$$\Gamma=\frac{U_O}{U_V}=\frac{Z-Z_K}{Z+Z_K}=\frac{Y_K-Y}{Y_K+Y}\equiv odbojnost$$

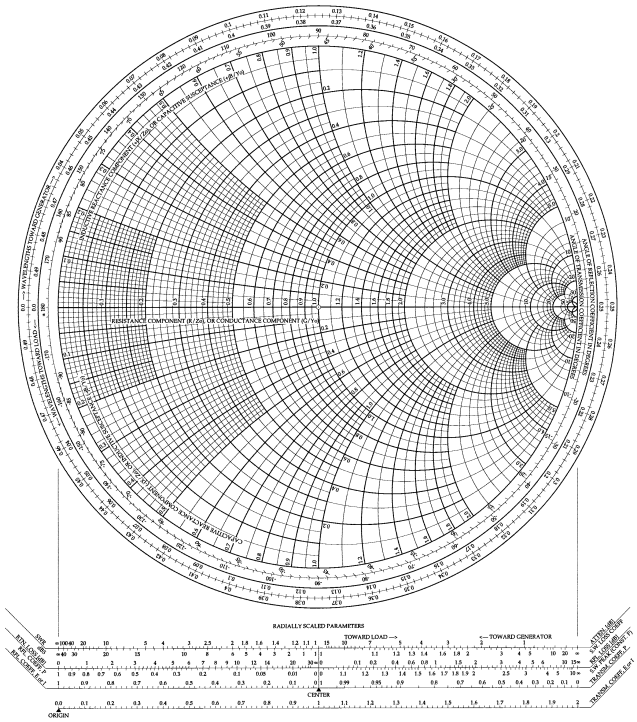
$$Z=R+jX=Z_K\cdot\frac{1+\Gamma}{1-\Gamma}=\frac{1}{Y}=\frac{1}{G+jB}$$

*Pasivno breme*

$R\geq 0 \;\longleftrightarrow\; G\geq 0 \;\longleftrightarrow\; |\Gamma|\leq 1$




$\Gamma_{\mathrm{dB}}=20\log_{10}|\Gamma|\equiv povratno\ slabljenje$



Odbojnost postane silno uporabna vmesna veličina, ko je treba preračunati preslikavo impedance, ki jo vnaša prenosni vod. Impedanco (admitanco) bremena $Z\rightarrow\Gamma$ se najprej preračuna v odbojnost. Odbojnost se vzdolž voda spremeni v $\Gamma\rightarrow\Gamma'$. Končno se na začetku voda iz spremenjene odbojnosti $\Gamma'\rightarrow Z'$ določi preslikana impedanca (admitanca).

Vzdolž brezizgubnena voda se vrti samo faza odbojnosti $\arg[\Gamma']$. Ker je odbojnost $\Gamma'=U_O/U_V$ kvocient odbitega in napredujočega vala, se faza odbojnosti vrti $e^{-j2\beta l}$ nazaj z dvojno hitrostjo. Amplituda odbojnosti se ne spreminja $|\Gamma'|=konst.$ Konica kazalca odbojnosti $\Gamma'$ se vrti v matematično negativni smeri po loku s konstantnim polmerom:

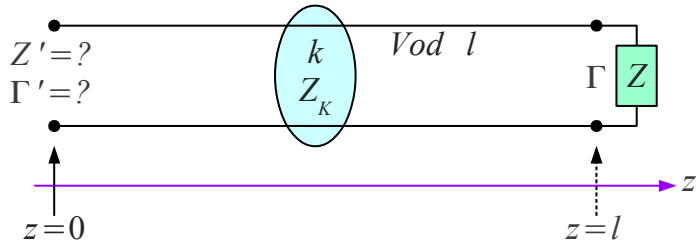
$$\Gamma=\frac{Z-Z_K}{Z+Z_K}$$

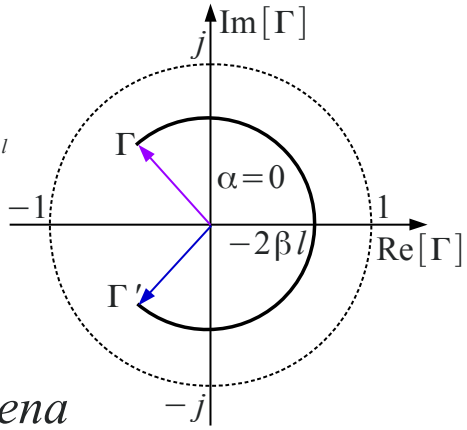
$$\Gamma=\frac{U_O\cdot e^{j(\omega t+\beta l)}e^{\alpha l}}{U_V\cdot e^{j(\omega t-\beta l)}e^{-\alpha l}}$$

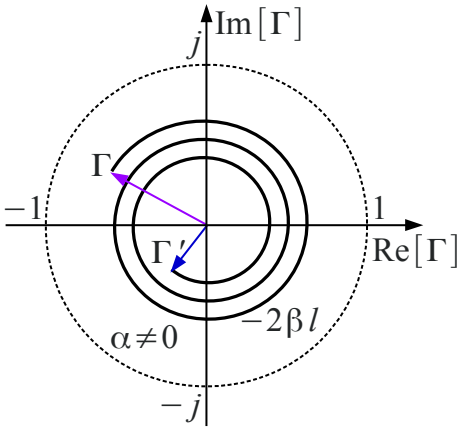
$$\Gamma=\frac{U_O}{U_V}\cdot e^{j2\beta l}e^{2\alpha l}$$

$$\Gamma'=\frac{U_O}{U_V}=\Gamma\cdot e^{-j2\beta l}e^{-2\alpha l}$$

$$Z'=Z_K\cdot\frac{1+\Gamma'}{1-\Gamma'}$$



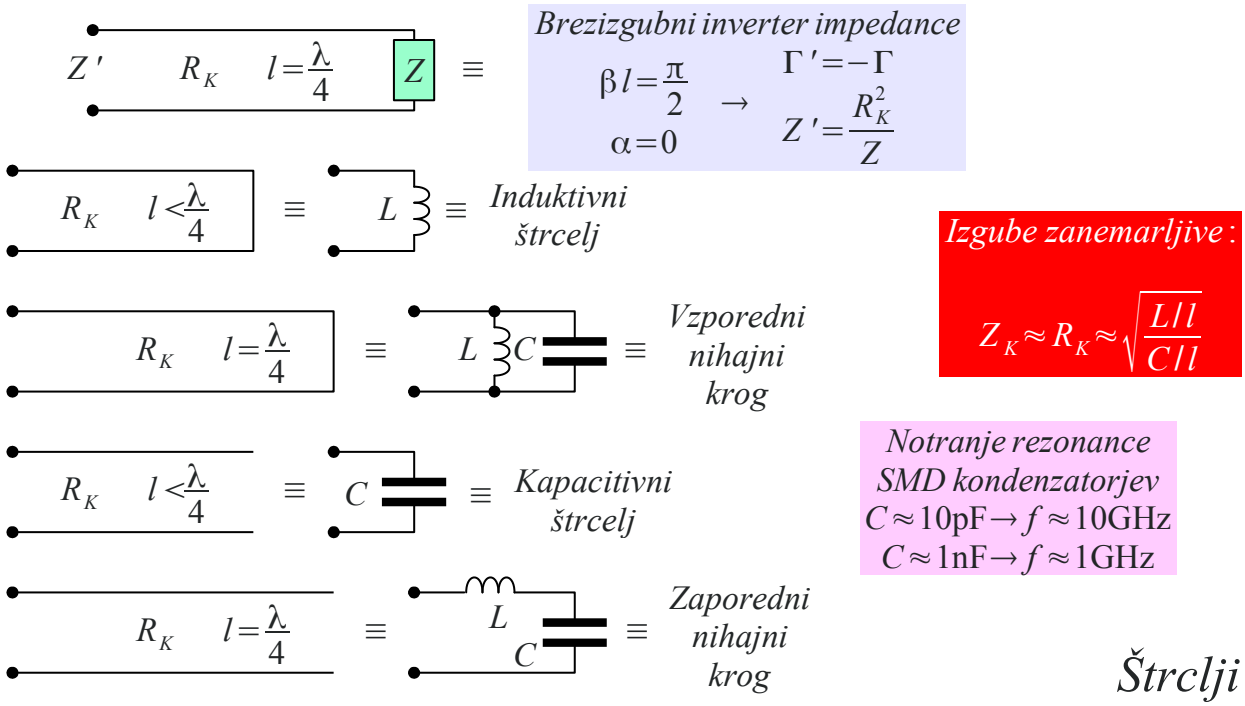




*Preslikava bremena*

Vzdolž voda z izgubami se spreminjata amplituda in faza odbojnosti $\Gamma'$. Ker je odbojnost $\Gamma'=U_O/U_V$ kvocient odbitega in napredujočega vala, amplituda odbojnosti upada $e^{-2\alpha l}$ z dvojno hitrostjo. Faza odbojnosti $\arg[\Gamma']$ se vrti nazaj z dvojno hitrostjo povsem enako kot na brezizgubnem vodu. Konica kazalca odbojnosti $\Gamma'$ se giblje navznoter po logaritemski špirali.

Krajše odseke prenosnih vodov dolžine $l<\lambda$ z majhnimi izgubami, največkrat celo $l\leq\lambda/4$, je smiselno uporabiti namesto koncentriranih gradnikov. Na drugem koncu odprt vod dolžine $l<\lambda/4$ lahko nadomešča koncentriran kondenzator v vezju. Na drugem koncu kratkosklenjen vod dolžine $l<\lambda/4$ lahko nadomešča koncentrirano tuljavo v vezju. Gradniki iz kakovostnih vodov imajo pogosto nižje izgube pri visokih frekvencah od koncentriranih gradnikov.

Podobno na drugem koncu odprt vod dolžine točno $l=\lambda/4$ lahko nadomešča koncentriran zaporedni $LC$ nihajni krog v vezju. Na drugem koncu kratkosklenjen vod dolžine $l=\lambda/4$ lahko nadomešča koncentriran vzporedni $LC$ nihajni krog v vezju. Nihajni krogi iz odsekov prenosnih vodov pogosto dosegajo višjo kvaliteto $Q$ od koncentriranih $LC$ gradnikov. Vsi takšni gradniki iz odsekov prenosnih vodov so znani pod imenom štrclji (stubs):




Nepričakovani štrclji se lahko pojavijo znotraj SMD gradnikov. Večslojni keramični kondenzatorji imajo dolge elektrode v notranjosti prepognjene v keramiko z visoko dielektričnostjo. Notranje rezonance takšnih gradnikov se lahko pojavijo že na frekvencah nad $f > 1\text{GHz}$ .

Preslikava impedance v prenosnem vodu je lahko koristna in zaželjena. Čeprav dolžina voda ni omejena na $l = \lambda/4$ , je najbolj znan četrtvalovni transformator. Slednji se obnaša kot inverter impedance $Z' = R_K^2/Z$ . Inverter impedance je nepogrešljiv gradnik v marsikaterem frekvenčnem situ, antenski kretnici oziroma delilniku/združevalniku moči.

Vpadni in odbiti val prenašata vsak svojo moč. Moči vpadnega in odbitega vala sta popolnoma neodvisni med sabo. Obravnava prenosnega voda v frekvenčnem prostoru odpira še dodaten fizikalni pogled na dogajanje na prenosnem vodu.

Kompleksna moč $P = 1/2\, U \cdot I^*$ je sorazmerna produktu kazalcev napetosti in konjugirano-kompleksne vrednosti toka. Sam vpadni val daje čisto delovno moč. Sam odbiti val daje čisto delovno moč z negativnim predznakom, ker gre tok v drugo smer. Prisotnost obeh valov daje povrhu jalovo moč, ki opisuje nihajočo energijo stojnega vala:

$$P=\frac{1}{2}U\cdot I^*=\frac{1}{2}\left[U_O\cdot e^{j(\omega t+\beta z)}e^{\alpha z}+U_V\cdot e^{j(\omega t-\beta z)}e^{-\alpha z}\right]\cdot\left[\frac{-U_O}{Z_K}\cdot e^{j(\omega t+\beta z)}e^{\alpha z}+\frac{U_V}{Z_K}\cdot e^{j(\omega t-\beta z)}e^{-\alpha z}\right]^*$$

*Vpadna moč*

$$P=\frac{|U_V|^2}{2Z_K}\cdot e^{-2\alpha z}$$

*Odbita moč*

$$-\frac{|U_O|^2}{2Z_K}\cdot e^{2\alpha z}$$

*Energija stojnega vala (jalova moč)*

$$+j\frac{|U_V\cdot U_O|}{Z_K}\cdot\sin(2\beta z+\phi)$$

$$\mathrm{Re}[P(z)]=P_V(z)-P_O(z)=\frac{|U_V|^2}{2Z_K}\cdot e^{-2\alpha z}-\frac{|U_O|^2}{2Z_K}\cdot e^{2\alpha z}$$

$$P_O(z)=P_V(z)\cdot|\Gamma(z)|^2$$

$$\mathrm{Re}[P(z)]=P_V(z)\cdot\left(1-|\Gamma(z)|^2\right)$$

*Razmerje stojnega vala (samo brez izgub: $\alpha=0$)*

$$(V)SWR=\rho=\frac{U_{MAX}}{U_{MIN}}=\left|\frac{1+|\Gamma|}{1-|\Gamma|}\right|$$

$$1\le SWR=\rho<\infty$$

$$|\Gamma|=\frac{\rho-1}{\rho+1}\le 1$$ *Pasivno breme*

$$|\Gamma|=\frac{\rho+1}{\rho-1}>1$$ *Aktivno breme*

## *Moč & energija*

Delovno moč odbitega vala in skupno delovno moč se lahko v vsaki točki voda izračuna iz delovne moči vpadnega vala in velikosti odbojnosti na istem mestu. Interferenca vpadnega in odbitega vala vzpostavi vzdolž voda stojni val napetosti in stojni val toka.

Stojni val je mirujoča ovojnica, pod katero se plazi val napetosti ali pa val toka. V prisotnosti samega vpadnega vala brez odbitega vala je stojni val monotono upadajoča črta. V prisotnosti obeh, vpadnega in odbitega vala ima stojni val minimume in maksimume. Minimumi stojnega vala napetosti sovpadajo z maksimumi stojnega vala toka in obratno.

V primeru voda z izgubami $\alpha>0$ ima stojni val vse maksimume med sabo različno visoke in vse minimume med sabo različno globoke. V primeru voda brez izgub $\alpha=0$ so vsi maksimumi stojnega vala enako visoki in vsi minimumi enako globoki. Stojni val ima polovično periodo vzdolž prenosnega voda glede na val napetosti ali toka. Stojni val ni nikoli sinusne oblike!

Samo na vodu brez izgub $\alpha=0$ je smiselno definirati razmerje stojnega vala oziroma valovitost (nemško welligkeit) oziroma (V)SWR (Voltage Standing-Wave Ratio). Smisel angleške oznake "Voltage" je samo v temu, da je razmerje mišljeno na napetosti oziroma tokove $\rho=U_{MAX}/U_{MIN}=I_{MAX}/I_{MIN}$ , nikakor pa na moči ali logaritemske enote.

Valovitost $\rho$ vsebuje celo nekaj manj informacije kot velikost odbojnosti $|\Gamma|$ oziroma povratno slabljenje $\Gamma_{dB}$ . Prednost valovitosti $\rho$ je v meritvi s preprostim izmeničnim voltmetrom, ki se ga premika vzdolž

prenosnega voda in neposrednim opazovanjem stojnega vala. Povsem jasno mostiček oziroma drugačen merilnik odbojnosti izmeri $\Gamma$ hitreje, brez mehanskega premikanja in brez iskanja maksimumov ter minimumov.

V visokofrekvenčni tehniki vse omenjene veličine: odbojnost $\Gamma$, velikost odbojnosti $|\Gamma|$, povratno slabljenje $\Gamma_{\mathrm{dB}}$ in celo zgodovinski ostanek valovitost $\rho$ uspešno izrivajo merske enote z nižjih frekvenc. Dolžine priključkov gradnikov niso zanemarljive. Nogice tranzistorja so zadosti dolge, da iz gradnika ne nastane ojačevalnik, pač pa oscilator oziroma neželjen radijski oddajnik na neki drugi frekvenci. Od načrtovalca je odvisno, ali gre za koristne pojave ali za nadlogo?

* * * * *

# 5. Stabilnost ojačevalnika

V visokofrekvenčni tehniki so merilni inštrumenti prilagojeni možnostim resničnih meritev pri izbrani karakteristični impedanci vodov in priključkov. Priključki so največkrat koaksialni, kjer je karakteristična impedanca izbrana $Z_K = 50\Omega$ iz dobro utemeljenih naravnih razlogov. Mikrotrakasti vod na tiskanem vezju ima karakteristično impedanco v istem velikostnem razredu ampak za en velikostni razred višje slabljenje od koaksialnega kabla podobnih izmer.

Namesto tokov in napetosti se v visokofrekvenčni tehniki meri vpadne in odbite valove. Namesto impedanc oziroma admitanc se meri odbojnosti. Vse to z dobrim namenom poenostaviti meritev, ker je pri valovih in odbojnostih preprosto upoštevati neničelno dolžino priključnih vodov.

Obravnavo z valovi in odbojnostmi je smiselno razširiti na več-vhodna vezja. Linearno več-vhodno vezje opisuje matrika $N\ odzivov \times N\ vzbujanj$ . Obravnava nelinearnega več-vhodnega vezja je znatno zahtevnejša.

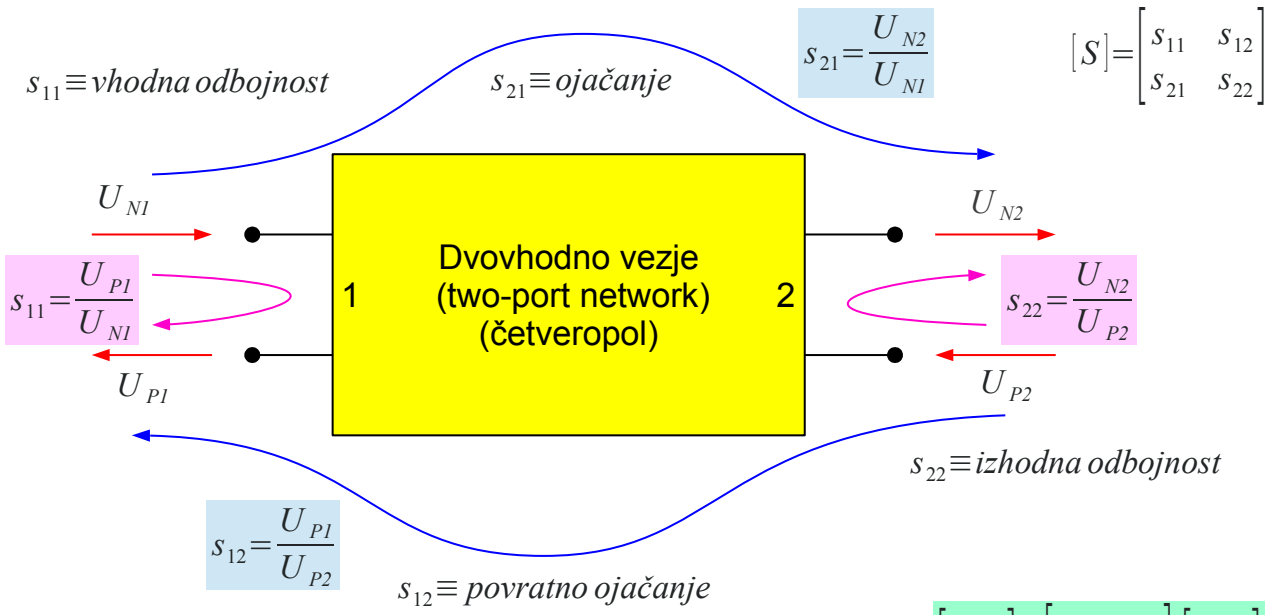
Linearno več-vhodno vezje je lahko recipročno ali pa nerecipročno. Recipročna vezja se dajo razstaviti v preproste recipročne gradnike, da ne potrebujejo opisa s splošno matriko $N \times N$ . Ojačevalnik v eno samo smer je po definiciji nerecipročno vezje, saj je povratno ojačanje nezaželjeno. Mikrovalovni feritni cirkulator je pasivno nerecipročno vezje, ki enako kot ojačevalnik potrebuje opis z matriko $N \times N$ .

Najpreprostejše linearno več-vhodno vezje je dvo-vhodno vezje, ki ga opisuje matrika $2 \times 2$ . Pogosto se zanj uporablja tudi ponesrečeno ime četveropol. Isto linearno dvo-vhodno vezje oziroma četveropol lahko opisujejo različne matrike $2 \times 2$ . Najbolj znana je verjetno impedančna matrika $[Z]$ , ki iz tokov na obeh vhodih izračuna pripadajoče napetosti.

Impedančni matriki $[Z]$ je sorodna admitančna matrika $[Y]$ . Računanje z verižno vezavo lajša verižna matrika $[ABCD]$ . Nizkofrekvenčne bipolarne tranzistorje v spoju s skupnim emitorjem učinkovito opiše hibridna matrika $[H]$ , kjer sta krmilni veličini bazni tok in kolektorska napetost. Od tu oznaka tokovnega ojačanja tranzistorja $\beta = h_{21}$ oziroma $\beta = h_{FE}$ (Forward gain common Emitter).

Povsem jasno so različne matrike med sabo povezane, da se eno lahko preračuna v drugo. V visokofrekvenčni tehniki je najbolj priljubljena matrika

parametrov stresanja $[S]$ (scattering parameters):

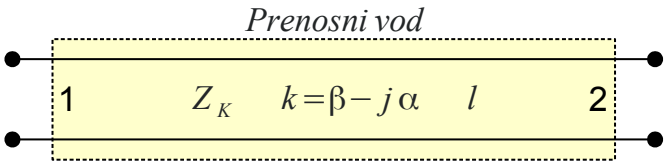



$$Parametri\ stresanja\,(scattering\ parameters) \quad \begin{bmatrix} U_{P1} \\ U_{N2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{11} & s_{12} \\ s_{21} & s_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_{N1} \\ U_{P2} \end{bmatrix}$$

Vzbujanje ojačevalnika opisujeta pojma napredujoči val v smeri $1 \rightarrow 2$ in povratni val v smeri $2 \rightarrow 1$. Vhodno odbojnost ojačevalnika opisuje parameter stresanja $s_{11} = U_{P1}/U_{N1}$. Izhodno odbojnost istega ojačevalnika opisuje parameter stresanja $s_{22} = U_{N2}/U_{P2}$. Amplitudno prevajalno funkcijo (napetostno ojačanje) ojačevalnika opisuje parameter stresanja $s_{21} = U_{N2}/U_{N1}$. Povratno prevajalno funkcijo istega ojačevalnika opisuje parameter stresanja $s_{12} = U_{P1}/U_{P2}$.

S parametri stresanja $[S]$ se da opisati tudi vezja s preprostimi gradniki, koncentriranimi in porazdeljenimi tuljavami, kondenzatorji, upori in transformatorji. Preprosti recipročni gradniki dajejo recipročno vezje $s_{21} = s_{12}$. Vezja z enim samim gradnikom so pogosto tudi simetrična $s_{11} = s_{22}$.

Vhodne in izhodne odbojnosti $s_{11} = \Gamma_1$ oziroma $s_{22} = \Gamma_2$, ki jih ustvarja zaporedna oziroma vzporedna impedanca $Z$, se računajo na odprtih sponkah četveropola, ko je slednji zaključen na prilagojeno breme $Z_K$ na drugi strani. Napetostna ojačanja $s_{21} = U_2/U_1$ ali $s_{12} = U_1/U_2$ se računajo, ko vir z notranjo impedanco $Z_K$ krmili četveropol in je slednji na drugi strani zaključen na prilagojeno breme $Z_K$:



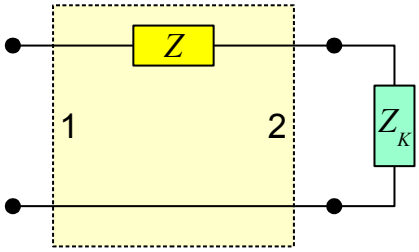

$s_{11}=s_{22}=0 \rightarrow$ *brez odbojev*

$s_{21}=s_{12}=e^{-\alpha l}\cdot e^{-j\beta l} \rightarrow$ *slabljenje +zakasnitev*

# *Preprosti četveropoli*

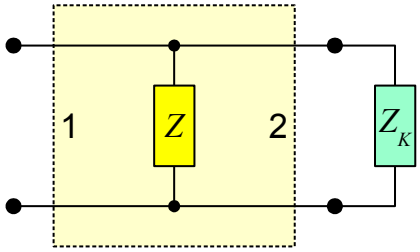
$s_{21}=s_{12} \rightarrow$ *recipročno vezje*

$s_{11}=s_{22} \rightarrow$ *simetrično vezje*




*Zaporedna impedanca*

$$s_{11}=s_{22}=\frac{Z}{Z+2Z_K} \qquad s_{21}=s_{12}=\frac{2Z_K}{Z+2Z_K}$$

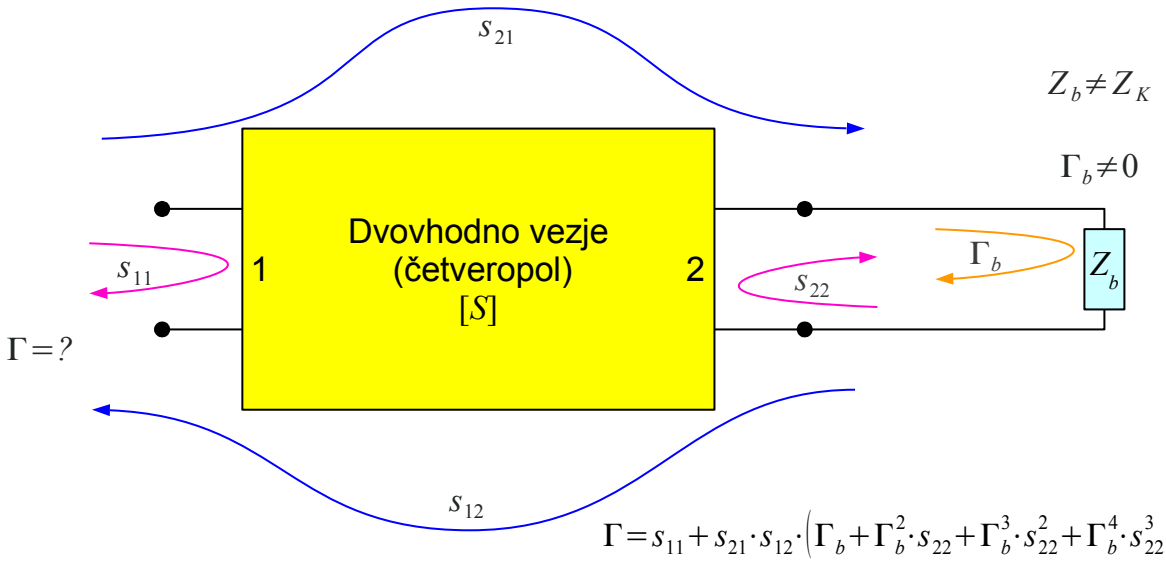



*Vzporedna impedanca*

$$s_{11}=s_{22}=\frac{-Z_K}{2Z+Z_K} \qquad s_{21}=s_{12}=\frac{2Z}{2Z+Z_K}$$

Parametri stresanja $[S]$ zelo preprosto opišejo prenosni vod znane dolžine $l$, ki ima karakteristično impedanco $Z_K \approx 50\,\Omega$ blizu nazivne, z znano fazno konstanto $\beta$ in znano konstanto slabljenja $\alpha$.

V kakšno odbojnost $\Gamma=?$ preslika četveropol $[S]$ znano breme $\Gamma_b$ na drugem paru sponk? Do $\Gamma_b$ se pride preko $s_{21}$ tja in $s_{12}$ nazaj. Na vhodu $1$ se prišteje $s_{11}$:



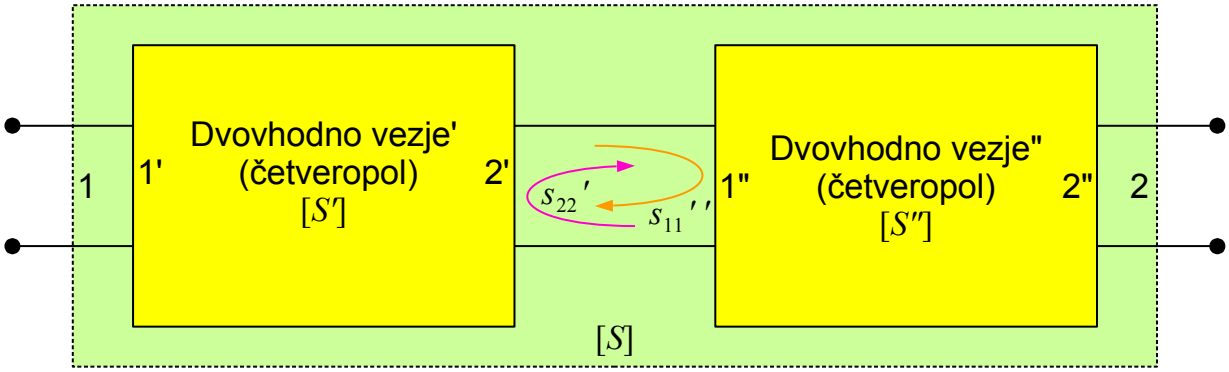

$$\Gamma=s_{11}+s_{21}\cdot s_{12}\cdot\left(\Gamma_b+\Gamma_b^2\cdot s_{22}+\Gamma_b^3\cdot s_{22}^2+\Gamma_b^4\cdot s_{22}^3+\ldots\right)$$

$$\Gamma=s_{11}+\frac{s_{21}\cdot s_{12}\cdot\Gamma_b}{1-\Gamma_b\cdot s_{22}}$$

# *Obremenjen četveropol*

Na izhodu $2$ požene $s_{22}$ neskončno žoganje med sabo in bremenom $\Gamma_b$, kar daje neskončno vsoto $\Gamma_b+\Gamma_b^2\cdot s_{22}+\Gamma_b^3\cdot s_{22}^2+\Gamma_b^4\cdot s_{22}^3+\ldots$ Neskončno vsoto se zagotovo da izračunati v strnjeni obliki, ko je $|\Gamma_b\cdot s_{22}|<1$ .

Iz preslikave bremena sledi obravnava zaporedne verižne vezave dveh poljubnih dvo-vhodnih vezij $[S']$ in $[S'']$ . Neskončno žoganje med $s_{22}'$ in $s_{11}''$ se dodaja prav vsem štirim parametrom stresanja $[S]$ zaporedne verižne vezave:




$$s_{11}=s_{11}'+\frac{s_{21}'\cdot s_{12}'\cdot s_{11}''}{1-s_{11}''\cdot s_{22}'} \qquad s_{12}=\frac{s_{12}'\cdot s_{12}''}{1-s_{11}''\cdot s_{22}'}$$

$$s_{21}=\frac{s_{21}'\cdot s_{21}''}{1-s_{11}''\cdot s_{22}'} \qquad s_{22}=s_{22}''+\frac{s_{21}''\cdot s_{12}''\cdot s_{22}'}{1-s_{11}''\cdot s_{22}'}$$

*Verižna vezava*

Računanje s parametri stresanja $[S]$ se da razširiti na vzporedno vezavo, zaporedno vezavo, več-vhodna vezja in naprej. V večini praktičnih primerov se uporablja samo verižna vezava četveropolov. Parametri stresanja $[S]$ se izračunajo iz nazivnih vrednosti preprostih gradnikov, kot so tuljave, kondenzatorji, upori, transformatorji oziroma odseki prenosnih vodov.

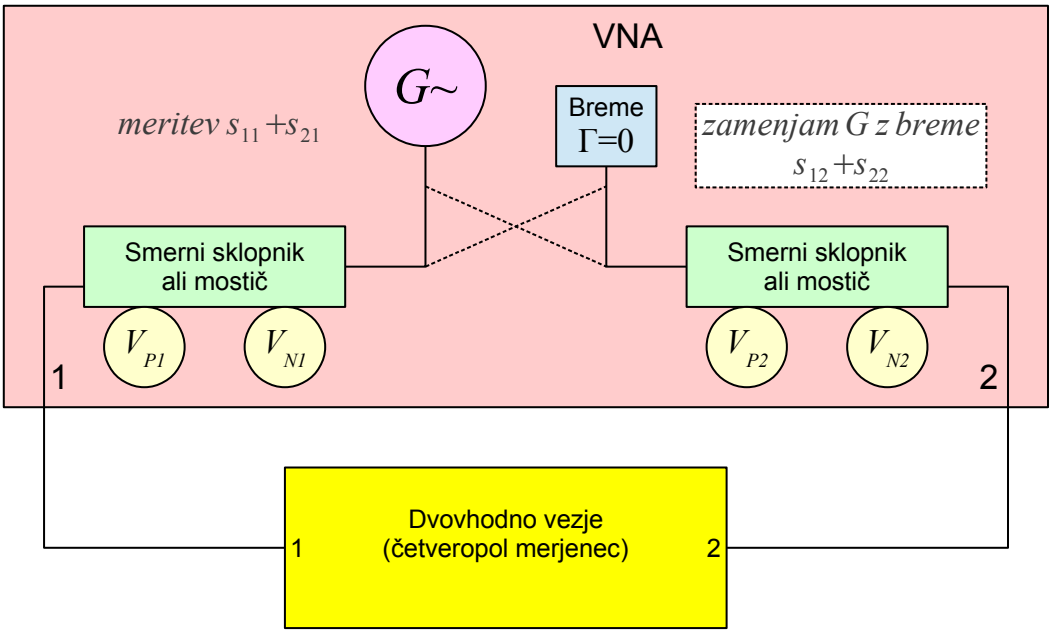
Parametri stresanja $[S]$ opisujejo linearna vezja, zato ne morejo neposredno opisati tranzistorja. Parametre stresanja $[S]$ kompliciranih gradnikov, kot so tranzistorji, se za male signale izmeri pri izbrani enosmerni delovni točki. Pri načrtovanju močnostnega ojačevalnika so delno uporabni parametri stresanja $[S]$ nelinearnega gradnika, izmerjeni pri točno izbrani moči krmiljenja in smiselni zaključitvi gradnika pri harmonskih frekvencah.

Določanje parametrov stresanja $[S]$ zahteva meritev amplitude in faze različnih veličin. Fazo se lahko meri samo kot razliko do neke referenčne

faze, na primer faze izvora oziroma faze vpadnega vala. Povrhu so tako proizvajalci kot uporabniki nenatančni pri izbiri izrazov.

Fizikalna veličina je lahko kazalec (angleško: phasor) ali vektor (angleško: vector) ali oboje ali nič od tega. Izmenična napetost omrežja, oznaka $\hat{U}$ ali $\underline{U}$, je kazalec, ki ima velikost in fazo. Naravno enosmerno magnetno polje Zemlje je vektor $\vec{B}$, ki ima velikost in smer. Električno polje radijskega oddajnika $\vec{E}$ ima velikost, fazo in smer, torej je hkrati kazalec in vektor. Enosmerna napetost baterije $U$ je skalar, ki ima samo velikost.

Merilnik matrike $N \times N$ odziva $[Z]$ ali $[S]$ več-vhodnega vezja proizvajalci merilne opreme imenujejo analizator vezij. Skalarni analizator vezij (Scalar Network Analyzer) zna meriti samo amplitudo odziva, na primer spektralni analizator opremljen s sledilnim izvorom. Kazalčni merilnik, površno imenovan VNA (Vector Network Analyzer), zna meriti amplitudo in fazo odziva. Spodaj prikazani VNA je poenostavljen za meritev dvo-vhodnih vezij:

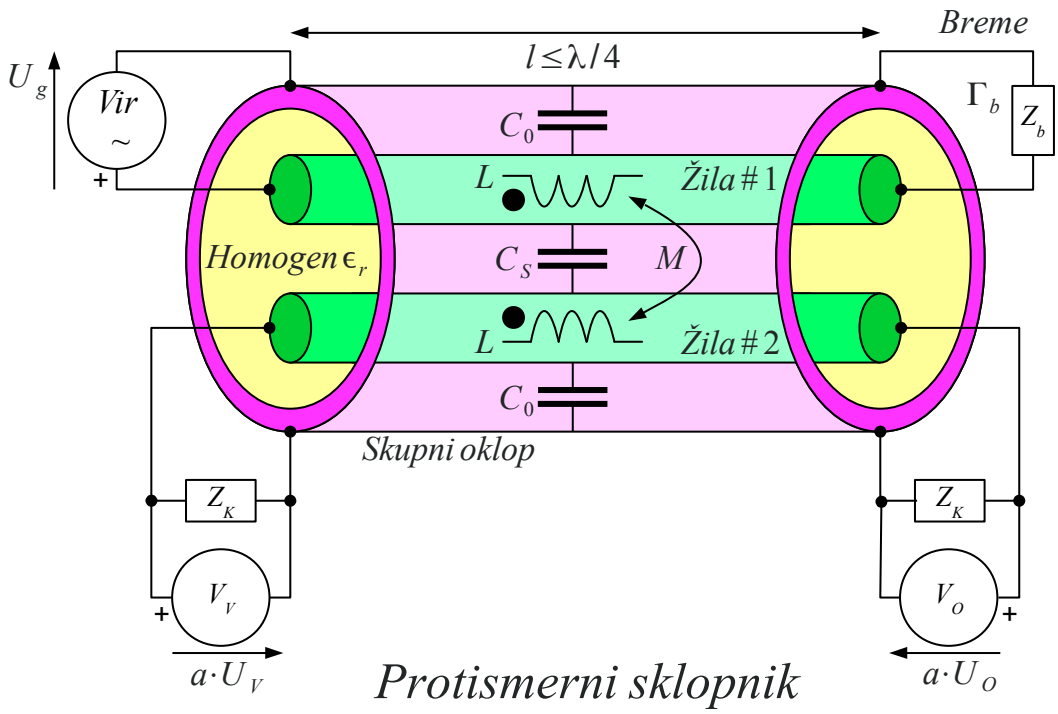



*Kazalčni (vektorski) analizator vezij (VNA)*

Visokofrekvenčni merilnik meri amplitudo in fazo vpadnih in odbitih valov na vseh priključkih merjenca. Vpadni in odbiti val razločijo med sabo reflektometerski mostiči oziroma smerni sklopniki na vseh vhodih vezja. Oboji krmilijo resnične voltmetre z notranjo impedanco $Z_V = Z_K$ enako karakteristični impedanci.

V področju visokih frekvenc in koaksialne tehnike se uporabljajo razmeroma kratki smerni sklopniki $l \leq \lambda/4$, ki delujejo kot protismerni

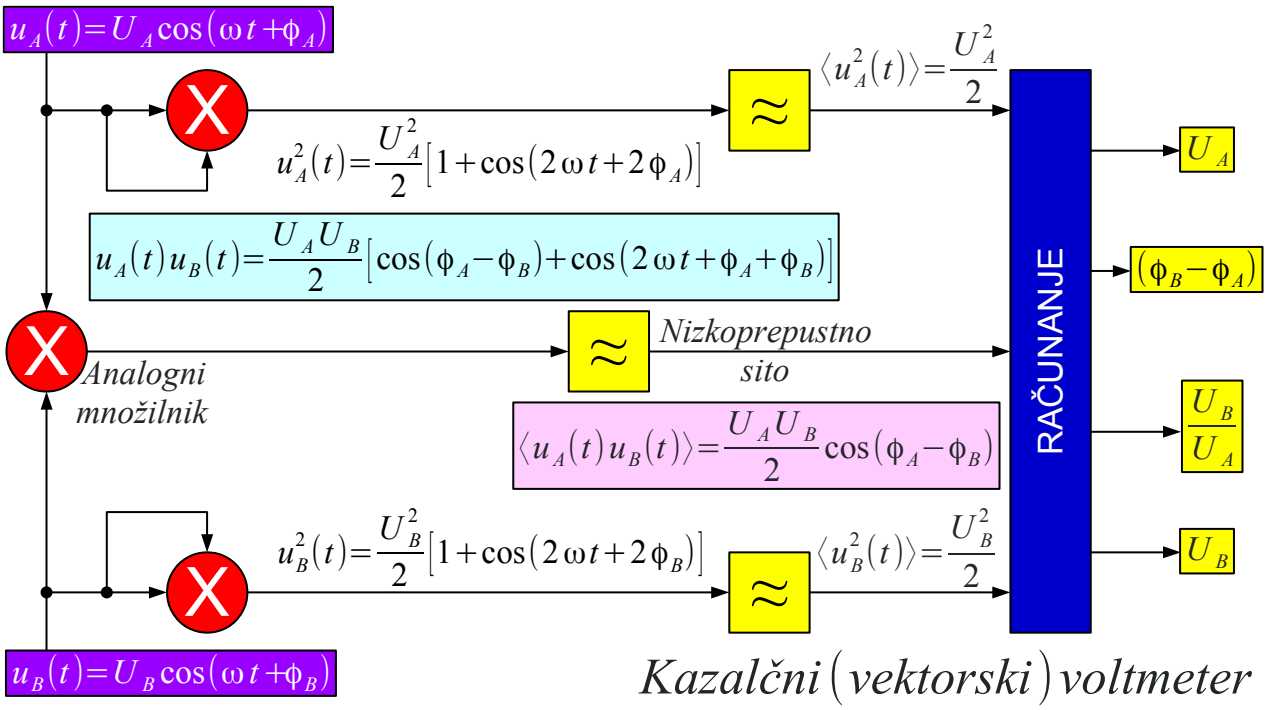
sklopniki. Sosmerni sklop je zadušen z uporabo homogenega dielektrika $\epsilon_r = konst.$ Induktivni sklop $M$ in kapacitivni sklop $C_S$ se seštevata v obratni smeri od potovanja vala v drugem vodniku (protismerni sklop):




Parametri stresanja $[S]$ sledijo iz kvocientov izmerjenih amplitud in razlike v fazi med izmerjenimi napetostmi. Pri nelinearnem merjencu je nujno nastaviti smiselno jakost vira. Pri prešibkem viru se rezultat meritve lahko izgubi v šumu. Premočen vir lahko požene merjenec v nasičenje.

Z virom na priključku $1$ merjenca in priključkom $2$ zaključenim na prilagojeno breme $\Gamma = 0$ se izmeri $s_{11} = V_{P1}/V_{N1}$ in $s_{21} = V_{N2}/V_{N1}$. Z virom na priključku $2$ merjenca in priključkom $1$ zaključenim na prilagojeno breme $\Gamma = 0$ se izmeri $s_{12} = V_{P1}/V_{P2}$ in $s_{22} = V_{N2}/V_{P2}$. V vseh štirih primerih kvocienti kazalcev napetosti vsebujejo kvociente amplitud in razlike v fazi.

Kazalčni voltmeter meri dve amplitudi obeh napetosti ter razliko v fazi med njima. Amplituda sledi iz korenjenja povprečja kvadratov oziroma RMS (Root-Mean-Square) $U_A = \sqrt{2\langle u_A^2(t)\rangle}$. Povprečenje opravlja nizkoprepustno sito $f_m \ll f$. Medsebojna faza nastopa v povprečju zmnožka obeh napetosti $\langle u_A(t) \cdot u_B(t)\rangle = U_A U_B \cos(\Phi_A - \Phi_B)/2$. Dvoličnost funkcije $\arccos(x)$ se da rešiti z dodatnim množilnikom, kjer je ena od napetosti zakasnjena. Iz izmerjenih veličin se da izračunati kvocient amplitud $U_B/U_A$ in razliko v fazi $\Phi_B - \Phi_A$:




Ker izmerjeni parametri stresanja $[S]$ vsebujejo vse podatke tudi o samem merilniku, je možno celovito umerjanje VNA vključno s priključnimi kabli. Za meritev odbojnosti $s_{11}$ oziroma $s_{22}$ se vsak priključek VNA posebej umerja na odprte sponke $\Gamma=1$, kratek stik $\Gamma=-1$ in prilagojeno breme $\Gamma=0$. Za meritev prevajalne funkcije $s_{21}$ oziroma $s_{12}$ je treba oba priključka VNA še umeriti spojena skupaj.

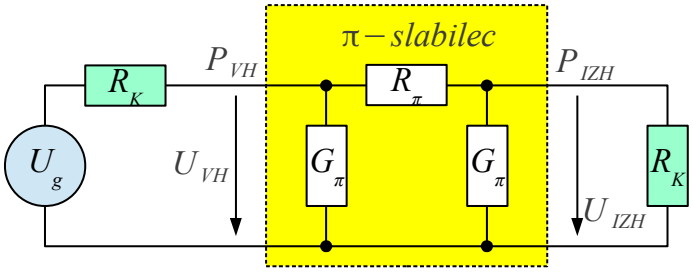
Poleg opisanega obstaja še cela vrsta različnih postopkov umerjanja VNA. VNA se na primer da umeriti samo z nekaj prenosnimi vodi znane karakteristične impedance $Z_K$, znane dolžine $l$, znane fazne konstante $\beta$ in znane konstante slabljenja $\alpha$. Edini pogoj je, da imajo vsa vezja merilnika linearen odziv in so vsi spoji koaksialnih vtičnic ponovljivi. Slednje je z višanjem frekvence čedalje težje izvedljivo in postane popolnoma neponovljivo s svetlobnimi vlakni.

V visokofrekvenčnem svetu se ne da nastavljati jakosti signala s preprostim potenciometrom. Tako vhodna odbojnost kot izhodna odbojnost navadnega potenciometra se z nastavljanjem jakosti spreminjata. Odbiti valovi popačijo prenašani signal in lahko povzročijo še druge nevšečnosti.

V visokofrekvenčni tehniki se jakost signala nastavlja s prilagojenim slabilcem. Slednji dosega predpisano slabljenje $a=P_{IZH}/P_{VH}<1$ in ima hkrati prilagojena vhod in izhod $s_{11}=s_{22}=0$. Da lastnosti vezja ustrezajo vsem trem ločenim zahtevam hkrati, prilagojeni slabilec potrebuje tri upore

izbranih vrednosti v vezavi 'π' ali 'T' :

$$\textit{Slabljenje} \quad a=\frac{P_{IZH}}{P_{VH}}<1 \quad a_u=\frac{U_{IZH}}{U_{VH}}=a_i=\frac{I_{IZH}}{I_{VH}}=\sqrt{a} \quad a_{\mathrm{dB}}=10\log_{10}\frac{P_{IZH}}{P_{VH}}<0\mathrm{dB}$$



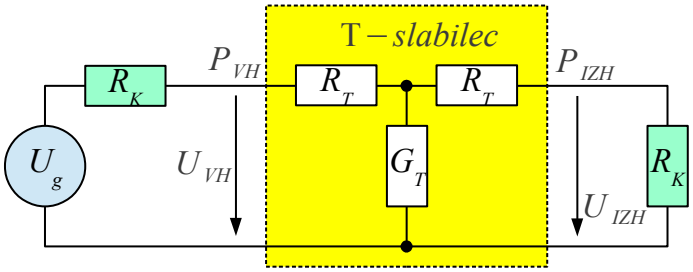

$$[S]=\begin{bmatrix} s_{11} & s_{12} \\ s_{21} & s_{22} \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} 0 & \sqrt{a} \\ \sqrt{a} & 0 \end{bmatrix}$$

*Prilagojeni slabilec*

$s_{11}=s_{22}=0$

*Recipročno vezje*

$s_{21}=s_{12}=\sqrt{a}$




*Prilagojeni slabilec*

Vsi trije upori prilagojenega slabilca so lahko tudi nastavljivi potenciometri na skupni gredi. Lahko so tudi tri PIN diode z nastavljivim enosmernim tokom delovne točke. Povsem jasno so vsi takšni slabilci recipročna vezja $s_{21}=s_{12}=\sqrt{a}$ .

| | $a_{\mathrm{dB}}$ | -1dB | -3dB | -6dB | -10dB | -20dB | -30dB |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | $a=10^{a_{\mathrm{dB}}/10}$ | 0.794 | 0.501 | 0.251 | 0.100 | 0.010 | 0.001 |
| | $a_u=a_i=\sqrt{a}$ | 0.891 | 0.708 | 0.501 | 0.316 | 0.100 | 0.032 |
| π − slabilec | $R_{\pi P}=\frac{1}{G_\pi}=R_K\cdot\frac{1/\sqrt{a}+1}{1/\sqrt{a}-1}$ | 869.55Ω | 292.40Ω | 150.48Ω | 96.25Ω | 61.11Ω | 53.27Ω |
| π − slabilec | $R_{\pi S}=R_\pi=R_K\cdot\frac{1/a-1}{2/\sqrt{a}}$ | 5.77Ω | 17.61Ω | 37.35Ω | 71.15Ω | 247.50Ω | 789.78Ω |
| T − slabilec | $R_{TP}=\frac{1}{G_T}=R_K\cdot\frac{2/\sqrt{a}}{1/a-1}$ | 433.34Ω | 141.93Ω | 66.93Ω | 35.14Ω | 10.10Ω | 3.17Ω |
| T − slabilec | $R_{TS}=R_T=R_K\cdot\frac{1/\sqrt{a}-1}{1/\sqrt{a}+1}$ | 2.88Ω | 8.55Ω | 16.61Ω | 25.97Ω | 40.91Ω | 46.93Ω |

$Z_K=R_K=50\,\Omega$

*Tabela praktičnih slabilcev*

Izračunane vrednosti uporov za prilagojene slabilce na karakteristično

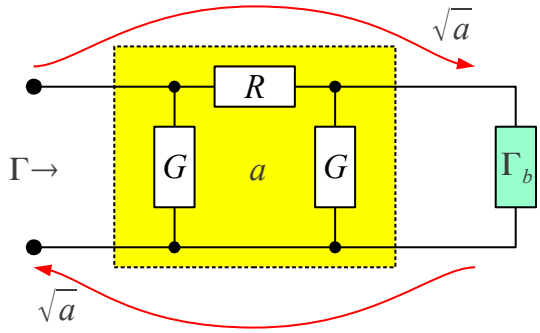
impedanco $Z_K = 50\,\Omega$ in slabljenji v razponu $a_{\mathrm{dB}} = -1\mathrm{dB} \ldots -30\mathrm{dB}$ so prikazane v gornji razpredelnici za obe vezavi $'\pi'$ ali $'\mathrm{T}'$. Slabljenja višja od $-30\mathrm{dB}$ zahtevajo upore zelo nizkih oziroma zelo visokih vrednosti. Ker je takšne upore težko izdelati za zelo visoke frekvence, je smiselno uporabiti zaporedno vezavo več slabilcev nižjih vrednosti.

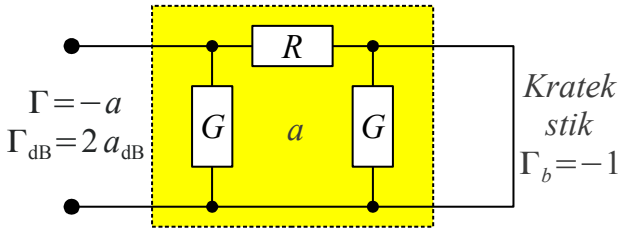
Prilagojeni slabilci se razen slabljenja signala uporabljajo še za številne druge namene. Prilagojeni slabilec, ki oslabi moč signala za faktor $a$ v eni smeri, oslabi moč odboja za faktor $a^2$, ker deluje najprej na vpadni val proti bremenu in nato še enkrat na odbiti val na poti nazaj:

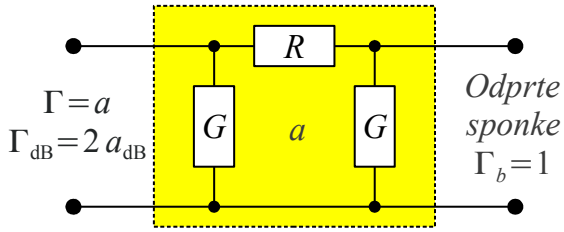
$$\Gamma = \sqrt{a} \cdot \Gamma_b \cdot \sqrt{a} = a \cdot \Gamma_b$$

$$\frac{P_O}{P_V} = |\Gamma|^2 = a^2 \cdot |\Gamma_b|^2$$

$$10 \log_{10} \frac{P_O}{P_V} = \Gamma_{\mathrm{dB}} = 2\,a_{\mathrm{dB}} + \Gamma_{b\,\mathrm{dB}}$$




## *Preprosti računi s slabilci*

Slabilec, ki je zaključen na odprte sponke ali na kratek stik, predstavlja breme s točno določeno odbojnostjo. Slabilec, ki je vgrajen med dve ojačevalni stopnji, znatno izboljša stabilnost delovanja obeh ojačevalnikov.

Končno se da slabilec načrtovati tudi za dve različni karakteristični impedanci $Z_{K1}$ na vhodnih sponkah in $Z_{K2}$ na izhodnih sponkah. Takšen slabilec je uporaben za povezavo dveh različnih svetov z različnima karakterističnima impedancama. Na primer merjenec, načrtovan za okolje $Z_{K1} = 75\,\Omega$ in merilni inštrument, načrtovan za okolje $Z_{K2} = 50\,\Omega$.

Če naj ima takšen slabilec najnižje vstavitveno slabljenje in negativni upori niso izvedljivi, mora biti eden od treh uporov slabilca enak nič v vezavi $'\mathrm{T}'$ oziroma neskončno v vezavi $'\pi'$. Od slabilca ostane vezje dveh uporov, kjer je zaporedni upor na strani višje $Z_{K1}$ in vzporedni upor na

strani nižje $Z_{K2}$ . Opisani merilni pripomoček dobi angleško ime "minimum loss pad":

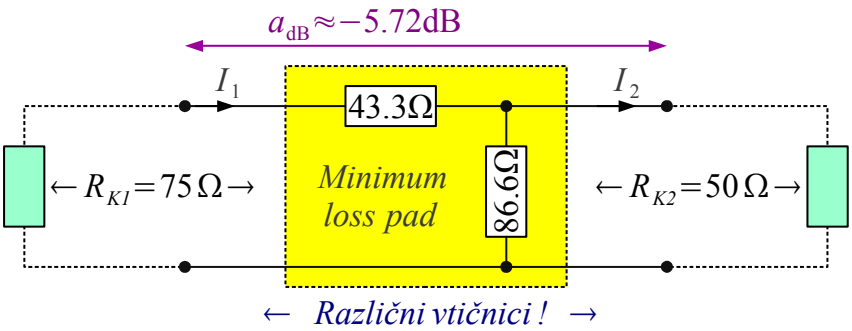
$Zgled: \; R_{K1}=75\,\Omega > R_{K2}=50\,\Omega$

$$a=\frac{P_2}{P_1}=\frac{I_2^2 R_{K2}}{I_1^2 R_{K1}}=\frac{R_{K2}/R_{K1}}{\left(1+\sqrt{1-R_{K2}/R_{K1}}\right)^2}\approx 0.268$$

$$R_S=R_{K1}\sqrt{1-R_{K2}/R_{K1}}\approx 43.3\,\Omega$$

$$R_P=\frac{R_{K2}}{\sqrt{1-R_{K2}/R_{K1}}}\approx 86.6\,\Omega$$

$$a_{\mathrm{dB}}=10\log_{10} a\approx -5.72\mathrm{dB}$$




## *Menjava karakteristične upornosti*

Zelo pogost zgled je povezava svetov $R_{K1}=75\,\Omega$ in $R_{K2}=50\,\Omega$ . Jasno vsak od dveh svetov uporablja drugačno koaksialno vtičnico, prilagojeno svoji karakteristični impedanci. Opisani "minimum loss pad" poskrbi za natančno prilagoditev impedanc za ceno vstavitvenega slabljenja $a_{\mathrm{dB}}\approx -5.72\mathrm{dB}$ . Skozi "minimum loss pad" se celo da meriti odbojnost v drugem sistemu, za ceno izgube razpona meritve odbojnosti $2\,a_{\mathrm{dB}}\approx -11.44\mathrm{dB}$ .

Česar slabilci ne znajo narediti, je pretvorba asimetričnega koaksialnega kabla v simetrični dvovod in obratno. Simetrirni člen potrebuje drugačne gradnike od uporov. Širokopasovne izvedbe pogosto uporabljajo transformator s feromagnetnim (feritnim) jedrom.

Pravo nasprotje slabilcev so frekvenčna sita. Pri slabilcih je zaželjeno od frekvence neodvisno slabljenje $s_{21}=s_{12}=konst.$ ter odlična impedančna prilagoditev vhoda $s_{11}\rightarrow 0$ in izhoda $s_{22}\rightarrow 0$ v celotnem frekvenčnem razponu. Pri frekvenčnih sitih je predpisan frekvenčni odziv $s_{21}$ oziroma $s_{12}$ , pogosto v obliki prepustnega pasu in zapornega pasu.

Preprosta frekvenčna sita so pasivna vezja. Običajno so recipročna $s_{21}=s_{12}$ . Vsebujejo reaktivne gradnike, da so izgube moči znotraj sita majhne. V prepustnem pasu naj bi večina moči potovala skozi sito

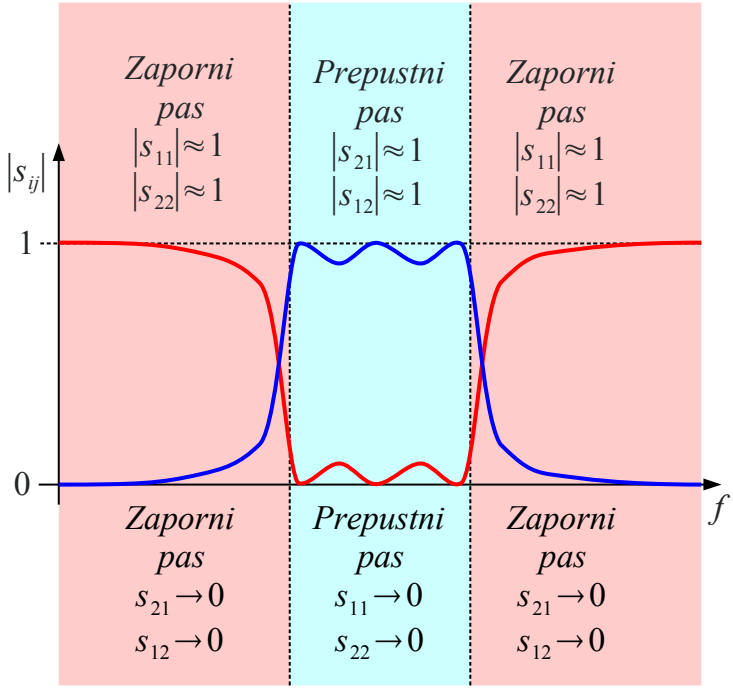
$|s_{21}|=|s_{12}|\to 1$ . V zapornem pasu naj bi se večina moči odbila na vhodnih sponkah sita $|s_{11}|\to 1$ oziroma izhodnih sponkah sita $|s_{22}|\to 1$ . Frekvenčna sita, ki bi bila dobro impedančno prilagojena $s_{11}\to 0$ in $s_{22}\to 0$ tudi v zapornem pasu, so sicer možna, a bi zahtevala dosti več reaktivnih gradnikov za zaključitev neželjenih signalov na uporih.

Frekvenčno pasovno sito oziroma BPF (Band-Pass Filter) je pogost gradnik visokofrekvenčnih vezij. Ker vsebuje sito končno število gradnikov, je med prepustnim in zapornim pasom nujen zvezen prehod ter določena valovitost znotraj prepustnega oziroma zapornega pasu. Ker imajo resnični gradniki, predvsem tuljave, neničelne izgube, so prevajalne funkcije oziroma odbojnosti pasivnega vezja vedno manjše od enote $|s_{ij}|<1$ :

*Frekvenčno sito je pasivno vezje.*
*Reaktivni gradniki L+C.*
*Zaželjene nizke izgube sita !*

*Sito je recipročno vezje :*
$s_{21}=s_{12}$

*Sito je običajno simetrično vezje :*
$s_{11}=s_{22}$

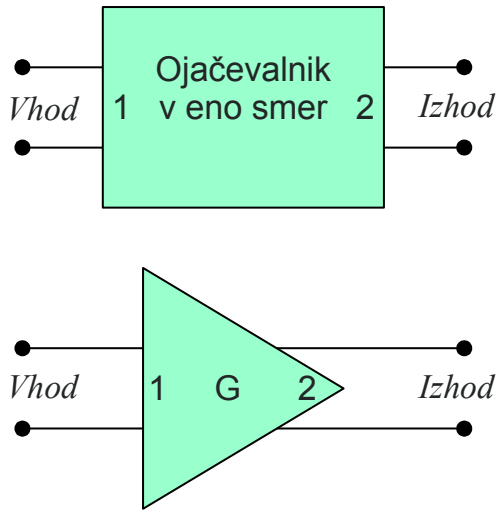



*Frekvenčno pasovno sito*

Povsem enake omejitve veljajo tudi za ostala pasivna frekvenčna sita iz reaktivnih gradnikov. Nizkoprepustno sito oziroma LPF (Low-Pass Filter) predstavlja zaporo samo za visoke frekvence. Visokoprepustno sito oziroma HPF (High-Pass Filter) predstavlja zaporo samo za nizke frekvence. Zaporno sito oziroma BSF (Band-Stop Filter) prepušča skoraj celoten frekvenčni spekter razen izbranega zapornega pasu omejene širine.

Večina tehničnih nalog zahteva ojačanje signalov v eno samo smer, kar je smiselno doseči s primernim gradnikom, vakuumsko triodo ali polprevodniškim tranzistorjem. Z višanjem frekvence postaja ojačanje dragoceno. Razpoložljivo ojačanje gradnika se da najbolje izkoristiti s prilagoditvijo (transformacijo) impedanc tako na vhodu kot izhodu ojačevalnika.

Impedančno prilagojen ojačevalnik ima nizko vhodno odbojnost $s_{11} \to 0$ in nizko izhodno odbojnost $s_{22} \to 0$. Napetostno in tokovno ojačanje vsak zase nista tako pomembna kot njun zmnožek oziroma skupno ojačanje moči $G = P_{N2}/P_{N1} = A_P = A_U \cdot A_I = |s_{21}|^2$. Kakršenkoli povratni vpliv $s_{12} \neq 0$ je v ojačevalniku skrajno nezaželjen:



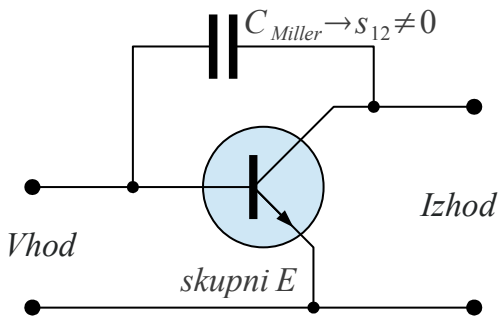

$$G = \frac{P_{N2}}{P_{N1}} = \frac{|U_{N2}|^2}{|U_{N1}|^2} = |s_{21}|^2 \equiv \text{vstavitveno ojačanje (insertion gain)}$$

$s_{11} \to 0 \equiv$ *dobra vhodna prilagoditev*

$s_{22} \to 0 \equiv$ *dobra izhodna prilagoditev*

$s_{12} \to 0 \equiv$ *nizko povratno ojačanje*

*Zaželjena velika nerecipročnost* $|s_{21}| \gg |s_{12}|$



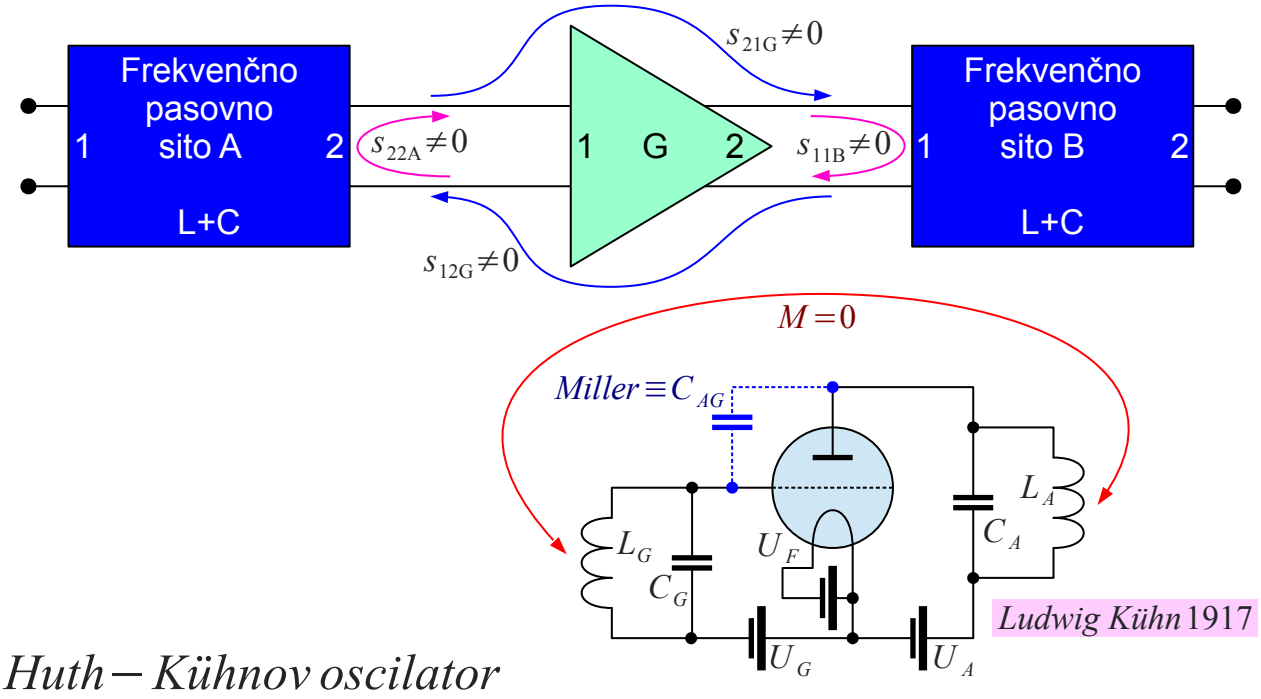

*Ojačevalnik v eno smer*

Na srečo neničelno povratno ojačanje $s_{12} \neq 0$ največkrat ne izhaja iz osnov delovanja samega gradnika. Povratni vpliv povzročajo induktivni sklopi in kapacitivnosti med elektrodami ojačevalnega gradnika. V ojačevalniku s skupnim emitorjem povzroča neničelni povratni vpliv $s_{12} \neq 0$ Millerjeva kapacitivnost med bazo in kolektorjem $C_{BC}$.

Učinek Millerjeve kapacitivnosti je lahko razumeti pri nizkih frekvencah, ko sta notranji impedanci vira in bremena čisto delovni oziroma imata majhno kapacitivno komponento. Millerjeva kapacitivnost tedaj zvišuje kapacitivnost $C \uparrow$ vhoda oziroma izhoda ojačevalnika ter znižuje frekvenčno mejo ojačanja $f_m \downarrow$. V takšnih pogojih ni nevarnosti nestabilnosti.

Frekvenčno pasovno sito v zapornem pasu dosega $|s_{11}| \to 1$ oziroma $|s_{22}| \to 1$ s poljubno fazo, torej predstavlja čisto jalovo impedanco poljubnega predznaka $\pm j$ pri visokih frekvencah. Zaporedna vezava sito1-ojačevalnik-sito2 lahko postane nestabilna in zaniha kot oscilator izven prepustnega pasu frekvenčnih sit že pri razmeroma majhnem povratnem

ojačanju ojačevalnika $s_{12} \neq 0$ :




*Huth – Kühnov oscilator*

Ludwig Kühn je že leta 1917 pri podjetju Huth v Berlinu izdelal in patentiral visokofrekvenčni oscilator navidez brez povratne vezave, brez elektromagnetnega sklopa med mrežnim nihajnim krogom $L_G C_G$ in anodnim nihajnim krogom $L_A C_A$ ? Huth-Kühnov oscilator izkorišča med-elektrodno kapacitivnost triode $C_{AG}$ , še preden je isto kapacitivnost John Milton Miller opazil pri nizkih frekvencah okoli 1920.

Za uporabo je Huth-Kühnov oscilator neroden, ker hkrati zahteva ločeno uglaševanje dveh nihajnih krogov $L_G C_G$ in $L_A C_A$ . Koristno se uporablja kvečjemu za izbiro rodu nihanja kremenovega kristala, ki nadomešča mrežni krog $L_G C_G$ . Hkrati je Ludwig Kühn priklical nesrečo vseh visokofrekvenčnih inženirjev, ki jim ojačevalniki nihajo kot neželjeni oscilatorji!

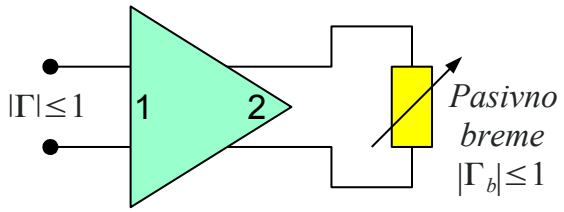
Z vprašanjem stabilnosti so se najprej srečali telefonski inženirji, ko so skušali povečati domet dvosmerne telefonske zveze po eni sami parici. Povsem jasno je dvosmerni ojačevalnik zelo občutljiv na netočnosti impedanc oziroma odboje in kmalu zaniha. Pogoje stabilnosti so zapisali za različne matrike $2 \times 2$ parametrov četveropola. Stabilnost sicer preprosto rešuje štirižični prenos po dveh paricah, kjer vsaka parica deluje samo v eno smer.

Visokofrekvenčni ojačevalniki iz prve polovice 20. stoletja so bili silno podobni Huth-Kühnovemu oscilatorju. Z višanjem frekvence delovanja v

mikrovalovno področje so se v množici različnih parametrov četveropolov uveljavili parametri stresanja $[S]$. Leta 1962 je John Rollett zapisal pogoje stabilnosti s parametri stresanja $[S]$:

## *Rollettov faktor stabilnosti*

*Predpogoja*: $|s_{11}| \leq 1 \quad |s_{22}| \leq 1$

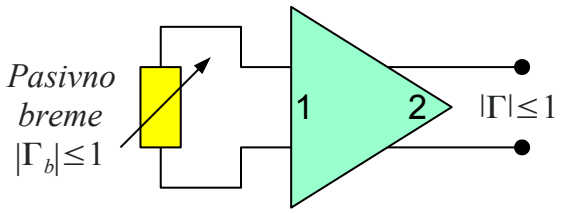



*John Rollett* 1962

*Faktor stabilnosti K*:

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

$$\Delta = s_{11} s_{22} - s_{21} s_{12} \qquad |\Delta| < 1$$




*Obstajajo še drugačni zapisi brezpogojne stabilnosti ojačevalnika !*

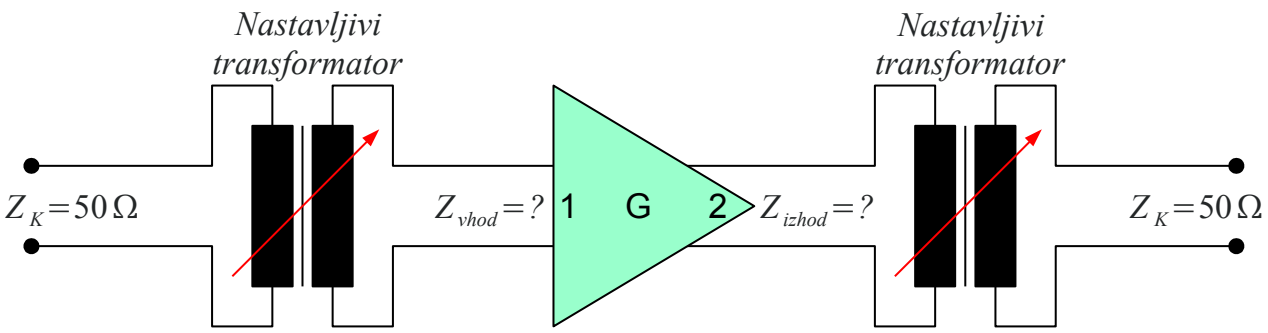
Brezpogojno stabilen ojačevalnik ne zaniha s poljubnim pasivnim bremenom na izhodu $|\Gamma_b| \leq 1$ niti s poljubnim virom na vhodu, ki ima pasivno notranjo odbojnost $|\Gamma_g| \leq 1$. Predpogoj je, da sta vhodna odbojnost ojačevalnika $|s_{11}| \leq 1$ in izhodna odbojnost ojačevalnika $|s_{22}| \leq 1$ obe pasivni. Niti predpogoj ni vedno izpolnjen. Številni nizko-šumni ojačevalniki z GaAs MESFETi ali HEMTi za visoko občutljive sprejemnike imajo $|s_{11}| > 1$ !

Predpogoj $|s_{11}| \leq 1$ in $|s_{22}| \leq 1$ sploh še ne upošteva nadležnega povratnega vpliva $s_{12} \neq 0$. Brezpogojno stabilen ojačevalnik mora preslikati poljubno pasivno breme $|\Gamma_b| \leq 1$ na izhodu v popolnoma pasivno odbojnost na vhodu $|\Gamma| \leq 1$. Isto mora veljati tudi v obratni smeri. Potrebna sta še dva pogoja. Determinanta parametrov stresanja mora biti po velikosti manjša $|\Delta| < 1$ od enote in Rollettov faktor stabilnosti $K > 1$ mora biti večji od enote.

Izpeljava in celo samo uporaba Rollettovega faktorja stabilnosti $K$ sta komplicirani. V 21. stoletju so razvili nove, preprostejše in zanesljivejše pogoje brezpogojne stabilnosti s parametri stresanja $[S]$. Po drugi strani je Rollettov faktor stabilnosti $K$ silno priljubljen v industriji, se navaja v podatkovnih listih tranzistorjev in ojačevalnikov, je privzeto vgrajen v

programsko opremo kazalčnih analizatorjev vezij (VNA) in so nanj vezane tudi definicije dosegljivega ojačanja ojačevalnika:

## *Dosegljivo ojačanje ojačevalnika*




$$K > 1 \;\rightarrow\; \begin{matrix}\textit{brezpogojno}\\ \textit{stabilen ojačevalnik}\end{matrix} \;\rightarrow\; MAG = \left(K - \sqrt{K^2 - 1}\right)\frac{|s_{21}|}{|s_{12}|} \equiv \textit{Maximum Available Gain}$$

$$K \leq 1 \;\rightarrow\; \textit{pogojno stabilen ojačevalnik} \;\rightarrow\; MSG = \frac{|s_{21}|}{|s_{12}|} \equiv \textit{Maximum Stable Gain}$$

Pri brezpogojno stabilnem ojačevalniku $K > 1$ je definirano največje razpoložljivo ojačanje oziroma MAG (Maximum Available Gain). MAG se doseže s skrbnim prilagajanjem impedance na vhodu in na izhodu ojačevalnika. Z istim ukrepom prilagajanja impedance bi pogojno stabilni ojačevalnik $K \leq 1$ zanihal. Za pogojno stabilni ojačevalnik se zato navaja največje stabilno ojačanje oziroma MSG (Maximum Stable Gain).

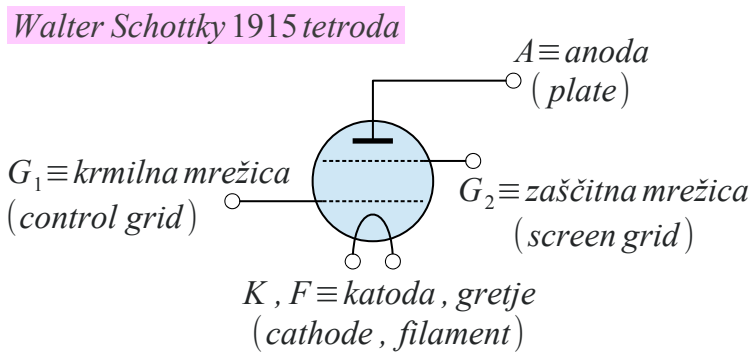
Pozor! Rollettov faktor stabilnosti $K(f)$ je funkcija frekvence. Isti ojačevalnik je lahko brezpogojno stabilen $K > 1$ v enem frekvenčnem pasu $f_A$ in samo pogojno stabilen $K \leq 1$ v drugem frekvenčnem pasu $f_B$. Isti ojačevalnik je lahko brezpogojno stabilen $K > 1$ pri nazivnem napajanju $U_{BAT} = U_{nazivna}$ in zaniha $K \leq 1$ pri prazni bateriji $U_{BAT} < U_{nazivna}$, ko so kapacitivnosti spojev višje $C_j \uparrow$ in diferencialne upornosti višje $R_d \uparrow$.

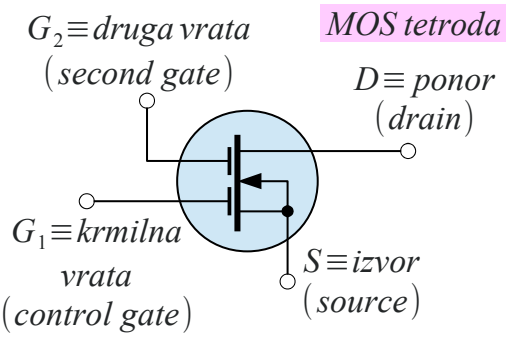
Pri načrtovanju ojačevalnika je treba upoštevati Rollettov faktor stabilnosti $K(f)$ v celotnem frekvenčnem področju, kjer je tranzistor ali drugačen aktivni gradnik sposoben ojačanja. Zanemarijo se lahko kvečjemu zelo nizke frekvence, kjer Millerjeva kapacitivnost potrebuje za nihanje visoke induktivnosti in še višje upornosti v vezju. Meritev z visokofrekvenčnim kazalčnim analizatorjem vezij (VNA) zato običajno zadošča, čeprav merilnik ne pokriva nizkih frekvenc pod $f < 10\,\mathrm{MHz}$.

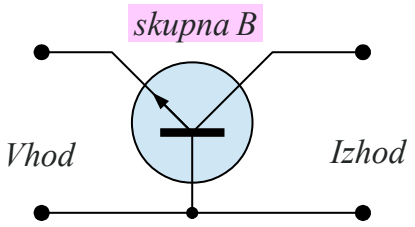
Načrtovalec mora v vsakem primeru preprečiti, da ojačevalnik nenadzorovano zaniha oziroma celo seva radijske motnje skozi anteno. Spreten inženir bo frekvenčna sita in vezja za nastavitev delovne točke tranzistorja načrtoval tako, da tranzistor ne bo zanihal kljub temu, da ni brezpogojno stabilen. V skrajnem primeru se da frekvenčna sita dopolniti z dodatnimi gradniki, da ima impedanca sita dovolj veliko delovno komponento tudi v zapornem pasu, da preprečuje nihanje.

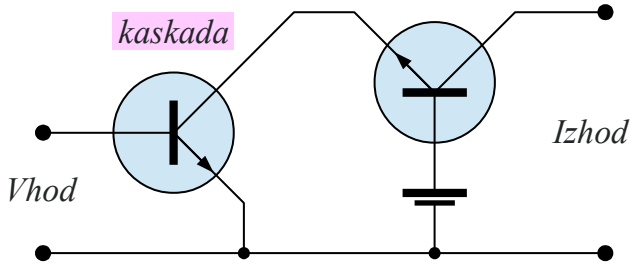
V nekaterih primerih načrtovalec nima vpliva. Če je naprava opremljena s priključkom za zunanjo anteno, lahko uporabnik tja priklopi marsikatero breme: najrazličnejše antene, tudi takšne za drugačen frekvenčni pas, nezaključen prenosni vod poljubne dolžine oziroma celo pusti odprte sponke. Načrtovalec mora narediti brezpogojno stabilen ojačevalnik. Na voljo ima več ukrepov. Nekateri med njimi se lahko delno prekrivajo med sabo.

Prvi protiukrep je znižanje $C_{Miller}\downarrow$ . Walter Schottky, kasneje znan strokovnjak za polprevodnike, je kot svoje mladostno delo leta 1915 izumil tetrodo. Med krmilno mrežico $G_1$ in anodo $A$ vakuumske triode je dodal novo zaščitno mrežico $G_2$ , da je za več velikostnih razredov znižal delno kapacitivnost $C_{AG1}$ . Ukrep se uporablja še danes v najsodobnejših močnostnih tranzistorjih LDMOS in $GaAlN/GaN$ HEMT za znižanje Millerjeve kapacitivnosti $C_{DG}$ z dodatnimi ozemljenimi elektrodami:



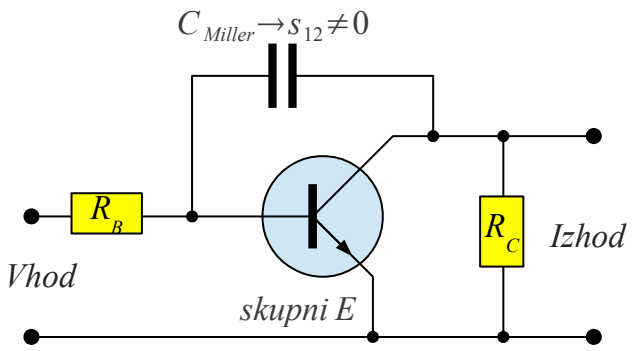

$Protiukrep\,\#1: znižati\,C_{Miller}$

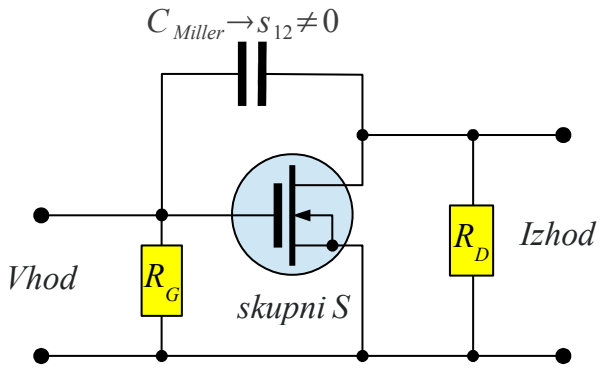
Vezava s skupno bazo ima sicer nižje ojačanje od vezave s skupnim emitorjem ampak hkrati znatno nižjo Millerjevo kapacitivnost $C_{CE} \ll C_{CB}$ ,

zato se je pogosto uporabljala v visokofrekvenčnih ojačevalnikih. Kaskadna vezava dveh bipolarnih tranzistorjev združuje prednosti obeh: visoko ojačanje skupnega emitorja in nizek povratni vpliv skupne baze. Kaskadna vezava dveh MOS tranzistorjev je pogosto izdelana na enem čipu kot MOS tetroda.

Najpreprostejši ukrep za doseganje brezpogojne stabilnosti $K > 1$ je dodajanje uporovnega slabilca na vhod oziroma izhod ojačevalnika. Slabilci seveda odžirajo koristno ojačanje $s_{21}$. Slabilec na vhodu kvari šumne lastnosti ojačevalnika. Slabilec na izhodu kvari izhodno moč ojačevalnika. Priročen slabilec je kos koaksialnega kabla s primernim slabljenjem $\alpha \neq 0$, ki se uporablja za medsebojno povezavo gradnikov.

Vhod oziroma izhod ojačevalnika se lahko obremeni tudi z upori. V točkah nizke impedance (baza bipolarnega tranzistorja) so bolj učinkoviti zaporedni obremenilni upori. V točkah visoke impedance (vrata poljskega tranzistorja) so bolj učinkoviti vzporedni obremenilni upori. Za doseganje brezpogojne stabilnosti $K > 1$ se lahko ojačevalnik obremeni tudi na izhodu:



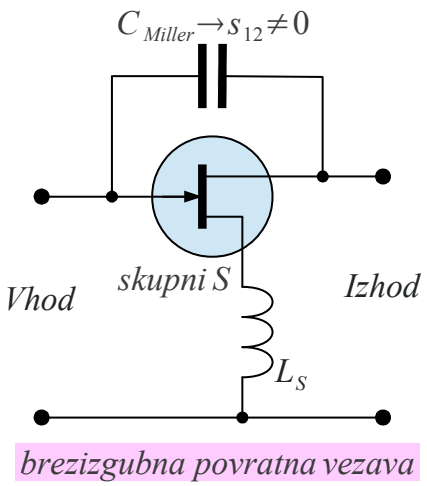



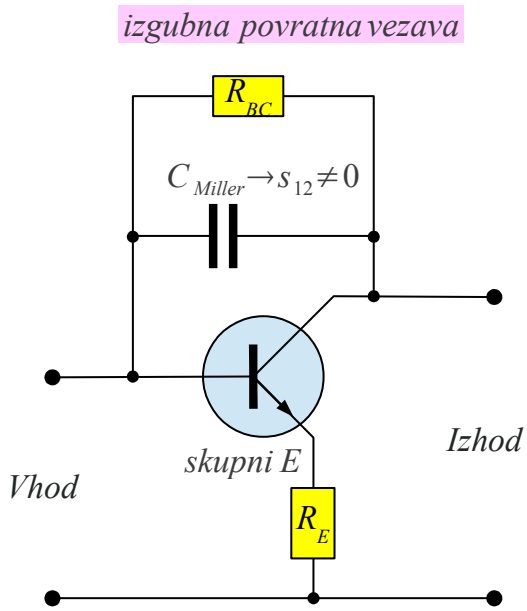

## *Protiukrep #2: obremeniti vhod oziroma izhod*

Negativna povratna vezava je pogost ukrep za znižanje popačenja ojačevalnika in izravnavo frekvenčnega odziva. Dodatni učinek negativne povratne vezave je znižanje ojačanja in zvišanje faktorja stabilnosti $K \uparrow$. Povratna vezava je lahko izgubna ali brezizgubna.

Brezizgubna povratna vezava uporablja reaktivne gradnike: tuljave, kondenzatorje oziroma transformatorje. Brezizgubna povratna vezava ne

kvari šumnih lastnosti niti izhodne moči ojačevalnika. Pri poljskih tranzistorjih je učinkovita manjša zaporedna induktivnost v skupni elektrodi izvoru. Pri načrtovanju brezizgubne povratne vezave je treba paziti, da ne pokvari stabilnosti v drugih frekvenčnih pasovih:



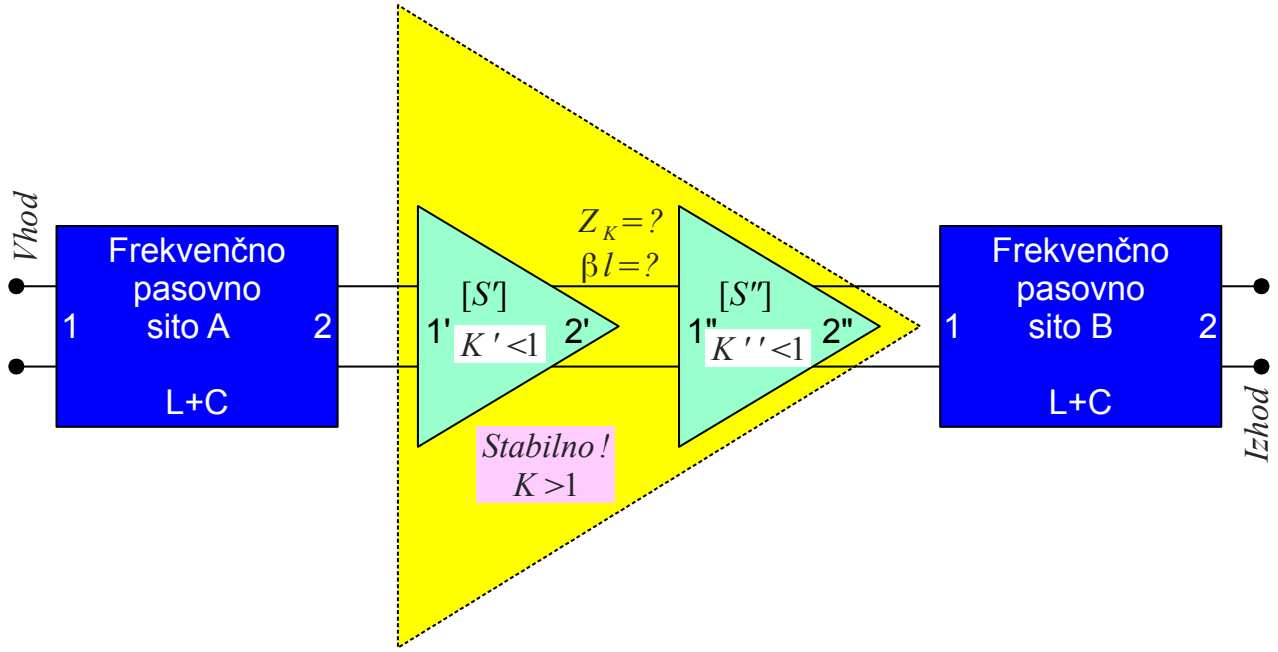




## *Protiukrep #3 : negativna povratna vezava*

Izgubna povratna vezava uporablja zaporedni upor v skupni elektrodi emitorju $R_E$ oziroma iz izhoda nazaj na vhod invertirajočega ojačevalnika $R_{BC}$. Izgubna povratna vezava kvari šumne lastnosti in izhodno moč ojačevalnika. Izgubna povratna vezava je preprosta za integracijo in lahko izravna ojačanje v širšem frekvenčnem pasu.

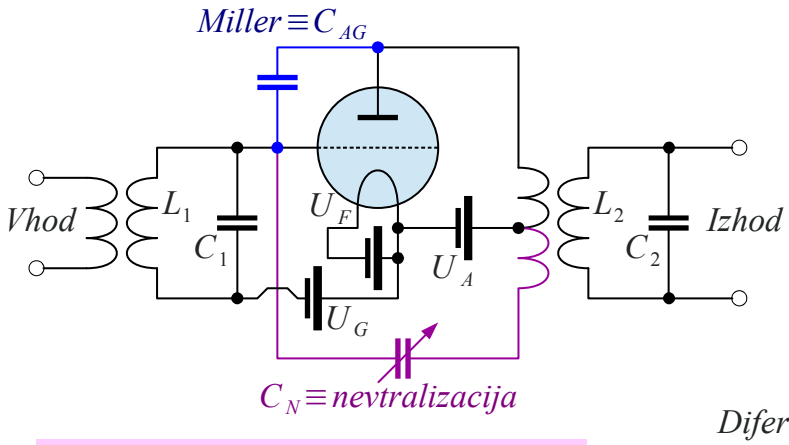
Izgubna povratna vezava je priključena na Darlingtonov par NPN tranzistorjev v MMIC (Monolithic Microwave Integrated Circuit) ojačevalniku. MMIC ojačevalnik je sicer načrtovan, da je čimbolj preprost za uporabo: $Z_{vhod} \rightarrow 50\,\Omega$ , $Z_{izhod} \rightarrow 50\,\Omega$ in od frekvence neodvisno ojačanje v širšem frekvenčnem pasu. Kljub temu brezpogojna stabilnost $K > 1$ marsikaterega MMIC ojačevalnika ni zagotovljena, še posebno ne pri nižji napajalni napetosti od nazivne!

Do brezpogojne stabilnosti se včasih pride na nepričakovan način. Zaporedna vezava dveh ojačevalnikov je lahko brezpogojno stabilna $K > 1$ v celotnem frekvenčnem spektru čeprav posamezna ojačevalnika nista brezpogojno stabilna $K' < 1$ oziroma $K'' < 1$ . Stabilnost zaporedne vezave dveh ojačevalnikov je seveda močno odvisna od povezovalnega voda med njima in reaktivnih gradnikov za prilagoditev impedance med stopnjama:

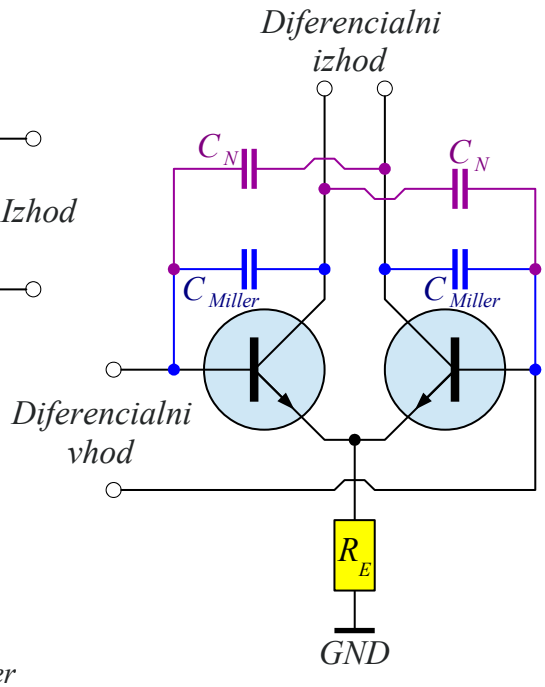



*Protiukrep #4: zaporedna vezava dveh ojačevalnikov*

Končno se da vpliv Millerjeve kapacitivnosti natančno izničiti z nevtralizacijo v ojačevalniku. Preprosta rešitev iz prve polovice 20. stoletja je mostična vezava dodatnega kondenzatorja $C_N$, ki izniči učinek med-elektrodne kapacitivnosti triode $C_{AG}$. Popolnoma enaka rešitev se je čez pol stoletja uporabljala v radijskih sprejemnikih z germanijevimi tranzistorji:




*Harald Wheeler & Louis Hazeltine 1922*




*Protiukrep #5: nevtralizacija $C_{Miller}$*

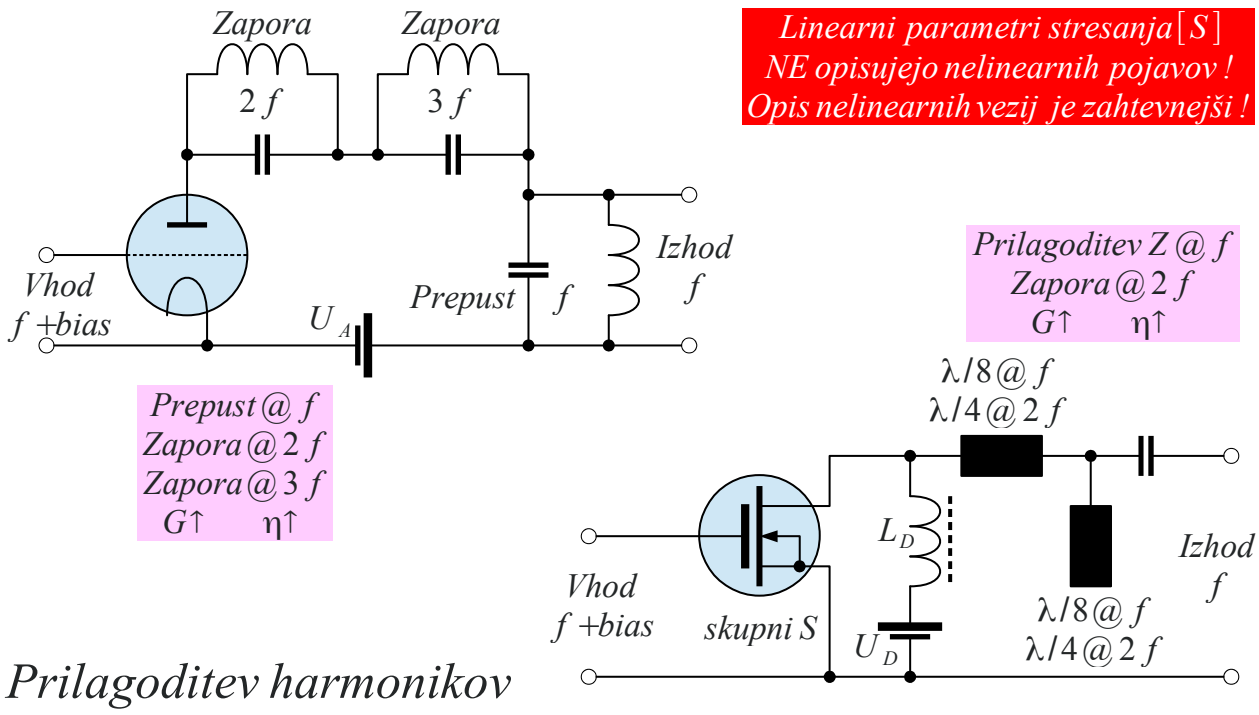
Nevtralizacijo je enostavno izvesti celo v integriranih vezjih, kjer se za male signale uporabljajo diferencialni ojačevalniki v izogibanju motnjam na skupnem napajanju in GND. Potrebna sta samo dva dodatna kondenzatorja

$C_N$ , ki sta povsem enaka kapacitivnosti tranzistorjev $C_{Miller}$ . V integriranem vezju je še bolj enostavno izdelati štiri med sabo popolnoma enake tranzistorje, kjer dva ojačata signal in dva služita samo kot kondenzatorja za nevtralizacijo. Vsi štirje tranzistorji so lahko Gilbertova celica mešalnika, ki je uporabljena samo polovično.

Prikazani ukrepi imajo pogosto več kot eno razlago. Kaskadni ojačevalnik je uspešen poskus zmanjšanja $C_{Miller}$ (protiukrep#1) in hkrati uspešna stabilna zaporedna vezava dveh ojačevalnikov (protiukrep#4). Manjša induktivnost v skupni elektrodi je brezizgubna negativna povratna vezava (protiukrep#3) in hkrati možnost nevtralizacije (protiukrep#5).

Nenadzorovano nihanje ojačevalnika je samo skrajna posledica neželjenega povratnega ojačanja $s_{12} \neq 0$ . Drugi neželjeni vplivi, na primer ožanje frekvenčnega pasu ali popačenje frekvenčnega odziva, se lahko pojavijo že prej vključno z brezpogojno stabilnimi ojačevalniki. Nevtralizacija in sorodni ukrepi so lahko potrebni, čeprav ojačevalnik v nobenem primeru ne zaniha.

Končno vsak aktivni gradnik, vakuumska cev ali tranzistor, zahteva poleg prilagoditve impedance na delovni frekvenci $f$ še vezja (dušilke) za dovod enosmernih tokov oziroma napetosti delovne točke:




## Prilagoditev harmonikov

Pri močnostnih ojačevalnikih je pomemben izkoristek. Slednji je odvisen tudi od zaključitev impedanc na harmonskih frekvencah $2f$ , $3f$ in naprej. Pojavov na harmonskih frekvencah parametri stresanja $[S]$ ne

opisujejo, ker so omejeni na linearne pojave.

Vakuumska trioda dosega dober izkoristek, ko je zaključena na odprte sponke s pomočjo dveh vzporednih nihajnih krogov $2f$ in $3f$. Dodaten vzporedni nihajni krog $f$ pripelje še enosmerno napetost napajanja. Vsi trije nihajni krogi dobro očistijo izhod neželjenih harmonskih signalov.

Kvadratični odziv poljskega tranzistorja proizvaja poleg osnovne frekvence $f$ večinoma drugi harmonik $2f$. Na osnovni frekvenci $f$ se zaporedni vod $\lambda/8$ obnaša kot tuljava in vzporedni vod $\lambda/8$ kot kondenzator. Oba skupaj delujeta kot impedančni transformator navzgor. Na drugi harmonski $2f$ sta oba voda dolžine $\lambda/4$. Vzporedni vod se obnaša kot kratek stik na $2f$, ki ga zaporedni vod preslika v odprte sponke na ponoru tranzistorja. Enosmerno napajanje gre preko dušilke $L_D$ naravnost na ponor.

* * * * *

# 6. Toplotni šum

Vse do 20. stoletja sta bili znanost in tehnika preprosti. Vse fizikalne zakone oziroma kemijske reakcije se je dalo natančno opisati z nekaj enačbami in točno izračunati končni rezultat. Kakršnakoli naključnost se je izgubila v povprečju velikega števila poskusov. Glavni vzrok odstopanj posameznih rezultatov od povprečja naj bi bila nepopolna merilna tehnika.

Kvantna fizika v 20. stoletju zahteva drugačno razmišljanje. Natančna razlaga številnih naravnih pojavov zahteva upoštevanje naključnosti kot enega osnovnih naravnih pojavov. O tem si številni znanstveniki niti inženirji niso bili na jasnem. Primer je zelo znan nesporazum med najuglednejšimi udeleženci vrhunske konference na najvišji ravni:

Peta mednarodna konferenca Solvay uglednih fizikov in kemikov
na temo „Elektroni in fotoni“ (oktober 1927).
Najuglednejša udeleženca Albert Einstein in Niels Bohr se nista razumela:

Albert Einstein: „God does not play dice!“
(Bog ne kocka! Torej ne dopušča naključnosti v naravnih zakonih.)

Niels Bohr: „Einstein, stop telling God what to do!“
(Einsten, nehaj učiti Boga, kaj naj počne!)

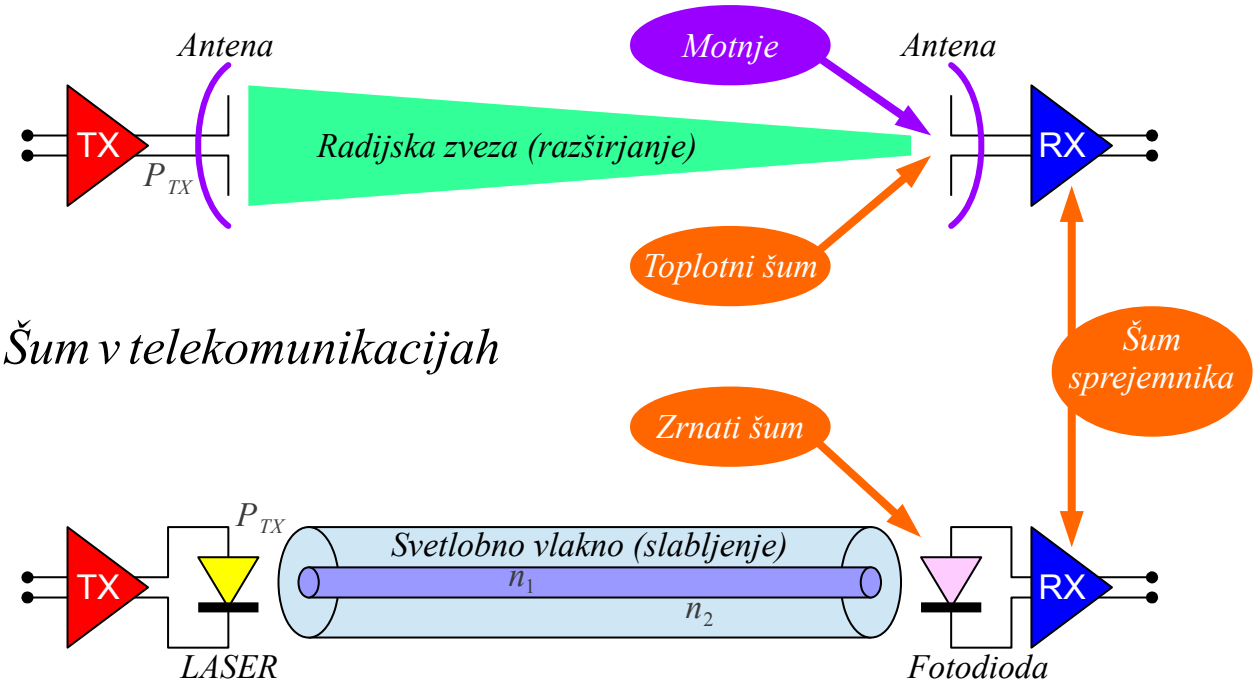
V elektroniki in v telekomunikacijah se naključnost imenuje šum.

Šum kvari koristen signal in omejuje domet vsake zveze.

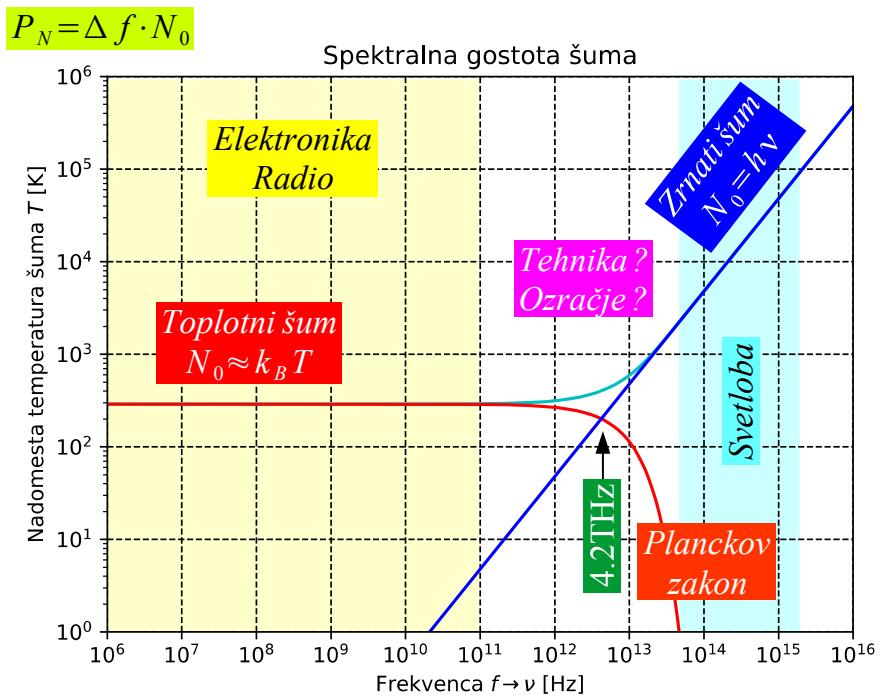
Šum je makroskopski opis kvantnih pojavov!

Domet radijske zveze je omejen z razširjanjem moči koristnega signala in z jakostjo šuma iz različnih izvorov: motnje drugih udeležencev, naravni šum, ki ga nabere antena in šum radijskega sprejemnika. Naravni šum iz antene in šum sprejemnika sta v radijski zvezi večinoma toplotnega izvora (thermal noise), enako kot sevanje črnega telesa.

Zrnati šum (shot noise) je naključnost samega signala iz celega števila delcev: elektronov, fotonov in podobno. Domet zveze po svetlobnem vlaknu je omejen s slabljenjem vlakna, z zrnatim šumom omejenega števila fotonov signala in s toplotnim šumom elektronike sprejemnika:




Moč šuma $P_N = \Delta f \cdot N_0$ določata pasovna širina $\Delta f$ in spektralna gostota šuma $N_0[\mathrm{W/Hz=J}]$. Na nizkih frekvencah elektronike in radia $f$ prevladuje toplotni šum $N_0 \approx k_B T$ sevanja kateregakoli črnega telesa. Na višjih frekvencah svetlobe $\nu$ postane znatno močnejši zrnati šum omejenega, ampak naključnega števila fotonov, ki sestavljajo koristni signal. Spektralno gostoto šuma se pogosto zapiše z nadomestno temperaturo $T[\mathrm{K}]$ tudi takrat, ko šum ni toplotnega izvora:




*Toplotni šum:*

$$P_N = \frac{\Delta f \cdot h f}{e^{\frac{h f}{k_B T}} - 1} \approx \Delta f \cdot k_B T$$

*Boltzmannona konst.* $[\mathrm{K}]$:

$k_B = 1.380649 \cdot 10^{-23}\ \mathrm{J/K}$

*Sobna temperatura*

$T_0 = 290\mathrm{K}$

*Zrnati šum:*

$P_N = \Delta f \cdot h\nu$

*Planckova konst.* $[\mathrm{kg}]$:

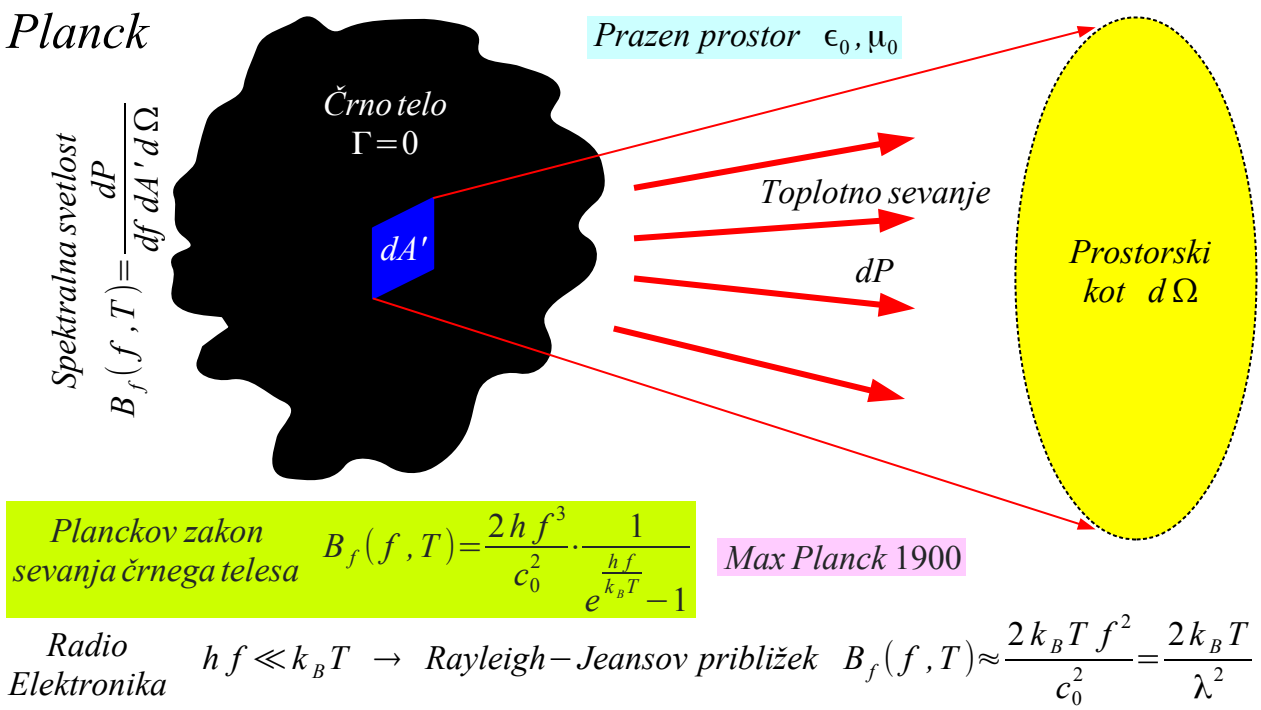
$h = 6.62607015 \cdot 10^{-34}\ \mathrm{Js}$

*Nadomestna* $T = h\nu / k_B$

*Naravni šum*

Vmesno področje je tehniki težje dostopno, ker je frekvenca previsoka za usmerniško diodo in prenizka za fotodiodo. Povrhu slabljenje zemeljskega ozračja dosega $a/l=-1000\mathrm{dB/km}$ v področju nekaj $\mathrm{THz}$. Planckov zakon sevanja črnega telesa zahteva, da toplotni šum tu usahne. Hkrati ga tu preraste zrnati šum. Pri sobni temperaturi $T=290\mathrm{K}$ in frekvenci $f=\nu\approx 4.2\mathrm{THz}$ sta toplotni in zrnati šum enako močna. Vsota obeh šumov monotono narašča s frekvenco!

Toplotno sevanje je na prelomu iz 19. v 20. stoletje fizikom predstavljajo veliko uganko. Rayleigh-Jeansov približek za spektralno svetlost črnega telesa $B_f(f,T)$ dobro velja pri nizkih frekvencah, ampak pri visokih frekvencah daje prevelik rezultat, kar so poimenovali UV katastrofa. Leta 1900 je uganko pravilno rešil Max Planck, ko je privzel, da energija valovanja ni zvezna količina. Delčki energije elektromagnetnega valovanja naj bi bili veliki $W=hf$, kjer je $h$ še neznana naravna konstanta:

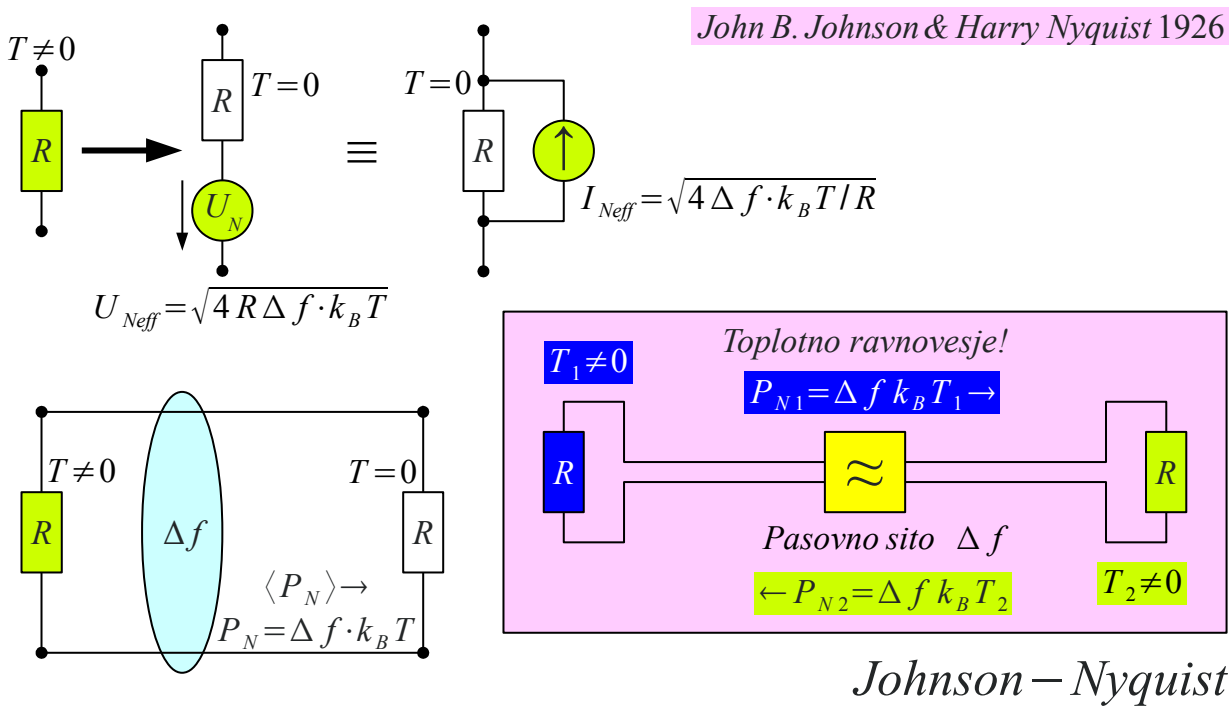



Neznana konstanta $h$ je začela novo področje kvantne fizike v 20. stoletju. Prej neznana Planckova konstanta je postala tako pomembna, da so leta 2019 z izbiro njene točne vrednosti $h=6.62607015\cdot 10^{-34}\,\mathrm{Js}$ določili osnovno mersko enoto mase kilogram $[\mathrm{kg}]$ mednarodnega sistema merskih enot.

Planckov zakon na nižjih frekvencah $hf\ll k_BT$ preide v Rayleigh-Jeansov približek, ki povsem dobro velja na frekvencah elektronike in radia.

Rayleigh-Jeansov približek vsebuje le še Boltzmannovo konstanto $k_B$ . Z izbiro točne vrednosti Boltzmannove konstante $k_B = 1.380649 \cdot 10^{-23}\, J/\mathrm{K}$ so leta 2019 določili osnovno mersko enoto temperature Kelvin $[\mathrm{K}]$ mednarodnega sistema merskih enot.

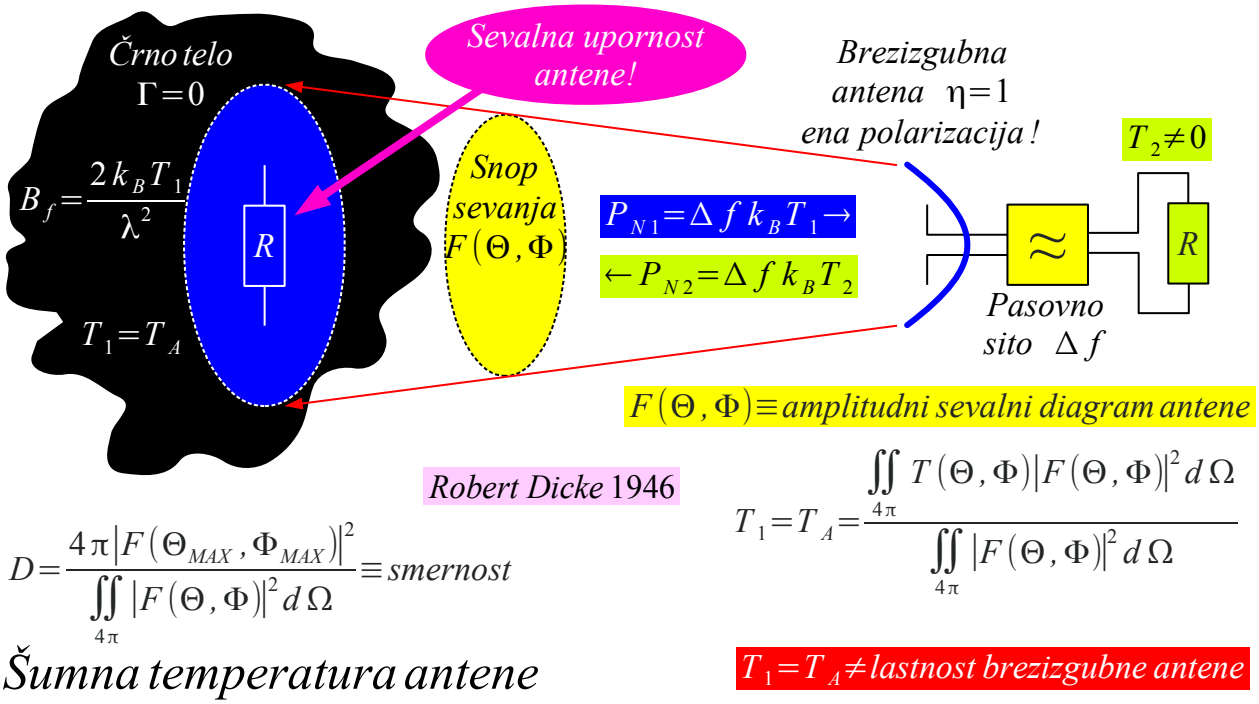
John B. Johnson je pri Bell Labs odkril toplotni šum uporov v elektroniki leta 1926. Njegov sodelavec Harry Nyquist je pojav teoretsko opisal leta 1928. V elektroniki se toplotni šum upora lahko opiše s hladnim uporom in zaporednim napetostnim virom $U_{Neff}$ ali pa s hladnim uporom in vzporednim tokovnim virom $I_{Neff}$ . Ker je šum naključen signal, je edino smiselno navajati efektivno vrednost napetosti $U_{Neff}$ oziroma efektivno vrednost toka $I_{Neff}$ oziroma povprečno moč šuma $\langle P_N \rangle$ :




Topel upor $T \neq 0$ posreduje v pasovni širini $\Delta f$ popolnoma hladnemu uporu povprečno električno moč $P_N = \Delta f \cdot k_B T$ . Ta moč je neodvisna od vrednosti uporov $R$ pod pogojem, da sta upora med sabo enaka! Dva enaka upora $R$ na različnih temperaturah stremita proti toplotnemu ravnovesju. Upor na temperaturi $T_1$ oddaja drugemu uporu moč $P_1 = \Delta f\, k_B T_1$ v pasovni širini $\Delta f$ . Drugi upor na temperaturi $T_2$ mu v isti pasovni širini vrača moč $P_2 = \Delta f\, k_B T_2$ .

Z razvojem radarske tehnike v drugi svetovni vojni so se izčistile definicije osnovnih veličin radijskih anten: kaj je to amplitudni sevalni diagram (radiation pattern) $F(\Theta, \Phi)$ , kaj je to smernost (directivity) $D$ antene,

kaj je to dobitek (gain) $G$ antene in kaj sevalni izkoristek (radiation efficiency) $\eta$ . Eden prvih radioastronomov Robert Dicke je leta 1946 integriral spektralno svetlost črnega telesa $B_f(f,T)$ po celotnem sevalnem diagramu antene in izračunal njeno šumno temperaturo $T_A$ :




Robert Dicke 1946

$$T_1=T_A=\frac{\iint_{4\pi} T(\Theta,\Phi)|F(\Theta,\Phi)|^2 d\Omega}{\iint_{4\pi} |F(\Theta,\Phi)|^2 d\Omega}$$

$$D=\frac{4\pi|F(\Theta_{MAX},\Phi_{MAX})|^2}{\iint_{4\pi} |F(\Theta,\Phi)|^2 d\Omega}\equiv smernost$$

*Šumna temperatura antene*

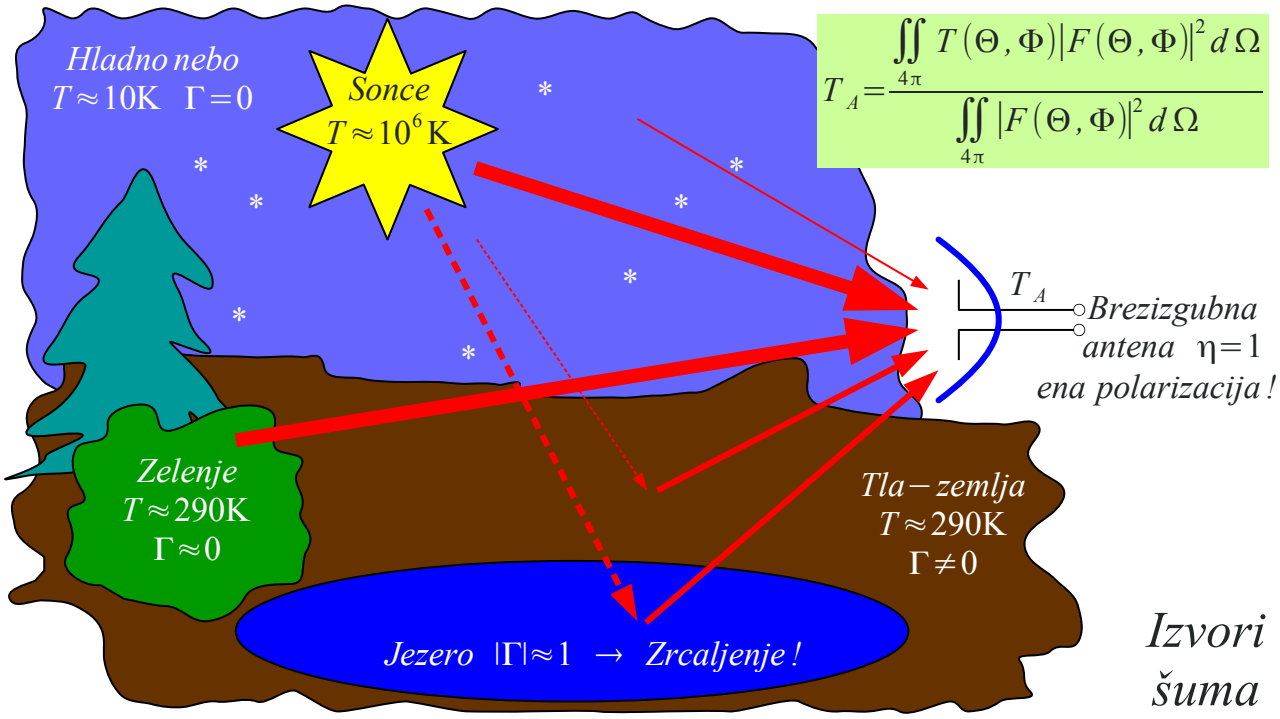
$T_1=T_A\neq$ lastnost brezizgubne antene

Antena brez izgub $\eta=1$ se obnaša samo kot transformator, ki rod valovanja v električnem vodu preslika v valovanje v praznem prostoru in obratno. Dickejev rezultat za šumno temperaturo antene $T_A$ je preprosto povprečje temperatur črnih teles $T(\Theta,\Phi)$ , uteženo s sevalnim diagramom $F(\Theta,\Phi)$ brezizgubne antene. Temperatura antene $T_A$ torej ni lastnost brezizgubne antene niti funkcija njene lastne temperature, pač pa tisto, kar njen snop sevanja vidi.

Če se šumno temperaturo antene $T_A$ izpelje iz Rayleigh-Jeansovega približka za spektralno svetlost $B_f(f,T)$ , je končni rezultat popolnoma enak Johnson-Nyquistovemu šumu upora v elektroniki, saj so fizikalne osnove obeh izpeljav iste. Šumna temperatura antene je tudi razlaga povsem delovne sevalne upornosti $R$ brezizgubne antene. V obratni smeri se izsevana moč iz antene troši na oddaljenem črnem telesu. Velja tudi stremljenje k toplotnemu ravnovesju med oddaljenim črnim telesom in uporom na priključku antene.

V množici raznolikih fizikalnih pojavov mora inženir vsaj v grobem poznati njihove velikostne razrede. Katere je smiselno upoštevati v izračunih in katerih ne? Šumna temperatura antene je zelo spremenljiva veličina glede

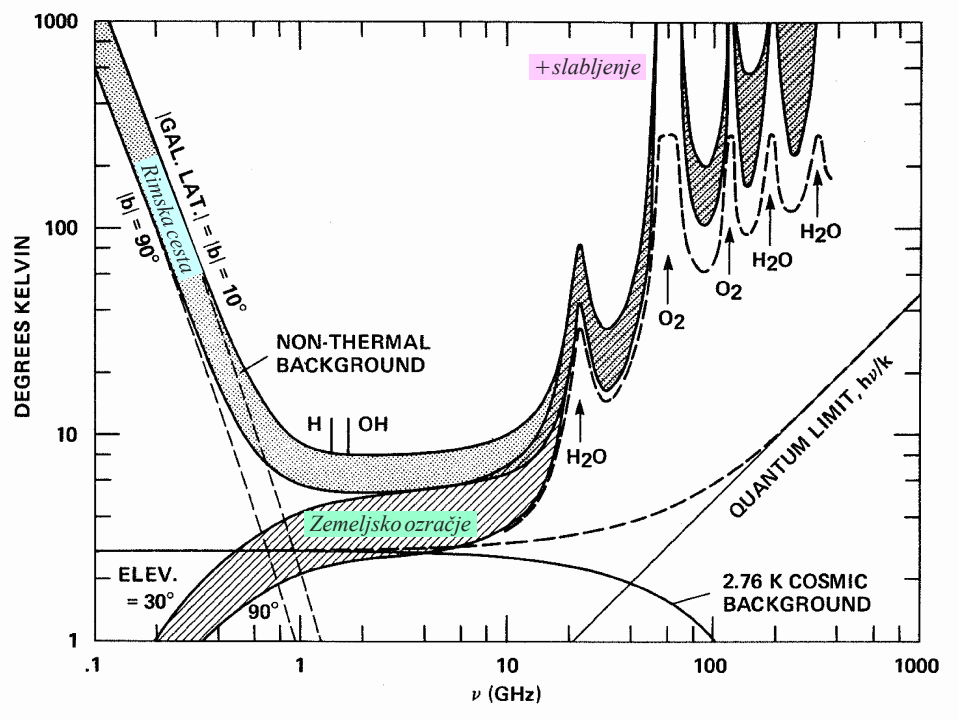
na okolico antene in izbrani frekvenčni pas. Velikostni razredi šumnih temperatur izvorov v okolici antene so prikazani na spodnji sliki v frekvenčnem pasu $f \approx 1\mathrm{GHz}$ za običajni satelitski sprejemnik na Zemlji:




Najbolj vroč izvor šuma je Sonce $T \approx 10^6\mathrm{K}$, ki pa je viden pod zelo majhnim zornim kotom $\alpha \approx 0.5°$. Ker je glavni snop sevanja antene nekaj velikostnih razredov širši, glavnino šuma običajno prispevajo drugi izvori. Skoraj celo vidno poloblo pokriva nebo, ki je v tem frekvenčnem pasu dokaj hladno $T \approx 10\mathrm{K}$ in seva kot črno telo brez zrcaljenja $\Gamma = 0$. Skoraj brez zrcaljenja $\Gamma \approx 0$ je tudi zelenje, še posebno iglavci, ki sevajo kot črno telo s sobno temperaturo $T \approx 290\mathrm{K}$.

Telo, ki ni popolnoma črno $\Gamma \neq 0$ v izbranem frekvenčnem področju, na primer tla, seva ustrezno manj $N_0 = (1 - |\Gamma|^2) k_B T$. Poleg njegovega lastnega toplotnega sevanja se v njemu zrcalijo še drugi viri toplotnega šuma. Gladina jezera je v frekvenčnem pasu $f \approx 1\mathrm{GHz}$ skoraj brezhibno zrcalo $|\Gamma| \approx 1$, ki samo zase zelo malo seva, pač pa se v njemu večinoma zrcali nebo.

Največja spremenljivka pri izračunu temperature šuma antene je nebo. V radijskem spektru se na nebu opazi vse, od najnižjih plasti zemeljskega ozračja do najbolj oddaljenih galaksij v vesolju. Temperatura šuma neba je najnižja, okoli $T \approx 10\mathrm{K}$ v frekvenčnem pasu $f \approx 1\mathrm{GHz} \ldots 10\mathrm{GHz}$. Tu je opazen celo prispevek $\Delta T \approx 2.76\mathrm{K}$ velikega poka ob nastanku vesolja pred 13.8 milijarde let:



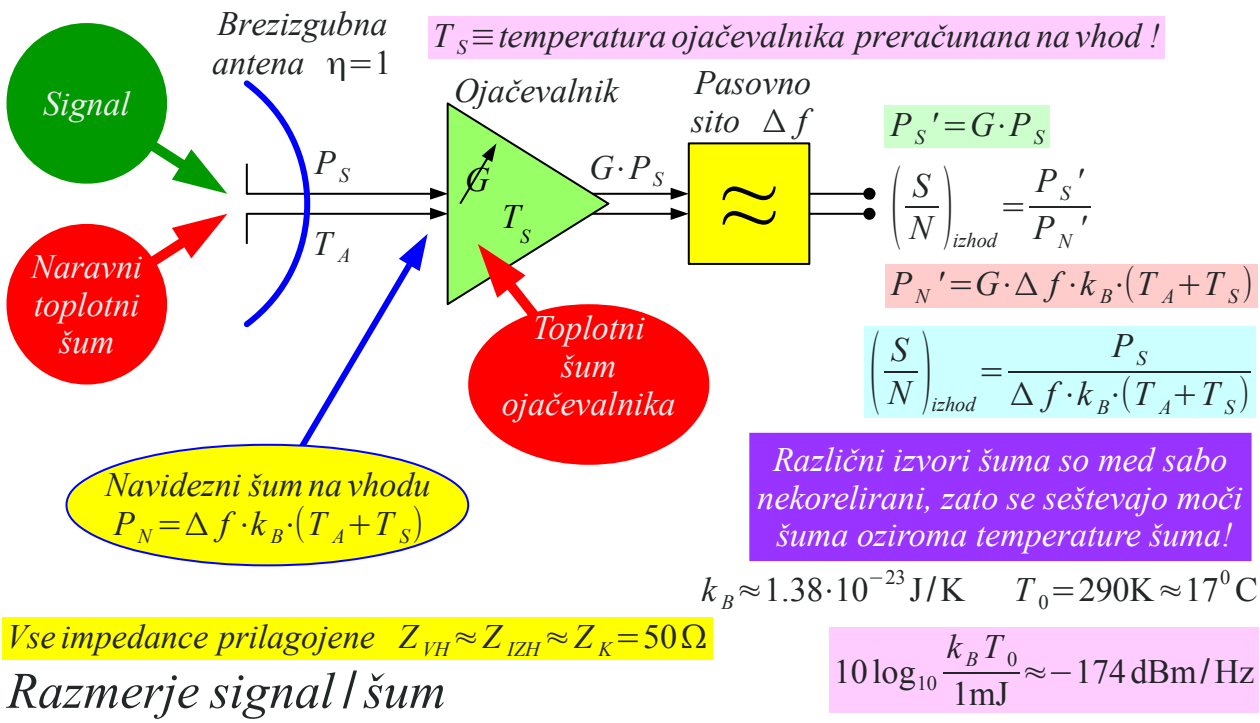

*Šum neba*

Na frekvencah pod $f < 1\mathrm{GHz}$ hitro narašča prispevek vseh nebesnih virov, še posebno številnih zvezdic v ravnini naše lastne galaksije Rimske ceste. Temperatura šuma neba lahko preseže $T > 10^5\,\mathrm{K}$ na frekvencah pod $f < 10\mathrm{MHz}$ .

Nad $f > 10\mathrm{GHz}$ se hitro veča slabljenje molekularnih rezonanc ozračja. Vodna para $H_2O$ dodaja približno $a/l = -0.2\mathrm{dB/km}$ slabljenja v pasu okoli $f \approx 22\mathrm{GHz}$ . Molekula kisika $O_2$ dodaja približno $a/l = -14\mathrm{dB/km}$ slabljenja v pasu okoli $f \approx 60\mathrm{GHz}$ . Slabljenje zemeljskega ozračja dosega $a/l = -1000\mathrm{dB/km}$ nad $f > 300\mathrm{GHz}$ . Poleg slabljenja radijskih signalov molekularne rezonance tudi sevajo toplotni šum.

V vsaki zvezi edino šteje končno razmerje signal/šum. Ker so vsi šumi popolnoma naključni, se iz koristnega signala nikakor ne dajo odstraniti. Ker so šumi naključni in med sabo neodvisni, se seštevajo moči različnih izvorov in zvrsti šumov. V radijski zvezi je pri sobni temperaturi $hf \ll k_B T$ zagotovo zanemarljiv zrnati šum signala.

V radijski zvezi prevladuje toplotni šum različnih izvorov. Tudi v odsotnosti motenj sprejemna antena še vedno zbere nekaj naravnega toplotnega šuma okolice $T_A$ . Vezja sprejemnika dodajajo svoj lasten toplotni šum $T_S$ . Ojačanje sprejemnika $G$ je običajno dovolj visoko, da se lahko meri signal in šum na izhodu s preprostimi merilniki, katerih lastni prispevek šuma je zanemarljiv:



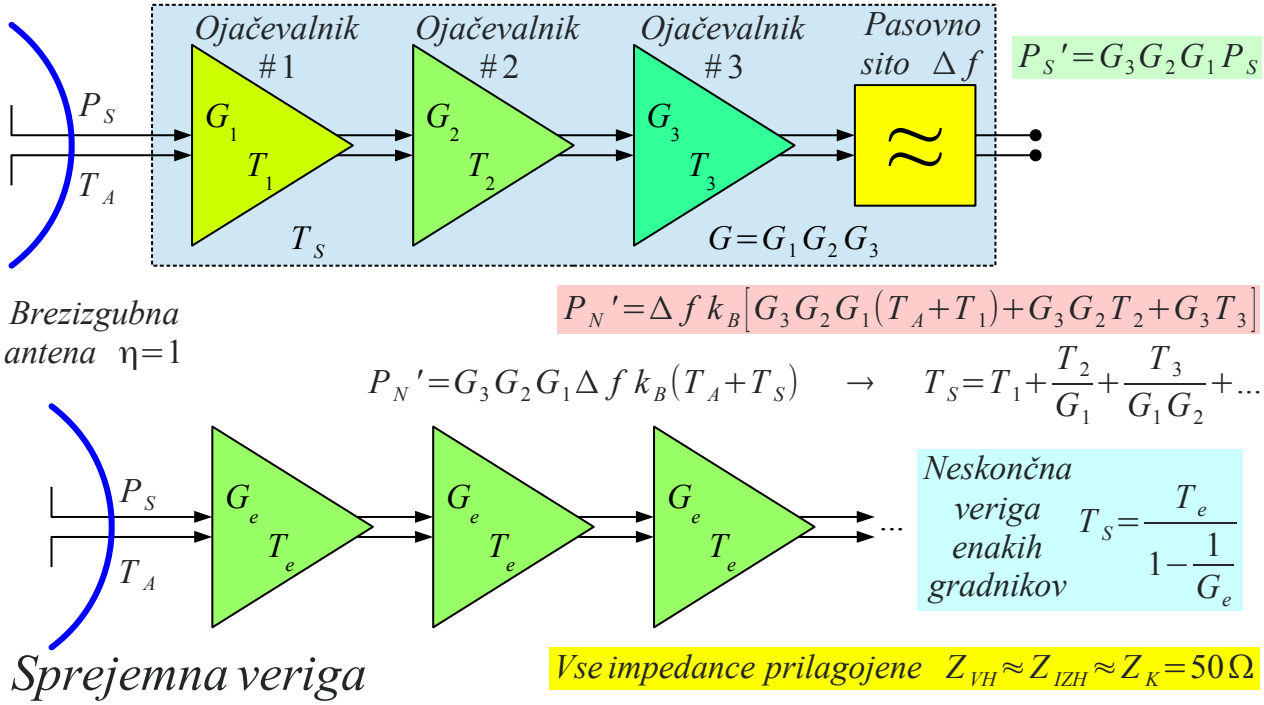

Ojačanje sprejemnika $G$ je običajno nastavljivo, da se lahko sprejemnik samodejno prilagaja spremenljivi jakosti koristnega signala $P_S$. Vse temperature šumov in moč signala je zato smiselno preračunati na vhodne sponke sprejemnika, ker se njihove jakosti tam najmanj spreminjajo ob nastavljanju ojačanja sprejemnika $G$. Čeprav so na vhodu sprejemnika signal in šumi prešibki, da bi sploh bili merljivi. Dodani šum sprejemnika $T_S$ na vhodu sploh še ne obstaja!

Signal in šumi dosegajo v radijskem sprejemniku zelo velik razpon jakosti, zato je marsikje smiselna uporaba logaritemskih merskih enot. Referenčna sobna temperatura za meritve šuma je izbrana $T_0=290\mathrm{K}$. Zmnožek $k_B T_0\approx 4\cdot 10^{-21}\,\mathrm{J}$ nastopa v marsikaterem računu. Zapisano v logaritemskih enotah $(k_B T_0)_{\mathrm{dBm/Hz}}\approx -174\mathrm{dBm/Hz}$, kar vsaj na prvi pogled ni najbolj jasno, ampak inženirski zapis ima svojo logiko.

Radijski sprejemnik običajno sestavlja veriga gradnikov. Nekateri gradniki so skoraj brez izgub niti ne dodajajo kaj dosti lastnega šuma. Nekateri gradniki imajo ojačanje in dodajajo lasten šum. Nekateri gradniki vnašajo slabljenje in sevajo lasten toplotni šum. Vsi gradniki so izdelani za isto karakteristično impedanco, običajno $Z_K=50\Omega$, da pri vezavi v verigo ni neskladij.

Običajna veriga sprejemnika vsebuje ojačevalnike in najmanj eno frekvenčno pasovno sito. Šum antene $T_A$ ojačajo vsi ojačevalniki v verigi,

prav tako šum prve stopnje $T_1$, preračunan na vhodne sponke. Pač pa šuma druge stopnje $T_2$ ne ojača prva stopnja $G_1$. Šuma tretje stopnje $T_3$ ne ojača niti prva stopnja $G_1$ niti druga $G_2$. Sito na koncu verige ima majhno slabljenje niti njegovega šuma ne ojača nihče, da je njegov prispevek k skupnemu šumu zanemarljiv:



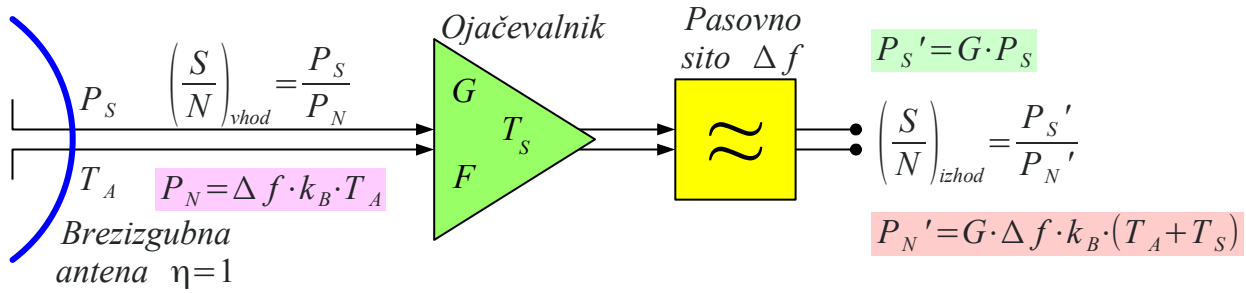

V vsoti toplotnega šuma, preračunani na vhod, torej nastopajo $\sum T = T_A + T_S = T_A + T_1 + T_2/G_1 + T_3/(G_1 G_2) + \ldots$. Najpomembnejši je prispevek šuma antene in prvega ojačevalnika. Prispevki nadaljnjih ojačevalnikov se manjšajo.

Ojačevalno verigo v sprejemniku oziroma vsaj njen začetek se gradi iz najboljših razpoložljivih tranzistorjev, ki dajejo najnižjo temperaturo šuma $T_e$ pri dovolj visokem ojačanju $G_e$. Šumna temperatura neskončne verige enakih gradnikov $T_S > T_e$ je vsekakor bolj smiselno merilo za zmogljivost tranzistorja od šuma posamezne stopnje.

Račun s šumnimi temperaturami je preprost in jasen. Vedno se seštevajo moči. Gradnik z negativno šumno temperaturo $T < 0$ ne obstaja. Logaritemske merske enote se za šumno temperaturo običajno ne uporabljajo. Zahteva $Z_{VH} \approx Z_{IZH} \approx Z_K = 50\,\Omega$ je mišljena ohlapno, saj ojačevalniki pogosto niso niti brezpogojno stabilni.

Žal obstajajo za toplotni šum še druge merske enote, ki niso niti preproste niti tako jasno definirane. Ena takšnih merskih enot, ki vnaša

zmedo, je šumno število ali šumni faktor. Šumno število $F$ naj bi opisovalo, kolikokrat ojačevalnik poslabša razmerje signal/šum. Ker se razmerje signal/šum lahko samo poslabša, je šumno število $F>1$ vedno večje od enote oziroma v logaritemskih enotah $F_{\mathrm{dB}}>0$ :




*Nesmiselna definicija šumnega števila:*

$$F=\frac{\left(\frac{S}{N}\right)_{vhod}}{\left(\frac{S}{N}\right)_{izhod}}=\frac{\frac{P_S}{\Delta f\, k_B T_A}}{\frac{G\,P_S}{G\,\Delta f\, k_B(T_A+T_S)}}=\frac{T_A+T_S}{T_A}=1+\frac{T_S}{T_A}$$

*Lastnost ojačevalnika ne more biti funkcija $T_A$!*

*Smiselna definicija:* $F=1+\frac{T_S}{T_0}$ @ $T_0=290\mathrm{K}$ $\longleftrightarrow$ $T_S=T_0(F-1)$

*Šumno število* $F>1$

## *Šumno število*

$$F_{\mathrm{dB}}=10\log_{10}F=10\log_{10}\left(1+\frac{T_S}{T_0}\right)\longleftrightarrow T_S=T_0\left(10^{\frac{F_{\mathrm{dB}}}{10}}-1\right)$$

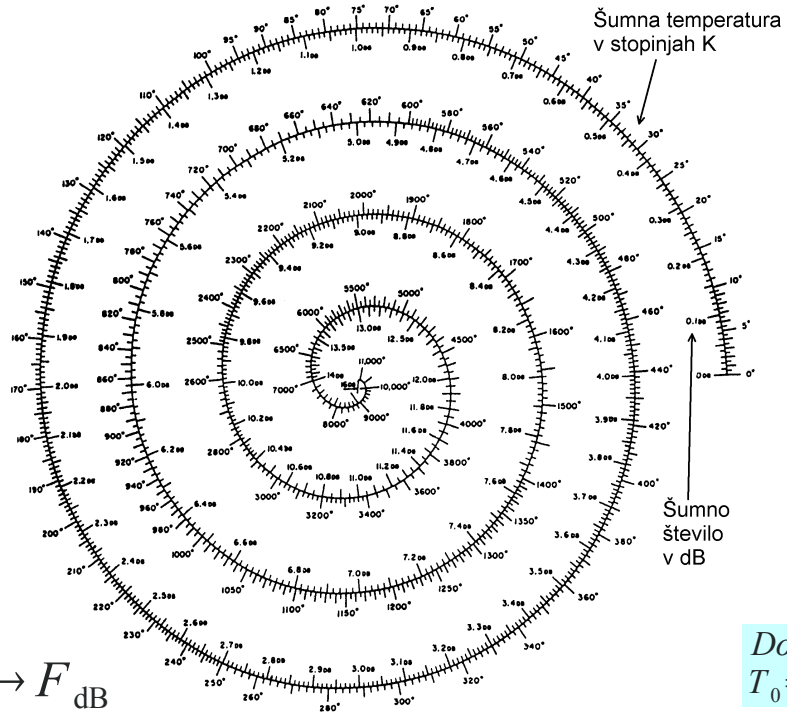
Šumno število naj bi bilo lastnost ojačevalnika. Ampak izračunano po opisani definiciji znaša $F=1+T_S/T_A$ , torej naj bi bilo tudi lastnost antene? Razlaga je v tehniki sredi 20. stoletja, ko so izumili šumno število $F$ . Prvotne zemeljske mikrovalovne zveze točka-točka so imele antene zasukane v sosednji hrib, torej $T_A\approx T_0=290\mathrm{K}$ . Podobno bakrene kabelske zveze, kjer so ojačevalniki nadomeščali slabljenje kabla na temperaturi okoli $T\approx 290\mathrm{K}$ .

Izstrelitev prvega umetnega satelita je vse preprosto računanje s šumnimi števili takoj porušila, saj se šumna temperatura neba $T_A\neq 290\mathrm{K}$ zelo razlikuje od referenčne sobne temperature. Definicijo šumnega števila je bilo smiselno popraviti v $F=1+T_S/T_0$ , kjer temperatura antene $T_A$ ne nastopa, niti ne nastopata več vhodno oziroma izhodno razmerje signal/šum.

Žal marsikateri učbenik opisanega popravka definicije ni povzel. V učbenikih so zato izračuni s šumnim številom pogosto napačni. Ali pisec sploh zna razlikovati med linearnim razmerjem $F$ in decibeli $F_{\mathrm{dB}}$ ? Tu sledijo zato številni zgledi, kako pravilno in čimbolj učinkovito uporabiti vse tri sicer enakovredne, ampak med sabo različne merske enote $T_S$ , $F$ in $F_{\mathrm{dB}}$ za šum ojačevalnika oziroma sprejemnika.

S popravljeno definicijo je šumno število povsem enakovredna veličina šumni temperaturi ojačevalnika. Šumno število je neimenovano razmerje, ki se največkrat navaja v logaritemskih enotah $F_{\mathrm{dB}}=10\log_{10}\left(1+T_S/T_0\right)$ . Povezavo med slednjim in šumno temperaturo se da narisati v samoumevnem grafu:

$$T_S=290\mathrm{K}\left(10^{\frac{F_{\mathrm{dB}}}{10}}-1\right)$$



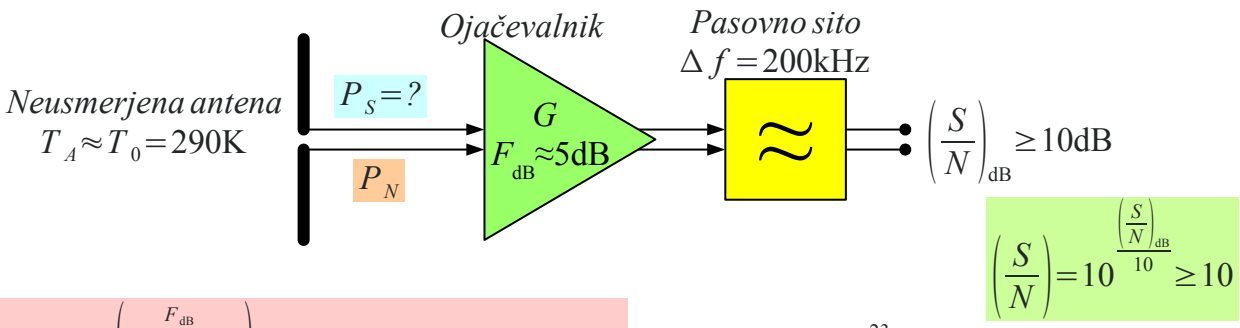

$$F_{\mathrm{dB}}=10\log_{10}\left(1+\frac{T_S}{290\mathrm{K}}\right)$$

*Povezava* $T_S \longleftrightarrow F_{\mathrm{dB}}$

*Dogovor:* $T_0=290\mathrm{K}$

Najenostavnejši zgled je kako izračunati občutljivost sprejemnika GSM telefona. Slednji vsebuje ojačevalnik s šumnim številom $F_{\mathrm{dB}}\approx 5\mathrm{dB}$ , frekvenčno pasovno sito širine $\Delta f=200\mathrm{kHz}$ in demodulator, ki potrebuje na vhodu razmerje signal/šum več kot $(S/N)_{\mathrm{dB}}\geq 10\mathrm{dB}$ . Šumno število je smiselno pretvoriti v temperaturo $T_S=627\mathrm{K}$ . Šum sobne antene je enak temperaturi okolice $T_A\approx T_0=290\mathrm{K}$ . Vsoti obeh temperatur $T_A+T_S$ ustreza v pasovni širini $\Delta f=200\mathrm{kHz}$ moč toplotnega šuma $P_N\approx 2.5\cdot 10^{-15}\,\mathrm{W}$ .

Koristni GSM signal mora biti najmanj 10-krat močnejši, torej $P_S\approx 2.5\cdot 10^{-14}\,\mathrm{W}$ oziroma v logaritemskih enotah $P_{S\,\mathrm{dBm}}=-106\mathrm{dBm}$ . Popolnoma enak rezultat bi dobili tudi pri meritvi občutljivosti s signal generatorjem, ki ima na izhodu uporovni slabilec na sobni temperaturi $T_0=290\mathrm{K}$ popolnoma enako kot sobna antena telefona:




$$\left(\frac{S}{N}\right) = 10^{\frac{\left(\frac{S}{N}\right)_{\text{dB}}}{10}} \geq 10$$

$$T_S = T_0 \cdot \left(10^{\frac{F_{\text{dB}}}{10}} - 1\right) = 290\text{K} \cdot (3.162 - 1) = 627\text{K}$$

$$k_B \approx 1.38 \cdot 10^{-23}\,\text{J/K}$$

$$P_N = \Delta f \cdot k_B \cdot (T_A + T_S) = 200\text{kHz} \cdot 1.38 \cdot 10^{-23}\,\text{J/K} \cdot (290\text{K} + 627\text{K}) = 2.531 \cdot 10^{-15}\,\text{W}$$

$$P_S = P_N \cdot \left(\frac{S}{N}\right) = 2.531 \cdot 10^{-15}\,\text{W} \cdot 10 = 2.531 \cdot 10^{-14}\,\text{W}$$

$$P_{S\,\text{dBm}} = 10 \log_{10} \frac{P_S}{1\text{mW}} = -106\text{dBm}$$

## *Sprejemnik GSM telefona*

Ker je antena na sobni temperaturi, se da izračun poenostaviti s pasovno širino $(\Delta f)_{\text{dB}\cdot\text{Hz}} = 53\text{dB}\cdot\text{Hz}$ , spektralno gostoto šuma $(k_B T_0)_{\text{dBm/Hz}} \approx -174\text{dBm/Hz}$ in šumnim številom $F_{\text{dB}} \approx 5\text{dB}$ , vse v logaritemskih enotah. Razmerje signal/šum več kot $(S/N)_{\text{dB}} \geq 10\text{dB}$ daje občutljivost $P_{S\,\text{dBm}} = -106\text{dBm}$ :

*Poenostavljen izračun velja izključno v primeru* $T_A \approx T_0 = 290\text{K}$

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{\text{dB}} \geq 10\text{dB} \qquad F_{\text{dB}} = 5\text{dB} \qquad \Delta f = 200\text{kHz}$$

$$P_{S\,\text{dBm}} \approx \left(\frac{S}{N}\right)_{\text{dB}} + (\Delta f)_{\text{dB}\cdot\text{Hz}} + (k_B T_0)_{\text{dBm/Hz}} + F_{\text{dB}}$$

$$(\Delta f)_{\text{dB}\cdot\text{Hz}} = 10 \log_{10} \left(\frac{\Delta f}{1\text{Hz}}\right) = 53\text{dB}\cdot\text{Hz}$$

$$(k_B T_0)_{\text{dBm/Hz}} = 10 \log_{10} \frac{k_B T_0}{1\text{mJ}} \approx -174\,\text{dBm/Hz}$$

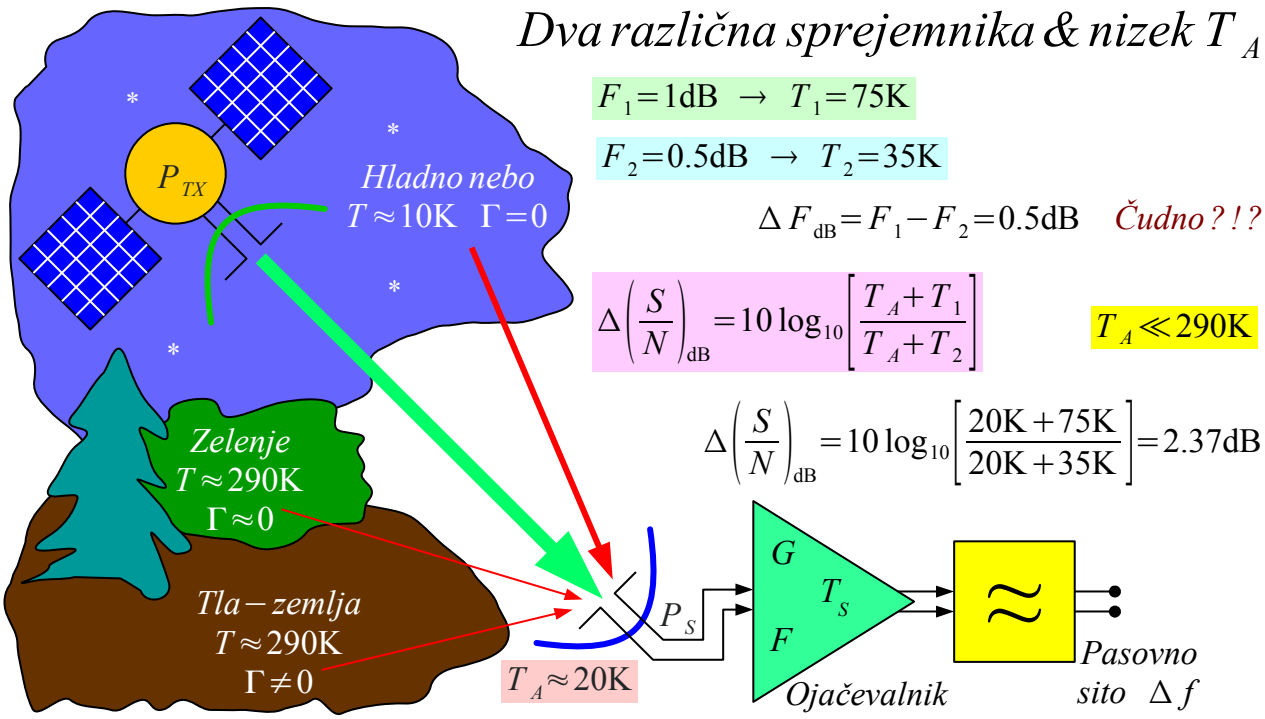
$$P_{S\,\text{dBm}} \approx 10\text{dB} + 53\text{dB}\cdot\text{Hz} - 174\text{dBm/Hz} + 5\text{dB} = -106\text{dBm}$$

*Poenostavljen izračun je pogost izvor hudih napak , ko ne velja* $T_A \neq T_0 = 290\text{K}$

## *Poenostavljen izračun*

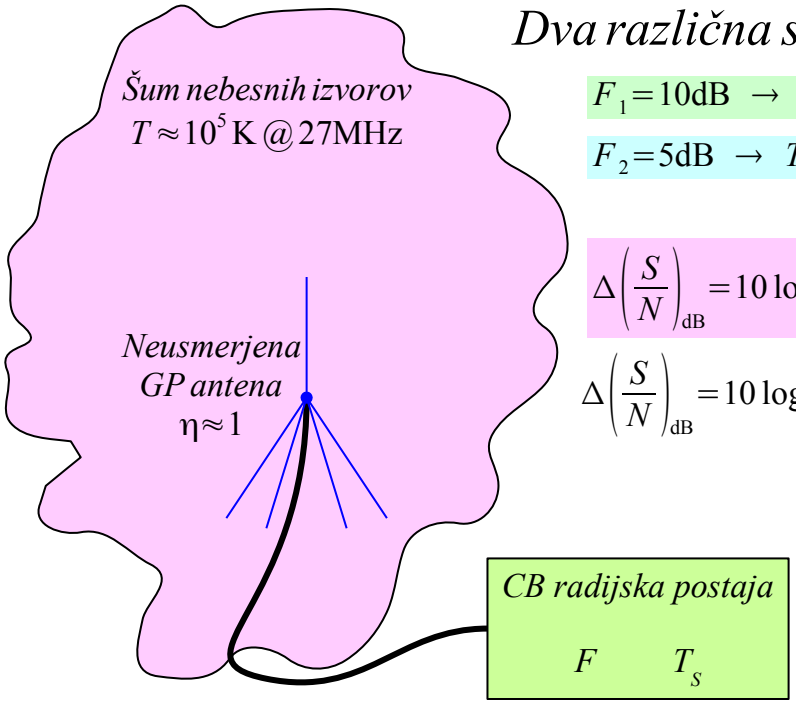
Opisani poenostavljeni izračun seveda ne velja za kakršnokoli temperaturo šuma antene $T_A \neq 290\text{K}$ različno od referenčne.

Kaj prinese nizka šumna temperatura antene $T_A = 20\mathrm{K}$ , najboljše pokaže primer sprejema satelitske televizije. Sprejemniki za satelitsko televizijo imajo šumno število v območju $F_{\mathrm{dB}} \approx 0.5\mathrm{dB} \ldots 1\mathrm{dB}$ . Razlika šumnega števila $\Delta F_{\mathrm{dB}} = 0.5\mathrm{dB}$ prinese izboljšanje razmerja signal/šum kar $(S/N)_{\mathrm{dB}} = 2.37\mathrm{dB}$ oziroma razliko med brezhibnim sprejemom in hudim kockanjem digitalne televizije:




Visoka temperatura šuma antene, ki v frekvenčnem pasu CB radijske postaje $f \approx 27\mathrm{MHz}$ lahko doseže tudi $T \approx 10^5\mathrm{K}$ , ima obraten učinek. Izboljšanje šumnega števila sprejemnika iz $F_1 = 10\mathrm{dB}$ na $F_2 = 5\mathrm{dB}$ sploh ni opazno v končnem razmerju signal/šum. Kar visoka temperatura neba dopušča brez hudih posledic, je slab sevalni izkoristek sprejemne antene $\eta \ll 1$ :

## Dva različna sprejemnika & visok $T_A$




$F_1 = 10\text{dB} \rightarrow T_1 = 2610\text{K}$

$F_2 = 5\text{dB} \rightarrow T_2 = 627\text{K}$

$\Delta F_{\text{dB}} = F_1 - F_2 = 5\text{dB}$

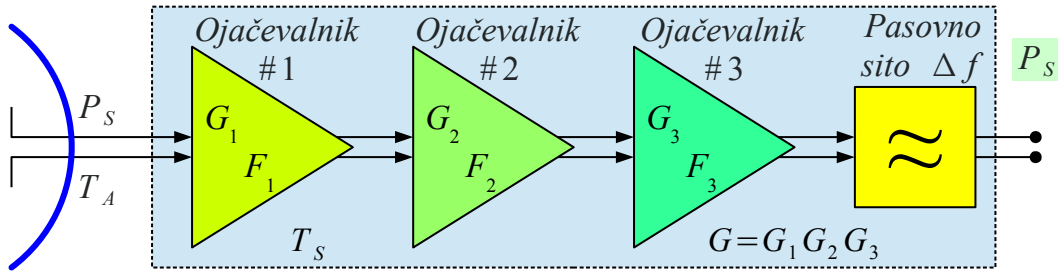
$$\Delta\left(\frac{S}{N}\right)_{\text{dB}} = 10\log_{10}\left[\frac{T_A + T_1}{T_A + T_2}\right] \qquad T_A \gg 290\text{K}$$

$$\Delta\left(\frac{S}{N}\right)_{\text{dB}} = 10\log_{10}\left[\frac{100000\text{K} + 2610\text{K}}{100000\text{K} + 627\text{K}}\right] = 0.085\text{dB}$$

$T \approx 100000\text{K}$

*Visok* $T \rightarrow$ *Možnost* $\eta \ll 1$

Podobno kot se da iz šumnih temperatur posameznih ojačevalnikov $T_j$ izračunati šumno temperaturo verige $T_S$, se da iz šumnih števil posameznih ojačevalnikov $F_j$ izračunati šumno število verige $F$. Logaritemske merske enote $F_{\text{dB}}$ pri izračunu šumnega števila verige niso priročne. Šumno število neskončne verige enakih gradnikov $F > F_e$ ima podoben pomen kot njena šumna temperatura $T_S$:



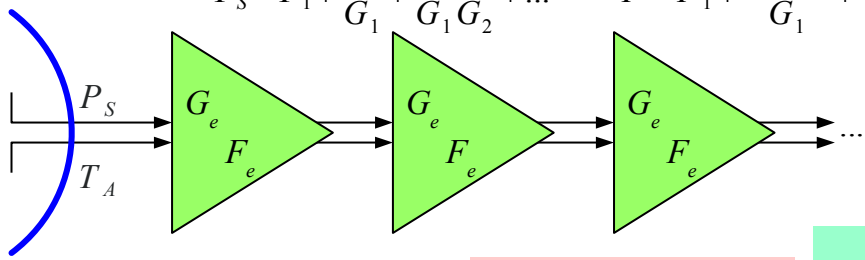

$P_S' = G_3 G_2 G_1 P_S$

*Brezizgubna antena* $\eta = 1$

$T_j = T_0(F_j - 1)$

$P_N' = \Delta f\, k_B\left[G_3 G_2 G_1 (T_A + T_1) + G_3 G_2 T_2 + G_3 T_3\right]$

$$T_S = T_1 + \frac{T_2}{G_1} + \frac{T_3}{G_1 G_2} + \ldots \rightarrow F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \ldots$$




*Neskončna veriga enakih gradnikov* $F = \dfrac{F_e - 1}{1 - \dfrac{1}{G_e}} + 1$

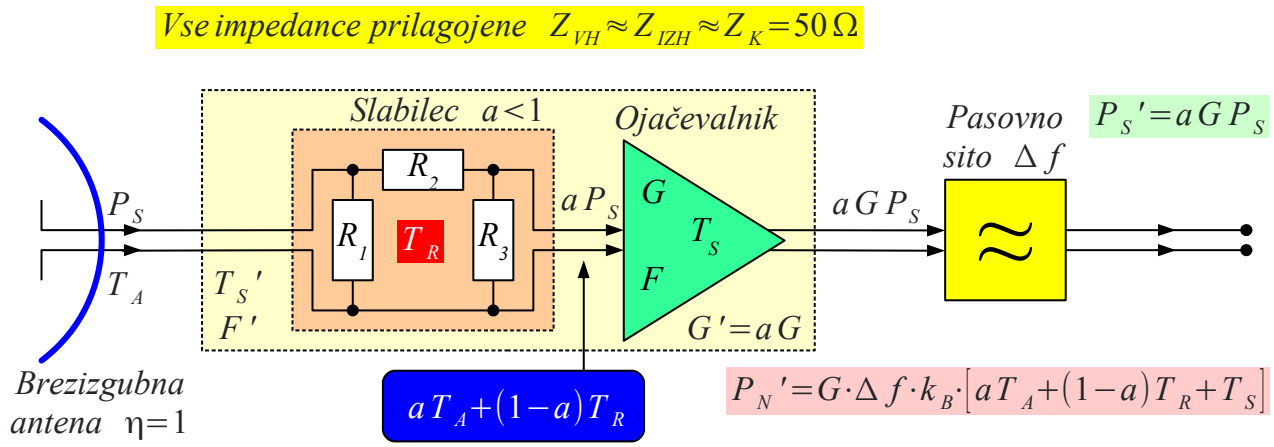
## Veriga šumnih števil

$G_{dB} = G_{dB1} + G_{dB2} + G_{dB3}$

$F = 10^{\frac{F_{dB}}{10}} \longleftrightarrow F_{dB} = 10\log_{10} F$

V praksi je zelo pogost primer zaporedna vezava slabilca in

ojačevalnika. Slabilec oslabi koristni signal na vhodu ojačevalnika $a P_S$ in šum, ki prihaja z antene $a T_A$. Hkrati isti slabilec seva lasten toplotni šum $(1-a) T_R$, ker mora primer $T_A = T_R = a T_A + (1-a) T_R$ veljati za katerokoli slabljenje $a$. V skupni vsoti se šumna temperatura sprejemnika poveča $T_S' > T_S$:




$$T_S' = T_R\left(\frac{1}{a}-1\right)+\frac{T_S}{a} \longleftarrow \left(\frac{S}{N}\right)_{izhod} = \frac{P_S'}{P_N'} = \frac{P_S}{\Delta f \cdot k_B \cdot \left[T_A + T_R\left(\frac{1}{a}-1\right)+\frac{T_S}{a}\right]}$$

*Šum slabilca*

Če slabilec seva toplotni šum $T_R = T_0$ na sobni temperaturi, se znatno poenostavi izračun šumnega števila $F'$ ali $F_{dB}'$ zaporedne vezave slabilca in ojačevalnika. V linearnih merskih enotah je šumno število zaporedne vezave preprosto kvocient $F' = F/a$, v logaritemskih merskih enotah pa razlika $F_{dB}' = F_{dB} - a_{dB}$ šumnega števila ojačevalnika in slabljenja slabilca:

$$T_S' = T_R\left(\frac{1}{a}-1\right)+\frac{T_S}{a} \;\rightarrow\; F' = 1+\frac{T_S'}{T_0} = 1+\frac{T_R}{T_0}\left(\frac{1}{a}-1\right)+\frac{T_S}{a T_0}$$

*Pogost primer* $T_R \approx T_0 = 290\text{K}$

$$F' \approx \frac{1}{a}+\frac{T_S}{a T_0} = \frac{1}{a}\left(1+\frac{T_S}{T_0}\right) = \frac{F}{a}$$

$$F_{dB}' \approx F_{dB} - a_{dB} \qquad a_{dB} = 10\log_{10} a$$

$F' > F$

$a_{dB} < 0$

*Primeri slabilcev* $T_R \approx T_0 = 290\text{K}$

$F' \approx \frac{F}{a}$ *oziroma* $F_{dB}' \approx F_{dB} - a_{dB}$

(1) *izgubna antena* $\eta_{dB} = 10\log_{10}\eta < 0$

(2) *prenosni vod z izgubami* $a_{dB} < 0$

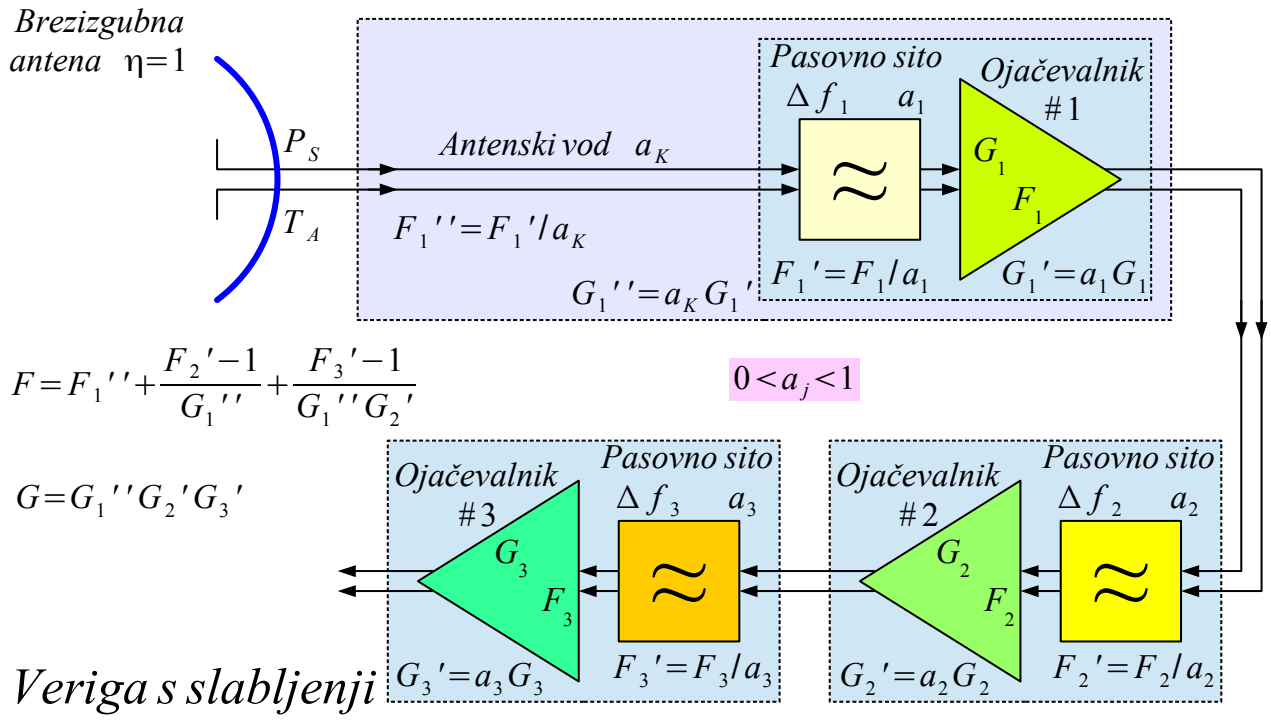
(3) *pasovno sito s slabljenjem* $a_{dB} < 0$

(4) *slabljenje pasivnega mešalnika* $a_{dB} < 0$

*Šumno število slabilca*

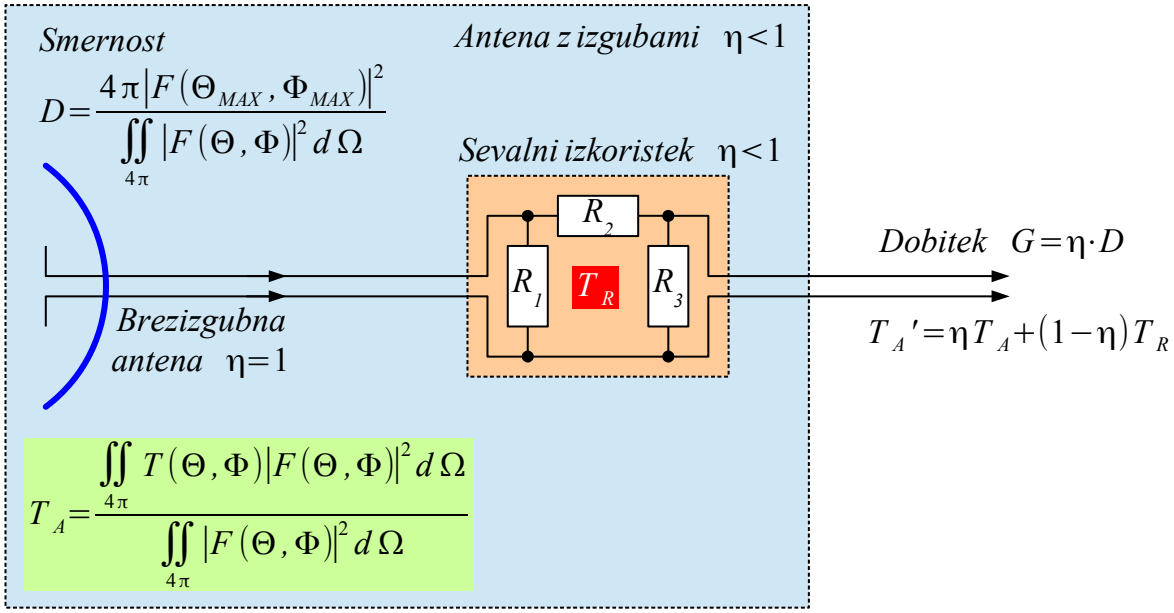
Razen namenskega slabilca se kot slabilec na sobni temperaturi obnaša izgubna antena s sevalnim izkoristkom $\eta<1$ , prenosni vod z izgubami $a<1$ , frekvenčno pasovno sito s slabljenjem $a<1$ oziroma pasivni mešalnik s slabljenjem $a<1$ .

Čeprav sta v teoriji oba četveropola, je povečanje šumnega števila s slabilcem opisano drugače kot šumno število ojačevalnika. Slabilec je recipročen četveropol. Ojačevalnik je nerecipročen četveropol, kjer obnašanje šuma v povratni smeri običajno ni poznano. Obe definiciji je treba smotrno uporabiti v izračunu šuma verige izgubnih prenosnih vodov, pasivnih frekvenčnih sit in aktivnih ojačevalnikov:



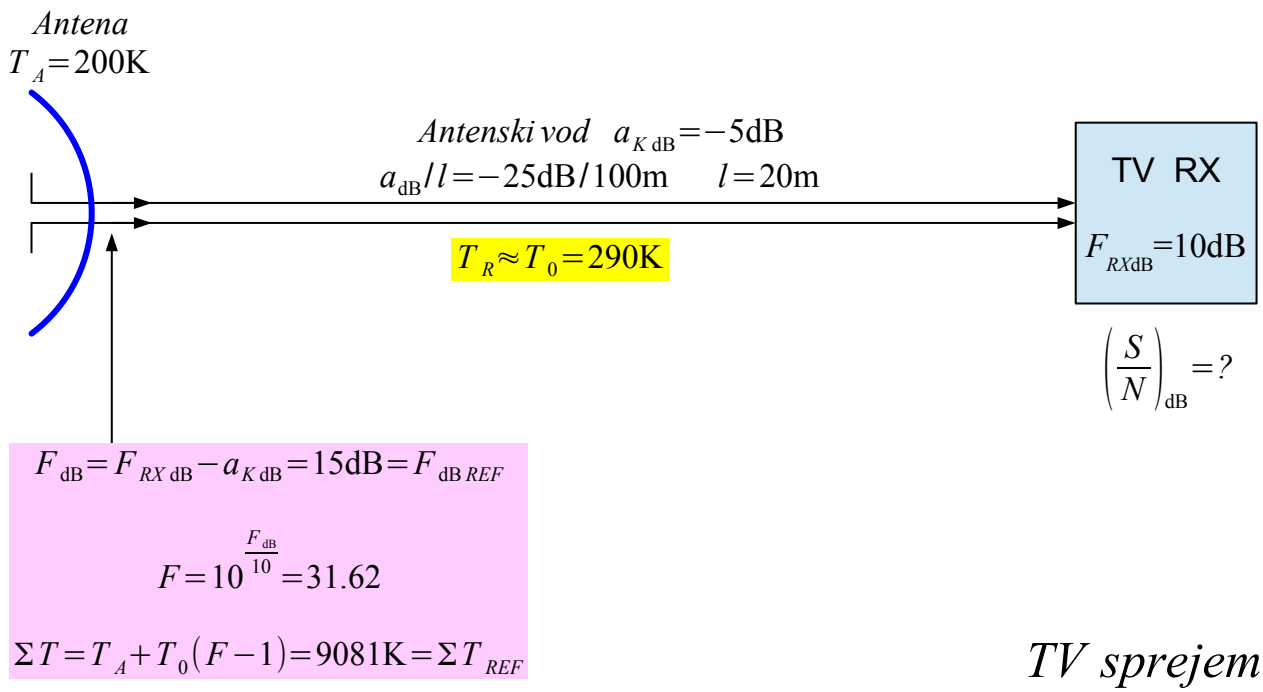

Ko so vsa slabljenja na sobni temperaturi, je nalogo najenostavneje rešiti s šumnimi števili $F_j$ kot linearnimi razmerji, brez vmesnih pretvorb v temperature šuma $T_j$ oziroma šumna števila $F_{j\mathrm{dB}}$ v logaritemskih enotah.

Resnična antena ima sevalni izkoristek $\eta<1$ . Dobitek (gain) resnične antene $G=\eta\cdot D$ je zmnožek sevalnega izkoristka in smernosti (directivity) antene. Resnično anteno z izgubami lahko ponazori idealna antena brez izgub $G'=D$ in zaporedno vezan slabilec $a=\eta$ . Šumna temperatura resnične antene z izgubami $T_A'=\eta T_A+(1-\eta)T_R$ vsebuje šumno temperaturo idealne antene brez izgub $T_A$ in fizično temperaturo upornosti izgub v sami anteni $T_R$ :



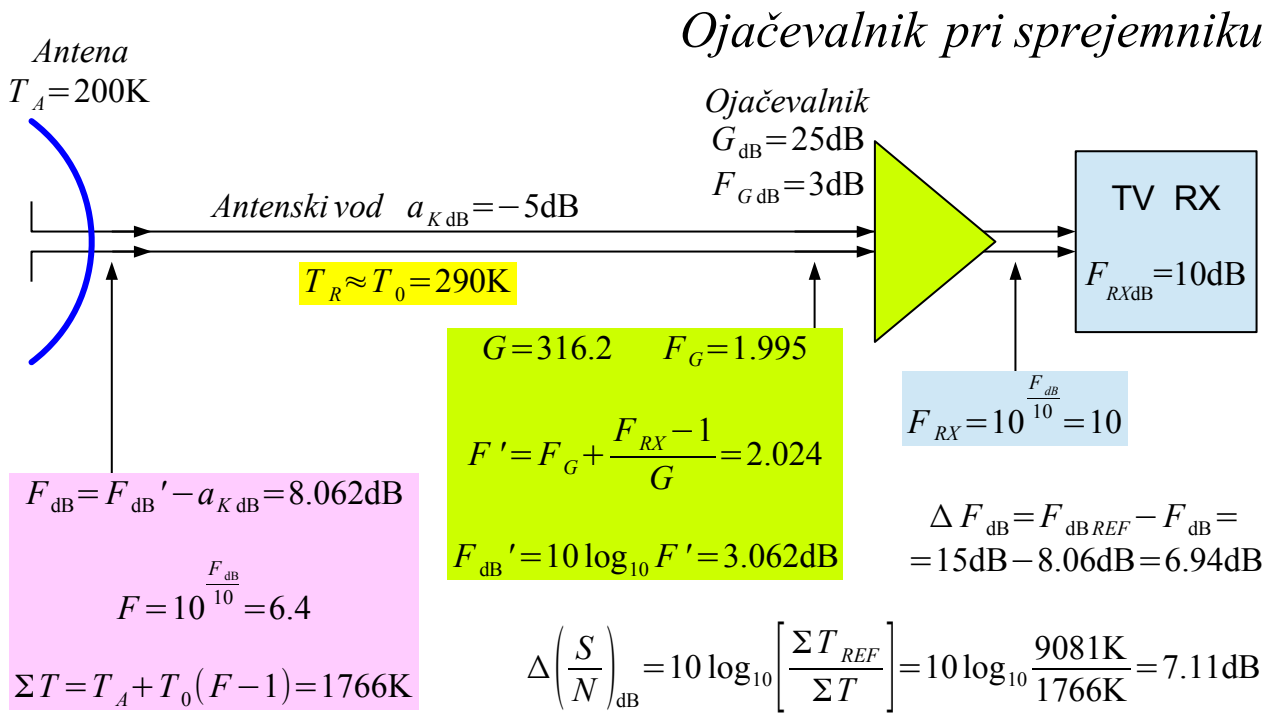

## *Antena z izgubami*

Kot zgled sprejemnik za zemeljsko televizijo običajno ni najbolj občutljiv $F_{RX\,\mathrm{dB}}=10\mathrm{dB}$ . Povrhu je povezan do antene na strehi z $l=20\mathrm{m}$ koaksialnega kabla, ki vnaša slabljenje $a_{K\,\mathrm{dB}}=-5\mathrm{dB}$ oziroma daje $F_{\mathrm{dB}}=15\mathrm{dB}$ na antenskem priključku. Antena je obrnjena v oddajnik na obzorju, da njen snop vidi tudi del neba, kar daje $T_A=200\mathrm{K}$ . Vsota vseh temperatur, preračunana na antenski priključek, znaša $\sum T=9081\mathrm{K}$ :




## *TV sprejem*

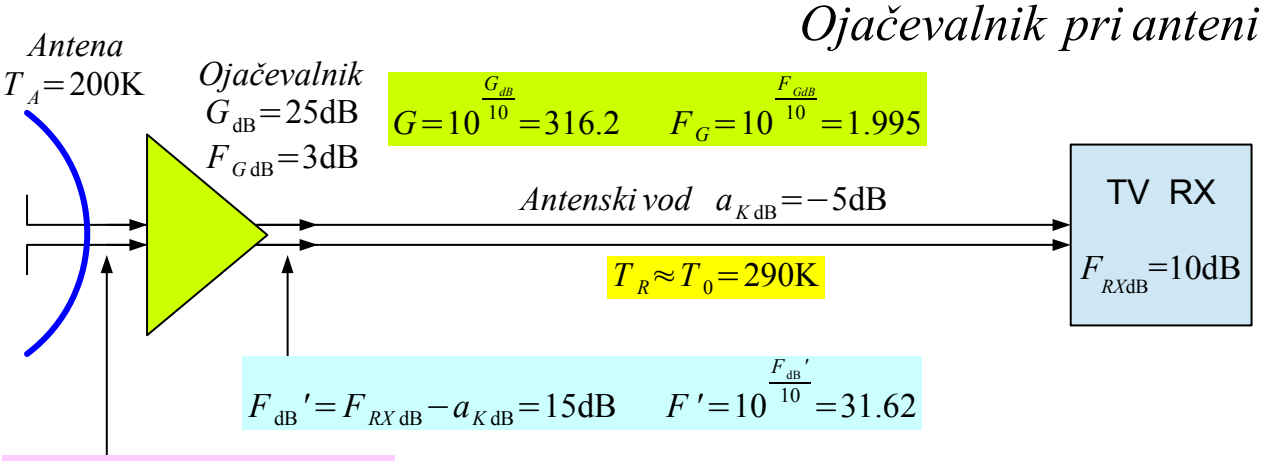
Koliko se da opisani TV sprejem izboljšati z dodatnim ojačevalnikom s šumnim številom $F_{G\,\mathrm{dB}}=3\mathrm{dB}$ in ojačanjem $G_{\mathrm{dB}}=25\mathrm{dB}$ ? Če je ojačevalnik nameščen pri sprejemniku, popravi njegovo šumno število na $F_{\mathrm{dB}}'=3.062\mathrm{dB}$ . Kabel to pokvari na $F_{\mathrm{dB}}=8.062\mathrm{dB}$ na antenskem priključku. Skupno se šumno število izboljša za $\Delta F_{dB}=6.49\mathrm{dB}$ :




Vsota vseh temperatur, preračunana na antenski priključek, se zniža na $\sum T=1766\mathrm{K}$ . Razmerje signal/šum se izboljša celo za nekaj več $\Delta(S/N)_{\mathrm{dB}}=7.11\mathrm{dB}$ , ker je šumna temperatura antene $T_A<T_0$ nekoliko nižja od nazivne sobne.

Bolj učinkovit je isti ojačevalnik, nameščen pri anteni, ki mu sledita kabel in TV sprejemnik. Ojačevalnik popravi šumno število celotne verige na antenskem priključku na $F_{\mathrm{dB}}=3.206\mathrm{dB}$ . Skupno se šumno število izboljša za $\Delta F_{dB}=11.79\mathrm{dB}$ glede na primer brez ojačevalnika:

# Ojačevalnik pri anteni




$$F = F_G + \frac{F'-1}{G} = 2.092$$

$$F_{\text{dB}} = 10\log_{10} F = 3.206\text{dB}$$

$$\Sigma T = T_A + T_0(F-1) = 517\text{K}$$

$$\Delta F_{\text{dB}} = F_{dBREF} - F_{dB} = 15\text{dB} - 3.21\text{dB} = 11.79\text{dB}$$

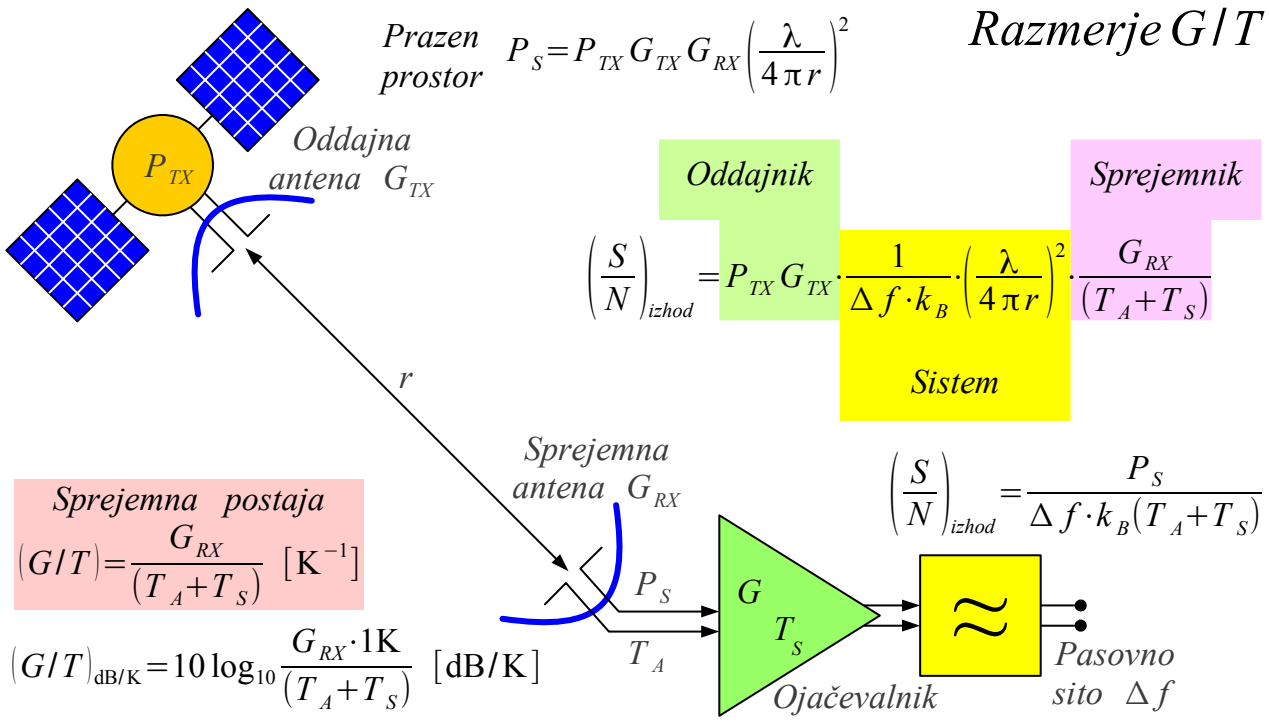
$$\Delta\left(\frac{S}{N}\right)_{\text{dB}} = 10\log_{10}\left[\frac{\Sigma T_{REF}}{\Sigma T}\right] = 10\log_{10}\frac{9081\text{K}}{517\text{K}} = 12.45\text{dB}$$

Vsota vseh temperatur, preračunana na antenski priključek, se zniža na samo $\sum T = 517\text{K}$ . Razmerje signal/šum se izboljša celo za nekaj več $\Delta(S/N)_{\text{dB}} = 12.45\text{dB}$ , ker je šumna temperatura antene $T_A < T_0$ nekoliko nižja od nazivne sobne.

Kar v gornjih izpeljavah ni omenjeno, ojačevalnik v obeh primerih, pri sprejemniku in pri anteni, zniža dopustni razpon jakosti signalov iz antene in poveča intermodulacijsko popačenje v sprejemniku.

Na razmerje signal/šum je še bolj občutljiva satelitska televizija oziroma kakršenkoli sprejem plovil globoko v vesolju. Jakost sprejetega signala zaradi razširjanja valovanja v skoraj praznem prostoru opisuje Friisov izraz $P_S = P_{TX} G_{TX} G_{RX} (\lambda/(4\pi r))^2$ . Navidezna moč toplotnega šuma na antenskem priključku znaša $P_N = \Delta f \cdot k_B (T_A + T_S)$ .

V skupnem izračunu razmerja signal/šum se člene razvrsti glede na izvor. Moč oddajnika $P_{TX}$ in dobitek oddajne antene $G_{TX}$ sta podatka satelita. Pasovna širina $\Delta f$ , valovna dolžina $\lambda$ in oddaljenost satelita $r$ so podatki sistema. Dobitek sprejemne antene $G_{RX}$ , temperatura sprejemne antene $T_A$ in temperatura šuma sprejemnika $T_S$ so podatki zemeljske sprejemne postaje. Uporabnik lahko vpliva samo na slednje:




S stališča kakovosti sprejema je pomembno samo razmerje $(G/T) = G_{RX}/(T_A + T_S)$ . Enako razmerje signal/šum in enako razmerje $(G/T)$ lahko zagotavlja velika in vroča antena s slabim sprejemnikom ali pa majhna in hladna antena z vrhunskim sprejemnikom.

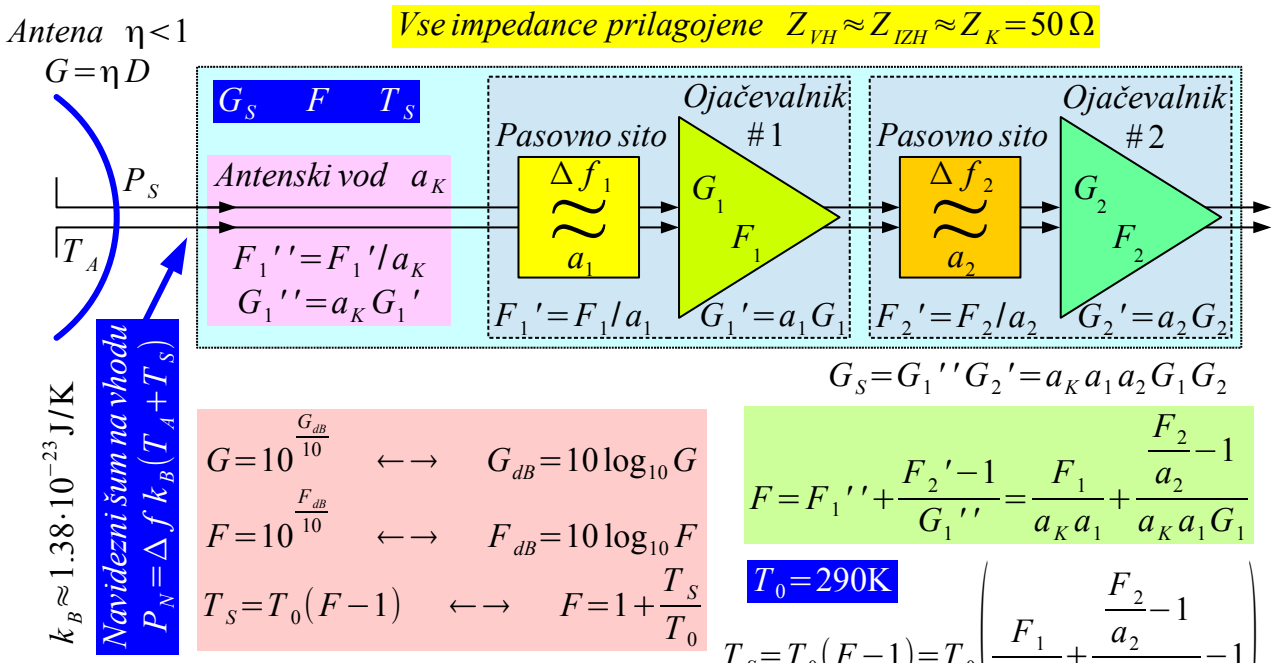
Za sprejem satelita se zato običajno ne navajajo posebej dobitek sprejemne antene $G_{RX}$ v linearnih enotah, njena šumna temperatura $T_A$ niti šumna temperatura sprejemnika $T_S$ pač pa samo zahtevano razmerje $(G/T)$ . Linearno razmerje $(G/T)$ ima merske enote $[K^{-1}]$ . Pogosto se uporabljajo logaritemske merske enote $[\mathrm{dB/K}]$ oziroma $(G/T)_{\mathrm{dB/K}} = 10 \log_{10} G_{RX} \cdot 1\mathrm{K}/(T_A + T_S)$ .

* * * * *

# 7. Merjenje šuma

V področju visokih frekvenc $10\mathrm{MHz} < f < 100\mathrm{GHz}$ je poglavitna vrsta šuma toplotni šum. Jakost šuma se običajno izraža s spektralno gostoto šuma $N_0[\mathrm{J}] = P_N / \Delta f = k_B \cdot T$ . Jakost toplotnega šum se pogosto izraža z nadomestno šumno temperaturo $T[\mathrm{K}]$ , kjer povezavo med merskimi enotami zagotavlja skrbno izbrana Boltzmannova konstanta $k_B = 1.380649 \cdot 10^{-23}\,\mathrm{J/K}$ .

Šumne lastnosti sprejemnika poleg šumne temperature $T_S[\mathrm{K}]$ povsem enakovredno opisuje šumno število kot linearno razmerje $F$ oziroma v logaritemskih merskih enotah $F_{\mathrm{dB}}[\mathrm{dB}]$ . Smiselna definicija šumnega števila zahteva poleg Boltzmannove konstante $\mathrm{k_B}$ še izbiro referenčne temperature okolice $T_0 = 290\mathrm{K}$ . Vse šumne lastnosti sprejemnika $T_S[\mathrm{K}]$ , $F$ ali $F_{\mathrm{dB}}[\mathrm{dB}]$ so vedno definirane na vhodnih sponkah sprejemnika, čeprav se šum dodaja znotraj samega sprejemnika in je opazen šele na izhodnih sponkah:




*Izračun šuma sprejemne verige*

Šumne lastnosti verige ojačevalnikov je najlažje računati preko šumnih temperatur $T_j[\mathrm{K}]$ posameznih členov verige. Šumne lastnosti verige pasivnih gradnikov na referenčni temperaturi okolice $T_0$ je najlažje računati preko šumnih števil $F_j$ oziroma $F_{j\mathrm{dB}}[\mathrm{dB}]$ posameznih členov verige.

Šumne lastnosti aktivnih gradnikov so odvisne od fizikalnih osnov njihovega delovanja. Ojačanje triode se začenja v prostoru med vročo katodo in krmilno mrežico, zato je šumna temperatura ojačevalnika s triodo običajno nad $T_S > 2000\mathrm{K}$ . Snop elektronov namenjen hitrostni modulaciji v vakuumu vsebuje še več šuma:

| Vrsta ojačevalnika | Ojačanje $G$ [dB] | Temperatura šuma $T_S$ [K] | Šumno število $F_{\mathrm{dB}}$ [dB] |
|---|---|---|---|
| Vakuumska cev s krmilno mrežico (trioda, pentoda) | 10↔20 | 1600↔9000 | 8↔15 |
| Vakuumska cev s hitrostno modulacijo (klistron, TWT) | 20↔50 | 3000↔30000 | 10↔20 |
| Parametrični ojačevalnik (varaktor sobna temperatura) | 10↔15 | 75↔300 | 1↔3 |
| Si BJT NPN ali PNP (sobna temperatura) | 10↔20 | 75↔300 | 1↔3 |
| Si JFET ali MOSFET (sobna temperatura) | 10↔25 | 75↔300 | 1↔3 |
| GaAs FET ali HEMT (sobna temperatura) | 10↔15 | 20↔120 | 0.3↔1.5 |
| GaAs FET ali HEMT (hlajen 77K tekoči dušik) | 10↔15 | 7↔35 | 0.1↔0.5 |
| Si ali SiGe ali InGaP MMIC ojačevalnik | 10↔25 | 170↔1600 | 2↔8 |
| Operacijski ojačevalnik | 40↔100 | $10^4$↔$10^9$ | 16↔66 |

## *Ojačanje in šum aktivnih gradnikov*

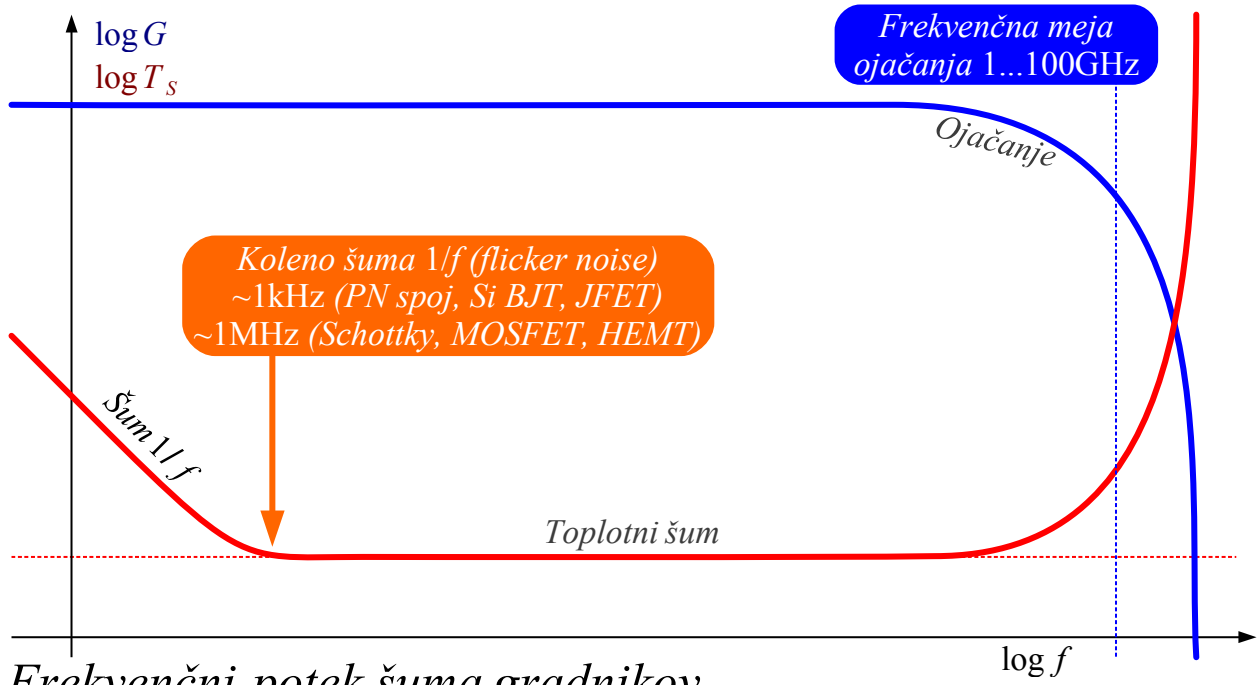
Pri polprevodniških gradnikih je toplotni šum v velikostnem razredu temperature okolice ali celo manj. Zgodovinski sprejemniki za zveze v vesolju so uporabljali parametrične ojačevalnike z nelinearnimi kondenzatorji (varaktor), v katerih se doseže negativna upornost preko črpanja z dosti višjo frekvenco lokalnega oscilatorja. Komplicirane parametrične ojačevalnike so kmalu nadomestili znatno preprostejši ojačevalniki s tranzistorji.

Tako bipolarni kot poljski tranzistorji iz silicija omogočajo šumno temperaturo $T_S < T_0$ nižjo od fizične temperature čipa. Še nižji šum omogočajo MESFETi oziroma HEMTi iz $GaAs$ . Visokofrekvenčno ojačanje slednjih se sicer izboljšuje pri nižjih temperaturah, da je hlajenje s tekočim dušikom $77\mathrm{K}$ učinkovito, ko je možno: poraba energije za hlajenje? Zmrzovanje vlage v napravi? Primerljive šumne lastnosti kot $GaAs$ pri $77\mathrm{K}$ naj bi dosegel HEMT iz $InP$ že pri sobni temperaturi.

Negativna povratna vezava z upori sicer zgladi frekvenčni odziv ojačevalnika, ampak toplotno sevanje uporov hudo pokvari šumne lastnosti ojačevalnika. Priljubljeni MMIC ojačevalniki proizvajajo za velikostni razred več šuma od golih tranzistorjev, iz katerih so izdelani. Operacijski ojačevalniki

so pogosto načrtovani za visoko vhodno impedanco, nizko izhodno impedanco in visoko ojačanje. Za doseganje vseh teh lastnosti je najpogosteje žrtvovan šum operacijskega ojačevalnika.

Dosegljivo ojačanje gradnikov začne upadati ob približevanju gornji frekvenčni meji. Šum na izhodnih sponkah mogoče ne upade, pač pa se zaradi nižanja ojačanja povečuje navidezni šum, preračunan na vhodne sponke:



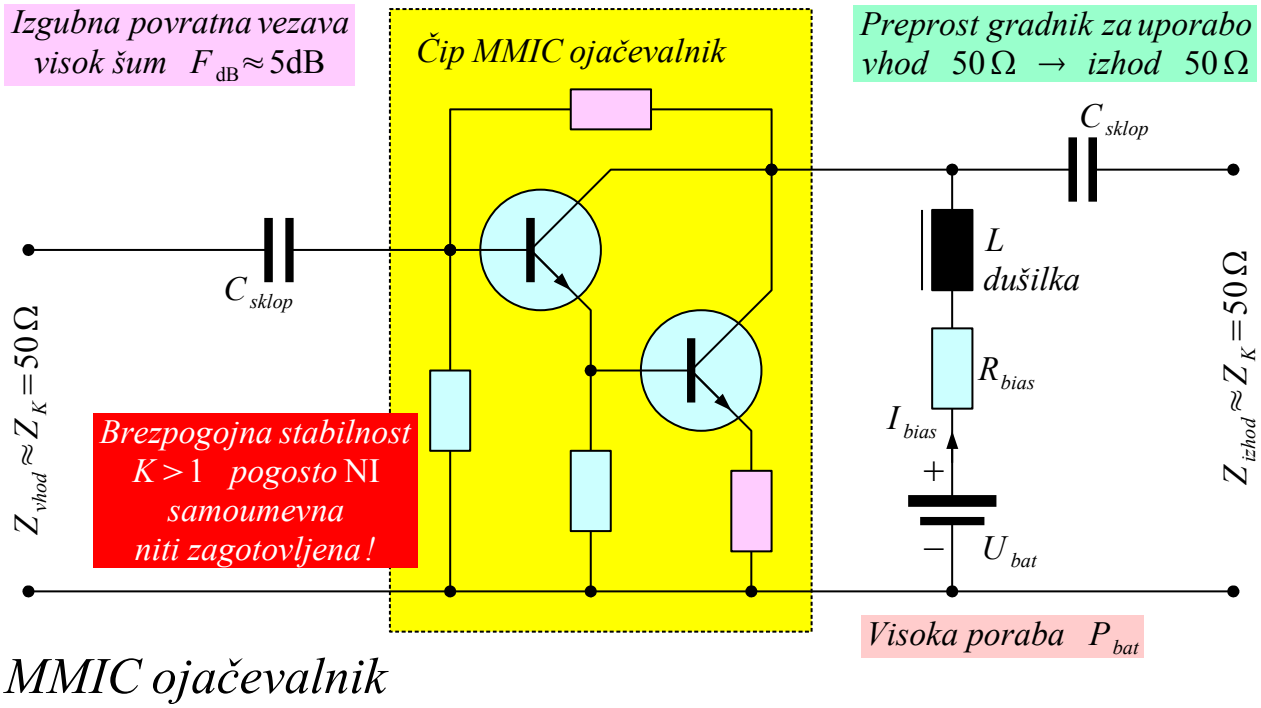

*Frekvenčni potek šuma gradnikov*

Na drugem koncu frekvenčnega spektra se na nizkih frekvencah pod $f < 10\text{MHz}$ dodaja šum $1/f$ (flicker noise). Šum $1/f$ opisuje neenakomernost enosmernega toka delovne točke oziroma velikih izmeničnih tokov skozi polprevodnik. Šum $1/f$ je razmeroma velik pri površinskih spojih v Schottky diodah, MOSFETih, MESFETih in HEMTih, kjer prevlada nad toplotnim šumom že pri frekvencah pod $f < 1\text{MHz}$ .

Šum $1/f$ je manjši v globinskih PN spojih v bipolarnih tranzistorjih in spojnih FET, da prevlada nad toplotnim šumom šele pri frekvencah pod $f < 1\text{kHz}$ . Šum $1/f$ se lahko preslika na visoke frekvence preko mešanja v nelinearnih vezjih. Visokofrekvenčni oscilatorji se zato pogosto gradijo z bipolarnimi tranzistorji zaradi nižjega šuma $1/f$ kljub temu, da imajo HEMTi boljše lastnosti pri visokih frekvencah.

Priljubljeni MMIC (Monolithic Microwave Integrated Circuit) ojačevalniki najpogosteje vsebujejo dva bipolarna NPN tranzistorja v Darlington vezavi s skupnim kolektorjem. Številni vgrajeni upori poskrbijo za primerno enosmerno

delovno točko obeh tranzistorjev in za negativno povratno vezavo. Negativna povratna vezava izravna frekvenčni odziv ojačevalnika ter prilagodi vhodno in izhodno impedanco na $50\,\Omega$ pri visokih frekvencah. Gradnik potrebuje le en zunanji upor in mogoče še zaporedno dušilko za nastavitev enosmerne delovne točke:



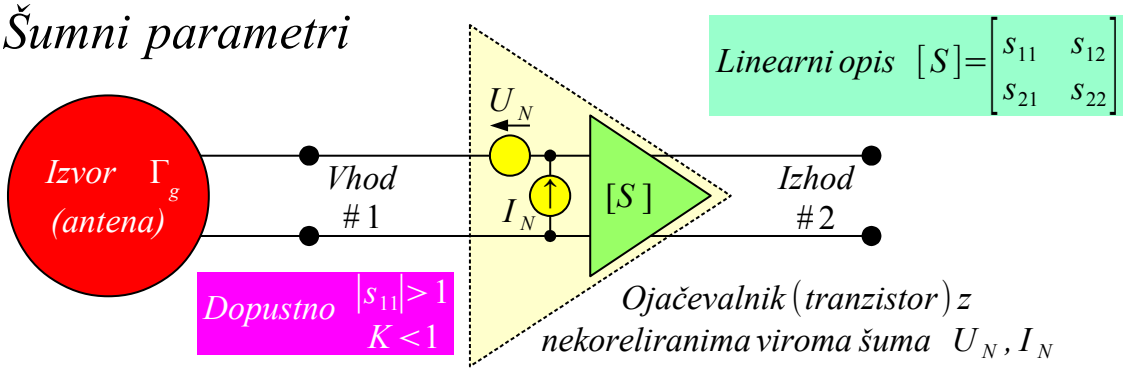

*MMIC ojačevalnik*

Preprosta nastavitev delovne točke pomeni visoko porabo moči iz vira napajanja. Uporovna povratna vezava povečuje šum MMIC ojačevalnika. Kljub prilagoditvi vhodne in izhodne impedance na $50\,\Omega$ in močni negativni povratni vezavi MMIC ojačevalnik ni nujno brezpogojno stabilen!

Šumne lastnosti kateregakoli ojačevalnega gradnika se lahko zapišejo z dvema neodvisnima viroma šuma, napetostnim virom šuma $U_N$ zaporedno z vhodom ojačevalnika in tokovnim virom šuma $I_N$ vzporedno z vhodom ojačevalnika. Pri nizkih frekvencah pod $f < 10\text{MHz}$ pogosto zadošča upoštevanje enega samega od obeh virov šuma.

Pri visokih frekvencah nad $f > 10\text{MHz}$ je nujno upoštevati oba vira šuma. Impedanco izvora signala je treba skrbno prirediti razmerju med napetostnim in tokovnim virom šuma za doseganje najboljšega razmerja signal/šum. Namesto napetostnega in tokovnega vira šuma se šumne lastnosti visokofrekvenčnega ojačevalnika opisujejo s tremi šumnimi parametri $F_{MIN}$ , $\Gamma_O$ in $R_N$ :

# Šumni parametri




*Opis šumnih lastnosti ojačevalnika* $U_N, I_N \rightarrow F_{MIN}, \Gamma_O, r_N \equiv$ *šumni parametri*

$$F = F_{MIN} + 4\frac{R_N}{Z_K}\cdot\frac{|\Gamma_g-\Gamma_O|^2}{(1-|\Gamma_g|^2)\cdot|1+\Gamma_O|^2} = F_{MIN} + 4r_N\cdot\frac{|\Gamma_g-\Gamma_O|^2}{(1-|\Gamma_g|^2)\cdot|1+\Gamma_O|^2}$$

$F_{MIN} \equiv$ *najnižje šumno število pri* $\Gamma_g=\Gamma_O$ *v linearnih enotah (ne v* $[\mathrm{dB}]$*!)*

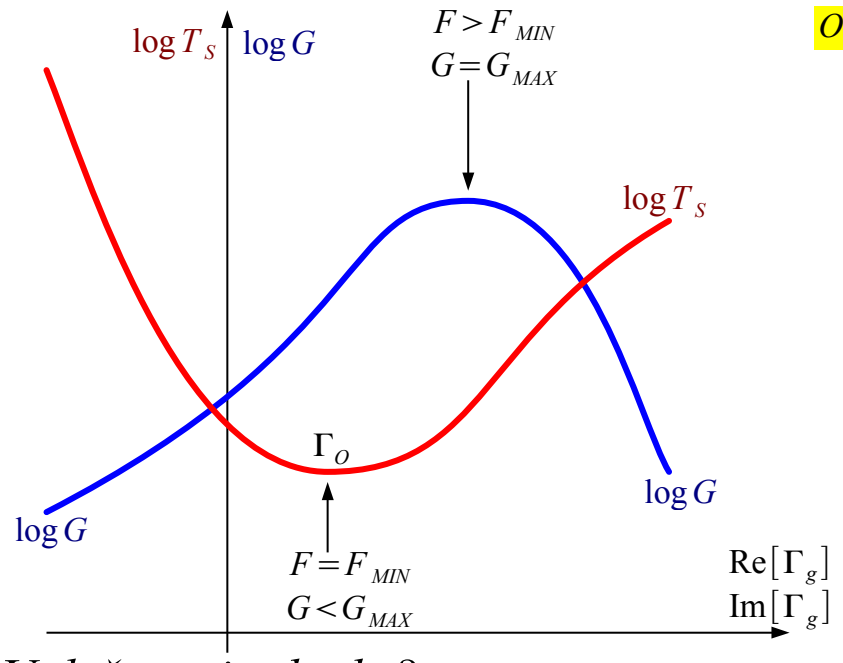
$\Gamma_O \equiv$ *optimalna odbojnost izvora za* $F_{MIN}$ *(nima povezave z matriko* $[S]$*!)*

$R_N[\Omega] \equiv$ *šumna upornost* $r_N = R_N/Z_K \equiv$ *normirana šumna upornost (običajno* $Z_K = 50\,\Omega$*)*

$\Gamma_O$ je optimalna odbojnost izvora signala, pri kateri doseže tranzistor najnižje šumno število $F_{MIN}$. Ko se odbojnost izvora signala $\Gamma_g \neq \Gamma_O$ razlikuje od optimalne odbojnosti, bo šumno število ojačevalnika višje $F > F_{MIN}$. Kako hitro se šumno število viša z oddaljevanjem odbojnosti izvora signala od $\Gamma_O$, opisuje (normirana) šumna upornost $r_N = R_N/Z_K$.

Trije šumni parametri $F_{MIN}$, $\Gamma_O$ in $R_N$ nimajo nobene smiselne povezave z linearnim opisom delovanja ojačevalnika z matriko parametrov stresanja $[S]$. Ojačevalnik torej zahteva različni prilagoditvi impedance vhoda za minimalni šum $F_{MIN}$ kot za največje ojačanje $G_{MAX}$, če je slednje sploh smiselno. Nizkošumni ojačevalniki namreč običajno niso brezpogojno stabilni!

Vhodne stopnje občutljivega radijskega sprejemnika se zato ne uglašuje na najmočnejši signal (najvišje ojačanje) pač pa na najboljše razmerje signal/šum. Na srečo je transformacija impedance za najnižje šumno število $F_{MIN}$ običajno manj zahtevna in ojačevalnik pri $\Gamma_O$ deluje bolj stabilno kot pri največjem ojačanju $G_{MAX}$:




*Uglaševanje vhoda ?*

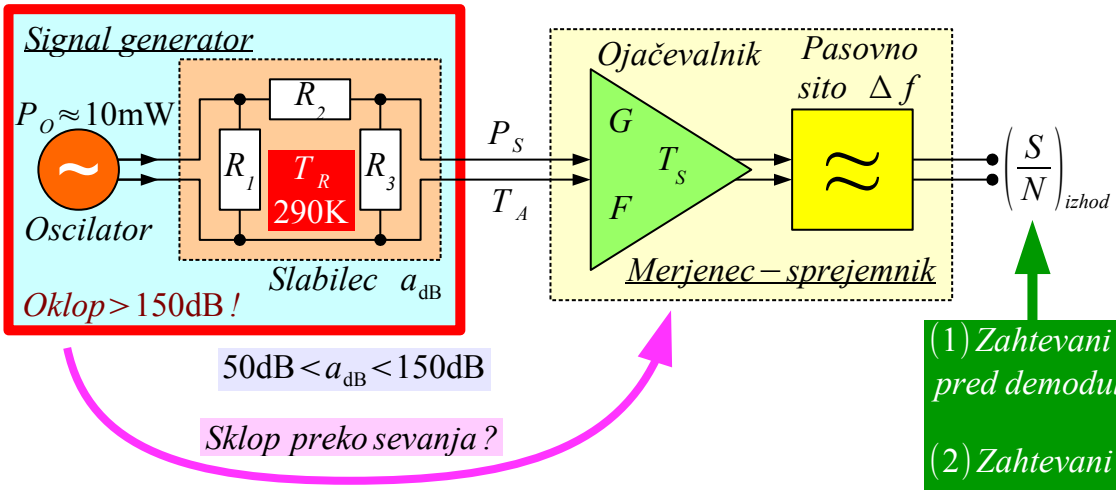
*Običajno* $|\Gamma_O| < |\Gamma_g(G = G_{MAX})|$

*Prilagoditev vira za največje ojačanje NE sovpada s prilagoditvijo vira za najnižji šum*

*Nizkošumni ojačevalniki običajno NISO brezpogojno stabilni* $K<1$

*Vrhunski nizkošumni ojačevalniki pogosto imajo celo* $|s_{11}|>1$

Dodatno vprašanje je, kako vse opisane veličine meriti? Cele radijske sprejemnike se najpogosteje meri s primernim merilnim izvorom, signal generatorjem. Na izhodu sprejemnika se lahko meri razmerje signal/šum pred obdelavo v demodulatorju, po obdelavi v demodulatorju oziroma pogostnost napak *BER* (Bit-Error Rate) pri številskem prenosu:




*Dodatni zahtevi za merilni izvor , signal generator za merjenje občutljivosti radijskih / mikrovalovnih sprejemnikov :*
(1) *Oklop* > 150dB
(2) $T_R = T_A = T_0 = 290$K

(1) *Zahtevani S / N pred demodulatorjem ?*

(2) *Zahtevani S / N za demodulatorjem ?*

(3) *Zahtevani BER ?*

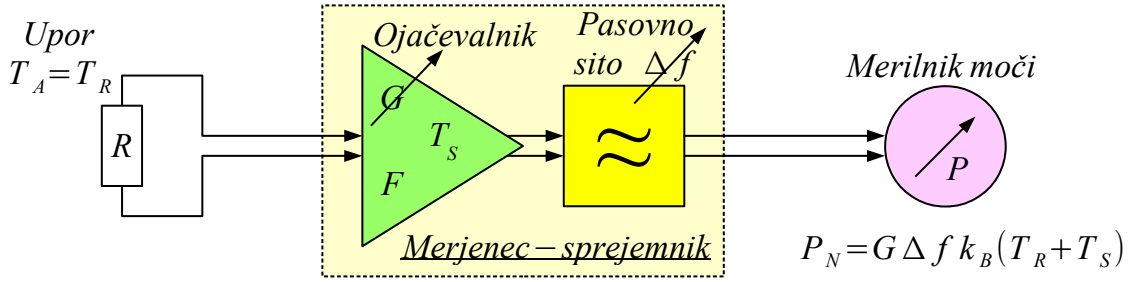
*Preizkus sprejemnika*

Za preizkus sprejemnika NI primeren vsak signal generator! Meritev občutljivosti sprejemnika zahteva zelo šibke signale. Dodajanje zunanjih slabilcev ne reši naloge, ker neprimeren signal generator ni zadosti oklopljen

$>150\mathrm{dB}$ , da ne pride do sklopa na vhod sprejemnika preko sevanja mimo vseh slabilcev. Signal generator potrebuje vsaj dvojno oklapljanje: (1) notranji kovinski oklop najbolj vročih delov v (2) zunanjem kovinskem ohišju celotnega merilnika. Iz istega razloga je treba tudi slabilec deliti v dva ali več zaporednih slabilcev.

Dodatno je za meritev občutljivih sprejemnikov nujno poznati temperaturo šuma, ki jo merilni izvor oddaja v sprejemnik. Temperature šuma poljubne antene $T_A$ se sicer ne da vedno doseči, pač pa je slabilec znotraj merilnega izvora lahko blizu referenčni sobni temperaturi $T_R \approx T_0 = 290\mathrm{K}$ . Slednje zahteve NE izpolnjujejo merilni izvori, ki vsebujejo za vgrajeno verigo slabilcev še elektronski ojačevalnik na izhodu!

Šum sprejemnika se sicer da izmeriti tako, da se na vhod sprejemnika priključi upor na znani temperaturi $T_A = T_R$ . Slednji ni nujno na sobni temperaturi $T_0 = 290\mathrm{K}$ . Šumna temperatura upora lahko gre od $20\mathrm{K}$ za anteno, obrnjeno v hladno nebo vse do $10^6\mathrm{K}$ za diferencialno upornost plazovnega preboja v polprevodniški diodi, kar omogoča najrazličnejše merjence:




| Vrsta upora | Temperatura |
|---|---|
| *Antena v hladno nebo* | ~20K |
| *R hlajen tekoči dušik* | ~77K |
| *Antena v absorber* | ~290K |
| *R sobna temperatura* | ~290K |
| *Nitka žarnice kot R* | ~2000K |
| *Ioniziran plin kot R* | ~$10^4$K |
| *Plazovni preboj v diodi* | ~$10^6$K |

$T_S = ?$ *oziroma* $F = ?$

*Silno netočen postopek:*

(1) *Ne poznamo natančno G*

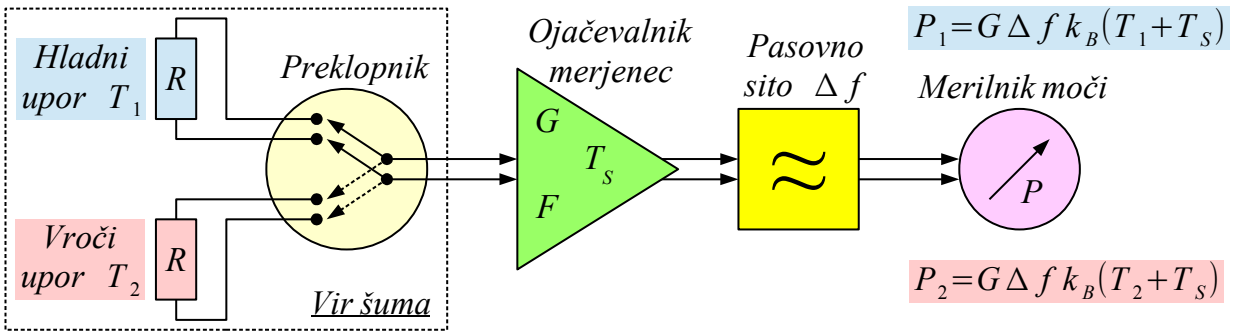
(2) *Ne poznamo natančno* $\Delta f$

*En sam izvor šuma*

Če je na razpolago samo en upor na eni znani temperaturi $T_A = T_R$ , je opisani postopek lahko silno nenatančen. Običajno niti ojačanje merjenca $G$ niti njegova pasovna širina $\Delta f$ nista natančno znani. Meritev slednjih s (kazalčnim) analizatorjem vezij vnaša nove pogreške. Večina sprejemnikov merjencev sicer dosega dovolj visoko ojačanje $G$ za izvedbo

meritve, ampak pri tako velikem ojačanju odpove točnost analizatorja vezij.

Običajno je preprostejša za izvedbo in hkrati natančnejša meritev z dvema uporoma na dveh različnih temperaturah, imenovana tudi postopek vroče-hladno (hot-cold method). Vhod merjenca se preklaplja med dvema enakima uporoma $R = Z_K = 50\,\Omega$ na dveh različnih temperaturah $T_1$ in $T_2$. Rezultat meritve sta pripadajoči moči šuma $P_1$ in $P_2$. V razmerju moči $Y = P_2 / P_1$ se nehvaležne neznanke $G \Delta f k_B$ natančno pokrajšajo med sabo:




$$Y = \frac{P_2}{P_1} = \frac{G \Delta f k_B (T_2 + T_S)}{G \Delta f k_B (T_1 + T_S)} = \frac{T_2 + T_S}{T_1 + T_S} \qquad Y_{\mathrm{dB}} = 10 \log_{10} \frac{T_2 + T_S}{T_1 + T_S}$$

$$T_S = \frac{T_2 - Y T_1}{Y - 1}$$

*V razmerju $Y$ se neznanke $G \Delta f k_B$ natančno krajšajo!*

$$F_{\mathrm{dB}} = 10 \log_{10} \left[ 1 + \frac{T_2 - Y T_1}{(Y - 1) T_0} \right]$$

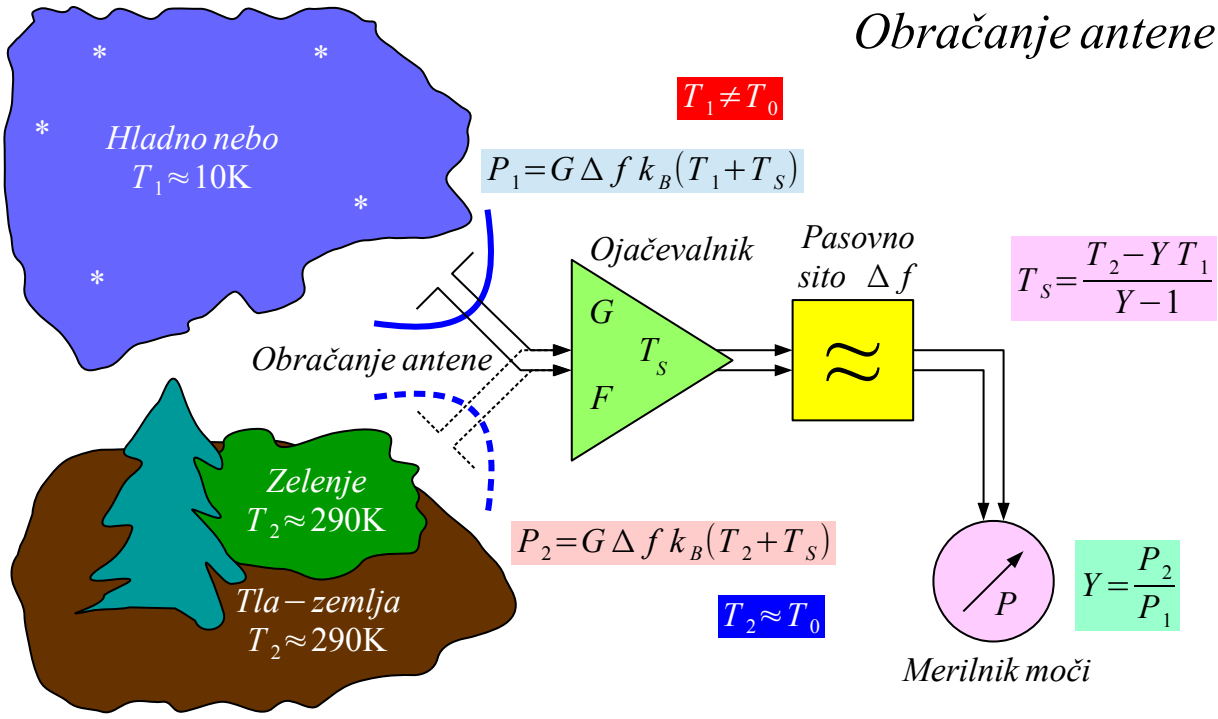
## *Postopek vroče – hladno*

Razmerje vroče/hladno se pogosto navaja v logaritemskih enotah $Y_{\mathrm{dB}} = 10 \log_{10} Y$, čeprav se pri računanju večinoma uporablja linearno razmerje $Y$. Iz linearnega razmerja $Y$ ter obeh temperatur uporov $T_1$ in $T_2$ se da preprosto izračunati šumna temperatura merjenca $T_S$ oziroma njegovo šumno število $F_{\mathrm{dB}}$. Preklop med $T_1$ in $T_2$ je lahko zadosti hiter, da se zmnožek nehvaležnih neznank $G \Delta f k_B$ med obema meritvama ne spreminja.

Postopek vroče-hladno se lahko uporablja na različnih ravneh: pri načrtovanju naprave, pri vhodnem preverjanju gradnikov, pri uglaševanju naprave v proizvodnji in pri rednem preizkusu pravilnega delovanja naprave pri uporabniku. Slednji je lahko silno preprost za praktično izvedbo. Pri iskanju prilagoditve za najboljše razmerje signal/šum sicer zadošča iskanje največjega linearnega razmerja $Y$ brez preračunavanja v $Y_{\mathrm{dB}}$, $T_S$

oziroma $F_{\mathrm{dB}}$ .

Uporabnik zasuka anteno v različne tarče na različnih temperaturah. Hladno nebo lahko seva na komaj $T_1 \approx 10\mathrm{K}$ . Šumna temperatura antene bo sicer nekoliko višja zaradi šuma, ki ga zberejo stranski snopi antene iz virov na dosti bolj toplih tleh. Šumna temperatura česarkoli na tleh bo v razredu $T_2 \approx 290\mathrm{K}$ . Zelenje, še posebno iglavci, predstavljajo priročno črno telo $\Gamma \to 0$ za radijske valove:




Glavna prednost obračanja antene je preizkus celotnega sistema: antene, sprejemnika in povezovalnih kablov. Pri obračanju antene med izvori šuma z nizko odbojnostjo $\Gamma \to 0$ (nebo, iglavci) se odbojnost na električnem priključku antene malo spreminja.

Slaba lastnost je razmeroma počasno obračanje velike antene. Za eno meritev sicer zadošča. Uglaševanje sprejemnika v živo za najboljše razmerje signal/šum verjetno ne bo praktično. Končno antena kot vir šuma zahteva meritev na prostem. V zaprti sobi laboratorija ne bo šlo!

V zaprtem laboratoriju si lahko privoščimo upor, hlajen s tekočim dušikom na $T \approx 77\mathrm{K}$ oziroma ogrevanje nitke žarnice tja do $T \approx 2000\mathrm{K}$ z enosmernim tokom. Oba opisana vira šuma nimata najboljše prilagoditve impedance $\Gamma \neq 0$ niti ne omogočata hitrega preklopa med različnimi temperaturami šuma. V laboratoriju se zato večinoma uporablja namensko izdelane vire šuma.

Laboratorijski vir šuma opisuje presežek šuma $ENR$ (Excess Noise Ratio). Splošna definicija $ENR$ kot razmerje med razliko temperatur vira $T_2 - T_1$ in referenčno temperaturo $T_0 = 290\mathrm{K}$ (običajno v logaritemskih enotah) za račun NE zadošča! Večina preprostih laboratorijskih virov ima hladno temperaturo $T_1 \approx T_0$ v bližini nazivne sobne temperature. $ENR_{\mathrm{dB}}$ tedaj predstavlja samo zapis vroče temperature vira $T_2$ z drugačno veličino:

$$ENR = \frac{T_2 - T_1}{T_0} \equiv \textit{Excess Noise Ratio}$$

$$ENR_{\mathrm{dB}} = 10 \log_{10}\left(\frac{T_2 - T_1}{T_0}\right)$$

$T_0 = 290\mathrm{K} \equiv$ *nazivna sobna temperatura*

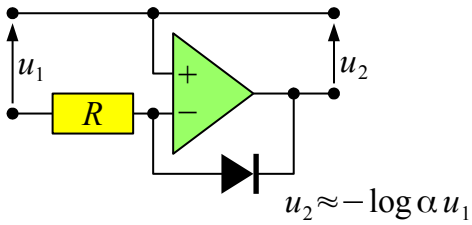
$T_1 \equiv$ *hladna temperatura vira šuma*

$T_2 \equiv$ *vroča temperatura vira šuma*

*Pogost primer* $T_1 \approx T_0 = 290\mathrm{K} \rightarrow ENR \approx \frac{T_2}{T_0} - 1 \qquad ENR_{\mathrm{dB}} \approx 10 \log_{10}\left(\frac{T_2}{290\mathrm{K}} - 1\right)$

$$F_{\mathrm{dB}} = 10 \log_{10}\left[1 + \frac{T_2 - Y T_1}{(Y-1) T_0}\right] \approx 10 \log_{10} \frac{(Y-1) T_0 + T_2 - Y T_0}{(Y-1) T_0} = 10 \log_{10} \frac{\frac{T_2}{T_0} - 1}{Y - 1}$$

$$F_{\mathrm{dB}} \approx 10 \log_{10} \frac{ENR}{Y-1} = ENR_{\mathrm{dB}} - 10 \log_{10}(Y-1)$$

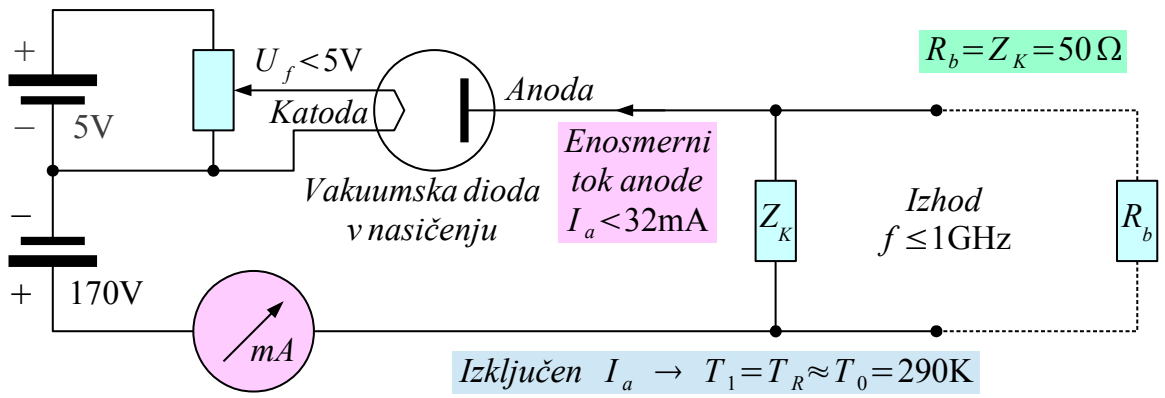



*Analogno računanje* $Y \rightarrow F_{\mathrm{dB}}$
*samo tri računske operacije:*
*odštevanje* $\rightarrow \log \rightarrow$ *odštevanje*

## *ENR vira šuma*

Nova veličina $ENR_{\mathrm{dB}}$ je skrbno izbrana, da je preračunavanje razmerja $Y$ v šumno število $F_{\mathrm{dB}}$ čimbolj enostavno. V pogostem primeru $T_1 \approx T_0$ zahteva samo en izračun logaritma in dve odštevanji, kar se je pred leti dalo narediti s preprostimi analognimi vezji. Merilnik šumnega števila pred leti zato ni vseboval niti potreboval digitalnega računalnika, pač pa je končni rezultat prikazal z analognim voltmetrom s kazalcem na vrtljivo tuljavico.

Elektronski viri šuma imajo prednost, da se dajo hitro in preprosto vključiti in izključiti, kar omogoča uglaševanje merjenca v živo za najboljše razmerje signal/šum. Na frekvencah pod $f \leq 1\mathrm{GHz}$ se je uporabljala vakuumska dioda v nasičenju. Iz enosmernega anodnega toka $I_a$ se da preprosto izračunati zrnatost konvektivnega toka elektronov $I_{Neff}$. Vakuumska dioda v nasičenju torej ne potrebuje dodatnega umerjanja razen meritve anodnega toka $I_a$ za določanje vroče temperature $T_2$ oziroma $ENR_{\mathrm{dB}}$ vira:




Šumni tok zrnatosti elektronov: $I_{Neff} = \sqrt{2|Q_e| I_a \Delta f}$ $\quad Q_e \approx -1.6 \cdot 10^{-19}\,\text{As}$

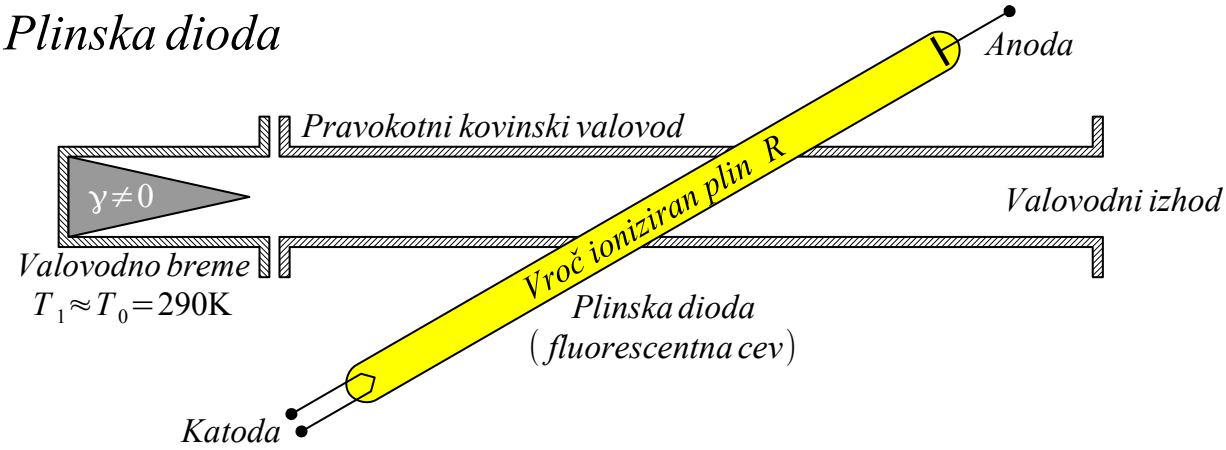
Vključen $I_a \rightarrow T_2 = \left(\frac{I_{Neff}^2}{2}\right) \frac{Z_K}{\Delta f\, k_B} + T_R = \frac{|Q_e| I_a Z_K}{2 k_B} + T_R < 9600\text{K}$

$$ENR_{\text{dB}} \approx 10 \log_{10} \frac{|Q_e| I_a Z_K}{2 k_B T_0} < 15\text{dB}$$

## Vakuumska dioda

Fizikalne osnove delovanja vakuumske diode v nasičenju sicer ne omejujejo gornje frekvenčne meje delovanja opisanega šumnega vira. Mejo $f \le 1\text{GHz}$ postavljajo fizične izmere vakuumske elektronke! Za frekvence nad $f > 1\text{GHz}$ so izvori šuma z elektronkami grajeni v kovinskem valovodu. Kot izvor šuma v valovodu se je obnesla plinska dioda, izdelana zelo podobno fluorescentni cevi za sobno razsvetljavo:

## Plinska dioda




Neioniziran plin je izolator (tok skozi diodo izključen) $T_1 \approx T_0 = 290\text{K}$

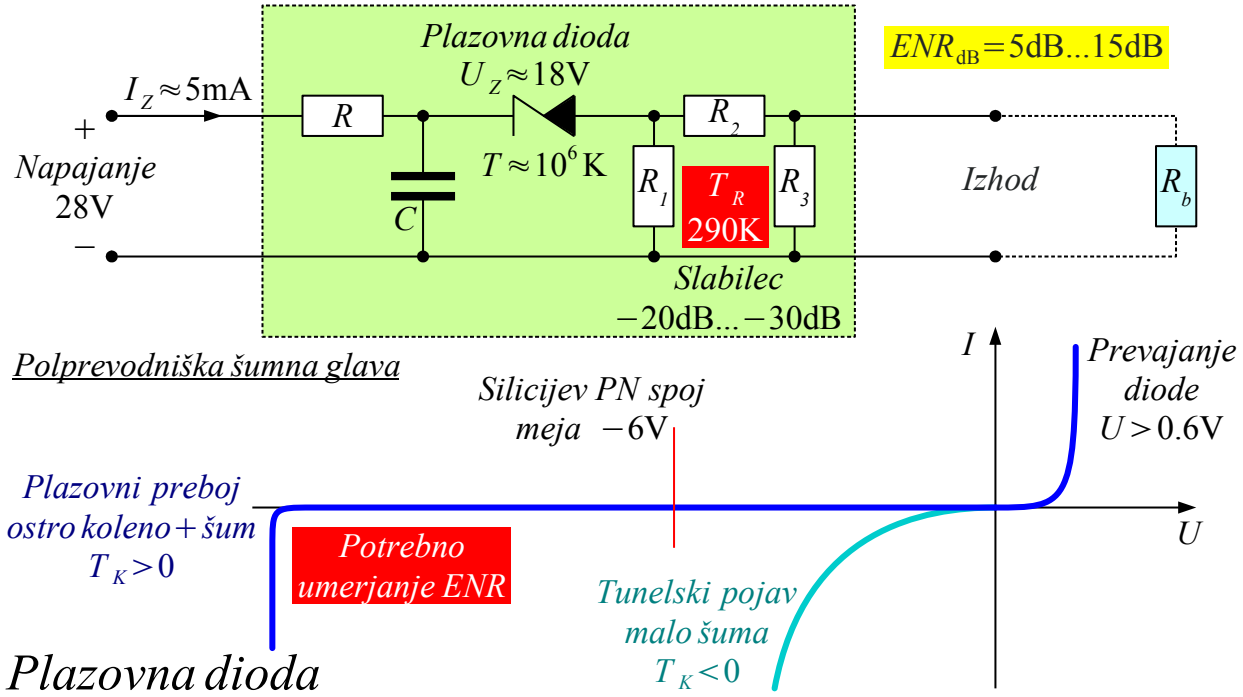
Ioniziran plin je vroč upor (tok skozi diodo vključen) $T_2 \approx 10000\text{K}$

Vrsta plina / tlak plina / tok določajo $ENR_{\text{dB}} = 10 \log_{10}\left(\frac{T_2 - T_1}{T_0}\right) \approx 15\text{dB}$

Ioniziran plin v diodi je električno prevoden in se obnaša kot upor pri

temperaturi okoli $T_2 \approx 10^4 \mathrm{K}$ . Plinska dioda je vgrajena v kovinski valovod pod položnim kotom, da je odboj valovanja na njej zelo majhen ne glede na to, ali je enosmerni tok skozi diodo vključen ali izključen. Pri izključenem enosmernem toku plin ni prevoden in se obnaša kot izolator, da valovod predstavlja povezavo do bremena na sobni temperaturi $T_1 \approx T_0$ .

Zelo učinkovit izvor šuma je silicijeva dioda v plazovnem preboju. Pri prebojni napetosti $U_Z \approx 18\mathrm{V}$ in primernem enosmernem toku doseže plazovna dioda nadomestno temperaturo šuma okoli $T \approx 10^6 \mathrm{K}$ . Gornja frekvenčna meja je običajno omejena s koaksialnim priključkom in ohišjem diode pod $f < 18\mathrm{GHz}$ . Glede na prebojno napetost diode je zunanje napajanje polprevodniške šumne glave običajno $U = +28\mathrm{V}$ :

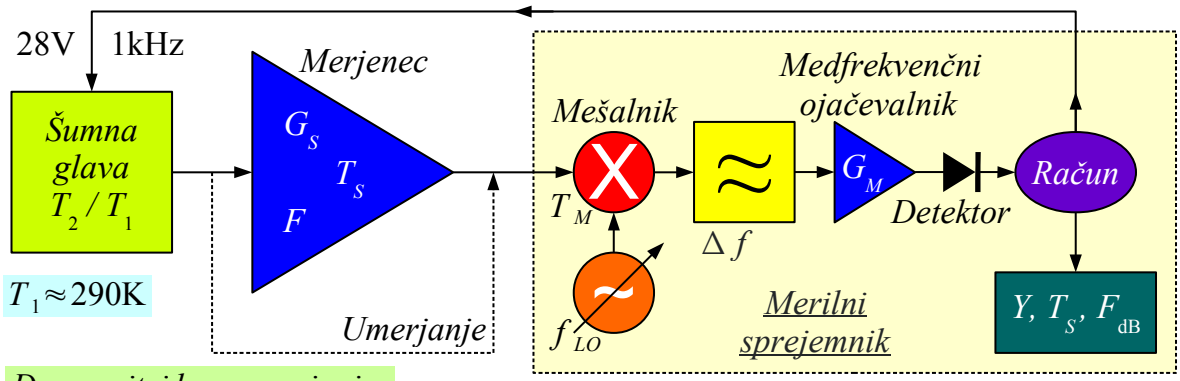



Diferencialna notranja impedanca plazovne diode se med izključenim in vključenim stanjem zelo spreminja. Da se izhodna impedanca polprevodniške šumne glave čim manj spreminja v širokem frekvenčnem pasu, je na izhod šumne glave vgrajen slabilec $-30\mathrm{dB} < a_{\mathrm{dB}} < -20\mathrm{dB}$ . Slednji omogoča uporabno področje $5\mathrm{dB} < ENR_{\mathrm{dB}} < 15\mathrm{dB}$ ob minimalni odbojnosti izhoda pod $|\Gamma| < 0.01$ ne glede na stanje šumnega vira, vključen ali izključen.

Ker šum plazovne diode ni natančno določen s fizikalnimi zakoni, polprevodniška šumna glava potrebuje umerjanje vroče temperature vira $T_2$ . Slabilec na izhodu zagotavlja le hladno temperaturo vira $T_1 = T_R \approx T_0 = 290\mathrm{K}$ . Šumni vir z vakuumsko oziroma plazovno diodo

lahko v vključenem stanju daje nizko enosmerno (nizkofrekvenčno) napetost na izhodu zaradi padca delovnega toka diode na uporih. Zato je smiselno preveriti, kaj šumna glava točno počne ter če in kako lahko ta enosmerna (nizkofrekvenčna) komponenta vpliva na merjenec.

Ojačanje $G_S$ večine merjencev je premajhno, da bi lahko na njihovih izhodih neposredno merili moč šuma. Večina merjencev niti ne vsebuje primernega frekvenčnega pasovnega sita za meritev šuma. Šumno glavo je treba vklapljati in izklapljati za meritev razmerja vroče/hladno $Y$. Vse omenjene naloge je smiselno združiti v merilni sprejemnik za šumno število:




*Dve meritvi brez umerjanja:*

$$Y = \frac{P_2}{P_1} = \frac{T_2 + T_S + T_M/G_S}{T_1 + T_S + T_M/G_S}$$

$$T_S = \frac{T_2 - Y \cdot T_1}{Y - 1} - \frac{T_M}{G_S} \quad \leftarrow \quad \textit{poznam } G_S$$

$$F_{dB} = 10 \log_{10}\left[1 + \frac{1}{T_0} \cdot \left(\frac{T_2 - Y \cdot T_1}{Y - 1} - \frac{T_M}{G_S}\right)\right]$$

*Štiri meritve z umerjanjem dajo štiri enačbe:*

$$(1) \quad P_1 = G_M G_S \Delta f k_B (T_1 + T_S + T_M/G_S)$$
$$(2) \quad P_2 = G_M G_S \Delta f k_B (T_2 + T_S + T_M/G_S)$$
$$(3) \quad P_3 = G_M \Delta f k_B (T_1 + T_M)$$
$$(4) \quad P_4 = G_M \Delta f k_B (T_2 + T_M)$$

*za štiri neznanke:* $T_S$, $G_S$, $T_M$, $(G_M \Delta f k_B)$

## *Merilnik šumnega števila*

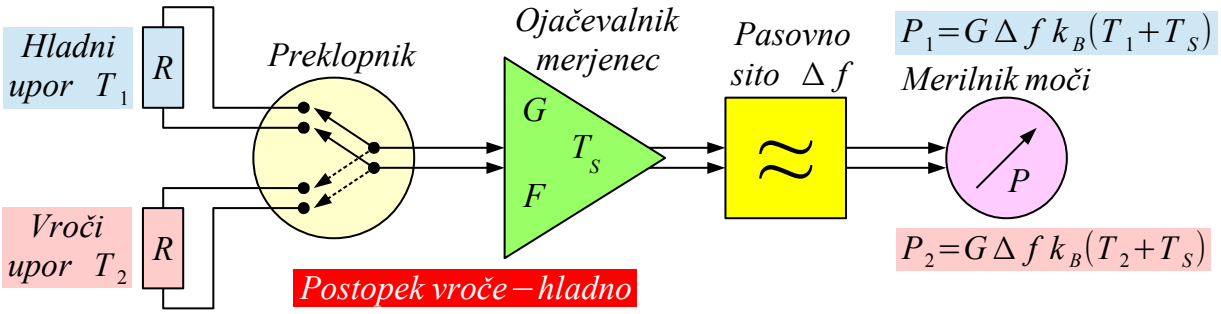
Merilnik se obnaša kot druga stopnja v verigi sprejemnika. Preprost postopek vroče/hladno torej meri razmerje $Y$ celotne verige. Pri določanju šumne temperature merjenca $T_S$ oziroma njegovega šumnega števila $F_{dB}$ je treba od rezultata odšteti prispevek šuma merilnika $T_M/G_S$.

Sodobni merilniki šumnega števila sicer omogočajo umerjanje na lastno šumno glavo brez merjenca vmes. Štiri meritve z in brez merjenca, z vključeno in izključeno šumno glavo dajo štiri enačbe. Iz štirih enačb se da določiti štiri neznanke: šumno temperaturo merjenca $T_S$, ojačanje merjenca $G_S$, šumno temperaturo merilnika $T_M$ in nehvaležni zmnožek neznank $G_M \Delta f k_B$.

Opisano umerjanje je smiselno, če se lastnosti merilnika med celotno meritvijo čim manj spreminjajo. Vklop in izklop šumne glave je zelo hiter, traja

nekaj mikrosekund. Vstavljanje merjenca lahko traja nekaj minut razstavljanja in sestavljanja koaksialnih vtičnic. Smiseln ukrep je ogrevanje merilnika vsaj eno uro pred umerjanjem in meritvami. Niti merjenec ni od temperature neodvisen. Mogoče je temperaturna odvisnost merjenca ravno zanimiva merjena veličina?

Šum je naključna veličina. Meritev povprečne moči šuma naj bi trajala čim dlje. Čim bolj kratkotrajna je meritev, večje je opletanje rezultata zaradi naključne narave merjenega šuma. Moči različnih šumov je eden prvih meril radioastronom Robert Dicke. Dickejeva enačba pravi, da je relativno opletanje rezultata $\Delta P_N / P_N$ obratno sorazmerno kvadratnemu korenu pasovne širine sprejemnika $\Delta f$ in skupnega časa meritev $\tau N$ :




*Dickejeva enačba* $\frac{\Delta P_N}{P_N} \approx \pm \sqrt{\frac{1}{\Delta f \tau N}}$

*Povprečenje moči šuma* $P_N = \langle p_N(t) \rangle = \frac{1}{\tau N} \int_0^{\tau N} p_N(t)\, dt$

$Y = \frac{P_2}{P_1} \rightarrow \frac{\Delta Y}{Y} \approx \frac{\Delta P_N}{P_N} \sqrt{2} \approx \pm \sqrt{\frac{2}{\Delta f \tau N}}$

$\Delta f\,[\mathrm{Hz}] \equiv$ *pasovna širina sita*
$\tau\,[\mathrm{s}] \equiv$ *čas ene meritve*
$N \equiv$ *število meritev*
$P_N\,[W] \equiv$ *povprečna moč šuma*
$\Delta P_N\,[W] \equiv$ *opletanje rezultata povprečenja*

*Zgled:* $\Delta f = 4\mathrm{MHz}$ $\tau = 400\,\mu s$ $N = 1$

$\frac{\Delta P_N}{P_N} \approx \pm 2.5\,\%$ $\frac{\Delta Y}{Y} \approx \pm 3.5\,\%$

*Opletanje rezultata*

Ker je razmerje vroče/hladno $Y = P_2 / P_1$ razmerje dveh naključnih moči, se relativno opletanje rezultata $\Delta Y / Y$ poveča še za faktor $\sqrt{2}$ . Običajni merilnik šumnega števila preklaplja šumno glavo s frekvenco $f_S = 1\mathrm{kHz}$ . Vsaka posamezna meritev moči traja pod $\tau < 500\,\mu\mathrm{s}$ .

Narava merjencev omogoča pasovno širino merilnega sprejemnika največ $\Delta f \approx 4\mathrm{MHz}$ . Za eno samo meritev daje Dickejeva enačba relativno opletanje moči šuma $\Delta P_N / P_N \approx \pm 2.5\,\%$ oziroma relativno opletanje razmerja vroče/hladno $\Delta Y / Y \approx \pm 3.5\,\%$ . Kakršnakoli resna meritev torej zahteva povprečenje rezultata.

Razmerje vroče-hladno $Y$ še ni končni rezultat meritve! Iz $Y$ je

treba šele izračunati šumno temperaturo merjenca $T_S$ oziroma njegovo šumno število $F_{\mathrm{dB}}$. Izračun $T_S$ oziroma $F_{\mathrm{dB}}$ vsebuje ulomek z razlikami tako v števcu kot v imenovalcu. Z nesrečno izbiro $ENR$ šumnega izvora nastane v števcu oziroma v imenovalcu majhna razlika dveh velikih veličin, kar še dodatno poveča opletanje rezultata. Da se to ne zgodi , naj bi bil v grobem velikostni razred $ENR_{\mathrm{dB}} \approx F_{\mathrm{dB}}$ podoben velikostnemu razredu šumnega števila merjenca.

Na primer $ENR_{\mathrm{dB}} = 5\mathrm{dB}$ šumne glave je premajhen za merjenca s šumnim številom $F_{\mathrm{dB}} = 15\mathrm{dB}$. Imenovalec $Y - 1 \approx 0.1$ postane zelo majhen. Relativno opletanje imenovalca naraste iz $Y \pm 3.5\%$ na $(Y-1) \pm 38.5\%$, kar pomeni, da se na številskem prikazu rezultata ne da odčitati nič uporabnega:

$$T_S = \frac{T_2 - Y \cdot T_1}{Y - 1}$$

$$\textit{Zgled premajhen } ENR: \quad ENR_{\mathrm{dB}} = 5\mathrm{dB} \quad F_{\mathrm{dB}} = 15\mathrm{dB} \quad \frac{\Delta Y}{Y} \approx \pm 0.035$$

$$T_1 = 290\mathrm{K} \quad T_2 \approx 1207\mathrm{K} \quad T_S \approx 8881\mathrm{K}$$

$$Y = \frac{T_2 + T_S}{T_1 + T_S} \approx \frac{1207\mathrm{K} + 8881\mathrm{K}}{290\mathrm{K} + 8881\mathrm{K}} \approx 1.1 \quad Y - 1 \approx 0.1$$

$$\textit{Opletanje imenovalca} \quad \frac{\Delta(Y-1)}{Y-1} = \frac{\Delta Y}{Y-1} = \frac{\Delta Y}{Y} \cdot \frac{Y}{Y-1} \approx \pm 0.385 = \pm 38.5\%$$

*Groba ocena* $ENR_{\mathrm{dB}} \approx F_{\mathrm{dB}}$

$$\textit{Zgled prevelik } ENR: \quad ENR_{\mathrm{dB}} = 15\mathrm{dB} \quad F_{\mathrm{dB}} = 0.3\mathrm{dB} \quad \frac{\Delta Y}{Y} \approx \pm 0.035$$

$$T_1 = 290\mathrm{K} \quad T_2 \approx 9461\mathrm{K} \quad T_S \approx 20.7\mathrm{K}$$

$$Y = \frac{T_2 + T_S}{T_1 + T_S} \approx \frac{9461\mathrm{K} + 20.7\mathrm{K}}{290\mathrm{K} + 20.7\mathrm{K}} \approx 30.51 \quad Y T_1 \approx 8849\mathrm{K} \quad \Delta Y T_1 = \pm 310\mathrm{K}$$

$$\textit{Opletanje števca} \quad \frac{\Delta(T_2 - Y T_1)}{T_2 - Y T_1} \approx \frac{\mp 310\mathrm{K}}{9461\mathrm{K} - 8849\mathrm{K}} = \frac{\mp 310\mathrm{K}}{612\mathrm{K}} \approx \mp 0.507 = \mp 50.7\%$$

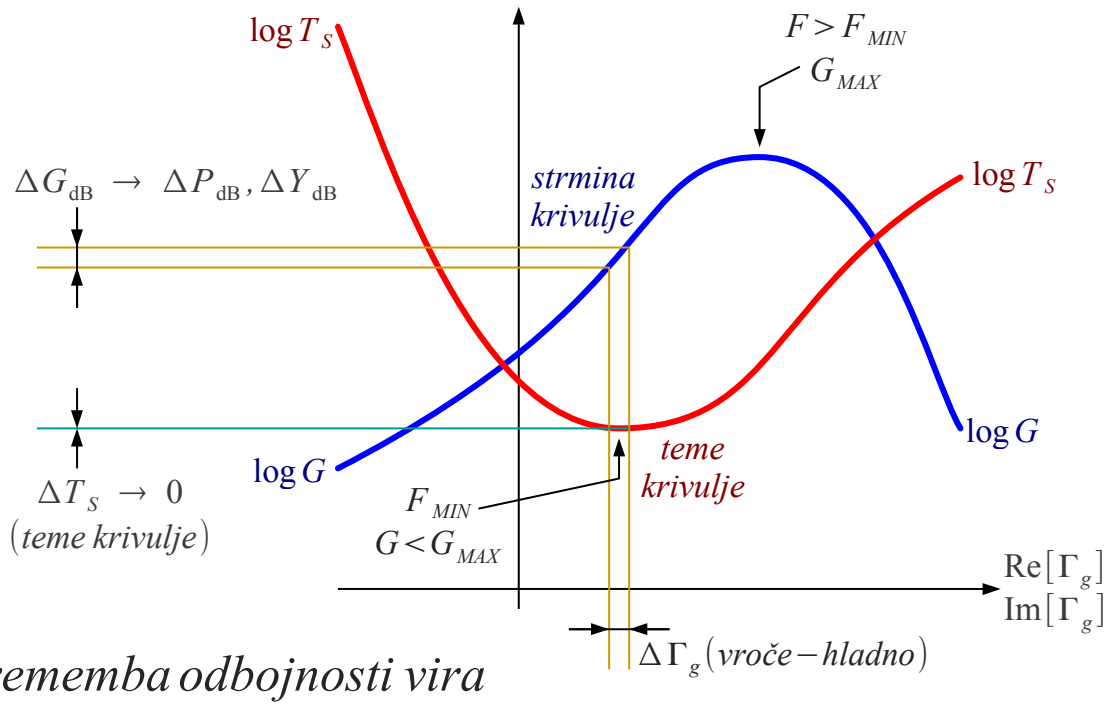
## *Razširjanje napake*

Povsem enakovredno je $ENR_{\mathrm{dB}} = 15\mathrm{dB}$ šumne glave prevelik za merjenca s šumnim številom $F_{\mathrm{dB}} = 0.3\mathrm{dB}$. Števec $T_2 - Y T_1 \approx 612\mathrm{K}$ postane zelo majhen. Relativno opletanje števca naraste iz $Y \pm 3.5\%$ na $(T_2 - Y T_1) \pm 50.7\%$, kar pomeni, da se na številskem prikazu rezultata ne da odčitati nič uporabnega.

Končno, pri merjenju zelo nizkih šumnih števil pod $F_{\mathrm{dB}} < 0.5\mathrm{dB}$ postane že hladna temperatura vira šuma $T_1 \approx T_0 = 290\mathrm{K}$ nerodno visoka. Izdelati vir šuma s $T_1 \ll T_0$ oziroma celo $T_2 \ll T_0$ dosti manjšima od sobne temperature ni enostavno. Vse upore in slabilce bi bilo treba globoko

hladiti. $ENR_{\mathrm{dB}}$ in $F_{\mathrm{dB}}$ postaneta nepraktična za računanje. Pač pa je smiselno vse šume izražati samo s temperaturami $T[\mathrm{K}]$ .

Nizkošumni merjenci so impedančno prilagojeni za najboljše šumno število $F_{MIN}$ v temenu krivulje šuma merjenca. Vhodna impedanca merjenca $Z_{VH} \neq Z_K = 50\,\Omega$ tedaj ni prilagojena na karakteristično impedanco sistema. Merjenec deluje na strmini krivulje ojačanja $G(\Gamma_g)$ proč od $G_{MAX}$ :



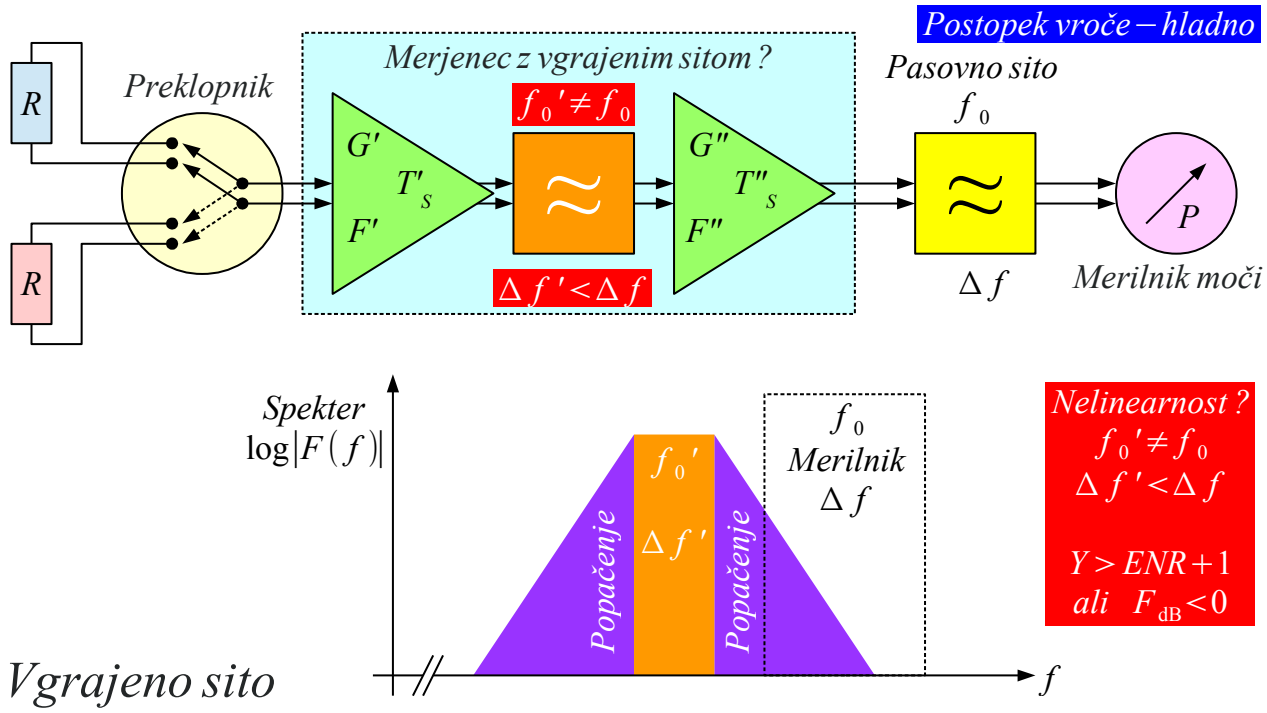

*Sprememba odbojnosti vira*

Kakršnakoli majhna sprememba odbojnosti vira $\Delta\Gamma_g$ ne povzroči skoraj nobene spremembe šuma merjenca $\Delta T_S \rightarrow 0$ na temenu pripadajoče krivulje. Hkrati ista sprememba odbojnosti vira $\Delta\Gamma_g$ povzroči znatno spremembo ojačanja $\Delta G_{\mathrm{dB}} \neq 0$ na strmini pripadajoče krivulje. Če se odbojnost šumnega izvora spreminja $\Delta\Gamma_g \neq 0$ ob preklopu med temperaturama $T_1 \Leftrightarrow T_2$ , se spreminja ojačanje merjenca $\Delta G_{\mathrm{dB}} \neq 0$ , kar daje napačno razmerje vroče-hladno $Y$ .

V izogibanju takšnim napakam mora biti izhodna impedanca šumnega vira $Z_g \rightarrow Z_K$ skrbno prilagojena na karakteristično impedanco oziroma $\Gamma_g \rightarrow 0$ . Predvsem pa se notranja impedanca šumnega vira $\Delta Z_g \rightarrow 0$ oziroma odbojnost $\Delta\Gamma_g \rightarrow 0$ ne smeta spreminjati ob preklopu med temperaturama $T_1 \Leftrightarrow T_2$ .

Spreminjanje impedance vira zmanjšuje prilagojeni slabilec oziroma feritni izolator (cirkulator z bremenom). Slabilec je običajna rešitev širokopasovnih šumnih izvorov, ki odžira izhodno moč oziroma $ENR$ . Feritni cirkulator je frekvenčno ozkopasoven, ki običajno pokriva oktavo ali manj.

Sprejemniki poleg nizkošumnih ojačevalnikov pogosto vsebujejo tudi frekvenčna pasovno-prepustna sita. Merilnik šumnega števila bo izmeril povsem pravilen rezultat, ko je v merjenec vgrajeno sito širše od sita v merilniku in na isti osrednji frekvenci:

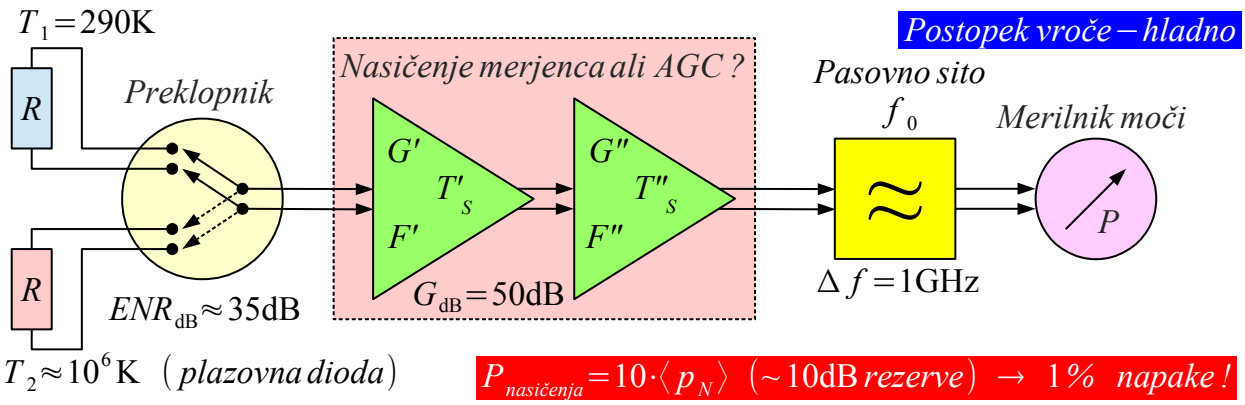



Ko je v merjenec vgrajeno ožje sito od sita v merilniku, je rezultat lahko napačen. Ko je sito v merjencu na drugi osrednji frekvenci od merilnika, meritev mogoče sploh ne bo možna? Isti merilnik šumnega števila lahko daje povsem pravilen rezultat na določeni frekvenci in povsem napačen rezultat na neki drugi frekvenci za isti merjenec.

Vsak resnični merjenec dodaja tudi popačenje, ki ne narašča premo sorazmerno, pač pa z višjo potenco jakosti vhodnega signala. V skrajnem primeru, ko merilnik v svojem frekvenčnem pasu opazuje samo popačenje, je (napačno) izmerjeno razmerje vroče-hladno $Y > ENR + 1 = T_2 / T_1$ lahko celo večje od razmerja šumnih temperatur vira, kar daje negativno šumno število $F_{\mathrm{dB}} < 0$ ?

Toplotni šum je v področju visokih frekvenc $10\mathrm{MHz} < f < 100\mathrm{GHz}$ običajno šibek signal, ki se ga z marsikaterim merilnikom moči sploh ne da

zaznati. Niti v visokofrekvenčni tehniki ni nujno vedno tako. Plazovna dioda z vročo temperaturo temperaturo $T_2 \approx 10^6\,\mathrm{K}$ oziroma $ENR_{\mathrm{dB}} \approx 35\mathrm{dB}$ lahko krmili v nasičenje ojačevalnik z $G_{\mathrm{dB}} \approx 50\mathrm{dB}$ v pasovni širini $\Delta f = 1\mathrm{GHz}$ :




$$Zgled: \quad (k_B T_0)_{\mathrm{dBm/Hz}} = -174\mathrm{dBm/Hz} \quad ENR_{\mathrm{dB}} \approx 35\mathrm{dB} \quad G_{\mathrm{dB}} = 50\mathrm{dB} \quad \Delta f_{\mathrm{dB \cdot Hz}} = 90\mathrm{dB \cdot Hz}$$

$$ENR \gg F \;\rightarrow\; P_{N\,\mathrm{dBm}} \approx (k_B T_0)_{\mathrm{dBm/Hz}} + ENR_{\mathrm{dB}} + G_{\mathrm{dB}} + \Delta f_{\mathrm{dB \cdot Hz}} =$$

$$= -174\mathrm{dBm/Hz} + 35\mathrm{dB} + 50\mathrm{dB} + 90\mathrm{dB \cdot Hz} = +1\mathrm{dBm} \;\rightarrow$$

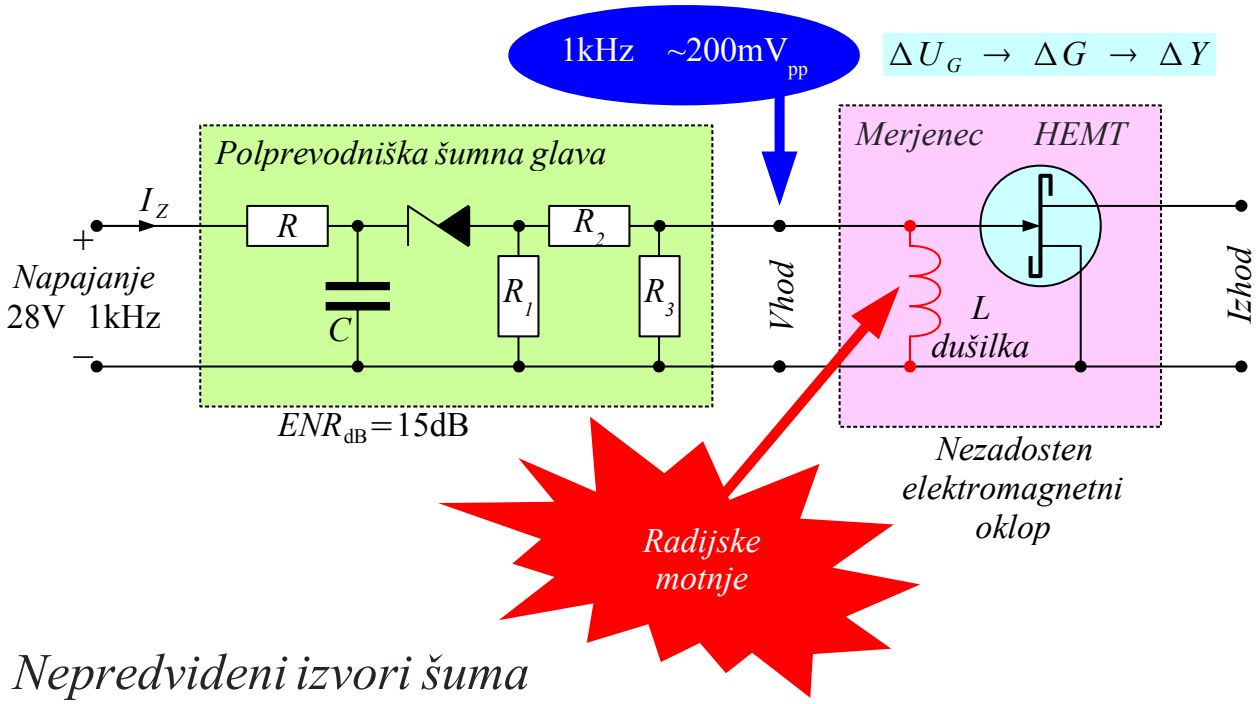
$P_{nasičenja} > 12\mathrm{mW}$
Uničenje sprejemnika ?

## Nasičenje gradnikov

Povrhu je pri natančni meritvi povprečne moči šuma $\langle p_N \rangle$ nujno upoštevati, da je šum naključen signal, ki ima vršno moč $P_{N\,MAX} \gg \langle p_N \rangle$ dosti višjo od povprečne. 10-kratna rezerva moči ojačevalnikov $P_{nasičenja} = 10 \cdot \langle p_N \rangle$ prinaša napako meritve $1\%$ . Moč šuma postane v opisanem primeru tako visoka, da ne samo prekrmili, pač pa lahko tudi trajno poškoduje vhod občutljivega merilnika šumnega števila.

Moči šuma so običajno visoke na frekvencah svetlobe. Pri valovni dolžini $\lambda_0 \approx 1.55\,\mu\mathrm{m}$ (frekvenca $f \approx 194\mathrm{THz}$ za najnižje slabljenje svetlobnih vlaken) je zrnati šum že $\sim 15\mathrm{dB}$ močnejši od toplotnega šuma pri radijskih frekvencah. Šum spontanega sevanja erbijevega laserskega ojačevalnika lahko popolnoma izkrmili slednjega že pri ojačanju samo $G_{\mathrm{dB}} \approx 40\mathrm{dB}$ v pasovni širini erbijevih ionov $\Delta f = 4\mathrm{THz}$ .

Končno pri meritvah šuma nagajajo nepredvideni izvori šuma. Najpogostejši izvor napak so radijske motnje, ki vdrejo v nezadostno oklopljen merjenec. Radijske motnje so vezane na določene frekvenčne pasove z močnimi oddajniki. Trenutno (~2020) so to radiodifuzne radijske postaje v pasu $f \approx 100\mathrm{MHz}$ oziroma bazne postaje mobilne telefonije v pasu $f \approx 800\mathrm{MHz}$ :




## Nepredvideni izvori šuma

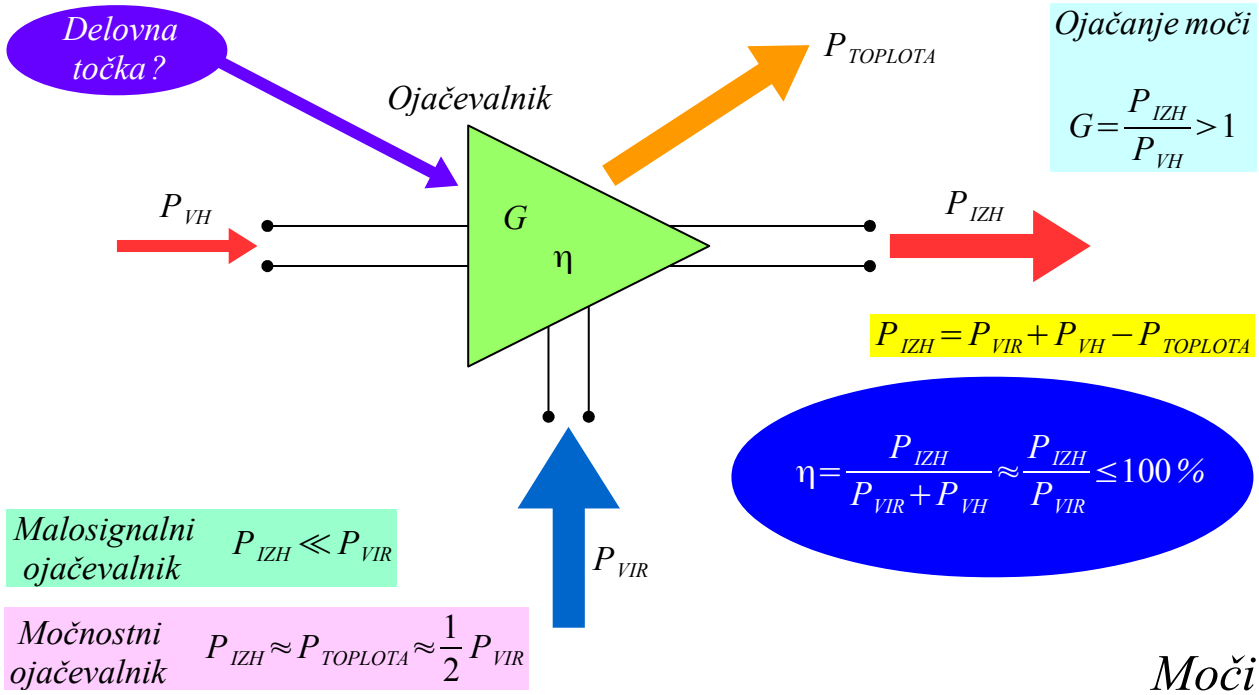
Zahrbten izvor napak je lahko tudi nizkofrekvenčna komponenta na izhodu polprevodniške šumne glave. Če ta ni kratko-sklenjena z dušilko na vhodu merjenca, lahko vpliva na delovno točko in spreminja ojačanje gradnika. Pravokotnik $U \approx 200\mathrm{mV}_{pp}$ naj ne bi poškodoval nobenega tranzistorja, pač pa modulira njegovo ojačanje ob preklopu $T_1 \Leftrightarrow T_2$ . Sledi napačno izmerjeno razmerje vroče-hladno $Y$ in napačna šumna temperatura merjenca $T_S$ oziroma šumno število $F_{\mathrm{dB}}$ .

* * * * *

# 8. Intermodulacijsko popačenje

Tudi v področju visokih frekvenc $10\text{MHz} < f < 100\text{GHz}$ so marsikje potrebne znatne moči in pripadajoča močnostna elektronika. Močnostna elektronika za visoke frekvence je vsekakor zahtevnejša od močnostne elektronike za nizke frekvence energetike primerljive moči. Močnostni izkoristek visokofrekvenčne elektronike vsekakor vpliva tako na življenjsko dobo baterije telefona kot na ceno obratovanja velikega radiodifuznega oddajnika. Nenazadnje se vedno postavi še vprašanje, kam in kako odvesti odvečno toploto, ki jo proizvaja močnostna elektronika.

Elektronski ojačevalnik prejema večji del moči iz vira napajanja $P_{VIR}$. Pri visokih frekvencah je lahko ojačanje nizko, tudi manj kot $a_{\text{dB}} < 5\text{dB}$, da krmilna moč $P_{VH}$ predstavlja znaten del skupne moči. Ojačevalnik oddaja moč v obliki koristne visokofrekvenčne izhodne moči $P_{IZH}$ in običajno odvečne toplote $P_{TOPLOTA}$:

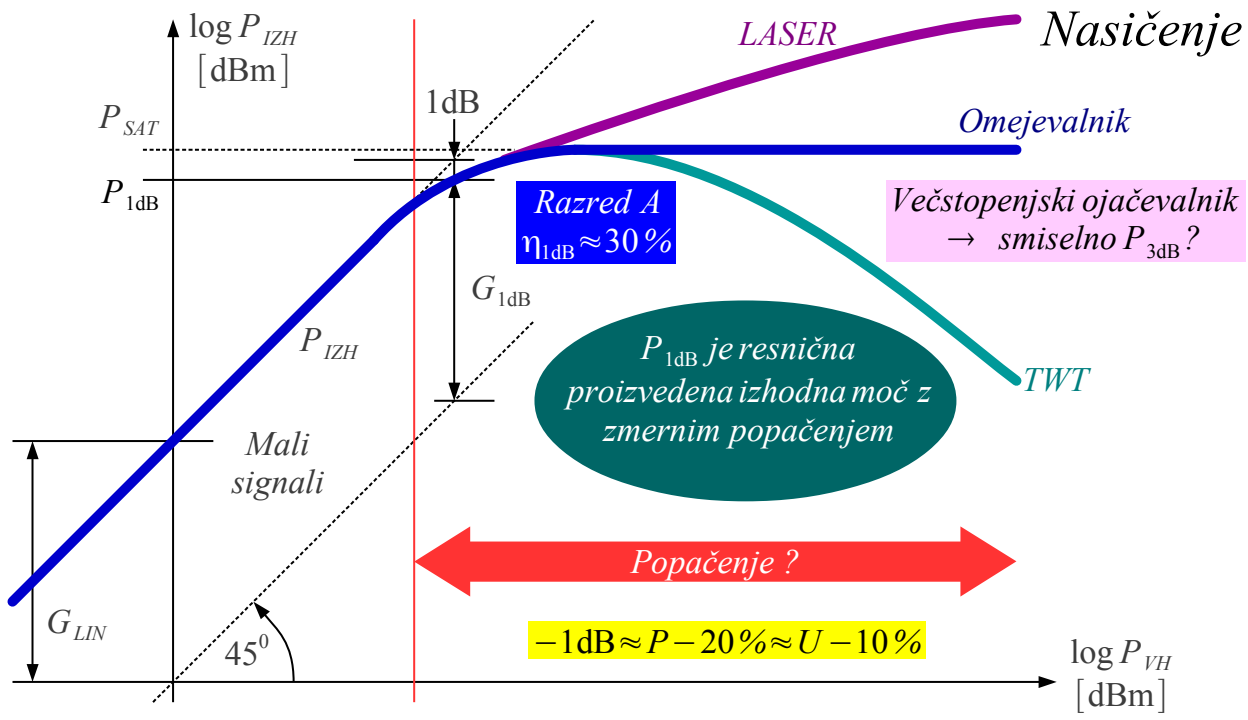



Močnostni izkoristek ojačevalnika $\eta$ je razmerje med koristno izhodno močjo $P_{IZH}$ in vsoto vseh moči, dovedenih ojačevalniku. Delež krmilne moči na vhodu $P_{VH}$ je znaten le pri nekaterih vrstah ojačevalnikov z eno samo stopnjo z ozemljeno krmilno mrežico elektronke, bazo bipolarnega tranzistorja ali vrati poljskega tranzistorja. Pri večstopenjskih

ojačevalnikih je krmilna moč $P_{VH}$ zanemarljiva v primerjavi z močjo enosmernega vira napajanja $P_{VIR}$ .

Zahteva po visokem izkoristku ojačevalnika je običajno v nasprotju z zahtevo po nizkem popačenju ojačanega signala. Izjema so le nekateri laserji, ki v svoji aktivni snovi hranijo dosti energije, da za kratek ampak uporaben čas zmorejo dosti višjo vršno izhodno moč od povprečne. Vsi elektronski ojačevalniki poznajo takšno ali drugačno nasičenje.

Večina elektronskih ojačevalnikov deluje v nasičenju kot omejevalnik. Pri prekrmiljenju se izhodna moč omejevalnika ustavi na $P_{SAT}$ (SATuration=nasičenje). Nekateri laserji še vedno večajo izhodno moč ob povečevanju krmiljenja, čeprav ne več sorazmerno. Delovanje cevi na potujoči val TWT (Traveling-Wave Tube) se pri prekrmiljenju celo poruši:

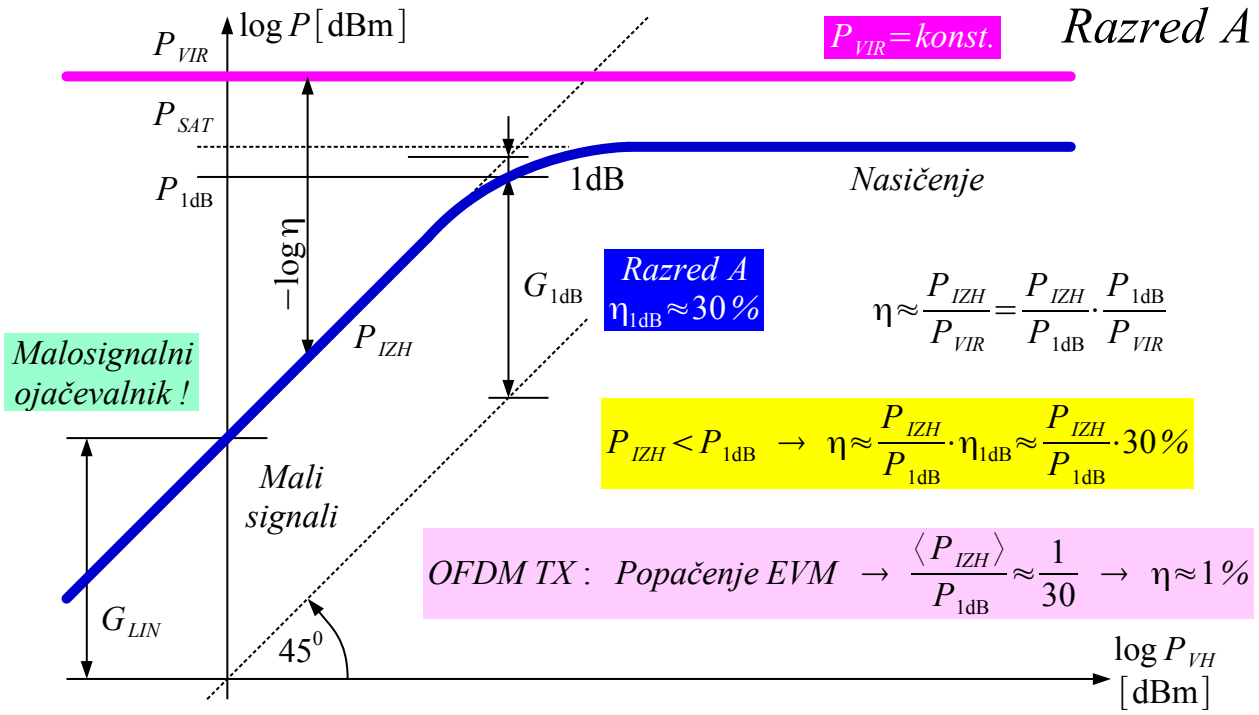



Vsem ojačevalnikom je skupno edino to, da nad določeno močjo jakost izhodnega signala ne narašča več premo-sorazmerno jakosti krmiljenja, pač pa narašča počasneje od krmiljenja. Smiseln mejnik je izhodna moč $P_{1\mathrm{dB}}$ , kjer ojačanje upade za $-1\mathrm{dB}$ glede na premico za majhne signale. Izhodna moč $P_{1\mathrm{dB}}$ je v resnici dosegljiva izhodna moč ojačevalnika z zmernim popačenjem napetosti $U-10\%$ oziroma moči $P-20\%$ .

Pri večstopenjskih ojačevalnikih se popačenje ojačevalnih stopenj sešteva. Večstopenjski ojačevalniki se dajo s primernim predpopačenjem upravljati še nad $P>P_{1\mathrm{dB}}$ . Nekatere večstopenjske ojačevalnike je zato

smiselno izkoriščati vse do $P_{3dB}$ za doseganje višjih izkoristkov.

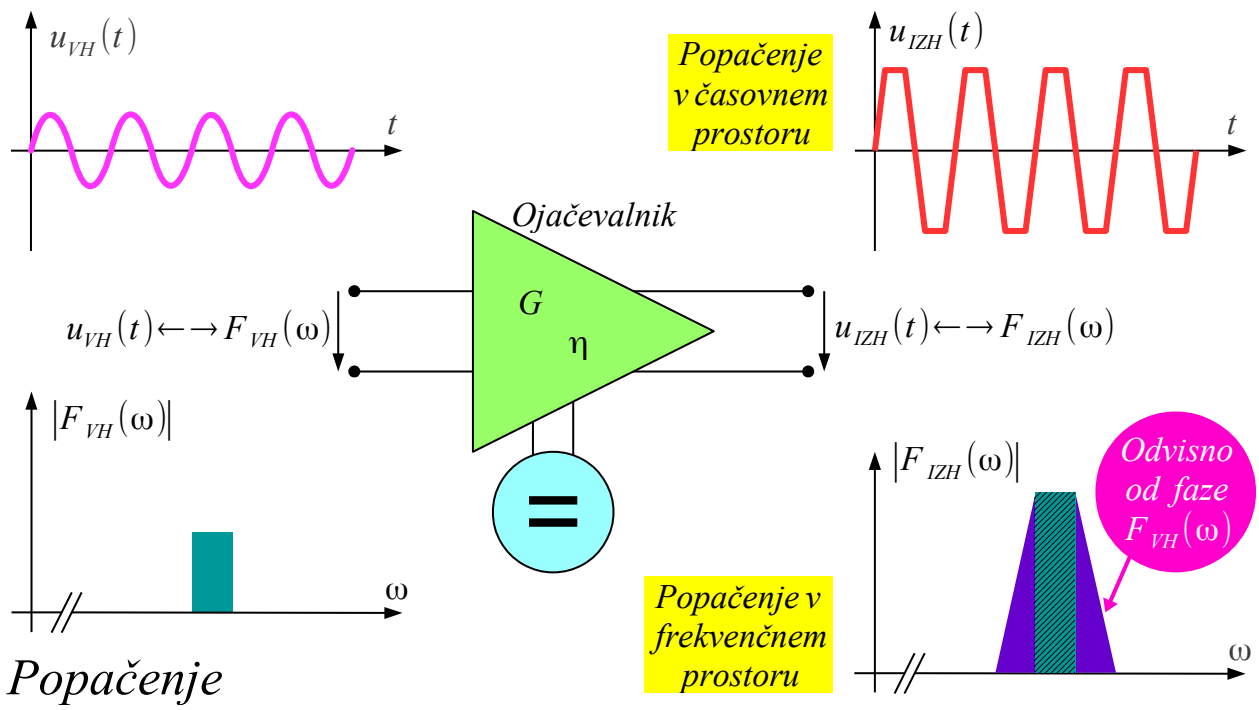
Ojačevalnik v razredu A ima delovno točko nastavljeno na sredino odziva tranzistorja. Pri sinusnem krmiljenju se zato njegova povprečna poraba ne spreminja $P_{VIR}=konst.$ Razred A je uporaben za male signale in kot ojačevalnik moči. Njegov teoretski izkoristek se približuje $\eta_{MAX}\rightarrow 50\%$ . Pri izhodni moči $P_{1dB}$ je njegov izkoristek okoli $\eta_{1dB}\approx 30\%$ :



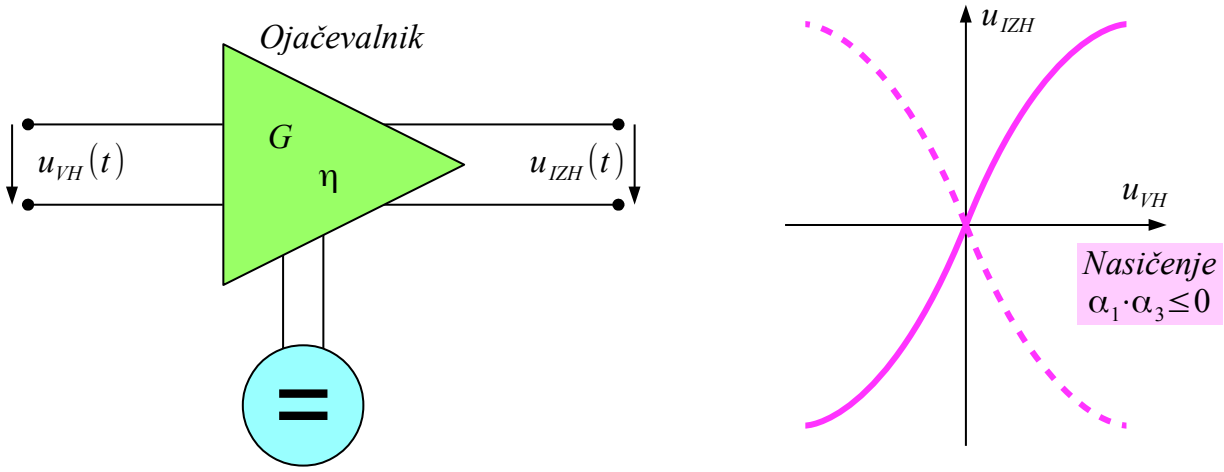

Ker se poraba $P_{VIR}=konst.$ ojačevalnika v razredu A ne spreminja s krmiljenjem, je pri izhodnih močeh $P_{IZH}<P_{1dB}$ pod nasičenjem izkoristek premo-sorazmeren izhodni moči $\eta\approx\eta_{1dB}\cdot P_{IZH}/P_{1dB}$ . Ojačanje več-tonskih signalov (primer OFDM) z dosti višjo vršno močjo od povprečne $P_{MAX}\gg\langle P_{IZH}\rangle$ je lahko močnostno silno neučinkovito.

Ojačevalnik sicer popači signal že pri močeh, nižjih od nasičenja. V časovnem prostoru popačenje potlači oziroma obreže vrhove signala obeh polaritet. V frekvenčnem prostoru popačenje tvori nove spektralne komponente tako znotraj kot zunaj frekvenčnega pasu koristnega signala.

Koliko popačenja tvori ojačevalnik v frekvenčnem prostoru, ni odvisno samo od amplitude spektra, pač pa tudi od faze spektra krmilnega signala. Ojačevalnik zelo malo popači signal z zveznim spektrom in konstantno ovojnico v časovnem prostoru. Isti ojačevalnik zelo popači signal s podobnim amplitudnim spektrom, ki ga v časovnem prostoru opisuje ovojnica kratkih in visokih impulzov:




Preizkusni signal z zveznim spektrom mogoče dobro opisuje nekatere praktične signale, ampak ni niti preprost za izvedbo niti ne daje ponovljivih rezultatov meritev popačenja. Pred izbiro postopka meritve popačenja si je smiselno ogledati notranji mehanizem popačenja ojačevalnika. Nelinearnost ojačevalnika preprosto opiše odziv $u_{IZH}$ v obliki polinoma krmilnega signala $u_{VH}$ v časovnem prostoru:




*Opis nelinearnosti ojačevalnika s polinomom:*

$$u_{IZH} = \alpha_0 + \alpha_1 \cdot u_{VH} + \alpha_2 \cdot u_{VH}^2 + \alpha_3 \cdot u_{VH}^3 + \alpha_4 \cdot u_{VH}^4 + \alpha_5 \cdot u_{VH}^5 + \alpha_6 \cdot u_{VH}^6 + \alpha_7 \cdot u_{VH}^7 + \ldots$$

*Polinom*

Člen polinoma $\alpha_0$ opsuje delovno točko tranzistorja. Člen polinoma

$\alpha_1$ opisuje linearno ojačanje vezja. Vsi ostali višji členi $\alpha_2, \alpha_3, \alpha_4 \ldots$ opisujejo popačenje ojačevalnika. Upadanje ojačanja v nasičenju opisujeta člena $\alpha_1 \cdot \alpha_3 \leq 0$ različnih predznakov. Natančnejši opis nelinearnosti bi zahteval še upoštevanje hranjenja energije v reaktivnih gradnikih (tuljave, kondenzatorji in podobno) znotraj ojačevalnika.

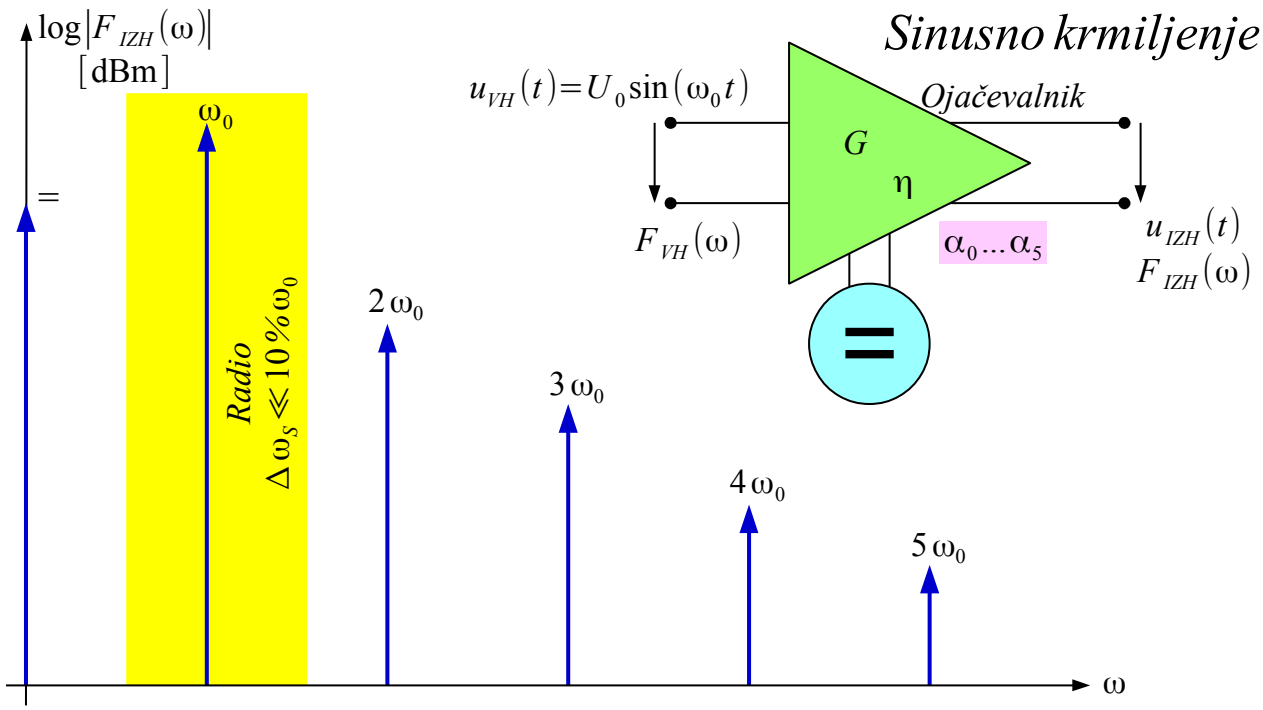
Visokofrekvenčni ojačevalnik vsekakor mora delovati s sinusnim krmiljenjem primerne frekvence. Spekter takšnega krmilnega signala vsebuje eno samo spektralno črto $\omega_0$. V izhodu ojačevalnika poleg delovne točke $\alpha_0$ nastopa tudi enosmerna komponenta usmerjanja, ki jo dajejo vsi sodi členi polinoma $\alpha_2, \alpha_4, \alpha_6 \ldots$. Slednji dajejo tudi vse sode harmonske frekvence krmiljenja vse do reda člena. Podobno dajejo vsi lihi členi $\alpha_1, \alpha_3, \alpha_5 \ldots$ vse lihe harmonske frekvence krmiljenja vse do reda člena:

| *Člen* | *Sinusno krmiljenje* $u_{VH}(t) = U_0 \sin(\omega_0 t)$ | *Dvotonsko krmiljenje* $u_{VH}(t) = U_1 \sin(\omega_1 t) + U_2 \sin(\omega_2 t)$ |
|---|---|---|
| $\alpha_0$ | $=(\textit{delovna točka})$ | $=(\textit{delovna točka})$ |
| $\alpha_1$ | $\omega_0$ | $\omega_1, \omega_2 (\textit{linearno ojačanje})$ |
| $\alpha_2$ | $=(\textit{usmernik}), 2\omega_0$ | $=, 2\omega_1, 2\omega_2, \omega_2+\omega_1, \omega_2-\omega_1 (\textit{mešanje})$ |
| $\alpha_3$ | $\omega_0 (\textit{nasičenje}), 3\omega_0$ | $\omega_1, \omega_2, 3\omega_1, 3\omega_2, 2\omega_1+\omega_2$<br>$2\omega_1-\omega_2 (\textit{IMD}), \omega_1+2\omega_2, 2\omega_2-\omega_1 (\textit{IMD})$ |
| $\alpha_4$ | $=, 2\omega_0, 4\omega_0$ | $=, 2\omega_1, 2\omega_2, \omega_2+\omega_1, \omega_2-\omega_1, 4\omega_1, 4\omega_2, 3\omega_1+\omega_2$<br>$2\omega_1+2\omega_2, \omega_1+3\omega_2, 3\omega_1-\omega_2, 2\omega_2-2\omega_1, 3\omega_2-\omega_1$ |
| $\alpha_5$ | $\omega_0, 3\omega_0, 5\omega_0$ | $\omega_1, \omega_2 \ldots 5\omega_1, 5\omega_2 \ldots 3\omega_1-2\omega_2, 3\omega_2-2\omega_1 (\textit{IMD}) \ldots$ |
| $\alpha_6$ | $=, 2\omega_0, 4\omega_0, 6\omega_0$ | $= \ldots 6\omega_1, 6\omega_2, 5\omega_1+\omega_2, 5\omega_1-\omega_2, 4\omega_1+2\omega_2 \ldots$ |
| $\alpha_7$ | $\omega_0, 3\omega_0, 5\omega_0, 7\omega_0$ | $\omega_1, \omega_2 \ldots 7\omega_1, 7\omega_2 \ldots 4\omega_1-3\omega_2, 4\omega_2-3\omega_1 (\textit{IMD}) \ldots$ |

*Prispevki členov*

Visokofrekvenčni ojačevalniki so pogosto opremljeni s pasovnimi siti na izhodu. Pasovna širina sita na izhodu ojačevalnika niti pasovna širina radijske antene običajno ne presegata $\Delta\omega_S \ll 10\% \omega_0$ desetine osrednje frekvence. Opisano frekvenčno pasovno sito na izhodu ojačevalnika torej popolnoma izloči enosmerno komponento in vse višje harmonske frekvence, ki so nastale zaradi popačenja v ojačevalniku.

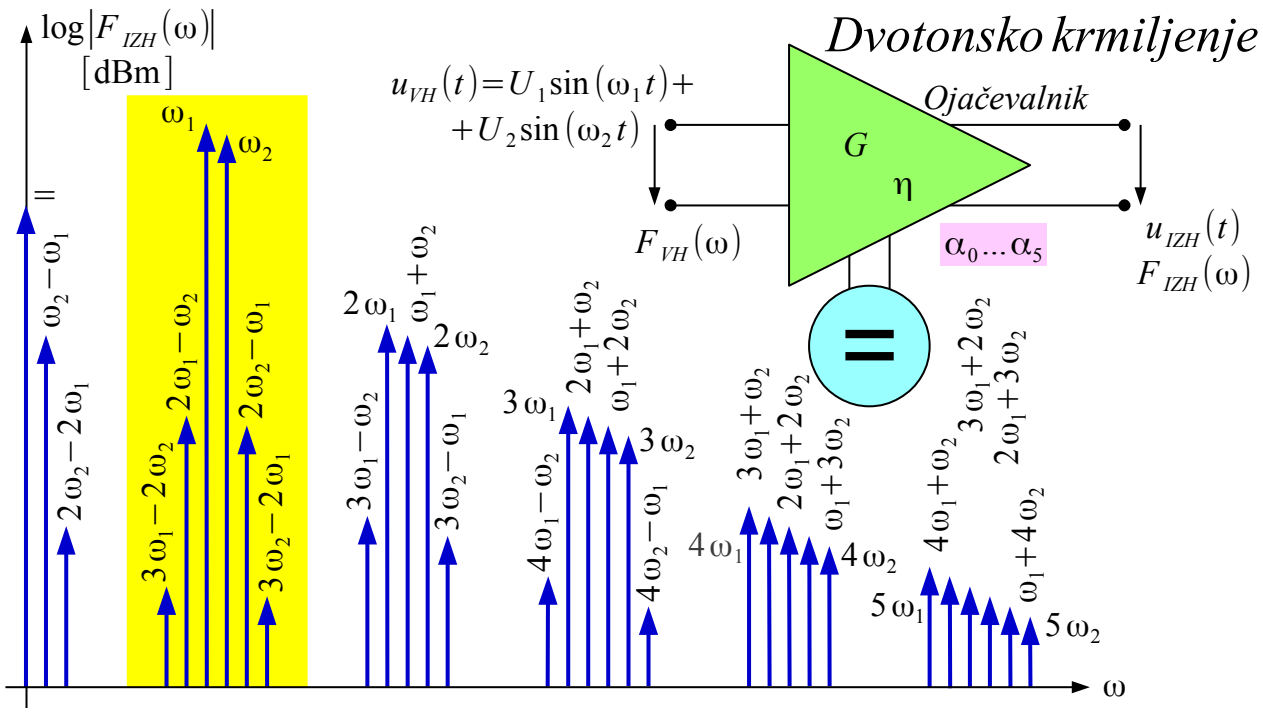
Popačenje ojačevalnika s pasovnim sitom na izhodu je v primeru sinusnega krmiljenja z eno samo frekvenco $\omega_0$ popolnoma nemoteče. Zaradi nazornosti je prikaz spektra popačenja za sinusno krmiljenje omejen na prispevke členov $\alpha_0 \ldots \alpha_5$ :




Praktično je izločanje produktov popačenja z razmeroma širokim pasovnim sitom omejeno na signale s konstantno ovojnico, kot so (analogna) frekvenčna oziroma (številska) fazna modulacija. Vse ostale modulacije s spremenljivo ovojnico zahtevajo bolj temeljito obravnavo popačenja z zahtevnejšim preizkusnim signalom. V laboratoriju je najlažje izvedljiv dvotonski preizkus z dvema sinusnima signaloma različnih frekvenc $\omega_1, \omega_2$ in amplitud $U_1, U_2$ .

Spekter popačenja ojačevalnika je pri dvotonskem krmiljenju dosti bolj kompliciran. Že člen $\alpha_2$ daje poleg drugih harmonikov $2\omega_1, 2\omega_2$ še mešalna produkta drugega reda $\omega_2+\omega_1, \omega_2-\omega_1$ . Pri členu $\alpha_3$ so poleg tretjih harmonikov $3\omega_1, 3\omega_2$ prisotni še štirje produkti mešanja tretjega reda $2\omega_1+\omega_2, 2\omega_1-\omega_2, \omega_1+2\omega_2, 2\omega_2-\omega_1$ . Pri členu $\alpha_4$ je poleg četrtih harmonikov $4\omega_1, 4\omega_2$ prisotno še šest produktov mešanja četrtega reda $3\omega_1+\omega_2, 2\omega_1+2\omega_2, \omega_1+3\omega_2, 3\omega_1-\omega_2, 2\omega_2-2\omega_1, 3\omega_2-\omega_1$ .

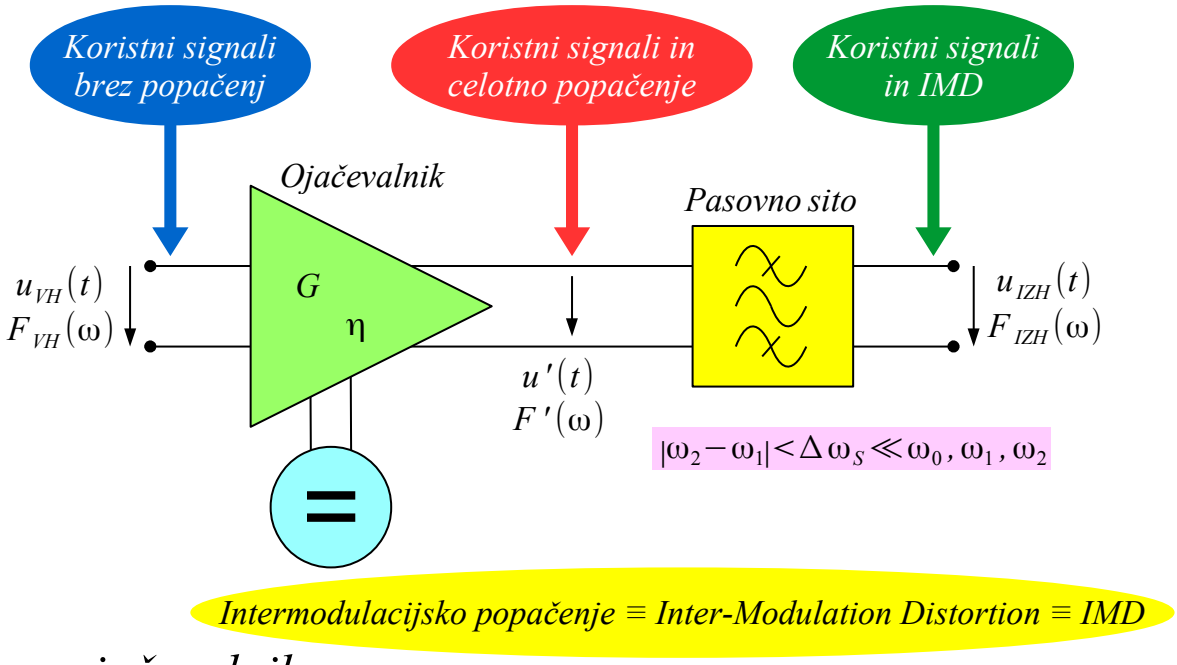
Pasovno sito na izhodu je v primeru dvotonskega krmiljenja z dvema frekvencama $\omega_1, \omega_2$ lahko neučinkovito. Še posebno je pasovno sito neučinkovito v primeru majhne relativne razlike $\Delta\omega=\omega_2-\omega_1 \ll \omega_1, \omega_2$ med obema tonoma. Zaradi nazornosti je prikaz spektra popačenja za dvotonsko krmiljenje omejen na prispevke členov $\alpha_0 \ldots \alpha_5$ :




Iz spektra popačenja je razvidno, da se nekateri produkti mešanja lihih višjih redov pojavijo v neposredni bližini izvornih spektralnih črt $\omega_1, \omega_2$. Pri majhni relativni razliki frekvenc $\Delta\omega = \omega_2 - \omega_1 \ll \omega_1, \omega_2$ je s frekvenčnim pasovnim sitom zelo težko izločiti nadležna produkta mešanja tretjega reda $2\omega_1 - \omega_2, 2\omega_2 - \omega_1$, nadležna produkta mešanja petega reda $3\omega_1 - 2\omega_2, 3\omega_2 - 2\omega_1$ in podobne nadležne produkte višjih lihih redov, ki zaradi preprostosti na spektru dvotonskega popačenja niso prikazani.

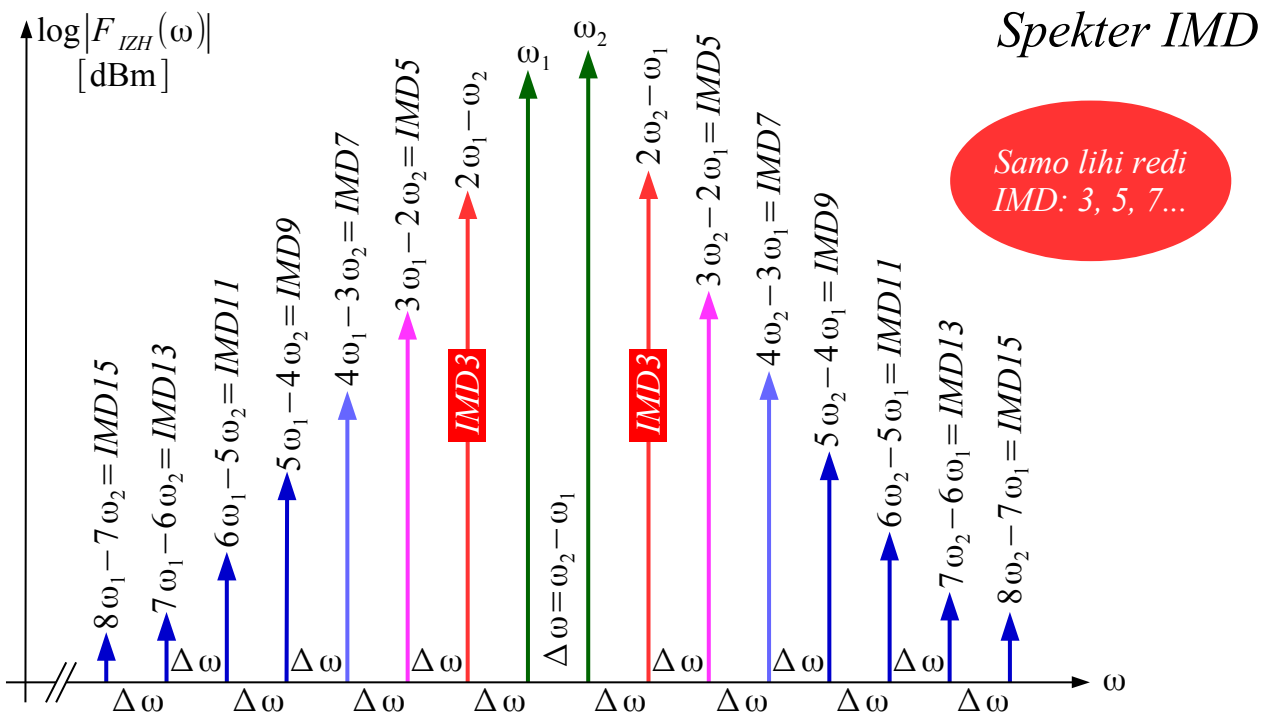
Ker se nadležni produkti mešanja lihih redov pojavijo v neposredni bližini izvornih spektralnih črt $\omega_1, \omega_2$ v frekvenčnem pasu modulacije signala, so poimenovani intermodulacijsko popačenje ali IMD (Inter-Modulation Distortion).

Z dvotonskim signalom $F_{VH}(\omega)$ krmiljen visokofrekvenčni ojačevalnik popači signal v pisan spekter množice črt $F'(\omega)$. Večino spektralnih črt popačenja odstrani frekvenčno pasovno sito. Spektralnih črt intermodulacijskega popačenja frekvenčno pasovno sito na izhodu ne more odstraniti. Spekter izhodnega signala $F_{IZH}(\omega)$ vsebuje ojačana izvorna signala $\omega_1, \omega_2$ in intermodulacijske produkte:




## Sito za ojačevalnikom

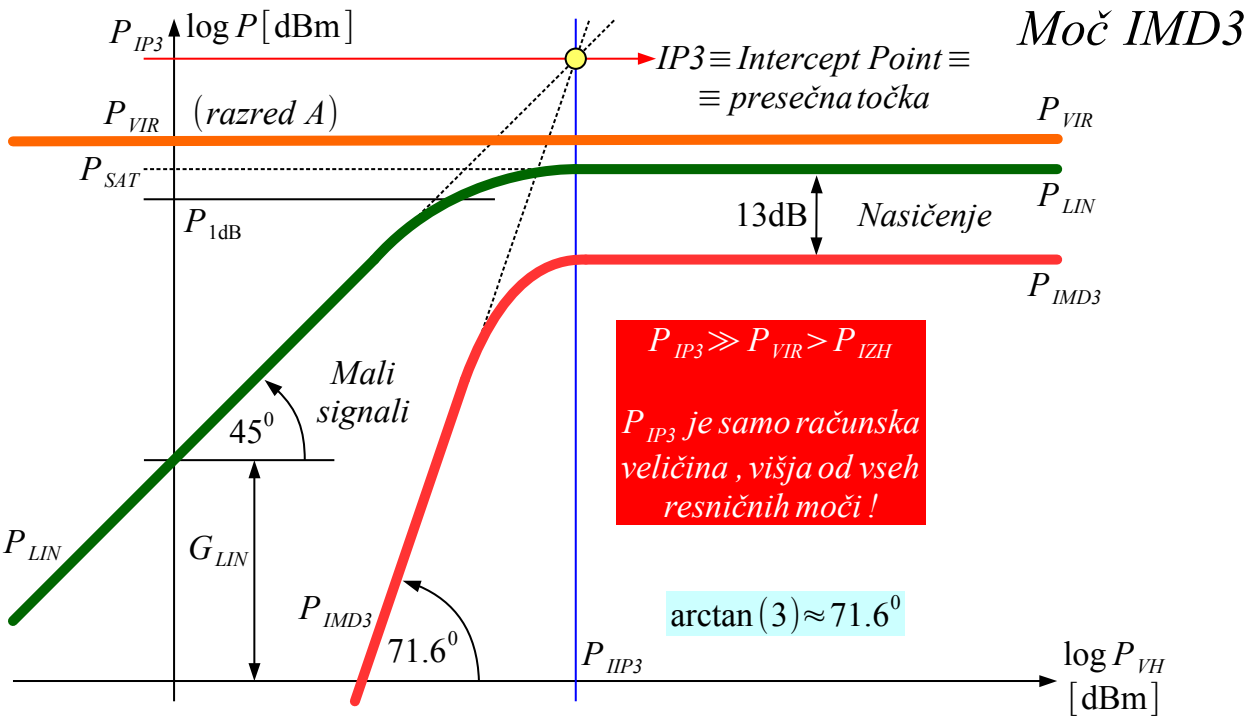
Frekvenčni spekter intermodulacijskega popačenja za dvotonsko krmiljenje je podrobno prikazan na spodnji sliki vse do reda popačenja *IMD15* :




Vse sosednje spektralne črte intermodulacijskega popačenja so razmaknjene za razliko frekvenc $\Delta\omega=\omega_2-\omega_1 \ll \omega_1, \omega_2$ osnovnih dveh krmilnih tonov. Z višanjem reda popačenja se spektralne črte IMD frekvenčno oddaljujejo od osnovnih dveh krmilnih tonov $\omega_1, \omega_2$ . Hkrati z višanjem reda popačenja upada jakost spektralnih črt IMD. Čeprav ima polinom odziva

ojačevalnika neskončno členov, produkti popačenja nad določenim redom izginejo v toplotnem šumu oziroma postanejo tako šibki, da niso več moteči.

Pri malih močeh $P_{IZH} < P_{1dB}$ je izhodna moč linearno ojačanih črt $\omega_1, \omega_2$ skoraj premo-sorazmerna moči krmiljenja $P_{LIN} \approx G_{LIN} \cdot P_{VH}$, kar v logaritemski skali predstavlja premica pod kotom $45^0$. Moč intermodulacijskih produktov tretjega reda narašča s kubom moči krmiljenja $P_{IMD3} \approx G_3 \cdot P_{VH}^3$, kar v logaritemski skali predstavlja premica pod kotom $\arctan(3) \approx 71.7^0$. Pri dovolj malih močeh so intermodulacijski produkti lahko poljubno oslabljeni glede na linearno ojačanje:




Pri večanju moči nad $P_{IZH} > P_{1dB}$ nastopi nasičenje tako za linearno ojačano moč $P_{LIN}$ kot za intermodulacijske produkte vseh redov vključno s $P_{IMD3}$. Moč intermodulacijskih produktov $P_{IMD3} < P_{LIN}$ niti v nasičenju ne preseže moči osnovnih tonov $\omega_1, \omega_2$. Pri ojačevalnikih, ki se v nasičenju obnašajo kot omejevalniki s konstantno izhodno močjo $P_{SAT}$, se nasičenje popačenja ustali na znani razdalji $\log P_{IMD3} \approx \log P_{LIN} - 13\mathrm{dB}$ pod močjo osnovnih tonov.

Izračun moči popačenja $P_{IMD3} \approx G_3 \cdot P_{VH}^3$ pri malih močeh izven nasičenja zahteva neroden podatek $G_3[\mathrm{W}^{-2}]$. K izračunu moči IMD je smiselno pristopiti drugače. Obe premici odzivov $P_{LIN}$ in $P_{IMD3}$ za male signale se v logaritemski skali podaljša v področje nasičenja. Tam se premici

morata nekje sekati. Presečna točka tretjega reda IP3 (Intercept Point) predstavlja sicer neresnično visoko moč $P_{IP3} \gg P_{VIR}$, običajno dosti večjo od moči vira napajanja. Po drugi strani je nefizikalna moč $P_{IP3}[\mathrm{W}]$ odličen računski pripomoček.

Ko bi podaljški premic veljali, bi bili v presečni točki IP3 moči linearnega ojačanja in popačenja enaki $P_{LIN} = P_{IMD3} = P_{IP3}$ pri krmiljenju s $P_{IIP3}$ (Input Intercept Point). Pri računu popačenja je kakršnokoli sklicevanje na vhod nerodno, zato se iz enačb v presečni točki IP3 najprej izloči prav $P_{IIP3}$. Z znanim $P_{IIP3}$ se da v presečni točki IP3 izraziti nerodni $G_3$ kot funkcijo $G_{LIN}$ in $P_{IP3}$. Končno se moč popačenja $P_{IMD3}$ izračuna iz poljubne $P_{LIN}$ samo s pomočjo $P_{IP3}$:

# Presečna točka

*Mali signali* $P_{IZH} < P_{1\mathrm{dB}}$

$$P_{LIN} \approx \cancel{G_{LIN}} \cdot P_{VH}$$

$$P_{IMD3} \approx \cancel{G_3} \cdot P_{VH}^3$$

*Računanje* $P_{IMD3}$ *preko* $P_{IP3}$

$$P_{IMD3} = \frac{P_{LIN}^3}{P_{IP3}^2}$$

$$\log P_{IMD3} = 3 \log P_{LIN} - 2 \log P_{IP3}$$

*Presečna točka premic IP3*

$$P_{IP3} = G_{LIN} \cdot P_{IIP3} = G_3 \cdot P_{IIP3}^3$$

$$P_{IIP3} = \frac{P_{IP3}}{G_{LIN}} \quad \rightarrow \quad P_{IP3} = G_3 \cdot \left( \frac{P_{IP3}}{G_{LIN}} \right)^3$$

$$G_3 = \frac{G_{LIN}^3}{P_{IP3}^2} \quad \rightarrow \quad P_{IMD3} = \frac{G_{LIN}^3}{P_{IP3}^2} \cdot P_{VH}^3$$

*Do katerega reda je smiselno računati* $P_{IMDn}$*?*

*IMD višjih redov* $\rightarrow$ *presečne točke IPn*

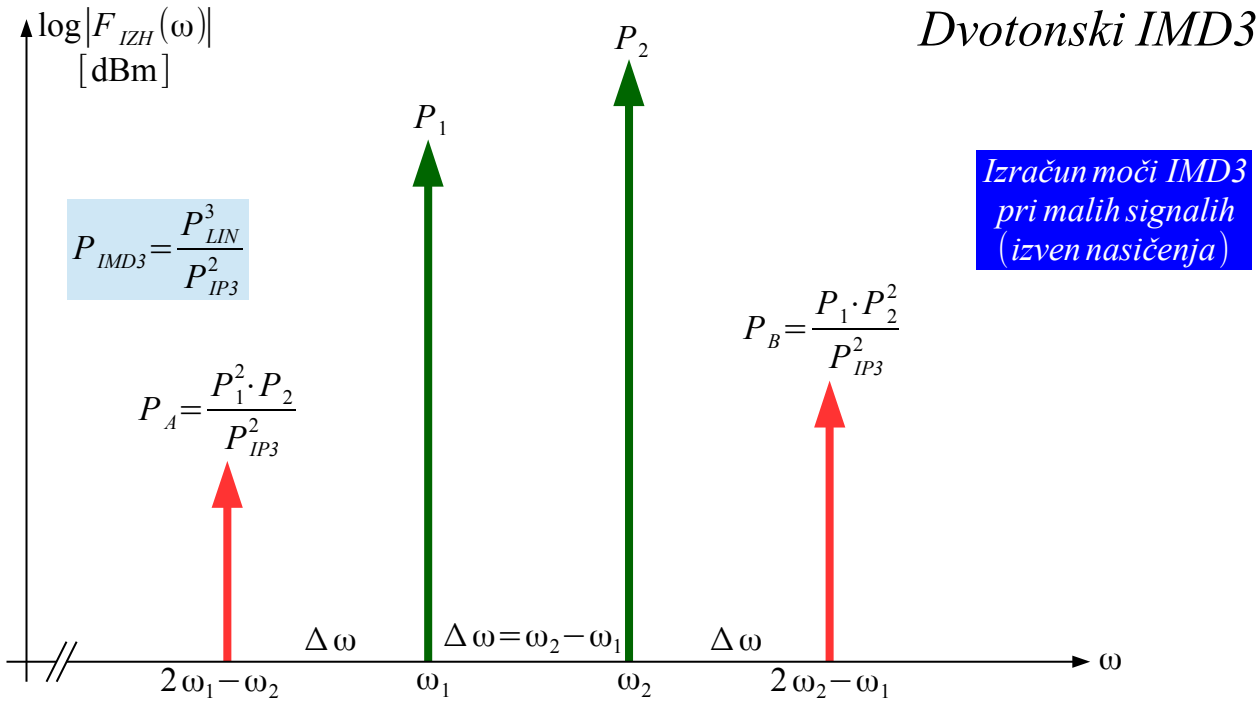
$$P_{IMDn} = \frac{P_{LIN}^n}{P_{IPn}^{n-1}}$$

$$\log P_{IMDn} = n \log P_{LIN} - (n-1) \log P_{IPn}$$

Opisani izračun je zelo smiseln, ker so vse spremenljivke $P_{LIN}$, $P_{IMD3}$ in $P_{IP3}$ vezane izključno na izhod ojačevalnika. Čeprav izgleda $P_{IP3} \gg P_{VIR}$ nesmiselno visoka, je moč presečne točke sorazmerna porabi napajanja ojačevalnika $P_{IP3} = \alpha \cdot P_{VIR}$. Po drugi strani popačenje ojačevalnika ni neposredno vezano na vhodno moč $P_{VH}$ niti na ojačanja $G_{LIN}$ oziroma $G_3$.

Računska veličina $P_{IP3}[\mathrm{W}]$ je preprosta za uporabo tudi v primeru, ko moči krmilnih tonov $\omega_1, \omega_2$ nista enaki med sabo $P_1 \neq P_2$. V mešalnem produktu $2\omega_1 - \omega_2$ je treba najprej narediti drugi harmonik

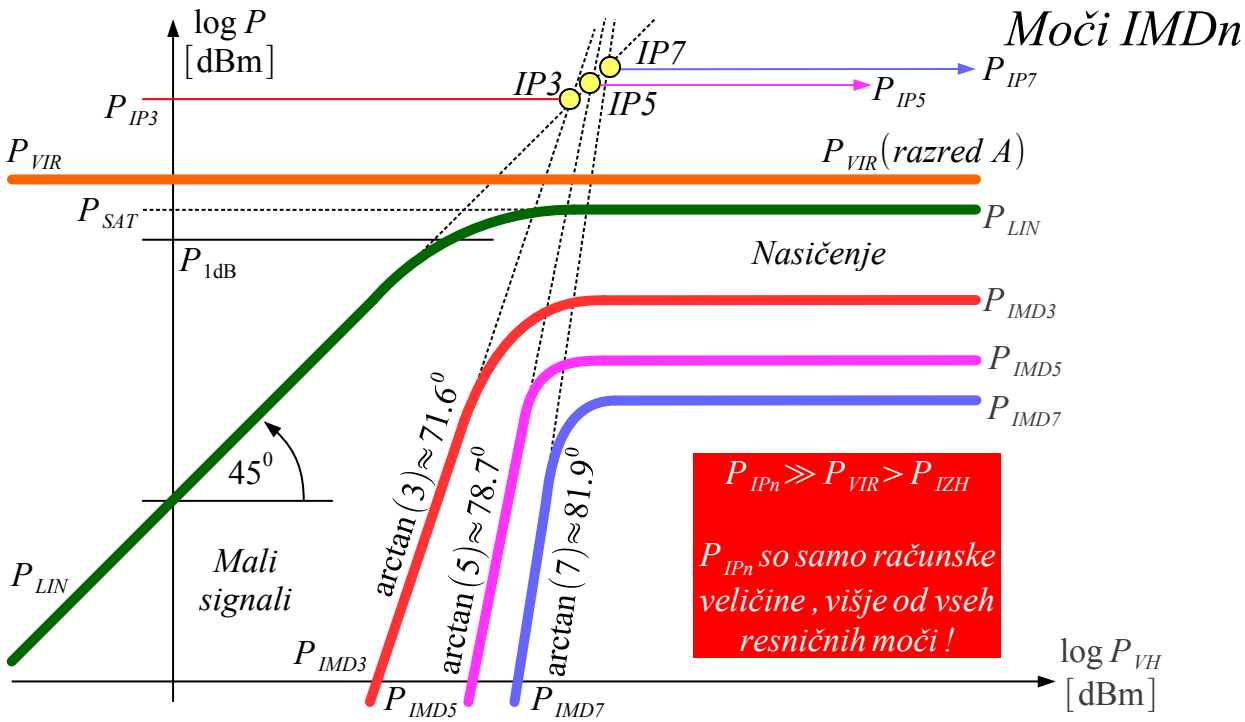
$2\omega_1$ , kar potrebuje kvadrat moči $P_1^2$ . Od drugega harmonika je treba nato z mešanjem odšteti frekvenco drugega tona $\omega_2$ , kar je premo-sorazmerno njegovi moči $P_2$ . Skupna moč popačenja $2\omega_1-\omega_2$ torej znaša $P_A=P_1^2\cdot P_2/P_{IP3}^2$ :




Enakovreden račun za produkt tretjega reda $2\omega_2-\omega_1$ daje moč $P_B=P_1\cdot P_2^2/P_{IP3}^2$ .

Intermodulacijsko popačenje višjih redov $IMD5, IMD7\ldots$ se obnaša zelo podobno $IMD3$ . Z višanjem reda se jakost intermodulacijskih produktov znižuje. Na izhodu ojačevalnika-omejevalnika vsi intermodulacijski produkti dosežejo pri visokem krmiljenju pripadajočo moč nasičenja.

Pri malih signalih vsi intermodulacijski produkti upadajo, vsak sorazmerno potenci svojega reda. V logaritemski skali $IMD3$ upada po premici z naklonom $\arctan(3)\approx 71.6^0$ , $IMD5$ upada po premici z naklonom $\arctan(5)\approx 78.7^0$ , $IMD7$ upada po premici z naklonom $\arctan(7)\approx 81.9^0$ in tako naprej:



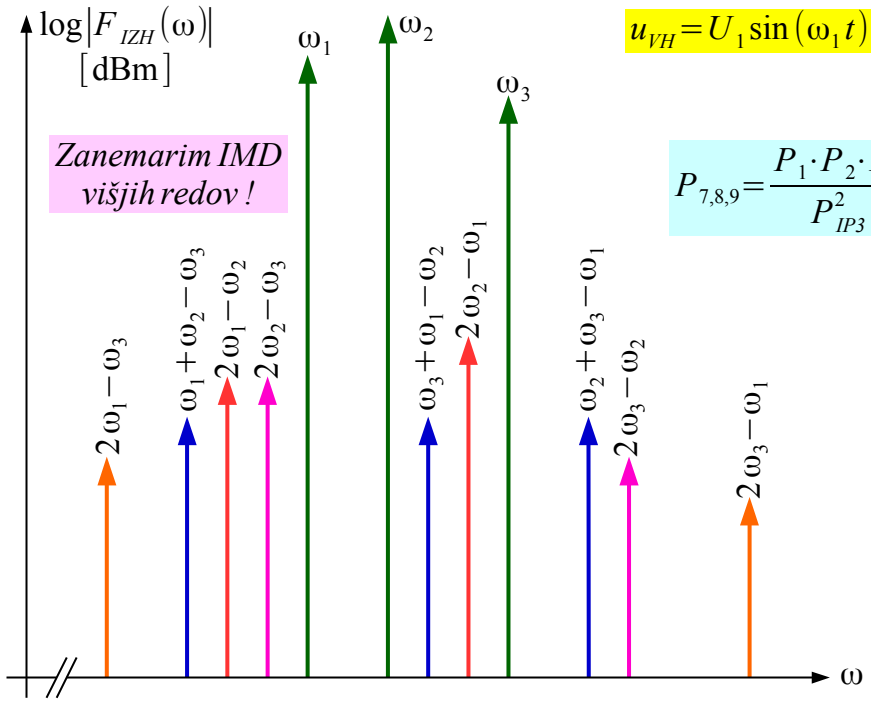

Vsak intermodulacijski produkt $IMD3, IMD5, IMD7 \ldots$ doseže v podaljških premic odzivov za male signale $\arctan(n)$ pripadajočo presečno točko IP3, IP5, IP7 … Vse presečne točke imajo nefizikalno visoke moči $P_{IMDn} \gg P_{VIR}$. Po drugi strani so moči presečnih točk $P_{IPn}[\mathrm{W}]$ odlični računski pripomočki za izračun popačenja malih signalov $P_{IMDn} = P_{LIN}^{n} / P_{IPn}^{n-1}$.

Računska obravnava je običajno smiselna za intermodulacijski popačenji tretjega $IMD3$ in petega $IMD5$ reda. Intermodulacijski produkti višjih redov $IMD7, IMD9, IMD11 \ldots$ postanejo pomembni šele v globokem nasičenju ojačevalnika. Ker z višanjem reda popačenja $n\uparrow$ postajajo premice za male signale $\arctan(n)$ čedalje bolj strme, intermodulacijski produkti višjih redov pri mali signalih niso opazni.

Število intermodulacijskih produktov se hitro veča s številom krmilnih tonov. Če namesto dveh frekvenc $\omega_1, \omega_2$ ojačevalnik krmili $N$ različnih frekvenc $\omega_1 \ldots \omega_N$, število intermodulacijskih produktov tretjega reda $IMD3$ naraste na kar $M = (N^3 - N^2)/2$ različnih spektralnih črt popačenja.

Tritonsko krmiljenje $\omega_1, \omega_2, \omega_3$ proizvede $M = 9$ različnih intermodulacijskih produktov tretjega reda. Dva produkta $IMD3$ naredi par frekvenc $\omega_1, \omega_2$. Nadaljnja dva produkta $IMD3$ naredi par frekvenc $\omega_2, \omega_3$. Še dodatna dva produkta $IMD3$ naredi par frekvenc $\omega_1, \omega_3$.

Končno mešanje vseh treh frekvenc $\omega_1, \omega_2, \omega_3$ naredi še preostale tri produkte intermodulacijskega popačenja tretjega reda $\omega_1+\omega_2-\omega_3$ , $\omega_3+\omega_1-\omega_2$ in $\omega_2+\omega_3-\omega_1$ :




$$u_{VH}=U_1\sin(\omega_1 t)+U_2\sin(\omega_2 t)+U_3\sin(\omega_3 t)$$

$$P_{7,8,9}=\frac{P_1\cdot P_2\cdot P_3}{P_{IP3}^2}$$

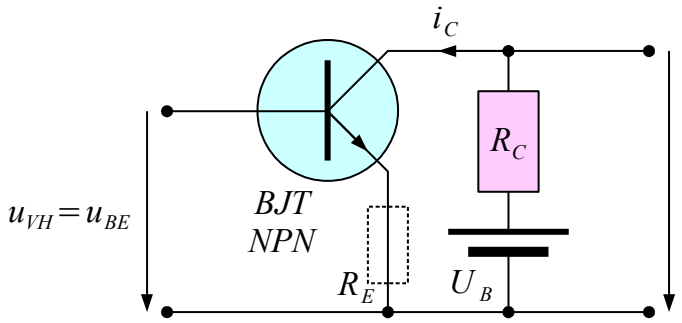
| | |
|---|---|
| 1 | $2\omega_1-\omega_2$ |
| 2 | $2\omega_2-\omega_1$ |
| 3 | $2\omega_2-\omega_3$ |
| 4 | $2\omega_3-\omega_2$ |
| 5 | $2\omega_1-\omega_3$ |
| 6 | $2\omega_3-\omega_1$ |
| 7 | $\omega_1+\omega_2-\omega_3$ |
| 8 | $\omega_3+\omega_1-\omega_2$ |
| 9 | $\omega_2+\omega_3-\omega_1$ |

*Tritonski IMD3*

Intermodulacijsko popačenje proizvaja večina nelinearnih gradnikov. V elektronskih vezjih so to največkrat diode in tranzistorji. V ojačevalnikih je smiselno vrednotiti nelinearnost kot razmerje med močjo presečne točke tretjega reda in močjo nasičenja $P_{IP3}/P_{1\mathrm{dB}}$ . Podobno merilo je razmerje med močjo presečne točke in močjo vira napajanja $P_{IP3}/P_{VIR}$ .

Višja moč presečne točke $P_{IP3}$ preprosto pomeni nižje popačenje pri zahtevani izhodni moči $P_{IZH}$ . Višjo moč nasičenja $P_{1\mathrm{dB}}=\eta_{1\mathrm{dB}}\cdot P_{VIR}$ omogočata večji tranzistor in višja moč napajanja $P_{VIR}$ . Izkoristek $\eta_{1\mathrm{dB}}$ je za določeno tehnologijo tranzistorjev znan. Izkoristek $\eta_{1\mathrm{dB}}$ se kaj dosti ne spreminja med tranzistorji različnih velikosti, izdelanih v isti tehnologiji.

Bipolarni tranzistor ima eksponentni odziv $i_C(u_{BE})$ . Polinom odziva ojačevalnika z bipolarnim tranzistorjem $u_{IZH}(u_{VH})$ ima neskončno členov. Nelinearnost bipolarnega tranzistorja pri visokih frekvencah dodatno povečuje nelinearna kapacitivnost manjšinskih nosilcev v bazi $C_m=\tau/R_d$ . Moč presečne točke $P_{IP3}$ ojačevalnika z bipolarnim tranzistorjem je lahko komaj 10-kratna vrednost moči nasičenja $P_{1\mathrm{dB}}$ :




$$i_C=\beta\cdot I_S\cdot\left(e^{\frac{|Q_e|}{n k_B T}\cdot u_{BE}}-1\right)$$

$$u_{IZH}=U_B-i_C\cdot R_C$$

$$u_{IZH}=\alpha_0+\alpha_1\cdot u_{VH}+\alpha_2\cdot u_{VH}^2+\alpha_3\cdot u_{VH}^3+\alpha_4\cdot u_{VH}^4+\ldots$$

$$P_{IP3}\approx 10\cdot P_{1dB}$$

$$\log P_{IP3}\approx\log P_{1dB}+10dB$$

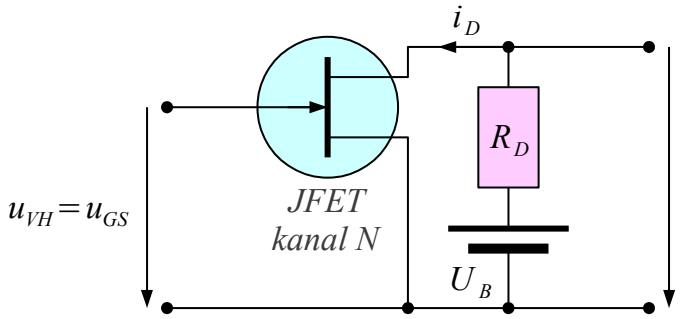
*Ocena $P_{IP3}$ bipolarnega tranzistorja brez negativne povratne vezave*

$R_E$ (*negativna povratna vezava*) $\rightarrow$ $\log P_{IP3}\approx\log P_{1dB}+15dB$

## BJT IMD

Vsi močnostni bipolarni tranzistorji vsebujejo emitorske izenačevalne upore za omejevanje sekundarnega preboja. Negativna povratna vezava emitorskih uporov izboljša linearnost ojačevalnika na $P_{IP3}/P_{1dB}\approx 30$ .

Poljski tranzistor ima v osnovi kvadratni odziv $i_D(u_{GS})$ . Polinom odziva nima kubnega niti višjih členov, da je intermodulacijsko popačenje brez globokega prekrmiljenja razmeroma majhno:




$$i_D=I_{DSS}\cdot\left(\frac{u_{GS}-U_P}{U_P}\right)^2$$

$$u_{IZH}=U_B-i_D\cdot R_D$$

$$u_{IZH}=\alpha_0+\alpha_1\cdot u_{VH}+\alpha_2\cdot u_{VH}^2$$

*Višjih členov ni!*

$$P_{IP3}\approx 100\cdot P_{1dB}$$

$$\log P_{IP3}\approx\log P_{1dB}+20dB$$

*Ocena $P_{IP3}$ poljskega tranzistorja oziroma MMIC ojačevalnika z močno negativno povratno vezavo*

*Paraziti dajo višje člene*

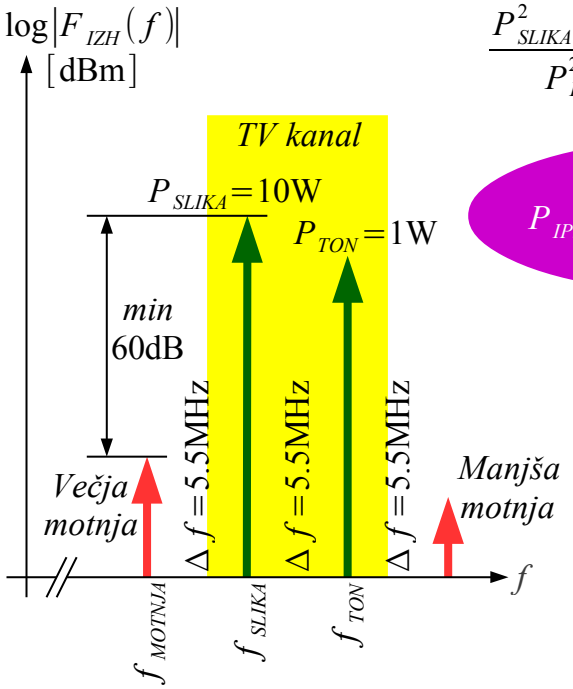
## FET IMD

Odstopanja odziva poljskega tranzistorja in razne nelinearne parazitne

kapacitivnosti omejujejo moč presečne točke $P_{IP3}$ na 100-kratno vrednost moči nasičenja $P_{1\mathrm{dB}}$. Podobno intermodulacijsko popačenje dosegajo tudi MMIC ojačevalniki z bipolarnimi tranzistorji in močno negativno povratno vezavo.

Učinek nelinearnosti različnih ojačevalnikov je nazorno viden v preprostem analognem TV oddajniku male moči. Glavnino moči analognega TV oddajnika predstavljata nosilec slike in nosilec tona na medsebojni razdalji $\Delta f = 5.5\mathrm{MHz}$. Slika mora biti po TV standardu 10-krat močnejša od tona. Smiselna zahteva za mali TV oddajnik z eno samo skupno izhodno stopnjo za sliko in ton je $P_{SLIKA} = 10\mathrm{W}$ in $P_{TON} = 1\mathrm{W}$. Podobne zahteve za več-tonsko ojačanje s skupno izhodno stopnjo ima tudi bazna postaja UMTS.

Oba intermodulacijska produkta tretjega reda povzročata motnje v sosednjih kanalih. Po predpisih mora biti motnja dušena za najmanj $-60\mathrm{dB}$ glede na najmočnejšo črto, nosilec slike. Moč motnje mora biti enaka ali manjša od $P_{MOTNJA} \leq 10\,\mu\mathrm{W}$. $P_{SLIKA} = 10\mathrm{W}$, $P_{TON} = 1\mathrm{W}$ in $P_{MOTNJA} = 10\,\mu\mathrm{W}$ določajo moč presečne točke $P_{IP3} = 3.16\mathrm{kW}$ ne glede na tehnologijo izdelave izhodne stopnje oddajnika:




$$\frac{P_{SLIKA}^2 \cdot P_{TON}}{P_{IP3}^2} = P_{MOTNJA} \leq P_{SLIKA} \cdot 10^{-60\mathrm{dB}/10} = 10\,\mu\mathrm{W}$$

$$P_{IP3} = \sqrt{\frac{P_{SLIKA}^2 \cdot P_{TON}}{P_{MOTNJA}}} = 3.16\mathrm{kW}$$

*Razred A*: $\eta_{1\mathrm{dB}} \approx 30\%$

*Analogna TV → UMTS*

| *Gradnik* | $P_{1\mathrm{dB}}$ | $P_{VIR}$ |
|---|---|---|
| *BJT* | 316W | 1.05kW |
| *FET* | 31.6W | 105W |

*Poraba oddajnika*

Pri uporabi bipolarnega tranzistorja v izhodni stopnji znaša razmerje komaj $P_{IP3}/P_{1\mathrm{dB}} \approx 10$. Slednje pomeni zahtevo za $P_{1\mathrm{dB}} \approx 316\mathrm{W}$ oziroma porabo izhodne stopnje oddajnika $P_{VIR} \approx 1.05\mathrm{kW}$.

Pri uporabi poljskega tranzistorja v izhodni stopnji znaša razmerje okoli

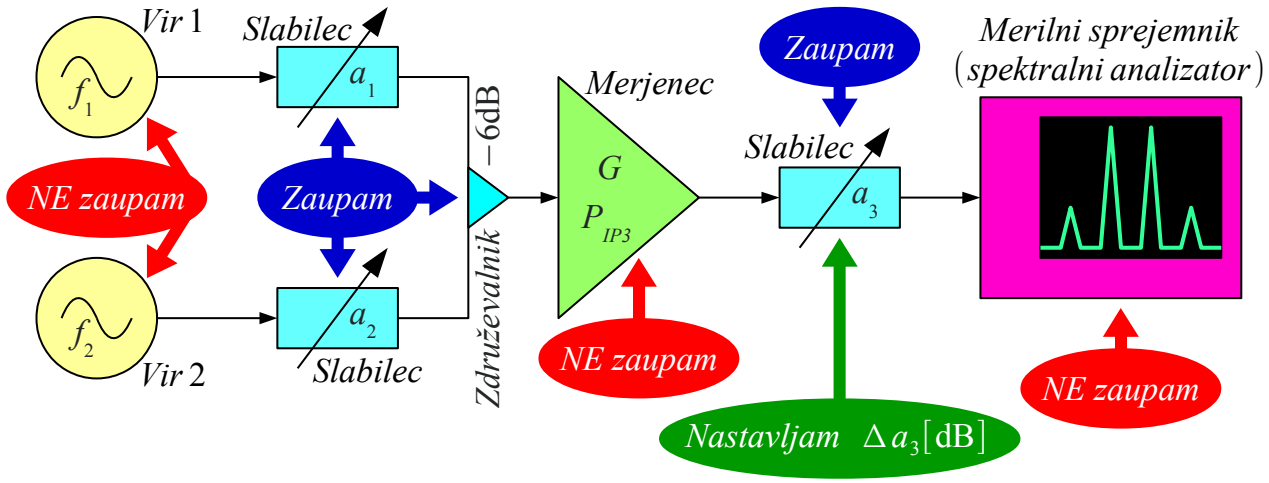
$P_{IP3}/P_{1dB} \approx 100$ . Slednje pomeni zahtevo za $P_{1dB} \approx 31.6\mathrm{W}$ oziroma porabo izhodne stopnje oddajnika $P_{VIR} \approx 105\mathrm{W}$ .

Meritev intermodulacijskega popačenja je na prvi pogled preprosta: dva sinusna izvora na vhodu merjenca in visokofrekvenčni spektralni analizator na izhodu merjenca. Vprašanje je, kje je nastalo intermodulacijsko popačenje: v merjencu, v enem ali obeh izvorih ali v spektralnem analizatorju? Sodobni merjenci niso bistveno slabši od spektralnega analizatorja niti od merilnih izvorov.

Edini gradnik, ki se mu lahko zaupa, da je linearen, je prilagojen uporovni slabilec. Vsaj dokler se iz uporov še ne kadi... Laboratorijski slabilci so lahko nastavljivi v stopnjah, kar zelo pomaga pri iskanju izvora popačenja.

Ker sta izhoda virov vezana vzporedno, lahko signal prvega vira zaide v izhodno stopnjo drugega vira in tam proizvaja mešalne produkte na nelinearnostih. Isto gre tudi v obratni smeri, signal iz drugega vira zaide v izhodno stopnjo prvega. Da se to ne zgodi, potrebuje vsak vir na svojem izhodu ločen uporovni slabilec.

Dveh izhodov obeh virov s slabilci z impedanco $Z_K = 50\Omega$ se ne sme preprosto vezati vzporedno na vhod merjenca, ker nobeden od treh udeležencev ne bo impedančno prilagojen. Potreben je dodaten uporovni združevalnik $-6\mathrm{dB}$ , trikotnik iz uporov $R = 50\Omega$ , ki poskrbi za pravilno impedančno zaključitev obeh virov in merjenca:




| | |
|---|---|
| $\Delta \log P_{IMD3} \approx \Delta a_3[\mathrm{dB}]$ | *Izvor IMD3 je PRED slabilcem (merjenec)* |
| $\Delta \log P_{IMD3} \approx 3\Delta a_3[\mathrm{dB}]$ | *Izvor IMD3 je ZA slabilcem (napaka merilnika)* |

*Meritev IMD*

Merjenec lahko zmore veliko izhodno moč. Slabilec na izhodu merjenca $a_3$ je potreben že za zaščito občutljivega vhoda merilnega sprejemnika. Nastavljivi slabilec med merjencem in spektralnim analizatorjem je sicer potreben za določanje izvora popačenja: merjenec ali spektralni analizator?

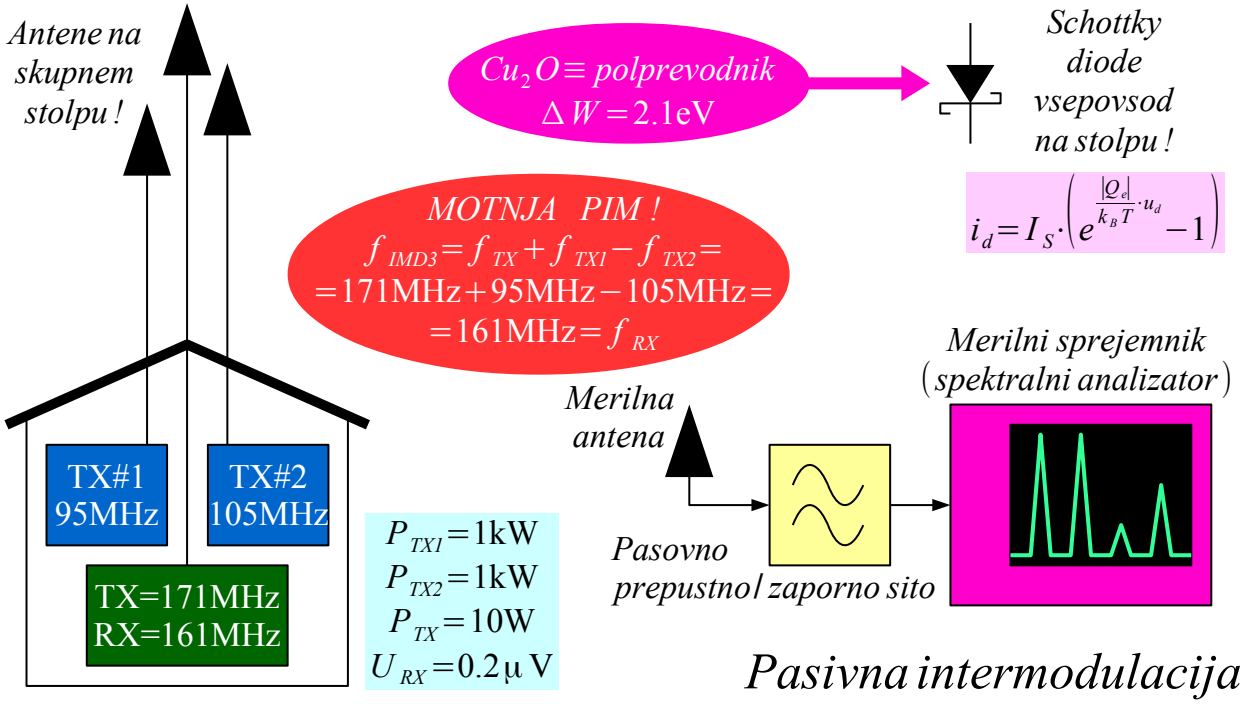
Če je nastavljivi slabilec $a_3$ vreden zaupanja, je določanje izvora popačenja preprosto. Kar se na zaslonu spektralnega analizatorja dvigne ali spusti za ENAKO število decibelov kot na slabilcu, je nastalo PRED slabilcem. Kar se na zaslonu spektralnega analizatorja dvigne ali spusti za TRIKRATNO število decibelov slabilca, je intermodulacijsko popačenje, nastalo ZA slabilcem.

Če sta nastavljiva slabilca $a_1$ in $a_2$ zaupanja vredna in je uporovni združevalnik zaupanja vreden, je določanje izvora in reda popačenja preprosto. Vir 1, vir 2 ali veriga merjenca in spektralnega analizatorja, ki sledi? Zanesljivi nastavljivi slabilci vedno omogočajo določiti izvor popačenja v zahtevni meritvi intermodulacijskega popačenja. Pri natančnem ugotavljanju izvora popačenja v merilnih pripomočkih se iz verige lahko začasno izloči merjenec.

Intermodulacijsko popačenje se pojavi tudi izven oddajnikov in sprejemnikov. V radijskih zvezah je pogost primer IMD v inštalacijah na skupnem antenskem stolpu, imenovan tudi pasivna intermodulacija ali PIM (Passive InterModulation).

Bakrov oksid (oksidul) $Cu_2O$ je polprevodnik s prepovedanim energijskim pasom $\Delta W \approx 2.1\mathrm{eV}$, iz katerega so nekoč izdelovali usmernike za nizke napetosti in velike tokove. Polprevodniške lastnosti imajo tudi drugi oksidi, ampak radijske antene, kabli in pripadajoče vtičnice so večinoma izdelani iz bakra. Na istem antenskem stolpu je običajno več anten sicer neodvisnih naprav, ki se ob nesrečni izbiri delovnih frekvenc lahko motijo med sabo preko PIM.

Na skupnem antenskem stolpu sta lahko dva FM radiodifuzna oddajnika velike moči $P_{TX1} \approx P_{TX2} \approx 1\mathrm{kW} = +60\mathrm{dBm}$. Njuni delovni frekvenci $f_{TX1} = 95\mathrm{MHz}$ in $f_{TX2} = 105\mathrm{MHz}$ omogočata, da sta oba radiodifuzna oddajnika povezana celo na skupno anteno preko primerne frekvenčne kretnice. Na isti stolp je nameščen tudi repetitor gasilcev, ki hkrati sprejema na $f_{RX} = 161\mathrm{MHz}$ in oddaja na $f_{TX} = 171\mathrm{MHz}$ z močjo $P_{TX} = 10\mathrm{W} = +40\mathrm{dBm}$. Občutljivost sprejemnika ozkopasovnega FM repetitorja dosega $U_{RX} \approx 0.2\,\mu\mathrm{V}$ oziroma $P_{RX} \approx -120\mathrm{dBm}$:




Načrt dodeljevanja frekvenc repetitorjev zahteva, da znaša razlika oddajne in sprejemne frekvence natančno $f_{TX} - f_{RX} = 10\text{MHz}$ . Frekvenci radiodifuznih oddajnikov sta nesrečno izbrani na enakem razmaku $f_{TX2} - f_{TX1} = 10\text{MHz}$ . Mešalni produkt tretjega reda frekvenc vseh treh oddajnikov $f_{TX} + f_{TX1} - f_{TX2} = 161\text{MHz} = f_{RX}$ pade natančno na frekvenco sprejemnika repetitorja!

Glede na ogromen razpon moči $P_{TX1}/P_{RX} = 10^{18} = 180\text{dB}$ za učinkovito motnjo sploh ni potrebno kdovekako učinkovito mešanje. Ogromen razpon moči tudi otežuje meritve. Razpona kar $180\text{dB}$ sam zase ne zmore noben sodoben spektralni analizator. Meritev PIM zahteva dodatna pasovno-prepustna in pasovno-zaporna frekvenčna sita na vhodu spektralnega analizatorja. Praktična izbira je dodatna enaka frekvenčna kretnica, kot jo uporablja repetitor za povezavo sprejemnika in oddajnika na skupno anteno.

Dodatna težava PIM je v tem, da je časovno zelo spremenljiva. Oksidi na antenski napeljavi rastejo s korozijo vremenskih učinkov. Mokra napeljava se lahko obnaša drugače od suhe. Z večanjem števila najrazličnejših oddajnikov in njihovih pasovnih širin se je čedalje težje izogibati škodljivim učinkom PIM s primerno izbiro frekvenc. Obrzdanje PIM zahteva predvsem uporabo kakovostnih vtičnic v celotni antenski napeljavi vseh udeležencev.

V zvezah po svetlobnih vlaknih na štiri do osem velikostnih razredov višjih frekvencah je marsikateri izračun iz visokofrekvenčne tehnike obrnjen na glavo. Polprevodniški ojačevalniki v visokofrekvenčni tehniki hranijo zelo

malo energije, da časovno skoraj neodvisen opis s polinomom ustreza. Aktivni ion erbija $Er^{3+}$ ima časovno konstanto svetlobnega črpanja kar $\tau \approx 10\mathrm{ms}$. Erbijev vlakenski laserski ojačevalnik zmore dosti višjo vršno moč od povprečne, da intermodulacijskega popačenja skoraj ne pozna.

Svetlobno vlakno je prenosna pot, izdelana iz ene najbolj obstojnih in trpežnih snovi, kremenovega stekla $SiO_2$. Slednje ima nelinearen koeficient lomnega količnika komaj $n_2 \approx 2.5 \cdot 10^{-20}\,\mathrm{m^2/W}$. Svetlobno vlakno dosega sprejemljivo slabljenje $a_{\mathrm{dB}} \approx -20\mathrm{dB}$ pri dolžini $l \approx 100\mathrm{km} \approx 10^{11}\lambda$. Moč v vlaknu lahko doseže $P \approx 100\mathrm{mW}$, kar daje v drobcenem jedru vlakna gostoto moči $S \approx 10^9\,\mathrm{W/m^2}$. Nelinearna fazna modulacija dosega kar nekaj radianov v opisanem svetlobnem vlaknu.

Križna fazna modulacija je nelinearen pojav tretjega reda, ki v svetlobnem vlaknu povzroča intermodulacijsko popačenje. Intermodulacijsko popačenje omejuje zmogljivost prekooceanskih kablov s presluhom med kanali valovno-dolžinskega (frekvenčnega) multipleksa WDM (Wavelength-Division Multiplex). Skladno z izračuni IMD v visokofrekvenčni tehniki se lahko tudi v svetlobnem vlaknu definira presečno točko tretjega reda IP3 in pripadajočo moč $P_{IP3}$:

*Nelinearni lomni količnik* $SiO_2$: $n = n_0 + n_2 \cdot P / A_{eff}$

$P = 100\mathrm{mW} \quad A_{eff} = 70\,\mu\mathrm{m}^2$

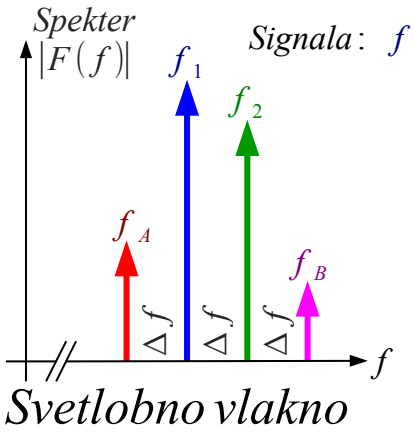
$n_0 \approx 1.46 \quad n_2 \approx 2.5 \cdot 10^{-20}\,\mathrm{m^2/W}$

$\lambda_0 = 1550\mathrm{nm} \quad l = 1\mathrm{km}$

*Lastna fazna modulacija*: $\Delta\phi = \Delta k \cdot l = \dfrac{2\pi n_2 P}{\lambda_0 A_{eff}} \cdot l \approx 0.15\mathrm{rd}$

*Križna fazna modulacija* → *Štirivalovno mešanje* $FWM$ (*Four – Wave Mixing*)

*Radijski inženirji* 50 *let pred optiki*: *Intermodulacijsko popačenje* 3. *reda* $IMD3$




*Signala*: $f_1 \quad f_2$ → *Mešalni produkti*: $f_A = 2f_1 - f_2 \quad f_B = 2f_2 - f_1$

$$P_A = \frac{P_1^2 P_2}{P_{IP3}^2} \qquad P_B = \frac{P_1 P_2^2}{P_{IP3}^2}$$

$$P_{IP3}[\mathrm{W}] = \frac{\lambda_0 A_{eff}}{2\pi n_2 l_{eff}}$$

$$\alpha\left[\frac{\mathrm{Np}}{\mathrm{m}}\right] = \frac{\ln 10}{20} a/l \left[\frac{\mathrm{dB}}{\mathrm{m}}\right]$$

*Dolgo vlakno*: $l \gg l_{eff}[\mathrm{m}] = \dfrac{1}{\sqrt{(2\alpha)^2 + (\Delta\beta)^2}}$

*Fazna neusklajenost*: $\Delta\beta\left[\dfrac{\mathrm{rd}}{\mathrm{m}}\right] = \beta_2 + \beta_A - 2\beta_1 \approx -\dfrac{2\pi\lambda_0^2 D}{c_0} \cdot (\Delta f)^2$

Moč presečne točke $P_{IP3}$ je premo-sorazmerna efektivni površini jedra vlakna $A_{eff}$ ter obratno-sorazmerna nelinearnemu lomnemu količniku $n_2$ in efektivni dolžini vlakna $l_{eff}$. V visokofrekvenčni tehniki je

nelinearnost koncentrirana v tranzistorju ali drugem gradniku, v svetlobnem vlaknu pa je nelinearnost porazdeljena vzdolž celotne dolžine vlakna. Efektivna dolžina vlakna $l_{eff} < l$ je krajša od resnične dolžine vlakna iz dveh razlogov: (1) slabljenja vseh signalov $a/l$ vzdolž vlakna in (2) fazne neusklajenosti prispevkov popačenja $\Delta\beta$ vzdolž dolžine vlakna.

V 20. stoletju je barvna razpršitev veljala za eno glavnih omejitev svetlobnega vlakna. Prvotni prekooceanski optični kabli so uporabljali vlakna z znižano, premaknjeno barvno razpršitvijo DSF (Dispersion-Shifted Fiber) G.653, ki je zahtevala drobno jedro $A_{eff} \approx 30\,\mu\mathrm{m}$. Efektivno dolžino vlakna je omejevalo slabljenje na $l_{eff} \approx 14.5\mathrm{km}$, kar je skupaj z drobnim jedrom omejevalo moč presečne točke na komaj $P_{IP3} \approx 20\mathrm{mW}$. Veliko intermodulacijsko popačenje je omejevalo WDM na štiri neenakomerno razmeščene kanale za skupno zmogljivost komaj $C \approx 10\mathrm{Gbit/s}$ :

$\sim 1995 \;\rightarrow\; \textit{Vlakno DSF}\ \mathrm{G.653}$

$a/l \approx 0.3\mathrm{dB/km} \qquad A_{eff} \approx 30\,\mu m^2$

$D \approx 0 \;\rightarrow\; \Delta\beta \approx 0$

$l_{eff} \approx \frac{1}{2\alpha} \approx 14.5\mathrm{km}$

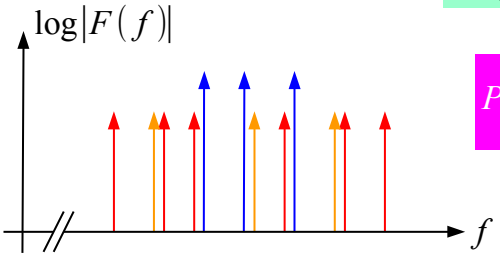
$P_{IP3} \approx 20\mathrm{mW} = +13\mathrm{dBm}$

$\lambda_0 \approx 1550\mathrm{nm}$

$n_2 = 2.5 \cdot 10^{-20}\,\frac{\mathrm{m}^2}{\mathrm{W}}$

$B \approx 4\mathrm{THz}$

$P_{FWM} = \frac{P^3}{P_{IP3}^2}$




$4\,\textit{kanali WDM} \times 2.5\mathrm{Gb/s} = 10\mathrm{Gb/s}$

$\sim 2015 \;\rightarrow\; \textit{Vlakno NZDSF}\ \mathrm{G.655}$

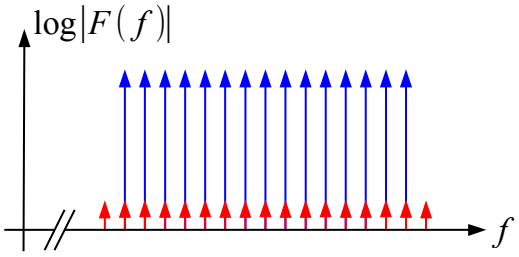
$a/l \approx 0.2\mathrm{dB/km} \qquad A_{eff} \approx 80\,\mu m^2$

$D \approx +5\mathrm{ps/(nm.km)} \qquad \Delta f = 100\mathrm{GHz}$

$\Delta\beta \approx -2.52\mathrm{rd/km} \gg 2\alpha$

$l_{eff} \approx \frac{1}{|\Delta\beta|} \approx 0.4\mathrm{km}$

$P_{IP3} \approx 2\mathrm{W} = +33\mathrm{dBm}$




$40\,\textit{kanalov WDM} \times 100\mathrm{Gb/s} = 4\mathrm{Tb/s}$

*Valovnodolžinski multipleks*

V 21. stoletju se je skrbno načrtovana barvna razpršitev izkazala kot učinkovit protiukrep za intermodulacijsko popačenje. Pri kanalskem razmaku $\Delta f = 100\mathrm{GHz}$ omogoča vlakno z neničelno barvno razpršitvijo NZDSF (Non-Zero Dispersion-Shifted Fiber) fazno neusklajenost $\Delta\beta \approx -2.52\mathrm{rd/km}$. Slednja skrajša efektivno dolžino vlakna na komaj $l_{eff} \approx 0.4\mathrm{km}$ in daje moč presečne točke okoli $P_{IP3} \approx 2\mathrm{W}$. Nizko popačenje omogoča veliko število kanalov WDM ter zmogljivost $C \geq 4\mathrm{Tbit/s}$ in več.

V primerjavi z visokofrekvenčno tehniko so komunikacije po svetlobnih

vlaknih še razmeroma nezrela tehnika. V radijski tehniki je zakonsko predpisana uporaba frekvence $f[\mathrm{Hz}]$ , ker se jo da meriti dosti bolj preprosto, natančno in zanesljivo od valovne dolžine $\lambda = c_0/(n \cdot f)$ . Optika se še vedno sklicuje na valovno dolžino v praznem prostoru $\lambda_0$ , čeprav uporabljena svetloba nikjer ne potuje po praznem prostoru. Svetloba se rodi v polprevodniku laserja, potuje po steklu vlakna in umre v polprevodniku fotodiode, ampak nobena od omenjenih snovi nima lomnega količnika $n_j \neq 1$ enakega praznemu prostoru?

V pesniškem jeziku pomeni valovno-dolžinsko samo še "na frekvencah svetlobe" in prav nič več. Valovno-dolžinski mutipleks ali WDM je čisto navaden frekvenčni multipleks ali FDM. Pri WDM se navaja frekvence kanalov v $f[\mathrm{THz}]$ , da se terminalska oprema na obeh straneh velike luže lahko pogovarja med sabo.

Pesniški izraz "štirivalovno mešanje ali FWM (Four-Wave Mixing)" je še bolj neustrezen, saj križna fazna modulacija poganja nelinearnost TRETJEGA reda. V svetlobnem vlaknu imajo edino intermodulacijski produkti dovolj nizko fazno neusklajenost $\Delta\beta$ , da se porazdeljeni prispevki popačenja seštejejo v opazen rezultat. Intermodulacijsko popačenje v svetlobnem vlaknu povsem točno opišejo spremembe lomnega količnika zaradi skrčkov (elektrostrikcije) stekla v električnem polju, brez preštevanja fotonov v kvantni fiziki.

* * * * *

# 9. Upravljanje popačenja

Izhodna moč vseh ojačevalnikov je omejena. Večina ojačevalnikov v področju visokih frekvenc $10\mathrm{MHz} < f < 100\mathrm{GHz}$ ne shranjuje bistvenih količin energije, zato njihova vršna izhodna moč ni bistveno višja od povprečne izhodne moči istega ojačevalnika. Izjema so nekateri laserji v področju frekvenc svetlobe, kjer aktivna laserska snov shranjuje znatne količine energije. Takšni laserji zmorejo za nekaj velikostnih razredov višjo vršno izhodno moč $P_{MAX} \gg \langle P_{IZH} \rangle$ od povprečne in celo $P_{MAX} \gg P_{VIR}$ .

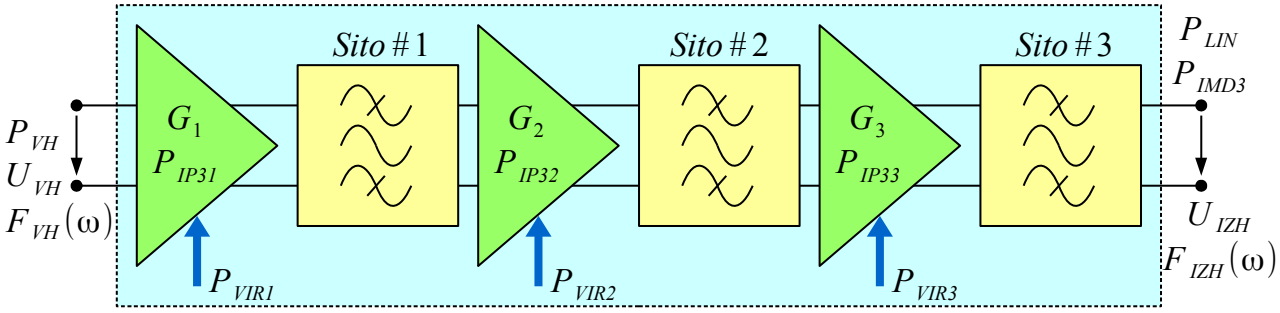
Prekrmiljenje ojačevalnika povzroči znatno popačenje. Celo krmiljenje pod nasičenjem ojačevalnika povzroči nekaj popačenja. Pri nekaterih ojačevalnikih v razredih B ali C popačenje narašča tudi pri malih signalih.

Prekrmiljenju se ne da izogniti pri naključnih signalih. Celo naraven zvok je naključen nizkofrekvenčni signal z visokim razmerjem $P_{MAX} / \langle P_{IZH} \rangle$ . Toplotni šum je naključen po definiciji. Podobne lastnosti kot toplotni šum imajo tudi večtonske modulacije z večjim številom sinusnih nosilcev.

Pri krmiljenju za smiseln močnostni izkoristek $\eta \approx P_{IZH} / P_{VIR}$ bo večina ojačevalnikov dosegala nasičenje in proizvajala popačenje. Nekatere spektralne komponente popačenja se da izločiti s pasovnimi siti. Intermodulacijskega popačenja se ne da izločiti s siti, pač pa bo treba z njim smiselno upravljati.

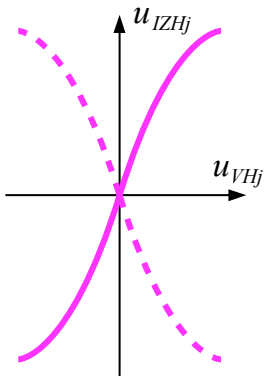
Primer zahtevnejšega upravljanja je verižna vezava ojačevalnikov. Pri toplotnem šumu je najpomembnejši prispevek prve stopnje. Pri popačenju je najpomembnejši prispevek zadnje stopnje. Dober izkoristek moči vira zahteva varčevanje z velikostjo tranzistorjev in porabo moči napajanja krmilne in vseh predhodnih stopenj. Končno imajo močnostni ojačevalniki običajno nižje ojačanje od malosignalnih ojačevalnikov, kar zahteva več stopenj v verigi za podobno ojačanje.

Ojačanje in popačenje verige močnostnih ojačevalnikov se sicer računa za velike signale ampak ne v globokem nasičenju. Močnostno ojačanje verige $G_{verige} = G_1 \cdot G_2 \cdot G_3$ je tedaj preprosto zmnožek ojačanja posameznih stopenj. Pri zmernih signalih se lahko privzame, da je popačenje v naslednji stopnji popačenja predhodne stopnje zanemarljivo majhno. Popačenje verige je v tem primeru preprosto vsota popačenj posameznih stopenj:




$$G_{verige}=\frac{P_{IZH}}{P_{VH}}=\left|\frac{U_{IZH}}{U_{VH}}\right|^2=G_1\cdot G_2\cdot G_3$$

$$Z_{VH}=Z_{IZH}=Z_K=50\,\Omega$$




*Popačenje popačenja zanemarimo:*

$$U_{IMD3verige}=U_{IMD33}+U_{IMD32}\cdot\sqrt{G_3}+U_{IMD31}\cdot\sqrt{G_2 G_3}$$

*Nasičenje* $\alpha_{1j}\cdot\alpha_{3j}<0$ → *sofazna kazalčna vsota !*

## *Popačenje verige*

Vzrok popačenja je nasičenje posameznih stopenj. Za vse stopnje velja, da sta linearni in kubni člen odziva $\alpha_{1j}\cdot\alpha_{3j}<0$ različnih predznakov. Prispevki popačenja posameznih stopenj so zato sofazni in se seštevajo kot kazalci napetosti. Velikosti kazalcev napetosti so sorazmerne korenom moči:

$$P_j=\frac{|U_j|^2}{2Z_K}\ \rightarrow\ |U_j|=\sqrt{2Z_K P_j}$$

$$P_{IP3j}=\alpha P_{VIRj}$$

$$\sqrt{P_{IMD3}}=\sqrt{\frac{P_{LIN}^3}{P_{IP3verige}^2}}=\frac{\sqrt{P_{LIN}^3}}{P_{IP3verige}}=\sqrt{P_{IMD33}}+\sqrt{G_3\cdot P_{IMD32}}+\sqrt{G_3\cdot G_2\cdot P_{IMD31}}$$

$$P_{IMD33}=\frac{P_{LIN}^3}{P_{IP33}^2}\qquad P_{IMD32}=\frac{1}{P_{IP32}^2}\cdot\left(\frac{P_{LIN}}{G_3}\right)^3\qquad P_{IMD31}=\frac{1}{P_{IP31}^2}\cdot\left(\frac{P_{LIN}}{G_2\cdot G_3}\right)^3$$

$$\frac{\sqrt{P_{LIN}^3}}{P_{IP3verige}}=\frac{\sqrt{P_{LIN}^3}}{P_{IP33}}+\frac{\sqrt{P_{LIN}^3}}{P_{IP32}\cdot G_3}+\frac{\sqrt{P_{LIN}^3}}{P_{IP31}\cdot G_2\cdot G_3}$$

*Popačenje popačenja zanemarimo !*

$$P_{IP3verige}=\frac{1}{\frac{1}{P_{IP33}}+\frac{1}{P_{IP32}\cdot G_3}+\frac{1}{P_{IP31}\cdot G_2\cdot G_3}}$$

## *Presečna točka verige*

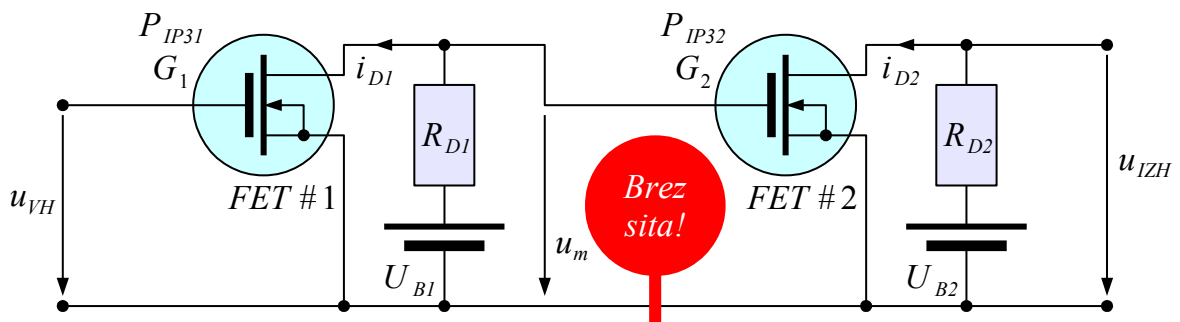
Pri izračunu moči $P_{IP3verige}$ se preprosto seštevajo obratne vrednosti moči $P_{IP3j}$ posameznih stopenj. Moč $P_{IP32}$ krmilne stopnje je sicer pomnožena z ojačanjem $G_3$ izhodne stopnje. Moč $P_{IP31}$ prve stopnje je

pomnožena z ojačanji krmilne in izhodne stopnje $G_2 \cdot G_3$ . Prispevek krmilne in še posebno prve stopnje je v vsoti obratnih vrednosti temu primerno nižji.

Verige močnostnih ojačevalnikov zato ni smiselno graditi iz enako velikih tranzistorjev z enakimi porabami $P_{VIRj}$ . Za najnižje popačenje oziroma najvišji $P_{IP3verige}$ je smiselno vgraditi manjši tranzistor z manjšo porabo $P_{VIR2}$ v krmilno stopnjo. Še manjši tranzistor s še manjšo porabo $P_{VIR1}$ vgraditi v prvo stopnjo. Privarčevano moč je najbolj smiselno dodati izhodni stopnji z največjim tranzistorjem $P_{VIR3} > P_{VIR2} > P_{VIR1}$ .

Po drugi strani ni smiselno ustvarjati veliko popačenja v krmilni in predhodnih stopnjah, ker se s tem privarčuje zelo malo skupne moči vira. Slednje zahteva $P_{IP33} < P_{IP32} \cdot G_3 < P_{IP31} \cdot G_2 \cdot G_3$ . Moč napajanja krmilne stopnje torej naj ne bo premajhna (preveč popačenja) $P_{VIR2} \cdot G_3 > P_{VIR3} > P_{VIR2}$ niti prevelika (prevelika poraba). Zaradi nižje porabe je podobnim zahtevam za prvo stopnjo $P_{VIR1} \cdot G_2 > P_{VIR2} > P_{VIR1}$ lažje ustreči.

Zanemariti popačenje popačenja ni samoumevno. Primer je zaporedna vezava dveh poljskih tranzistorjev. Vsaka stopnja sama zase ne ustvarja intermodulacijskega popačenja. Pač pa ima zaporedna vezava dveh takšnih stopenj nezanemarljiv kubni člen:




$u_m = \alpha_{01} + \alpha_{11} \cdot u_{VH} + \alpha_{21} \cdot u_{VH}^2$

$u_{IZH} = \alpha_{02} + \alpha_{12} \cdot u_m + \alpha_{22} \cdot u_m^2$

$$u_{IZH} = \alpha_0 + \alpha_1 \cdot u_{VH} + \alpha_2 \cdot u_{VH}^2 + \alpha_3 \cdot u_{VH}^3 + \alpha_4 \cdot u_{VH}^4$$

*Nezanemarljivo popačenje popačenja!*

*Enačba za verigo brez sit NE velja!*

$$\cancel{P_{IP3verige} = \frac{1}{\frac{1}{P_{IP32}} + \frac{1}{P_{IP31} \cdot G_2}}}$$

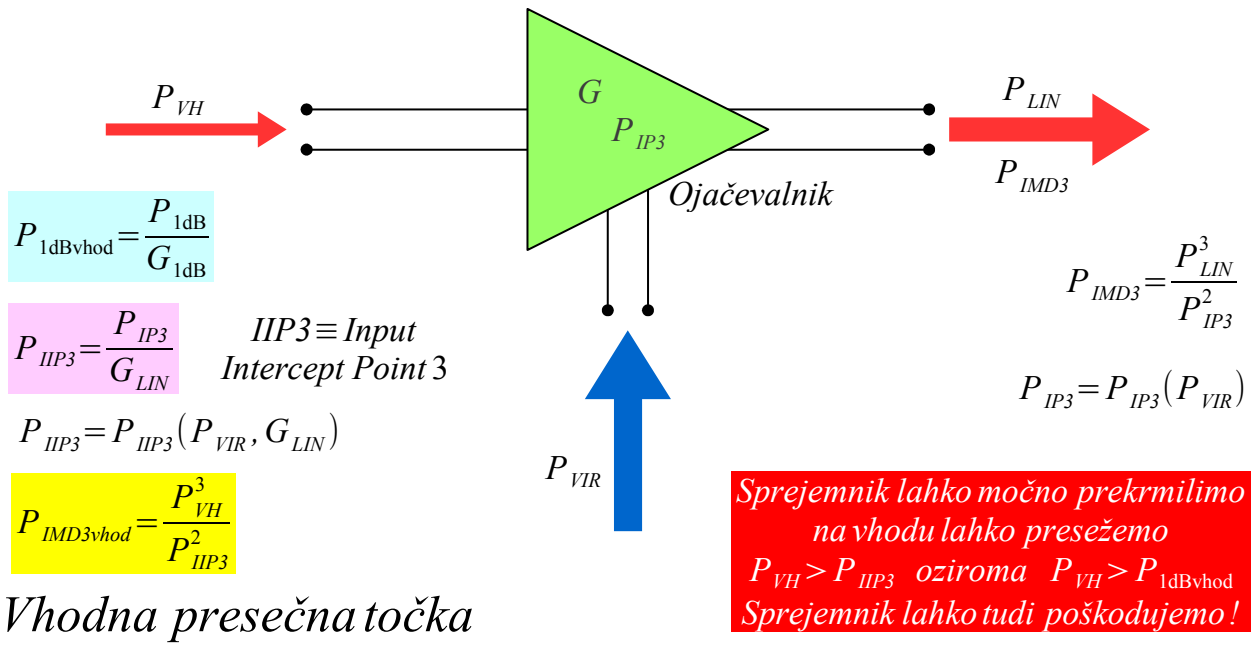
*Popačenje popačenja*

Izraz za $P_{IP3verige}$ strogo velja samo za verige ojačevalnih stopenj z

vmesnimi pasovnimi siti. Vhodna impedanca poljskih tranzistorjev je sicer močno reaktivna zaradi velike kapacitivnosti $C_{GS}$. Vezje za prilagoditev vhoden impedance deluje kot zadosti ozko frekvenčno sito, da izloči popačenje popačenja.

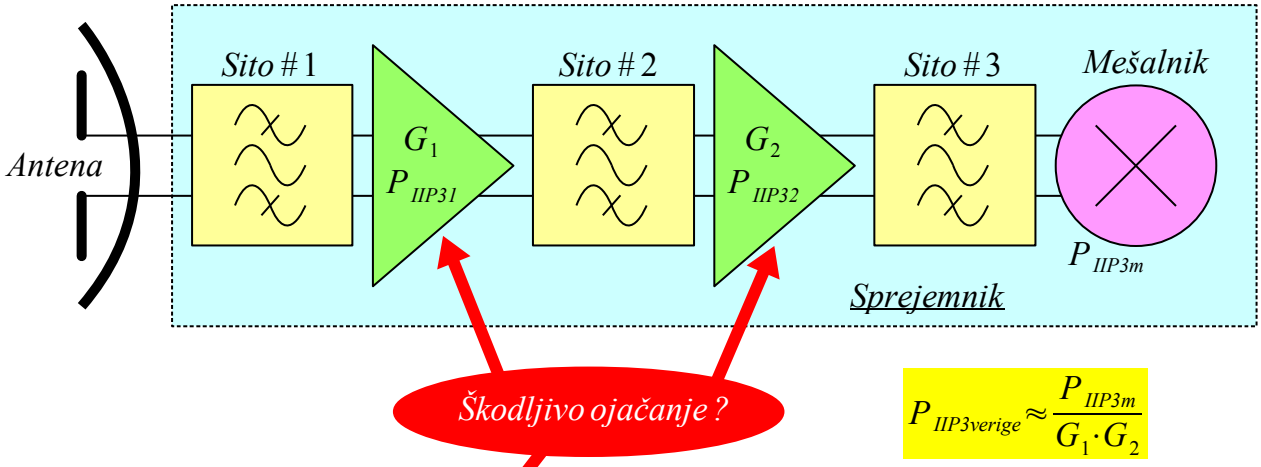
Pri načrtovanju oddajnikov je povsem smiselno vezati vse računske veličine vključno z močjo presečne točke $P_{IP3}$ na izhod celotne ojačevalne verige. Intermodulacijsko popačenje sicer omejuje tudi lastnosti sprejemnika. V sprejemniku je smiselno vezati veličine intermodulacijskega popačenja na vhod sprejemnika podobno kot toplotni šum:

*Popačenje v sprejemniku → definicije vezane na vhod sprejemnika !*




Čeprav se pri sprejemniku meri $P_{1dB}$, $P_{IMD3}$ in $P_{IP3}$ na izhodu sprejemnika, je smiselno definirati ustrezne veličine na vhodu: $P_{1dBvhod}$, $P_{IMD3vhod}$ in $P_{IIP3}$ (Input Intercept Point). Pri tem je lahko sprejemnik na vhodu močno prekrmiljen vse do trajnih poškodb! Račun z veličinami na vhodu sprejemnika z enakovrednimi veličinami je sicer podoben računu na izhodu poljubnega ojačevalnika.

Tudi pri sprejemniku je pomembna presečna točka celotne verižne vezave $P_{IIP3verige}$, jasno preračunana na vhod sprejemnika. Kar se tiče popačenja, je vsakršno ojačanje v sprejemniku škodljivo, ker znižuje moč presečne točke verižne vezave $P_{IIP3verige}$:




Škodljivo ojačanje ?

$$P_{IIP3verige} \approx \frac{P_{IIP3m}}{G_1 \cdot G_2}$$

$$P_{IIP3verige} = \frac{1}{\frac{1}{P_{IIP31}} + \frac{G_1}{P_{IIP32}} + \frac{G_1 \cdot G_2}{P_{IIP3m}}}$$

*Nasprotujoči zahtevi za mešalnik :*

(1) *NELINEAREN za mešanje*

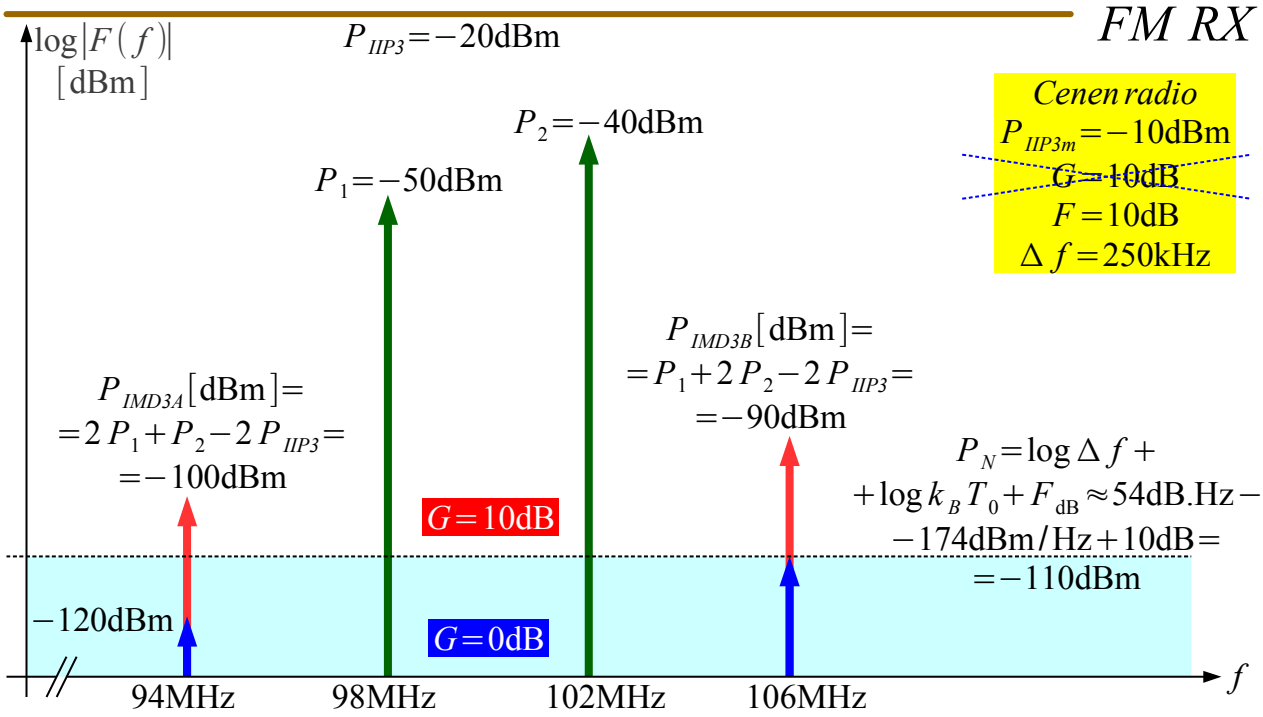
(2) *LINEAREN za visok* $P_{IIP3m}$

## *Popačenje v sprejemniku*

V sprejemniku je smiselno računati intermodulacijsko popačenje v vseh stopnjah od antene do najožjega sita, ki določa pasovno širino sprejemnika $B_{RX}$ . Nelinearni gradnik pred najožjim sitom je običajno frekvenčni mešalnik (množilnik v časovnem prostoru). Mešalnik mora biti hkrati čimbolj linearen, ker dela z najmočnejšimi signali na koncu verige in hkrati dovolj nelinearen, da sploh pride do mešanja frekvenc.

Dodatne težave povzročajo ojačevalniki pred mešalnikom. Ojačevalniki sicer manj popačijo od mešalnika, da je njihov prispevek k skupnemu popačenju zanemarljiv. Hkrati ojačevalniki ojačajo vse signale, da je najšibkejši zadnji člen verige mešalnik krmiljen s še močnejšimi signali. Pri izračunu intermodulacijskega popačenja sprejemnika je zato smiselno upoštevati le popačenje mešalnika $P_{IIP3m}$ in samo linearna ojačanja vseh stopenj pred njim $G_1 \cdot G_2$ .

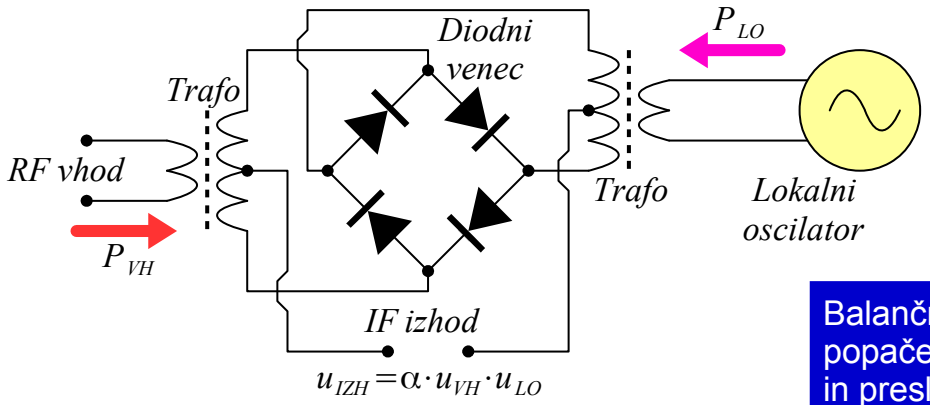
Kaj pomeni nepotreben visokofrekvenčni ojačevalnik v cenenem FM radijskem sprejemniku, je prikazano na spodnjem zgledu. Koristni signali moči $P_1 = -50\text{dBm}$ in $P_2 = -40\text{dBm}$ so običajni v FM radiodifuznem pasu. Cenen sprejemnik ima na vhodu mešalnik z enim samim tranzistorjem z vhodno presečno točko $P_{IIP3m} = -10\text{dBm}$ . Pri šumnem številu $F = 10\text{dB}$ intermodulacijski produkti (modri) v cenenem mešalniku komaj dosegajo raven šuma $P_N = -110\text{dBm}$ :




Če se isti sprejemnik opremi še z visokofrekvenčnim ojačevalnikom $G=10\text{dB}$ pred mešalnikom, presečna točka na vhodnih sponkah sprejemnika upade na $P_{IIP3}=-20\text{dBm}$. Intermodulacijski produkti v mešalniku (rdeči) narastejo za $\Delta P_{IMD3}=+20\text{dB}$. Hkrati je visokofrekvenčni ojačevalnik mogoče kaj izboljšal skupno šumno število. Oba intermodulacijska produkta $P_{IMD3A}$ in $P_{IMD3B}$ sta tedaj dobro slišna visoko nad ravnjo šuma.

Kakovostni sprejemniki vsebujejo boljše mešalnike. Mešalniki se gradijo z več nelinearnimi gradniki (diodami, tranzistorji) v balančni (uravnoteženi) vezavi. Dvojno-uravnoteženi mešalnik DBM (Doubly-Balanced Mixer) duši neželjene presluhe RF↔IF↔LO in hkrati popačenja sodih redov. Žal uravnotežena vezava diod nima učinka na popačenja lihih redov niti na $P_{IIP3}$.

Najpreprostejši dvojno-uravnoteženi mešalnik vsebuje venec štirih silicijevih Schottky diod in dva simetrirna transformatorja. Prag Schottky diod $U_{1\text{mA}}\approx 0.25\text{V}$ določa potrebno moč lokalnega oscilatorja okoli $P_{LO}\approx +7\text{dBm}$. DBM se lahko uporablja za mešanje v poljubni smeri. Edina omejitev je ta, da je samo priključek IF sklopljen enosmerno. Priključka RF in LO sta sklopljena izmenično preko sicer širokopasovnih simetrirnih transformatorjev ( $f_{MIN}:f_{MAX}\approx 1:1000$ ) s feritnim jedrom:




*SSB mešalno slabljenje*

$$\log\frac{P_{IF}}{P_{RF}}\approx -6\text{dB}$$

Balančna vezava diod duši popačenja sodih redov (IP2) in presluhe RF↔LO↔IF

*Diodni balančni mešalnik (DBM)*

$$\log P_{1\text{dBvhod}}\approx\log P_{LO}-6\text{dB}$$

$$\log P_{IIP3}\approx\log P_{1\text{dBvhod}}+15\text{dB}$$

| $P_{LO}$ | $P_{1\text{dBvhod}}$ | $P_{IIP3}$ |
|---|---|---|
| +7dBm | +1dBm | +16dBm |
| +17dBm | +11dBm | +26dBm |
| +25dBm | +19dBm | +34dBm |

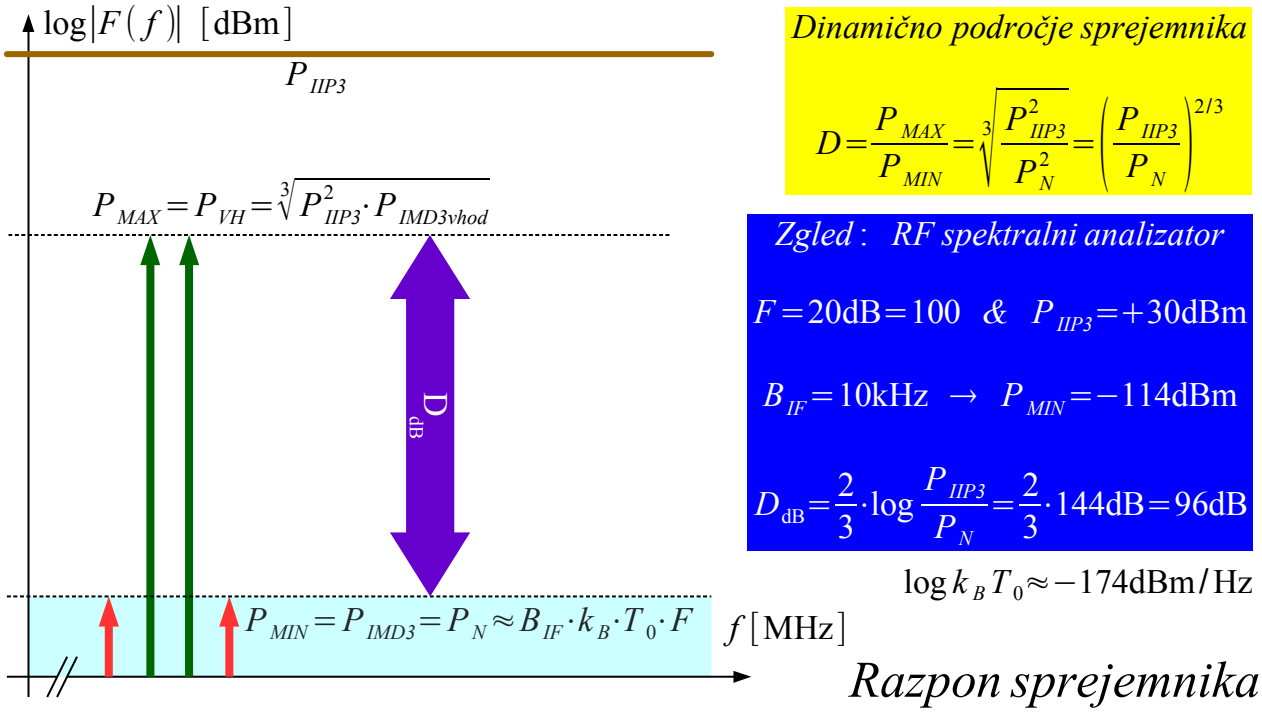
Balančna vezava diod nima učinka na popačenja lihih redov niti na $P_{IIP3}$ (IMD3)

## *Popačenje mešalnika*

DBM ima vstavitveno slabljenje za en sam bočni pas okoli $-6\text{dB}$ . Izvedba za lokalni oscilator $P_{LO}\approx+7\text{dBm}=5\text{mW}$ ima vhodno moč nasičenja okoli $P_{1\text{dBvhod}}\approx+1\text{dBm}$ in vhodno presečno točko okoli $P_{IIP3}\approx+16\text{dBm}$ . Izvedbe za višje moči uporabljajo več zaporedno vezanih Schottky diod v vsaki veji diodnega venca oziroma diode iz drugih polprevodnikov ( $GaAs$ ) v drugačnih vezavah. Skladno z večanjem števila diod se sorazmerno višajo zahtevana moč lokalnega oscilatorja $P_{LO}\uparrow$ , vhodna moč nasičenja $P_{1\text{dBvhod}}\uparrow$ in vhodna presečna točka $P_{IIP3}\uparrow$ .

Merilni sprejemniki, spektralni analizatorji in podobno običajno niso načrtovani za najboljšo občutljivost (najnižje šumno število) pač pa za največji razpon jakosti vhodnega signala. Spodnja meja meritve je toplotni šum $P_{MIN}=P_N=B_{IF}k_BT_0F$ , ki ga določata šumno število merilnika in pasovna širina sita sprejemnika. Gornja meja meritve je intermodulacijsko popačenje $P_{IMD3}=P_{MAX}^3/P_{IIP3}^2\leq P_N$ , ki ne sme preseči toplotnega šuma. Dinamično področje sprejemnika je razmerje obeh $D=P_{MAX}/P_{MIN}$ .

Spektralni analizator običajno dosega šumno število $F=20\text{dB}$ in vhodno presečno točko $P_{IIP3}=+30\text{dBm}$ . Pri ločljivosti $B_{IF}=10\text{kHz}$ dinamično področje takšnega sprejemnika dosega $D_{\text{dB}}=96\text{dB}$ :




*Dinamično področje sprejemnika*

$$D=\frac{P_{MAX}}{P_{MIN}}=\sqrt[3]{\frac{P_{IIP3}^2}{P_N^2}}=\left(\frac{P_{IIP3}}{P_N}\right)^{2/3}$$

*Zgled: RF spektralni analizator*

$F=20\text{dB}=100 \quad \& \quad P_{IIP3}=+30\text{dBm}$

$B_{IF}=10\text{kHz} \rightarrow P_{MIN}=-114\text{dBm}$

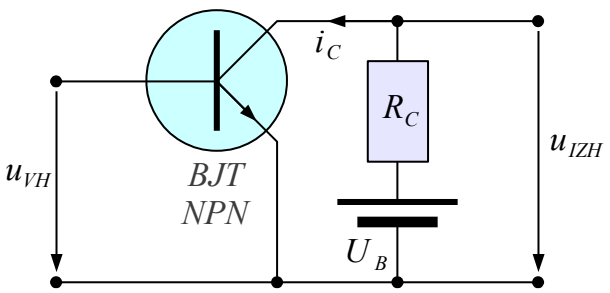
$D_{\text{dB}}=\frac{2}{3}\cdot\log\frac{P_{IIP3}}{P_N}=\frac{2}{3}\cdot 144\text{dB}=96\text{dB}$

$\log k_B T_0 \approx -174\text{dBm/Hz}$

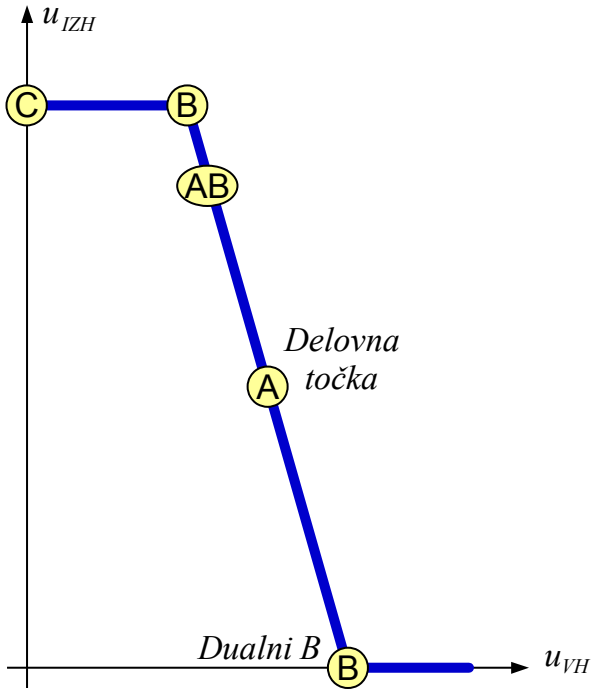
Pozor! Podatkovni list istega merilnika navaja znatno višjo dinamiko. Merilnik mogoče dosega ločljivost samo $B_{IF}=10\text{Hz}$ . Pri tej ločljivosti naraste dinamično področje na kar $D_{\text{dB}}=116\text{dB}$ , ampak ločljivost $B_{IF}=10\text{Hz}$ je za večino praktičnih visokofrekvenčnih meritev neuporabno ozka.

Gradniki sprejemnika delujejo v večini primerov daleč proč od nasičenja. Ker je popačenje še vedno nadležno tudi pri nižjih močeh, je najbolj smiselna delovna točka gradnikov sprejemnika točno sredi linearnega odziva, imenovana razred A. Obratno delujejo gradniki oddajnika, vsaj izhodna stopnja in pripadajoča krmilna stopnja, z močmi blizu nasičenja za čim boljši izkoristek. Glede na vrsto modulacije in dopustno popačenje lahko daje drugačna izbira delovnih točk močnostnih stopenj ugodnejši izkoristek moči vira.

Nekateri ojačevalniki ne dopuščajo nastavitve delovne točke, na primer vakuumske elektronke s hitrostno modulacijo snopa elektronov (klistron, TWT) ali negativne diferencialne upornosti tunelskih, Gunn in podobnih diod ali laserji. Delovno točko se da nastavljati pri gradnikih, ki ojačajo vse frekvence od enosmerne naprej: elektronke s krmilnimi mrežicami, bipolarni in poljski tranzistorji obeh polaritet. Nazoren zgled nastavljanja delovne točke je ojačevalnik z ozemljenim emitorjem z bipolarnim NPN tranzistorjem:




| | | $R_C \rightarrow$ dušilka $L_C$ | |
|---|---|---|---|
| Razred | Popačenje | Teorija $\eta$ | Izvedljiv $\eta_{1dB}$ |
| A | nizko | 50% | ~30% |
| B | zmerno | 78.5% | ~50% |
| C | visoko | 100% | ~70% |



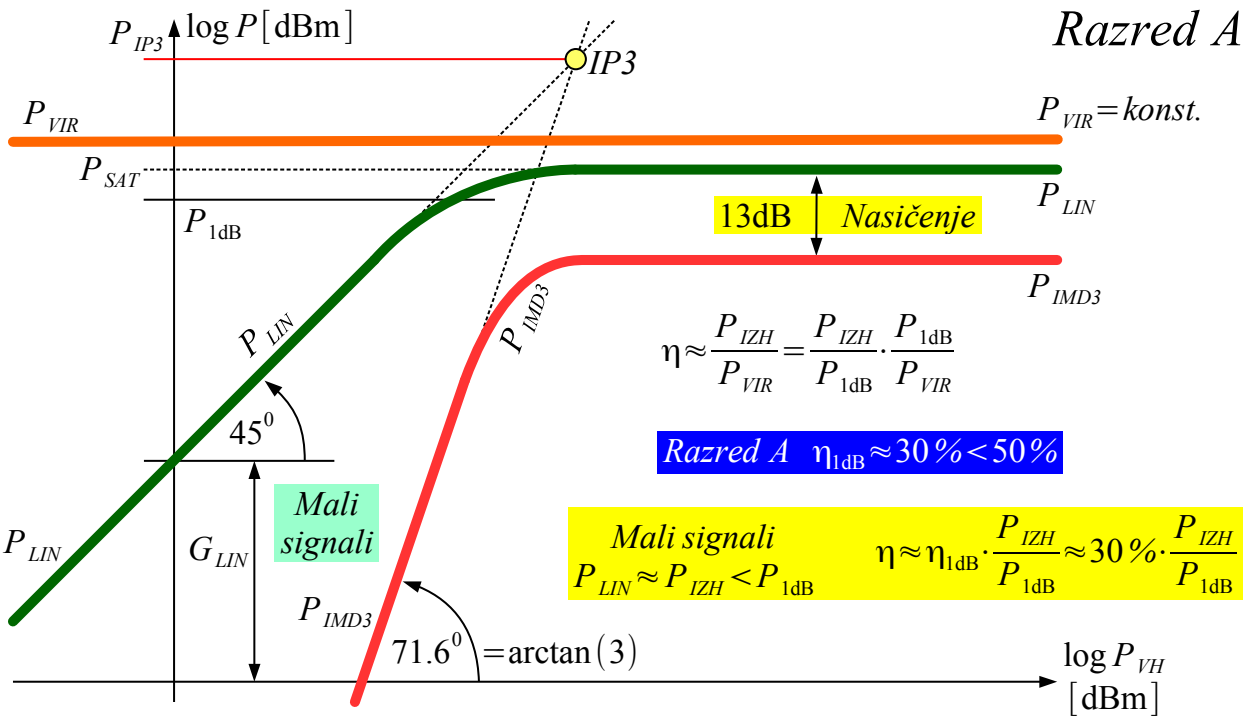

## Razred ojačevalnika

Ojačevalnik z bipolarnim tranzistorjem ima tri značilna področja. Pri prenizkih krmilnih napetostih $u_{VH} < 0.5\text{V}$ je silicijev bipolarni tranzistor izključen v področju med točkama C in B. Pri zmernih krmilnih napetostih $0.5\text{V} < u_{VH} < 0.7\text{V}$ je izhodna napetost sorazmerna krmiljenju med točkama B in dualni B. Pri previsokih krmilnih napetostih $u_{VH} > 0.7\text{V}$ je tranzistor prekrmiljen v nasičenje nad točko dualni B.

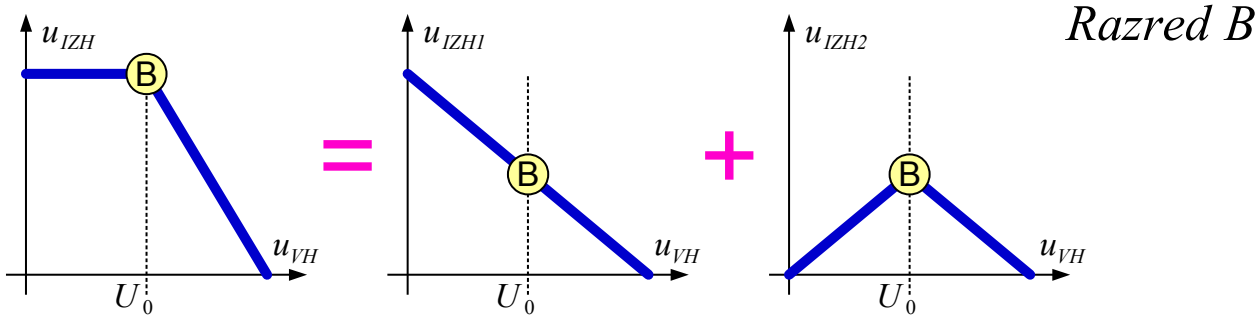
Različne delovne točke je smiselno primerjati med sabo po izkoristku. Pri meritvi izkoristka se delovni upor $R_C$ zamenja z dušilko $L_C$, da na njej ni izgub moči. Breme se kapacitivno sklopi na kolektor, da skozi njega teče izključno izmenični tok oziroma ojačana izmenična moč na izhodu.

Najpreprostejša izbira je delovna točka A točno na sredini sorazmernega odziva ojačevalnika. Takšen ojačevalnik ojača celoten signal na vhodu s celotnimi pozitivnimi in negativnimi polperiodami. V teoriji izkoristek doseže $\eta = 50\%$ za sinusne signale. Praktični izkoristek se običajno ustavi okoli $\eta_{1dB} \approx 30\%$ .

Ker ojačevalnik v razredu A ojača obe simetrični polperiodi, je povprečna poraba električnega toka vira v eni ali več celih periodah neodvisna od jakosti krmiljenja. Ker se povprečna poraba v razredu A ne spreminja s krmiljenjem, je nastavitev delovne točke preprosta. Pri $P_{VIR} = konst.$ je račun z močmi in izkoristki preprost:




V razredu B je delovna točka postavljena na začetek (ali konec) sorazmernega odziva ojačevalnika. Ojačevalnik ojača samo pozitivne polperiode (ali samo negativne polperiode). Druga polovica polperiod je v izhodnem signalu preprosto odsotna. Ojačevalnik v razredu B ima torej nižje ojačanje in precej večje popačenje od razreda A. Ampak visoko popačenje razreda B ni nujno škodljivo:




$U_0 \equiv delovna\ točka$

$u_{IZH1} = \alpha_0' + \alpha_1 \cdot (u_{VH} - U_0) \equiv premica$

$u_{IZH2}(u_{VH} - U_0) \equiv soda\ funkcija$

$$u_{IZH2} = \alpha_0'' + \alpha_2 \cdot (u_{VH} - U_0)^2 + \alpha_4 \cdot (u_{VH} - U_0)^4 + \alpha_6 \cdot (u_{VH} - U_0)^6 + \alpha_8 \cdot (u_{VH} - U_0)^8 + \ldots$$

$$u_{IZH} = u_{IZH1} + u_{IZH2}$$

*Idealni ojačevalnik v razredu B nima lihih členov* $3, 5, 7, 9 \ldots \equiv$ *nima IMD*:

$$u_{IZH} = \alpha_0 + \alpha_1 \cdot (u_{VH} - U_0) + \alpha_2 \cdot (u_{VH} - U_0)^2 + \alpha_4 \cdot (u_{VH} - U_0)^4 + \alpha_6 \cdot (u_{VH} - U_0)^6 + \ldots$$

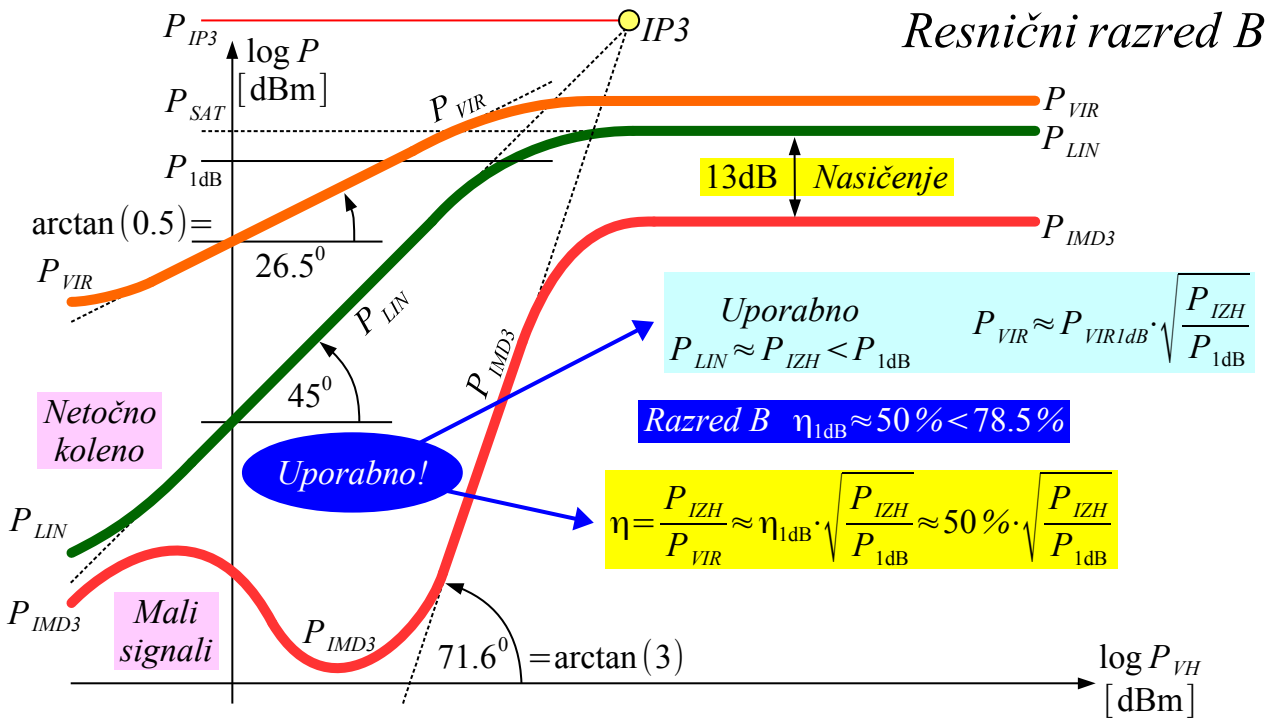
Odziv ojačevalnika v razredu B lahko razvijemo v vsoto dveh funkcij. Prva funkcija je premica, ki ima poleg delovne točke samo še linearni člen

$\alpha_1$ . Druga funkcija je soda funkcija okoli delovne točke $U_0$ , ki ima poleg delovne točke samo še sode člene $\alpha_2$ , $\alpha_4$ , $\alpha_6$ , $\alpha_8$ … Skupni odziv (razen linearnega) torej nima višjih lihih členov $\alpha_3$ , $\alpha_5$ , $\alpha_7$ , $\alpha_9$ … ki bi povzročali intermodulacijsko popačenje!

Ojačevalnik v razredu B se torej lahko uporablja za linearno ojačanje ozkopasovnih signalov. Sode harmonike in mešalne produkte sodega reda se lahko preprosto odstrani s primernim pasovnim sitom na izhodu. V teoriji izkoristek doseže $\eta = 78.5\%$ za sinusne signale. Praktični izkoristek se običajno ustavi okoli $\eta_{1dB} \approx 50\%$ , vendar to še ni najpomembnejša prednost razreda B.

Ker ojačevalnik v razredu B ojača samo polovico polperiod ene same polaritete, je poraba ojačevalnika v razredu B sorazmerna krmiljenju, bolj točno korenu izhodne moči $P_{VIR} = \alpha \sqrt{P_{IZH}}$ . Pri nižjih močeh $P_{IZH} < P_{MAX}$ od maksimalne je tudi poraba ojačevalnika v razredu B nižja in brez krmiljenja upade $P_{VIR} \to 0$ skoraj na nič.

Krivulje moči so v razredu B dosti bolj komplicirane. V nasičenju skoraj ni razlik med razredom B in razredom A. Pri uporabnih jakostih signalov je na razpolago široko področje, kjer moč vira upada s korenom koristne izhodne moči, v logaritemski skali po premici pod kotom $\arctan(0.5) = 26.5^0$ :




Delovanje ojačevalnika v razredu B se poruši pri malih signalih zaradi netočnega kolena. $P_{VIR}$ niti $P_{LIN}$ ne sledita več premicam. Popačenje

$P_{IMD3}$ se pri malih signalih celo poveča. Popačenje se da znižati pri malih signalih s skrbno izbiro delovne točke v razredu AB za ceno nekoliko slabšega izkoristka $\eta\downarrow$ .

Pri ojačanju signalov spremenljive jakosti razred B oziroma AB omogoča bistveno boljši izkoristek od razreda A. Boljši izkoristek gre predvsem na račun upadanja porabe $P_{VIR}\downarrow$ z upadanjem krmiljenja $P_{LIN}\downarrow$ . Razred B omogoča gradnjo učinkovitih oddajnikov celo za zahtevne modulacije, kot je analogna AM televizija.

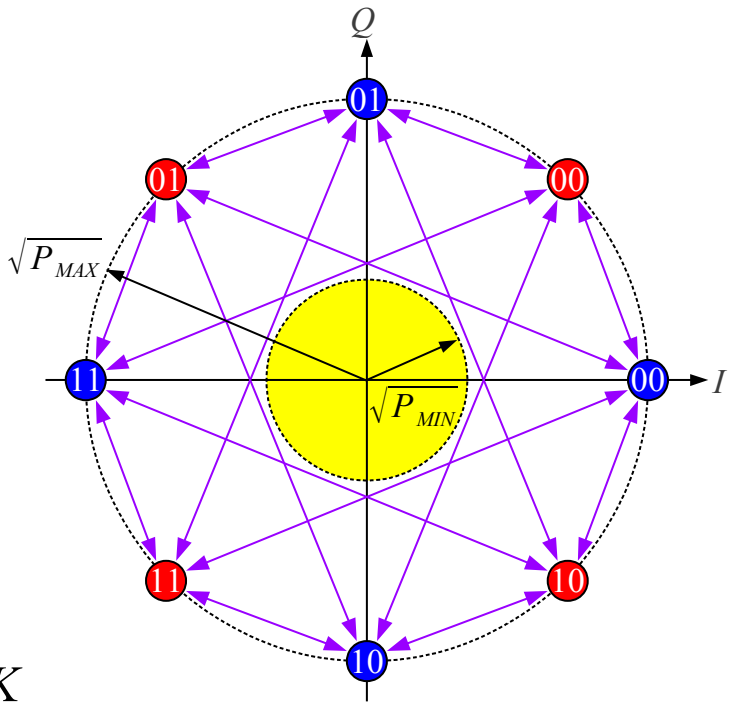
Nekatere številske modulacije so bile načrtovane namenoma tako, da se izogibljejo pomanjkljivostim razreda B pri malih signalih. Modulacija $\pi/4-QPSK$ v ta namen izkorišča dva različna nabora znakov za sode oziroma lihe simbole. Lihi simboli imajo ozvezdje zasukano za $45^0$ . Preskok iz sodega na lihi simbol oziroma obratno nikoli ne gre skozi izhodišče kazalčnega diagrama. Trenutna moč signala $\pi/4-QPSK$ torej niha v področju med $P_{MIN}<P(t)<P_{MAX}$ , kjer je popačenje v razredu B vedno nizko:

*Ozvezdje* $\pi/4-QPSK$

$P_{MIN}<P(t)\leq P_{MAX}$

*Izhodna stopnja oddajnika izkorišča ojačevalnik v razredu B*

*DAMPS , TETRA*




*Sodi simboli* $\pi/4-QPSK$

*Lihi simboli* $\pi/4-QPSK$

*Modulacija* $\pi/4-QPSK$

Večina pozablja, da obstajata dve različici razreda B, običajni razred B in dualni razred B. V običajnem razredu B je delovna točka postavljena v gornje koleno krivulje ojačanja, da gre brez krmiljenja tok $I_C\rightarrow 0$ in NPN tranzistor ojača samo pozitivne polperiode krmiljenja. V dualnem razredu B je delovna točka postavljena v spodnje koleno krivulje ojačanja, da gre brez krmiljenja napetost $U_{CE}\rightarrow 0$ in NPN tranzistor ojača samo negativne

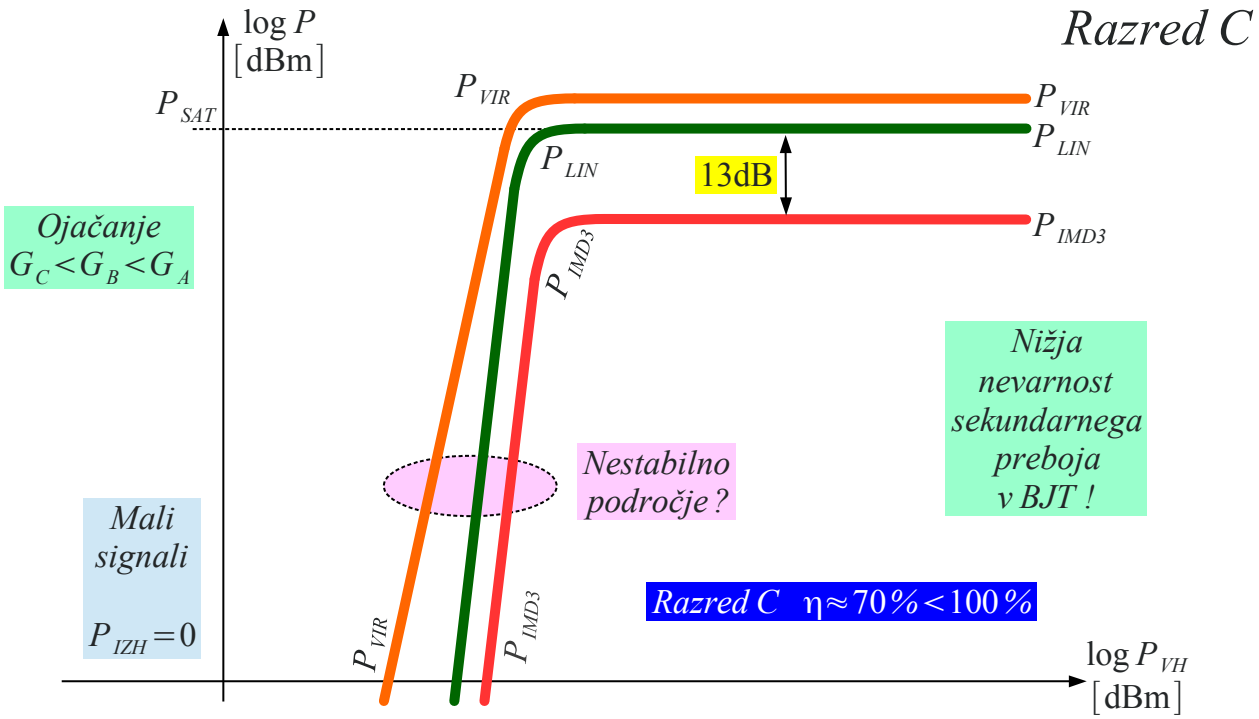
polperiode krmiljenja.

V običajnem razredu B ojačevalnik zahteva napetostni vir za napajanje $U_{VIR}=konst.$ V dualnem razredu B ojačevalnik zahteva tokovni vir za napajanje $I_{VIR}=konst.$ Tokovni vir mogoče ni samoumeven, je pa iz fizikalnih osnov delovanja ter mehanizmov preboja nekaterih vrst tranzistorjev, na primer MESFET ali HEMT iz $GaAs$ zelo ugoden.

Razred C se ne ukvarja s postavljanjem delovne točke. V primeru bipolarnega tranzistorja z ozemljenim emitorjem je baza tranzistorja preprosto ozemljena preko dušilke, ki dopušča samo izmenično napetost na bazi. V takšni vezavi NPN tranzistor ojača samo najvišji del pozitivnih polperiod krmiljenja.

Popačenje v razredu C je zelo veliko. Ker je tranzistor večino časa popolnoma vključen ali popolnoma izključen, so izgube moči na tranzistorju zelo majhne. V teoriji izkoristek doseže $\eta=100\%$ . Praktični izkoristek se običajno ustavi okoli $\eta\approx 70\%$ za visokofrekvenčne tranzistorje in sinusno krmiljenje.

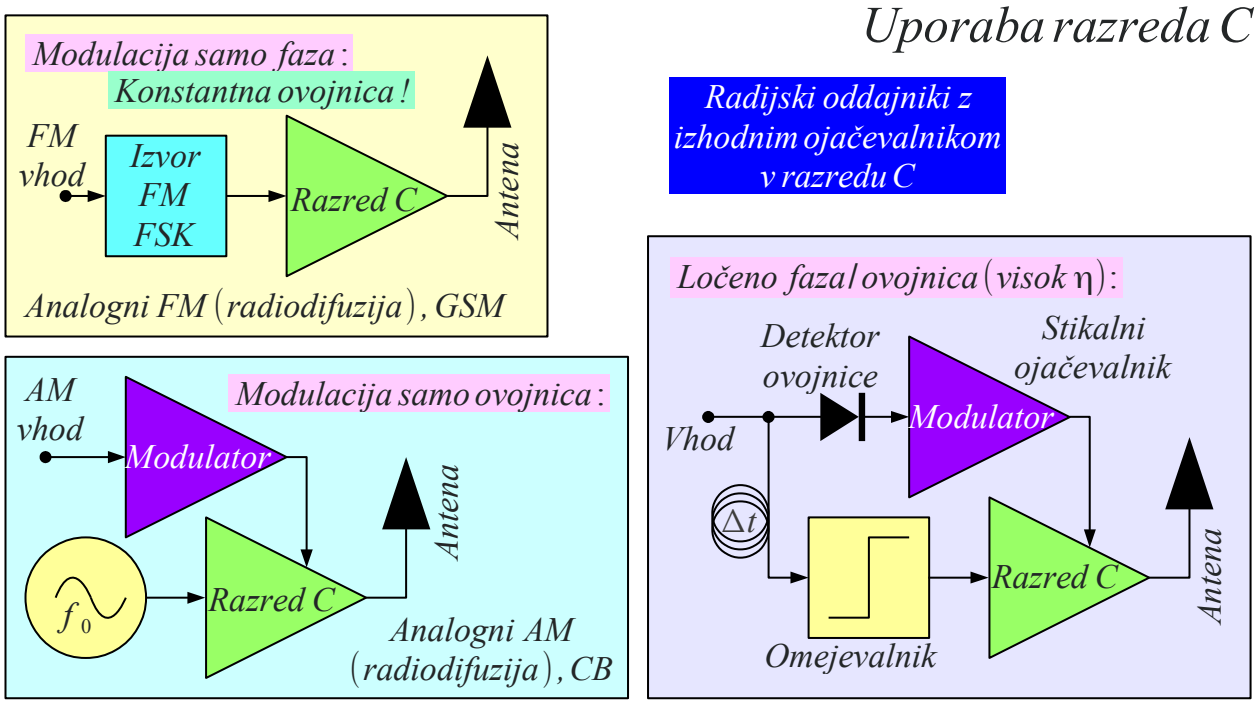
Ojačevalnik v razredu C se na male signale sploh ne odziva. Pri velikih signalih se obnaša enako kot ojačevalnik v razredu A ali B v globokem nasičenju. Prehodno področje med malimi in velikimi signali je ozko in slabo ponovljivo. V tem področju je ojačevalnik v razredu C lahko celo nestabilen:




Ojačanje je v razredu C še manjše kot v razredu B ali A. Manjše

ojačanje po drugi strani pomeni nižjo nevarnost sekundarnega preboja v bipolarnih tranzistorjih. Bipolarnih tranzistorjev, ki so načrtovanji za delovanje v razredu C pri določeni frekvenci, torej ne bi smeli uporabljati v razredih B ali A pri isti frekvenci niti v razredu C pri nižjih frekvencah, kjer je njihovo ojačanje v obeh primerih višje.

Ojačevalnik v razredu C se največkrat uporablja za ojačanje signalov s konstantno ovojnico, na primer analogna frekvenčna modulacija oziroma številska fazna modulacija (GMSK v GSM). Pri konstantni ovojnici je popačenje zbrano v višjih harmonskih frekvencah, kar je enostavno izločiti s pasovnim sitom na izhodu. Pasovno sito je hkrati načrtovano kot reaktivna prilagoditev impedance za harmonike, kar še dodatno izboljša izkoristek ojačevalnika v razredu C:



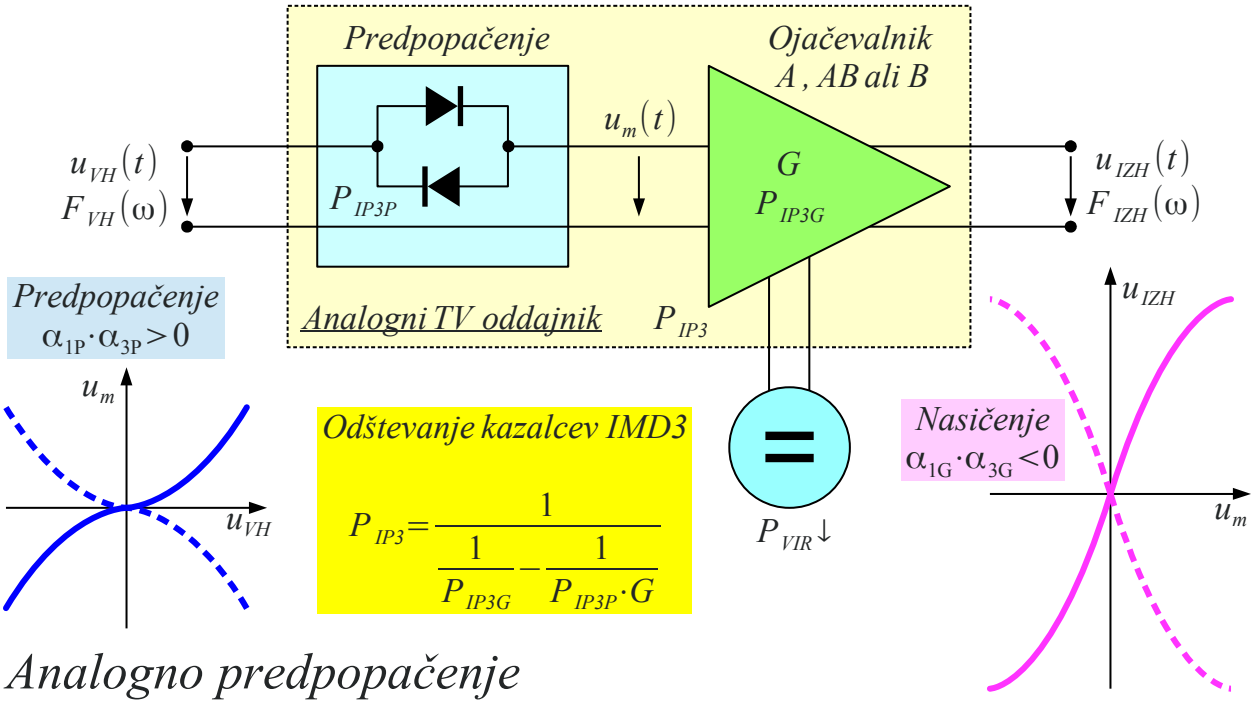

Ojačevalnik v razredu C dodatno omogoča amplitudno modulacijo v sami izhodni stopnji oddajnika. Visokofrekvenčni ojačevalnik v razredu C se sicer krmili z nosilcem konstantne amplitude. Modulacijo se vnaša v napajalno napetost izhodne stopnje, da izhodni ojačevalnik v razredu C deluje kot množilnik – modulator. Takšna rešitev se je vrsto let uporabljala v analogni AM radiodifuziji in se še vedno uporablja v AM oddajnikih male moči v CB in letalskih radijskih postajah.

Končno učinkovita modulacija izkorišča fazo in ovojnico signala. Ojačevalnik v razredu C omogoča, da se fazo in ovojnico ojača ločeno. Omejevalnik izlušči fazo, ki jo nato ojača ojačevalnik v razredu C. Detektor ovojnice izlušči nizkofrekvenčno amplitudo, kar nato ojača stikalni nizkofrekvenčni ojačevalnik z visokim izkoristkom. V izhodni stopnji se faza in

amplituda ponovno združita v razredu C. Zakasnitev amplitude v stikalnem ojačevalniku nadomešča kasnilni vod $\Delta t$ za fazo, kar ni preprosto natančno uskladiti!

Bolj pogosta tehnična rešitev je uporaba visokofrekvenčnega ojačevalnika v razredu A, AB ali B in kompenzacija preostalega popačenja s predpopačenjem. Predpopačenje je lahko analogno ali številsko. Oboje se izvaja na majhnih signalih oziroma še pred D/A pretvorbo pred končnim močnostnim ojačanjem.

Odziv ojačevalnika z nasičenjem ima pripadajoč polinom z linearnim in kubnim člen različnih predznakov $\alpha_{1G} \cdot \alpha_{3G} < 0$ . Vezje za predpopačenje mora imeti ravno obratno krivuljo, torej linearni in kubni člen enakih predznakov $\alpha_{1P} \cdot \alpha_{3P} > 0$ . Pri zaporedni vezavi predpopačenja in ojačevalnika sta pripadajoča prispevka popačenja tretjega reda v protifazi in se med sabo uničujeta:




*Analogno predpopačenje*

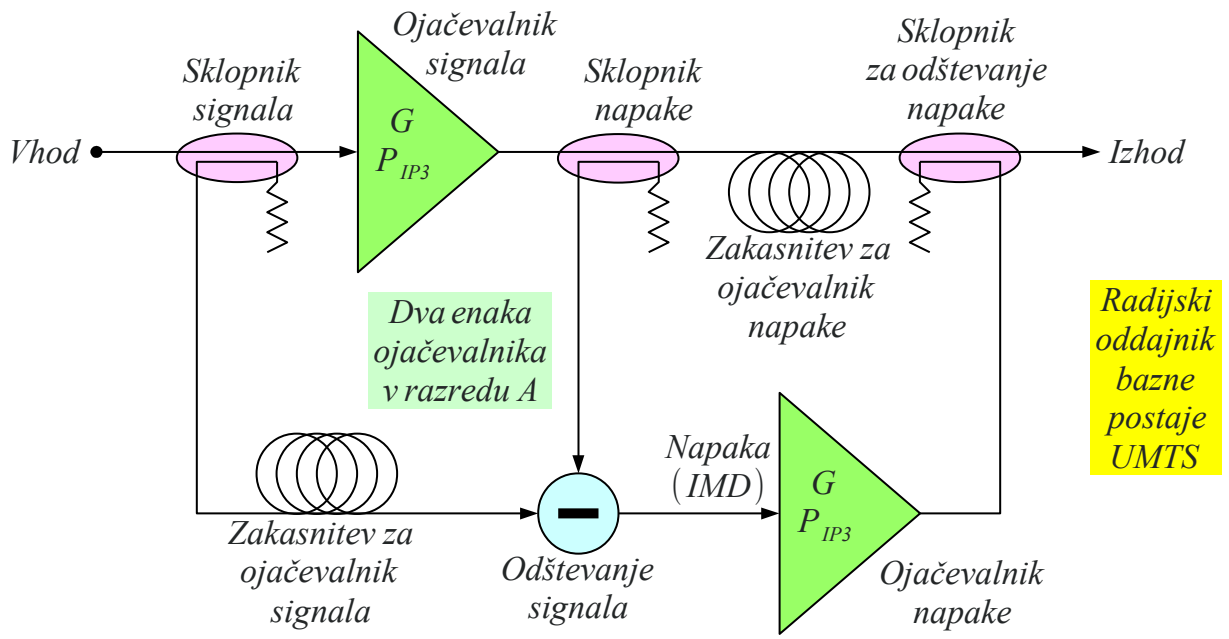
Na podoben način se da izničiti tudi prispevke popačenja višjih redov. Česar predpopačenje ne more narediti, ne more povečati vršne izhodne moči ojačevalnika. Predpopačenje lahko samo zniža skupno moč popačenja pri močeh, ko je ojačevalnik še povsem upravljiv $P_{IZH} < P_{1dB}$ .

Vključno s popačenjem se lastnosti ojačevalnika spreminjajo z napetostjo napajanja, temperaturo, staranjem gradnikov in podobno. Predpopačenje naj bi se samodejno prilagajalo vsem tem spremembam. Slednje daje prednost številskemu predpopačenju. V vsakem primeru je

potrebna povratna vezava za popravke na vhodu ojačevalnika. Povratna vezava je lahko vzrok nestabilnosti.

Povratni vezavi naj bi se izognil ojačevalnik feedforward. Slednji uporablja dva enaka visokofrekvenčna močnostna ojačevalnika v razredu A: ojačevalnik signala in ojačevalnik napake. Ojačevalnik signala proizvede na svojem izhodu poleg ojačanega koristnega signala tudi intermodulacijsko popačenje. Če se primerno uteženo vsoto odšteje od zakasnjenega vhodnega signala, ostane samo napaka.

Signal napake je na tem mestu prešibek, da bi se ga dalo neposredno odšteti od izhoda. Napako je treba najprej ojačati z dodatnim drugim ojačevalnikom in šele nato odšteti od zakasnjenega izhodnega signala:



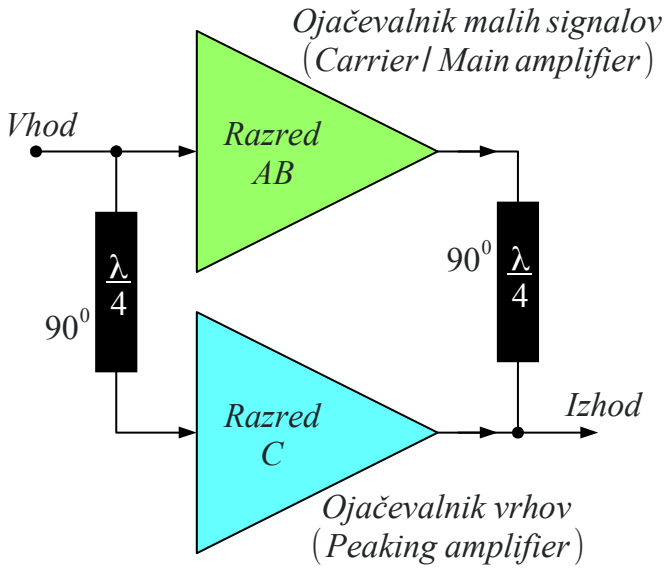

*Ojačevalnik feedforward*

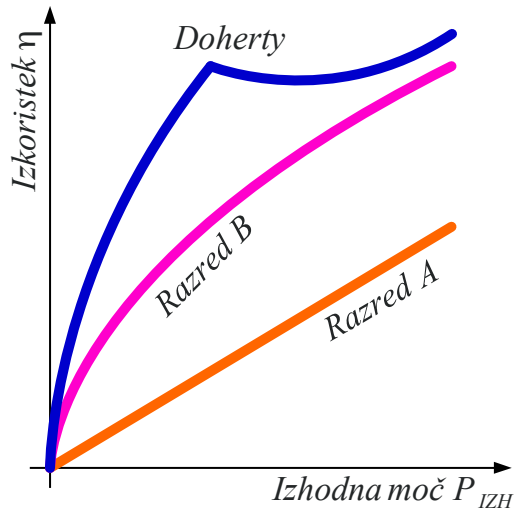
Ojačevalnik feedforward je kar nekaj let reševal nalogo močnostnega ojačevalnika za večtonsko oddajo baznih postaj UMTS na energijsko zelo potraten način. Nato so ga nadomestili sicer bolj komplicirani, ampak energetsko učinkovitejši oddajniki.

Bolj domiseln od ojačevalnika feedforward in energetsko učinkovitejši je ojačevalnik Doherty. Inženir William Doherty je od svojih nadrejenih dobil leta 1936 nemogočo nalogo. Iz dveh elektronk moči $P_1 = P_2 = 5\text{kW}$ naj bi sestavil AM radiodifuzni oddajnik izhodne moči $P_{IZH} = 50\text{kW}$ ?

Doherty je obe elektronki vezal vzporedno s faznim zamikom $\phi = 90^0$ . Prva elektronka je delovala v razredu AB za ojačanje nosilca in majhnih

signalov. Druga elektronka je delovala v razredu C za ojačanje vršne moči. Izbrani fazni zamik je omogočal odličen izkoristek takšne vzporedne vezave v dosti širšem razponu trenutne moči od preprostega razreda B:




William H. Doherty 1936

OFDM oddajniki DVB – T oziroma LTE
(+ adaptivno digitalno predpopačenje)

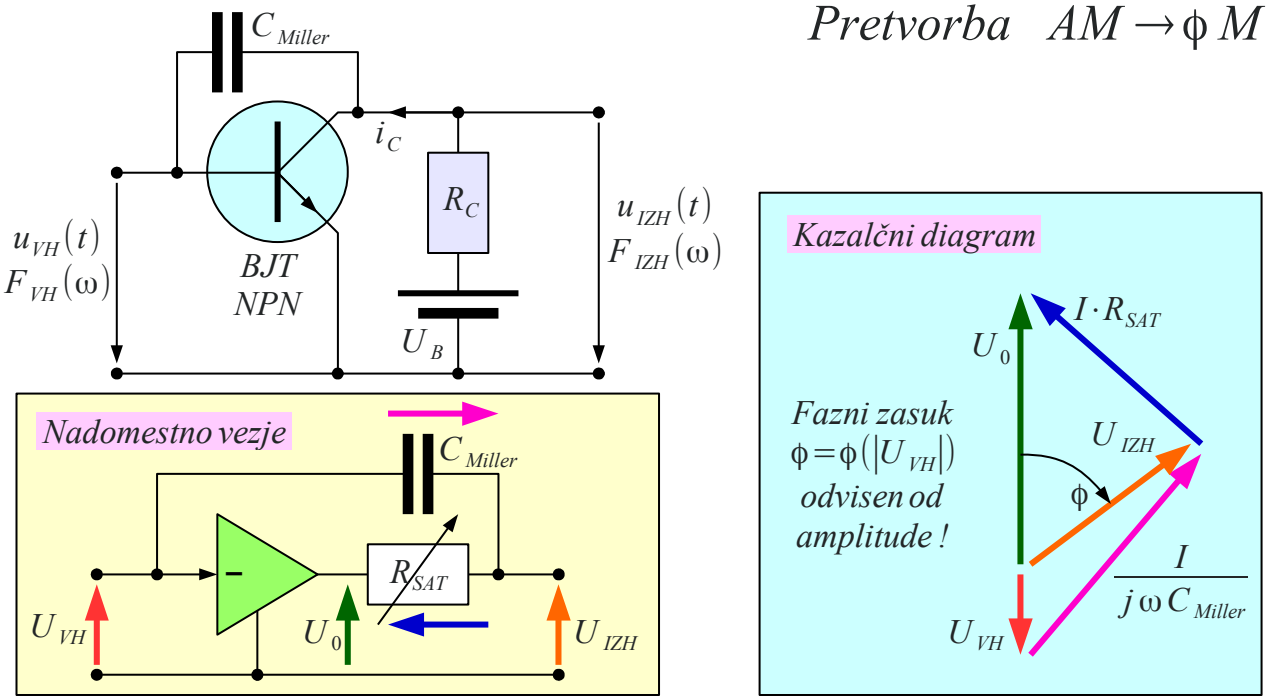
# Ojačevalnik Doherty

Zahtevno predpopačenje osmisli $P_{1dB} \rightarrow P_{3dB}$

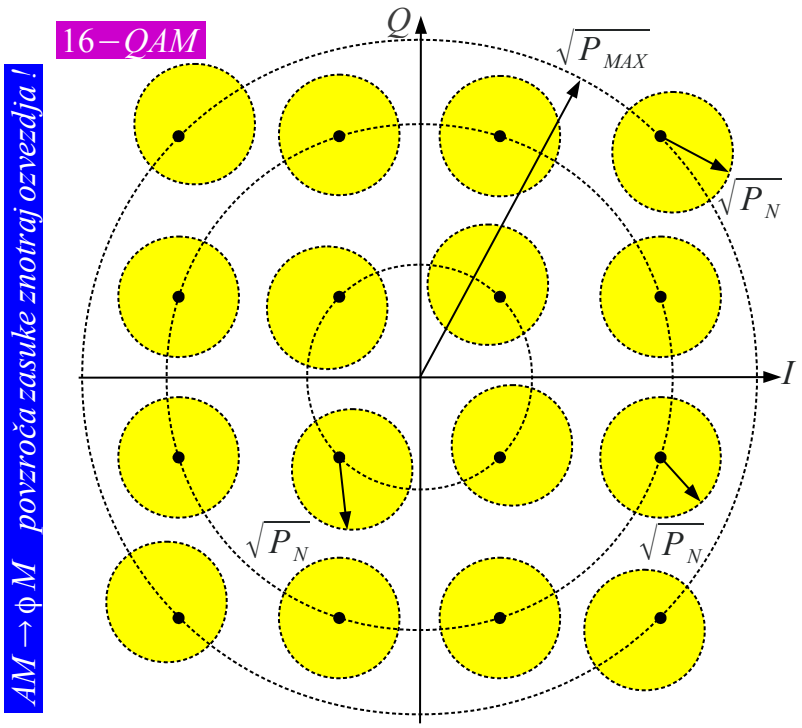
Dohertyjev oddajnik je sicer deloval, ampak staranje elektronk in drugih gradnikov je zahtevalo pogoste popravke nastavitev. Zahtevno nastavljanje ojačevalnika Doherty ni upravičilo njegove praktične uporabe v 20. stoletju. Ojačevalnik Doherty postane ponovno zanimiv v 21. stoletju z večtonskimi modulacijami OFDM z visokim razmerjem vršna/povprečna moč PAPR. Slednje potrebuje učinkovite oddajne ojačevalnike s številskim predpopačenjem, kjer dodane zahteve vezave Doherty niso prehude.

Nelinearnosti ojačevalnih gradnikov se da preprosto opisati s polinomom prevajalne funkcije. Popačenje postane bolj komplicirano, ko se učinku nelinearnosti tranzistorjev doda še neželjene kapacitivnosti, predvsem Millerjevo kapacitivnost $C_{Miller}$. Posledica Millerjeve kapacitivnosti je pretvorba amplitudne modulacije v fazno modulacijo. Pojav opisuje kazalčni diagram, kjer nasičenje predstavlja spremenljiva izhodna upornost $R_{SAT}$ ojačevalnika:

# Pretvorba $AM \rightarrow \phi M$




Pretvorba $AM \rightarrow \phi M$ povzroča dodatna popačenja signalov. Na primer modulacija 16-QAM uporablja znake treh različnih amplitud. Zunanji štirje znaki imajo najvišjo amplitudo. Notranji štirje znaki imajo najnižjo amplitudo. Vmesnih osem znakov ima med sabo enako srednjo amplitudo:




$EVM \equiv$ Error Vector Magnitude

$$EVM[\%] = \sqrt{\frac{\langle P_N \rangle}{P_{MAX}}}$$

ali

$$EVM[\%] = \sqrt{\frac{\langle P_N \rangle}{\langle P_S \rangle}}$$

$$EVM_{dB} = 20 \log_{10} EVM$$

EVM oziroma MER vsebujeta šum, motnje ter popačenje !

$$MER_{dB} = 10 \log_{10} \left( \frac{\langle P_S \rangle}{\langle P_N \rangle} \right)$$

$MER \equiv$ Modulation Error Ratio

## Popačenje QAM

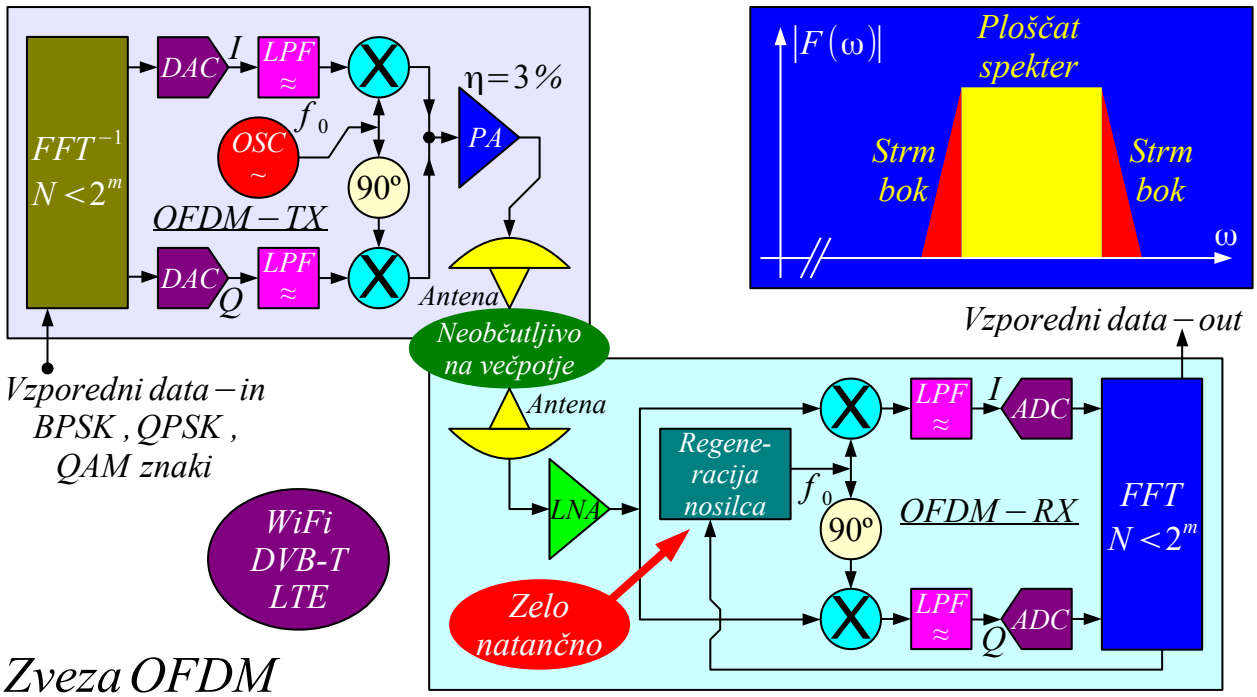
Pretvorba $AM \rightarrow \phi M$ povzroča zaostajanje faze zunanjih štirih znakov in prehitevanje faze notranjih štirih znakov glede na referenčnih osem znakov srednje jakosti. Zasuki znotraj ozvezdja modulacije zmanjšujejo razdaljo med znaki in povečujejo pogostnost napak. Merilo za popačenje

signala QAM je kazalčna napaka $EVM$ (Error Vector Magnitude). $EVM$ se običajno meri v odstotkih amplitude. Poleg popačenja vsebuje $EVM$ tudi toplotni šum in motnje.

$EVM$ se lahko računa na dva različna načina: razmerje povprečne amplitude napake $\sqrt{\langle P_N \rangle / P_{MAX}}$ proti največji amplitudi signala oziroma razmerje povprečne amplitude napake $\sqrt{\langle P_N \rangle / \langle P_S \rangle}$ proti povprečni amplitudi signala. $EVM$ se običajno ne navaja v logaritemskih merskih enotah $EVM_{\mathrm{dB}}$, pač pa se decibeli uporabljajo za njegovo obratno vrednost razmerja napake modulacije $MER_{\mathrm{dB}}$ (Modulation Error Ratio).

Nelinearnost radijskega oddajnika vključno s pretvorbo $AM \rightarrow \phi M$ ni edini izvor popačenja signala QAM. Z višanjem hitrosti prenosa postaja čedalje bolj nadležno večpotje radijske poti, ki prav tako kvari $EVM$. Učinkovit protiukrep za večpotje je uporaba večtonskega modema. En sam hitro moduliran nosilec zamenja množica nosilcev z neodvisnimi počasnejšimi modulacijami. Počasnejše modulacije so dosti manj občutljive na večpotje.

Večtonski modem se da izdelati analogno ali številsko. Uporaba diskretne Fourierjeve transformacijo omogoča najmanjšo dopustno frekvenčno razdaljo med posameznimi nosilci imenovano OFDM (Orthogonal Frequency-Division Multiplex):




Zveza OFDM

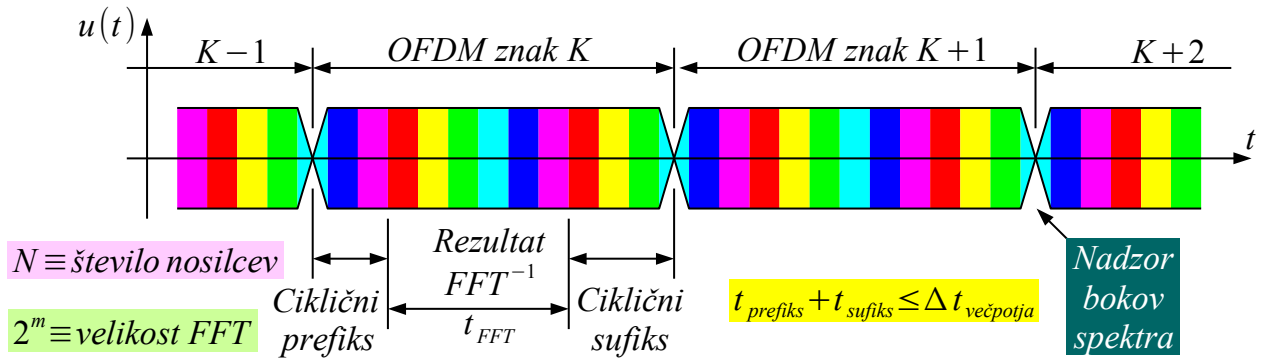
Oddajnik uporablja inverzno Fourierjevo transformacijo za pretvorbo znakov iz časovnega prostora v nosilce v frekvenčnem prostoru. Sprejemnik

uporablja Fourierjevo transformacijo za pretvorbo množice moduliranih nosilcev nazaj v znake v časovnem prostoru. Oba (oddajnik in sprejemnik) uporabljata učinkovit algoritem FFT v obeh smereh.

Rezultat FFT je cikličen. Omejitve analognih nizkoprepustnih sit $LPF$ v oddajniku in sprejemniku onemogočajo, da bi v celoti izkoristili rezultat FFT. Uporabnih nosilcev $N < 2^m$ je manj od točk FFT, da ne pride do prekrivanja z naslednjo ciklično periodo spektra.

Odpornost na večpotje je pri OFDM nastavljiva. Vsakemu znaku OFDM se dodaja ciklični prefiks oziroma sufiks v trajanju največje razlike poti večpotja $\Delta t_{večpotja}$. Prefiks oziroma sufiks sta manj potratna pri večjem trajanju znakov OFDM oziroma višjem številu nosilcev $N$. Cena OFDM je $N-krat$ strožja zahteva za frekvenčno točnost v primerjavi z običajnim QAM na enem samem nosilcu.

Spekter OFDM je skoraj pravokoten z odličnim izkoristkom, ki dosega teoretske vrednosti QAM. Zadošča šibko vnaprejšnje popravljanje napak FEC (Forward Error Correction). V radiodifuziji omogoča gradnjo enofrekvenčnih omrežij SFN (Single-Frequency Network), kjer se sprejem več enakih oddaj iz različnih oddajnikov skrije v večpotje:




$$\text{Visoko razmerje } \frac{P_{MAX}}{\langle P \rangle} \rightarrow \eta \approx 3\%$$

$$\text{Točnost frekvence } \Delta f \leq 10\% \frac{1}{t_{FFT}}$$

$$\text{Analogna anti-aliasing nizka sita } (LPF) \text{ zahtevajo } N < 2^m$$

Nastavljiva odpornost na $\Delta t_{večpotja}$
Skoraj pravokoten frekvenčni spekter
Zadošča šibek FEC
Spektralni izkoristek $C/B$ skoraj dosega teoretske vrednosti QAM
Omogoča enofrekvenčna omrežja SFN (Single-Frequency Network)

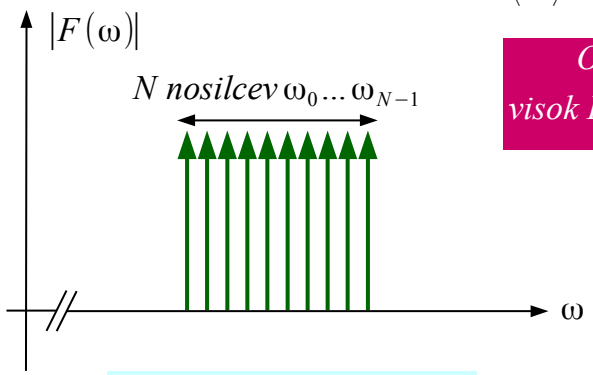
*Lastnosti OFDM*

OFDM ima tudi pomanjkljivosti. OFDM je večtonski modem, ki ima zelo visoko razmerje vršne proti povprečni moči $PAPR$ (Peak-to-Average Power Ratio). $PAPR$ ni omejitev za erbijev vlakenski laser, kar omogoča preprost valovnodolžinski multipleks WDM v svetlobnih vlaknih. $PAPR$ je

huda omejitev za visokofrekvenčne ojačevalnike, kjer aktivni gradniki shranjujejo zanemarljivo malo energije.

Teoretski $PAPR = N$ večtonskega modema je enak številu nosilcev. Izkoristek oddajnika OFDM je izredno slab $\eta_{OFDM} \approx \eta_{1\mathrm{dB}} / PAPR$, če naj se prepreči kakršnokoli prekrmiljenje izhodne stopnje oddajnika:

$$PAPR = \frac{P_{MAX}}{\langle P \rangle} = \frac{N^2 \cdot P_0}{N \cdot P_0} = N \equiv Peak-to-Average\ Power\ Ratio$$




$N \equiv$ število nosilcev
$P_0 \equiv$ moč enega nosilca
$\langle P \rangle = N \cdot P_0 \equiv$ srednja moč
$P_{MAX} = N^2 \cdot P_0 \equiv$ vršna moč

OFDM običajno $N = 48 \ldots 27265$ nosilcev
visok $PAPR = N \rightarrow$ slab izkoristek $\eta_{OFDM} \approx \frac{\eta_{1\mathrm{dB}}}{PAPR}$

Veliko število $(N > 5)$ neodvisnih nosilcev:

Rayleighjeva porazdelitev gostote verjetnosti moči

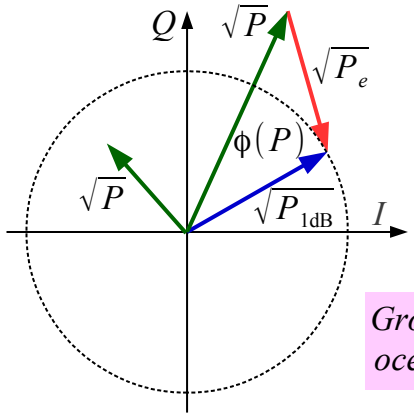
$$p(P) = \frac{1}{\langle P \rangle} \cdot e^{-\frac{P}{\langle P \rangle}}$$

Pogostnost zelo velikih moči $P \gg \langle P \rangle$ je izredno majhna!
Smiselna moč $P_{MAX} \approx P_{1\mathrm{dB}} = ?$

## Večtonski modem

Pri večjem številu $N > 5$ neodvisnih nosilcev se trenutna moč podreja Rayleighjevi porazdelitvi (2D Gauss) gostote verjetnosti moči. Verjetnost, da bo trenutna moč $P > 10 \langle P \rangle$ presegla desetkratno povprečno moč, je izredno majhna. V praktičnem oddajniku OFDM je zato smiselno dopustiti možnost, da bo oddajnik prekrmiljen v nasičenje, če to bistveno ne kvari $EVM$. Kolikšno naj bo podkrmiljenje (backoff) oddajnika oziroma razmerje med močjo nasičenja ojačevalnika $P_{1\mathrm{dB}} / \langle P \rangle$ in povprečno močjo signala?

Oddajnik naj ne bi popačil večtonskega signala, ko je trenutno zahtevana moč $P < P_{1\mathrm{dB}}$ pod močjo nasičenja. Ko je trenutno zahtevana moč $P > P_{1\mathrm{dB}}$ nad močjo signala, ojačevalnik omejuje amplitudo na $P \rightarrow P_{1\mathrm{dB}}$ in dodaja napako faze $\phi(P)$. Ker se pri OFDM napaka porazdeli med $N$ neodvisnih nosilcev, je smiselno računati s trenutno močjo napake $P_e(P)$. Trenutno moč napake $P_e(P)$ se izračuna po kosinusnem izreku v kazalčnem diagramu:




$$P_e(P)=P+P_{1dB}-2\sqrt{P\cdot P_{1dB}}\cos\phi(P)$$

$P_e(P)\equiv$ *merljivo ampak zahtevno*

$$\langle P_e\rangle=\int_0^\infty P_e(P)\cdot p(P)\,dP$$

*Rayleigh*

$$p(P)=\frac{1}{\langle P\rangle}\cdot e^{-\frac{P}{\langle P\rangle}}$$

*Groba ocena* $\begin{cases} P_e(P)=0 & @ \quad P<P_{1dB} \\ P_e(P)\approx P & @ \quad P>P_{1dB} \end{cases}$

$$\langle P_e\rangle\approx\int_{P_{1dB}}^\infty \frac{P}{\langle P\rangle}\cdot e^{-\frac{P}{\langle P\rangle}}dP=P_{1dB}\cdot e^{-\frac{P_{1dB}}{\langle P\rangle}}+\langle P\rangle\cdot e^{-\frac{P_{1dB}}{\langle P\rangle}}$$

$$EVM=\sqrt{\frac{\langle P_e\rangle}{\langle P\rangle}}\approx\sqrt{\left(\frac{P_{1dB}}{\langle P\rangle}+1\right)\cdot e^{-\frac{P_{1dB}}{\langle P\rangle}}}\equiv$$ *Error Vector Magnitude*

| *Podkrmiljenje* $10\log_{10}\frac{P_{1dB}}{\langle P\rangle}$ | *EVM* |
|---|---|
| 0dB | 86% |
| 5dB | 42% |
| 10dB | 2.2% |
| 15dB | 0.000078% |
| 20dB | 1.9E−19% |

## *Podkrmiljenje večtonskega oddajnika*

Trenutna moč napake $P_e(P)$ je izračunljiva oziroma merljiva, ampak račun oziroma meritev sta oba zahtevna. Groba ocena privzame, da pri majhnih signalih pod $P<P_{1dB}$ ni moči napake $P_e(P)=0$ . Ista groba ocena privzame, da je pri velikih signalih $P>P_{1dB}$ moč napake $P_e(P)\approx P$ kar enaka trenutni zahtevani moči.

Približek za trenutno moč napake $P_e(P)$ se lahko integrira v povprečno moč napake $\langle P_e\rangle$ s pomočjo znane Rayleighove porazdelitve gostote verjetnosti $p(P)$ . Končni rezultat $EVM=\sqrt{\langle P_e\rangle/\langle P\rangle}$ je zanimiva funkcija podkrmiljenja oddajnika $P_{1dB}/\langle P\rangle$ .

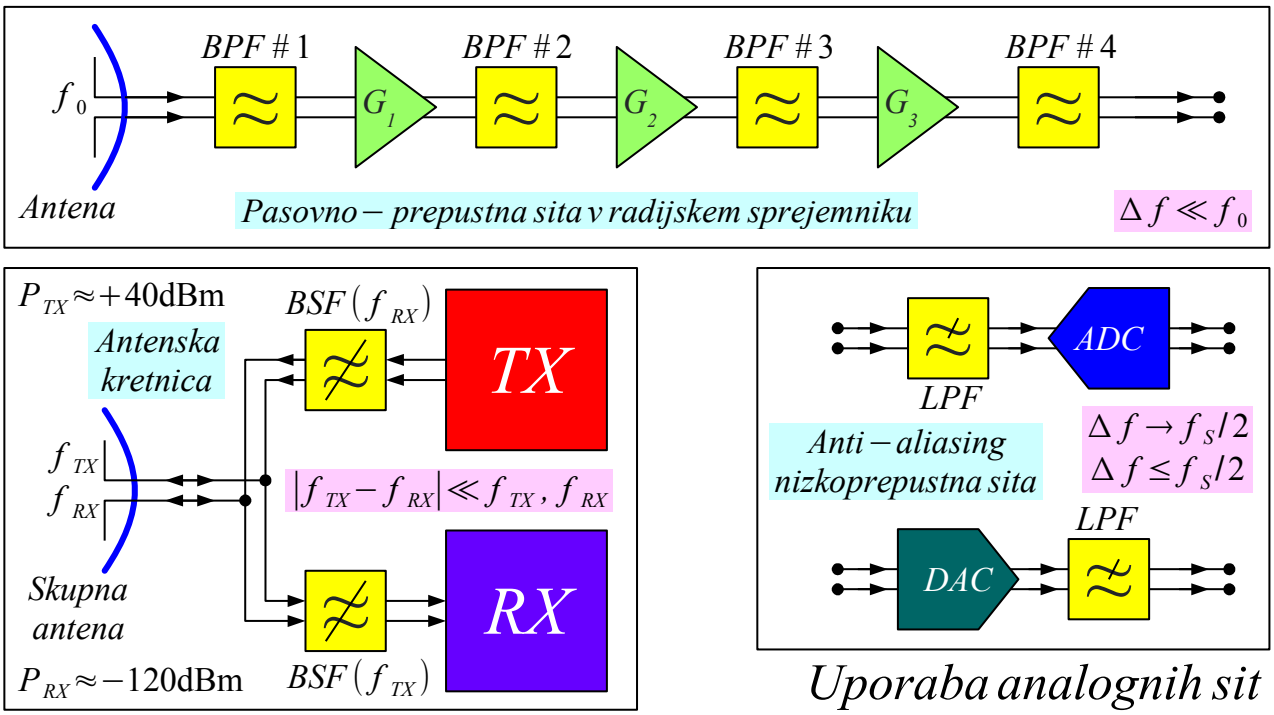
Pri podkrmiljenju oddajnika pod $\log P_{1dB}/\langle P\rangle<10\text{dB}$ je napaka $EVM$ neuporabno visoka. Pri podkrmiljenju oddajnika nad $\log P_{1dB}/\langle P\rangle>15\text{dB}$ napaka $EVM\to 0$ izgine. Kljub grobi oceni povprečne moči napake $\langle P_e\rangle$ daje prikazana izpeljava povsem smiseln rezultat $10\text{dB}<\log P_{1dB}/\langle P\rangle<15\text{dB}$ , kar pomeni izkoristek ojačevalnika v razredu A v območju $1\%\le\eta_{OFDM}\le 3\%$ . Ojačevalnik Doherty mogoče doseže dvakrat toliko.

* * * * *

# 10. Analogna frekvenčna sita

Tudi v visokofrekvenčnih vezjih $10\text{MHz} < f < 100\text{GHz}$ opravijo polprevodniški gradniki večino zahtevnih nalog. Ker se zmogljivosti slednjih: ojačanje, šum in moč vztrajno zmanjšujejo s frekvenco, je pogosto potrebna pomoč preprostih pasivnih gradnikov: kondenzatorjev, tuljav, uporov in prenosnih vodov izbrane dolžine $l$ in karakteristične impedance $Z_K$ . Najpogostejši so "blokirni" kondenzatorji za zniževanje notranje impedance vira napajanja $Z_g \downarrow$ . Sklopni kondenzatorji in dušilke omogočajo ločevanje izmeničnih signalov od enosmernega napajanja.

Pri višjih frekvencah so kondenzatorji, tuljave in prenosni vodi potrebni za prilagoditev impedanc aktivnih gradnikov. Hkrati upori dušijo neželjene rezonance vezja. Naloge več reaktivnih gradnikov se pogosto združujejo v analogna frekvenčna sita. Najbolj pogost tak primer so analogna frekvenčna pasovno-prepustna sita (Band-Pass Filter ali BPF) v radijskem sprejemniku. Zahtevnejše naloge z velikim razponom moči so pogosto izvedene tudi s frekvenčno-zapornimi siti (Band-Stop Filter ali BSF):



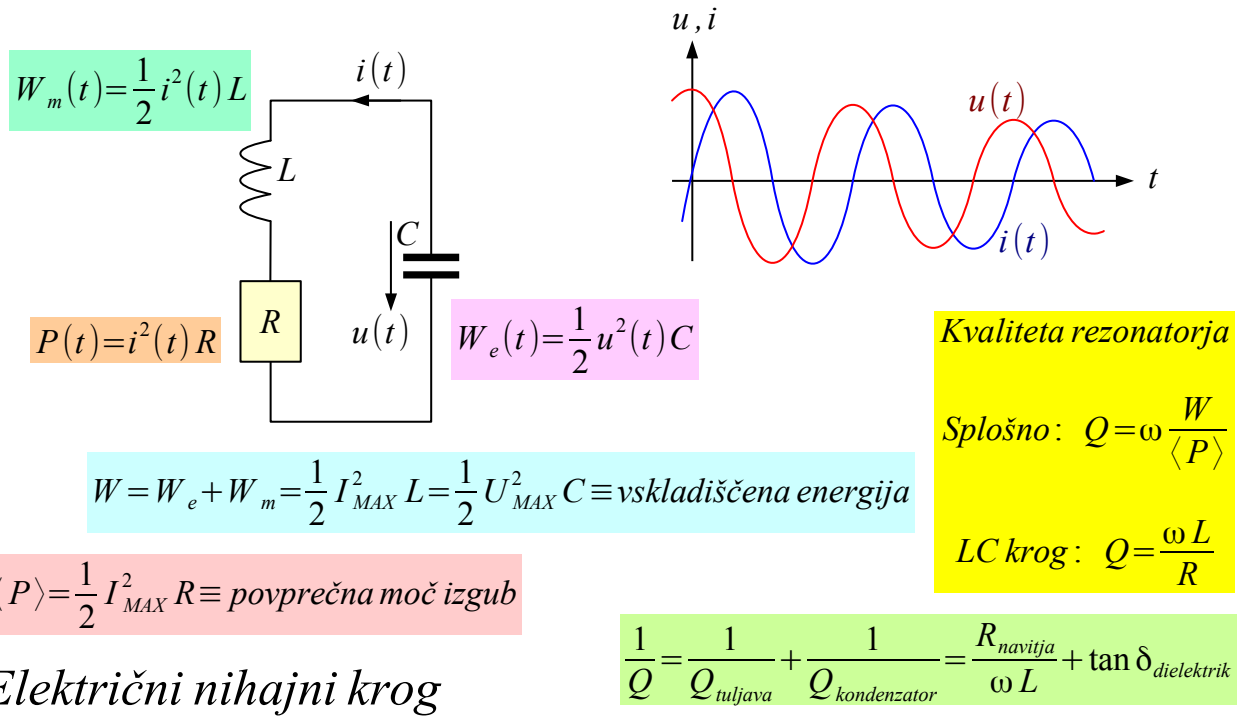

*Uporaba analognih sit*

Marsikatera naloga obdelave signalov izgleda na prvi pogled lažje rešljiva v številskem svetu. Resnica digitalij je ravno drugačna. Digitalije se ne morejo kosati z analognim svetom po širokem frekvenčnem razponu, nizkem šumu ali veliki moči. Celo najpreprostejši analogno/digitalni pretvornik (ADC) oziroma digitalno/analogni pretvornik (DAC) nujno potrebujeta na svojem

vhodu oziroma izhodu najmanj analogno nizko-prepustno sito (Low-Pass Filter ali LPF), da izloči neželjene frekvenčne produkte vzorčenja. Analogna frekvenčna sita torej ostajajo nujen gradnik, da lahko svet digitalij sploh zaživi.

V tem učbeniku so namenoma izpuščena nizkofrekvenčna analogna sita, ki vsebujejo ojačevalnike oziroma uporovne slabilce. Takšna vezja se pogosto uporabljajo kot manjša in cenejša zamenjava za tuljave in druge reaktivne gradnike. Z višanjem frekvence se uporabnost takšnih vezij hitro krči, saj so običajni reaktivni gradniki v številnih pogledih boljši.

Osnovni gradnik analognih frekvenčnih sit je električni $LC$ nihajni krog. V slednjem energija niha med električno energijo v kondenzatorju $C$ in magnetno energijo v tuljavi $L$. Oba reaktivna gradnika odžirata moč nihanju s svojimi izgubami. Običajno vnaša največje izgube moči upornost navitja tuljave $R$:



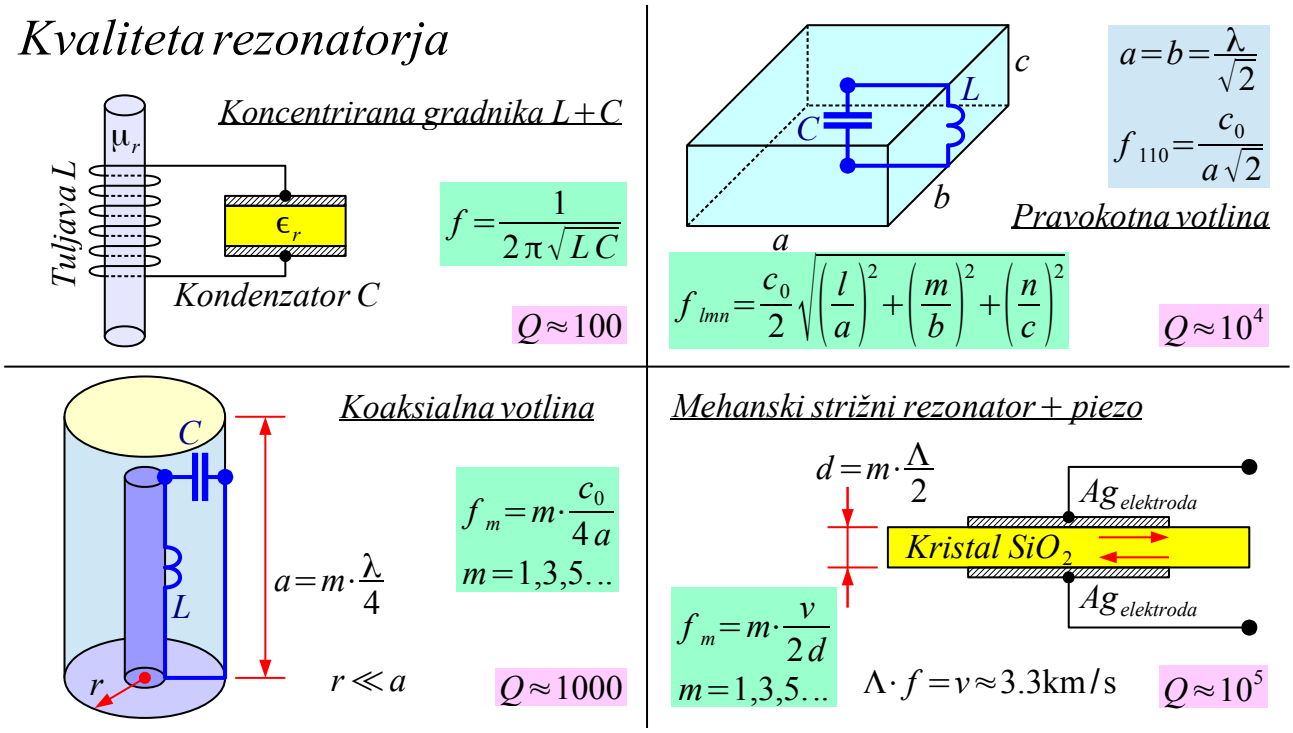

*Električni nihajni krog*

Kakršenkoli fizikalni rezonator opisuje kvaliteta $Q=\omega\cdot W/P$ kot razmerje med shranjeno energijo $W$ in močjo izgub $P$. Krožna frekvenca $\omega$ poskrbi, da je kvaliteta neimenovano število. Električni rezonator z večino izgub v navitju tuljave opisuje kvaliteta $Q=\omega\cdot L/R$. V natančnejšem računu je treba izgubam navitja tuljave $1/Q_{tuljava}$ prišteti vsaj še izgube dielektrika kondenzatorja $1/Q_{kondenzator}=\tan\delta_{dielektrik}$.

Električni rezonatorji imajo razmeroma visoke izgube. Kvaliteta električnega nihajnega kroga s tuljavo razumnih izmer in zračnim jedrom

komaj dosega $Q \approx 100$ . Za frekvence nad $f > 100\text{MHz}$ ni primernih feromagnetnih jeder, ki bi lahko še kaj izboljšala kvaliteto tuljave nad $Q_{tuljava} > 100$ . Bolj pogost primer so male SMD tuljave s kvaliteto komaj $Q_{tuljava} \approx 10$ zaradi malih izmer navitja in neprimernega feritnega jedra. Lažje je najti kakovosten dielektrik za kondenzator, ki omogoča $Q_{kondenzator} = 1/\tan\delta > 1000$ .

Višjo kvaliteto $Q$ se da doseči s tuljavo večjih izmer v votlinskem rezonatorju. Koaksialni votlinski rezonator dolžine $a = \lambda/4$ dosega že pri $r \ll a$ kvaliteto višjo od $Q > 1000$ . Pravokotna votlina s stranicami v velikostnem razredu ene valovne dolžine $a \approx b \approx c \approx \lambda$ dosega kvaliteto v razredu $Q \approx 10^4$ :

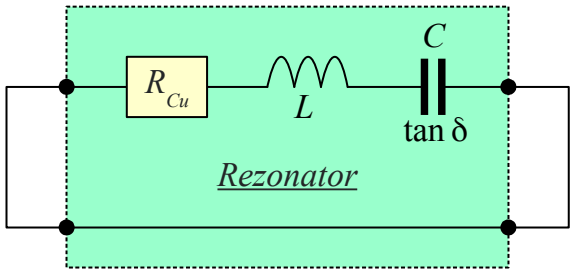



Bistveno ugodnejše lastnosti od električnih rezonatorjev imajo mehanski rezonatorji. Mehanski strižni rezonator iz kremenovega kristala $SiO_2$ presega $Q > 10^6$ . Povrhu piezoelektrični pojav v $SiO_2$ omogoča električni sklop na zunanje vezje preko srebrnih elektrod $Ag$ , naparjenih na rezino kristala $SiO_2$ .

Ker je hitrost ultrazvoka v $SiO_2$ za pet velikostnih razredov nižja od hitrosti elektromagnetnega valovanja v votlini, so temu sorazmerno manjše izmere mehanskega strižnega rezonatorja. Ker se načrtovanje mehanskih rezonatorjev razlikuje od električnih rezonatorjev, je mehanskim piezoelektričnim rezonatorjem namenjeno ločeno poglavje v tem učbeniku.

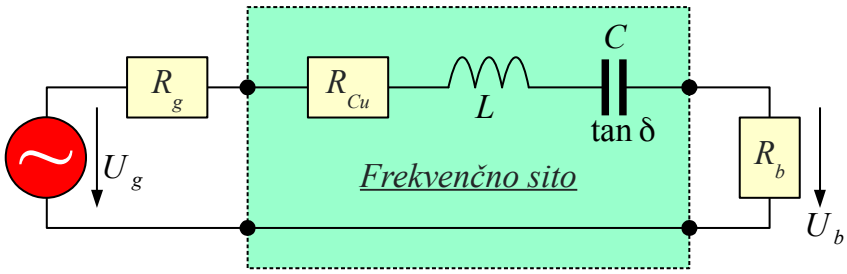
Glede na različne tehnologije izvedb rezonatorjev je smiselno vse rezonatorje obravnavati preko ključne veličine, kvalitete rezonatorja $Q$ . Drugačno impedanco se lahko nastavi s transformatorjem. Povezavo med električnim in mehanskim nihanjem se lahko izvede s piezoelektričnim ali magnetostrikcijskim pretvornikom.

Kvaliteto vseh rezonatorjev se lahko obravnava na dva različna načina: kot kvaliteto osamljenega, neobremenjenega rezonatorja $Q_U$ (Unloaded) oziroma kot kvaliteto obremenjenega rezonatorja $Q_L$ (Loaded) v vezju frekvenčnega sita. Obremenjena kvaliteta $Q_L < Q_U$ dodatno vsebuje še notranje izgube vira in bremena, zato je vedno manjša od neobremenjene kvalitete:




$$Neobremenjeni\,(Unloaded)$$
$$Q_U = \frac{\omega L}{R_{Cu}}$$

$$Q_L < Q_U$$



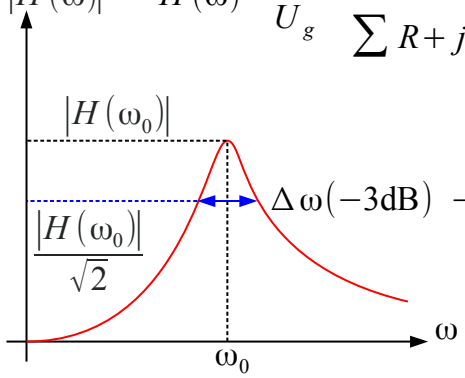

$$Obremenjeni\,(Loaded)$$
$$Q_L = \frac{\omega L}{R_g + R_{Cu} + R_b}$$

$$\sum R = R_g + R_{Cu} + R_b$$

$$Q_L = \frac{\omega L}{\sum R}$$

*Neobremenjeni in obremenjeni rezonator*

Pasovna širina prepustnega sita je običajno določena pri upadu odziva za $-3\mathrm{dB}$ glede na maksimum prevajalne funkcije $|H(\omega)|$ . Pasovno-prepustno sito z enim samim rezonatorjem ima en sam maksimum odziva pri frekvenci $\omega_0$ . Njegova $-3\mathrm{dB}$ pasovna širina $\Delta\omega = \omega_0 / Q_L$ je točno obratno-sorazmerna obremenjeni kvaliteti rezonatorja. Razen za krožne frekvence velja ista povezava tudi za običajne frekvence $\Delta f = f_0 / Q_L$ :




$$H(\omega)=\frac{U_b}{U_g}=\frac{R_b}{\sum R+j\omega L+\frac{1}{j\omega C}}\approx\frac{R_b}{\sum R\pm j\Delta\omega L}$$

$$Q_L=\frac{\omega_0 L}{\sum R}\gg 1$$

$$\Delta\omega(-3\text{dB})\ \rightarrow\ \sum R=\Delta\omega L$$

*Pasovna širina* $-3\text{dB}$

$$\Delta\omega=\frac{\sum R}{L}\qquad \sum R=\frac{\omega_0 L}{Q_L}$$

$$\Delta\omega=\frac{\omega_0}{Q_L}\qquad \Delta f=\frac{f_0}{Q_L}$$

$$\frac{1}{1+x}\approx 1-x\ \ @\ \ x\ll 1$$

$$j\omega_0 L+\frac{1}{j\omega_0 C}=0\ \rightarrow\ \omega_0=\frac{1}{\sqrt{LC}}$$

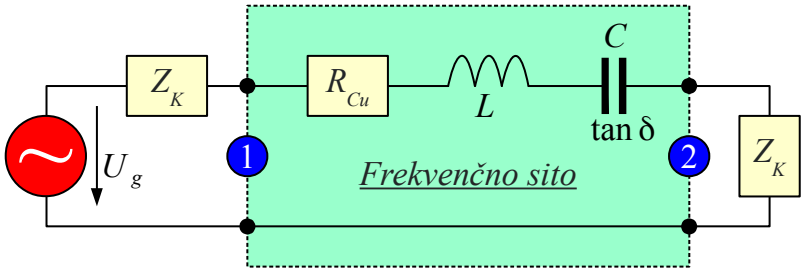
$$\omega=\omega_0\pm\frac{\Delta\omega}{2}\qquad \frac{\Delta\omega}{2}\ll\omega_0$$

$$j\omega L+\frac{1}{j\omega C}=j\left(\omega_0\pm\frac{\Delta\omega}{2}\right)L+\frac{1}{j\omega_0\left(1\pm\frac{\Delta\omega}{2\omega_0}\right)C}\approx$$

$$\approx j\left(\omega_0\pm\frac{\Delta\omega}{2}\right)L+\frac{1}{j\omega_0 C}\left(1\mp\frac{\Delta\omega}{2\omega_0}\right)=\pm j\Delta\omega L$$

## *Pasovna širina*

Ključni lastnosti frekvenčnega pasovnega sita sta prilagoditev impedance $s_{11}=s_{22}$ in vstavitveno slabljenje $s_{12}=s_{21}$. Obe veličini sta pri situ z enim rezonatorjem vedno $s_{ij}\neq 0$ različni od nič in vedno manjši od enote $|s_{ij}|<1$. Pri osrednji frekvenci $\omega=\omega_0$ sta določeni prav s kvocientom obremenjene in neobremenjene kvalitete $Q_L/Q_U$. Sito z enim samim rezonatorjem torej ne more biti nikjer brezhibno impedančno prilagojeno niti brez vstavitvenega slabljenja:




$$Z=R_{Cu}+j\omega L+\frac{1}{j\omega C}$$

$$\sum R=R_{Cu}+2Z_K$$

$$\sum R=\frac{\omega_0 L}{Q_L}\qquad R_{Cu}=\frac{\omega_0 L}{Q_U}$$

$$s_{11}=s_{22}=\frac{Z}{Z+2Z_K}=\frac{R_{Cu}+j\omega L+\frac{1}{j\omega C}}{\sum R+j\omega L+\frac{1}{j\omega C}}$$

$$s_{12}=s_{21}=\frac{2Z_K}{Z+2Z_K}=\frac{2Z_K}{\sum R+j\omega L+\frac{1}{j\omega C}}$$

$\omega=\omega_0$

$$s_{11}=s_{22}=\frac{R_{Cu}}{\sum R}=\frac{Q_L}{Q_U}>0$$

$$s_{12}=s_{21}=\frac{2Z_K}{\sum R}=1-\frac{R_{Cu}}{\sum R}=1-\frac{Q_L}{Q_U}$$

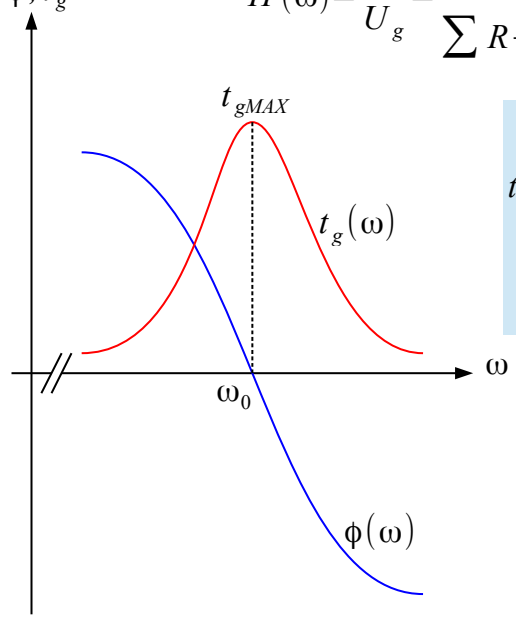
$$a=|s_{21}|^2=\left(1-\frac{Q_L}{Q_U}\right)^2<1$$

## *Prilagoditev in vstavitveno slabljenje*

Frekvenčno sito vsebuje kondenzatorje, tuljave in druge reaktivne gradnike, ki hranijo energijo. Hranjenje energije zakasni signal in povzroča zvonjenje sita. Pri frekvenčnem situ z enim rezonatorjem sta zakasnitev $t_g(\omega)$ in zvonjenje sita največja pri osrednji frekvenci $\omega_0$ .

Skupinsko zakasnitev določa fazni odziv sita, bolj točno njegov odvod po frekvenci $t_g(\omega)=-d\phi/d\omega$ . Največja skupinska zakasnitev $t_{gMAX}=2Q_L/\omega_0$ je premo-sorazmerna obremenjeni kvaliteti in obratno-sorazmerna osrednji frekvenci rezonatorja:

$$H(\omega)=\frac{U_b}{U_g}=\frac{R_b}{\sum R+j\omega L+\frac{1}{j\omega C}} \rightarrow \phi(\omega)=-\arctan\frac{\omega L-\frac{1}{\omega C}}{\sum R}\equiv \textit{fazni kot}$$




$$t_g(\omega)=-\frac{d\phi}{d\omega}=\frac{1}{1+\left(\frac{\omega L-\frac{1}{\omega C}}{\sum R}\right)^2}\cdot\frac{L+\frac{1}{\omega^2 C}}{\sum R}\equiv \textit{skupinska zakasnitev}$$

$$t_{gMAX}=t_g(\omega=\omega_0)=\frac{L+\frac{1}{\omega_0^2 C}}{\sum R}=\frac{2L}{\sum R}=\frac{2Q_L}{\omega_0}=\frac{Q_L}{\pi f_0}$$

*Skupinska zakasnitev*

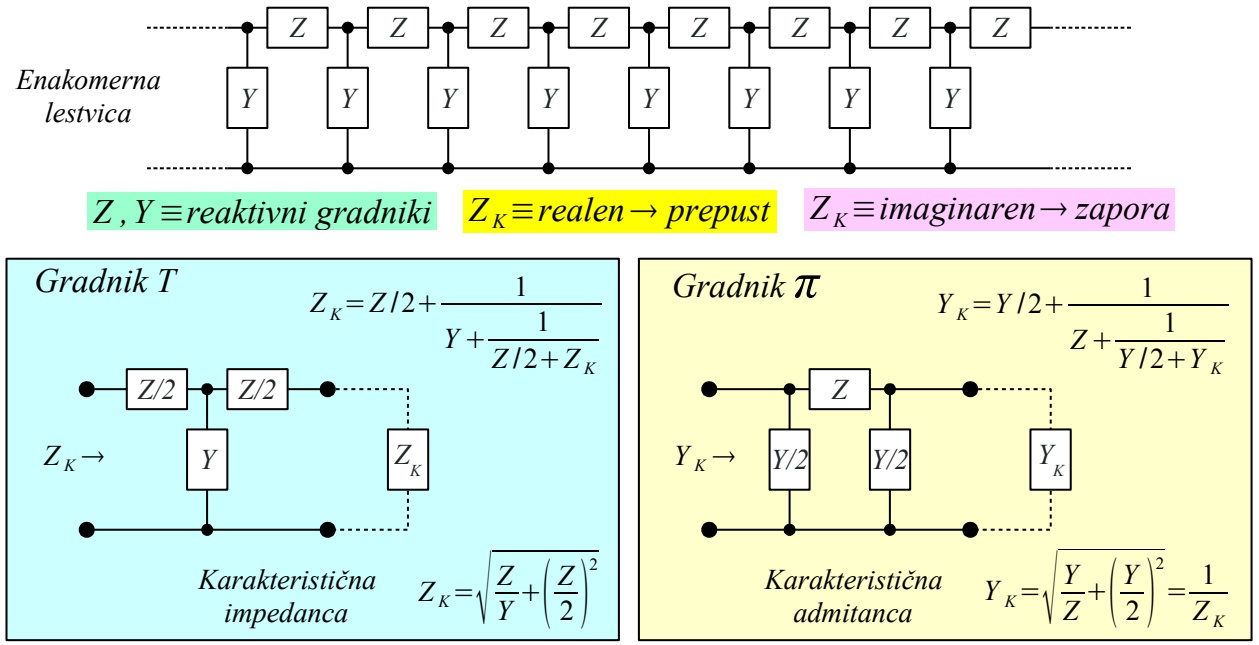
Sito z enim samim rezonatorjem ni niti impedančno prilagojeno na vir oziroma breme niti ne dosega zahtev vezja. Impedančno-prilagojen slabilec zahteva vezje najmanj treh uporov. Impedančno-prilagojeno frekvenčno sito zahteva najmanj tri rezonatorje. Sito s poljubnim predpisanim frekvenčnim odzivom zahteva še več rezonatorjev. Rezonatorji morajo biti med sabo povezani tako, da se njihovi učinki čim učinkoviteje seštevajo v odzivu sita.

Zaporedna vezava različnih reaktivnih gradnikov ne zmore kaj več od zaporednega nihajnega kroga. Vzporedna vezava reaktivnih gradnikov ne zmore kaj več od vzporednega nihajnega kroga. Lestvica zaporedja izmenično postavljenih vzporednih in zaporednih reaktivnih gradnikov zmore dosti več, praktično neskončen nabor različnih odzivov frekvenčnih sit.

Najlažje je obravnavati dogajanje v enakomerni lestvici samih med sabo enakih vzporednih gradnikov $Y$ in samih med sabo enakih zaporednih gradnikov $Z$ . Enakomerna lestvica ima podobno kot prenosni vod

določeno razmerje med napetostjo in tokom oziroma karakteristično impedanco $Z_K = U_V / I_V = -U_O / I_O$ . Gradniki frekvenčnega sita $Y$ in $Z$ so reaktivni oziroma skoraj čisto imaginarni. Karakteristična impedanca $Z_K$ enakomerne lestvice reaktivnih gradnikov je bodisi skoraj čisto realna ali pa skoraj čisto imaginarna.

Realna $Z_K$ pomeni, da se enakomerna letvica obnaša kot prenosni vod, ki prenaša delovno moč. Imaginarna $Z_K$ pomeni, da enakomerna lestvica ne deluje kot prenosni vod, pač pa kakršnokoli vpadno moč odbija, kar daje jalovo moč. Na primer, pravokoten kovinski valovod je visoko-prepustno frekvenčno sito, ki ima povsem jalovo $Z_K$ pod mejno frekvenco in povsem delovno $Z_K$ nad mejno frekvenco osnovnega rodu:



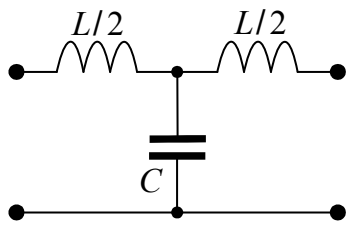

*Lestvičasta sita*

Razlika med enakomerno lestvico in prenosnim vodom je v velikosti gradnikov. Enakomerna lestvica vsebuje končno število reaktivnih gradnikov končnih izmer. Prenosni vod vsebuje neskončno število reaktivnih porazdeljenih gradnikov diferencialno majhnih izmer.

Karakteristična impedanca enakomerne lestvice $Z_K$ je enaka karakteristični impedanci vsakega posameznega člena lestvice. Člene enakomerne lestvice opisujejo gradniki $T$ oziroma gradniki $\pi$ . Pri gradnikih $T$ se zaporedna impedanca $Z$ deli na zaporedno začetno $Z/2$ in zaporedno končno $Z/2$ . Pri dualnih gradnikih $\pi$ se vzporedna admitanca $Y$ deli na vzporedno začetno $Y/2$ in vzporedno končno $Y/2$ . Obravnavi frekvenčnih sit z gradniki $T$ ali dualnimi $\pi$ sta med

sabo zelo podobni.

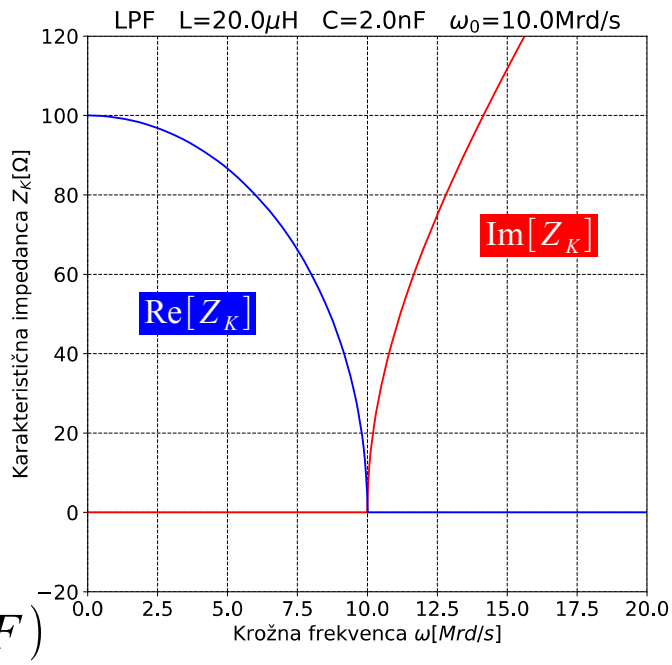
Nizko-prepustno frekvenčno sito (LPF) uporablja kot zaporedne gradnike lestvice tuljave $Z=j\omega L$ in kot vzporedne gradnike lestvice kondenzatorje $Y=j\omega C$. Pri nizkih frekvencah $\omega \ll \omega_0$ daleč pod zaporno frekvenco se nizko-prepustno sito obnaša povsem enako kot prenosni vod z realno karakteristično impedanco $Z_K \approx \sqrt{L/C}$ :




$$Z=j\omega L$$
$$Y=j\omega C$$

$$Z_K=\sqrt{\frac{L}{C}-\left(\frac{\omega L}{2}\right)^2}$$

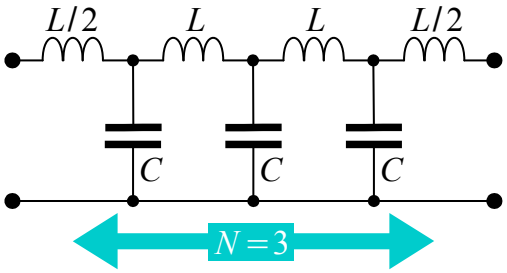
$$\omega_0=\frac{2}{\sqrt{LC}}$$




$$Nizko-prepustno\ sito\left(LPF\right)$$

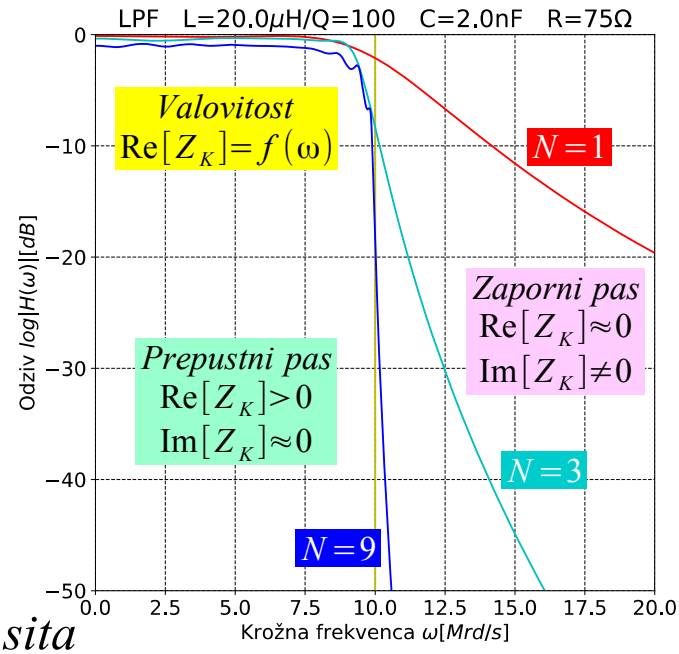
V bližini zaporne frekvence $\omega \approx \omega_0$ gre karakteristična impedanca gradnika $T$ proti $Z_K \to 0$ nič oziroma karakteristična impedanca gradnika $\pi$ proti $Z_K \to \infty$. Daleč nad zaporno frekvenco $\omega \gg \omega_0$ karakteristična impedanca gradnika $T$ ostaja jalova induktivna in narašča preko vsake meje $Z_K \approx j\omega L/2$. Karakteristična admitanca dualnega gradnika $\pi$ ostaja jalova kapacitivna in narašča preko vsake meje $Y_K \approx j\omega C/2$.

Frekvenčno sito enakomerne lestvice ima v prepustnem pasu valovit odziv $H(\omega)$ zaradi neprilagoditve sicer večinoma realne karakteristične impedance $Z_K(\omega)$, ki se s frekvenco spreminja. Valovitost odziva $H(\omega)$ se da nekoliko zmanjšati s skrbno izbiro notranje upornosti vira oziroma bremena $R$. Izgube v reaktivnih gradnikih, predvsem tuljavah $Q<\infty$, povečujejo vstavitveno slabljenje v prepustnem pasu ampak hkrati dodatno znižujejo valovitost odziva $H(\omega)$ :




$Z = j\omega L$
$Y = j\omega C$

*Pravokotni odziv je neizvedljiv !*
$N \to \infty$
$H(\omega) \to 0$
$t_g \to \infty$

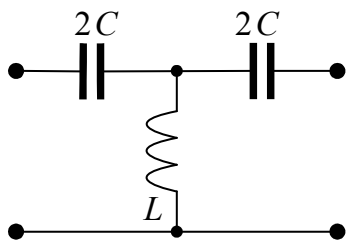



## *Odziv nizko – prepustnega sita*

V zapornem pasu je karakteristična impedanca sita $Z_K(\omega)$ skoraj čisto imaginarna. Odziv sita upada tem hitreje, čim več členov $N$ ima lestvica. Povsem pravokoten odziv ni izvedljiv, ker bi zahteval neskončno število členov lestvice $N \to \infty$ z neskončno skupinsko zakasnitvijo $t_g \to \infty$ . Neskončno število členov lestvice bi dalo z resničnimi gradniki z neničelnimi izgubami $Q < \infty$ tudi neskončno vstavitveno slabljenje v prepustnem pasu $H(\omega) \to 0$ .

V visoko-prepustnem frekvenčnem situ (HPF) se vlogi kondenzatorjev in tuljav zamenjata med sabo glede na nizko-prepustno sito. Zaporedni gradniki lestvice postanejo kondenzatorji $Z = 1/(j\omega C)$ . Vzporedni gradniki lestvice postanejo tuljave $Y = 1/(j\omega L)$ . Pri visokih frekvencah $\omega \gg \omega_0$ daleč nad zaporno frekvenco se visoko-prepustno sito obnaša povsem enako kot prenosni vod z realno $Z_K \approx \sqrt{L/C}$ .

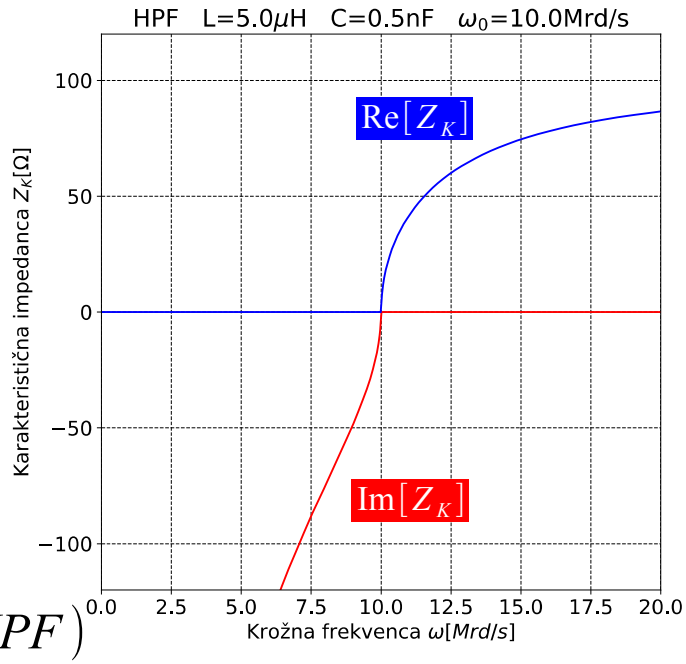
V bližini zaporne frekvence $\omega \approx \omega_0$ gre karakteristična impedanca gradnika $T$ proti $Z_K \to 0$ nič oziroma karakteristična impedanca gradnika $\pi$ proti $Z_K \to \infty$ povsem enako kot pri nizko-prepustnem situ. Daleč pod zaporno frekvenco $\omega \ll \omega_0$ karakteristična impedanca gradnika $T$ ostaja jalova kapacitivna in narašča preko vsake meje $Z_K \approx 1/(j2\omega C)$ . Karakteristična admitanca dualnega gradnika $\pi$ ostaja jalova induktivna in narašča preko vsake meje $Y_K \approx 1/(j2\omega L)$ :




$$Z=\frac{1}{j\omega C} \qquad Y=\frac{1}{j\omega L}$$

$$Z_K=\sqrt{\frac{L}{C}-\left(\frac{1}{2\omega C}\right)^2}$$

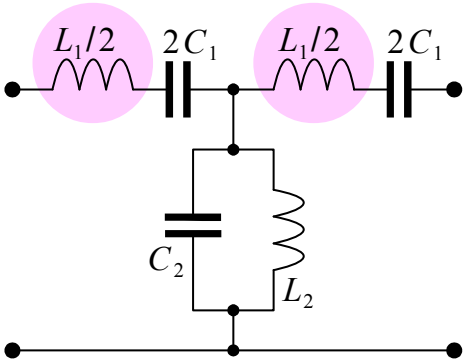
$$\omega_0=\frac{1}{2\sqrt{LC}}$$




## *Visoko – prepustno sito (HPF)*

Sestavljanje zaporednih vej $Z$ oziroma vzporednih vej $Y$ enakomerne lestvice iz več reaktivnih gradnikov omogoča več prepustnih pasov oziroma več zapornih pasov frekvenčnega sita. Najbolj samoumevni gradnik je pasovno-prepustno frekvenčno sito (BPF). Pasovno-prepustno frekvenčno sito uporablja zaporedne nihajne kroge $L_1C_1$ v zaporednih vejah lestvice $Z=j\omega L_1+1/(j\omega C_1)$ in vzporedne nihajne kroge $L_2C_2$ v vzporednih vejah lestvice $Y=j\omega C_2+1/(j\omega L_2)$ :

*(Ne)izvedljivo?*




$$Z=j\omega L_1+\frac{1}{j\omega C_1} \qquad Y=j\omega C_2+\frac{1}{j\omega L_2}$$

$$Z_K=\sqrt{\frac{\omega L_1-\frac{1}{\omega C_1}}{\omega C_2-\frac{1}{\omega L_2}}-\left(\frac{\omega L_1-\frac{1}{\omega C_1}}{2}\right)^2}$$

$$\omega_{01},\omega_{02}=\sqrt{\frac{\left(\frac{L_1}{L_2}+\frac{C_2}{C_1}+4\right)\pm\sqrt{\left(\frac{L_1}{L_2}+\frac{C_2}{C_1}+4\right)^2-4\frac{L_1C_2}{L_2C_1}}}{2L_1C_2}}$$

## *Pasovno – prepustno sito (BPF)*

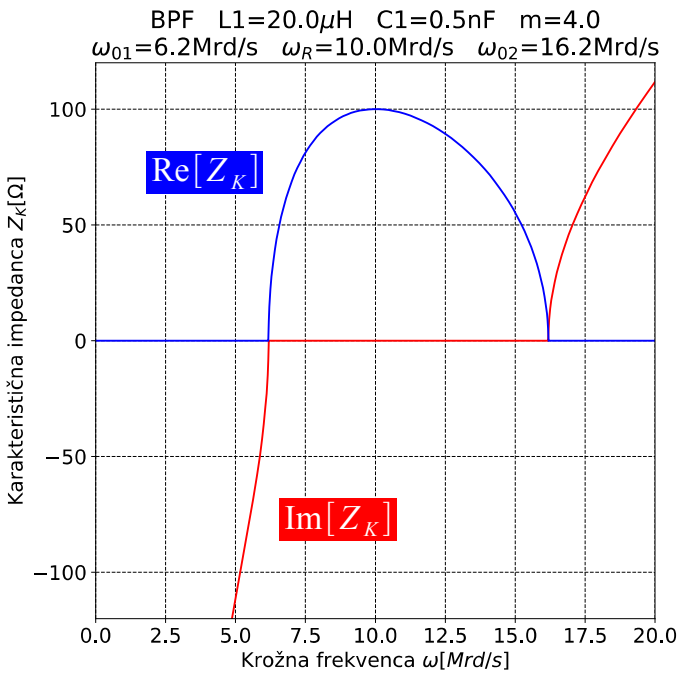
Pasovno-prepustno frekvenčno sito opisujejo karakteristična impedanca $Z_K$ ter obe zaporni frekvenci $\omega_{01}$ in $\omega_{02}$. Skupaj torej samo tri zahteve za štiri neodvisne reaktivne gradnike $L_1$, $L_2$, $C_1$ in $C_2$. Zaporedne in vzporedne nihajne kroge je najbolj smotrno izbrati tako, da so njihove rezonančne frekvence med sabo enake $\omega_R = 1/\sqrt{L_1 C_1} = 1/\sqrt{L_2 C_2}$ :

$$\omega_R = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}}$$

$$m = \frac{L_1}{L_2} = \frac{C_2}{C_1}$$

$$Z_K = \sqrt{\frac{L_1}{C_2} - \left(\frac{\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1}}{2}\right)^2}$$

$$\omega_{01}, \omega_{02} = \omega_R \sqrt{\frac{m + 2 \pm 2\sqrt{m+1}}{m}}$$



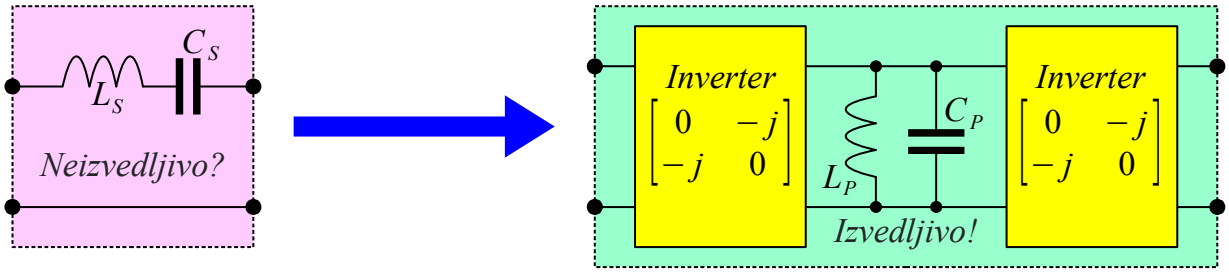

## *Smiselna izbira za BPF*

V prepustnem pasu $\omega_{01} < \omega < \omega_{02}$ pasovno-prepustnega sita je karakteristična impedanca skoraj povsem realna in se sredi prepustnega pasu približuje vrednosti $Z_K \to \sqrt{L_1/C_2}$. V bližini obeh zapornih frekvenc $\omega \to \omega_{01}$ in $\omega \to \omega_{02}$ gre karakteristična impedanca gradnika $T$ proti $Z_K \to 0$ proti nič. Pri zelo nizkih frekvencah $\omega \ll \omega_{01}$ karakterstična impedanca gradnika $T$ ostaja jalova kapacitivna in narašča preko vsake meje $Z_K \approx 1/(j 2\omega C)$. Pri zelo visokih frekvencah $\omega \gg \omega_{02}$ karakterstična impedanca gradnika $T$ ostaja jalova induktivna in narašča preko vsake meje $Z_K \approx j\omega L/2$.

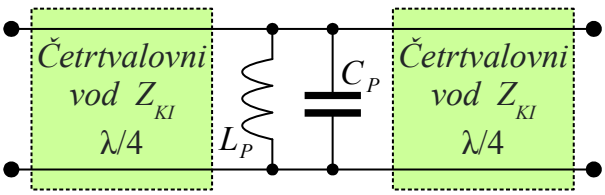
V visokofrekvenčni tehniki so pogosto potrebna pasovno-prepustna sita s pasovno širino dosti ožjo $\Delta\omega \ll \omega_R$ od osrednje frekvence prepustnega pasu. Takšna sita zahtevajo zelo visoko neobremenjeno kvaliteto gradnikov $Q_U \gg Q_L \approx \omega_R/\Delta\omega$ za znosno vstavitveno slabljenje. Sit z ozko pasovno širino $\Delta\omega \ll \omega_R$ se pogosto ne da načrtovati z $LC$ nihajnimi krogi, pač pa potrebujejo električne votlinske rezonatorje oziroma celo mehanske rezonatorje.

Celo v primeru, ko je sito možno načrtovati z $LC$ nihajnimi krogi, nekateri gradniki niso izvedljivi. Od vseh gradnikov v pasovno-prepustnem frekvenčnem situ je najtežje izvedljiva tuljava $L_1$ v zaporednem nihajnem krogu $L_1 C_1$. Tuljava $L_1$ mora imeti razmeroma visoko induktivnost. Hkrati je kapacitivnost med ovoji tuljave $L_1$ ter proti drugim gradnikom sita zelo moteča za odziv sita.

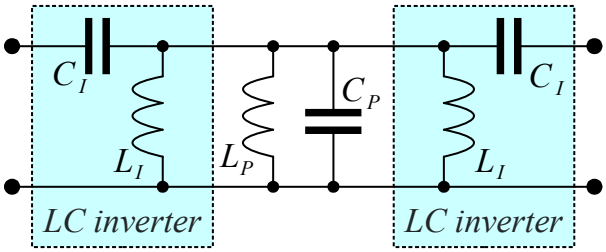
Praktična rešitev je zamenjava neizvedljivega zaporednega nihajnega kroga $L_S C_S$ z enakovrednim, ampak izvedljivim vzporednim nihajnim krogom $L_P C_P$ in impedančnima inverterjema. Nadomestni vzporedni nihajni krog $L_P C_P$ je lahko votlinski električni rezonator. Impedančni inverterji so lahko vodi izbrane karakteristične impedance $Z_{KI}$ dolžine $l = \lambda/4$ ali pa preprosto transformatorji impedance iz koncentriranih tuljav in kondenzatorjev $L_I C_I$ :




$$\text{Inverter}: \quad Z_{IZH} = \frac{Z_{KI}^2}{Z_{VH}} \qquad \Gamma_{IZH} = -\Gamma_{VH}$$




$$L_I \| L_P \| L_I \equiv \text{izvedljivo!}$$

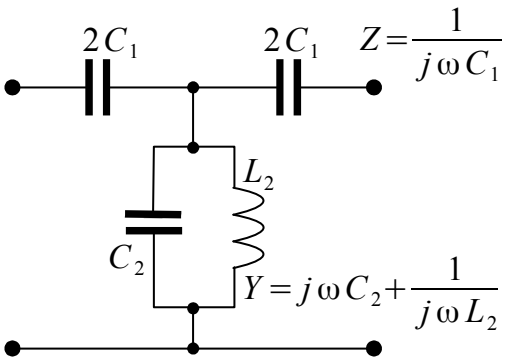



*Impedančni inverter*

V vezju z dvema transformatorjema impedance $L_I C_I$ in vzporednim nihajnim krogom $L_P C_P$ so vse tri tuljave vezane vzporedno. Praktična izvedba v resnici potrebuje eno samo tuljavo $L = L_I \| L_P \| L_I$, ki ima dovolj nizko induktivnost, da je vedno izvedljiva. Zaporedni kondenzatorji $C_I \ll C_P$ so v ozkopasovnem situ dosti manjši od vzporednih kondenzatorjev, ampak vsi kondenzatorji ostajajo izvedljivi.

Ozkopasovno frekvenčno sito je izvedljivo z zaporednimi vejami lestvice

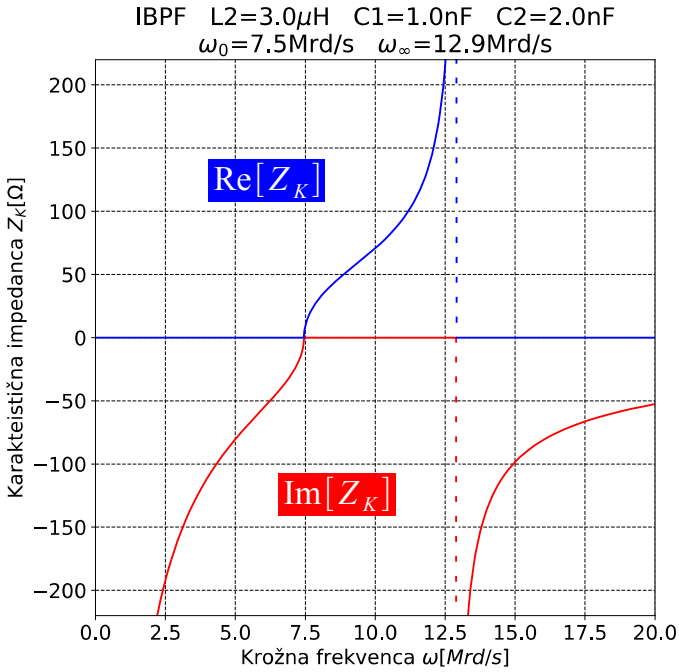
$Z=1/(j\omega C_1)$ iz samih kondenzatorjev in vzporednimi vejami lestvice
$Y=j\omega C_2+1/(j\omega L_2)$ iz vzporednih nihajnih krogov:




$$Z_K=\sqrt{\frac{1}{\omega C_1\left(\frac{1}{\omega L_2}-\omega C_2\right)}-\left(\frac{1}{2\omega C_1}\right)^2}$$

$$\omega_0=\frac{1}{\sqrt{L_2(4C_1+C_2)}} \qquad \omega_\infty=\frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}}$$

*Inverterski BPF*

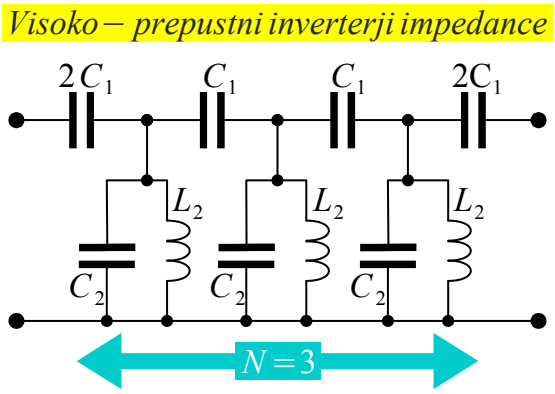



Tudi gradnik $T$ ozkopasovnega frekvenčnega sita ima skoraj povsem realno karakteristično impedanco v prepustnem pasu. Slednja se spreminja od ničle $Z_K(\omega_0)=0$ na spodnji frekvenčni meji vse do neskončnosti $Z_K(\omega_\infty)\to\infty$ na gornji frekvenčni meji. Karakteristična impedanca gradnika $T$ ozkopasovnega sita je vedno jalova kapacitivna v obeh zapornih pasovih pod in nad prepustnim pasom.

Isto ozkopasovno lestvico se da razrezati v gradnike $T$ kot tudi v gradnike $\pi$. Načrtovanje obeh gradnikov $T$ oziroma $\pi$ je podrejeno izvedljivosti primernih tuljav. Gradniki $T$ so primerni za ozkopasovna sita v področju karakterističnih impedanc koaksialnih kablov $Z_K\approx 50\,\Omega$. Gradniki $\pi$ so primerni za ozkopasovna sita z dosti višjo karakteristično impedanco $Z_K>1\mathrm{k}\Omega$ za neposredno krmiljenje z vakuumskimi elektronkami oziroma malo-signalnimi tranzistorji.

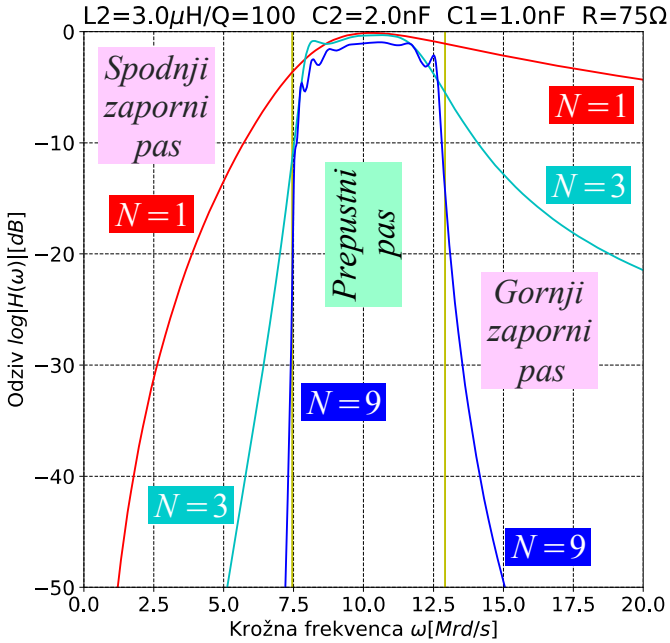
Pasovno-prepustno frekvenčno sito brez neizvedljivih zaporednih tuljav je izmenična verižna vezava impedančnih inverterjev $L_I C_I$ in vzporednih nihajnih krogov $L_P C_P$. Vzporedni nihajni krogi $L_P C_P$ se obnašajo kot pasovno-prepustna sita. Impedančni inverterji $L_I C_I$ se obnašajo kot visoko-prepustna sita. Prevajalna funkcija $H(\omega)$ ima prepustni pas z nekoliko večjo valovitostjo od prejšnjih sit zaradi velikega razpona

karakteristične impedance v celotnem področju $0<Z_K(\omega)<\infty$ :




$$Z=\frac{1}{j\omega C_1}$$

$$Y=j\omega C_2+\frac{1}{j\omega L_2}$$




*Odziv izvedljivega sita*

Prevajalna funkcija sita $H(\omega)$ ima odlično dušen spodnji zaporni pas, kjer se učinki visoko-prepustnih impedančnih inverterjev $L_I C_I$ in vzporednih nihajnih krogov $L_P C_P$ med sabo seštevajo. Obratno je dosti slabše dušen gornji zaporni pas, kjer se od učinka nihajnih krogov $L_P C_P$ odštevajo učinki visoko-prepustnih inverterjev $L_I C_I$ . Na srečo se neželjeni učinki impedančnih inverterjev na gornji zaporni pas manjšajo z ožanjem pasovne širine sita.

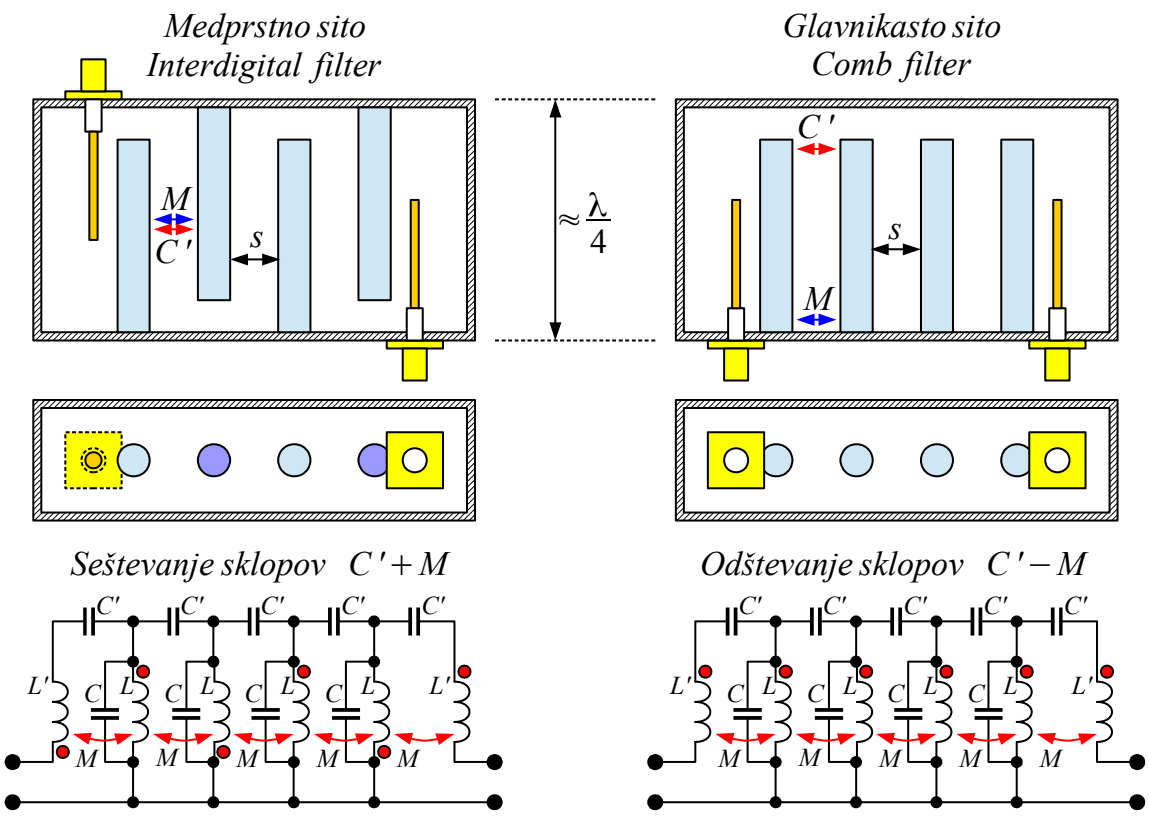
Pasovno-prepustna frekvenčna sita (BPF) je torej smiselno načrtovati na dva različna načina. Razmeroma širokopasovna sita $\Delta\omega\approx\omega_R$ je smiselno načrtovati z zaporednimi $L_S C_S$ in vzporednimi $L_P C_P$ nihajnimi krogi za simetrična zaporna pasova. V razmeroma ozkopasovnih sitih $\Delta\omega\ll\omega_R$ so zaporedne tuljave neizvedljive zaradi prevelike zahtevane induktivnosti $L_1$ , kar zahteva uporabo visoko-prepustnih impedančnih inverterjev in vzporednih nihajnih krogov $L_P C_P$ .

Pri frekvencah nad $f>1\mathrm{GHz}$ postane težavna izvedba katerihkoli koncentriranih gradnikov: tuljav in kondenzatorjev. Frekvenčna sita se gradi iz najrazličnejših rezonatorjev s porazdeljenimi induktivnostmi in kapacitivnostmi. Koncentrirane tuljave in kondenzatorje zamenjajo na frekvencah okoli $f\approx1\mathrm{GHz}$ četrtvalni rezonatorji. Na še višjih frekvencah nad $f>5\mathrm{GHz}$ četrtvalne rezonatorje zamenjajo rezonatorji drugačnih

izvedb z nižjimi izgubami oziroma višjimi rodovi nihanja.

Zaradi varčevanja s prostorom je smiselno namestiti več četrtvalnih rezonatorjev sita v skupno ohišje. Pravokotno ohišje v obliki votlega kvadra mora imeti najmanj dve od treh stranic kvadra $a, b, c < \lambda/2$ manjših od polovice valovne dolžine, da se samo ohišje ne obnaša kot neželjena rezonančna votlina v delovnem frekvenčnem področju. Votel kovinski kvader pri tem poskrbi za primerno zaključitev elektromagnetnega polja posameznih četrtvalnih prstov kot tudi za želen elektromagnetni sklop med njimi.

Kovinski prsti delujejo kot osrednji vodniki četrtvalnih rezonatorjev. Kovinski prsti se uporabljajo tudi za sklop vhoda in izhoda sita. Primeren elektromagnetni sklop med sosednjimi prsti zagotavljajo dve različni namestitvi v kovinsko ohišje: medprstno sito (angleško: interdigital filter) oziroma glavnikasto sito (angleško: comb filter):




Votlinska četrtvalovna sita

V medprstnem situ se induktivni sklop in kapacitivni sklop med sosednjima rezonatorjema med sabo seštevata $C'+M$. Medprstno sito ima pri isti razdalji $s$ med sosednjimi rezonatorji večjo pasovno širino in nižje vstavitveno slabljenje. V glavnikastem situ se induktivni sklop odšteva od kapacitivnega sklopa $C'-M$. Glavnikasto sito ima pri isti razdalji $s$ med sosednjimi rezonatorji ožjo pasovno širino in višje slabljenje.

Načrtovanje medprstnih sit je opisano v člankih in priročnikih, ker je vsota obeh sklopov $C'+M$ razmeroma neodvisna od podrobnosti izdelave sita. Zaradi šibkejšega skupnega sklopa razlike $C'-M$ ima glavnikasto sito manjše skupne izmere od medprstnega sita za podobno prevajalno funkcijo $H(\omega)$, kar je cenovno in prostorsko ugodno. Razlika sklopov $C'-M$ je močno odvisna od podrobnosti izdelave sita. Tabele iz člankov in priročnikov so večinoma neuporabne, pač pa glavnikasto sito potrebuje natančno 3D elektromagnetno simulacijo.

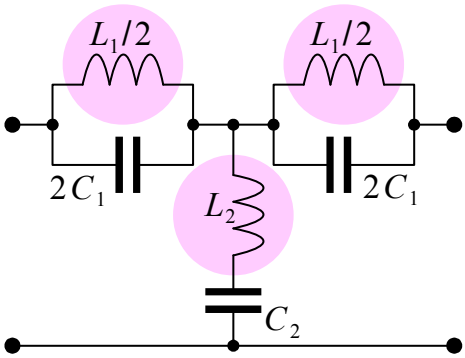
Pri frekvencah okoli $f \approx 1\text{GHz}$ so votlinski četrtvalni rezonatorji in sita še vedno razmeroma veliki za marsikatero sodobno elektronsko napravo. Izmere rezonatorja se da zmanjšati z zapolnitvijo votline s primerno keramiko. Keramika na osnovi $TiO_2$ ima pri mikrovalovnih frekvencah zelo nizko slabljenje in relativno dielektričnost vse do $\epsilon_r \leq 100$, kar omogoča zmanjšanje izmer sita za faktor lomnega količnika $n = \sqrt{\epsilon_r} \leq 10$.

Krajši kovinski vodniki povrhu omogočajo znižanje izgub dielektričnega rezonatorja. Kovinski vodniki so preprosto srebro, naparjeno na površino keramike. Isti kos keramike lahko vsebuje več rezonatorjev glavnikastega pasovno-prepustnega (BPF) in celo pasovno-zapornega (BSF) sita. Kovinski vodniki so naparjeni tudi v odprtine v keramiki, kjer tvorijo osrednje vodnike koaksialnih rezonatorjev:

Pri frekvencah okoli $f \approx 10\text{GHz}$ se da izdelati keramične dielektrične rezonatorje, kjer uporabljeni rodovi nihanja sploh ne potrebujejo kovine na površini keramike. Brez kovine so izgube rezonatorja nižje in kvaliteta še

višja. Kovinsko oklapljanje je še vedno potrebno na določeni razdalji od keramike, da preprečuje izgube dielektričnega rezonatorja preko sevanja v prazen prostor.

V določenih primerih je pasovno-zaporno frekvenčno sito (BSF) učinkovitejše od pasovno-prepustnega sita. Najzahtevnejše naloge z velikim razponom jakosti signalov (antenske kretnice sprejem/oddaja) celo hkrati zahtevajo uporabo obeh BPF in BSF. Pasovno-zaporno frekvenčno sito uporablja vzporedne nihajne kroge $L_1 C_1$ v zaporednih vejah lestvice $Z = 1/(j\omega C_1 + 1/(j\omega L_1))$ in zaporedne nihajne kroge $L_2 C_2$ v vzporednih vejah lestvice $Y = 1/(j\omega L_2 + 1/(j\omega C_2))$ :




*Težko izvedljivo ?*

$$Z = \frac{1}{j\omega C_1 + \frac{1}{j\omega L_1}} \qquad Y = \frac{1}{j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2}}$$

$$Z_K = \sqrt{\frac{\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}}{\omega C_1 - \frac{1}{\omega L_1}} - \left(\frac{1}{2\omega C_1 - \frac{2}{\omega L_1}}\right)^2}$$

$$\omega_{01}, \omega_{02} = \sqrt{\frac{\left(4\frac{C_1}{C_2} + 4\frac{L_2}{L_1} + 1\right) \pm \sqrt{\left(4\frac{C_1}{C_2} + 4\frac{L_2}{L_1} + 1\right)^2 - 64\frac{L_2 C_1}{L_1 C_2}}}{8 L_2 C_1}}$$

## *Pasovno – zaporno sito (BSF)*

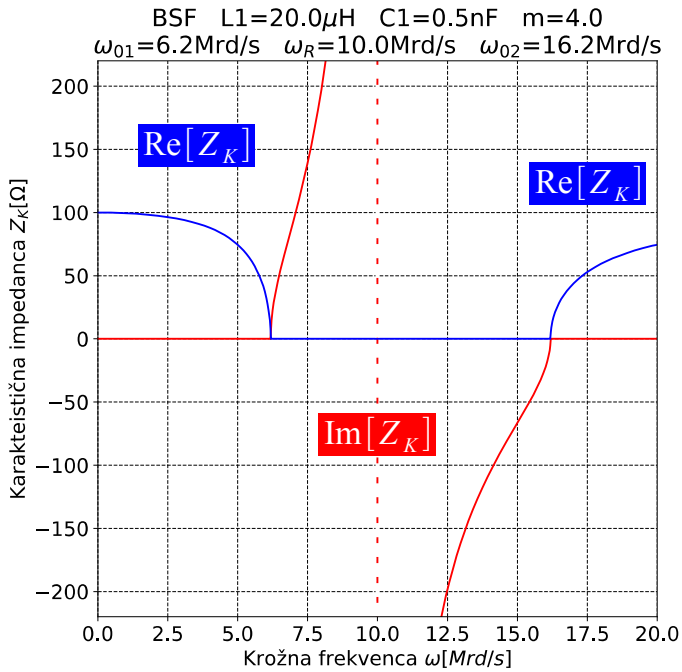
Pasovno-zaporno frekvenčno sito opisujejo karakteristična impedanca $Z_K$ ter obe zaporni frekvenci $\omega_{01}$ in $\omega_{02}$ . Skupaj torej samo tri zahteve za štiri neodvisne reaktivne gradnike $L_1$ , $L_2$ , $C_1$ in $C_2$ . Vzporedne in zaporedne nihajne kroge je najbolj smotrno izbrati tako, da so njihove rezonančne frekvence med sabo enake $\omega_R = 1/\sqrt{L_1 C_1} = 1/\sqrt{L_2 C_2}$ :

$$\omega_R = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}}$$

$$m = \frac{L_1}{L_2} = \frac{C_2}{C_1}$$

$$Z_K = \sqrt{\frac{L_1}{C_2} - \left(\frac{1}{2\omega C_1 - \frac{2}{\omega L_1}}\right)^2}$$

$$\omega_{01}, \omega_{02} = \omega_R \sqrt{1 + \frac{m}{8} \pm \sqrt{\frac{m}{4} + \frac{m^2}{64}}}$$

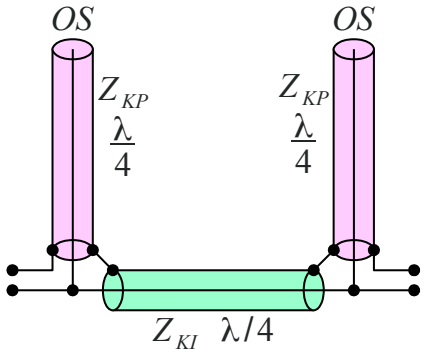



## *Smiselna izbira za BSF*

Pasovno zaporno sito ima v zapornem pasu $\omega_{01} < \omega < \omega_{02}$ jalovo karakteristično impedanco $Z_K(\omega)$. Slednja začenja kot induktivna iz nič pri spodnji zaporni frekvenci $Z_K(\omega_{01}) = 0$, gre preko neskončnosti $Z_K(\omega_R) \to \infty$ sredi zapornega pasu in končuje kot kapacitivna proti nič pri gornji zaporni frekvenci $Z_K(\omega_{02}) = 0$. Karakteristična impedanca je skoraj povsem delovna v spodnjem prepustnem pasu $0 < \omega < \omega_{01}$ in v gornjem prepustnem pasu $\omega_{02} < \omega < \infty$, kjer v skrajnostih doseže vrednosti $Z_K(0) \to \sqrt{L_1/C_2}$ in $Z_K(\infty) \to \sqrt{L_1/C_2}$.

Vse tuljave zapornega sita so lahko težko izvedljive. Zahtevana induktivnost tuljav je bodisi prenizka ali pa previsoka. Kvaliteta koncentriranih tuljav pogosto ne dosega zahtev zapornega sita. Neželjena kapacitivnost tuljav do skupne elektrode (ozemljitve sita) je lahko moteča.

Zaporedne nihajne kroge lahko v zapornem situ nadomestijo odprti četrtvalni rezonatorji. Omejitev je najvišja izvedljiva karakteristična impedanca koaksialnih vodov $Z_{KP}$, ki tvorijo odprte četrtvalne rezonatorje. Vzporednih nihajnih krogov običajno ne morejo nadomestiti kratko-sklenjeni četrtvalni rezonatorji, ker v zapornem situ nimajo niti ene sponke ozemljene. Pač pa se iz podobnega koaksialnega voda da izdelati četrtvalne impedančne inverterje:

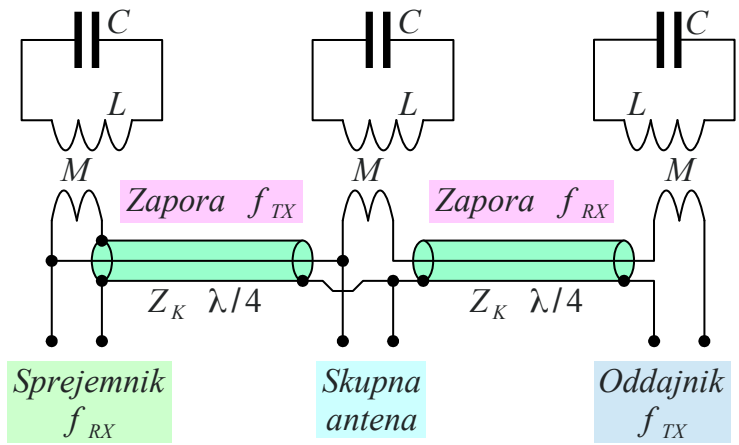



*Ozka zapora* $\Delta f \ll f_0$
↓
*neizvedljivo visok* $Z_{KP}$

$$Z_{koaks} \approx \frac{60\,\Omega}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \frac{R_{oklop}}{R_{žila}}$$

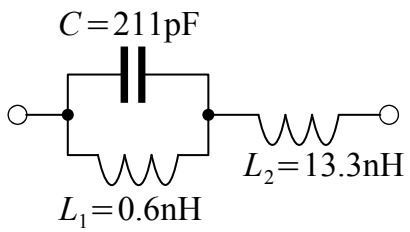
*Induktivno sklopljeni LC nihajni krogi ali votline*

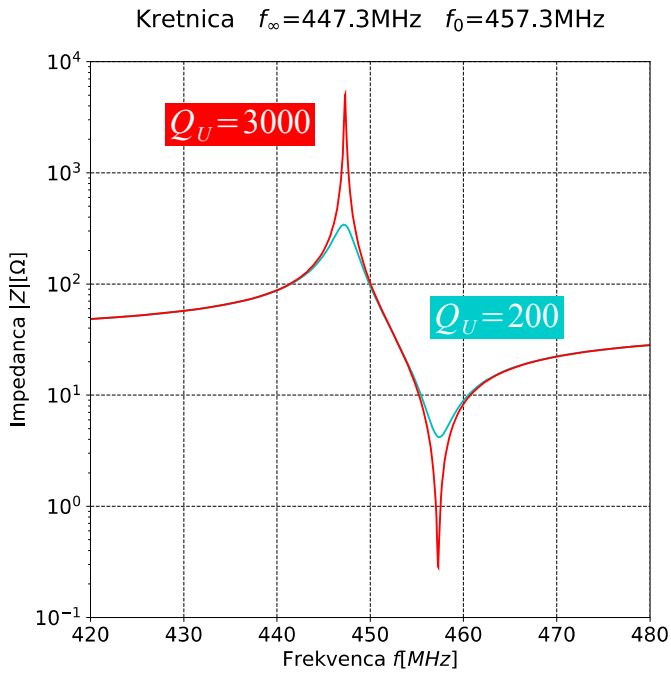
$$Z(f_{RX}) \to \infty \qquad Z(f_{TX}) \to 0$$




## *Praktična zaporna sita*

Več svobode pri načrtovanju zapornih in prepustnih frekvenčnih sit omogočajo induktivno sklopljeni nihajni krogi oziroma votlinski rezonatorji. Induktivni sklop omogoča poljubno transformacijo impedance. Hkrati induktivni sklop omogoča izkoriščanje zaporedne in vzporedne rezonance istega votlinskega rezonatorja na dveh različnih frekvencah, na primer v antenski kretnici. Votline kretnice so lahko sklopljene tako, da se obnašajo kot kratek stik $Z(f_{TX}) \to 0$ na frekvenci oddajnika in kot odprte sponke $Z(f_{RX}) \to \infty$ na frekvenci sprejemnika (ali obratno):

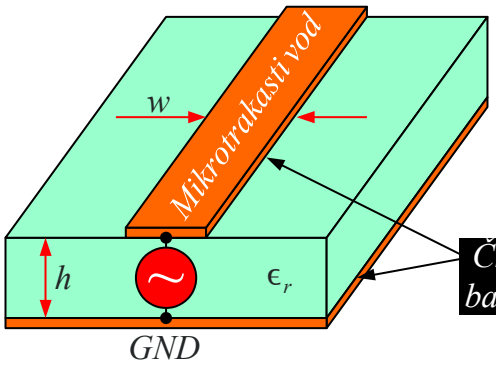



## *Gradnik antenske kretnice*

Sodobna visokofrekvenčna vezja so pogosto grajena kot mikrotrakasta vezja na dvostranskem tiskanem vezju. Mikrotrakasti vodniki so nameščeni na eno stran tiskanega vezja. Druga stran tiskanega vezja ni jedkana, da deluje kot skupna ravnina mase (GND) za vsa vezja. Ohišja SMD uporov, večjih kondenzatorjev in visokofrekvenčnih polprevodniških gradnikov so vsa prirejena za vgradnjo na mikrotrakasta vezja.

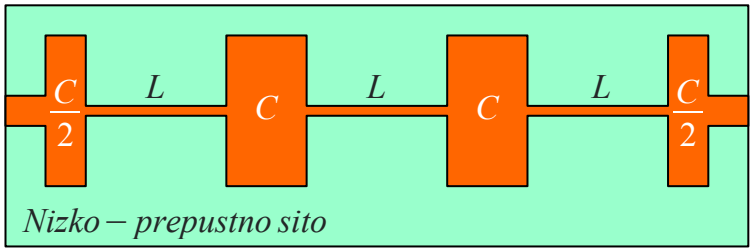
Na mikrotrakastem vezju se lahko izjedkajo prenosni vodi različnih karakterističnih impedanc $Z_K$ kot tudi kondenzatorji in tuljave manjših vrednosti v obliki kapacitivnih in induktivnih štrcljev. Lastnosti izjedkanih gradnikov so odvisne od podlage mikrotrakastega vezja debeline $h$ . Navaden vitroplast ima sicer visoke dielektrične izgube in večjo upornost vodnikov iz črnega bakra, ki skupaj dajejo uporabno kvaliteto rezonatorjev okoli $Q_U \approx 30$ . Namenski mikrovalovni laminati iz teflona in drugih materialov dajejo za en velikostni razred višjo kvaliteto:

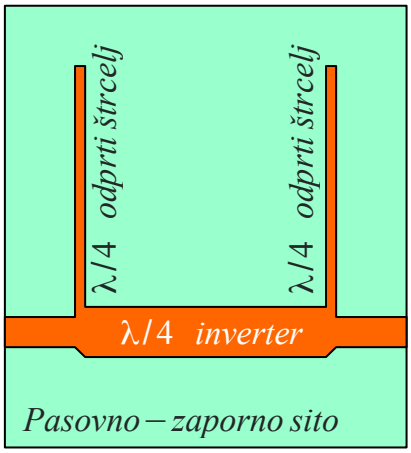



*Stresanje:*

$$Z_K < \frac{h}{w}\sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0 \epsilon_r}}$$

| Mikrotrakasti rezonator | | | |
|---|---|---|---|
| Podlaga | $\epsilon_r$ | tan δ | $Q_U$ |
| FR4 | ~4.3 | 0.02 | ~30 |
| Teflon | ~2.4 | 0.001 | ~200 |



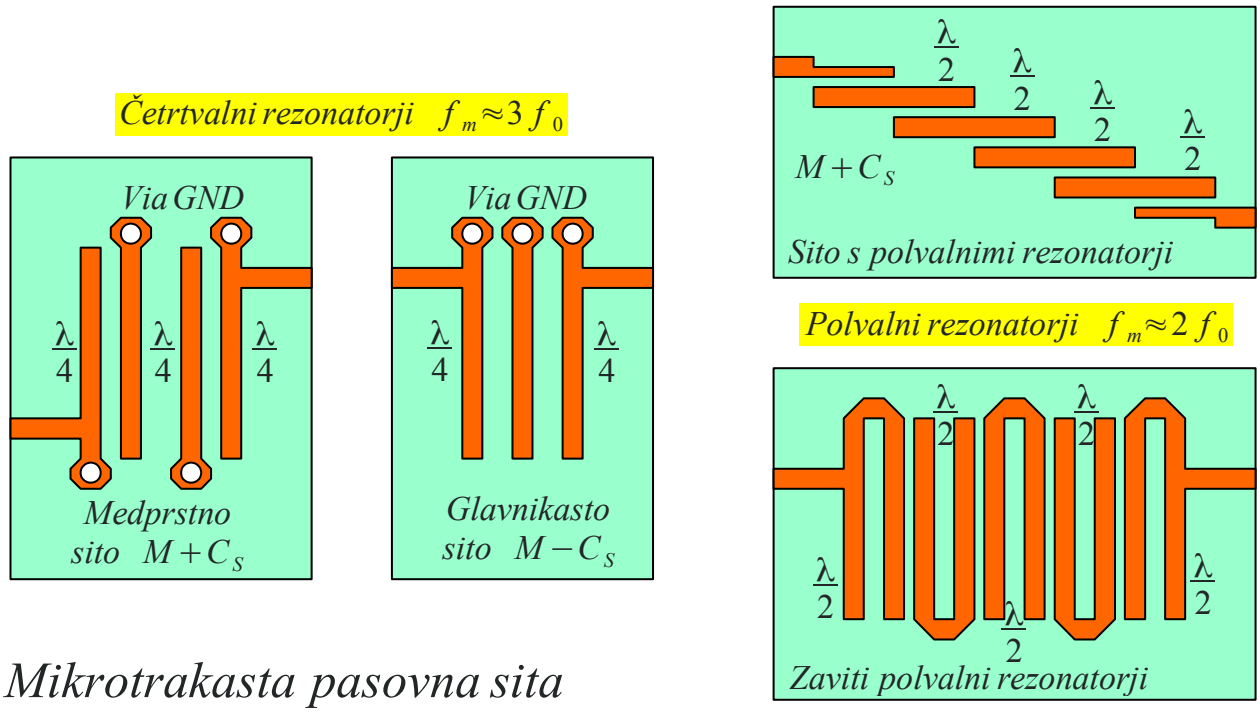

*Sita z mikrotrakastimi gradniki*

Elektromagnetno polje mikrotrakastih vodov se razprostira tudi v prazen prostor (zrak) nad laminatom. Stresanje elektromagnetnega polja ni zanemarljivo. Karakteristična impedanca $Z_K$ je zaradi stresanja polja tudi za več kot 50% nižja kot v približkih brez stresanja. Hitrost valovanja v mikrotrakastem vodu je višja kot v sami podlagi.

V grobem približku je treba dodati širino vsaj pol višine laminata $h/2$ na vseh stranicah izjedkanih likov. Točnejši so Wheelerjevi približki za širino mikrotrakastega voda $w$ . Pri visokih frekvencah elektromagnetno polje ni samo prečno (TEM), pač pa ima manjši vzdolžni komponenti $\vec{E}$ in $\vec{H}$ .

Preprosta ampak uporabna sita se dajo izdelati celo na navadnem dvostranskem vitroplastu. Nizko-prepustno sito uporablja široke odseke mikrotrakastih vodov kot kondenzatorje in ozke odseke vodov kot tuljave. Pasovno-zaporno sito uporablja $\lambda/4$ odprte štrclje kot zaporedne nihajne kroge in $\lambda/4$ inverterje med njimi.

Pasovna sita lahko uporabljajo rezonatorje dolžine $\lambda/4$ ali pa $\lambda/2$. Četrtvalni reznatorji omogočajo gradnjo medprstnih in glavnikastih sit. Velike izgube cenenih laminatov za tiskana vezja narekujejo medprstna sita močnejšega sklopa. Četrtvalni rezonatorji potrebujejo ozemljitev na enem koncu. Neželjen odziv četrtvalnih rezonatorjev se pojavi šele pri $f_m \approx 3 f_0$ :

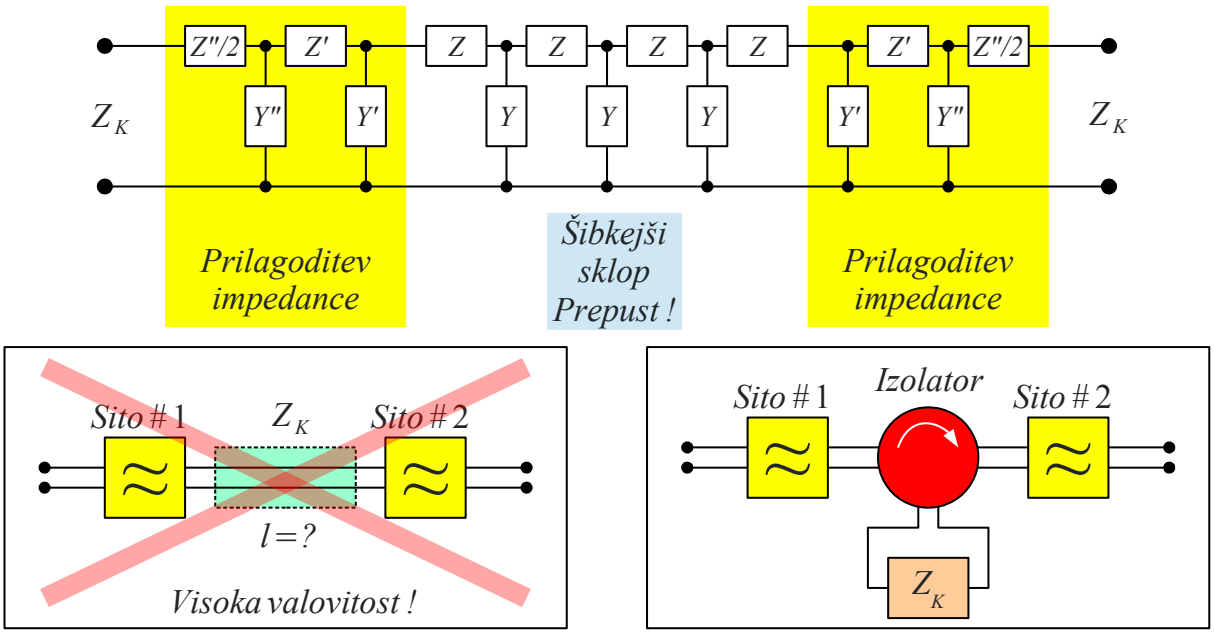



*Mikrotrakasta pasovna sita*

Polvalni rezonatorji ne potrebujejo ozemljitvenih via lukenj na GND. Posamezni polvalni rezonatorji so sicer dvakrat večji od četrtvalnih. Neželjen odziv polvalnih rezonatorjev se pojavi že pri $f_m \approx 2 f_0$ . Zaradi varčevanja s prostorom na tiskanem vezju se pri nižjih frekvencah gradijo zaviti polvalni rezonatorji.

Odzivi vseh prikazanih lestvičastnih frekvenčnih sit iz reaktivnih gradnikov veljajo samo za navedeno karakteristično impedanco $Z_K$ . Kakršnakoli neprilagoditev impedance izvora signala oziroma bremena na navedeno karakteristično impedanco $Z_K$ dodatno povečuje predvsem valovitost odziva gradnikov $H(\omega)$ , ki imajo veliko skupinsko zakasnitev $t_g$ , kot so frekvenčna sita.

Enakomerna lestvičasta sita s koncentriranimi $LC$ gradniki, z medprstnimi ali glavnikastimi votlinami oziroma v tehniki mikrotrakastih vezij imajo vsa valovit odziv v prepustnem pasu zaradi spreminjanja svoje karakteristične impedance $Z_K(\omega)$ v prepustnem pasu. Frekvenčni potek impedance v prepustnem pasu na vhodu in izhodu sita se da izravnati z nekaj dodatnimi gradniki z močnejšim sklopom med $LC$ krogi oziroma votlinami na obeh koncih lestvice:




*Prilagoditev impedance vhod / izhod*

Obratno prilagoditev impedance in valovitost običajno še dodatno pokvari zaporedna vezava dveh ali več sit. Pasovno-prepustnega sita se zato nikoli ne gradi z nepremišljeno zaporedno vezavo nizko-prepustnega sita in visoko-prepustnega sita. Kakršnokoli frekvenčno izravnavo impedance takoj pokvari zaporedna vezava dveh med sabo sicer enakih frekvenčnih sit.

Če je zaporedna vezava dveh frekvenčnih sit nujna, se da medsebojni vpliv med siti dušiti s feritnim izolatorjem za prepustni frekvenčni pas. Proti valovitosti pomaga tudi uporovni slabilec oziroma ločilni ojačevalnik. V skrajnem primeru pomaga celo kasnilni vod karakteristične impedance $Z_K$ in skrbno izbrane dolžine $l$ .

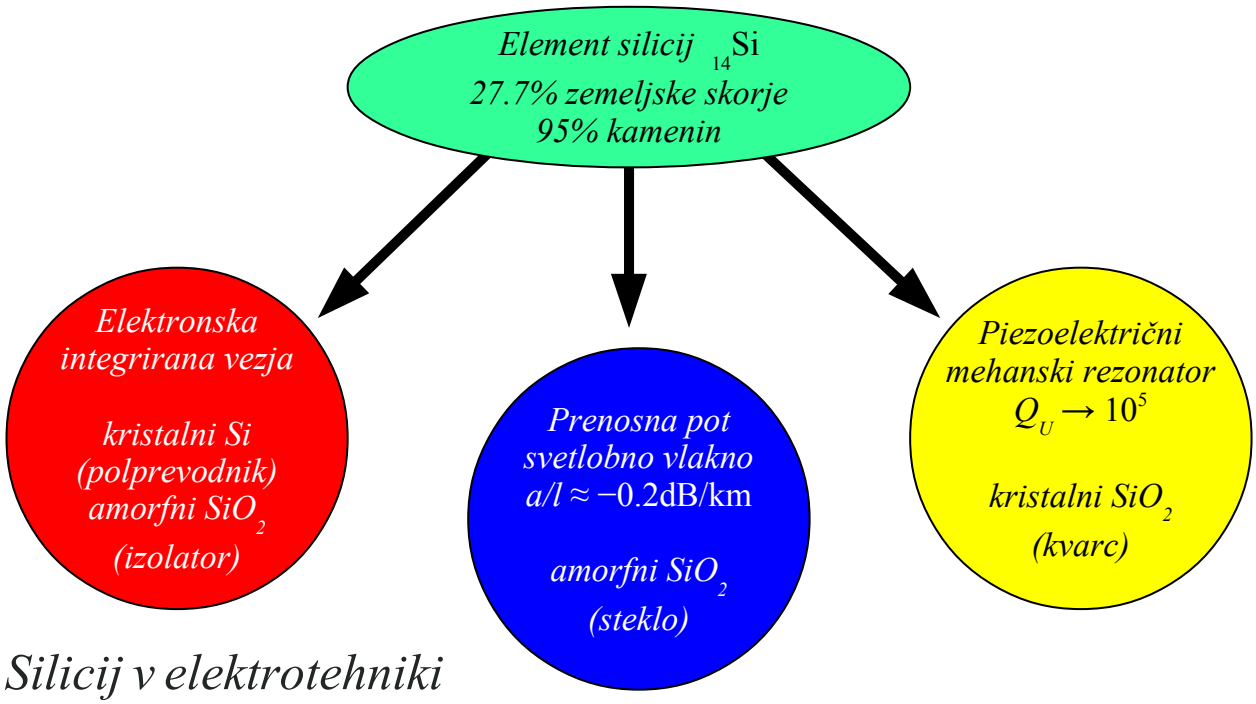
* * * * *

# 11. Piezoelektrični rezonatorji

Poleg pisane množice mehanskih rodov, rezonančnih frekvenc in pripadajočih kvalitet imajo mehanski rezonatorji zagotovo daljšo in bogatejšo zgodovino od električnih rezonatorjev. Na primer glasbila so spremljala razvoj prav vsake civilizacije. Dosti glasbil uporablja strune. Frekvenco določa sila napetosti strune. Glasbila s strunami vsaj občasno potrebujejo uglaševanje, kar zahteva natančnejši referenčni mehanski rezonator, običajno glasbene vilice.

Mehanski rezonatorji iz brušenih jeklenih diskov z visoko kvaliteto $Q > 5000$ so delovali pri frekvencah do $f < 1\text{MHz}$. Magnetostrikcijski pretvorniki so omogočali preprosto pretvorbo med elektromagnetnimi in mehanskimi nihanji. Mehanska sita (filtri) z več brušenimi jeklenimi rezonatorji so omogočala visoko selektivnost v medfrekvenci radijskih sprejemnikov $f_{IF} = 455\text{kHz}$ oziroma učinkovito razločevanje kanalov pri analognem frekvenčnem multipleksu v telefoniji.

Za učinkovita mehanska sita so najbolj iskane snovi, ki hkrati omogočajo visoko kvaliteto mehanskega rezonatorja in učinkovit obojesmerni sklop med mehanskimi in električnimi nihanji. Ena naravno najprimernejših snovi je kremenov kristal oziroma kristalna oblika $SiO_2$ :

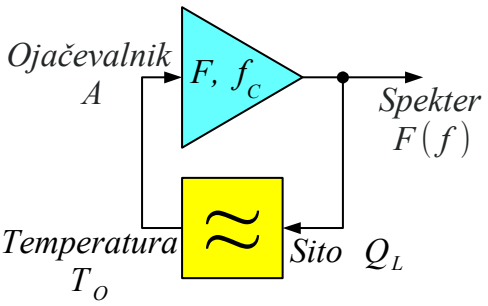


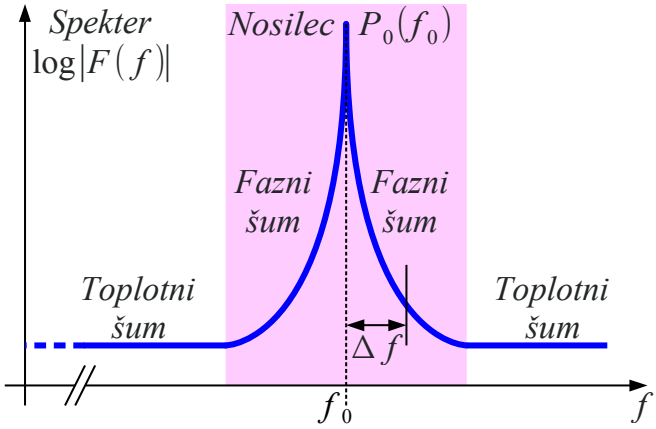

Element silicij ima v elektrotehniki tri zelo pomembne naloge: (1)

polprevodnik $Si$ je osnova večine tranzistorjev in integriranih vezij, (2) amorfno kremenovo steklo $SiO_2$ je gradnik prenosnih poti, svetlobnih vlaken z izredno nizkim slabljenjem $a/l \approx -0.2\mathrm{dB/km}$ in končno, na kar marsikdo pozabi, (3) kremenov kristal $SiO_2$ omogoča majhne in cenene rezonatorje visoke točnosti z neobremenjeno kvaliteto $Q_U \approx 10^5$ dosti višjo od tistega, kar omogočajo druge tehnologije.

Stabilnost frekvence $\Delta f$ in kvaliteta rezonatorja $Q$ sta med sabo neposredno povezana. Pri nestabilni frekvenci z velikim $\Delta f$ se sploh ne da izkoriščati odziva rezonatorja z visokim $Q$. Oscilator z rezonatorjem z visokim $Q$ lahko proizvaja zelo ozko spektralno črto majhne širine $\Delta f$. Leesonova enačba pravi, da je relativna spektralna gostota moči faznega šuma $L(\Delta f)$ obratno sorazmerna kvadratu obremenjene kvalitete rezonatorja $Q_L$ v oscilatorju:

*Fazni šum oscilatorja*




*Leesonova enačba:*
*spektralna gostota faznega šuma*

$$L(\Delta f) = \frac{1}{P_0} \cdot \frac{dP_N}{df} = \frac{1}{2} \cdot \left[ 1 + \left( \frac{f_0}{2 Q_L \Delta f} \right)^2 \right] \cdot \frac{k_B T_0 F}{P_0} \cdot \left( 1 + \frac{f_C}{|\Delta f|} \right)$$

$k_B \approx 1.38 \cdot 10^{-23}\,\mathrm{J/K} \equiv$ *Boltzmannova konstanta*
$T_0 \approx 290\mathrm{K} \equiv$ *temperatura vezja*
$F \equiv$ *šumno število ojačevalnika*
$f_C \equiv$ *mejna frekvenca šuma* $1/f$

$Q_L \equiv$ *obremenjeni Q rezonatorja*
$Q_L \approx 30$ (*LC nihajni krog*)
$Q_L \approx 1000$ (*električna votlina*)
$Q_L \approx 30000$ (*kremenov kristal*)

$$L(\Delta f)_{\mathrm{dBc/Hz}} = 10 \log_{10} \left[ L(\Delta f) \cdot 1\mathrm{Hz} \right]$$

Pri razpoložljivi tehnologiji ojačevalnika se ne da kaj dosti spreminjati njegovega šumnega števila $F$ niti mejne frekvence $f_C$ šuma $1/f$. Na razpolago je samo $P_0$ moči nosilca. $k_B$ in $T_0$ sta fizikalni konstanti. Edini preostali parameter načrtovanja oscilatorja je $Q_L$ rezonatorja. Pri prehodu iz $LC$ nihajnega kroga s $Q_L \approx 30$ na kremenov kristal s $Q_L \approx 30000$ se relativni fazni šum zniža za $\Delta L = -60\mathrm{dB}$ !

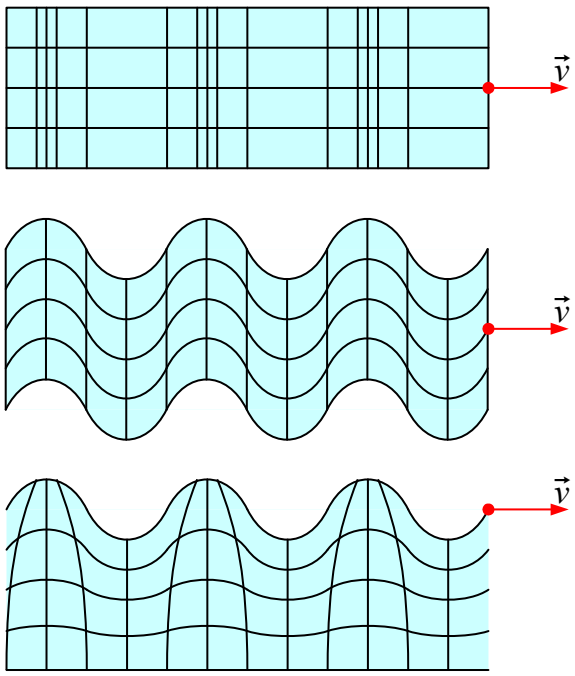
Kremenov kristal $SiO_2$ oziroma kvarc je od vseh znanih naravnih in umetnih piezoelektrikov najučinkovitejši gradnik mehanskih rezonatorjev z

visoko kvaliteto in električnim priključkom. Kvarčni rezonator je v dvajsetem stoletju doživel buren razvoj:

**Zgodovina kvarca v elektroniki**

- *1880 – Jacques in Pierre Curie odkrijeta piezoelektrični pojav*
- *1905 – Giorgio Spezia hidrotermalna rast kremenovih kristalov v laboratoriju*
- *1917 – Prva uporaba piezoelektričnega pojava v sonarju*
- *1918 – Prva uporaba piezoelektričnega kristala v oscilatorju*
- *1926 – Prvi radiodifuzni oddajnik s kremenovim kristalom*
- *1927 – Odkrit prvi temperaturno-kompenzirani rez kristala kremena*
- *1927 – Prva elektronska ura s kremenovim kristalom*
- *1934 – Razvit prvi praktični temperaturno-kompenzirani rez "AT"*
- *1949 – Razvit obrobljeni visoko stabilni rez "AT" z visokim Q*
- *1956 – Dosegljivi prvi umetno izdelani kremenovi kristali*
- *1956 – Opisan prvi temperaturno-kompenziran kristalni oscilator (TCXO)*
- *1972 – Kremenov kristal v obliki glasbenih vilic za ročne ure*
- *1974 – Napovedan visoko-stabilni rez "SC" in preverjen 1976*

Mehansko (zvočno) valovanje je lahko dosti bolj komplicirano od elektromagnetnega valovanja. V isti snovi so lahko hkrati prisotni tlačni val, strižni val in površinski val. V homogeni izotropni snovi imajo različni valovi iste frekvence različne hitrosti razširjanja. Tlačni val se pri potresu pogosto imenuje tudi primarni val, ker potuje z višjo hitrostjo in pride na cilj pred počasnejšim strižnim oziroma sekundarnim valom:




*Tlačni val* $P$ $(Primary \equiv Pressure\ Wave)$
*plini, tekočine, trdne snovi*
$(BAW \equiv Bulk\ Acoustic\ Wave)$

*Strižni val* $S$ $(Secondary \equiv Shear\ Wave)$
*samo trdne snovi*
$(BAW \equiv Bulk\ Acoustic\ Wave)$

*Površinski val* $SAW$ $(Surface\ Acoustic\ Wave)$
*površina trdne snovi*

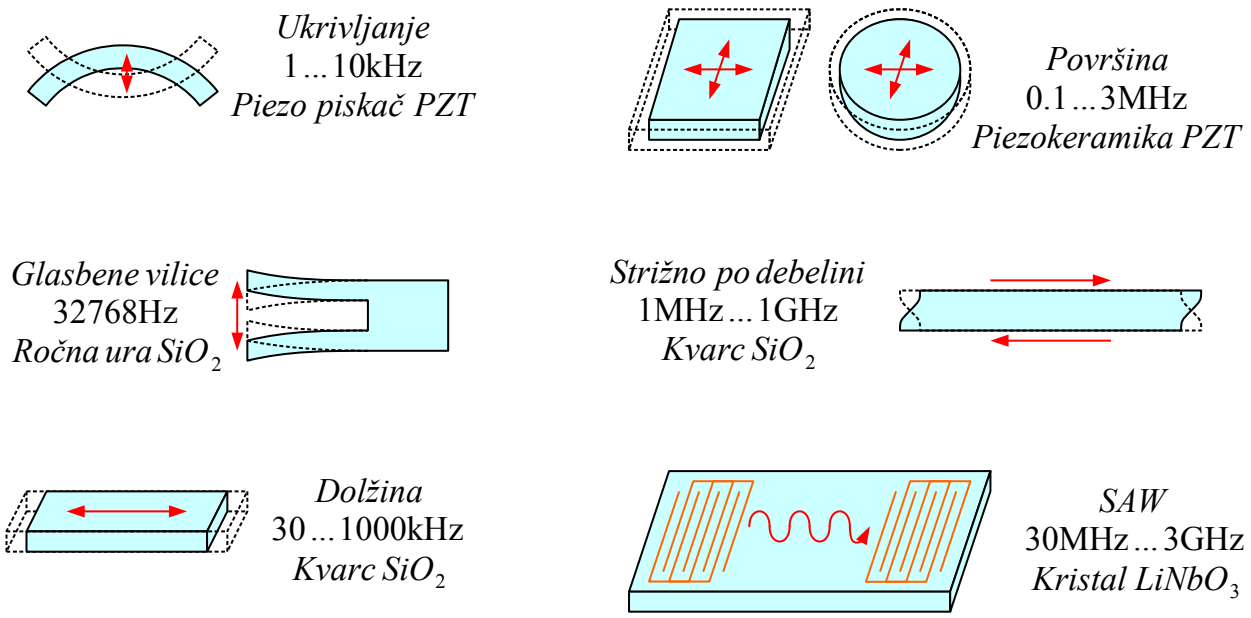
$v \approx 2.5\text{km/s} \ldots 11\text{km/s}$ $(trdne\ \ snovi)$

*Mehanska valovanja*

Kristal je anizotropna snov, kjer so atomi urejeni na drugačen način v vsaki od kristalnih osi. Isto mehansko valovanje se v vsaki kristalni osi razširja z drugačno hitrostjo. Hitrosti mehanskih valovanj so v razponu $v \approx 2.5\mathrm{km}/s \ldots 11\mathrm{km}/s$ .

Končno je v kristalu zelo kompliciran piezoelektrični pojav, kjer se električno polje v izbrani smeri različno pretvarja v mehanske sile v vseh treh kristalnih oseh. Elektrostrikcija se pojavi v vsakem dielektriku in je sorazmerna kvadratu pritisnjenega električnega polja. Močno enosmerno električno polje, vgrajeno v kristal oziroma pritisnjeno od zunaj, omogoča linearen piezoelektrični pojav, kjer so mehanske sile premo sorazmerne majhnemu dodatnemu električnemu polju.

Iz iste piezoelektrične snovi se da izdelati najrazličnejše mehanske rezonatorje, ki skupaj pokrivajo zelo širok razpon delovnih frekvenc v velikostnem razredu $1:10^6$ pri podobnih mehanskih izmerah. Najnižje frekvence $f \approx 1 \ldots 10\mathrm{kHz}$ omogoča ukrivljanje cele ploščice piezoelektrika. Nihanje ploščice piezoelektrika po dolžini oziroma površini je smiselno v pasu $f \approx 10 \ldots 3000\mathrm{kHz}$ . Nihanje ploščice po debelini gre v pasu $f \approx 1\mathrm{MHz} \ldots 1\mathrm{GHz}$ . Najvišje frekvence $f \approx 30\mathrm{MHz} \ldots 3\mathrm{GHz}$ omogočajo SAW naprave, kjer frekvenco določa razdalja med prsti elektrod:




## *Rodovi nihanja piezoelektrikov*

Vse opisane naprave se izdelujejo iz kremenovega kristala $SiO_2$ . Majhne izmere pri nizkih frekvencah omogoča oblika glasbenih vilic (tuning fork). Kjer je potreben močnejši piezoelektrični sklop, a zadošča nižja

kvaliteta rezonatorjev $Q$, je uporabna piezokeramika $Pb\,Zr_x\,Ti_{1-x}\,O_3$ (PZT).

Tlačno nihanje kristala $SiO_2$ po dolžini, površini oziroma debelini oddaja tlačno valovanje v okoliški plin ali tekočino, kar pomeni izgubo mehanske moči in nižji $Q$. Takšni kristali se pogosto vgrajujejo v vakuumsko ohišje. Kristali $SiO_2$ s strižnim nihanjem po debelini ne morejo oddajati valovanja v okoliški plin ali tekočino, ker se strižno valovanje tam ne razširja. Kristali s strižnim nihanjem lahko nemoteno delujejo v zraku oziroma je njihovo ohišje napolnjeno s čistim dušikom $N_2$ pri nazivnem tlaku $p \approx 1\text{bar}$.

Silicijev dioksid $SiO_2$ je snov z izrednimi mehanskimi, kemijskimi in električnimi lastnosti. Tališče je pri približno $T \approx 1670^0 C$ glede na kristalno obliko. Pri sobni temperaturi je lahko v amorfni obliki kremenovega stekla ali pa v kristalni obliki $\alpha$. Slednja je piezoelektrik in ima dve različici, desnosučno in levosučno. Pri ogrevanju nad $T > 573^0 C$ kristalna oblika $\alpha$ preide v kristalno obliko $\beta$, ki nima tako uporabnih lastnosti:

*Tališče* $1670^0\text{C}$

$T < 573^0\text{C} \rightarrow \alpha - kvarc$

$T > 573^0\text{C} \rightarrow \beta - kvarc$

*Mehanski* $Q_U > 10^6$

*Piezoelektrik* $\epsilon_r \approx 4.5$

*Hidrotermalna rast v* $H_2O + NaCl$
$p \approx 1000\text{bar} \quad t > 1000\text{let}$

*Prisotnost obeh kristalnih oblik* $\alpha$ *desno + levo sučni (dvojčičenje)? Nečistoče? Vključki?*

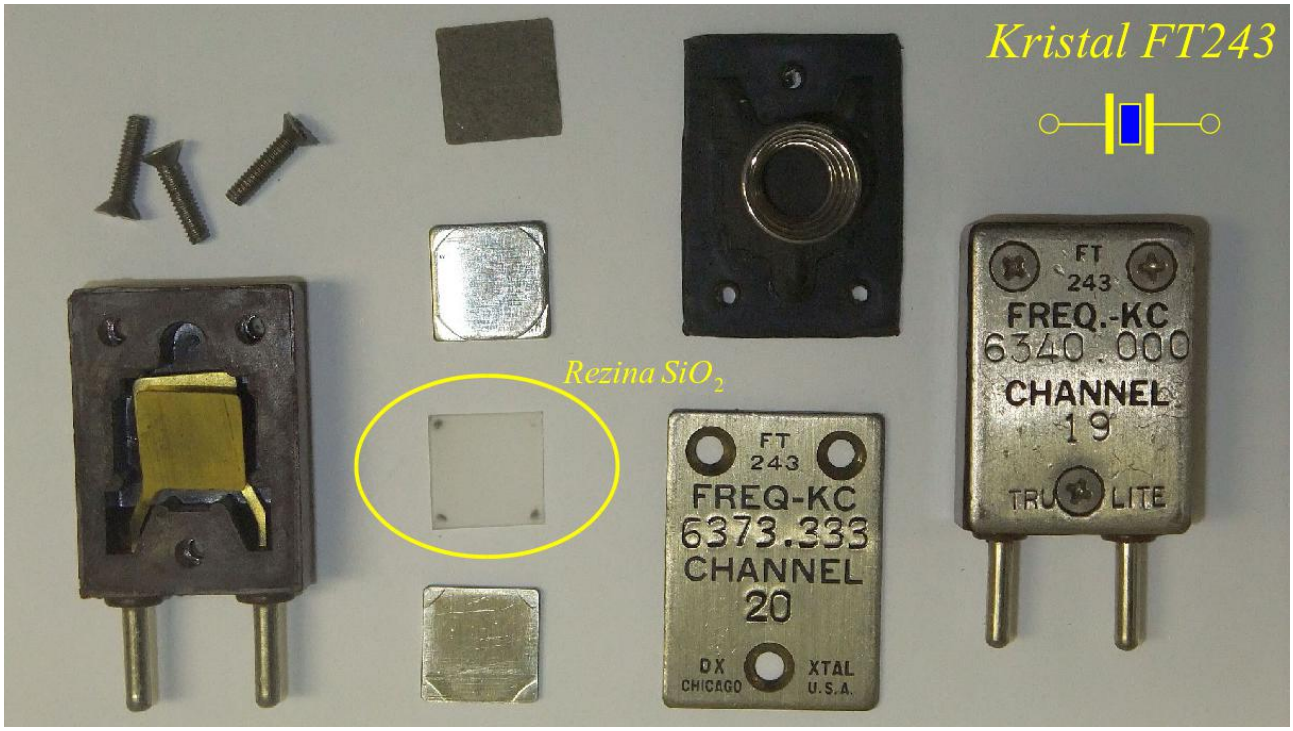
*Naravni kremenov kristal*

*Nahajališča?*

Pri ponovnem ohlajanju pod $T < 573^0 C$ desnosučna in levosučna področja tvorijo naključno dvojčičenje (twinning). V naravnem kremenovem kristalu je dvojčičenje običajen pojav poleg nečistoč in vključkov. Naravna hidrotermalna rast velikih kremenovih kristalov v slanici $H_2O + NaCl$ pri povišani temperaturi nekaj sto stopinj Celzija in visokem tlaku $p \approx 1000\text{bar}$

traja tisočletja. Ker hidrotermalna rast kristala napreduje trikrat hitreje v kristalni osi $z$ od napredovanja v drugih dveh oseh, so vsi naravni kremenovi kristali podolgovate oblike v smeri osi $z$ .

V obdobju do vključno druge svetovne vojne so se uporabljali izključno naravni kremenovi kristali. Rezina je kvadratne oblike in skrbno izbrana v področju brez dvojčičenja. Ohišje FT243 drži rezino med dvema kvadratnima elektrodama, ki se dotikata rezine samo v štirih vogalih. Povsod drugod lahko rezina prosto niha. Ohišje FT243 varuje rezino pred vlago, vendar tesnilo pod pokrovom ne zagotavlja popolne hermetičnosti:




Iz vgradnje v ohišje FT243 izhaja tudi elektrotehnični simbol za kremenov kristal oziroma drugačen piezolektrični gradnik kljub naprednejši tehniki sodobne vgradnje.

Nahajališča velikih kremenovih kristalov so v Braziliji. Med drugo svetovno vojno so imele dostop v industrijskih količinah do naravnih kremenovih kristalov edino ZDA. Nemška tehnika niti tehnike drugih vojskujočih strani kremenovih kristalov niso poznale. Po drugi svetovni vojni se je poraba kremenovih kristalov še povečala. Ponovljivost naprav z muhastimi naravnimi kristali je bila slaba.

Giorgio Spezia je sicer že leta 1905 vzgojil prve majhne kremenove kristale s hidrotermalno rastjo v laboratoriju. Industrija je sredi dvajsetega stoletja postopek umetne hidrotermalne rasti izpopolnila:

*Hidrotermalna rast*

$v_{rast}(z) \approx 3 \cdot v_{rast}(x)$

*desnosučni* $\alpha - kvarc$

$H_2O + Na_2CO_3$

$P \approx 700 \ldots 1000\text{bar}$

$T \approx 345^0\text{C} \quad \Delta T \approx 10^0\text{C}$

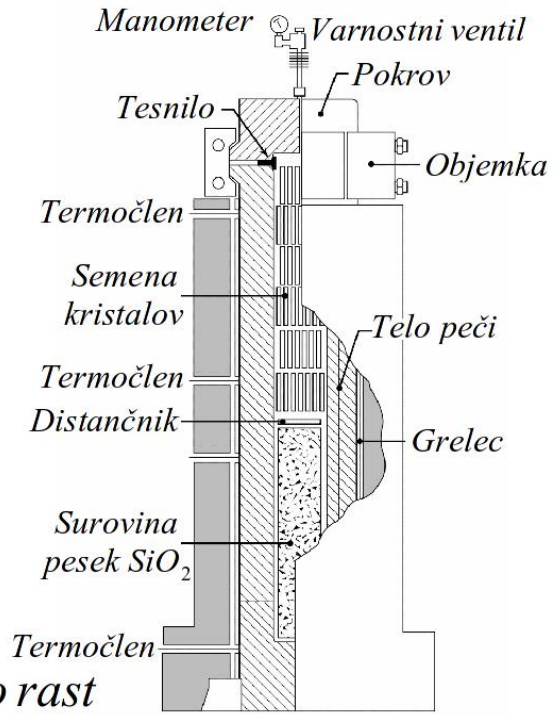
$v_{rast}(z) \approx 0.4\text{mm/dan}$

$H_2O + NaOH$

$P \approx 1000 \ldots 1500\text{bar}$

$T \approx 380^0\text{C} \quad \Delta T \approx 25^0\text{C}$

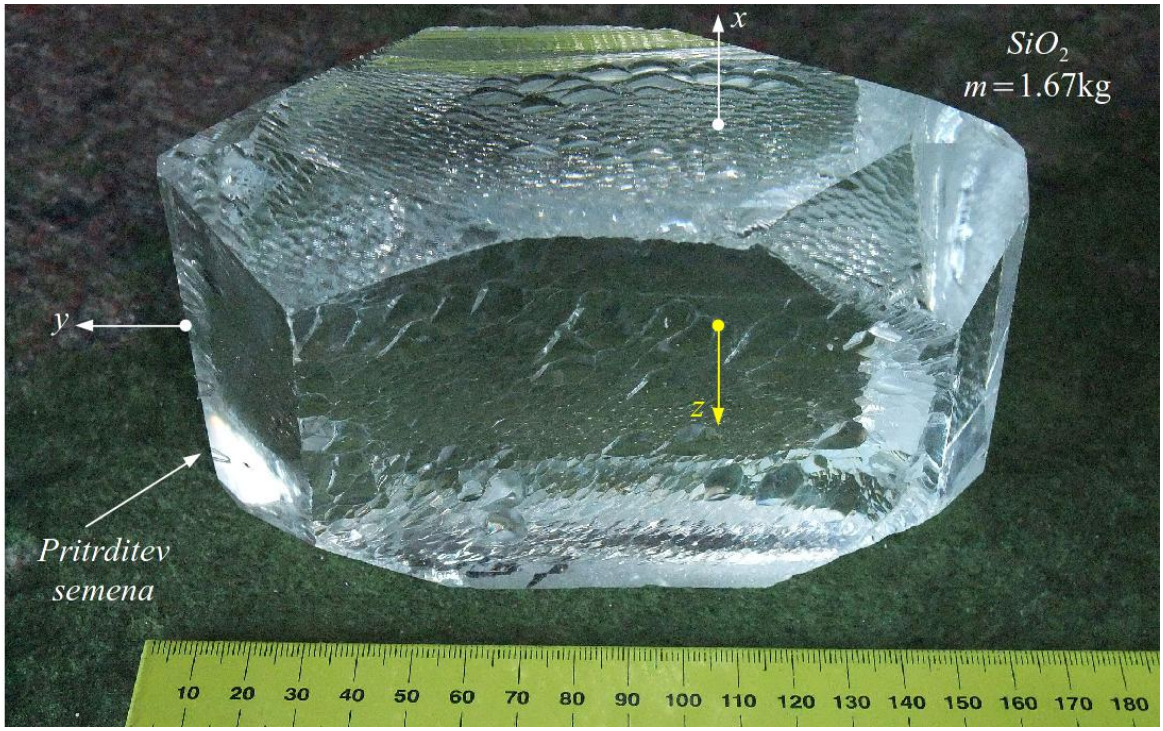
$v_{rast}(z) \approx 1\text{mm/dan}$



*Peč za hidrotermalno rast*

Peč za hidrotermalno rast deluje pri temperaturi $T \approx 340 \ldots 380^0 C$ in pritisku $P \approx 700 \ldots 1500\text{bar}$. Vodna raztopina $Na_2CO_3$ omogoča rast $v_Z \approx 0.4\text{mm/dan}$, močnejši lug $NaOH$ pa vse do $v_Z \approx 1\text{mm/dan}$. Spodnji toplejši del peči prejme surovino kremenčev pesek. V gornji hladnejši del peči se namestijo plošče semenskih desnosučnih kristalov kremena z osjo $z$ pravokotno na površino plošče:

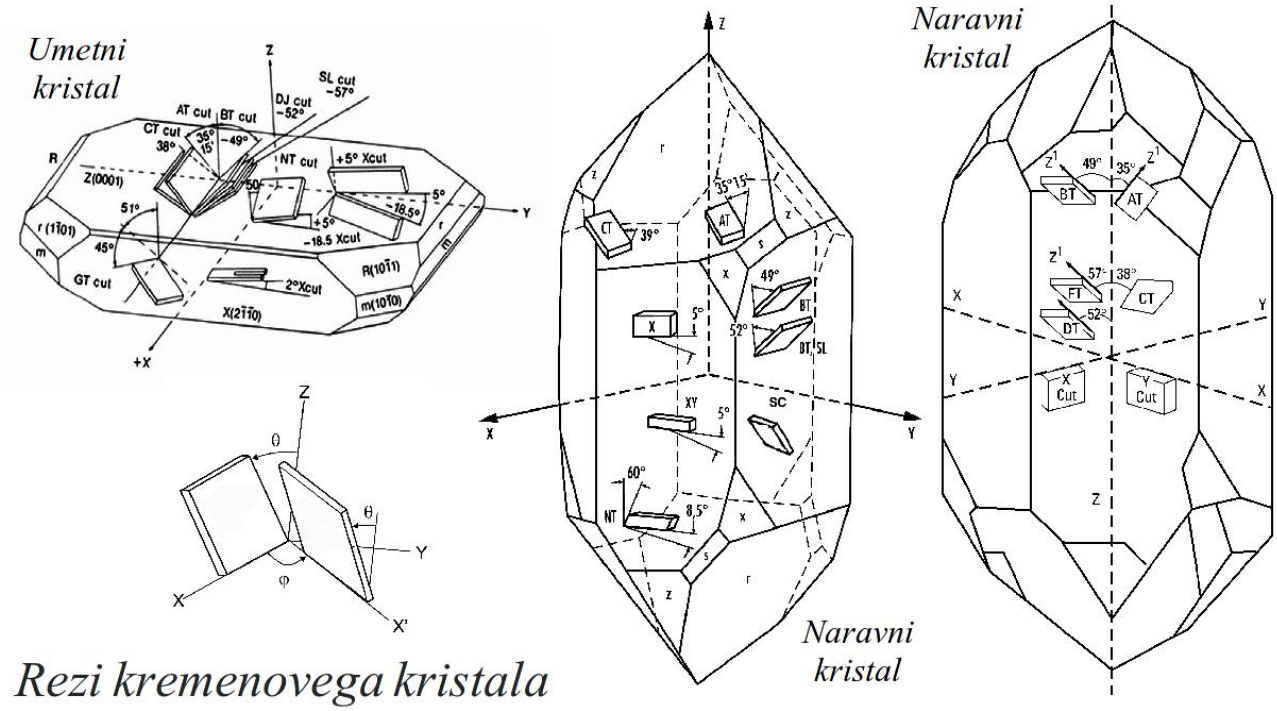
*Umetni kremenov kristal*




Kristali kremena rastejo v peči nekaj mesecev. Najkakovostnejši kristali

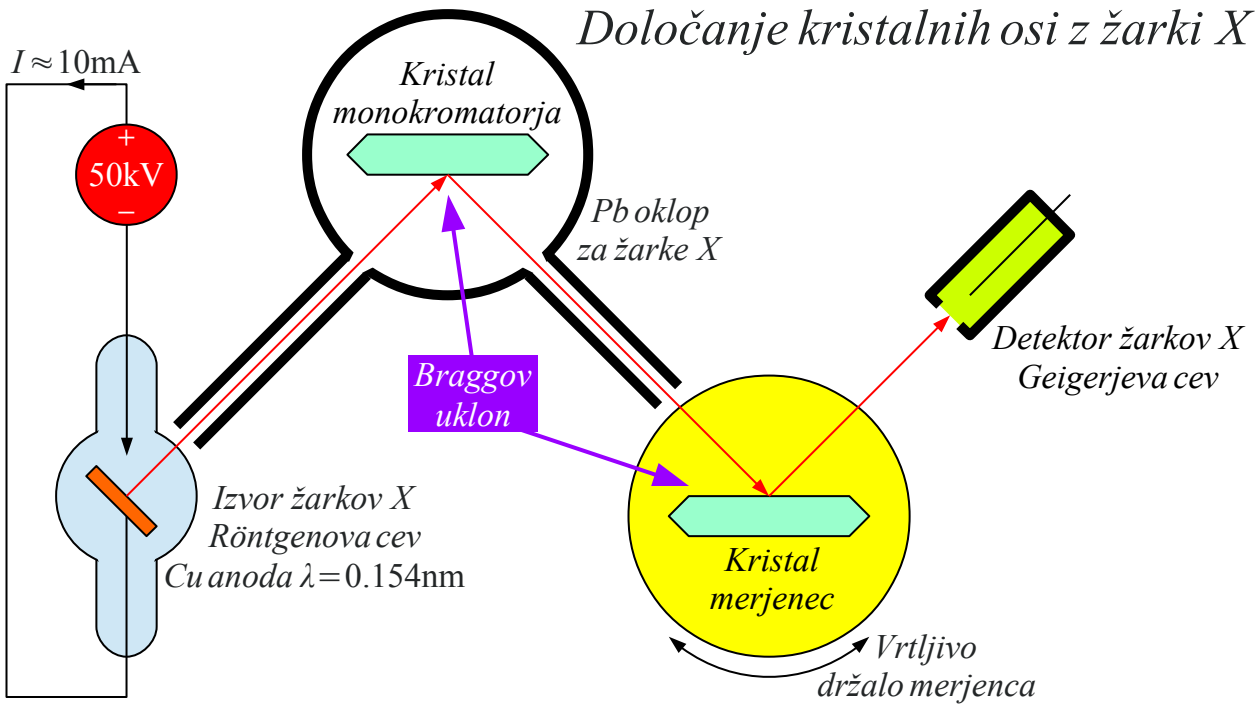
za rezine $SC$ še počasneje. Semena se odebelijo v glavnem v smeri osi $z$. Zaradi omejenega časa v peči ostanejo še vedno sploščeni v smeri osi $z$, da so ravno obratne oblike od naravnih kristalov. V isti peči raste več kristalov hkrati. Končni kristal tehta več kilogramov vsak.

Tudi pri umetnih kristalih je uporabna oblika končnega izdelka razmeroma tanka rezina, običajno stokrat tanjša od njenih prečnih izmer. Rez mora biti izveden pod natančno določenimi koti glede na osi kristala. Od kotov je poleg piezoelektričnega sklopa v anizotropnem kristalu odvisen tudi temperaturni koeficient rezonančnih frekvenc. Najpomembnejši je polarni kot $\Theta$ med površino rezine in osjo $z$ kristala kremena. Manjši pomen ima azimut $\Phi$ v ravnini $xy$ med osjo $x$ in površino rezine:

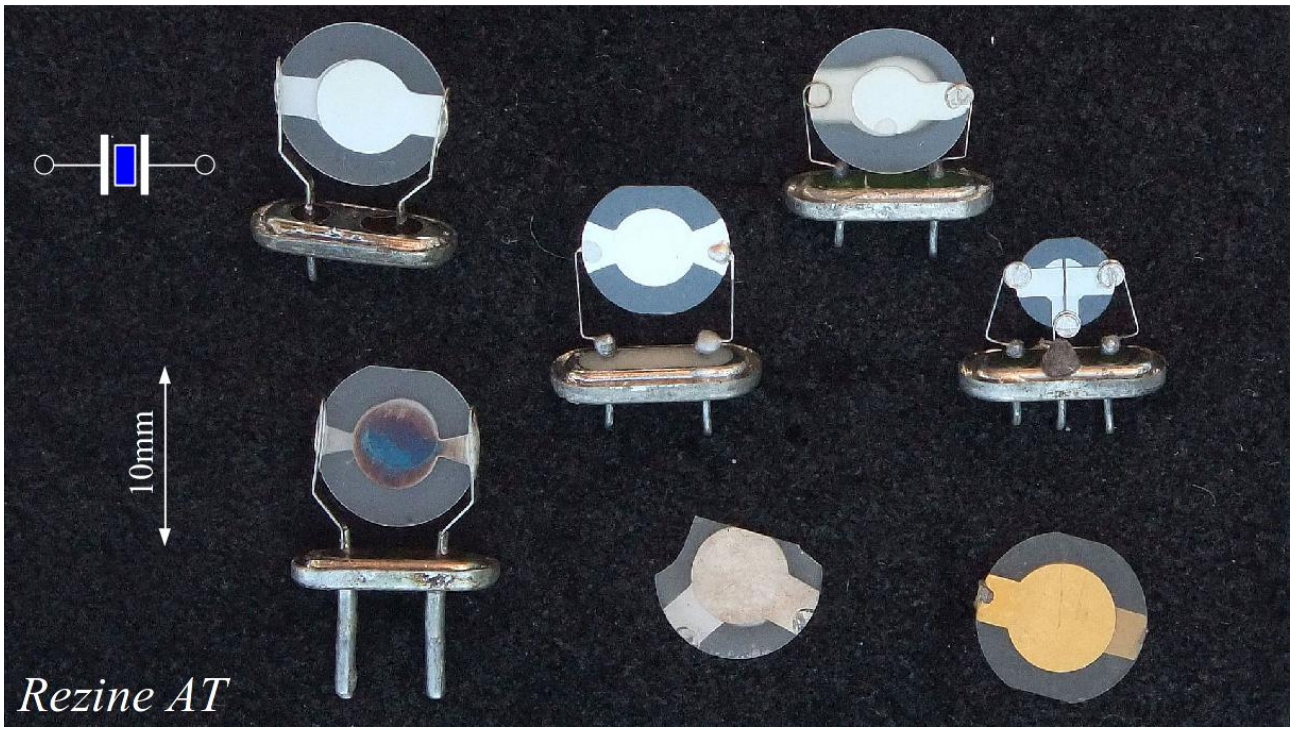



Točnost rezov $\Delta\Theta, \Delta\Phi < \pm 1'$ mora biti boljša od ene ločne minute! Z opazovanjem zunanjih stranic kristala kremena v vidni svetlobi se takšne natančnosti ne da doseči. Pač pa je treba opazovati Braggov uklon Röntgenskih žarkov na ravninah atomov v samem kristalu.

Običajno se uporablja cev s pospeševalno napetostjo $U \approx 50\mathrm{kV}$. Bakrena $Cu$ anoda daje izrazit maksimum sevanja pri $\lambda = 0.154\mathrm{nm}$ v vakuumu. Spekter sevanja dodatno očisti zunanje frekvenčno pasovno sito z referenčnim kristalom kremena, ki deluje kot Braggova uklonska mrežica oziroma monokromator za Röntgenske žarke. Oklop iz svinca $Pb$ duši sevanje na neželjenih valovnih dolžinah v neželjenih smereh:

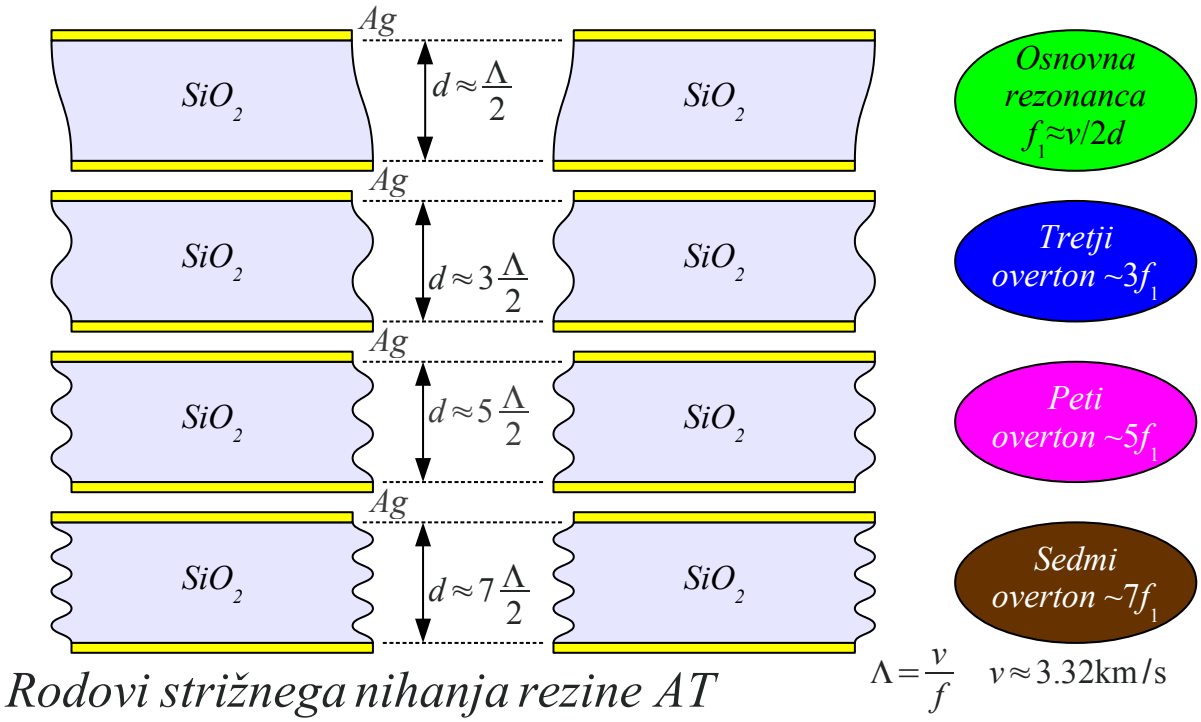



Presejani in natančno usmerjeni žarki z $\lambda = 0.154\text{nm}$ nato doživijo ponoven Braggov uklon na merjencu, prav tako kristalu kremena. Maksimume uklona išče detektor z Geigerjevo cevjo. Diamantna žaga nato iz kristala izreže palice in iz slednjih iskane rezine. Rezine $AT$ so največkrat oblike diska premera okoli $2r \approx 10\text{mm}$ in debeline v velikostnem razredu $d \approx 0.1\text{mm}$. Spodnja slika prikazuje različne rezine $AT$ z naparjenimi kovinskimi elektrodami, večinoma pritrjene na dno ohišja:




Pri rezinah $AT$ se izkorišča strižno nihanje v smeri debeline rezine.

Osnovni rod predstavlja debelina rezine $d \approx \Lambda/2$ približno polovica valovne dolžine. Ista rezina podpira tudi višje rodove $d \approx N \cdot \Lambda/2$ imenovane overtoni. Overtoni so blizu harmonskih frekvenc osnovne rezonance. Zaradi naparjenih kovinskih elektrod overtoni niso v točnem harmonskem razmerju. Natančna frekvenca overtona se nekoliko razlikuje od harmonika istega reda:

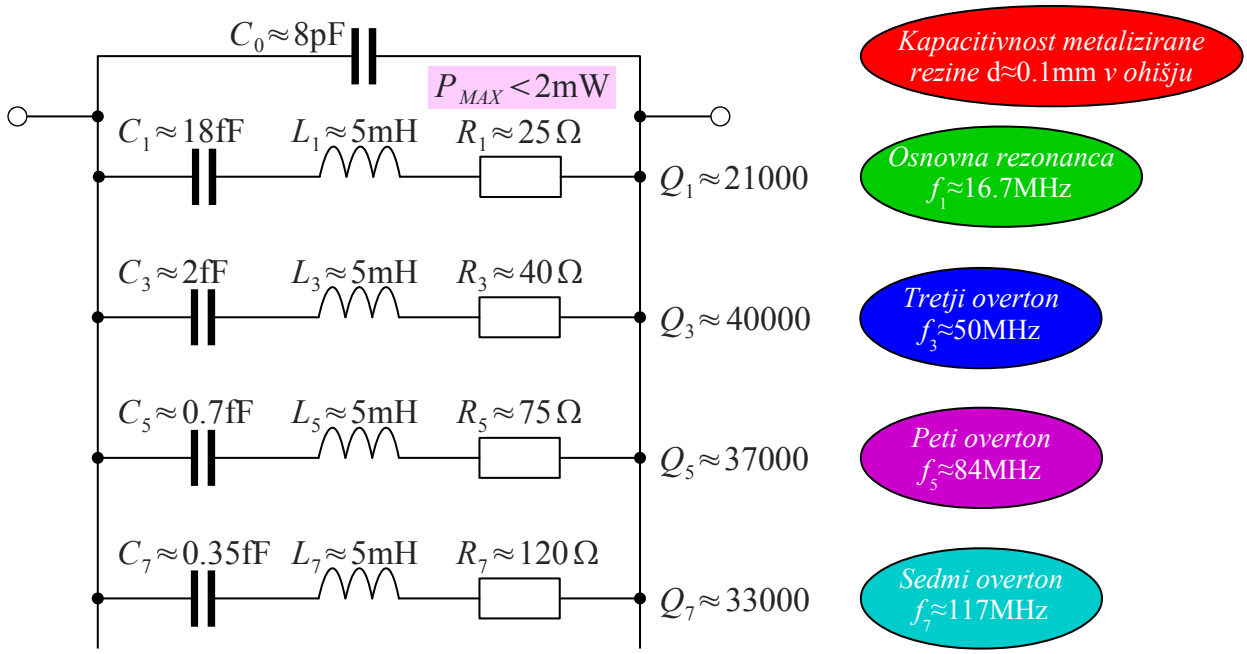



*Rodovi strižnega nihanja rezine AT*

Mehanski overtoni sodega reda sicer obstajajo, ampak zaradi geometrije naloge nimajo piezoelektričnega sklopa z zunanjim svetom. Preko naparjenih kovinskih elektrod na obeh straneh rezine $AT$ je poleg osnovne mehanske rezonance možno vzbuditi le overtone lihih redov. Piezoelektrični sklop sicer upada premo sorazmerno redu overtona $N$. Overtoni nad $N > 9$ imajo tako šibek sklop, da praktično niso uporabni.

Hitrost strižnega zvočnega valovanja v kremenovem kristalu znaša približno $v \approx 3.32\mathrm{km}/s$. Pri običajno debelini $d \approx 0.1\mathrm{mm}$ bo osnovna rezonanca rezine $AT$ okoli $f_1 \approx v/2\mathrm{d} \approx 16.7\mathrm{MHz}$. Frekvence overtonov $f_N \approx N \cdot f_1 \pm 10\mathrm{kHz}$ odstopajo za nekaj deset $kHz$ od pripadajočih harmonikov istega reda.

Nadomestno električno vezje rezine $AT$ vsebuje kapacitivnost elektrod $C_0$ in vzporedno vezavo zaporednih nihajnih krogov za osnovno rezonanco in vse overtone:




*Električno nadomestno vezje rezine AT*

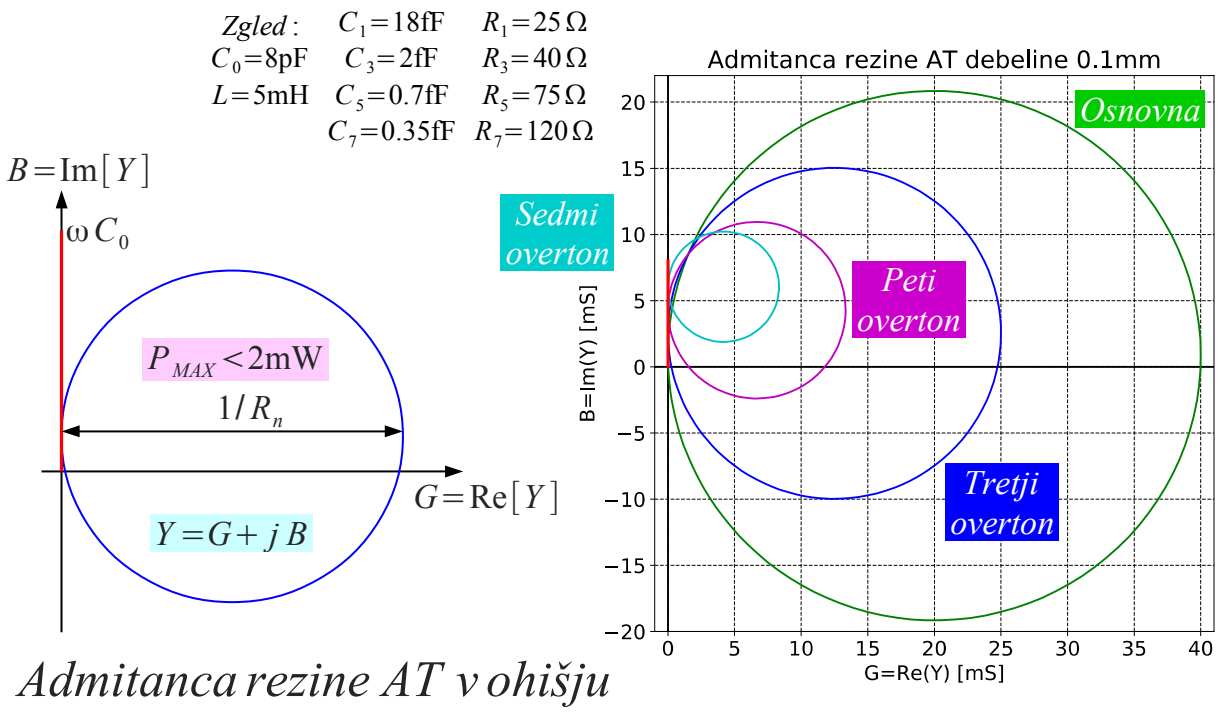
Ker piezoelektrični sklop upada premo sorazmerno z redom overtona, imajo vsi nadomestni zaporedni nihajni krogi osnovne rezonance in vseh overtonov zelo podobno induktivnost $L_1 \approx L_3 \approx L_5 \approx L_7 \approx ... \approx 5\text{mH}$ . Rezina $AT$ ima najnižjo zaporedno upornost pri osnovni rezonanci $R_1 \approx 25\,\Omega$ , ampak doseže najvišjo kvaliteto pri tretjem $Q_3 \approx 40000$ ali petem $Q_5 \approx 37000$ overtonu.

Ker so rezine $AT$ dokaj dobro toplotno izolirane od okolice, je dovoljena električna delovna moč komaj $P_{MAX} < 2\text{mW}$ . Kljub temu je zaradi visoke kvalitete rezonatorja $Q_U \approx 50000$ lahko pripadajoča jalova moč izredno visoka $Q_U \cdot P_{MAX} < 100\text{W}$ . Drobcena rezina $AT$ je pri nihanju še razmeroma odporna na velike moči!

Rezine za ročne ure v obliki glasbenih vilic so dosti bolj nežne in zdržijo manj kot $P_{MAX} < 1\,\mu\text{W}$ delovne moči v $R_1 \approx 50\text{k}\,\Omega$ , čeprav so izrezane iz rezine kremena podobne debeline $d \approx 0.2\text{mm}$ kot diski $AT$ . Takšno delovno moč lahko pri frekvenci $f_1 = 32768\text{Hz}$ pripeljejo v glasbene vilice že šibka CMOS vrata oscilatorja. Glasbene vilice se preprosto razbijejo pri preveliki amplitudi nihanja!

Ker je nadomestno vezje vzporedna vezava različnih gradnikov, je električno obnašanje rezine $AT$ najlažje opisati z admitančnim diagramom. Vsak nihajni krog ima svoj admitančni krog s premerom, ki ustreza obratni vrednosti zaporedne upornosti $R_N$ . Pri večini frekvenc daleč proč od

rezonanc se opazi le kapacitivnost elektrod in ohišja $j\omega C_0$ :

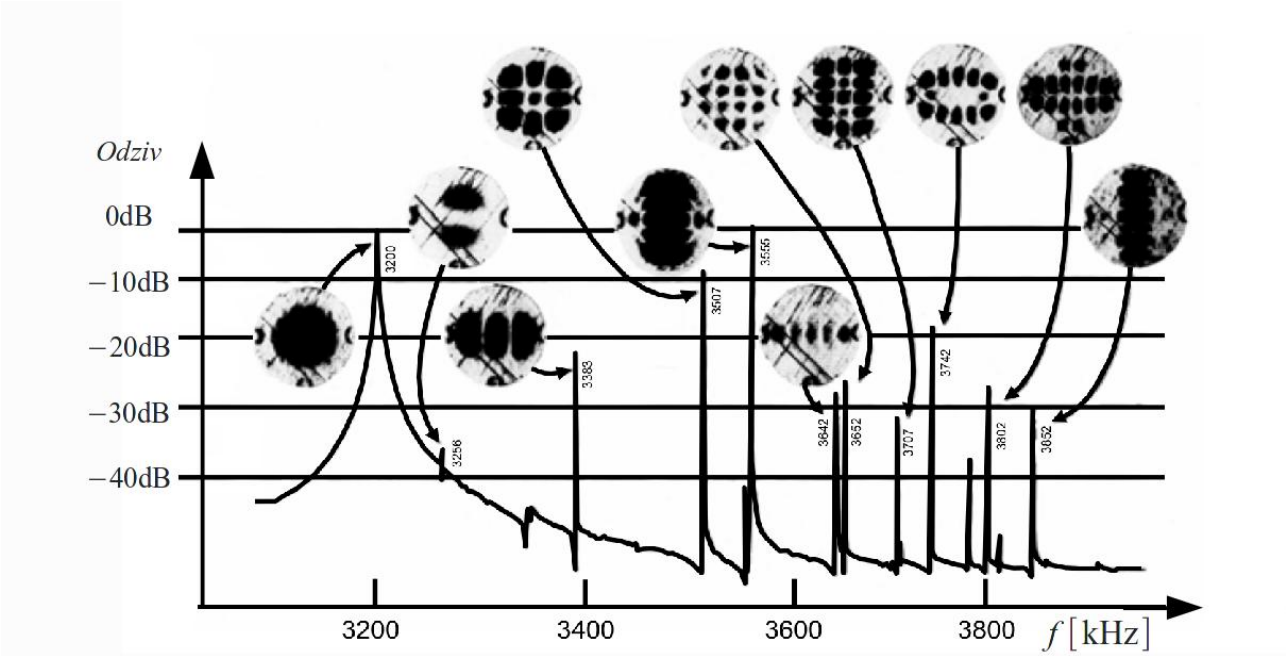



Pri osnovni rezonanci in nižjih overtonih $N \leq 5$ krog admitance seka realno os. Admitanca kristala je lahko kapacitivna ali induktivna. Med zaporedno in vzporedno rezonanco je velika razlika, kar olajšuje načrtovanje oscilatorja.

Pri višjih overtonih $N \geq 7$ rezine $AT$ krog admitance mogoče ne seka več realne osi. Admitanca kristala ostaja venomer kapacitivna. Med zaporedno in vzporedno rezonanco je majhna razlika, kar otežuje načrtovanje oscilatorja.

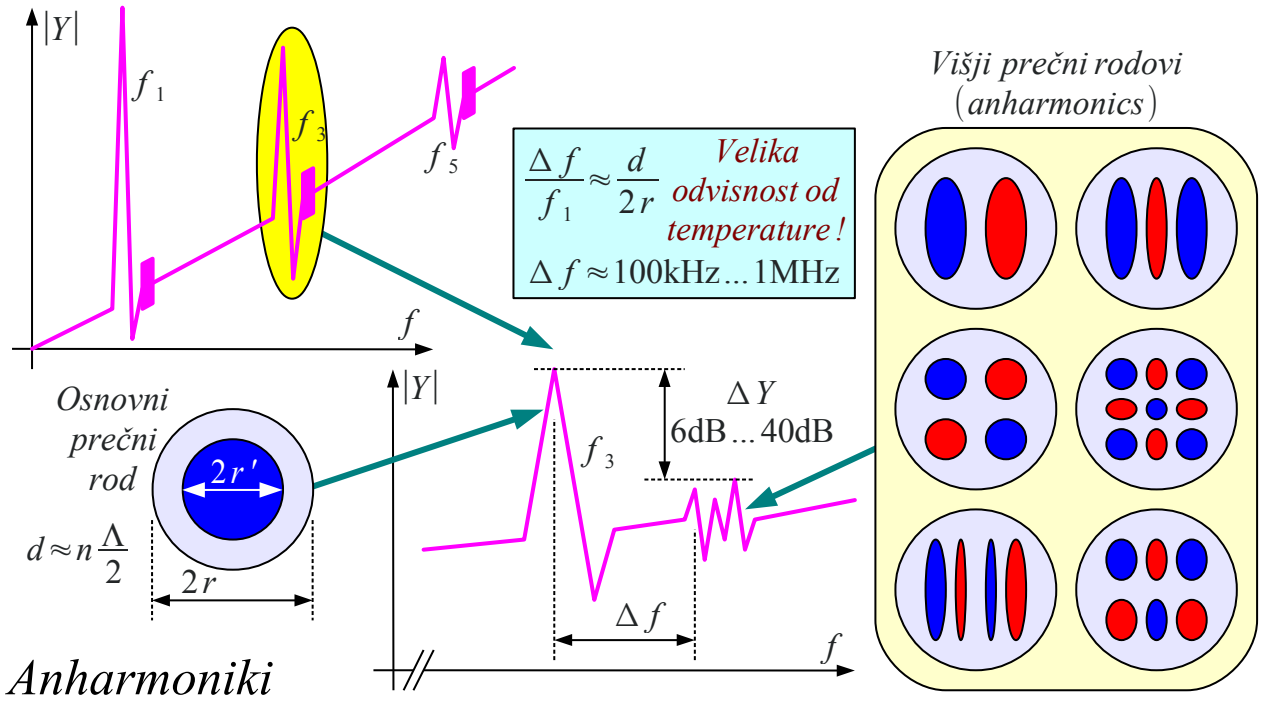
Kljub svoji navidezni enostavnosti je rezina $AT$ kremenovega kristala dosti bolj kompliciran električni gradnik od preprostega opisa s strižnimi overtoni v smeri debeline rezine. Rezina $AT$ ima tri dimenzije in lahko niha v vseh treh z različnimi vrstami valovanj. Najmočnejši dodatni rodovi so strižni rodovi, ki tvorijo stojne valove tudi v obeh prečnih dimenzijah poleg osnovnega nihanja v smeri debeline rezine.

Dodatni prečni rodovi imajo dovolj veliko amplitudo, da se lahko stojne valove na kristalni mreži kremenovega kristala opazuje z Braggovim uklonom Röntgenske svetlobe. Hrbte stojnih valov na rezini $AT$ debeline približno $d \approx 0.5\text{mm}$ prikazujejo temne lise na Röntgenski sliki:

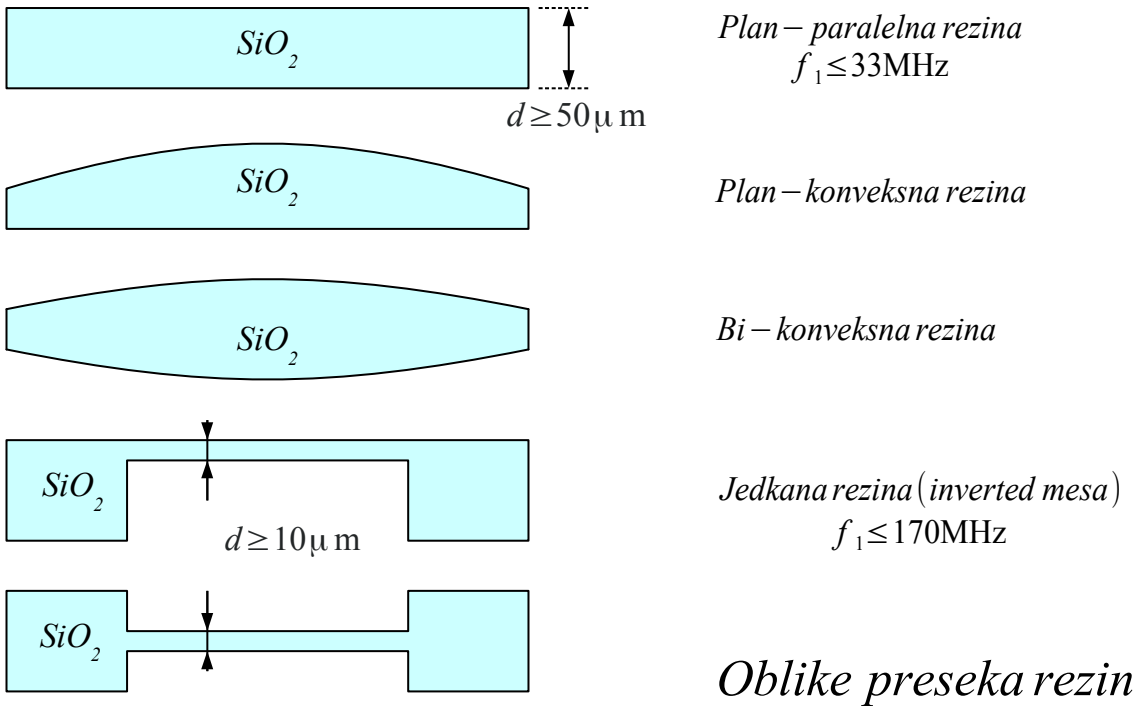



*Röntgenske slike prečnih rodov rezine AT*

Osnovna (soda $N00$ ) prečna rezonanca opisane rezine $AT$ je pri $f_1 = 3200\text{kHz}$ . Vsi anharmoniki (višje prečne rezonance) se pojavijo na višjih frekvencah $\Delta f / f_1 \approx d/(2r)$ odvisno od razmerja med debelino in premerom rezine $AT$ . Na jakost višjih prečnih rodov vpliva tudi oblika naparjenih kovinskih elektrod. Simetrično postavljene elektrode ne vzbujajo lihih anharmonikov. Ker elektrode ne pokrivajo celotne površine rezine $AT$ , se da dušiti tudi vzbujanje nekaterih sodih anharmonikov:



Zahteva po dušenju anharmonikov gre od $-6\mathrm{dB}$ za cenen oscilator ure računalnika vse do $-40\mathrm{dB}$ za vrhunsko kristalno sito. Na jakost anharmonikov vplivata tudi oblika in brušenje rezine $AT$. Krožna oblika rezine ima šibkejše anharmonike od pravokotnih rezin. Najpreprostejše plan-paralelno brušenje rezine daje močnejše anharmonike od plan-konveksnih, bi-konveksnih ali drugače obrobljenih rezin:



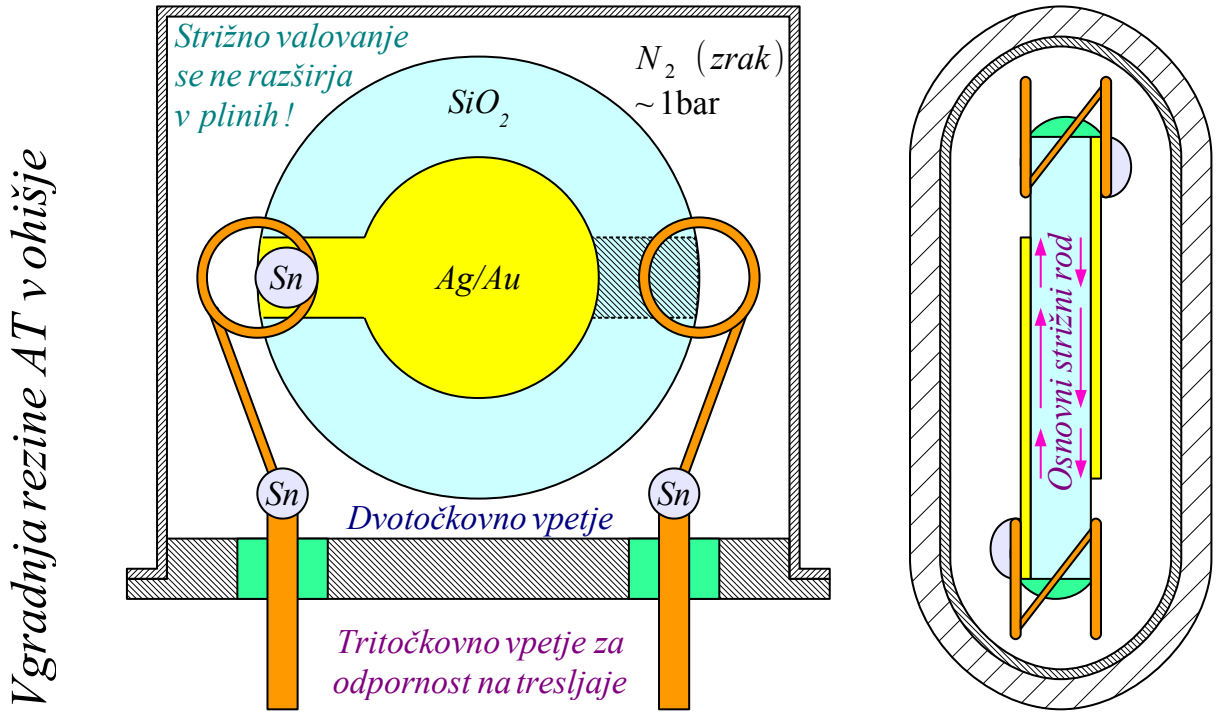

*Oblike preseka rezine AT*

Zaradi mehanske trdnosti je debelina krožnih rezin $AT$ omejena nad $d \geq 50\,\mu\mathrm{m}$, kar pomeni osnovno rezonanco pod $f_1 \leq 33\mathrm{MHz}$. Višje osnovne rezonance $f_1 \leq 170\mathrm{MHz}$ se da doseči z jedkanjem osrednjega dela rezine (inverted mesa) do $d \geq 10\,\mu\mathrm{m}$. Zaradi neugodnih izmer aktivnega dela jedkane rezine ne dosegajo tako ugodnih električnih lastnosti, predvsem $Q$, od običajnih rezin $AT$.

Rezina $AT$ je v vsakem primeru droben in krhek sestavni del, ki za praktično uporabo zahteva vgradnjo v primerno ohišje. Ker se strižno valovanje ne razširja v plinih, je ohišje rezine $AT$ lahko polnjeno z zrakom pod običajnim tlakom $p \approx 1\mathrm{bar}$. Izjema so kristali za nizke frekvence $f_1 < 1\mathrm{MHz}$, ki ne uporabljajo strižnega valovanja in zato zahtevajo vakuumsko, običajno stekleno ohišje.

Ohišje rezine $AT$ je kljub temu smiselno, da je hermetično zaprto in polnjeno s suhim dušikom $N_2$. Pri nizkih temperaturah vlaga kondenzira na površini rezine in močno duši tudi strižno nihanje. Starejša kovinska ohišja (obrtniška) so imela pokrovček prispajkan. Novejša kovinska ohišja

(industrijska) imajo pokrovček privarjen. Kovinsko ohišje kristala sicer lahko podvoji nadležno kapacitivnost elektrod kristala $C_0$, kar otežuje načrtovanje vezja oscilatorja ali sita:



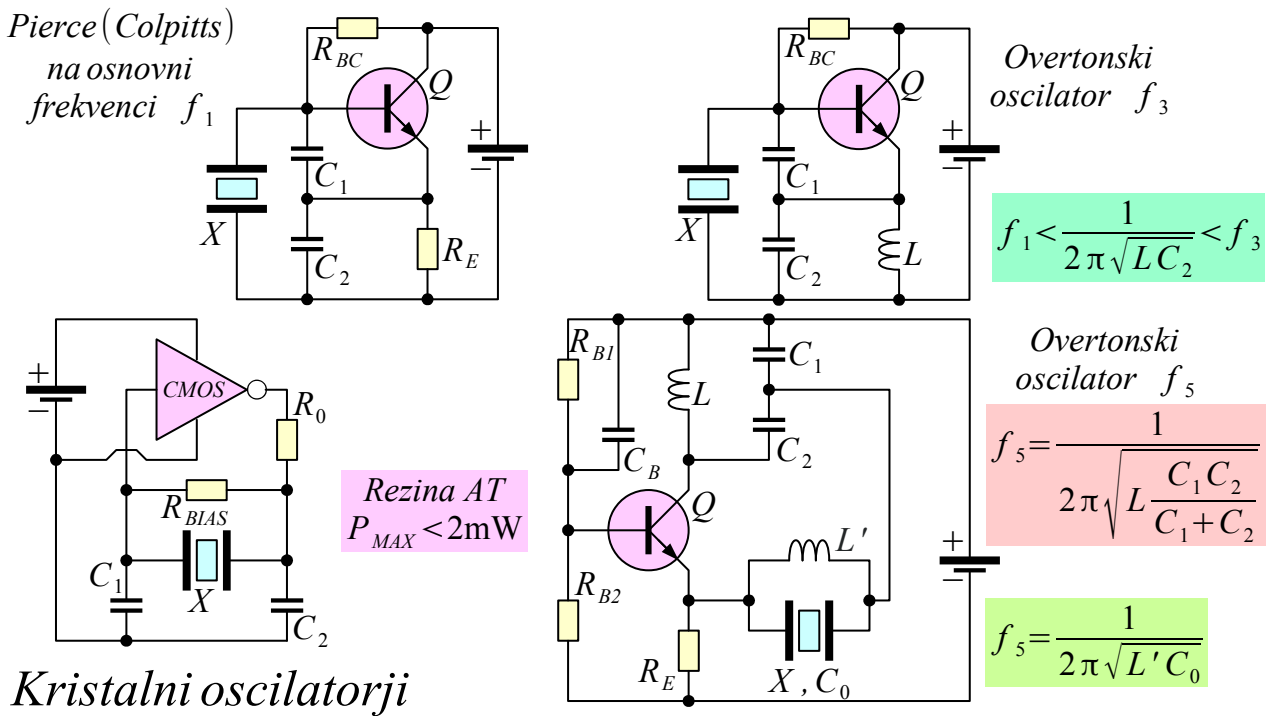

Rezina $AT$ je vgrajena v ohišje tako, da se nikjer neposredno ne dotika sten ohišja. Običajno je vgrajena na dveh žičnih vzmeteh. Dvotočkovno vpetje naj bi prenašalo čim manj zunanjih tresljajev na občutljivo rezino. Monolitno kristalno sito zahteva tri električne priključke. Podobno tritočkovno vpetje je potrebno tudi v primerih velikih pospeškov, na primer vgradnja kristala na raketo.

V električnih načrtih se za kremenov kristal običajno uporablja oznaka $X$, ki izvira iz angleške skrajšanke crystal=xtal. Izraz xtal se uporablja v številnih skrajšankah, na primer xtal oscillator $XO$. Vezje elektronskega oscilatorja je sicer najpogostejša uporaba kremenovega kristala. Pogosto oscilatorji uporabljajo bipolarne tranzistorje zaradi nižjega šuma $1/f$.

V elektronskem oscilatorju kristal $X$ največkrat nadomešča tuljavo v nihajnem krogu, ki ga sestavljata še kondenzatorja $C_1$ in $C_2$. V primeru kristala se takšno Colpittsovo povratno vezavo največkrat imenuje Piercejeva vezava. Za razliko od prave tuljave kremenov kristal brez škode dopušča zmerno enosmerno komponento napetosti preko svojih priključkov.

Isti kristal omogoča nihanje na več frekvencah. Ker ojačanje bipolarnega tranzistorja $Q$ upada s frekvenco, zaporedna upornost kristala $R_N$ pa narašča z redom overtona, kristalni oscilator niha na osnovni

frekvenci kristala $f_1$ brez kakršnihkoli dodatnih ukrepov:




Za nihanje oscilatorja na tretjem overtonu kristala $f_3$ je treba preprečiti nihanje na osnovni frekvenci kristala $f_1$. V Colpittsovi povratni vezavi se enemu od kondenzatorjev $C_1$ ali $C_2$ vzporedno veže še tuljava $L$. Vzporedni nihajni krog $LC_2$ je v prikazanem primeru izbran tako, da ima na osnovni frekvenci kristala $f_1$ že induktiven značaj, kar obrne predznak povratne vezave. Hkrati tuljava $L$ pomaga pri delovni točki tranzistorja.

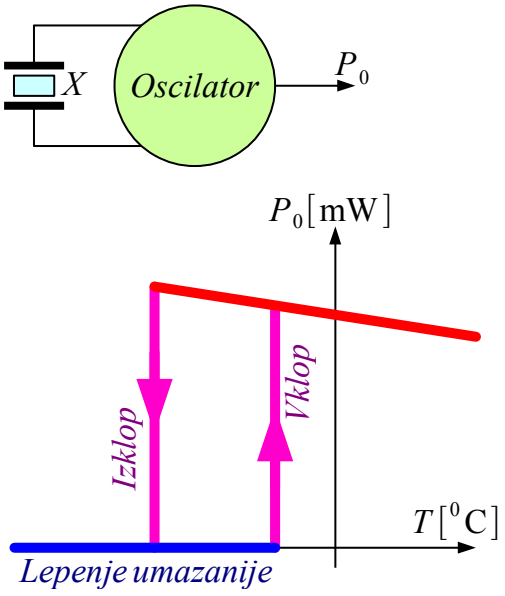
Za nihanje kristala na petem overtonu kristala $f_5$ bi bilo treba nastaviti rezonanco $LC_2$ nad tretji overton $f_3$. Žal ta rešitev vedno ne deluje zaradi previsoke kapacitivnosti elektrod kristala $C_0$. Oscilator za peti in višje overtone zato vsebuje običajen $LC_1C_2$ Colpittsov oscilator. Kristal je v povratni vezavi, kjer učinek $C_0$ izničuje dodatna tuljava $L'$. Takšen oscilator zahteva res natančno načrtovanje, da deluje na željenem overtonu.

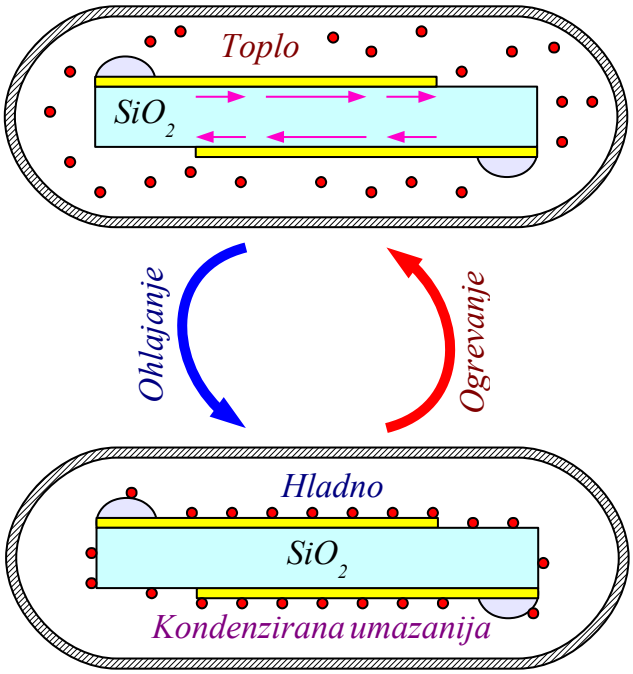
Končno se pri načrtovaju oscilatorja ne sme zanemariti obremenitev kristala. $P_{MAX} < 2\mathrm{mW}$ je mejna vrednost za večino rezin $AT$. Omejitev segrevanja kristal in njegovega staranja priporoča $P < 1\mathrm{mW}$. Nižja moč oscilatorja skladno z Leesonovo enačbo sicer kvari fazni šum oscilatorja. V Pierce-Colpittsovi vezavi za osnovno frekvenco in tretji overton moč na kristalu določata kondenzatorja $C_1$ in $C_2$. Večja kot sta kondenzatorja,

višji je izmenični tok skozi kristal pri dani napetost napajanja oscilatorja in večja je moč na kristalu. Kondenzatorja $C_1 \approx C_2 \approx 1\mathrm{nF}$ na vhodu in izhodu CMOS inverterja (eden ali dva velikostna razreda prevelika) takoj uničita glasbene vilice za $32768\mathrm{Hz}$ !

Oscilator za visok overton $N \geq 5$ z ločenim nihajnim krogom $LC_1C_2$ za povratno vez običajno manj obremenjuje kristal $X$ z vzporedno tuljavo $L'$ za kompenzacijo kapacitivnosti elektrod kristala $C_0$ . Fazni šum je temu ustrezno slabši. Če oscilator sploh niha na željenem overtonu in ne kje drugje?

Frekvenca kremenovega kristala je sicer za nekaj velikostnih razredov bolj točna od frekvence $LC$ nihajnega kroga, ampak delovaje kristala je še vedno odvisno od temperature. Umazanija v ohišju ima velik učinek. Učinek vlage je pri sobni temperaturi neopazen. Ista vlaga kondenzira na površini kristala pod ledišcem. Kondenzirana vlaga spremeni frekvenco in pokvari kvaliteto $Q$ strižnega nihanja, da oscilator neha delovati. Ceneni računalniki zato pod ledišcem ne dobijo ure in ne delujejo:



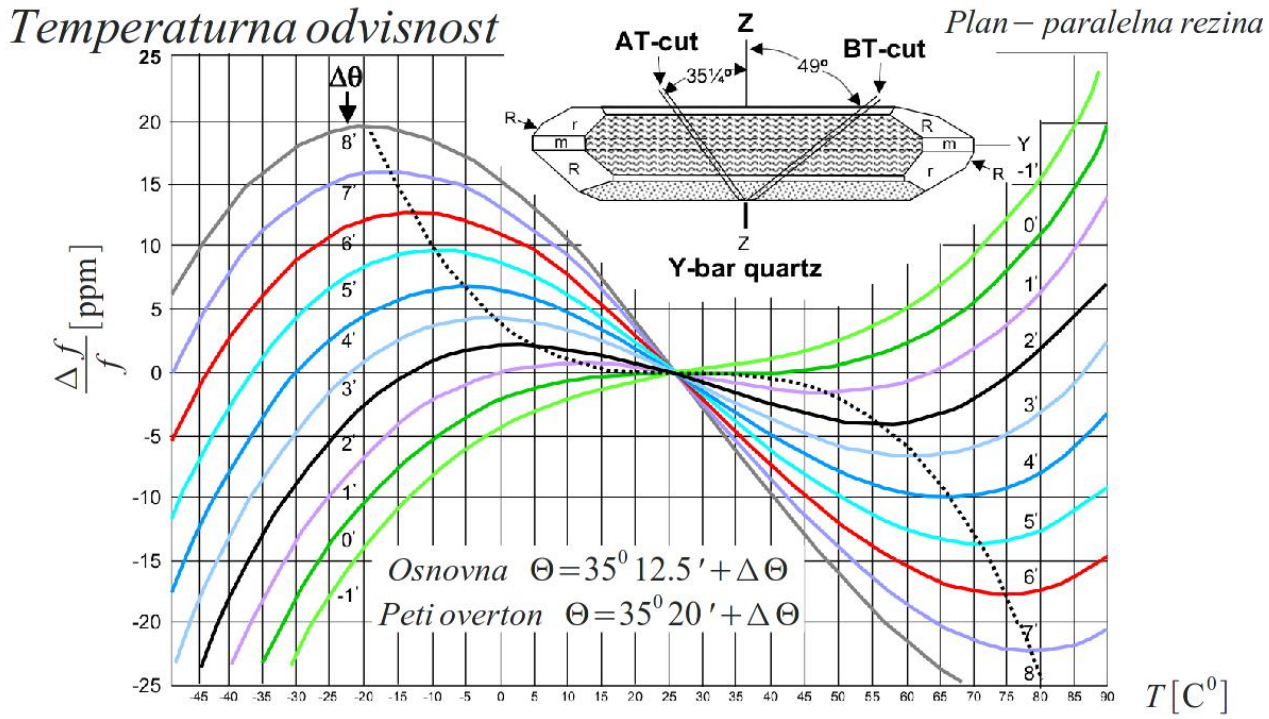

*Histereza lepenja umazanije*

Kar je še hujše, lepenje umazanije vnaša veliko histerezo. Dokler oscilator niha, se tudi segreva. Drobci umazanije se stežka prilepijo na površino, ki strižno niha. Ko se napravo ugasne, se rezina $AT$ ohladi. Mirujoče hladne rezine se drobci umazanije zlahka oprimejo.

Ob ponovnem vklopu naprave je kvaliteta $Q$ rezine $AT$ tako nizka,

da se oscilator ne zažene več. Brez ure je mikroprocesor mrtev. Rezino je treba dovolj ogreti, da se drobci umazanije odlepijo in se kvaliteta $Q$ rezine poveča nad minimalno vrednost, ki jo potrebuje oscilator. Opisani pojav predstavlja smrt večine umetnih satelitov, ki uporabljajo ne najbolj čist, obrtniško brušen kristal za namensko frekvenco, povrhu v slabo načrtovanem oscilatorju za peti overton.

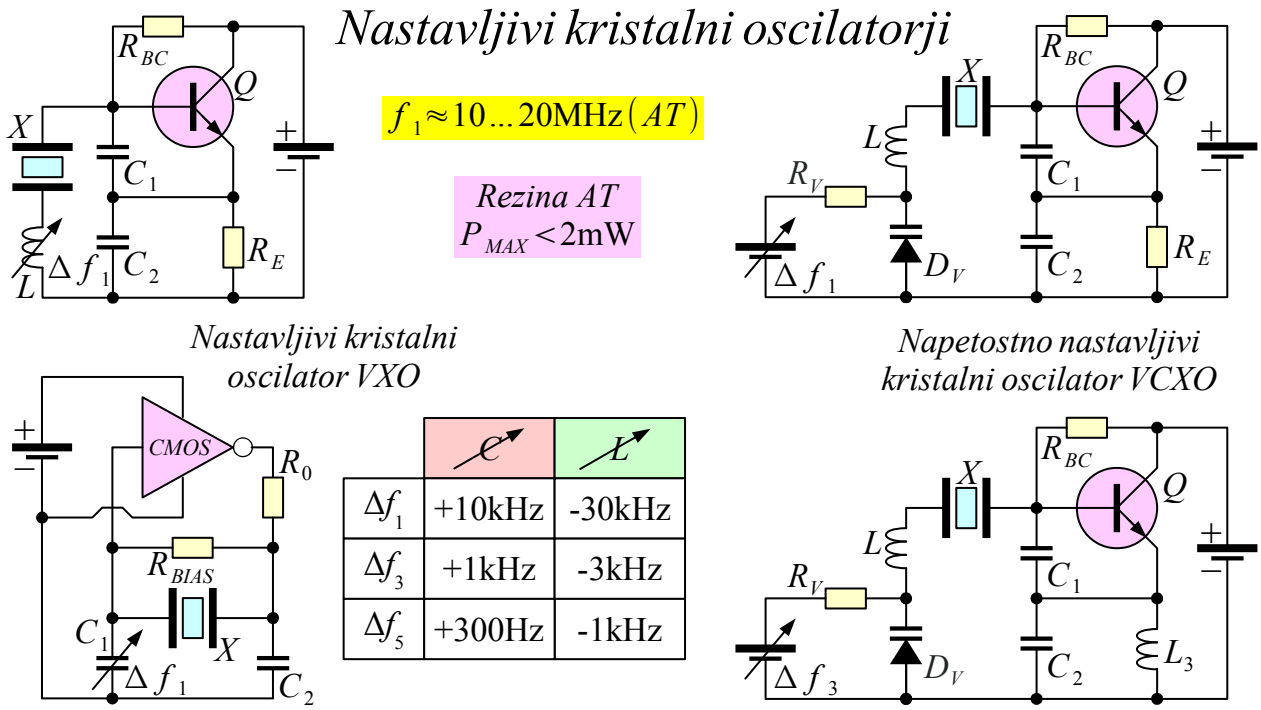
Točna frekvenca rezine kremenovega kristala je sicer močno odvisna od točnih kotov brušenja. Najbolj zahteven je polarni kot $\Theta$ med površino rezine $AT$ in osjo $z$ kristala. Kot $\Theta$ je treba natančno prilagoditi celo točnemu rodu nihanja rezine: osnovna frekvenca ali kateri overton. Odstopanje frekvence s temperaturo je na spodnji sliki narisano v [ppm] (parts-per-million) za različna odstopanja $\Delta\Theta$ :




Osnovni rod in vsi overtoni so osnovni prečni rodovi z valovnim vektorjem pravokotnim na ravnino rezine $AT$ . Anharmoniki oziroma višji prečni rodovi nihajo v vseh treh dimenzijah, da njihovi valovni vektorji niso pravokotni na ravnino rezine $AT$ . Z osjo $z$ kristala zaklepajo kote $\Theta$ različne od optimalnih vrednosti. Točne frekvence anharmonikov se zato zelo spreminjajo s temperaturo rezine $AT$ .

Ceneni kremenovi kristali za uporabo v računalnikih imajo točnost frekvence $\Delta f = \pm 50\text{ppm}$ , omejitev je Ethernet. Ko se zahteva boljšo točnost frekvence, je treba natančno frekvenco kristala nastaviti z zunanjimi gradniki, zaporedno nastavljivo tuljavo oziroma nastavljivim kondenzatorjem. Frekvenco kristala v $VXO$ (Variable Xtal Oscillator) je lažje premakniti

navzdol z zaporedno tuljavo kot navzgor z zaporednim kondenzatorjem zaradi kapacitivnosti elektrod kristala $C_0$ . Premik frekvence je največji na osnovni rezonanci kristala in hitro upada z redom overtona:

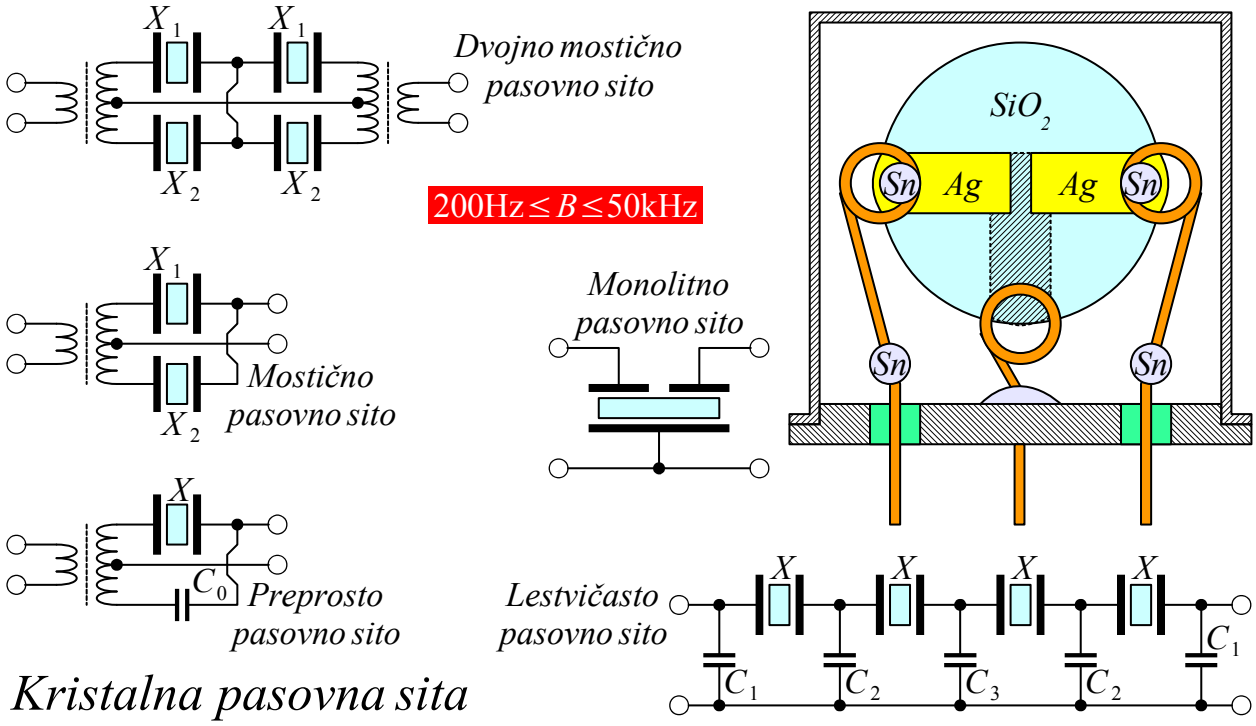



| | $C$ | $L$ |
|---|---|---|
| $\Delta f_1$ | +10kHz | -30kHz |
| $\Delta f_3$ | +1kHz | -3kHz |
| $\Delta f_5$ | +300Hz | -1kHz |

Manjši premik frekvence kristala se da doseči tudi z varaktorjem $D_V$ . Varaktor se krmili z enosmernim virom preko dušilke, upora $R_V$ . Zaporedna tuljava $L$ poveča območje nastavljanja frekvence oscilatorja. Naprava je poimenovana s kratico $VCXO$ (Voltage-Controlled Xtal Oscillator).

Ko je temperaturna odvisnost kremenovega kristala natančno poznana, se da odstopanja frekvence samodejno popravljati s temperaturnim tipalom (NTK upor), ki krmili varaktor. Takšen oscilator je dobil ime $TCXO$ (Temperature-Compensated Xtal Oscillator). Dobro načrtovan $TCXO$ zadržuje svojo frekvenco v območju $\Delta f = \pm 1\text{ppm}$ v nazivnem področju temperature.

Iz enega ali več kremenovih kristalov se da izdelati tudi frekvenčna sita. Večinoma so to pasovno-prepustna sita. S posameznimi kristali se da izdelati tudi pasovno-zaporna sita. Pasovno-prepustno sito z enim kristalom običajno potrebuje mostično vezavo za kompenzacijo kapacitivnosti elektrod $C_0$ . Pasovno sito s ploščatim temenom se da izdelati z mostično vezavo dveh kristalov $X_1$ in $X_2$ za različni frekvenci $f_1 \neq f_2$ ampak podobno kapacitivnostjo elektrod $C_0$ . Sita v mostični vezavi se lahko preprosto veže zaporedno:




*Kristalna pasovna sita*

Lestvičasto pasovno sito s ploščatim prepustnim pasom se da izdelati iz samih enakih kristalov v vzdolžnih vejah, kjer so prečne veje različni kondenzatorji. Končno se da na isti rezini $AT$ izdelati monolitno pasovno sito z več med sabo mehansko sklopljenimi rezonatorji.

Kristalna sita iz kremena so ozkopasovna sita. Dvojno mostično pasovno sito oziroma monolitno sito mogoče doseže pasovno širino $B \leq 50\text{kHz}$ pri osrednji frekvenci osnovne rezonance kristalov $f \approx 10.7\text{MHz}$. Sita za osrednje frekvence nad $f > 33\text{MHz}$ so vezana na overtonske rezonance kremenovih kristalov, ki dajejo ožji prepustni pas zaradi šibkejšega piezoelektričnega sklopa overtonov.

Lestvičasto sito iz samih enakih kremenovih kristalov dosega za en velikostni razred ožjo pasovno širino $B \leq 5\text{kHz}$ pri isti osrednji frekvenci kristalov $f \approx 10.7\text{MHz}$. Preprosto pasovno sito z enim samim kremenovim kristalom lahko doseže najožjo pasovno širino nad $B \geq 200\text{Hz}$ pri isti osrednji frekvenci.

Možnosti različnih pasovnih širin so pri kristalnih sitih razmeroma omejene. Kremenova kristalna sita so uporabna za analogne komunikacije in medfrekvenco heterodinskih sprejemnikov $f_{IF} = 10.7\text{MHz}$. V številskih zvezah je pasovna širina sit iz kremenovih kristalov večinoma preozka. Modulacije številskih zvez so večinoma občutljive na diferencialno skupinsko zakasnitev medfrekvenčnega sita sprejemnika. Končno se načrtovanje številskih sprejemnikov odmika proč od dragih heterodinskih sprejemnikov

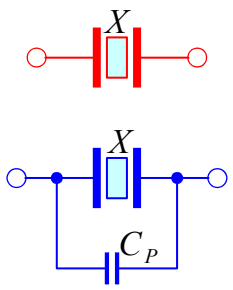
proti cenejši ničelni medfrekvenci, kjer ni več medfrekvenčnih pasovnih sit.

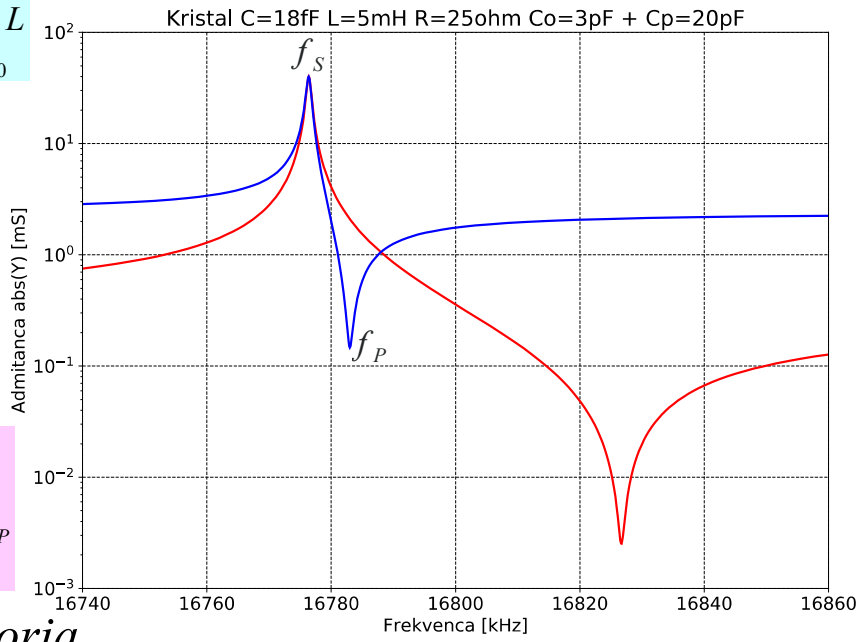
Z brušenjem naravnih kremenovih kristalov so se pred drugo svetovno vojno ukvarjala mala obrtniška podjetja in radioamaterji. Tudi s prihodom umetnih kremenovih kristalov je končno brušenje izdelkov ostalo v obrtniških rokah. Radijski sprejemniki in oddajniki so potrebovali natančno brušen par kristalov za sprejem in oddajo za vsak posamezen, točno določen frekvenčni kanal.

Industrijsko izdelani kristali so se najprej pojavili v računalnikih, kjer so bile potrebne velike serije samih enakih kristalov. Frekvenčni sintetizatorji omogočajo vgradnjo samih enakih, kakovostnih velikoserijskih izdelkov tudi v radijske sprejemnike in oddajnike. Velikoserijska proizvodnja omogoča tudi proizvodnjo kakovostnih $TCXO$ za nekaj standardiziranih frekvenc, danes najpogosteje $f \approx 40.000\text{MHz}$ .

Kljub široki uporabi cenenih in kakovostnih velikoserijskih izdelkov je danes še vedno možno namensko brušenje kremenovih kristalov za natančno določene frekvence. Proizvajalec navaja okvirno nadomestno induktivnost $L$ in kapacitivnost elektrod $C_0$ . Kapacitivnost gole rezine $AT$ je lahko komaj $C_0 \approx 3\text{pF}$ (rdeča krivulja):

*Podatki proizvajalca:*
*Nadomestna induktivnost* $L$
*Kapacitivnost elektrod* $C_0$




*Zahteve uporabnika:*
*Rod nihanja* $N = 1,3,5 \ldots$
*Frekvenca* $f_S$ *ali* $f_P$ *@* $C_P$
*Izgube* $R < R_{MAX}$

## *Naročilo rezonatorja*

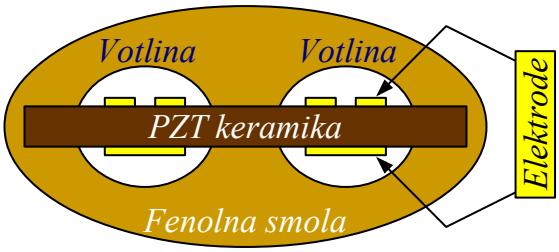
Naročnik mora v naročilu navesti rod nihanja kristala $N$ znotraj možnosti proizvajalca: osnovna frekvenca, tretji ali peti overton? Poleg frekvence je treba navesti še željeno rezonanco rezine na navedeni frekvenci: zaporedno rezonanco $f_S$ ali vzporedno rezonanco $f_P$ ? Pri vzporedni

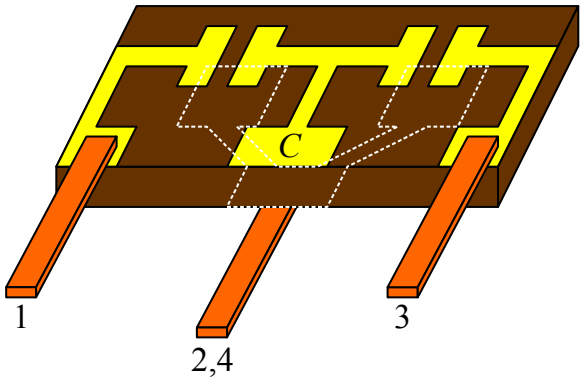
rezonanci $f_P$ je nujno navesti še vzporedno kapacitivnost vezja $C_P$ (modra krivulja). Proizvajalec običajno ponuja $C_P = 20\text{pF}$ ali $C_P = 32\text{pF}$ . Končno se od proizvajalca lahko zahteva mejno upornost izgub $R_N$ . Dušenja anharmonikov običajno proizvajalci niso sposobni zajamčiti za poljubno frekvenco.

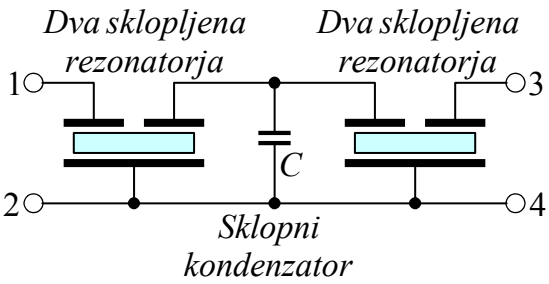
Glede na zahtevani rod nihanja in vrsto rezonance mora proizvajalec prilagajati natančen kot brušenja $\Theta$ rezine $AT$ . Na končnem izdelku je vedno izpisana frekvenca. Brez kakršnihkoli drugih oznak gre verjetno za zaporedno rezonanco $f_S[\text{kHz}]$ . Prisotnost pikofaradov pomeni nazivni vzporedni kondenzator $C_P$ za vzporedno rezonanco $f_P[\text{kHz}]$ . Rod nihanja $N$ običajno ni naveden.

Industrija širokopotrošnih izdelkov potrebuje tudi rezonatorje, ki ne potrebujejo uglaševanja kot $LC$ sita, so manjši od votlin in cenejši od kremenovih kristalov. Vsem tem zahtevam zadošča piezokeramika $Pb\,Zr_x\,Ti_{1-x}\,O_3$ oziroma $PZT$ . $PZT$ je amorfna snov z visoko dielektričnostjo $\epsilon_r \approx 1000$ . Za piezoelektrični pojav je treba keramiko polarizirati v močnem enosmernem električnem polju $U \approx 50\text{kV}$ . Izgube omejujejo piezokeramiko na $f < 30\text{MHz}$ .

Iz piezokeramike se da izdelati različne rezonatorje in sita. Običajen gradnik je medfrekvenčno sito za radiodifuzni FM sprejemnik za osrednjo frekvenco $f = 10.7\text{MHz}$ in pasovno širino $B = 230\text{kHz}$ :




$Pb\,Zr_x\,Ti_{1-x}\,O_3 \quad x \approx 0.52\,(PZT)$

$v \approx 3\text{km/s} \ldots 4\text{km/s}$

$Q_U \approx 1000 \;\; @\, f = 10\text{MHz}$

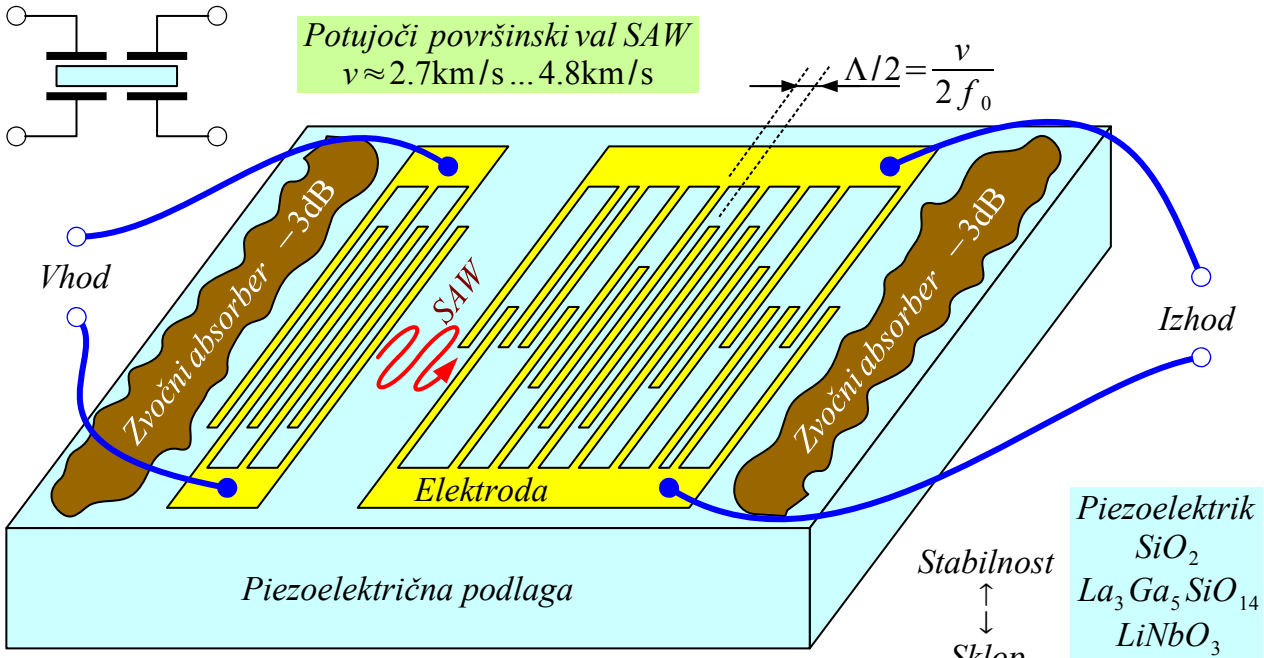
*Pasovno sito iz piezokeramike*

Medfrekvenčno sito iz piezokeramike vsebuje štiri rezonatorje. Prva dva in zadnja dva sta mehansko sklopljena preko podlage iz $PZT$. Vmesni sklop gre preko integriranega vzporednega kondenzatorja. Neželjene sklope in anharmonike duši zalivka iz fenolne smole. Votlini v smoli preprečujeta neposredno dušenje rezonatorjev.

Industrija širokopotrošnih izdelkov potrebuje cenena pasovna sita, ki ne potrebujejo uglaševanja, tudi za frekvence nad $f > 30\text{MHz}$. Kremenove rezine $AT$ imajo nad $f > 30\text{MHz}$ vrsto overtonskih odzivov, predvsem pa je piezoelektrični pojav v kristalu kremena prešibek za zahtevane pasovne širine. Rešitev je v uporabi površinskega valovanja $SAW$ in drugačnih piezoelektrikov, predvsem $LiNbO_3$ in $LiTaO_3$. Velik piezoelektrični pojav v obeh kristalnih snoveh omogoča vnaprejšnja polarizacija z močnim enosmernim električnim poljem podobno kot v piezokeramiki.

Površinsko valovanje $SAW$ zahteva medprstne elektrode. Slednje v proizvodnji zahtevajo fino fotolitografijo. Podlaga sita ostaja velika in debela ploščica kristala $LiNbO_3$.

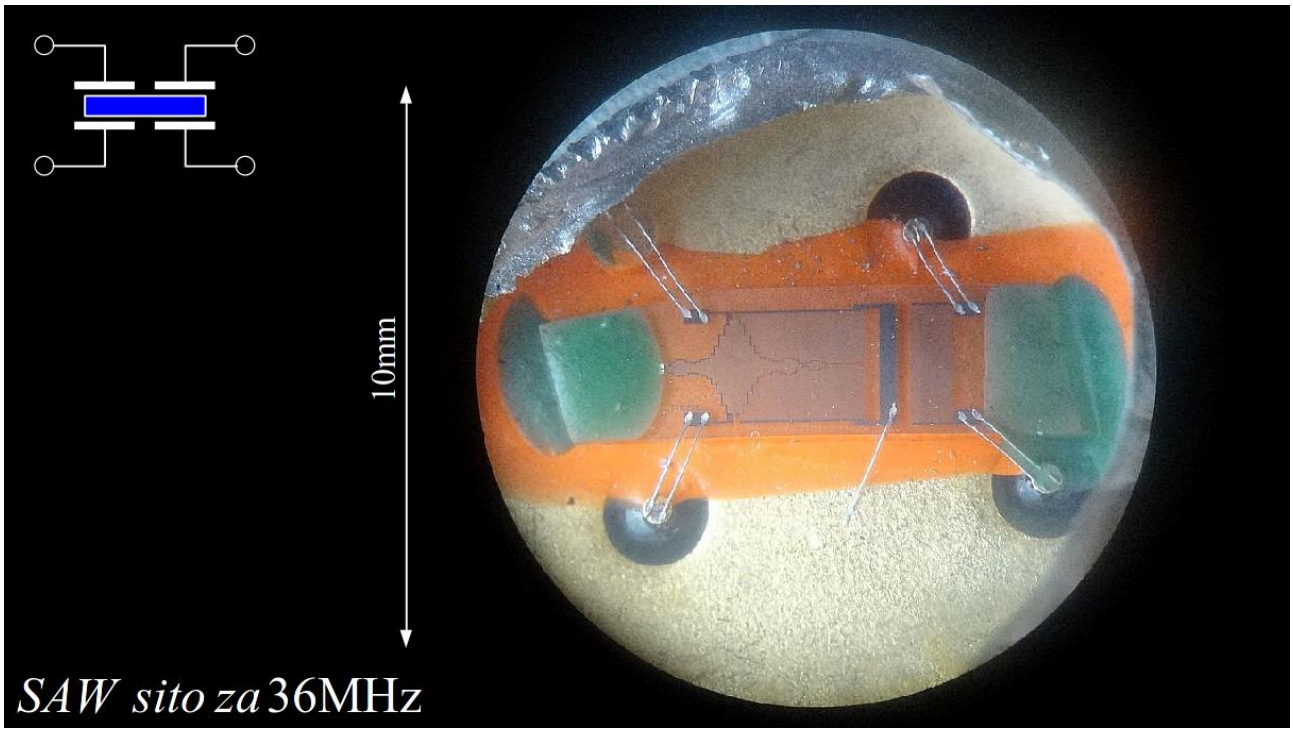
Medprstne elektrode oddajajo potujoče površinsko valovanje v obeh smereh. V situ s končnim odzivom $FIR$ (Finite Impulse Response) je polovica moči vsakega para medprstnih elektrod izgubljena v neželjeno smer v zvočnem absorberju, kar daje skupno vstavitveno slabljenje slabše od $a \approx -6\text{dB}$:




Pasovno sito SAW (FIR)

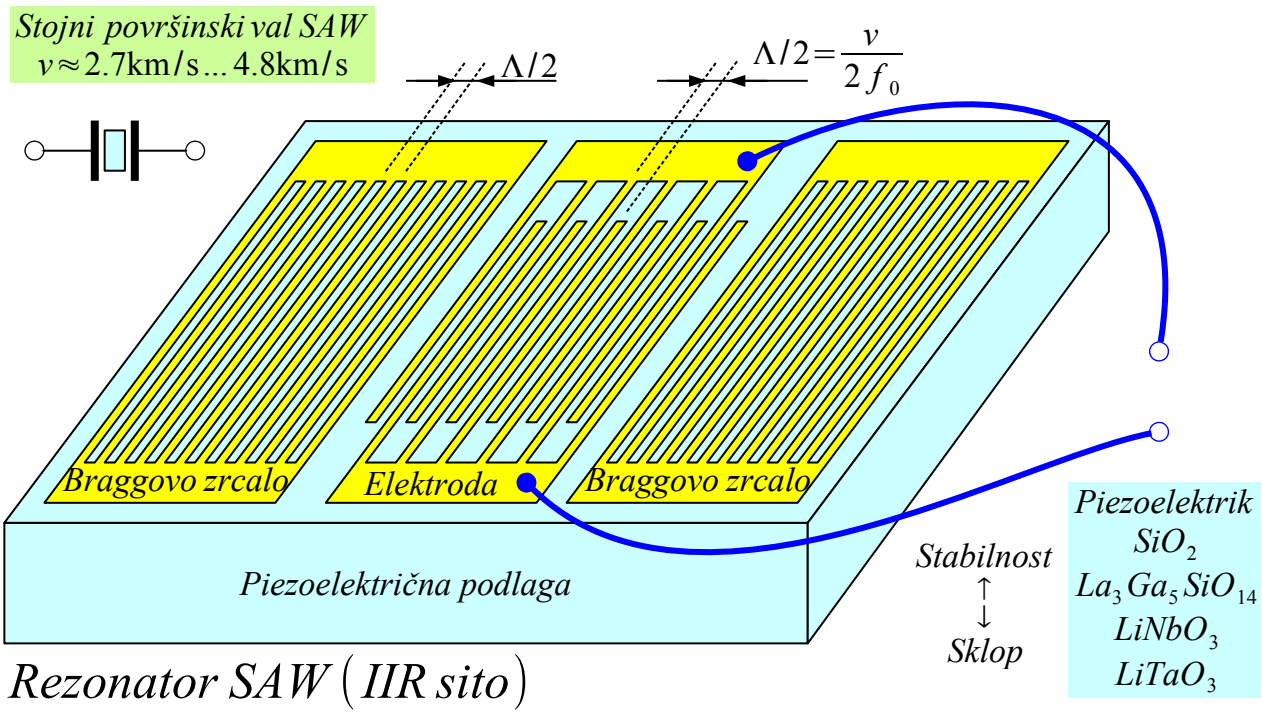
Frekvenčni odziv sita $FIR$ se da preprosto oblikovati z enim od dveh parov medprstnih elektrod. Oblika $\sin(x)/x$ v časovnem prostoru daje pravokoten prepustni pas v frekvenčnem prostoru.

Sita $SAW$ s končnim odzivom $FIR$ so se najprej uveljavila v medfrekvenci $f_{IF}=36\mathrm{MHz}$ analognih TV sprejemnikov pasovne širine $B=6\mathrm{MHz}$. Zaradi razmeroma velike valovne dolžine $\Lambda\approx 0.1\mathrm{mm}$ je vzorec $\sin(x)/x$ dobro viden na enem paru medprstnih elektrod pod navadnim optičnim mikroskopom:



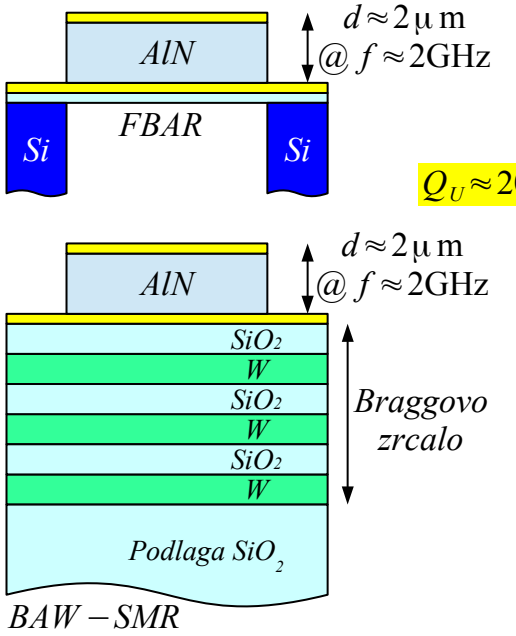

$SAW$ sita se dajo izdelati še za dva velikostna razreda višje frekvence. Ustrezno manjše medprstne elektrode se lahko vidi le še pod elektronskim mikroskopom. Težava $FIR$ sita je visoko vstavitveno slabljenje okoli $a\approx -15\mathrm{dB}$. Antenske kretnice v mobilnih telefonih zahtevajo dosti nižje vstavitveno slabljenje pri frekvenci $f\approx 900\mathrm{MHz}$ in hkrati delovanje s polno močjo oddajnika v razredu $P_{TX}\approx 3\mathrm{W}$.

Rešitev antenske kretnice telefona je v sitih z neskončnim odzivom $IIR$ (Infinite Impulse Response), ki vsebujejo več $SAW$ rezonatorjev s stojnim površinskim valom. $SAW$ rezonator vsebuje en sam par medprstnih elektrod na sredini, ki ga obkrožata dve sicer nepovezani Braggovi zrcali. Za svoje osnovno delovanje $SAW$ rezonator $IIR$ ne potrebuje zvočnih absorberjev. Slednji so potrebni kvečjemu za dušenje neželjenih rezonanc podlage:



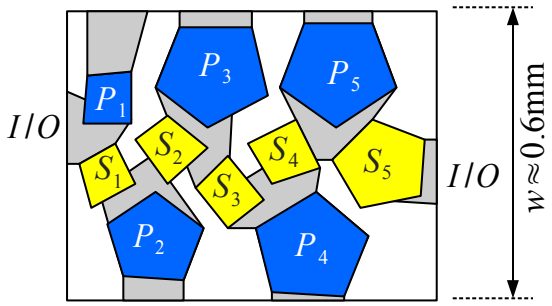

*Rezonator SAW (IIR sito)*

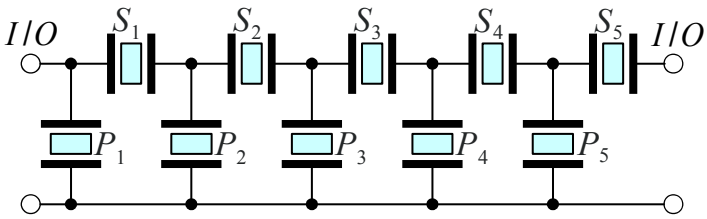
Končno pri frekvencah nad $f \geq 2\text{GHz}$ postanejo ugodnejši $BAW$ rezonatorji, izdelani v tehnologiji silicijevih integriranih vezij s tankoslojnimi rezonatorji iz piezoelektrikov $ZnO$ oziroma $AlN$. Da se zvočno valovaje iz tankoslojnega rezonatorja $FBAR$ (Film Bulk Acoustic Resonator) ne izgublja v silicijevo podlago, se silicij pod reznatorjem odjedka proč:




| Piezoelektrik | $\varepsilon_r$ | $v_{zvok}$ | Sklop | Slabljenje |
|---|---|---|---|---|
| ZnO (staro) | 8.8 | 6.33km/s | 0.28 | 8.3dB/µs |
| AlN (novo) | 8.5 | 10.4km/s | 0.17 | ~5dB/µs |

$Q_U \approx 2000$




*Pasovno sito BAW (IIR)*

Rezonator $FBAR$ je tanek, krhek in ne zmore odvajati toplote v antenski kretnici na oddaji. Ugodnejša rešitev je Braggovo zrcalo pod tankoslojnim piezoelektrikom, imenovana $BAW - SMR$ (Solid-Mounted

Resonator). Braggovo zrcalo tvorijo izmenični sloji zvočno redkih snovi, stekla $SiO_2$ in zvočno gostih snovi, težkih kovin $W$ ali $Mo$. Poleg odboja zvočnih valov Braggovo zrcalo zagotavlja mehansko trdnost tankoslojnemu piezoelektriku in poskrbi za odvajanje toplote na oddaji.

Tankoslojni rezonatorji $FBAR$ oziroma $BAW-SMR$ imajo sicer za dva velikostna razreda manjše izmere od običajne rezine $AT$ kristala kremena, a podobno razmerje med debelino in prečnimi izmerami $d/(2r)$. Anharmoniki oziroma neželjene višje prečne rezonance se pojavijo tudi v $FBAR$ oziroma $BAW-SMR$. Učinkovit protiukrep je drugačen. Na anharmonike so najbolj odporni rezonatorji oblike nepravilnih štirikotnikov ali peterokotnikov.

Več rezonatorjev $FBAR$ oziroma $BAW-SMR$ se lahko združi v eno integrirano vezje na skupni podlagi. Frekvenčna pasovna sita so lestičasta s posameznimi rezonatorji v vzdolžnih in v prečnih vejah. Neobremenjena kvaliteta $Q_U$ rezonatorjev $FBAR$ oziroma $BAW-SMR$ je za en velikostni razred nižja od rezin $AT$ kremenovega kristala.

Po dobrem stoletju razvoja rezina $AT$ kristala kremena še vedno zagotavlja izjemno kratkoročno stabilnost (fazni šum) in dolgoročno stabilnost oscilatorja, vse to pri majhnih izmerah in nizki proizvodni ceni. Če je potreben kakovosten oscilator pri frekvencah nad $f > 150\text{MHz}$, je še vedno najugodnejša rešitev množenje frekvence oscilatorja s kremenovim kristalom.

Rezina $SC$ (Stress Compensated) kristala kremena daje višji $Q_U$ in boljšo stabilnost frekvence za ceno šibkejšega piezoelektričnega sklopa, zahtevne izdelave in delovanja pri višjih temperaturah $T \approx 70^0 C \ldots 100^0 C$. Drugačni piezoelektriki in drugačne tehnike gradnje so potrebni kvečjemu za frekvenčna pasovna sita.

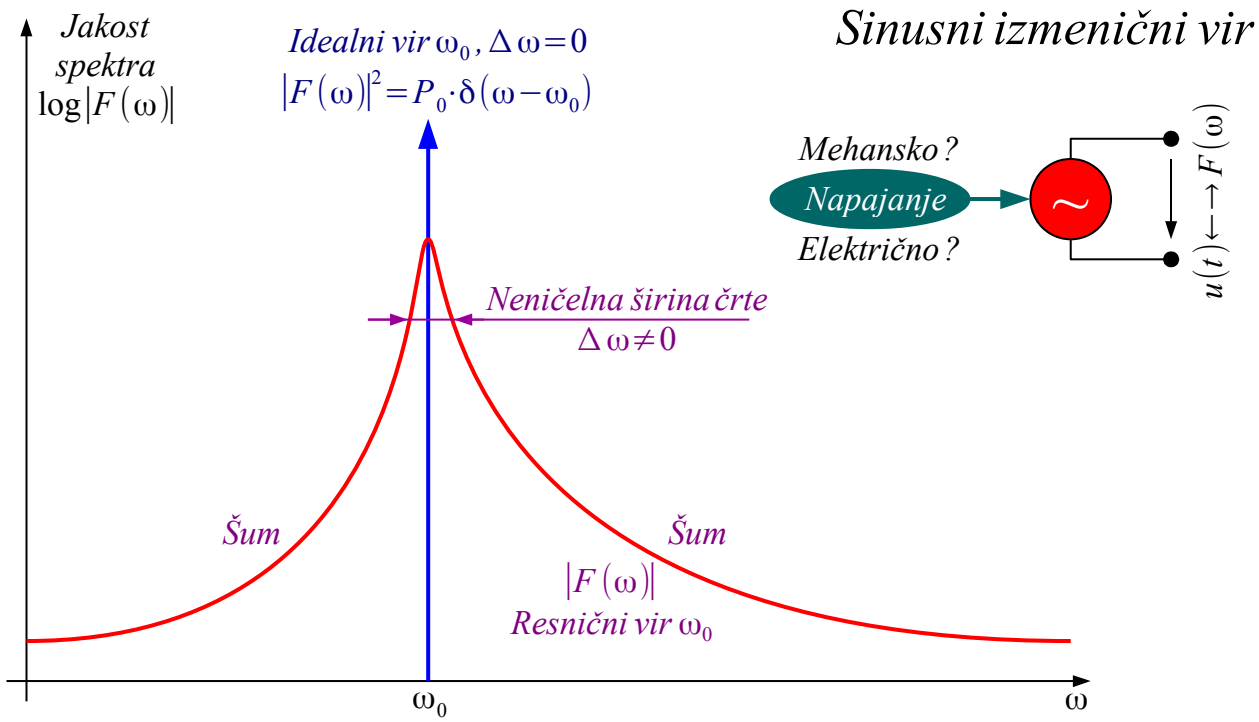
Nižji fazni šum oziroma boljšo dolgoročno stabilnost sicer omogočajo drugačne tehnike gradnje oscilatorjev, na primer plinski laser ali atomska ura. Slednji so za več velikostnih razredov dražji, večji in energijsko dosti bolj požrešni od rezine $AT$ kristala kremena. Ali so takšni oscilatorji v praksi potrebni, ostaja odprto vprašanje. V radijskih zvezah na primer nagaja Dopplerjev pomik, ki je popolnoma neodvisen pojav od pomanjkljivosti oscilatorja.

* * * * *

# 12. Elektronski oscilator

Razlika med znanstvenikom in inženirjem je v temu, da znanstvenik odkriva in opisuje naravne pojave, inženir pa ustvarja in gradi nove naprave. Pogosta naloga inženirja je ustvarjanje povsem novega nihanja oziroma kroženja. Kroženje je preprosto nihanje v dveh dimenzijah v kvadraturi. Pri mlinskem kolesu oziroma turbini je pomemben energetski izkoristek naprave $\eta$ , pri glasbilu oziroma urnem mehanizmu pa točna frekvenca nihanja oziroma vrtenja $\omega$ .

Napravo, ki drugačen vir energije pretvarja v nihanje oziroma vrtenje, imenujemo v elektroniki s tujko "oscilator", ker se nesrečni slovenski prevod "nihalo" ni uveljavil. Opis izkoristka $\eta = P_{nihanja} / P_{napajanja}$ kot razmerja izhodne moči in moči napajanja naprave je samoumeven. Manj samoumeven je opis proizvedene krožne frekvence $\omega_0$ oziroma bolj točno frekvenčnega spektra $F(\omega)$ proizvedenega izhodnega signala:

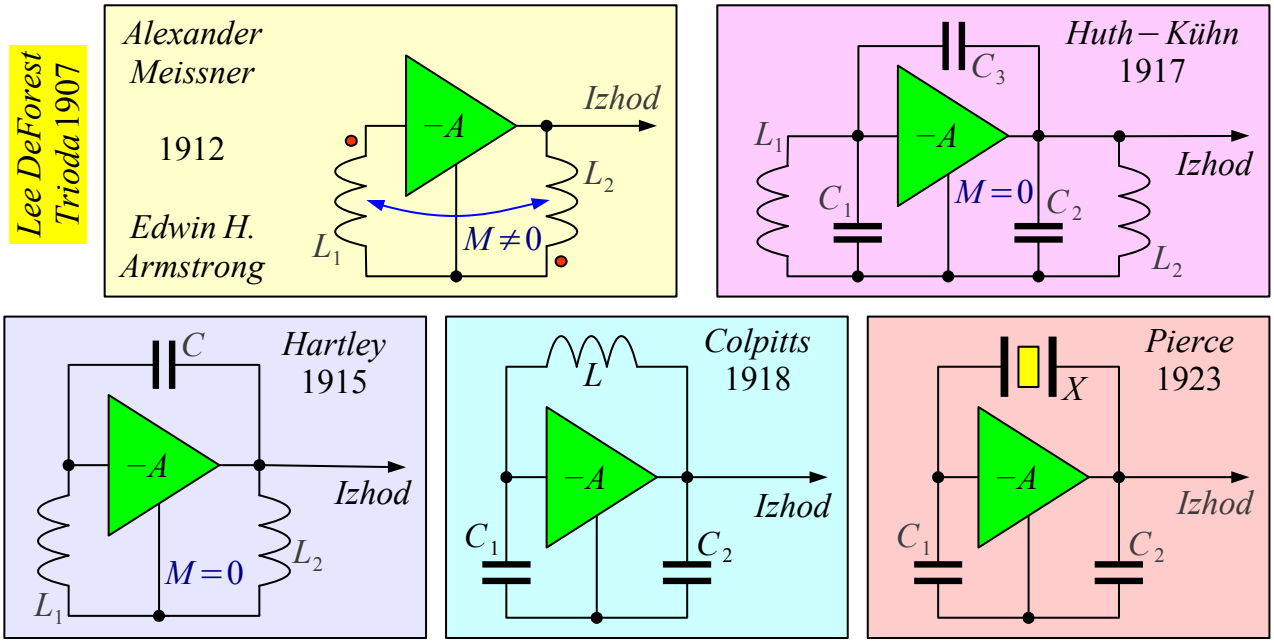



Čeprav je oscilator še tako skrbno načrtovan in izdelan, frekvenčni spekter njegovega izhodnega signala $|F(\omega)^2| \neq P_0 \cdot \delta(\omega - \omega_0)$ nikoli ne more biti neskončno ozki $\Delta\omega \to 0$ Diracov delta impulz. Vsak resnični oscilator proizvaja frekvenčni spekter končne širine $\Delta\omega \neq 0$ .

Elektrotehnika je bila v 19. stoletju samo ena od številnih možnih izvedb

gradnje najrazličnejših naprav. Elektronika se v 20. stoletju pogosto izkaže kot zmagovita rešitev prav po zaslugi razvoja številnih in najrazličnejših elektronskih oscilatorjev.

Gradnjo elektronskih oscilatorjev znatno poenostavi elektronski ojačevalnik v eno samo smer, vakuumska trioda, ki jo je Lee De Forest patentiral leta 1907. Ker so imele prve triode zelo nizko ojačanje, so bili izumitelji na začetku zadovoljni že s kakršnimkoli vezjem, ki je nihalo samo od sebe. Armstrong in Meissner sta leta 1912 neodvisno drug od drugega izdelala oscilator, ki je uporabljal transformator za obračanje faze v povratni vezavi. Dodatno si je Armstrong pomagal z nihajnim krogom v mrežici triode, Meissner pa z nihajnim krogom v anodi triode:



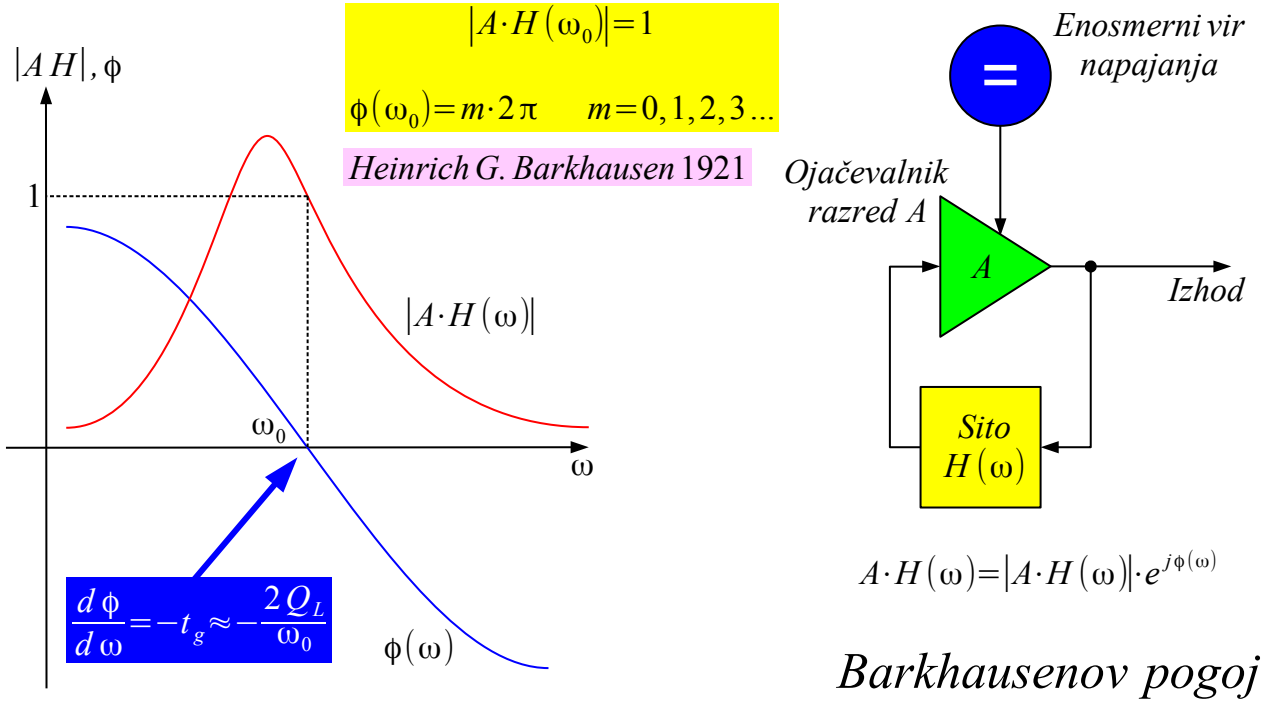

*Visokofrekvenčni oscilatorji*

Boljše triode so omogočile več svobode načrtovalcem. Hartley je 1915 napravil oscilator z induktivno povratno vezavo v nihajnem krogu brez magnetnega sklopa med tuljavama. Danes je bolj znan Colpittsov oscilator s kapacitivno povratno vezavo v nihajnem krogu iz leta 1918. Piercejev oscilator je Colpittsovo vezje predelano na piezoelektrični rezonator leta 1923. Opisani oscilatorji imajo lahko sicer poljubno točko vezja ozemljeno, iz poljubne druge točke vezja pa se pobira izhodni signal oscilatorja.

Huth-Kühnov oscilator iz leta 1917 je danes največkrat nadloga, ki povzroča nestabilnost ojačevalnikov. Namenoma se uporablja kvečjemu tako, da piezoelektrični rezonator zamenja vhodni nihajni krog, preostali izhodni nihajni krog pa izbira overton kristala. Višje ojačanje razpoložljivih vakuumskih elektronik in drugih gradnikov je omogočilo poleg linearnih harmonskih oscilatorjev izdelavo relaksacijskih RC oscilatorjev (astabilni

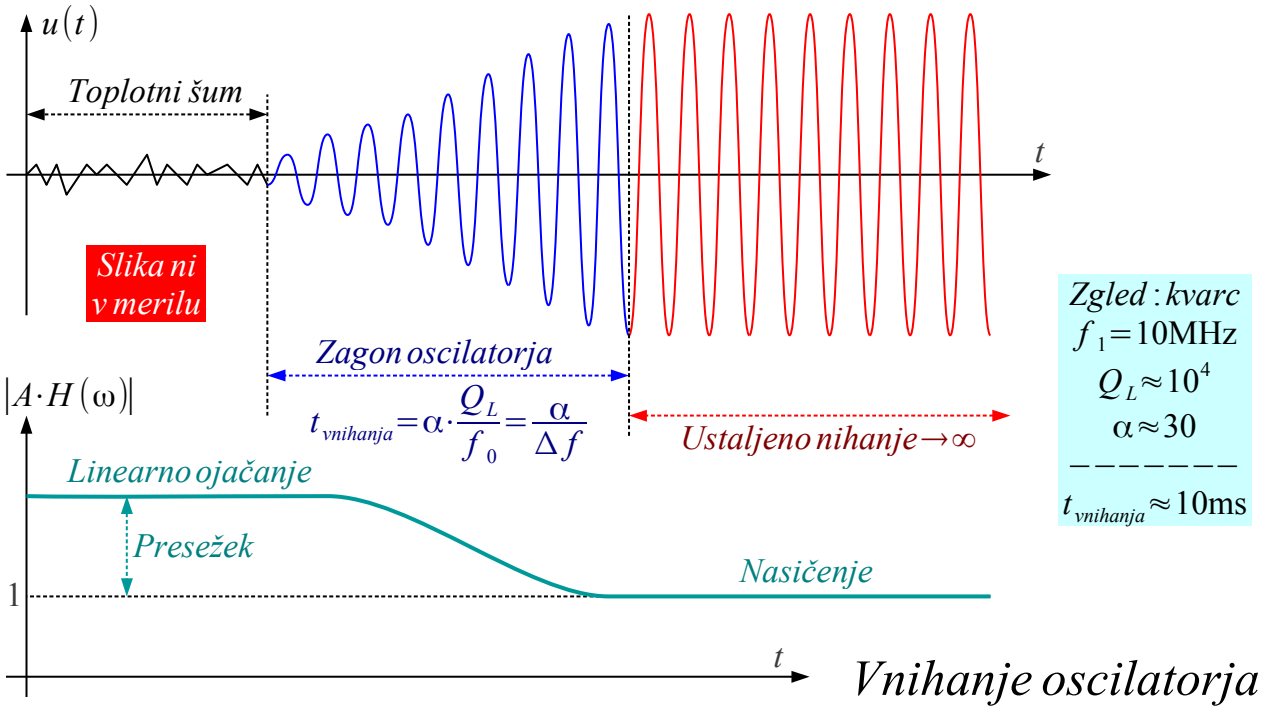
multivibrator Abraham-Bloch 1919) brez LC nihajnih krogov oziroma drugačnih rezonatorjev.

Preprost linearni harmonski oscilator vsebuje ojačevalnik $A$ in frekvenčno sito $H(\omega)$. Frekvenčno sito $H(\omega)$ določa frekvenco nihanja oscilatorja. Ojačevalnik $A$ nadomešča izgube v situ $H(\omega)$. Za ustaljeno nihanje oscilatorja mora biti izpolnjen Barkhausenov pogoj:

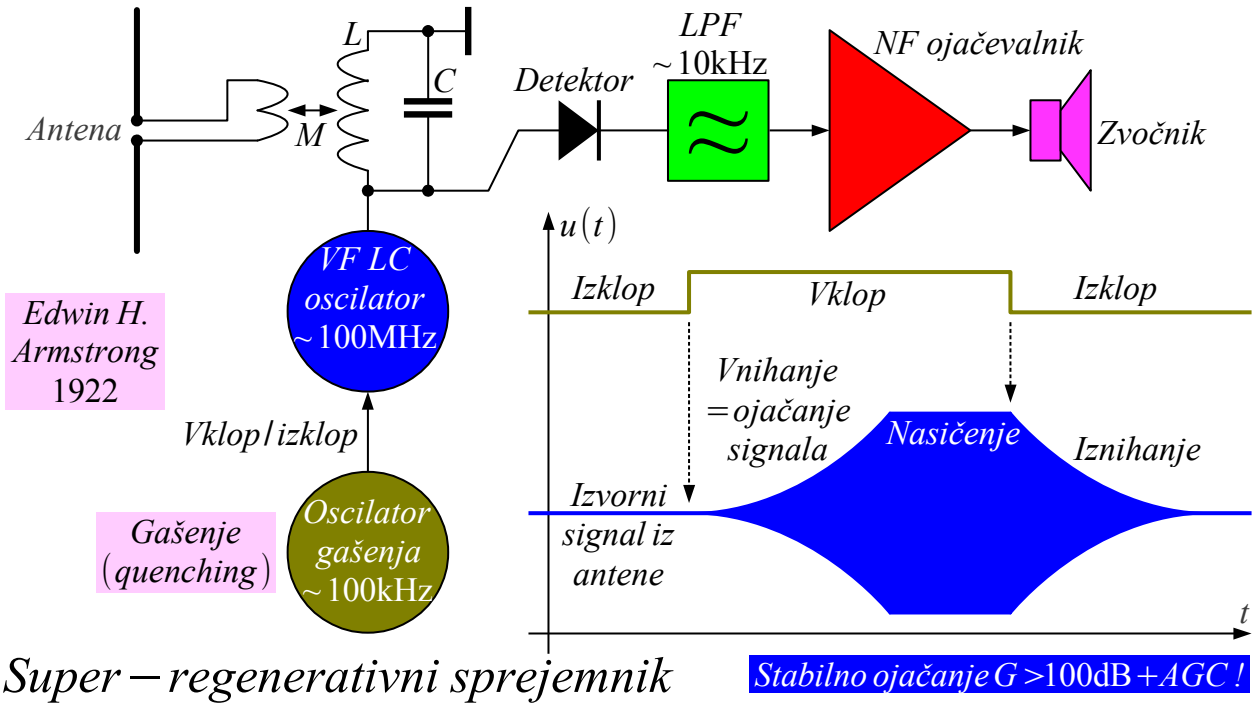



Oscilator niha na tisti frekvenci, kjer sta izpolnjena pogoja za amplitudo in fazo. Faza skupne povratne veza mora biti natančno nič oziroma celoštevilski mnogokratnik $\phi(\omega_0)=m\cdot 2\pi$ polnega kota. Pri tem ni nujno, da je pri frekvenci nihanja amplituda povratne vezave $|A\cdot H(\omega_0)|$ največja. Oscilator lahko ustaljeno niha samo tam, kjer je izpolnjen pogoj za fazo povratne vezave $\phi(\omega_0)=m\cdot 2\pi$. Stabilnost frekvence nihanja določa strmina skupinske zakasnitve $t_g$ oziroma obremenjena kvaliteta sita $Q_L$.

Pri ustaljenem nihanju mora biti amplituda povratne vezave $|A\cdot H(\omega_0)|=1$ natančno enaka enoti. Nihanje lahko seveda začne iz nič samo v primeru, ko je amplituda povratne vezave $|A\cdot H(\omega_0)|>1$ večja od enote. Za znižanje amplitude ojačanja največkrat poskrbi nasičenje ojačevalnika. Oscilator torej začne nihati iz začetnega presežka ojačanja in kakršnegakoli signala ali šuma. V elektroniki je vedno prisoten najmanj toplotni šum:




Vnihanje oscilatorja ni vedno zanemarljivo hiter pojav. Pri zmernem presežku ojačanja potrebuje vnihanje kar velikostni razred $\alpha \approx 30$ daljši čas $T_{vnihanja} = \alpha \cdot t_g$ od skupinske zakasnitve sita $t_g \approx Q_L / (\pi f_0)$ . Primer: mikroprocesor uporablja kristalni oscilator za uro pri $f_0 = 10\text{MHz}$ . Pri obremenjeni kvaliteti $Q_L \approx 10^4$ znaša čas vnihanja kar $t_{vnihanja} \approx 10\text{ms}$ .

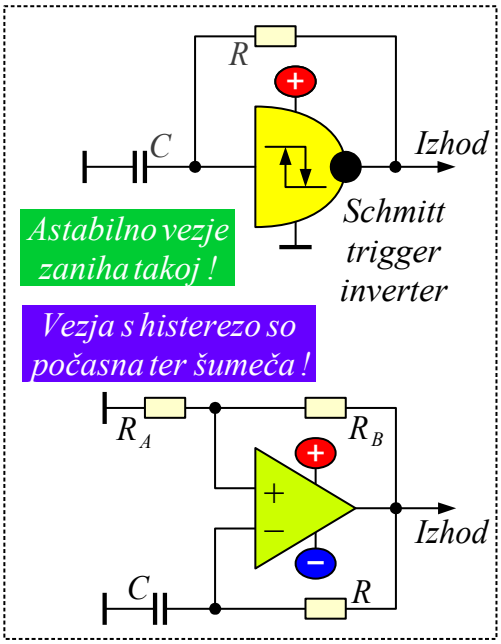


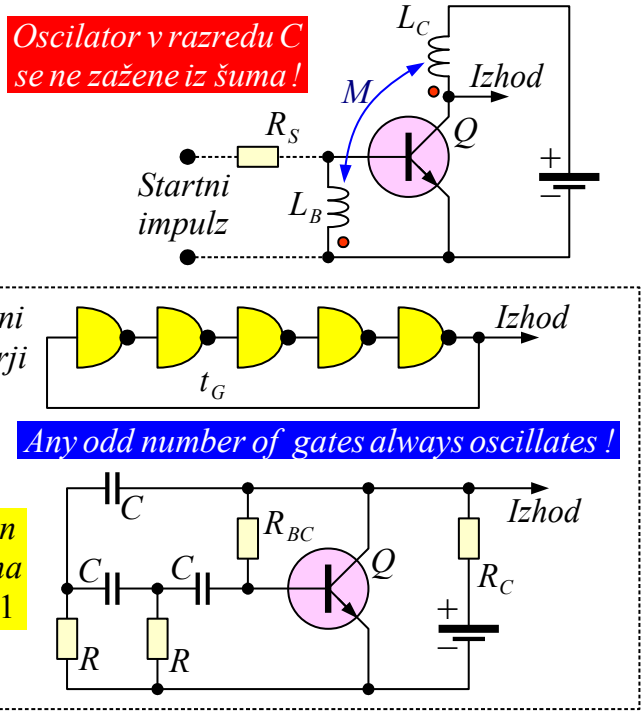

Vnihanje oscilatorja je osnova delovanja super-regenerativnega sprejemnika. V slednjem je nihanje visokofrekvenčnega oscilatorja

$f_0 \approx 100\text{MHz}$ periodično gašeno z oscilatorjem $f_q \approx 100\text{kHz}$. Po vsakem ciklu gašenja se visokofrekvenčni oscilator ponovno zažene iz šibkega signala, ki je mogoče prisoten na anteni. Vnihanje ojača sprejeti signal vse do nasičenja. Po nasičenju je smiselno ugasniti visokofrekvenčni oscilator, da se cikel ojačanja lahko ponovi.

Frekvenca gašenja (quenching) je izbrana nad koristno amplitudno modulacijo, da jo zlahka odstrani nizkoprepustno sito. Pravilno načrtovani super-regenerativni sprejemnik dosega stabilno ojačanje $G > 100\text{dB}$, demodulacijo $AM$ in samodejno nastavljanje ojačanja $AGC$ (Automatic Gain Control) z eno samo elektronko ali tranzistorjem!

Marsikateri mikroprocesor je opremljen tudi z astabilnim RC oscilatorjem, ki za razliko od kristala pravilno zaniha že v prvi periodi. Relaksacijski oscilator za svoje delovanje potrebuje šum prav v trenutku preklopa. Preklopna vezja s histerezo so zato počasna in šumeča povrhu netočne frekvence RC oscilatorja:



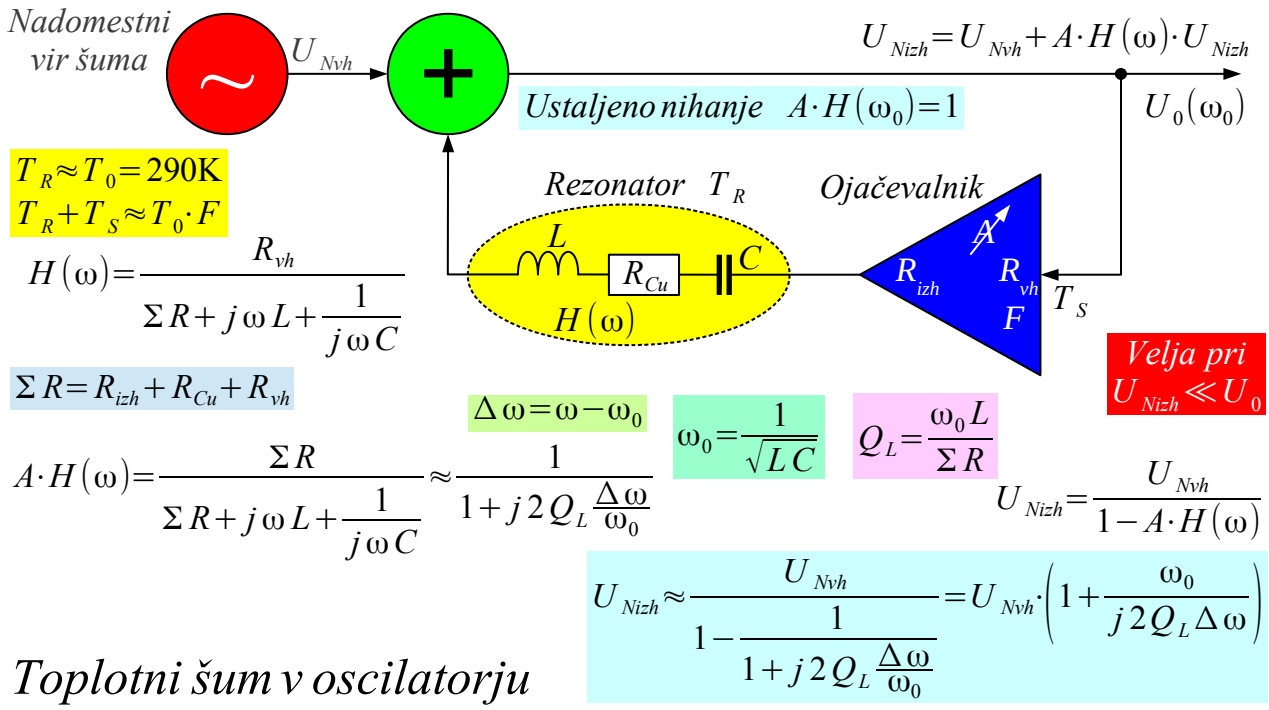

*Različice oscilatorjev*

Oscilator z ojačevalnikom v razredu C se ne more zagnati iz šuma. Potrebuje startni impulz. Startni impulz zahteva dodatna vezja in vnaša dosti večjo količino šuma od toplotnega šuma ojačevalnika v razredu A. Zaradi velike količine šuma je oscilator v razredu C uporaben kvečjemu v stikalnem napajalniku.

Visoko ojačanje sodobnih polprevodniških gradnikov omogoča izvedbo linearnih harmonskih oscilatorjev celo s faznim zamikom z RC frekvenčnimi

siti. En sam bipolarni tranzistor sicer lahko nadomesti slabljenje treh RC faznih sukalnikov, vendar je kvaliteta enakovrednega sita v razredu enote $Q_L \approx 1$ (netočna frekvenca). Linearni harmonski oscilator se da izdelati celo iz lihega števila logičnih inverterjev v linearnem režimu delovanja brez kakršnihkoli dodatnih delov.

Kakovostne oscilatorje z ozko spektralno črto in visoko stabilno frekvenco je zato smiselno načrtovati kot linearne harmonske oscilatorje s sitom s čim višjo obremenjeno kvaliteto $Q_L \gg 1$ v povratni vezavi. Spekter takšnega oscilatorja se lahko izpelje iz razširjanja toplotnega šuma skozi vezje oscilatorja:




## *Toplotni šum v oscilatorju*

V vezju oscilatorja proizvajata toplotni šum oba gradnika, ojačevalnik in sito. V primeru preprostih pasivnih sit je toplotni šum rezonatorja $T_R$ na ravni toplotnega šuma okolice. Ker se toplotni šum ojačevalnika $T_S$ običajno navaja na vhodu ojačevalnika, je smiselno vse veličine navajati na istem vhodu.

Med ustaljenim nihanjem vezje oscilatorja zagotovo zadošča Barkhausenovemu pogoju $A \cdot H(\omega_0) = 1$. Daleč proč od frekvence ustaljenega nihanja $U_0(\omega_0)$ je jakost šuma $U_{Nizh} \ll U_0$ dosti nižja od ustaljenega nihanja oscilatorja, da ne vpliva na Barkhausenov pogoj. Kako popraviti Barkhausenov pogoj na majhnih frekvenčnih odmikih, bo razloženo kasneje.

Izpeljava pokaže, da pride toplotni šum na velikih frekvenčnih odmikih $\Delta\omega \gg \omega_0/(2Q_L)$ skoraj neokrnjen skozi vezje oscilatorja. Pri zmernih frekvenčnih odmikih $\Delta\omega \approx \omega_0/(2Q_L)$ šum v oscilatorju začne naraščati. Ker je šum naključen signal, je smiselno prirastek šuma izraziti z močmi in za preprosto računanje uporabljati običajne frekvence $f=\omega/(2\pi)$ namesto krožnih frekvenc:

$$U_{Nizh} \approx U_{Nvh} \cdot \left(1+\frac{\omega_0}{j2Q_L\Delta\omega}\right)$$

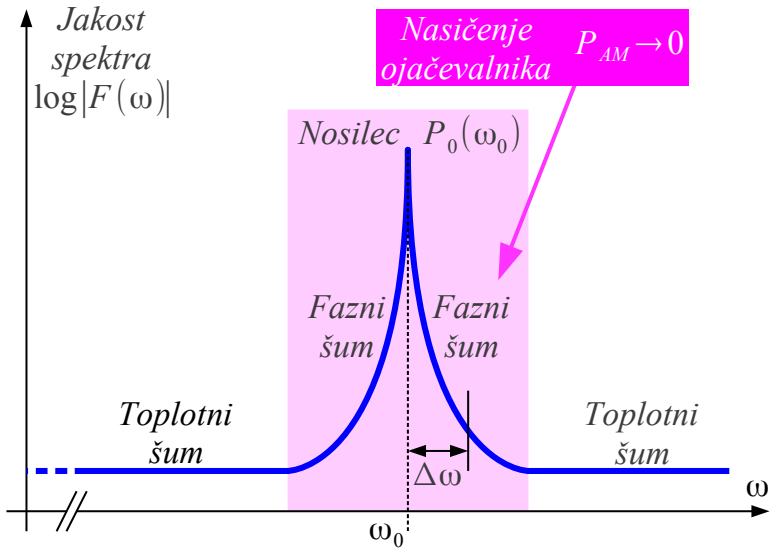
$$P=\alpha|U|^2 \qquad |a\pm jb|^2=a^2+b^2$$

$$P_{Nizh} \approx P_{Nvh} \cdot \left[1+\left(\frac{\omega_0}{2Q_L\Delta\omega}\right)^2\right]$$

$$\omega=2\pi f \;\rightarrow\; \Delta f=f-f_0$$

$$P_{Nizh} \approx P_{Nvh} \cdot \left[1+\left(\frac{f_0}{2Q_L\Delta f}\right)^2\right]$$

$P_{Nizh} \equiv$ *skupna moč šuma*
$P_{AM} \equiv$ *moč amplitudnega šuma*
$P_{\phi M} \equiv$ *moč faznega šuma*




$$P_{\phi M}=P_{AM}=\frac{P_{Nizh}}{2} \approx \frac{1}{2}\left[1+\left(\frac{f_0}{2Q_L\Delta f}\right)^2\right]\cdot P_{Nvh}$$

## *Fazni in amplitudni šum*

Šum v enem samem bočnem pasu oscilatorja je povsem naključen signal. Šum v obeh simetričnih bočnih pasovih oscilatorja se lahko razdeli v amplitudni šum in v fazni šum. Ker je šum naključen, gre natančno polovica moči šuma v obeh simetričnih bočnih pasovih v amplitudni šum $P_{AM}$ in preostala polovica moči šuma v fazni šum $P_{\phi M}$. Amplitudni šum $P_{AM}$ običajno močno zaduši nasičenje ojačevalnika v oscilatorju.

Preostane nadloga faznega šuma $P_{\phi M}$, ki ga vezje oscilatorja na majhnih odmikih $\Delta f < f_0/(2Q_L)$ še ojača! Običajno se fazni šum izraža kot relativno gostoto faznega šuma $L(\Delta f)$ glede na moč nosilca $P_0$ v enem samem bočnem pasu oscilatorja. David B. Leeson je enačbo sicer leta 1966 namenoma izpeljal za oba bočna pasova in dobil dvakrat večji rezultat, da je lahko utemeljil dušenje amplitudnega šuma. Danes se običajno povsod navaja SSB fazni šum v enem samem bočnem pasu:

*Relativna gostota faznega šuma*

$$L(\Delta f)=\frac{1}{P_0}\cdot\frac{dP_\phi}{df}\quad[\mathrm{Hz}^{-1}]$$

$Q_L \equiv$ *obremenjeni Q rezonatorja*

$k_B \approx 1.38\cdot 10^{-23}\,\mathrm{J/K} \equiv$ *Boltzmannova konstanta*

$T_0 \approx 290\mathrm{K} \equiv$ *temperatura vezja*

$F \equiv$ *šumno število ojačevalnika @* $P_0$

$P_0 \equiv$ *moč nosilca @* $f_0$

$$\frac{dP_{Nvh}}{df}=N_0=k_B\cdot(T_R+T_S)\approx k_B T_0 F$$

$$L(\Delta f)=\frac{1}{2}\cdot\left[1+\left(\frac{f_0}{2Q_L\Delta f}\right)^2\right]\cdot\frac{k_B T_0 F}{P_0}$$

*Poenostavljeni Leeson*

$$L(\Delta f)\approx\left(\frac{f_0}{Q_L\Delta f}\right)^2\cdot\frac{k_B T_0 F}{8P_0}$$

*David B. Leeson* 1966

*En bočni pas! SSB fazni šum*

$$\log L(\Delta f)_{\mathrm{dBc/Hz}}=10\log_{10}\left[L(\Delta f)\cdot 1\mathrm{Hz}\right]$$

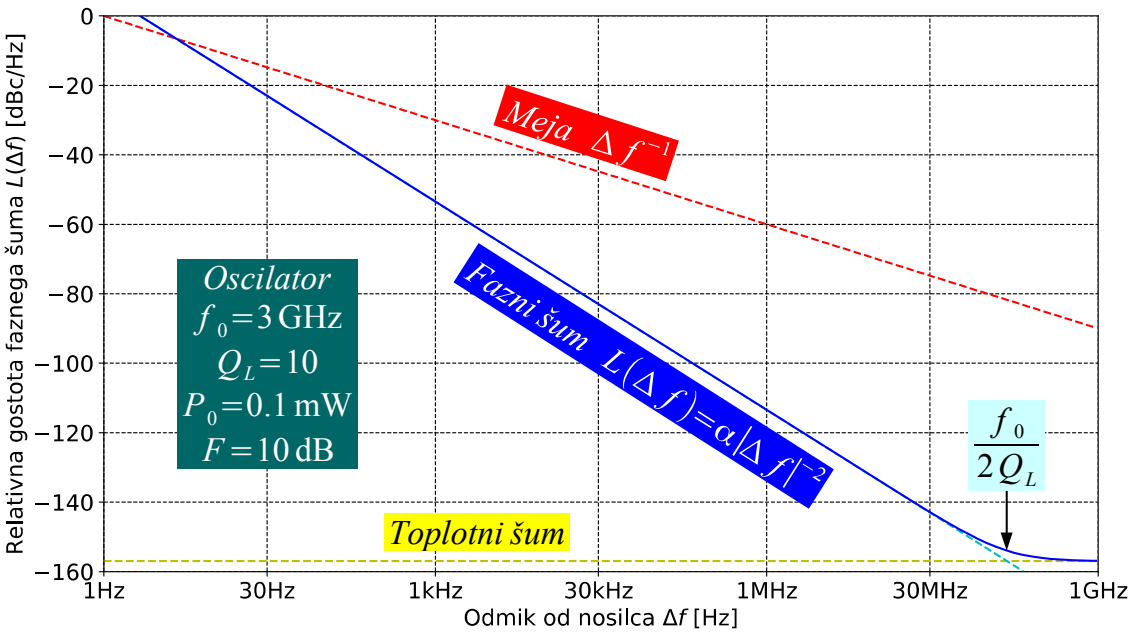
*Velja pri* $L(\Delta f)\ll\Delta f^{-1}$

$$\log L(\Delta f)_{\mathrm{dBc/Hz}}=10\log_{10}\left\{\frac{1}{2}\cdot\left[1+\left(\frac{f_0}{2Q_L\Delta f}\right)^2\right]\cdot\frac{k_B T_0 F}{P_0}\cdot 1\mathrm{Hz}\right\}$$

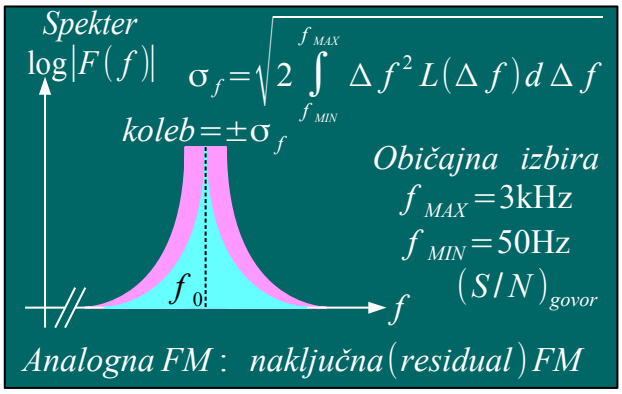
## *Fazni šum oscilatorja*

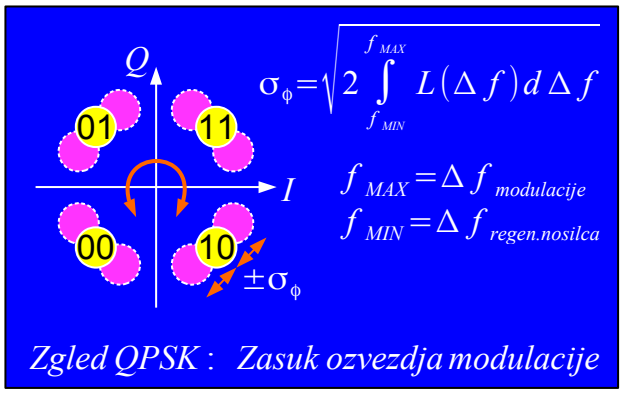
Leesonovo enačbo se pogosto poenostavi za sam fazni šum oscilatorja brez širokopasovnega šuma, ki ga dodajajo tudi druga vezja. Ker ima relativna gostota faznega šuma merske enote $[\mathrm{Hz}^{-1}]$, se pred pretvorbo v logaritemske enote $\log L(\Delta f)_{\mathrm{dBc/Hz}}$ Leesonov rezultat pomnoži še z $1\mathrm{Hz}$. Leesonov rezultat sicer velja za majhne signale $L(\Delta f)\ll\Delta f^{-1}$, ko je fazni šum $P_{\phi N}\ll P_0$ dosti šibkejši od nosilca. Spodnja slika je pod $\Delta f<30\mathrm{Hz}$ nesmiselna:

## *Leesonov fazni šum*



Fazni šum oscilatorja ima v praksi številne posledice. Pri analogni modulaciji signalu dodaja neželjeno naključno (residual) frekvenčno modulacijo $\pm\sigma_f[\mathrm{Hz}]$ . Analogne modulacije so omejene s frekvenco nosilca, ko je neželjena frekvenčna modulacija še znosna z razpoložljivimi, običajno LC oscilatorji:

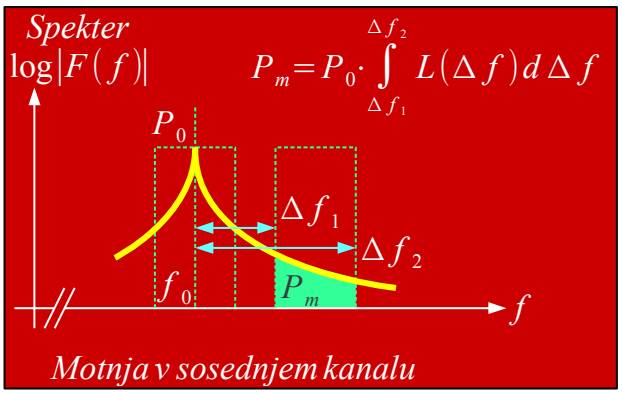


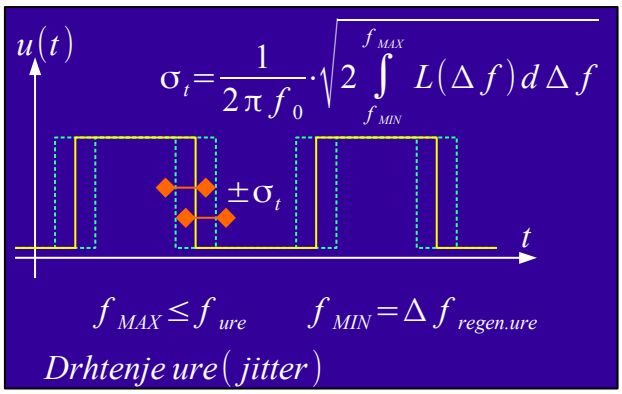




| Analogne radijske zveze : | Številske radijske zveze : |
|---|---|
| $Q_L \approx 30 \ldots 1000$ | $Q_L \approx 1000 \ldots 30000$ |
| $SSB\,(A3j\ brez\ nosilca) \rightarrow f_0 < 30\mathrm{MHz}$ | $Gost\ OFDM\,(N > 1000) \rightarrow f_0 < 1\mathrm{GHz}$ |
| $FM\,(govor\ B \approx 15\mathrm{kHz}) \rightarrow f_0 < 1\mathrm{GHz}$ | $Redek\ OFDM\,(N < 100) \rightarrow f_0 < 10\mathrm{GHz}$ |
| $FM\,(slika\ B \approx 30\mathrm{MHz}) \rightarrow f_0 < 30\mathrm{GHz}$ | $Preprost\ QPSK \rightarrow f_0 < 100\mathrm{GHz}$ |

## *Omejitve modulacije*

Pri številski modulaciji fazni šum dodaja naključen zasuk ozvezdja modulacije $\pm\sigma_\phi[\mathrm{rd}]$ , kar povzroča napake pri prenosu. Na napake frekvence in na fazni šum je še posebno občutljiv gost OFDM (DVB-T) s tisoči in več nosilci. Pri višjih frekvencah se zato uporablja redek OFDM (WiFi) oziroma celo preprost QPSK brez OFDM kljub boljšim frekvenčnim sintetizatorjem.



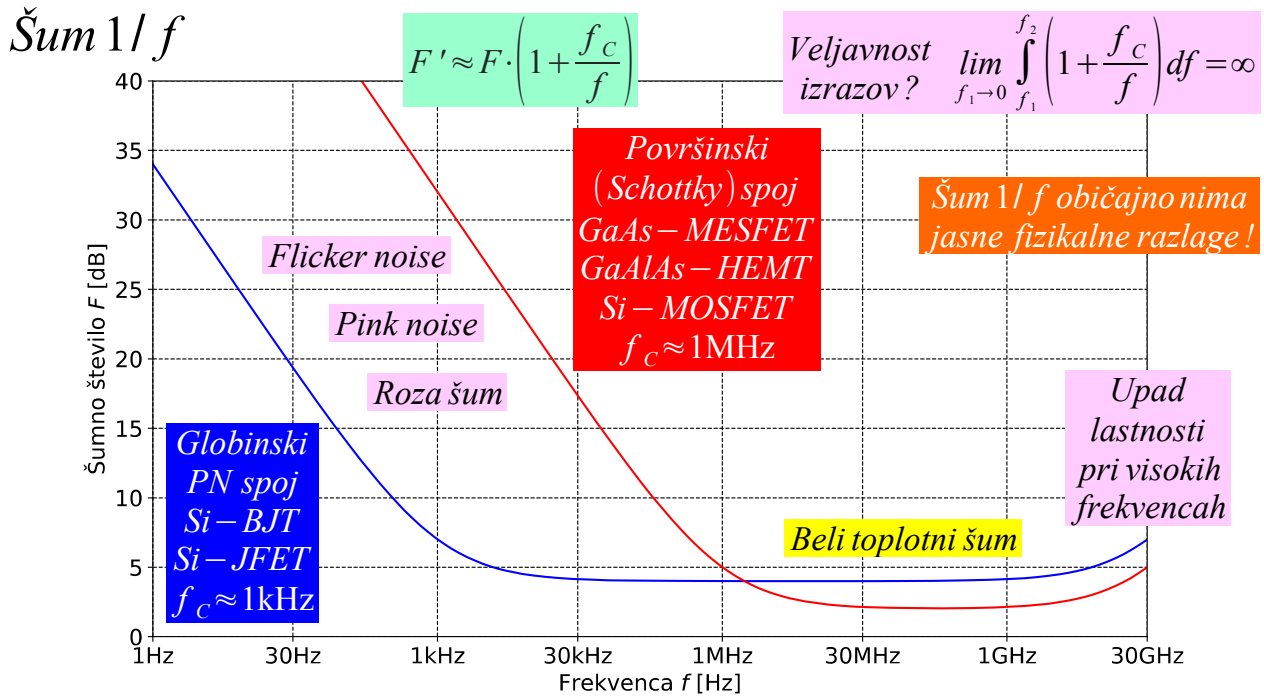

## *Omejitve sosednjega kanala* *Omejitve ure*

Na sprejemu fazni šum dodaja motnje v sosednjem kanalu $P_m[\mathrm{W}]$ .

Končno fazni šum dodaja drhtenje ure $\pm\sigma_t[\mathrm{s}]$ .

Številni elektronski gradniki, ne samo polprevodniki, poznajo pri nizkih frekvencah še druge izvore šuma poleg toplotnega šuma. Gradniki, skozi katere tečejo razmeroma veliki tokovi, čeprav samo enosmerne delovne točke, proizvajajo šum $1/f$ (flicker noise ali pink noise ali roza šum). Šum $1/f$ začne naraščati obratno sorazmerno frekvenci pod določeno frekvenco preloma $f_C$ (corner frequency). Višja $f_C$ preprosto pomeni ustrezno večji šum $1/f$ .

Razmeroma nizek šum $1/f$ s $f_C \approx 1\mathrm{kHz}$ imajo polprevodniški gradniki z globinskim PN spojem, kot so $Si-BJT$ oziroma $Si-JFET$ . Polprevodniški gradniki s površinskim (Schottky) spojem, kot so $GaAs-MESFET$ , $GaAlAs-HEMT$ oziroma $Si-MOSFET$ imajo znatno višji šum $1/f$ s $f_C \approx 1\mathrm{MHz}$ . Šum $1/f$ pogosto še narašča z izboljšanjem ločljivosti fotolitografije:




Šum $1/f$ pogosto nima jasne fizikalne razlage. Pri visokih frekvencah imajo lahko površinski polprevodniki celo boljše lastnosti od globinskih. V določenem razponu nizkih frekvenc $f$ sicer velja približek za šumno število $F' = F\cdot(1+f_C/f)$ . Pri $f \to 0$ gre šum $1/f \to \infty$ ?

Pri visokih frekvencah nad $f > f_C$ postane šum $1/f$ nepomemben v linearnih vezjih. Ojačevalni gradnik v oscilatorju mora pri velikih jakostih v nasičenje, kjer dela v nelinearnem režimu. V ojačevalnem

gradniku pride v oscilatorju do mešanja, ki preslika nizkofrekvenčni šum $1/f$ v bližino nosilca na visokih frekvencah. Fazni šum oscilatorja se v določenih razmerah lahko zelo poveča:

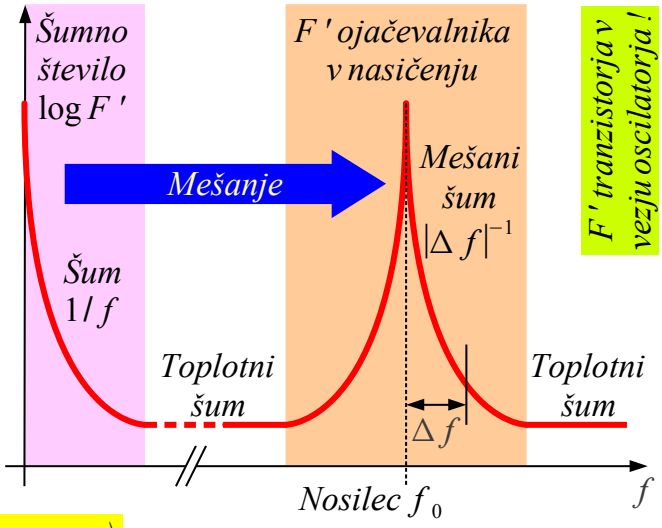
*Mešanje šuma $1/f$ na nosilec $f_0$*

$$F' \approx F \cdot \left(1 + \frac{f_C}{|\Delta f|}\right) \qquad \text{Odmik } \Delta f = f - f_0$$

$F \equiv$ *visokofrekvenčno šumno število*
$F' \equiv$ *skupno šumno število*

$$\frac{dP_{Nvh}}{df} \approx k_B \cdot T_0 \cdot F'$$

$$\frac{dP_{Nvh}}{df} \approx k_B \cdot T_0 \cdot F \cdot \left(1 + \frac{f_C}{|\Delta f|}\right)$$



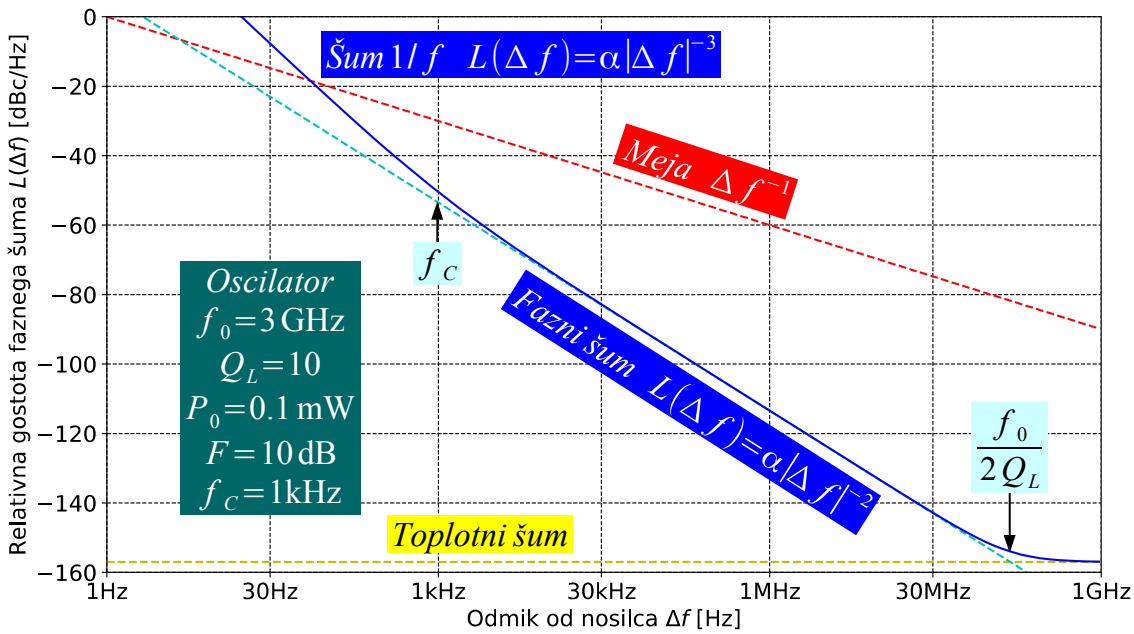

$$L(\Delta f) = \frac{1}{2} \cdot \left[1 + \left(\frac{f_0}{2 Q_L \Delta f}\right)^2\right] \cdot \frac{k_B T_0 F}{P_0} \cdot \left(1 + \frac{f_C}{|\Delta f|}\right)$$

*Velja pri* $L(\Delta f) \ll \Delta f^{-1}$

## *Dopolnjeni Leeson za šum $1/f$*

Smiselna rešitev je načrtovanje oscilatorjev s polprevodniškimi gradniki z globinskim PN spojem in nizkim šumom , kot so $Si-BJT$ oziroma $Si-JFET$ . Povišan šum $1/f$ se da preprosto vgraditi v Leesonovo enačbo, ampak meja $L(\Delta f) \ll 1/f$ bo presežena že prej:

## *Leeson za šum $1/f$*



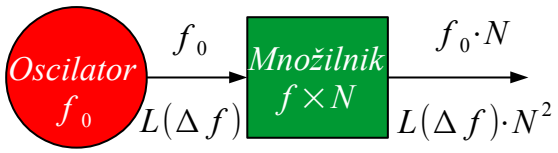
Toplotni šum $k_B T$ niti šumno število aktivnega gradnika $F$ pri visokih frekvencah se pri sobni temperaturi kaj dosti ne spreminjajo. Moč oscilatorja $P_0$ je omejena z vrsto rezonatorja. Kremenov kristal $AT$ ne dopušča več kot nekaj $\mathrm{mW}$, varikap diode še manj. Ključni parameter vsakega oscilatorja ostaja obremenjena kvaliteta rezonatorja $Q_L$ :

$$L(\Delta f)=\frac{1}{2}\cdot\left[1+\left(\frac{f_0}{2Q_L\Delta f}\right)^2\right]\cdot\frac{k_B T_0 F}{P_0}\cdot\left(1+\frac{f_C}{|\Delta f|}\right)$$

*Kvaliteta obremenjenega rezonatorja $Q_L$ je ključnega pomena za fazni šum!*

| *Oscilatorji fiksne frekvence* | $Q_L$ |
|---|---|
| *RC oscilator* | ~1 |
| *LC nihajni krog* | 30↔100 |
| *Votlinski rezonator* | 1000↔3000 |
| *Keramični dielektrični rezonator* | 1000↔3000 |
| *AT kremenov kristal (osnovna)* | 3000↔10000 |
| *AT kremenov kristal ( tretji/peti)* | 10000↔30000 |
| *Elektro-optični kasnilni vod* | $\sim 10^5$ |
| *Safirjev dielektrični rezonator* | $\sim 3\cdot 10^5$ |
| *Rdeč HeNe LASER* | $\sim 10^8$ |

| *Frekvenčno nastavljivi oscilatorji* | $Q_L$ |
|---|---|
| *RC VCO* | ~1 |
| *Cev BWO* | ~1 |
| *Varikap LC VCO* | 10↔30 |
| *YIG ($Y_3Fe_5O_{12}$) oscilator* | 300↔1000 |




*Moč faznega šuma se množi s kvadratom množenja frekvence!*
*Vloga $Q_L$ ostaja nespremenjena!*

## Kvaliteta rezonatorja

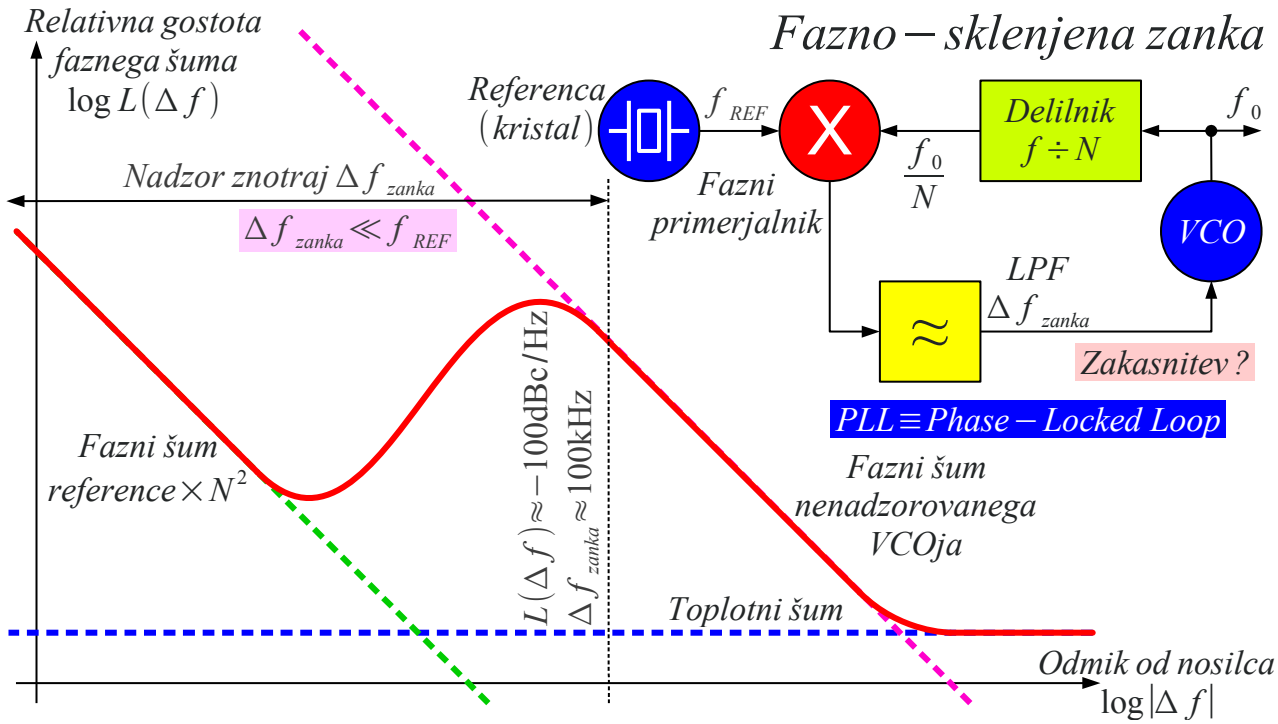
Zelo visoke obremenjene kvalitete rezonatorjev $Q_L$ so možne na frekvencah svetlobe. Žal današnje tehnologije še ne omogočajo deljenja frekvence laserjev na radijske frekvence. Mešanje dveh oscilatorjev navzdol zelo poslabša fazni šum. Elektro-optični kasnilni vod ima visoko temperaturo šuma. Safirjev dielektrični rezonator je razpoložljiv za bajeslovno ceno. Edina praktična rešitev je majhen in cenen kremenov kristal $AT$ (sobna temperatura) oziroma $SC$ (ogrevan).

Frekvenčno nastavljivi oscilatorji imajo za nekaj velikostnih razredov slabši šum od oscilatorjev fiksne frekvence. $YIG$ (Yttrium-Iron Garnet) oscilator poleg drage izdelave zahteva razmeroma velik in energijsko požrešen elektromagnet. Varikap diode imajo na frekvencah nad $f>1\mathrm{GHz}$ zelo nizko kvaliteto $Q_L<30$ .

Kremenovi kristali niso razpoložljivi za katerokoli frekvenco. Overtonski kristali $AT$ dosegajo visoko obremenjeno kvaliteto $Q_L$ v frekvenčnem pasu $f\approx 10\mathrm{MHz}\ldots 100\mathrm{MHz}$ . Preprosta rešitev je deljenje na nižje frekvence, ki povrhu izboljšuje fazni šum. Obratno množenje na višje frekvence zelo poslabša fazni šum.

Množenje frekvence $f \times N$ poslabša fazni šum za faktor $L(\Delta f) \times N^2$. Bolj preprosto povedano, končni fazni šum $L(\Delta f)$ ostaja popolnoma enak pri enaki $Q_L$ ne glede na to, ali je oscilator izdelan neposredno na končni frekvenci oziroma se frekvenca oscilatorja na nižji frekvenci še množi na višjo končno frekvenco.

Množenje frekvence je pogosto izvedeno kot fazno-sklenjena zanka oziroma PLL (Phase-Locked Loop). Zahteve elektronskih naprav za fazni šum so pogosto dokaj ohlapne pri velikih odmikih $\Delta f > \Delta f_{zanka}$, kje zadošča fazni šum $L(\Delta f)$ nenadzorovanega VCOja z varikap diodami. Zahteve za fazni šum so dosti strožje pri majhnih odmikih $\Delta f < \Delta f_{zanka}$, kjer je VCO uklenjen na referenčni kristalni oscilator znotraj pasovne širine zanke:




Velikostni razredi veličin na sliki so prikazani za izhodno frekvenco $f_0 \approx 5\text{GHz}$, referenčno frekvenco $f_{REF} \approx 50\text{MHz}$ in modulo deljenja $N \approx 100$. Z nastavljanjem modula deljenja se da v živo izbirati faktor množenja frekvence. Natančnemu načrtovanju fazno-sklenjene zanke je zato posvečeno naslednje poglavje učbenika.

Leesonova izpeljava gostote faznega šuma velja, ko je fazni šum znatno šibkejši $P_N \ll P_0$ od moči nosilca oscilatorja. Trditev je pogosto smiselna v radijski tehniki, kjer se faznega šuma pri majhnih odmikih $\Delta f$ pogosto ne da meriti zaradi premajhne frekvenčne ločljivosti merilnika. Povsem drugače je v optiki, kjer se vedno opazi širina spektralne črte

$\Delta\lambda \approx \Delta f \cdot \lambda^2 / c_0$ oziroma vzdolžna koherenčna dolžina vira $d \approx c_0/(\Delta f)$ . Pač pa je v optiki težko meriti fazni šum na velikih oddaljenostih $\Delta f$ zaradi (pre)majhnega razpona moči merilnika.

Uporaba višjih nosilnih frekvenc (v področju mikrovalov) in zahtevnejših modulacij (OFDM) zahteva natančnejšo obravnavo tudi v radijski tehniki. Kjer prispevek šuma ni zanemarljiv, je nujno Barkhausenov pogoj razširiti v $A \cdot H(\omega) = 1 - \epsilon$ , kjer je $0 < \epsilon \ll 1$ razmeroma majhen dodatek šuma tudi med ustaljenim nihanjem oscilatorja:

*Oscilator s šumom* $A \cdot H(\omega_0) = 1 - \epsilon \qquad 0 < \epsilon \ll 1$

$$A \cdot H(\omega) \approx \frac{1-\epsilon}{1 + j 2 Q_L \frac{\Delta\omega}{\omega_0}}$$

$$U_{Nizh} = \frac{U_{Nvh}}{1 - A \cdot H(\omega)} \approx \frac{U_{Nvh}}{1 - \frac{1-\epsilon}{1 + j 2 Q_L \frac{\Delta\omega}{\omega_0}}} = U_{Nvh} \frac{1 + j 2 Q_L \frac{\Delta\omega}{\omega_0}}{j 2 Q_L \frac{\Delta\omega}{\omega_0} + \epsilon}$$

$$\frac{d P_{Nvh}}{d f} \approx k_B T_0 F$$

*Blizu* $\omega_0$ $\rightarrow \left| 2 Q_L \frac{\Delta\omega}{\omega_0} \right| \ll 1 \rightarrow U_{Nizh} \approx \frac{U_{Nvh}}{j 2 Q_L \frac{\Delta\omega}{\omega_0} + \epsilon} \rightarrow P_{Nizh} \approx \frac{P_{Nvh}}{\epsilon^2 + \left( 2 Q_L \frac{\Delta\omega}{\omega_0} \right)^2}$

$$P_{\phi M} = \frac{P_{Nizh}}{2} \approx \frac{P_{Nvh}/2}{\epsilon^2 + \left( 2 Q_L \frac{\Delta f}{f_0} \right)^2} = \frac{P_{Nvh} f_0^2}{8 Q_L^2} \cdot \frac{1}{\left( \frac{\epsilon f_0}{2 Q_L} \right)^2 + \Delta f^2}$$

*Polovična širina*

$$f_{HW} = \frac{\epsilon f_0}{2 Q_L}$$

$$L(\Delta f) = \left( \frac{f_0}{Q_L} \right)^2 \cdot \frac{1}{f_{HW}^2 + \Delta f^2} \cdot \frac{k_B T_0 F}{8 P_0} = \frac{C}{f_{HW}^2 + \Delta f^2} \equiv \textit{Lorentzova spektralna črta}$$

## *Izpeljava Lorentzove črte*

*Hendrik Lorentz* 1915

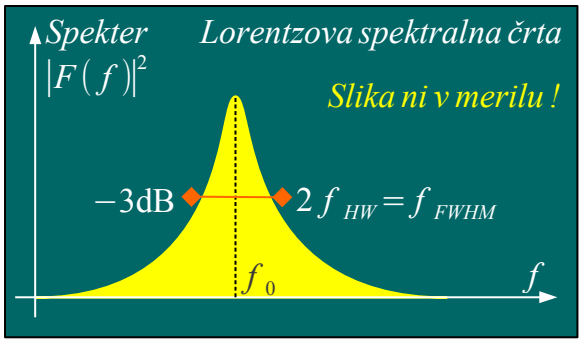
Pri razširjanju šuma skozi vezje oscilatorja je smiselno zanemariti prispevek $2 Q_L \Delta\omega / \omega_0$ v števcu, ki v radijskem oscilatorju predstavlja samo toplotni šum na velikih razdaljah $\Delta f$ . Kar od izpeljave ostane, je slavna Lorentzova spektralna črta iz optike polovične širine $f_{HW} = \epsilon f_0 / (2 Q_L)$ . Spekter oscilatorja torej ni sestavljen iz neskončno ozke spektralne črte nosilca in zveznega faznega šuma, pač pa iz ene same zvezne spektralne črte $L(\Delta f)$ .

$L(\Delta f)$ je relativna gostota spektra oscilatorja, torej mora biti njena vsota (integral) v celotnem frekvenčnem področju enak enoti. Iz tega pogoja se lahko iz znane konstante $C = (f_0 / Q_L)^2 k_B T_0 F / (8 P_0)$ izračuna polovično širino $f_{HW}$ Lorentzove črte oziroma dodatek toplotnega šuma $\epsilon$ med ustaljenim nihanjem oscilatorja:

$$L(\Delta f)=\left(\frac{f_0}{Q_L}\right)^2\cdot\frac{1}{f_{HW}^2+\Delta f^2}\cdot\frac{k_B T_0 F}{8P_0}$$

$$f_{HW}\equiv f_{HALF-WIDTH}$$
$$f_{FWHM}\equiv f_{FULL-WIDTH-HALF-MAXIMUM}$$

$$L(\Delta f)=\frac{C}{f_{HW}^2+\Delta f^2}$$




$$\int_{-f_0}^{\infty} L(\Delta f)\,d\Delta f=1\approx\int_{-\infty}^{\infty}\frac{C}{f_{HW}^2+\Delta f^2}\,d\Delta f=\left[\frac{C}{f_{HW}}\cdot\arctan\frac{\Delta f}{f_{HW}}\right]_{\Delta f=-\infty}^{\Delta f=\infty}=\frac{\pi C}{f_{HW}}$$

$$f_{HW}\approx\pi C=\frac{\pi k_B T_0 F}{8P_0}\cdot\left(\frac{f_0}{Q_L}\right)^2$$

$$\epsilon=\frac{2Q_L f_{HW}}{f_0}$$

*Zgled* $f_0=3$GHz
$Q_L=10$ $P_0=0.1$mW $F=10$dB
$f_{HW}\approx 14$Hz $f_{FWHM}\approx 28$Hz $\epsilon\approx 10^{-7}$
*Brez upoštevanja šuma* $1/f$ *!*

$$C=\frac{k_B T_0 F}{8P_0}\cdot\left(\frac{f_0}{Q_L}\right)^2\approx\frac{f_{HW}}{\pi}$$

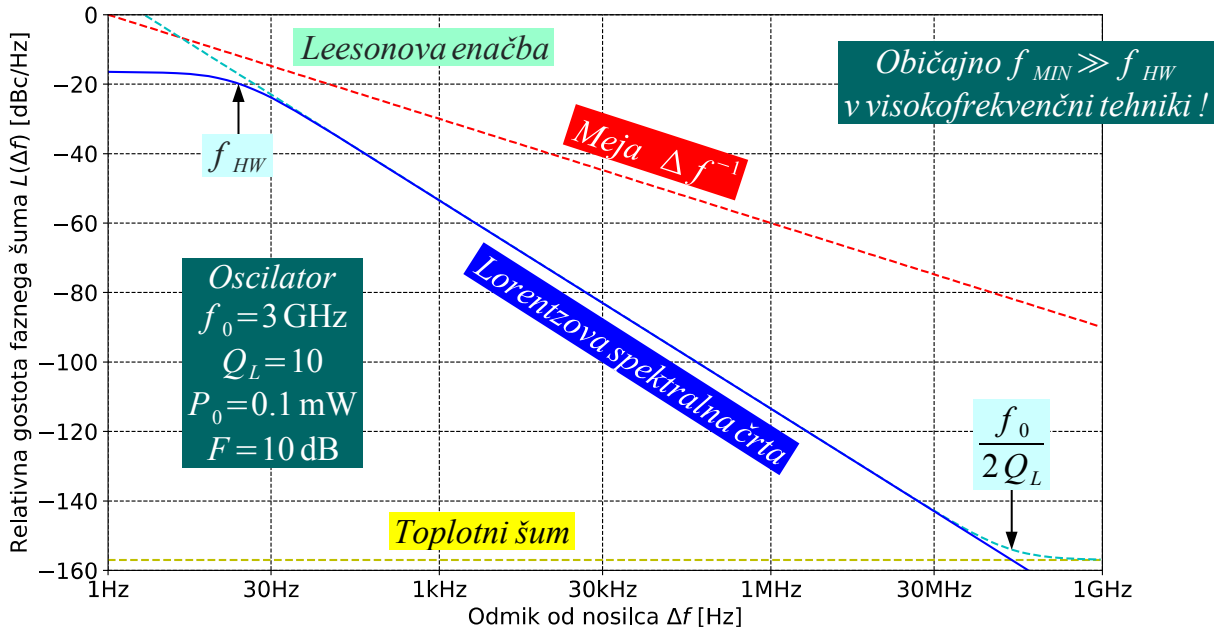
$$L(\Delta f)\approx\frac{f_{HW}/\pi}{f_{HW}^2+\Delta f^2}$$

## *Širina Lorentzove črte*

V izpeljavi spektralne črte se žal ne da upoštevati šuma $1/f$, ker preprosti a netočni približek $1/f$ daje singularen rezultat. Potreben bi bil boljši približek, ki pri izračunu ne daje singularnosti!

## *Lorentzova črta*

$f_{HW}\approx 14$Hz *Brez upoštevanja šuma* $1/f$ *!*




Lorentzova spektralna črta $L(\Delta f)$ končno daje smiseln fizikalni rezultat, saj meje $\Delta f^{-1}$ nikjer ne prekorači, pač pa se ji v najbližji točki približa na komaj $-8$dB brez šuma $1/f$. V praktičnem zgledu oscilatorja za $f_0=3$GHz z bipolarnim tranzistorjem in uglaševanjem z

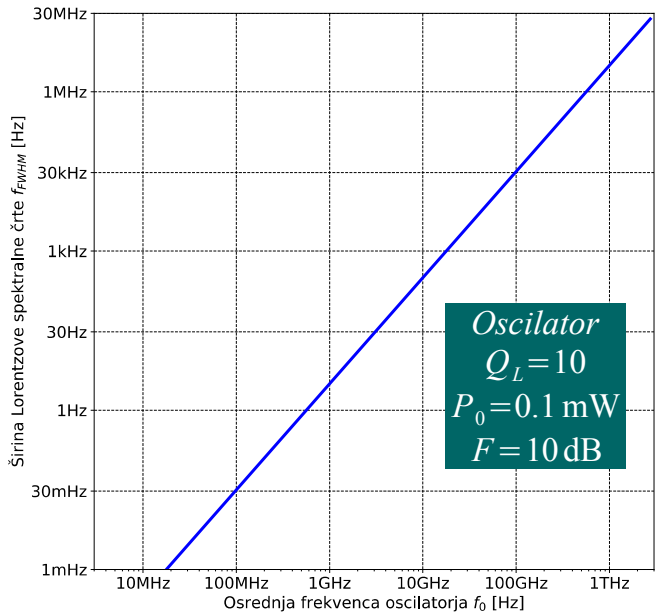
varikap diodo bi bil šum $1/f$ komaj viden. Teme krivulje spektra $L(\Delta f)$ se v logaritemski skali pri majhnih odstopanjih $\Delta f$ popolnoma zravna. Povrhu večina radijskih spektralnih analizatorjev ne more več zanesljivo izmeriti črte polovične širine komaj $f_{HW} \approx 14\text{Hz}$ oziroma celotne širine komaj $f_{FWHM} \approx 28\text{Hz}$ .

Pri načrtovanju visokofrekvenčnih naprav je pogosta uporaba preračunavanja oziroma skaliranja na novo frekvenčno področje. Pri tem se večina parametrov skalira linearno, torej premo-sorazmerno oziroma obratno-sorazmerno spremembi frekvence. Pozor, fazni šum se ne skalira linearno pač pa sorazmerno kvadratu frekvence $L(\Delta f) = \alpha f_0^2$ ! Širina spektralne črte oscilatorja $f_{FWHM}[\text{Hz}]$ ni sorazmerna frekvenci oscilatorja, pač pa kvadratu osrednje frekvence $f_0[\text{Hz}]$ :

$$f_{FWHM} = 2 f_{HW} \approx \frac{\pi k_B T_0 F}{4 P_0} \cdot \left(\frac{f_0}{Q_L}\right)^2$$

*Brez upoštevanja šuma $1/f$ !*

| *Osrednja frekvenca oscilatorja* | *Širina spektralne črte* |
|---|---|
| 3MHz | 28μHz |
| 30MHz | 2.8mHz |
| 300MHz | 0.28Hz |
| 3GHz | 28Hz |
| 30GHz | 2.8kHz |
| 300GHz | 280kHz |
| 3THz | 28MHz |

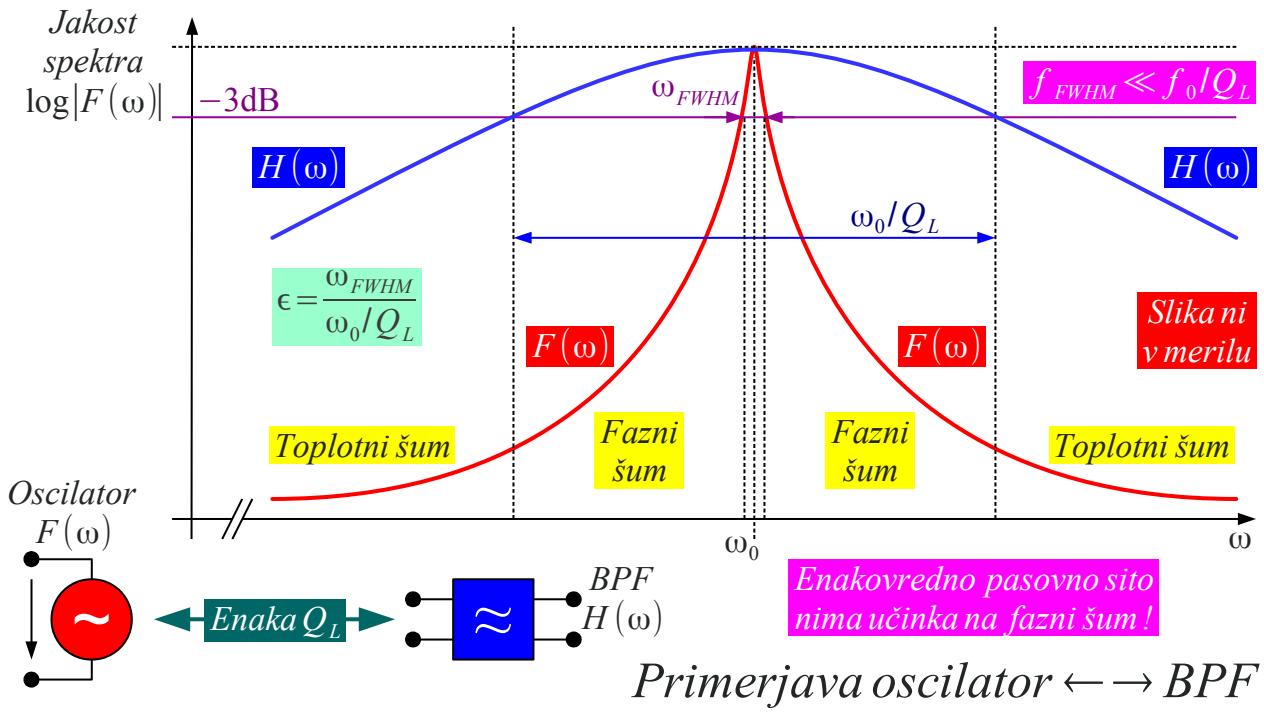



*Širina črte oscilatorja*

Kot zgled je prikazan VCO z malosignalnim silicijevim bipolarnim tranzistorjem in razmeroma nizko kvaliteto rezonatorja $Q_L \approx 10$ zaradi uglaševanja z varikap diodo. Pri frekvencah pod $f_0 < 300\text{MHz}$ je Lorentzova spektralna črta zanemarljivo ozka v večini primerov. Pri frekvencah nad $f_0 > 300\text{THz}$ je Lorentzova spektralna črta tako široka, da je izhod oscilatorja v večini primerov neuporaben.

Kakšno izboljšavo sploh prinese oscilator v primerjavi z izvorom šuma in pasovnim sitom? Radijska tehnika je začela z iskriščem in pasovnim sitom ter končala z elektronskim oscilatorjem. Optika je začela s svetlečo diodo in

končala s polprevodniškim laserjem s povratno vezavo. Razlika je tako velika, da jo je nemogoče prikazati v merilu na spodnji sliki:



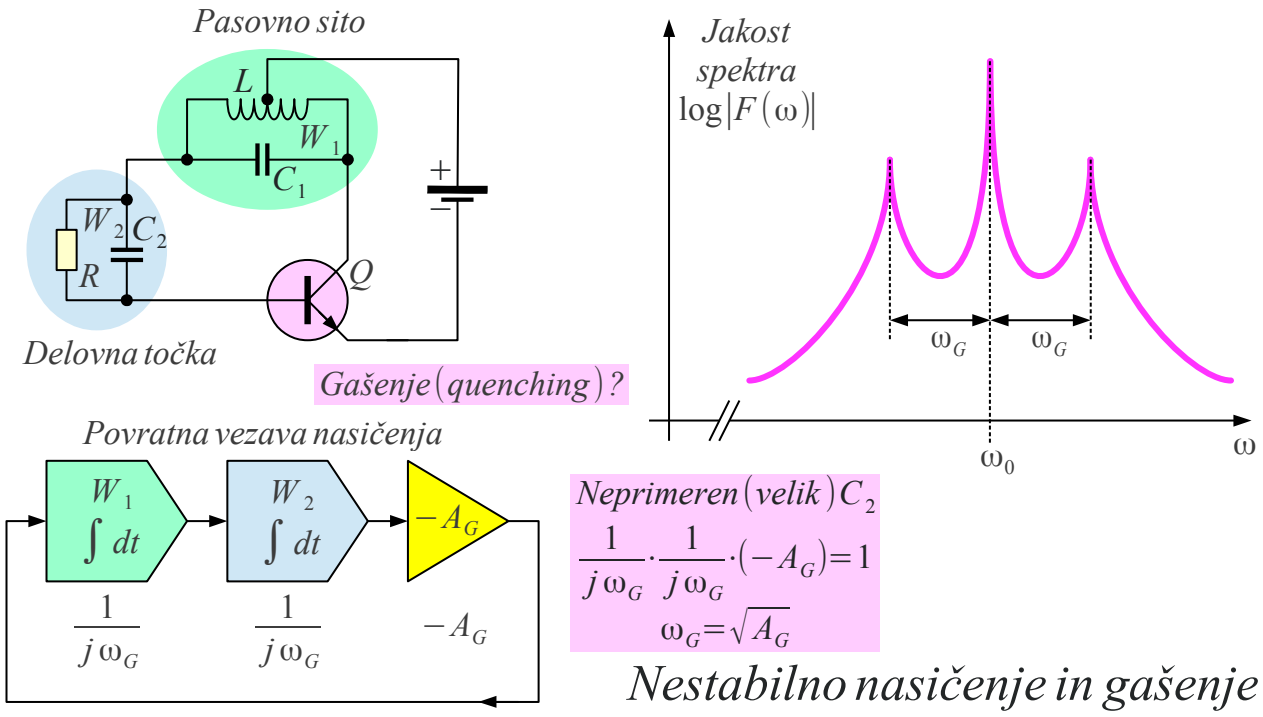

Pasovna širina sita je $\omega_0/Q_L$ . Pasovna širina oscilatorja $\omega_{FWHM}$ je za faktor $\epsilon \approx 10^{-7}$ krat manjša. Dodajanje kakršnegakoli podobnega sita na izhod oscilatorja je popolnoma neučinkovito, ker omejuje kvečjemu širokopasovni toplotni šum. Na Leesonov fazni šum je dodatno zunanje pasovno sito skoraj popolnoma neučinkovito, kaj šele na $-3\mathrm{dB}$ širino spektralne črte.

Iz primerjave obeh rezultatov končno sledi veljavna razlaga delovanja elektronskega oscilatorja. Elektronski oscilator je izredno učinkovit množilnik $Q' = m \cdot Q_L$ . Faktor množenja $m = 1/\epsilon \approx 10^7$ je izredno visok. V odsotnosti šuma ali brez nekega drugega oscilatorja, torej brez kvantne fizike, noben oscilator ne more delovati.

Že Armstrongov in Meissnerjev oscilator sta bila v osnovi načrtovana kot množilnika $Q' = m \cdot Q_L$ . Oscilator nikoli ne ustvarja novih signalov, pač pa med delovanjem vedno samo ojača že prisotni šum in iz šuma izseje določen, zelo ozek frekvenčni pas širine $f_{FWHM}$ . Trditev velja ne samo za harmonske linearne oscilatorje, pač pa tudi za relaksacijske oscilatorje. Laser je samo optični oscilator, ki ima prav tako visok faktor množenja $Q' = m \cdot Q_L$ , le šum je drugačnega, a še vedno kvantnega izvora.

Pri sodobnih oscilatorjih se pogosto zgodi, da ima ojačevalnik še preveč

ojačanja. Vnihanje požene ojačevalnik v nasičenje, da upad ojačanja zadosti Barkhausenovemu pogoju. Povratna vezava znižanja ojačanja dodaja svoje zakasnitve. Pasovno sito skladišči energijo in s tem dodaja zakasnitev $W_1$ . Nastavitev delovne točke prav tako skladišči energijo in dodaja zakasnitev $W_2$ . Dve zaporedni zakasnitvi v povratni vezavi zadostujeta, da gre fazni zasuk proti $\phi \rightarrow \pi$ in postane povratna vezava nestabilna ali celo zaniha:




*Nestabilno nasičenje in gašenje*

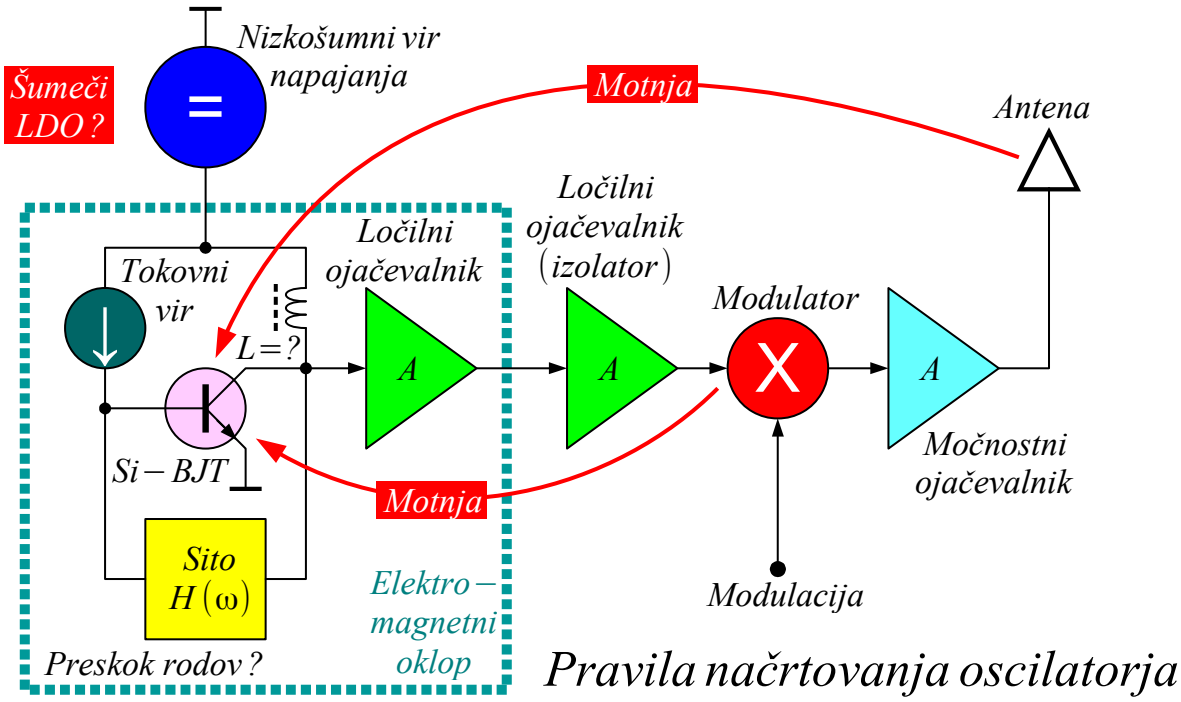
Nestabilna povratna vezava močno poveča fazni šum pri določenih frekvencah in lahko celo povzroči gašenje (quenching) oscilatorja z dosti nižjo frekvenco $\omega_G \ll \omega_0$ od frekvence pasovnega sita. Gašenje v vsakem primeru zelo pokvari frekvenčni spekter oscilatorja. Primerno izbrana frekvenca gašenja je sicer lahko koristna v super-regeneracijskem sprejemniku.

Pri načrtovanju visokofrevenčnega oscilatorja je treba paziti na celo vrsto podrobnosti. Aktivni gradnik je običajno silicijev bipolarni tranzistor, ker silicijevi spojni FET ne dosežejo tako visokih frekvenc, silicijevi MOSFET in poljski tranzistorji iz $GaAs$ pa imajo znatno višji šum $1/f$ . Oscilator jasno zahteva nizkošumni vir napajanja.

V frekvenčnem pasovnem situ lahko pride do preskoka rodov. K preskoku rodov lahko prispevajo tudi dušilke za dovod napajanja. Pogosto je smiselno dušilke in druga vezja v napajanju zamenjati z upori, ki ne dodajajo novih rodov pasovnemu situ oziroma neželjene rezonance sita celo dušijo.

Oscilator potrebuje enega ali več ločilnih ojačevalnikov, ki preprečujejo

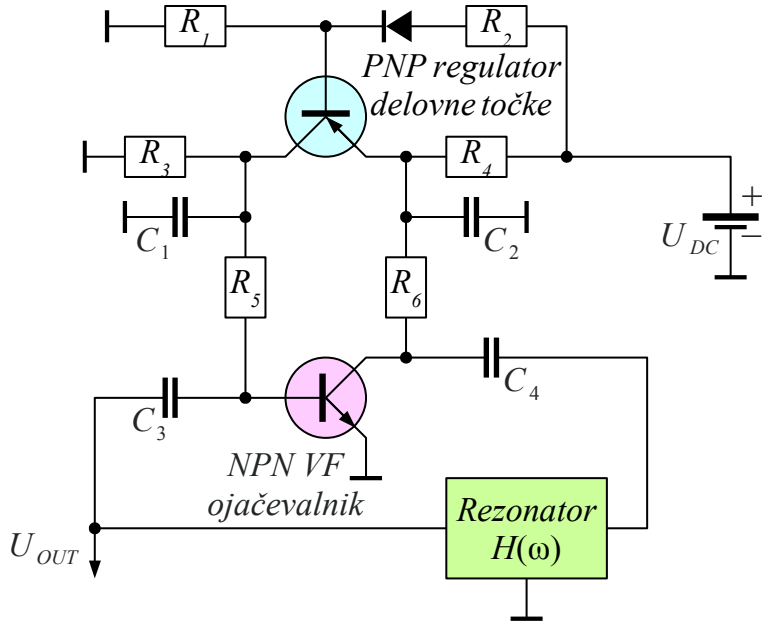
vpliv bremena na oscilator. Za ločitev bremena je možna uporaba enega ali več feritnih izolatorjev (cirulator z bremenom na tretjih vratih). Končno potrebuje oscilator elektromagnetni oklop, ki preprečuje sevanje motenj po zraku, še posebno, če je izdelek opremljen z lastno anteno oddajnika:




Oscilator je najbolj občutljiv na motnje, ki so sinhrone z njegovim delovanjem. Takšen motilec je najpogosteje modulator istega oddajnika. Signal oscilatorja gre skozi vse ločilne stopnje, skozi modulator in skozi končno stopnjo oddajnika, ampak nazadnje konča nazaj v oscilator skozi neželjen sklopa preko antene. Neželjeni sklop pretvarja amplitudno modulacijo v frekvenčno in obratno. Rezultat je popačen in neuporaben signal oddajnika.

Pomanjkljiv elektromagnetni oklop je včasih težko izslediti. Največkrat radijska naprava deluje brezhibno na umetno anteno v merilnih inštrumentih, ki je povrhu še čisto uporovno breme. Opisane težave se pojavijo šele s priklopom prave antene, ki seva motnje skozi pomanjkljiv oklop v oscilator in povrhu predstavlja reaktivno breme, še posebno, ko je opremljena s pasovnim sitom na izhodu oddajnika.

Načrtovanje vezja za nastavitev delovne točke aktivnega gradnika oscilatorja je še posebno zahtevno. Ločitev visokofrekvenčnega signala od enosmerne delovne točke zahteva vrsto kondenzatorjev in dušilk. Slednji lahko dodajajo neželjene rodove visokofrekvenčnemu pasovnemu situ kot tudi zakasnitve v povratno vezavo delovne točke, ki lahko povzroči nestabilnost. Na spodnji sliki so to kondenzatorji $C_1$ , $C_2$ , $C_3$ in $C_4$ :



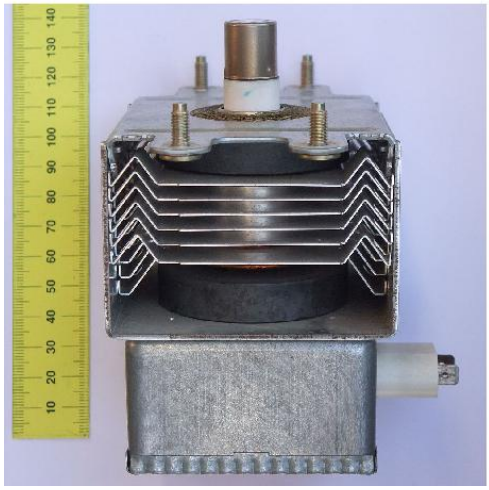

## Delovna točka

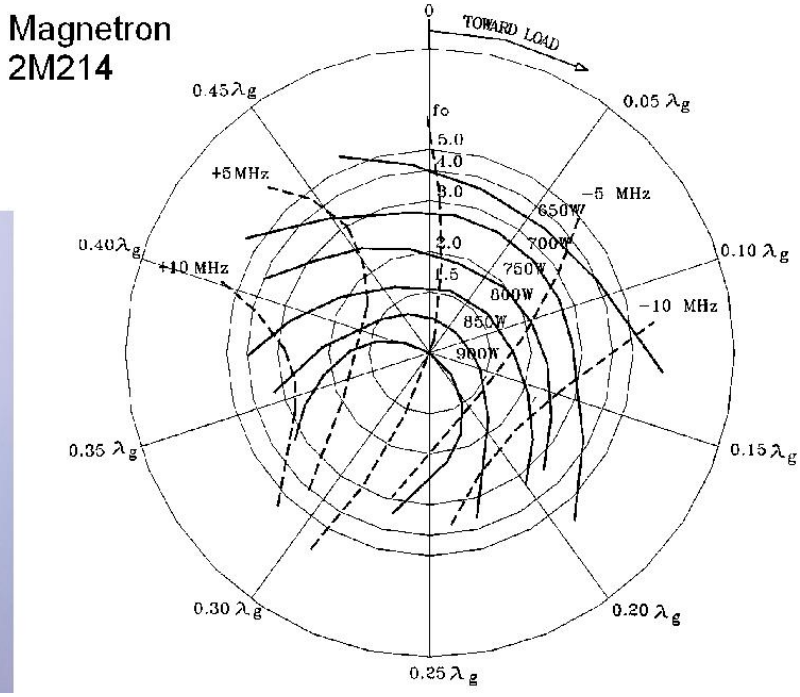
Končno je od vezja za nastavitev delovne točke v veliki meri odvisna tudi učinkovitost mešanja šuma $1/f$ iz nizkih frekvenc v bližino frekvence oscilatorja $f_0$. Pri bipolarnih tranzistorjih so impedance v glavnem funkcija tokov delovne točke. Zato je smiselno napajati visokofrekvenčni NPN tranzistor s tokovnimi viri, da je učinkovitost mešanja šuma $1/f$ na delovno frekvenco oscilatorja čim nižja. Še bolj učinkovita je povratna vezava s tranzistorjem PNP za dodatno stabilizacijo tokov delovne točke.

V drugih primerih natančen spekter oscilatorja ni pomemben. V stikalnem napajalniku je verjetno na prvem mestu izkoristek, ki ne dopušča ločilnih stopenj. Frekvenčna sita in oklapljanje so v napajalniku potrebna v obratni smeri, da stikalni napajalnik ne povzroča motenj drugim vezjem. Različne elektronske cevi (refleksni klistron, magnetron) in namenski polprevodniški gradniki (IMPATT dioda, Gunnov element) se uporabljajo kot samostojni oscilatorji tudi na frekvencah nad $f > 1\text{GHz}$ .

Magnetron za mikrovalovno kuhinjsko pečico je že izdelan oscilator. Pri takšnem oscilatorju se ne da kaj dosti spreminjati večine parametrov. Da se kvečjemu prilagoditi izhodna impedanca. Izhodna impedanca vpliva tako na frekvenco kot na izhodno moč oscilatorja.

Takšne oscilatorje opisuje Riekejev diagram. Riekejev diagram za magnetron 2M214 navaja izhodno moč in frekvenco kot funkcijo impedance bremena v Smithovem diagramu pri določenem napajanju:





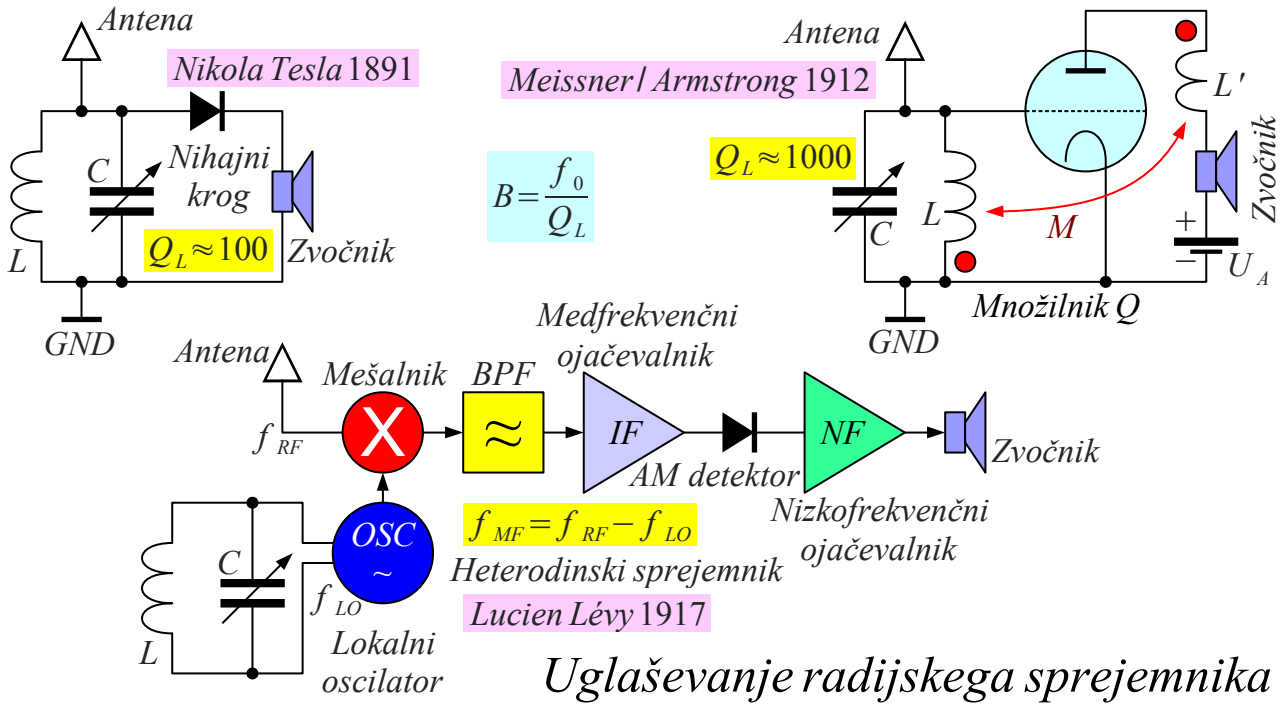

V kuhinjski mikrovalovni pečici je seveda pomemben predvsem izkoristek magnetrona. Razen motenj drugim uporabnikom kakšnih posebnih zahtev za spekter ni. Celo napajanje magnetrona sploh ni glajeno po omrežnem usmerniku. Pulzno delovanje po drugi strani celo izboljšuje izkoristek magnetrona.

* * * * *

# 13. Fazno-sklenjena zanka

Elektronski gradniki visokofrekvenčnih naprav ponujajo osnovne naloge nelinearnosti, ojačanja in frekvenčnega sita, kar marsikje srečamo tudi v naravi. Zahtevnejša naloga, elektronski oscilator, je običajno plod človeškega duha. Visokofrekvenčne naprave potrebujejo še zahtevnejše sklope, kjer se zglede zaman išče v naravi, pač pa so nujno plod ustvarjalnega inženirskega dela.

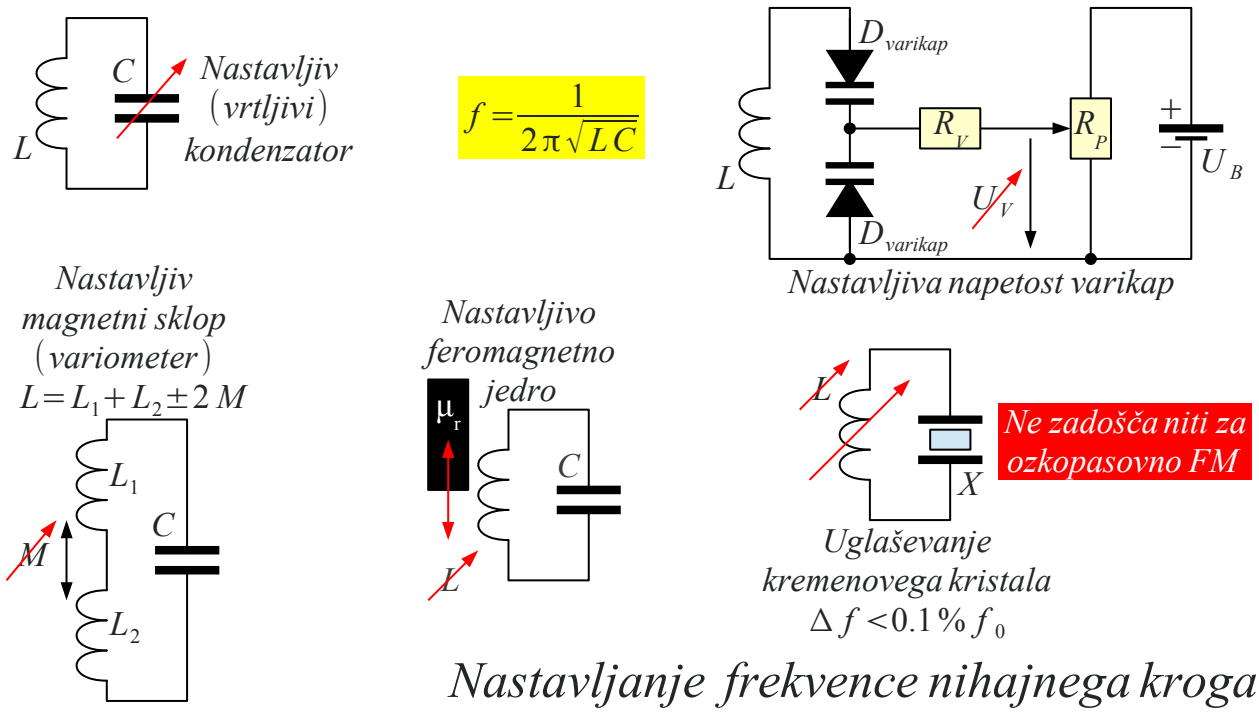
Uglaševanje radijskega oddajnika in sprejemnika je bilo v časih Nikole Tesle nujno zlo, da so naprave dosegle večji domet radijske zveze. Šele kasneje so odkrili povezavo med pasovno širino signala in zmogljivostjo zveze. Množilnik $Q$ je omogočal predvsem višjo občutljivost Meissnerjevega in Armstrongovega reakcijskega sprejemnika, kjer na hkratno izboljšanje selektivnosti sprejemnika ni sprva pomislil nihče:




Izboljšanje selektivnosti (ločljivosti) poenostavi šele heterodinski sprejemnik. Željeni signal je lažje izsejati in ojačati na ugodnejši medfrekvenci ali $IF$ (Intermediate Frequency). Heterodinski sprejemnik zahteva nekaj dodatnih vezij: mešalnik in lokalni oscilator. Heterodinski sprejemnik prinese tudi nove nadloge v obliki zrcalne frekvence oziroma neželjenih produktov mešanja.

Podobno kot neposredni oziroma reakcijski sprejemnik se tudi lokalni

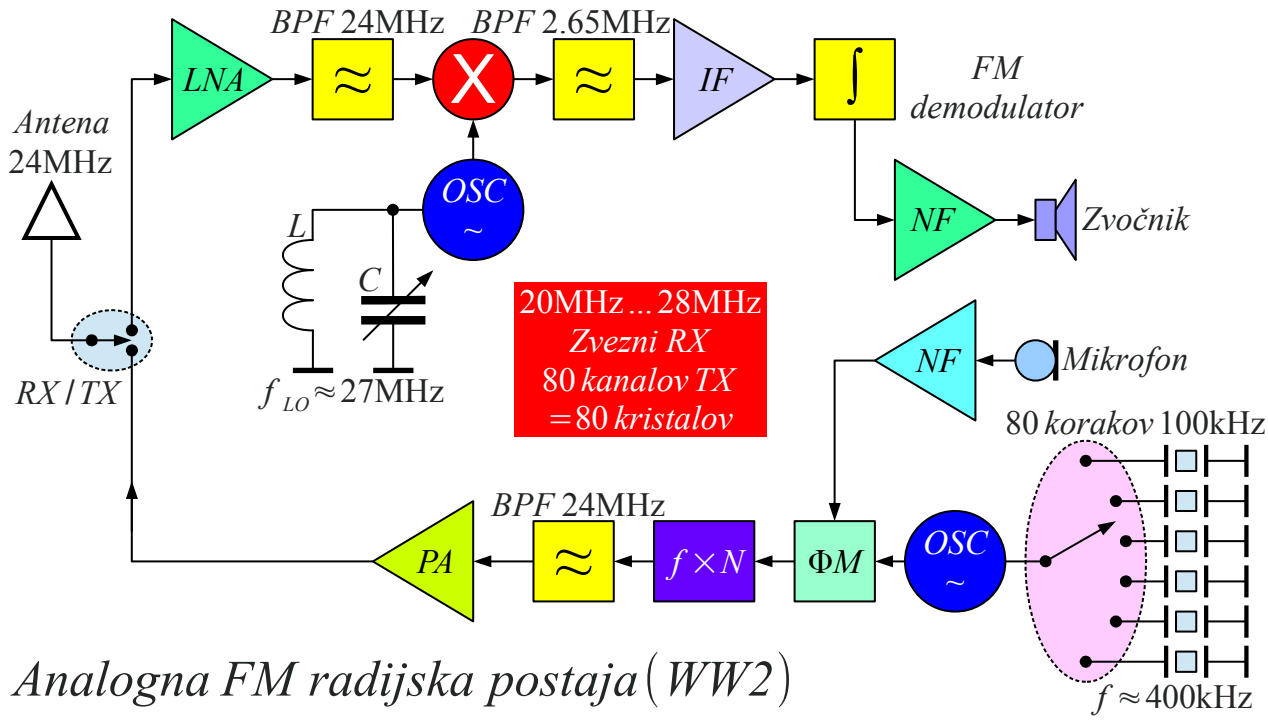
oscilator heterodinskega sprejemnika uglašuje na želeno frekvenco z nihajnim krogom. Uglaševanje se doseže z nastavljanjem vrednosti kondenzatorja $C$, tuljave $L$ ali obeh. Nastavljiv (vrtljivi) kondenzator lahko nadomesti ena ali več varikap diod, kar omogoča povsem električno uglaševanje:



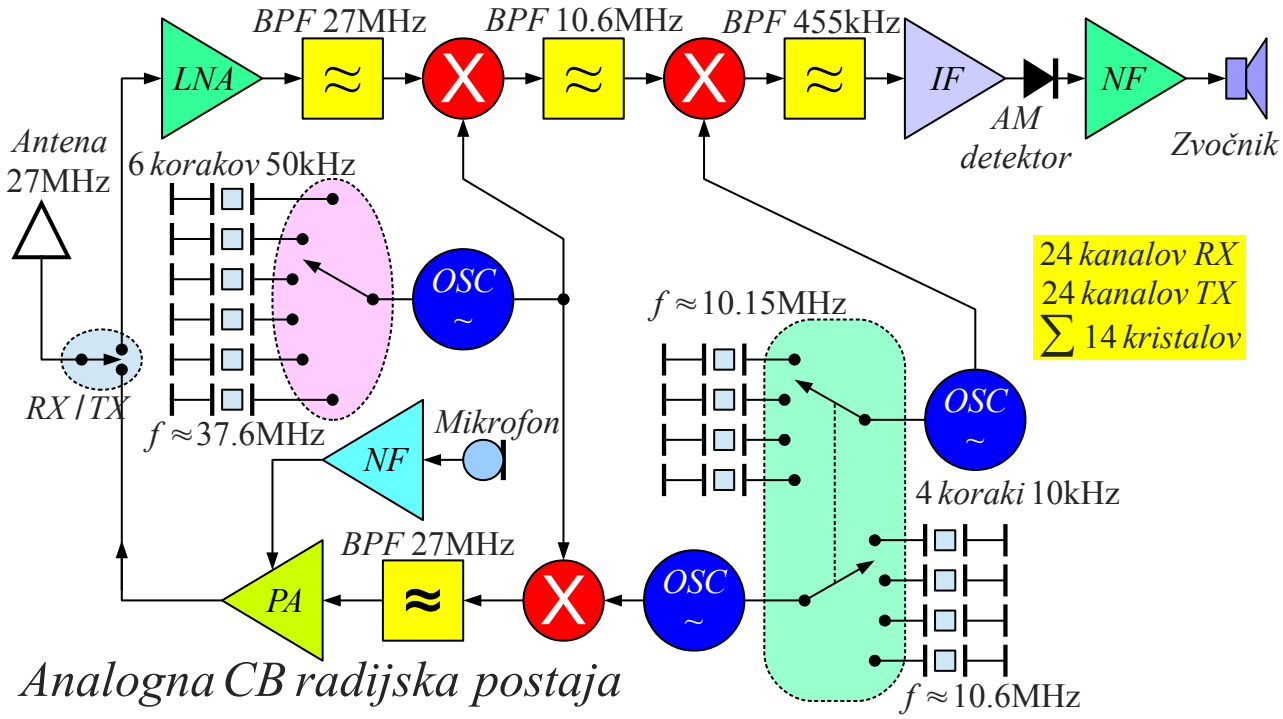

Spremembo induktivnosti tuljave je mogoče najlažje doseči s spreminjanjem magnetnega sklopa med dvema tuljavama $L_1$ in $L_2$ (variometer). Nastavljivo feromagnetno jedro je bolj odporno na tresljaje v vozilu kot nerodni vrtljivi kondenzator. Končno se da z nastavljivo tuljavo uglaševati celo frekvenco kremenovega kristala v sicer dokaj ozkem frekvenčnem področju $\Delta f<0.1\% f_0$ okoli osrednje frekvence.

Uglaševanje $LC$ nihajnega kroga je običajno zadosti natančno za $LC$ pasovna sita. Od oscilatorjev se pogosto zahteva večja dolgoročna stabilnost frekvence in nižji fazni šum od tistega, kar omogoča obremenjena kvaliteta $Q_L$ nihajnega kroga iz koncentriranih $LC$ gradnikov.

Začetek uporabe kristalnih oscilatorjev sega v obdobje druge svetovne vojne. Ker se frekvence kristala ne da kaj dosti spreminjati, je bil vsak tankovski radijski frekvenčno-modulirani oddajnik opremljen s številnimi kristali, po en kristal za vsak kanal. Zaradi varčevanja s kristali se je $LC$ lokalni oscilator sprejemnika sproti uglaševal na izbrani kanal lastnega oddajnika:




Napredek radijske tehnike je kaj kmalu zahteval poleg uglaševanja oddajnika s kristali tudi uglaševanje sprejemnika s kristali. Skupno število potrebnih kristalov se da zmanjšati s seštevanjem oziroma odštevanjem frekvenc ustrezne kombinacije dveh ali več kristalov. Cenen širokopotrošni izdelek, CB radijska postaja, pokrije $N = 24$ kanalov na oddaji in sprejemu v frekvenčnem pasu $f \approx 27\text{MHz}$ s skupno samo $M = 14$ kristali:



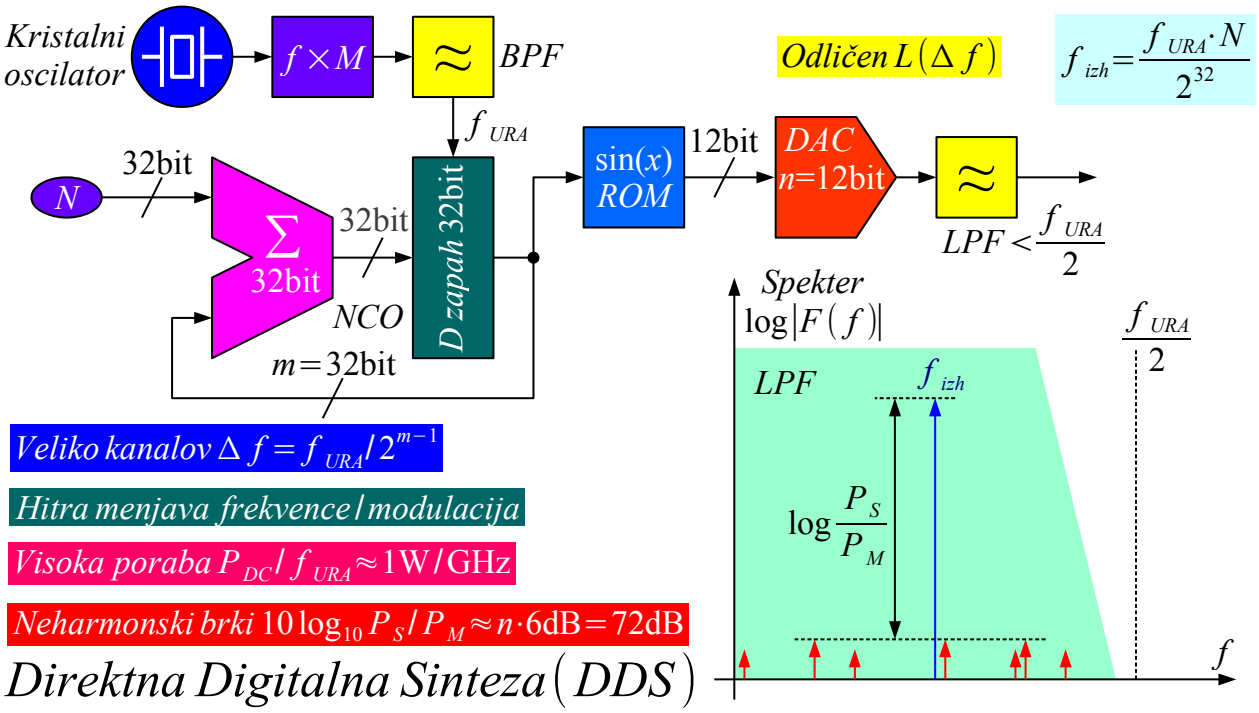

Prihranek kristalov v sintetizatorju frekvence je še bolj očiten v (civilni) letalski radijski postaji, ki je pokrivala $N = 360$ kanalov v frekvenčnem pasu

$f = 118 \ldots 136\text{MHz}$ s korakom po $\Delta f = 50\text{kHz}$ s skupno samo $M = 38$ kristali.

V radijskem oddajniku, radijskem sprejemniku, merilnem inštrumentu ali drugi visokofrekvenčni napravi je seveda zaželjen frekvenčni sintetizator, ki lahko proizvede veliko število različnih frekvenc z izbranim razmakom kanalov $\Delta f$ s pomočjo čim manj, najugodneje enega samega referenčnega kristalnega oscilatorja.

Logična vezja omogočajo preprosto in ceneno deljenje frekvence. Frekvenčni delilnik z nastavljivim modulom $N$ sicer omogoča množico izhodnih frekvenc iz enega samega referenčnega oscilatorja. Žal kanalski razmak ni konstanten, pač pa se z nastavitvijo delilnika spreminja. Za izhod v področju radijskih frekvenc bi bila potrebna razmeroma visoka frekvenca referenčnega oscilatorja.

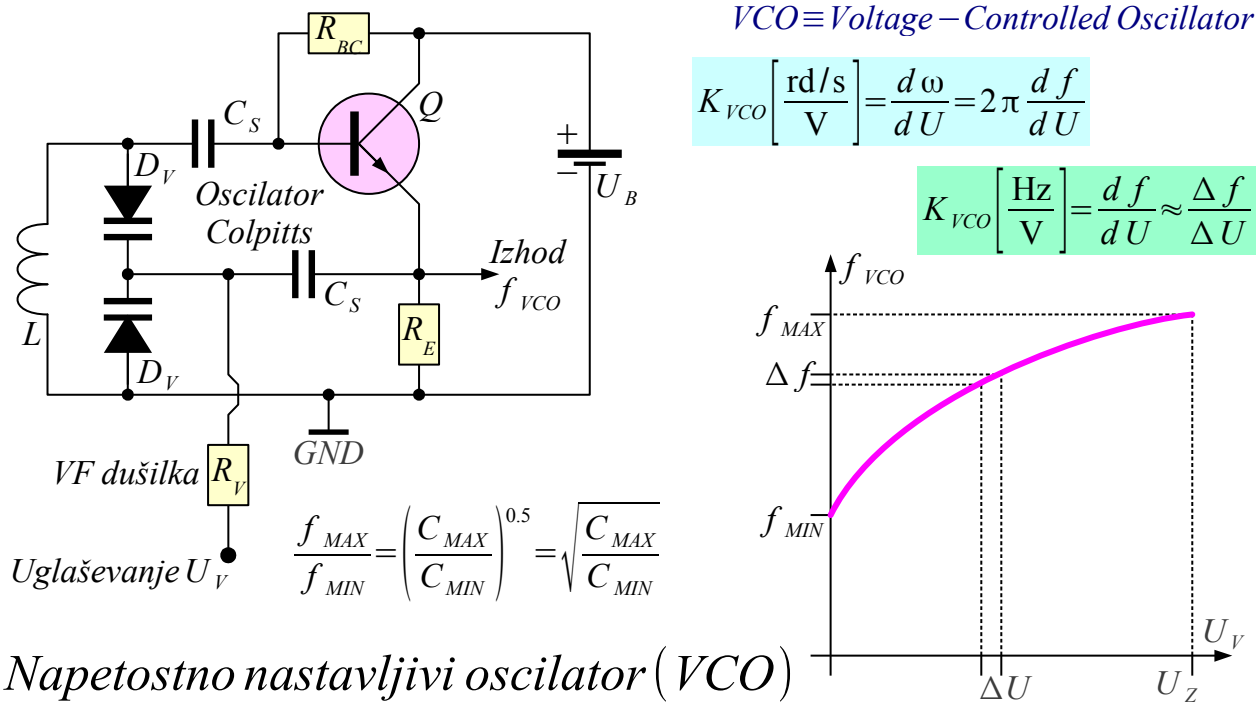
Bolj uspešna je Direktna Digitalna Sinteza ( $DDS$ ) s seštevalnikom in akumulatorjem (D zapah) oziroma $NCO$ (Numerically-Controlled Oscillator). Vsebina akumulatorja je signal žagaste oblike. Tabela sinusa v bralnem pomnilniku $ROM$ pretvori žago v sinus. Končno $D/A$ pretvornik prevede številski sinus v analogno obliko. Neželjene produkte vzorčenja izloči analogno nizkoprepustno sito na izhodu:




$DDS$ omogoča izredno veliko število kanalov $N = 2^{m-1}$ z odličnim faznim šumom. Menjava frekvence $DDS$ je trenutna, da je možna tudi neposredna frekvenčna modulacija. Slaba stran $DDS$ je velika poraba

energije v velikostnem razredu $P_{DC}/f_{URA} \approx 1\mathrm{W/GHz}$ oziroma preveč za večino sodobnih radijskih naprav. Končno omejena ločljivost (število bitov) $D/A$ pretvornika tvori razmeroma velike neharmonske brke $10\log_{10} P_S/P_M \approx n \cdot 6\mathrm{dB} = 72\mathrm{dB}$ .

Bolj smiselna tehnična rešitev je čisto navaden analogni $LC$ oscilator, ki sam po sebi zagotavlja zadostno kratkoročno stabilnost frekvence (fazni šum). Za dolgoročno stabilnost frekvence poskrbi razmeroma počasna dodatna zunanja povratna vezava. V povratni zanki je frekvenca oscilatorja električno krmiljena z napetostjo varikap diod $f(U_V)$ v $VCO$ (Voltage-Controlled Oscillator) oziroma tokom $f(I)$ v $CCO$ (Current-Controlled Oscillator):

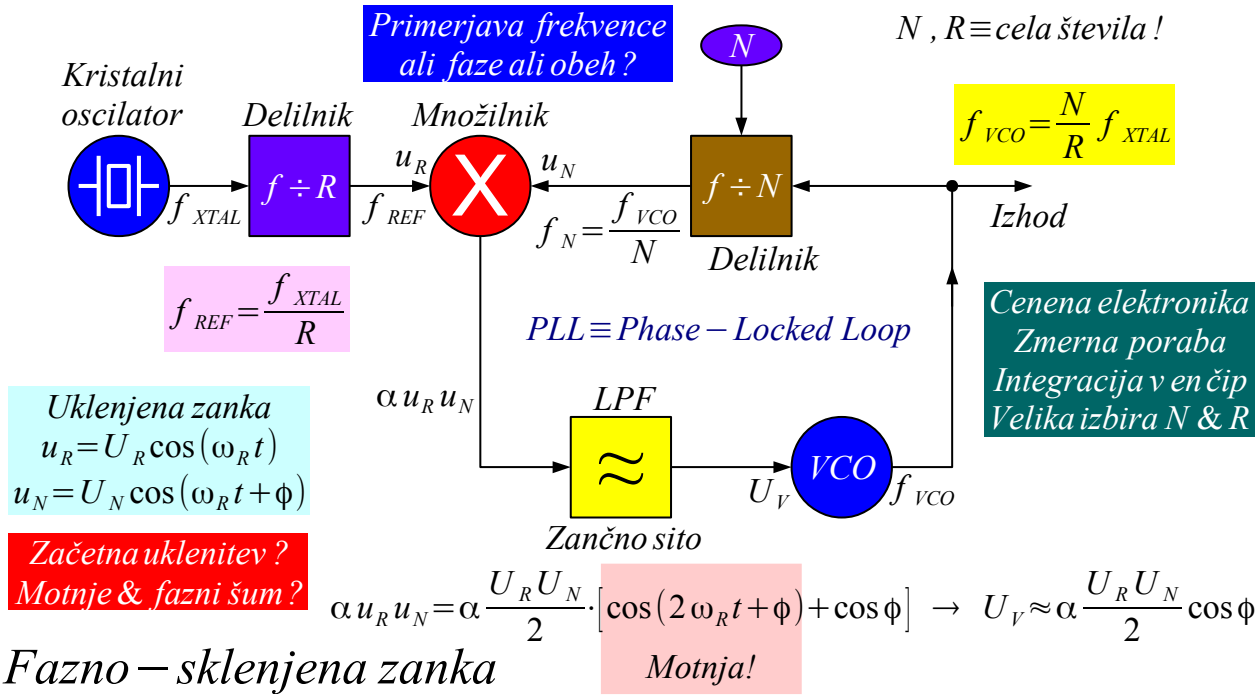



*Napetostno nastavljivi oscilator (VCO)*

V enačbi povratne vezave opisuje krmiljen oscilator njegova občutljivost $K_{VCO}$ : koliko se spremeni izhodna frekvenca oscilatorja za določeno spremembo vhodne krmilne veličine. V primeru $VCO$ z varikap diodami je občutljivost krmiljenega oscilatorja izražena kot $K_{VCO} = d\omega/dU$ oziroma $K_{VCO} = df/dU$ glede na uporabljene merske enote.

Občutljivost krmiljenega oscilatorja $K_{VCO}$ običajno ni konstanta, pač pa se v uporabnem področju frekvenc spreminja. Kapacitivnost varikap diode $C(U)$ ni preprosta linearna funkcija napetosti. Frekvenca $LC$ oscilatorja je obratno sorazmerna korenu iz kapacitivnosti $f(C) = \alpha/\sqrt{(C)}$ . Frekvenčno področje $VCO$ je zato ožje od razmerja kapacitivnosti.

Dodatno zunanjo povratno vezavo je smiselno izdelati s cenenimi in zanesljivimi logičnimi gradniki. Frekvenco $VCO$ privede delilnik $f_{VCO} \div N$ na podobno vrednost kot frekvenco referenčnega kristalnega osclatorja $f_{XTAL} \div R$. Rezultat primerjave obeh frekvenc krmili $VCO$ preko nizkoprepustnega zančnega sita:




V uklenjenem stanju povratne zanke frekvenca $VCO$ doseže vrednost $f_{VCO} = N/R \cdot f_{XTAL}$. Z nastavljanjem modula deljenja števca $N$ zanka doseže enakomeren razmak med kanali $\Delta f = f_{REF} = f_{XTAL}/R$. Edina omejitev je, da morata biti modula deljenja obeh števcev $N$ in $R$ celi števili!

Kaj primerjati v povratni zanki: frekvenco ali fazo ali kaj drugega? S primerjavo frekvence oziroma $FLL$ (Frequency-Locked Loop) se zanka vedno uklene ne glede na začetno stanje v zančnem situ. Po uklenitvi frekvence je točna faza še vedno nedoločena, zato ima čisti $FLL$ razmeroma visok fazni šum. Povratna vezava $FLL$ je zanka prvega reda, ki ima sicer preproste zahteve za zančno sito. Praktične izvedbe čistega $FLL$ so razmeroma redke.

Primerjavo faze dveh signalov iste frekvence naredi množilnik oziroma mešalnik. V fazno-sklenjeni zanki ali $PLL$ (Phase-Locked Loop) mešalnik deluje z velikimi signali v nasičenju. $EXOR$ logična vrata se obnašajo kot množilnik v nasičenju. Čista primerjava faze ne vsebuje pomnilnih vezij in je

zato zelo odporna na šum. Fazno-sklenjena zanka s čisto primerjavo faze z mešalnikom v nasičenju je zato uporabna v demodulatorjih pri razmeroma slabem razmerju signal/šum, vključno z vrstično sinhronizacijo analognega televizijskega sprejemnika.

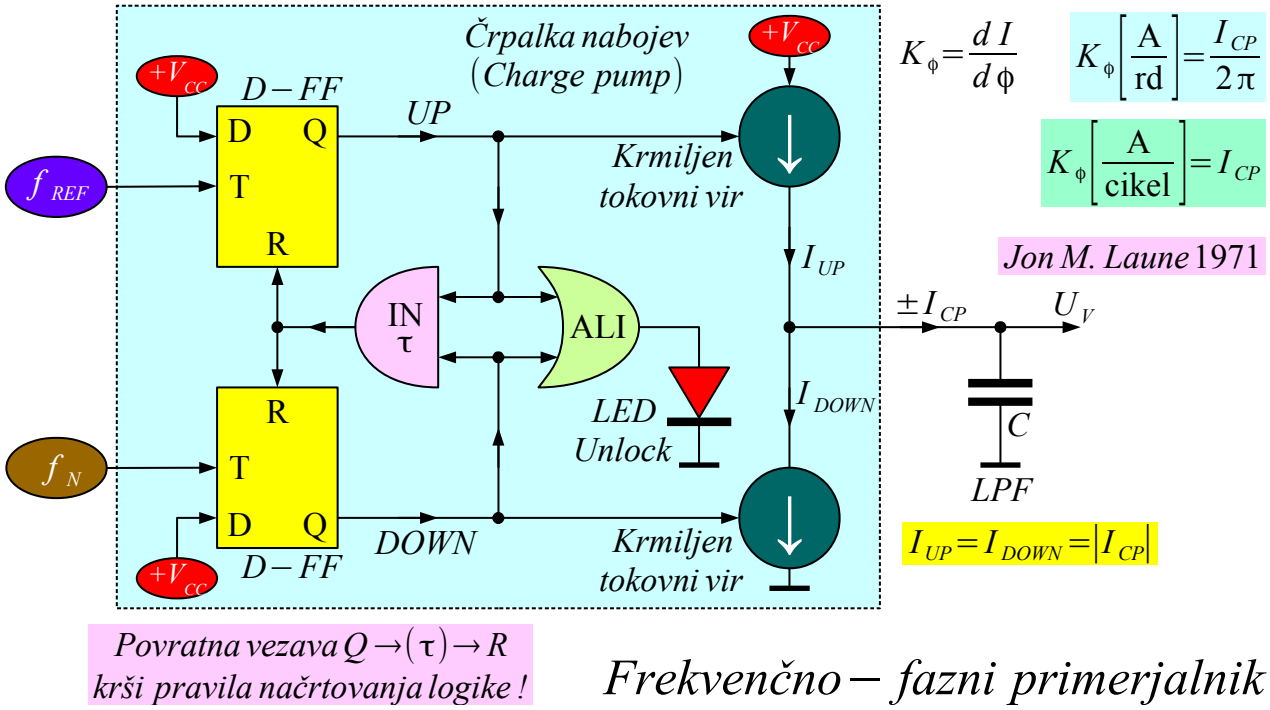
Čisti primerjalnik faze z mešalnikom v nasičenju ima hudo pomanjkljivost v frekvenčnem sintetizatorju. Če je začetna razlika frekvenc prevelika za izbrano zančno sito, se zanka ne uklene. Zanka z mešalnikom torej potrebuje dodatno vezje za začetno uklenitev. Vezje za začetno uklenitev pogosto preleta celoten frekvenčni pas $VCO$ in šele po dosežni uklenitvi prepusti nadzor primerjavi faze v mešalniku.

Dodatna pomanjkljivost mešalnika v nasičenju je razmeroma močna motnja v uklenjenem stanju na dvakratni frekvenci primerjave $2f_{REF}$. Opisana motnja povzroči neželjeno frekvenčno modulacijo $VCO$ s spektralnimi črtami točno na frekvencah sosednjih kanalov. Ker povratna vezava $PLL$ tvori zanko drugega reda, ima hude zahteve za fazno varnost zančnega sita, da je opisano motnjo težko zadušiti.

Frekvenčni sintetizatorji $PLL$ so se pojavili takoj po razpoložljivosti prvih logičnih vezij okoli 1960. Z uporabo neprimerne matematične teorije $PLL$ demodulatorjev v frekvenčnih sintetizatorjih so se številni razvojni inženirji (tudi Iskra-Iret pri nas) trudili z iskanjem začetne uklenitve $PLL$ in dušenjem neželjene frekvenčne modulacije.

Prava rešitev je hkratni primerjalnik frekvence in faze ali $PFD$ (Phase-Frequency Detector), ki iz primerjave frekvence preide v primerjavo faze brez vsakršnih preklopov. Ronald L.Treadway je našel rešitev v obliki čistega logičnega vezja brez vgrajenih časovnih konstant leta 1970. Vezje, ki hkrati duši motnje na frekvenci primerjave, je dobilo ime črpalka nabojev (Charge pump). Tovarna Motorola je vezje takoj vgradila v čip MC4044. S TTL vezjem MC4044 so bili načrtovani skoraj vsi frekvenčni sintetizatorji v naslednjem desetletju.

Poenostavljeno in izboljšano črpalko nabojev je izumil Jon M. Laune leta 1971. Kljub istemu lastniku patenta Motorola in izboljšanem delovanju je nova črpalka nabojev potrebovala še celo desetletje, da je izrinila legendarno vezje MC4044. Launejeva črpalka nabojev vsebuje samo dva D-flip-flopa in preprosto povratno vezavo z enimi samimi IN vrati. D-flip-flopa krmilita dva tokovna vira za polnjenje oziroma praznjenje izhodnega kondenzatorja. Črpalka nabojev ali $PFD$, kot ga poznamo danes, vsebuje še ALI vrata za detekcijo uklenitve (Unlock):



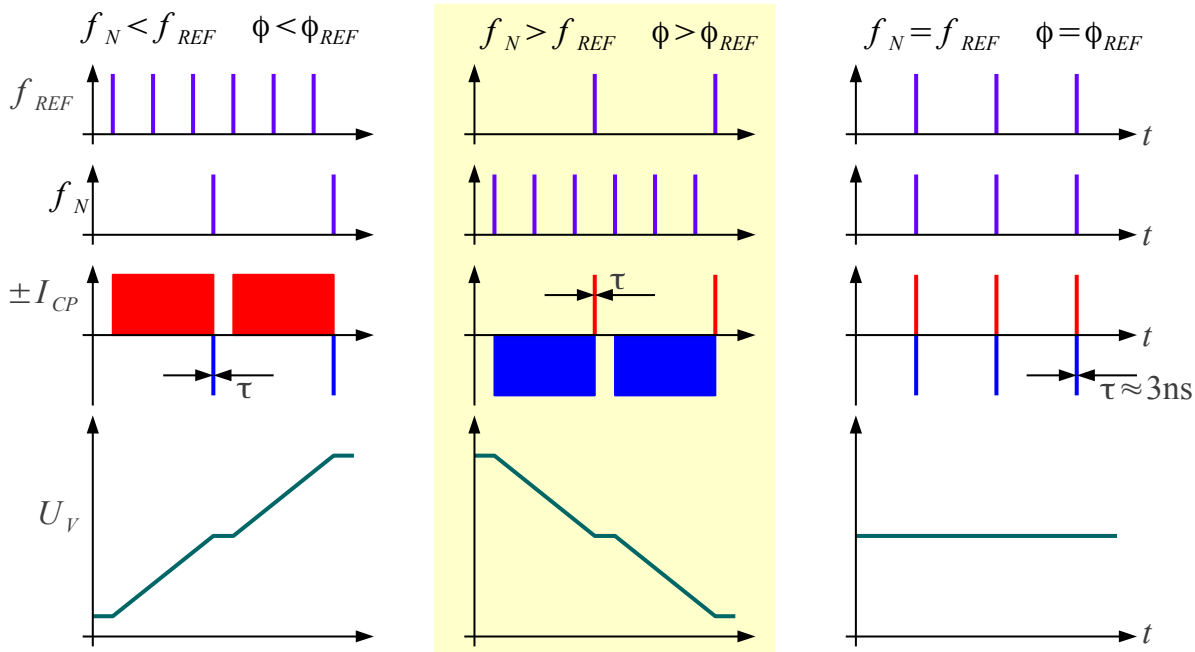

Oba D-flip-flopa sta v mirujočem stanju v stanju logičnih ničel. Referenčni takt $f_{REF}$ požene gornji D-flip-flop v stanje logične enice. Gornji D-flip-flop vključi krmiljeni tokovni vir, ki polni izhodni kondenzator $C$ s tokom $I_{UP} = I_{CP}$. Naraščanje napetosti na izhodnem kondenzatorju $C$ zvišuje frekvenco $VCO$.

Izhod $VCO$ se deli do $f_N$, ki požene spodnji D-flip-flop v stanje logične enice. Spodnji D-flip-flop vključi krmiljeni tokovni vir, ki prazni izhodni kondenzator $C$ s tokom $I_{DOWN} = -I_{CP}$. Upadanje napetosti na izhodnem kondenzatorju $C$ znižuje frekvenco $VCO$. $VCO$ z varikap diodami ima običajno visoko vhodno impedanco, da ne potrebuje dodatnih ojačevalnikov za krmiljenje zaporne napetosti varikap diod. Obratno lahko integrator z operacijskim ojačevalnikom in nizko vhodno impedanco krmilita preprosto dve stikali preko uporov namesto zahtevnejših tokovnih virov.

Ko oba D-flip-flopa dosežeta logični enici zaradi impulzov $f_{REF}$ in $f_N$, vrata IN zaznajo pojav in tvorijo asinhron impulz za reset. Iz prepovedanega stanja dveh logičnih enic asinhroni reset vrne oba D-flip-flopa nazaj v začetno stanje dveh logičnih ničel. Zakasnitev $\tau$ vrat IN poskrbi, da oba D-flip-flopa dobita zanesljiv reset. Običajna pravila načrtovanja logičnih vezij namreč ne dopuščajo hkratnega sinhronega proženja enice D z uro T ter istočasni asinhroni reset R.

Če je frekvenca $VCO$ prenizka, je frekvenca $f_{REF}$ višja od frekvence $f_N$. $f_{REF}$ pogosteje proži gornji D-flip-flop, ki ga občasno

resetira $f_N$ s spodnjim D-flip-flopom. Na izhodu krmiljenih tokovnih virov prevladujejo impulzi $I_{UP}$, ki polnijo kondenzator $C$ in višajo frekvenco $f_{VCO}$:




*Delovanje črpalke nabojev*

Če je frekvenca $VCO$ previsoka, je frekvenca $f_N$ višja od frekvence $f_{REF}$. $f_N$ pogosteje proži spodnji D-flip-flop, ki ga občasno resetira $f_{REF}$ z gornjim D-flip-flopom. Na izhodu krmiljenih tokovnih virov prevladujejo impulzi $I_{DOWN}$, ki praznijo kondenzator $C$ in nižajo frekvenco $f_{VCO}$. Vezje črpalke nabojev na ta način opravlja primerjavo frekvence $VCO$ z referenco.

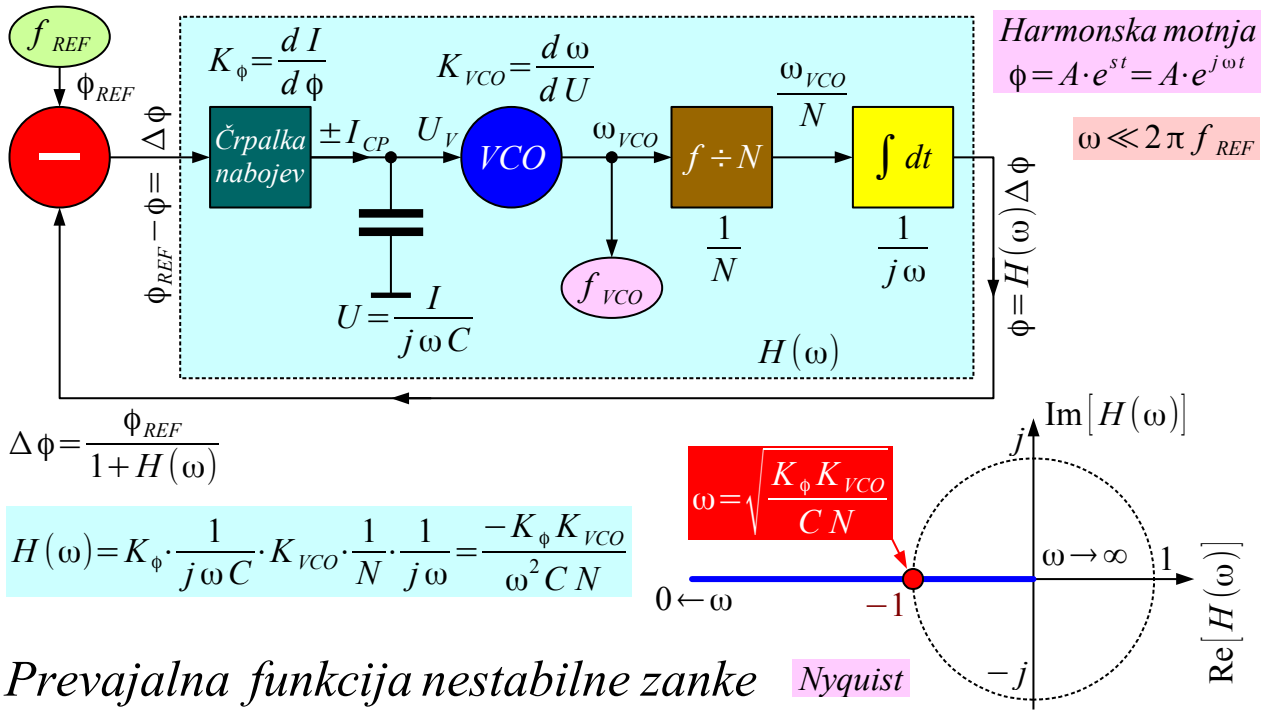
Ko se frekvenci $f_N = f_{REF}$ izenačita, oba D-flip-flopa dobita enako pogoste impulze. Vezje črpalke nabojev samodejno preide v primerjavo faze signalov, kjer impulzi $I_{UP}$ pomenijo zaostajanje faze $\phi_{VCO}$, impulzi $I_{DOWN}$ pa prehitevanje faze $\phi_{VCO}$. Povratna vezava teži proti uklenjenem stanju, ko postanejo impulzi $f_N$ in $f_{REF}$ natančno sinhroni, impulzi $I_{UP}$ in $I_{DOWN}$ pa dosežejo njihovo najmanjšo širino $\tau$.

V uklenjenem stanju sta oba krmiljena tokovna vira $I_{UP}$ in $I_{DOWN}$ večino časa izključena, da ne prenašata škodljivih motenj primerjalne frekvence naprej na $VCO$, kar znatno poenostavi načrtovanje zančnega sita $PLL$. Kratki impulzi $I_{UP}$ in $I_{DOWN}$ so še vedno potrebni, da preprečijo mrtvi hod (histerezo) črpalke nabojev, ki znatno poveča fazni šum

$PLL$ .

Sodoben $PLL$ frekvenčni sintetizator s frekvenco primerjave $f_{REF} \approx 40\mathrm{MHz}$ uporablja impulze širše od $\tau \approx 3\mathrm{ns}$ . Območje primerjave faze črpalke nabojev dosega $\Delta\phi = \pm 2\pi$ zaradi pomnilniškega učinka obeh D-flip-flopov. Zaradi pomnilniškega učinka črpalka nabojev ni uporabna v $PLL$ demodulatorju za slaba razmerja signal/šum.

S tako učinkovitim in zanesljivim primerjalnikom frekvence in faze, kot je črpalka nabojev, izgleda načrtovanje $PLL$ frekvenčnega sintetizatorja silno preprosto. Poleg $VCO$ in referenčnega kristalnega oscilatorja potrebuje le še cenena logična vezja za delilnike frekvence in črpalko nabojev. En sam kondenzator $C$ naj bi zadoščal kot zančno sito za izločanje motenj, ki jih črpalka nabojev povzroča $VCO$ :




*Prevajalna funkcija nestabilne zanke*

Žal opisana povratna zanka ni stabilna! Če se izračuna njeno prevajalno funkcijo $H(\omega)$ kot zmnožek odzivov uklenjene črpalke nabojev $K_\phi$ , zančnega sita $1/(j\omega C)$ , krmiljenega oscilatorja $K_{VCO}$ , frekvenčnega delilnika $1/N$ in integracije ob pretvorbi frekvence v fazo $1/(j\omega)$ , gre rezultat po poltraku negativne realne osi natančno skozi nevarno točko $-1$ v Nyquistovem diagramu stabilnosti.

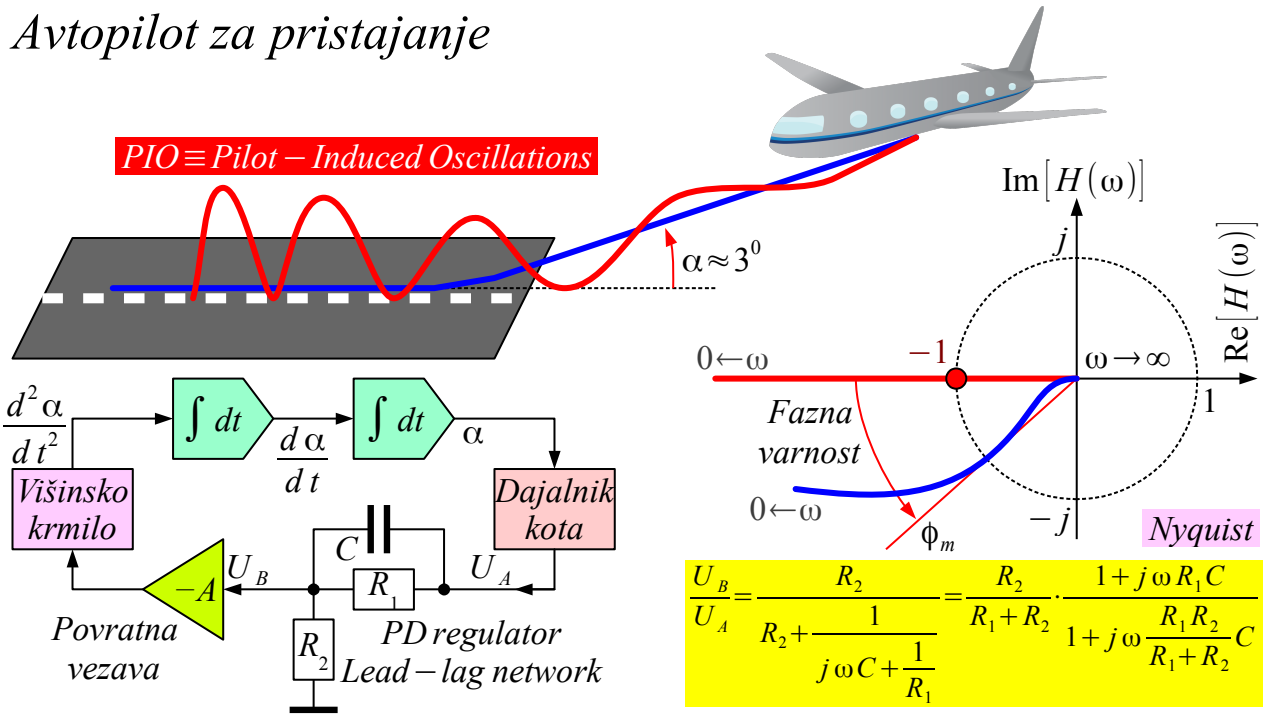
$PLL$ je zanka drugega reda. En pol zakasnitve dodaja zančno sito $1/(j\omega C)$ . Drugi pol zakasnitve dodaja pretvorba frekvence $VCO$ v fazo $1/(j\omega)$ za primerjavo. Ko skupni fazni zasuk doseže $\phi = -\pi$ oziroma

$e^{-j\phi}=-1=H(\omega)$ , ima povratna vezava ravno pravo fazo in amplitudo, da zanka zaniha. V primeru $PLL$ je frekvenca nestabilnosti $\omega \ll 2\pi f_{REF}$ dosti nižja od referenčne frekvence črpalke nabojev, da se slednjo lahko obravnava kot linearno vezje za nestabilnost.

Nihanje prepočasne povratne vezave je pogost inženirski problem. V Nyquistovem diagramu se nalogo reši z izogibanjem nevarni točki $-1$ od spodnje strani. Fazni zasuk lahko sicer prekorači realno os pri drugačnih ojačanjih $|H(\omega)|\neq 1$ .

Nazoren primer je avtopilot za pristajanje letala. Letalo naj bi se približevalo pristajalni stezi pod kotom $\alpha \approx 3^0$ . Zaradi nizke hitrosti letala pri pristajanju sistem ni kaj dosti dušen. Preko višinskega krmila pilot vnaša kotni pospešek $d^2\alpha/dt^2$ . Kotni pospešek se najprej integrira v kotno hitrost $d\alpha/dt$ in nato še enkrat integrira v kot $\alpha$ .

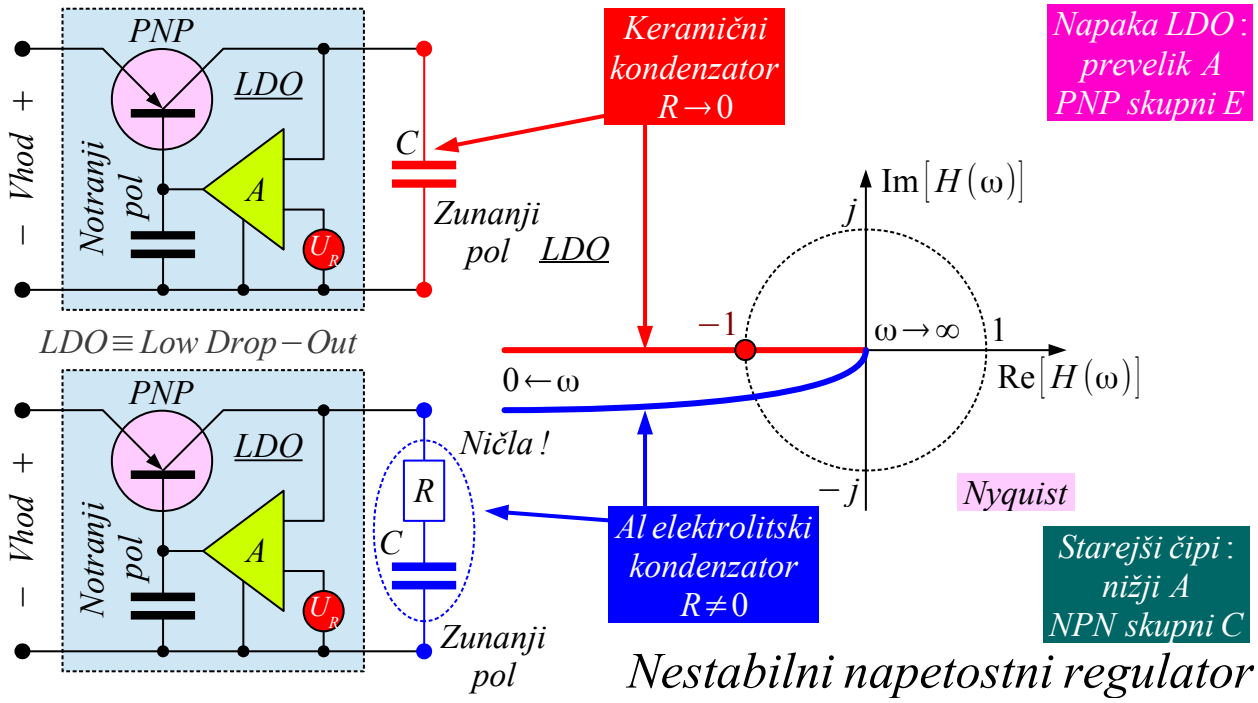
Letalo meri kot $\alpha$ približevanja pristajalni stezi. Če se pilot začetnik odziva sorazmerno (proporcionalno), pride do nihanja PIO (Pilot-Induced Oscillations) naraščajoče amplitude, vse dokler se podvozje letala na stezi ne polomi:




Avtopilot prepreči nihanje s proporcionalno-diferencialnim (PD) krmiljenjem. V povratno vezavo avtopilota je vgrajeno $RC$ vezje poimenovano "Lead-lag network", ki v povratno vezavo vgradi ničlo $\tau_2=CR_1$ in pol $\tau_1=CR_1R_2/(R_1+R_2)$ , da se izogne nevarni točki

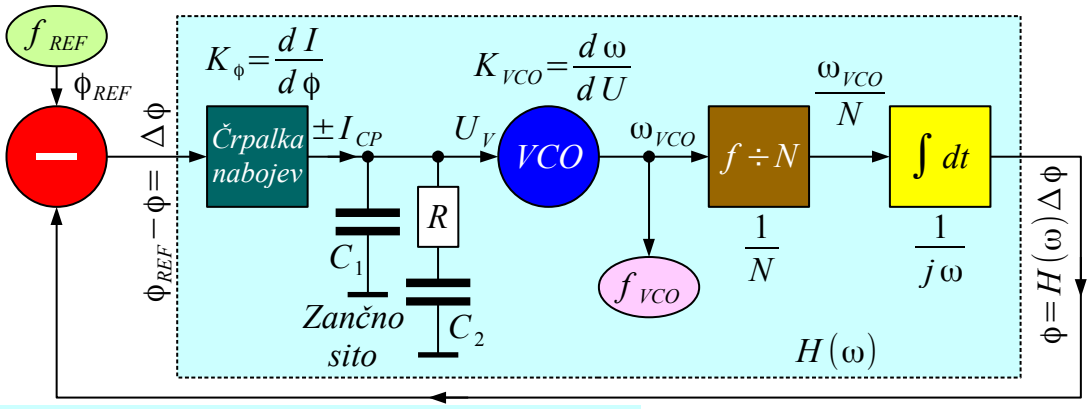
$-1$ v Nyquistovem diagramu stabilnosti.

Elektronska vezja pogosto postanejo nestabilna. Mogoče najbolj nedolžno vezje izgleda napetostni regulator $LDO$ (Low Drop-Out). En pol povratne zanke regulacije izhodne napetosti je vgrajen v notranjost vezja $LDO$. Drugi pol odziva naredi zunanji kondenzator $C$ na izhodu. Če je zunanji kondenzator keramični večslojni, ki ima zanemarljivo majhno zaporedno upornost, gre odziv vezja točno skozi nevarno točko $-1$ :




Če je zunanji kondenzator aluminijev elektrolitski kondenzator, ki ima razmeroma veliko zaporedno upornost $R$, se odziv vezja izogne nevarni točki $-1$ v Nyquistu.

Stabilnost povratne vezave fazno-sklenjene zanke se običajno rešuje z dodatnim uporom $R$ in dodatnim kondenzatorjem $C_2$ v zančnem situ. Upor $R$ in kondenzator $C_2$ dodajata ničlo $\tau_2 = R C_2$ in pol $\tau_1 = R C_1 C_2 / (C_1 + C_2)$ v prevajalno funkcijo $H(\omega)$. Dodatna ničla in pol omogočata izogibanje nevarni točki $-1$ :




$$H(\omega)=K_\phi\cdot\frac{1}{j\omega C_1+\frac{1}{R+\frac{1}{j\omega C_2}}}\cdot K_{VCO}\cdot\frac{1}{N}\cdot\frac{1}{j\omega}$$

$$H(\omega)=\frac{-K_\phi K_{VCO}}{\omega^2(C_1+C_2)N}\cdot\frac{1+j\omega RC_2}{1+j\omega R\frac{C_1C_2}{C_1+C_2}}$$

*Ničla*: $\tau_2=RC_2$

$$H(\omega)=\frac{-K_\phi K_{VCO}}{\omega^2(C_1+C_2)N}\cdot\frac{1+j\omega\tau_2}{1+j\omega\tau_1}$$

*Pol*: $\tau_1=R\frac{C_1C_2}{C_1+C_2}$

## *Stabilna zanka*

Naloga načrtovalca je najti takšen par $R$ in $C_2$, da se nevarni točki $-1$ ogne v čim širšem loku. Fazna varnost $\phi_m$ mora biti največja, ko velikost ojačanja $|H(\omega_m)|=1$ seka enotni krog. Največjo fazno varnost dobimo v geometrijski sredini (pasovna širina zanke) med obratnima vrednostma ničle in pola $\omega_m=2\pi B_{ZANKE}=1/\sqrt{\tau_1\tau_2}$ :

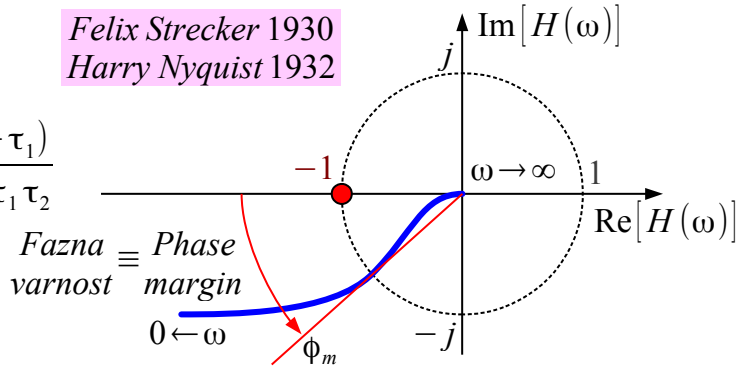
$$H(\omega)=\frac{-K_\phi K_{VCO}}{\omega^2(C_1+C_2)N}\cdot\frac{1+j\omega\tau_2}{1+j\omega\tau_1}$$

$$\phi_m=\arctan\frac{\mathrm{Im}[H(\omega)]}{\mathrm{Re}[H(\omega)]}=\arctan\frac{\omega(\tau_2-\tau_1)}{1+\omega^2\tau_1\tau_2}$$

*Największa fazna varnost*:

$$\frac{d\phi_m}{d\omega}=0\ \rightarrow\ \omega_m=\frac{1}{\sqrt{\tau_1\tau_2}}$$

*Felix Strecker* 1930
*Harry Nyquist* 1932




*Fazna varnost* ≡ *Phase margin*

*Razmerje* $\frac{\text{ničla}}{\text{pol}}\equiv m=\frac{\tau_2}{\tau_1}\ \rightarrow\ \sqrt{m}=\omega_m\tau_2=\frac{1}{\omega_m\tau_1}\ \rightarrow\ C_1+C_2=mC_1$

*Enotni krog* $1=|H(\omega_m)|=\frac{K_\phi K_{VCO}}{\omega_m^2 mC_1N}\cdot\sqrt{\frac{1+m}{1+\frac{1}{m}}}=\frac{K_\phi K_{VCO}}{\omega_m^2 C_1N\sqrt{m}}$

*Skladne merske enote!* $K_\phi K_{VCO}$

$$C_1=\frac{K_\phi K_{VCO}}{\omega_m^2 N\sqrt{m}}$$

$$C_2=(m-1)C_1$$

$$R=\frac{\sqrt{m}}{\omega_m C_2}$$

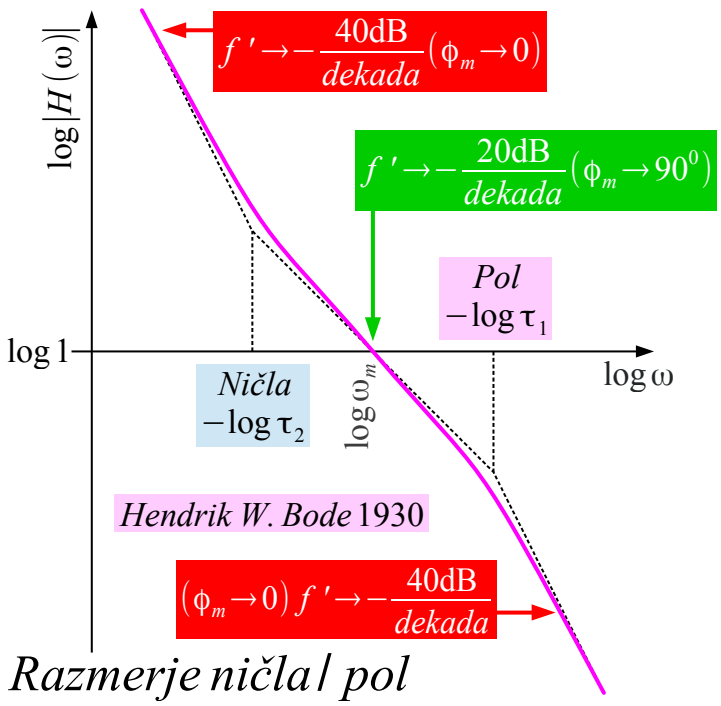
$$\omega_m=\sqrt{\frac{K_\phi K_{VCO}}{C_1N\sqrt{m}}}\approx 2\pi B_{ZANKE}$$

## *Izračun zančnega sita*

Enačbe zanke se da poenostaviti z zapisom razmerja med ničlo in polom $m=\tau_2/\tau_1=C_2/C_1+1$ . Iz vrednosti vseh gradnikov zanke se lahko

poišče pasovna širina zanke $\omega_m = 2\pi B_{ZANKE}$ oziroma obratno, iz $\omega_m$ in $m$ se lahko poišče najugodnejše vrednosti zančnega sita $C_1$, $C_2$ in $R$.

Nyquistov diagram prikazuje spreminjanje kompleksne prevajalne funkcije $H(\omega)$ brez točne navedbe frekvence $\omega$. Podoben rezultat se lahko razbere tudi iz Bodejevega diagrama, ki prikazuje logaritem velikosti prevajalne funkcije $\log|H(\omega)|$ kot funkcijo logaritma frekvence $\log\omega$. Zakasnitev faze opisuje strmina krivulje v Bodejevem diagramu:




*Največja fazna varnost:*

$$\phi_m = \arctan\frac{m-1}{2\sqrt{m}}$$

| $m$ | $C_2/C_1$ | $\phi_m[^0]$ | *Prenihaj* $a_{\text{dB}} \approx -20\log_{10}\phi_m[\text{rd}]$ |
|---|---|---|---|
| 1 | 0 | $0^0$ | $\infty$dB |
| 1.1 | 0.1 | $2.73^0$ | 26.4dB |
| 1.2 | 0.2 | $5.22^0$ | 20.8dB |
| 1.5 | 0.5 | $11.5^0$ | 13.9dB |
| 2 | 1 | $19.5^0$ | 9.4dB |
| 3 | 2 | $30.0^0$ | 5.6dB |
| 5 | 4 | $41.8^0$ | 2.7dB |
| 10 | 9 | $54.9^0$ | 0.4dB |
| 20 | 19 | $64.8^0$ | – |
| 50 | 49 | $73.9^0$ | – |
| 100 | 99 | $78.6^0$ | – |
| 200 | 199 | $81.9^0$ | – |

Največja dosegljiva fazna varnost $\phi_m$ je funkcija razmerja med ničlo in polom $m = \tau_2/\tau_1$ oziroma razmerja kapacitivnosti $C_2/C_1$. Razmerje se običajno izbira v področju $m \approx 3 \ldots 10$. Majhen $m < 3$ daje premajhno fazno varnost. Velik $m > 10$ je potreben kvečjemu v primeru, ko se $K_{VCO}$ in $N$ močno spreminjata v delovnem frekvenčnem področju $PLL$.

Z uporom $R$ se nastavi največjo fazno varnost $\phi_m$ natančno na enotni krog $|H(\omega_m)| = 1$. Prenihaj $a[\text{dB}]$ odziva $PLL$ je izračunan pri $\omega_m$. Pri nekoliko nižjih frekvencah je lahko prenihaj še večji. Pri regeneraciji takta je običajno potrebna zaporedna vezava večjega števila $PLL$ zaporedno, zato so zahteve za prenihaj vsake zanke zelo stroge $a < 0.1\text{dB}$ za preprečevanje prenosa drhtenja ure (jitter transfer).

Pri vsakem $PLL$ je pomemben prenos faznega šuma. Pri velikih

odmikih $\Delta f \gg B_{ZANKA}$ je $PLL$ prepočasen za nadzor $VCO$. Fazni šum $PLL$ je tam kar izvorni fazni šum $L(\Delta f)_{VCO}$.

Pri majhnih odmikih $\Delta f \ll B_{ZANKA}$ je nadzor $VCO$ popoln. Fazni šum $PLL$ je tam pomnožen fazni šum reference $L(\Delta f)_{REF} \cdot N^2$. V velikostnem razredu pasovne širine zanke $\Delta f \approx B_{ZANKA}$ v faznem šumu $PLL$ nastopata šuma $VCO$ in reference, oba s prenihaji:

$$H(\omega) = \frac{-K_\phi K_{VCO}}{\omega^2 (C_1 + C_2) N} \cdot \frac{1 + j\omega\tau_2}{1 + j\omega\tau_1}$$

Prenos šuma REF

$$\left|\frac{\phi}{\phi_{REF}}\right| = \left|\frac{H(\omega)}{1 + H(\omega)}\right|$$

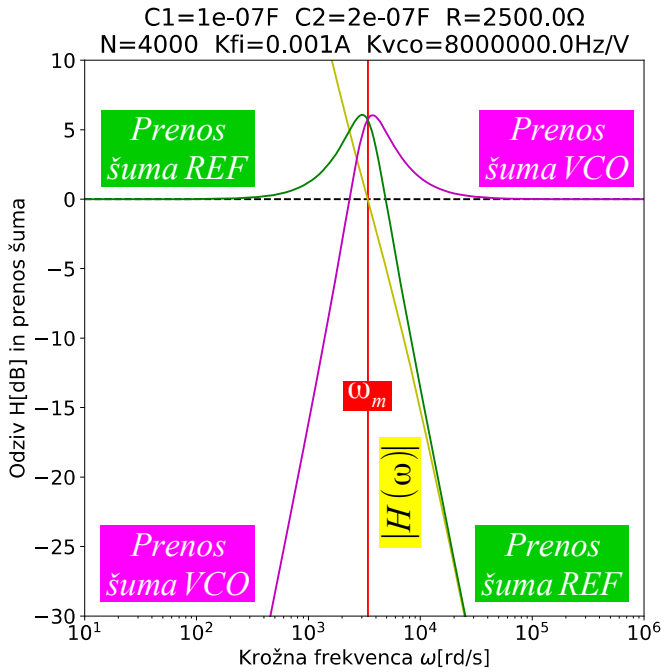
Prenos šuma VCO

$$\left|\frac{\Delta\phi}{\phi_{REF}}\right| = \left|\frac{1}{1 + H(\omega)}\right|$$

$$H(\omega) \rightarrow H(2\pi\Delta f)$$

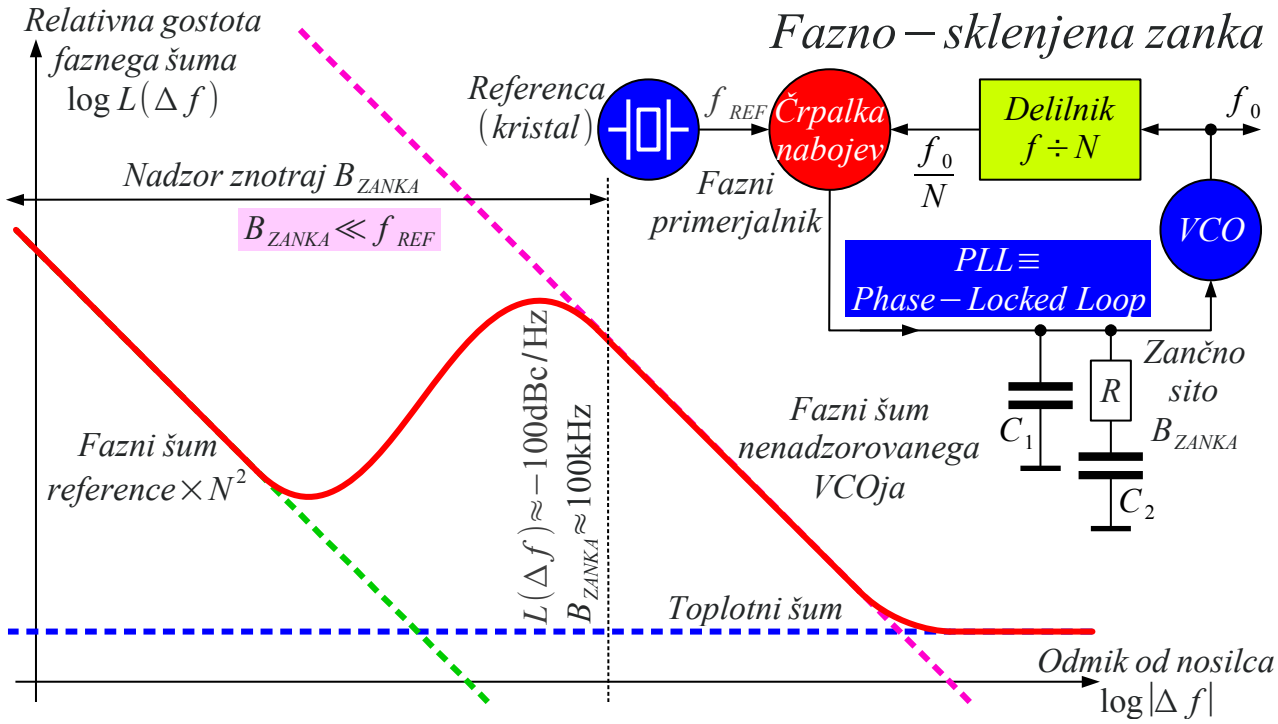
$$L(\Delta f) = L(\Delta f)_{VCO} \cdot \left|\frac{1}{1 + H(2\pi\Delta f)}\right|^2 + L(\Delta f)_{REF} \cdot N^2 \cdot \left|\frac{H(2\pi\Delta f)}{1 + H(2\pi\Delta f)}\right|^2$$

Prenos faznega šuma

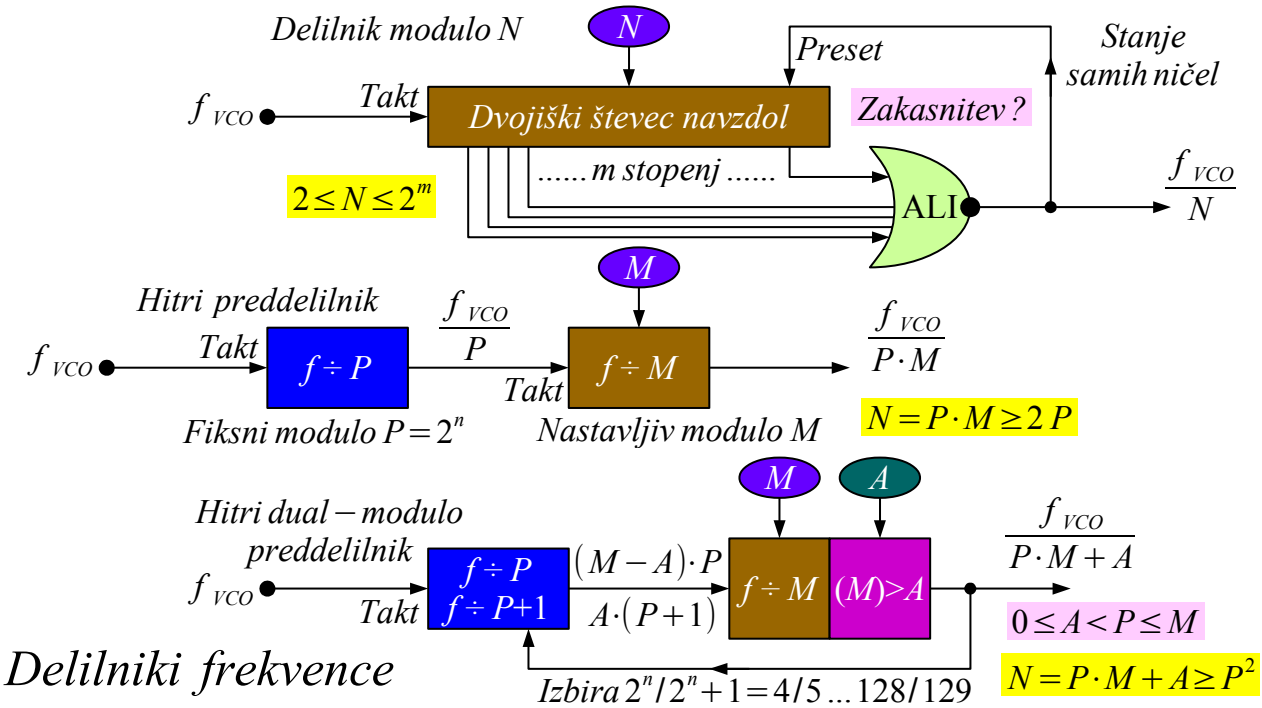



Poleg reference in $VCO$ lahko proizvajajo fazni šum tudi drugi sestavni deli $PLL$. Razlog je lahko neumen: motnje na skupnem napajanju številnih sklopov $PLL$. Črpalka nabojev z mrtvim hodom (histerezo) lahko proizvaja dodaten šum. Delilniki frekvence v nekaterih starih tehnologijah logičnih vezij lahko proizvajajo dodaten šum. Danes je največji izvor dodatnega šuma interpolacija v ulomkovnem (fractional) $PLL$.

Pasovna širina fazno-sklenjene zanke $B_{ZANKE} \ll f_{REF}$ je vedno dosti manjša od primerjalne frekvence črpalke nabojev. Pri prenosu faznega šuma se črpalko nabojev lahko obravnava kot linearno vezje znotraj pasovne širine zanke $f \leq B_{ZANKE}$ oziroma nima učinka zunaj pasovne širine zanke $f > B_{ZANKE}$. Pasovna širina sodobne fazno-sklenjene zanke in velikostni razredi šumov v njej so prikazani na spodnji risbi:




Vsak PLL frekvenčni sintetizator potrebuje enega ali več frekvenčnih delilnikov. Nastavljiv delilnik frekvence odšteva impulze ure navzdol. Ko doseže ničlo, ga logika ponastavi (preset) na izbrano začetno vrednost $N$ in odda impulz na izhodu. Števec je običajno dvojiški, ker dvojiški števci dosežejo višjo frekvenco ure od števcev drugačnih modulov. Modulo deljenja je v območju $2 \le N \le 2^m$ , kjer je $m$ število dvojiških stopenj (flip-flopov):



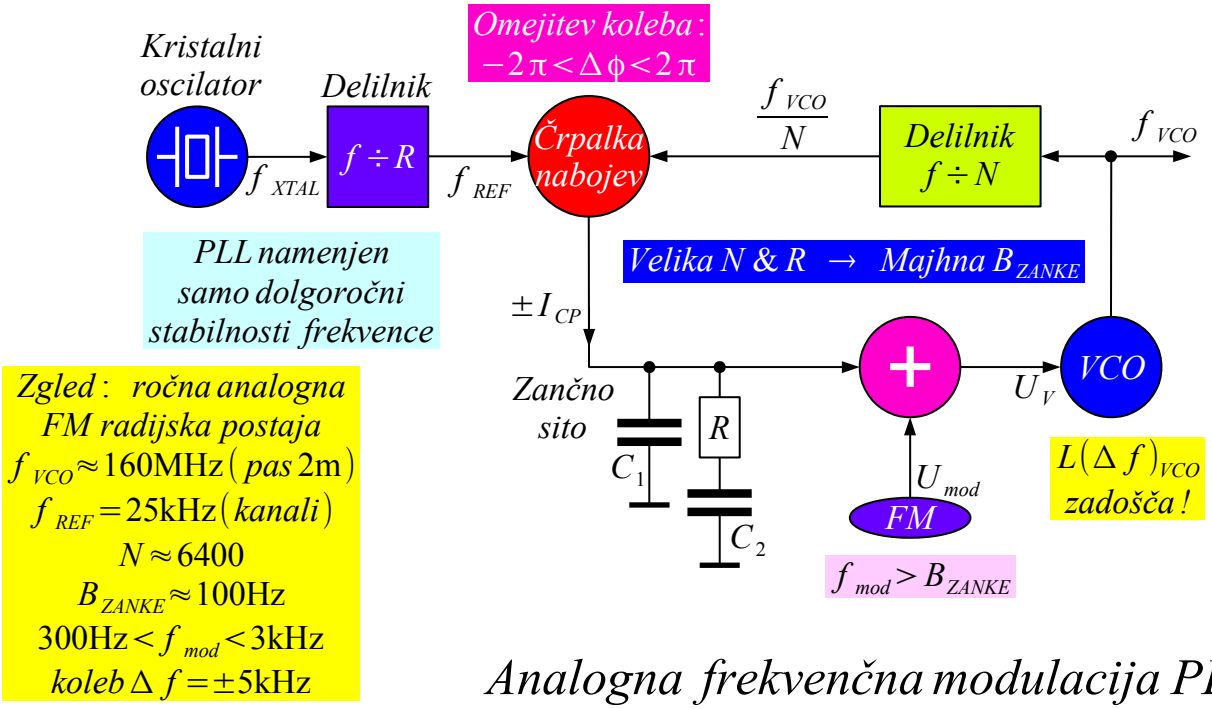

V cilju znižati porabo električne energije in ceno je delilnik razdeljen v več stopenj. V hitrem preddelilniku so uporabljena $ECL$ vezja, ki dosežejo

visoko frekvenco ure več $GHz$ za ceno visoke porabe energije. V glavnem deiliniku so uporabljena počasnejša $MOS$ vezja za minimalno porabo.

Najcenejši izdelki (televizijski sprejemnik) uporabljajo $ECL$ preddelilnik s fiksnim modulom $P=2^6=64$ . Skupni modulo $PLL$ se v tem primeru da nastavljati samo v korakih $N=P\cdot M=64\cdot M$ .

Zahtevnejši izdelki uporabljajo $ECL$ preddelilnik z dvojnim modulom $P/(P+1)$ . Pri tem mora biti glavni $MOS$ delilnik zadosti hiter, da izbere modulo preddelilnika za vsak cikel posebej. Skupni faktor deljenja $N=P\cdot M+A>P^2$ se sicer da nastavljati v korakih po ena z $M$ in $A$ , ampak samo nad določeno vrednostjo $P^2$ .

$PLL$ naj načeloma ne bi dopuščal istočasne frekvenčne modulacije lastnega $VCO$ še s kakšnim drugim signalom, saj to povzroči motnjo delovanju črpalke nabojev. Pri zankah z velikim modulom $N$ se linearno področje delovanja črpalke nabojev raztegne na $\Delta\phi=\pm N\cdot 2\pi$ . V takšni zanki dodatna ozkopasovna frekvenčna modulacija $VCO$ (govor) še ne prekorači linearnega področja črpalke nabojev in še ne povzroči izpada zanke:



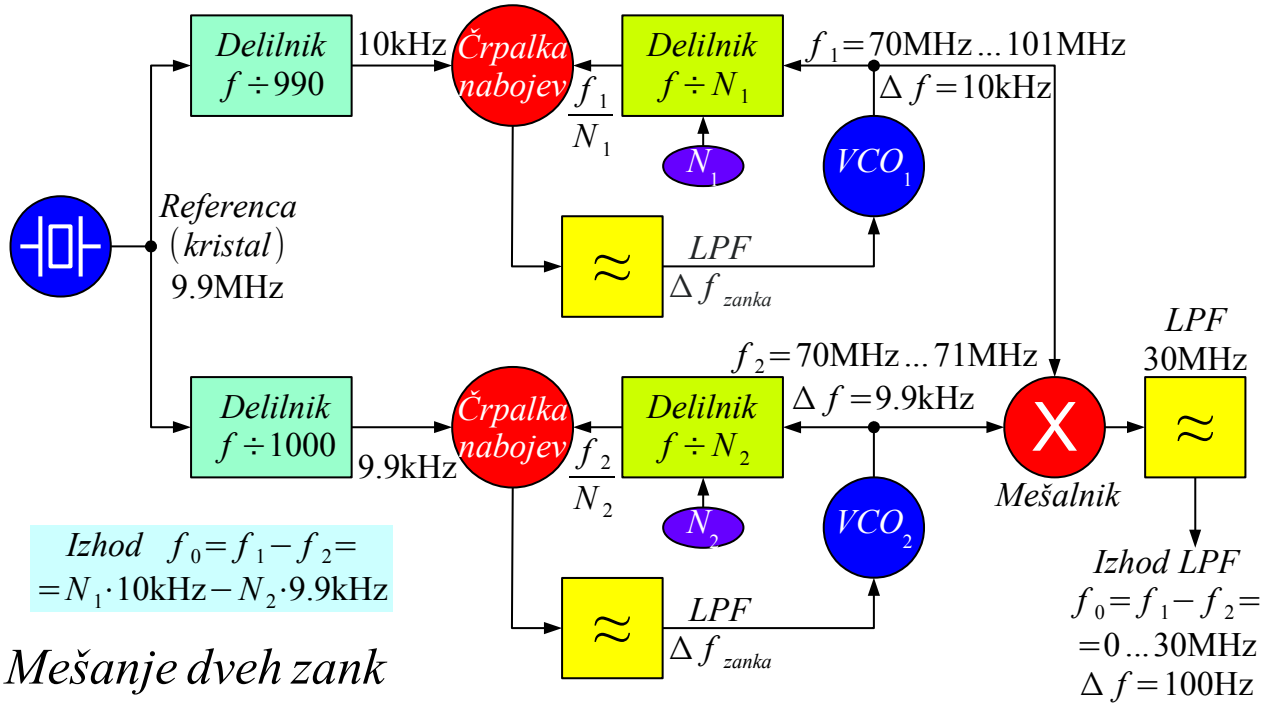

*Analogna frekvenčna modulacija PLL*

Zgled je ročna govorna radijska postaja za pas $f=160\text{MHz}$ in kanalski razmak $\Delta f=f_{REF}=25\text{kHz}$ . Pasovna širina zanke $B_{ZANKA}<f_{mod}$ je sicer ožja od frekvence modulacije, ampak frekvenčni

koleb modulacije $\Delta f = \pm 5\text{kHz}$ je daleč ožji od tistega, kar dopušča črpalka nabojev za delilnikom $N$ .

Omejitev vseh $PLL$ frekvenčnih sintetizatorjev je primerjalna frekvenca $f_{REF} = \Delta f$ oziroma frekvenčni korak sintetizatorja. Višjo ločljivost omogoča večji modulo $N$ in ustrezno nižja $f_{REF}$ za ceno čedalje počasnejše zanke (nižanje $B_{ZANKE}\downarrow$ ) in slabšega nadzora $VCO$ . Praktična spodnja meja za radijske naprave je $f_{REF} \geq 10\text{kHz}$ oziroma $B_{ZANKE} \geq 100\text{Hz}$ .

Frekvenčni sintetizatorji nekaterih merilnih inštrumentov so uporabljali vse do ducat fazno-sklenjenih zank. Za doseganje ožjih frekvenčnih korakov so seštevali, odštevali, množili in delili njihove izhodne frekvence. Najpreprostejši tak sintetizator uporablja mešanje dveh $PLL$ z nekoliko različnima korakoma $\Delta f_1 = 10\text{kHz}$ in $\Delta f_2 = 9.9\text{kHz}$ . Razlika obeh frekvenc dosega ločljivost $\Delta f = 100\text{Hz}$ , kar zadošča za lokalni oscilator kratkovalovne SSB govorne radijske postaje:



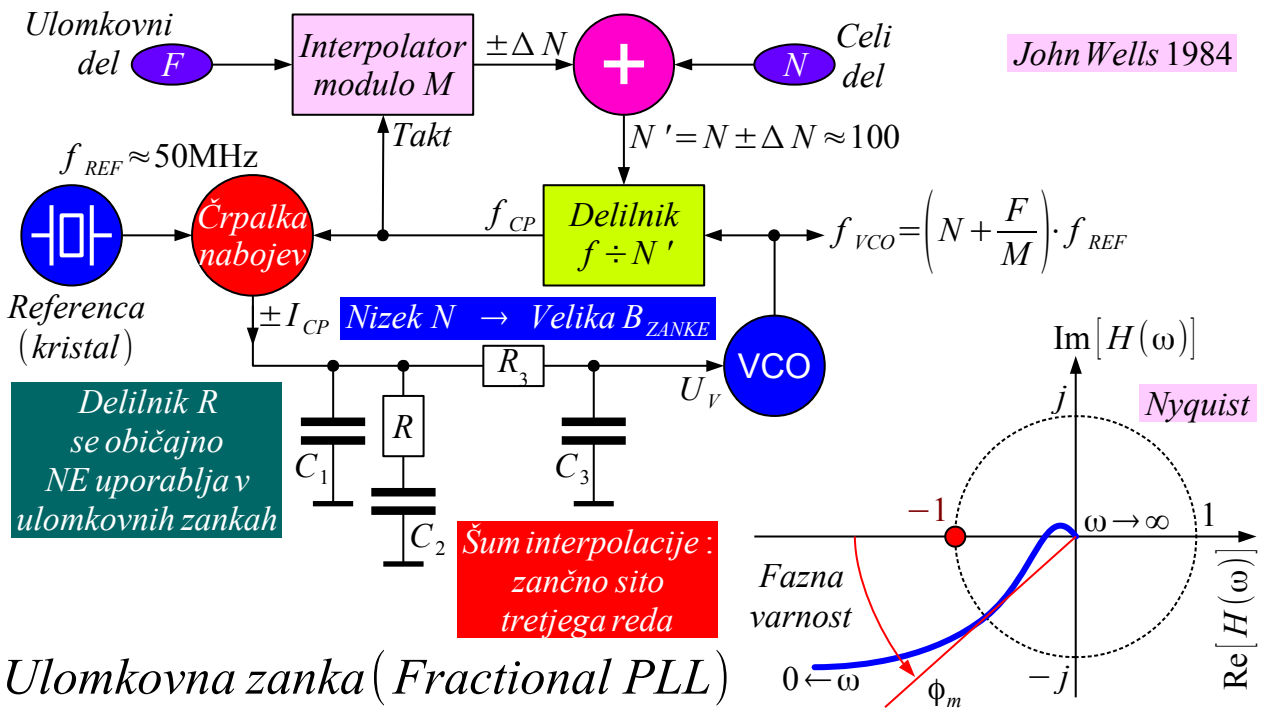

Več fazno-sklenjenih zank pomeni večje izmere naprave, večjo porabo energije, višjo ceno izdelka, nižjo zanesljivost delovanja in večjo nevarnost tvorjenja neželjenih frekvenčnih brkov. Z izjemo nekaterih merilnih inštrumentov je v večini naprav vse to skrajno nezaželjeno.

Čeprav $PLL$ vedno deluje s celoštevilskimi delilniki frekvence, je veliko število razvijalcev poskušalo izdelati ulomkovni $PLL$ . Večina je

poskušala z različnimi krmiljenimi analognimi faznimi sukalniki v referenčni veji $f_{REF}$. Analogni fazni sukalniki zahtevajo tako skrbno nastavitev, da so uporabni kvečjemu v merilnih inštrumentih.

Leta 1984 je razvijalec John Wells pri tovarni Marconi Instruments našel zanimivo rešitev, kako izdelati ulomkovno fazno-sklenjeno zanko brez zahtevnih analognih vezij. $PLL$ sicer uporablja fiksen modulo $N'$, vendar je slednji v vsakem ciklu $f_{REF}$ oziroma $f_{CP}$ drugačen. Motnjam stalnega spreminjanja modula se Wells izogne z duhovitim načrtovanjem interpolatorja, ki frekvenčni spekter motenj premakne na višje frekvence, kjer jih zančno sito zaduši.

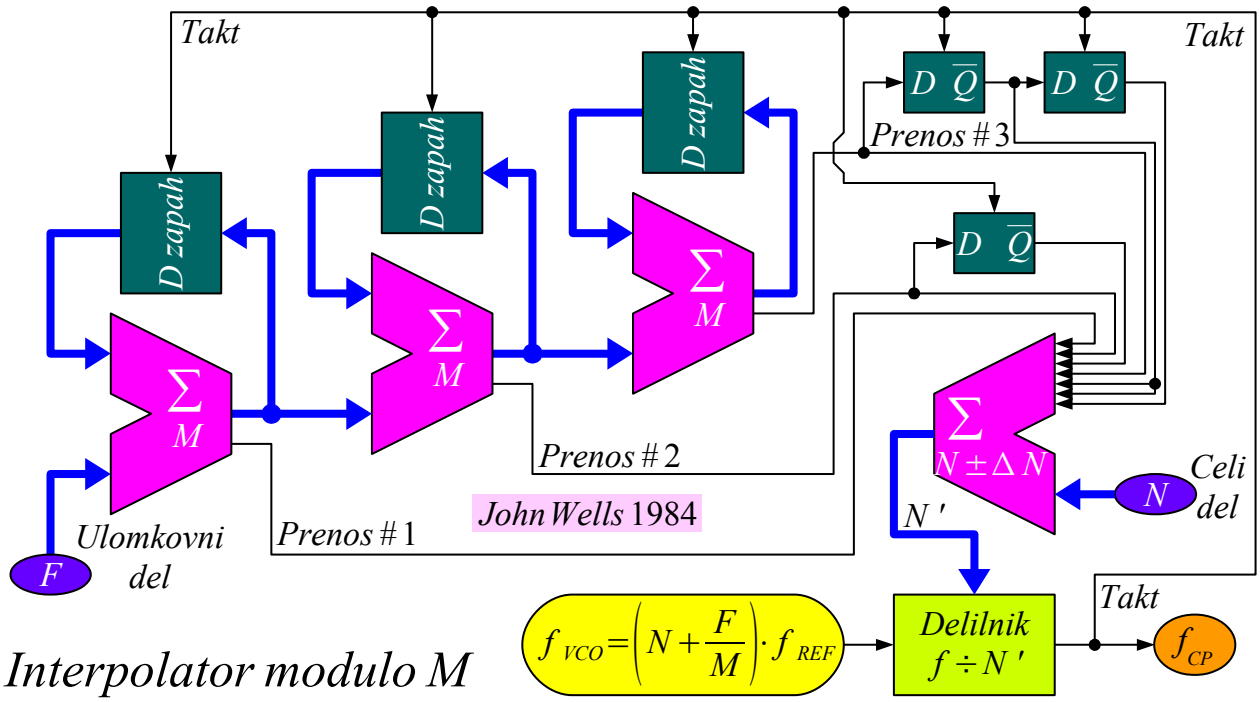
Primerjalna frekvenca $f_{REF}$ ulomkovne zanke je dosti višja od celoštevilske zanke, praktično enaka frekvenci referenčnega kristala za boljše dušenje šuma interpolacije. Zančno sito ulomkovne zanke je tretjega ali celo četrtega reda za boljše dušenje šuma interpolacije kljub slabši fazni varnosti:




V 21. stoletju cenena in zanesljiva ulomkovna zanka omogoči natančno uglaševanje v OFDM širokopotrošnih sprejemnikih: WiFi, DVB-T, DAB, LTE...

Kako je John Wells izdelal interpolator za njegovo tako uspešno ulomkovno zanko? Interpolator poganja ura $f_{CP}$, ki za vsak cikel deljenja izračuna nov celoštevilski modulo $N'=N\pm\Delta N$, kjer predstavlja $N$ fiksen celi del in $\pm\Delta N$ spremenljivi popravek za doseganje ulomka $F/M$. Interpolator vsebuje več stopenj. Vsaka stopnja vsebuje seštevalnik

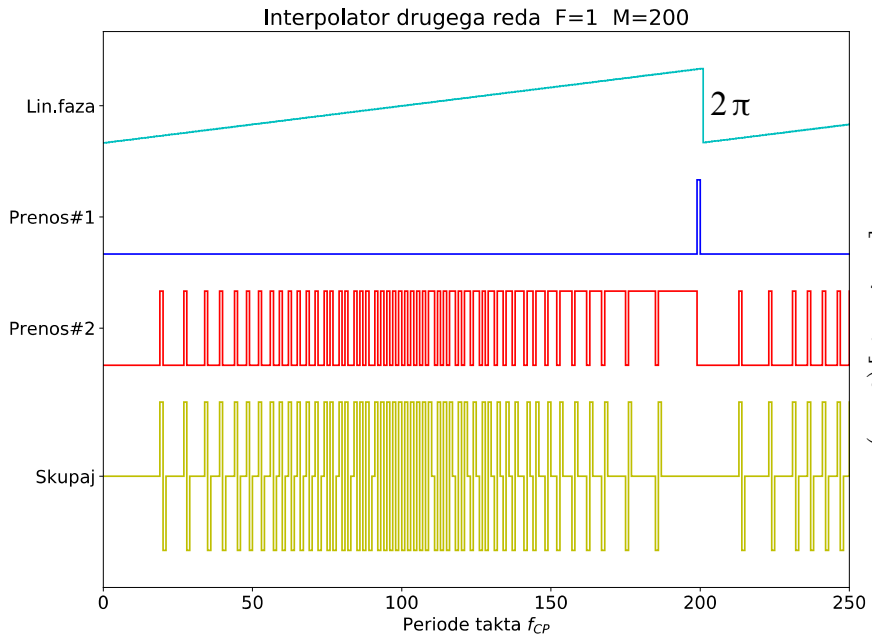
in akumulator (D zapah). Seštevanje gre modulo $M$ :



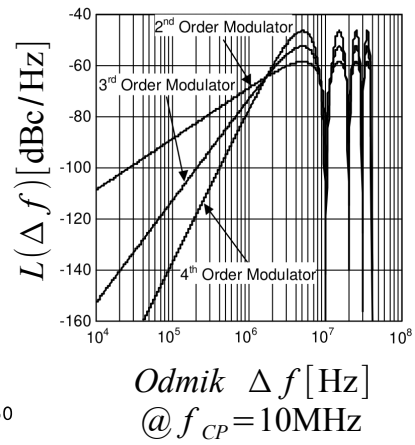

*Interpolator modulo M*

Prva stopnja interpolatorja (Prenos#1) izračuna potreben dodatek faze vsak cikel v območju $\Delta N = 0,1$ . Tak popravek je zelo grob. Druga stopnja (Prenos#2) izračuna popravek faze znotraj enega cikla. Ker črpalka nabojev krmili frekvenco $VCO$ , je treba Prenos#2 še odvajati z zakasnitvijo (D-flip-flop) in prištevanjem/odštevanjem v območju $-1,0,1$ . Skupni popravek prve in druge stopnje je v območju $\Delta N = -1,0,1,2$ :

*Delovanje interpolatorja*




*Fazni šum interpolatorja*

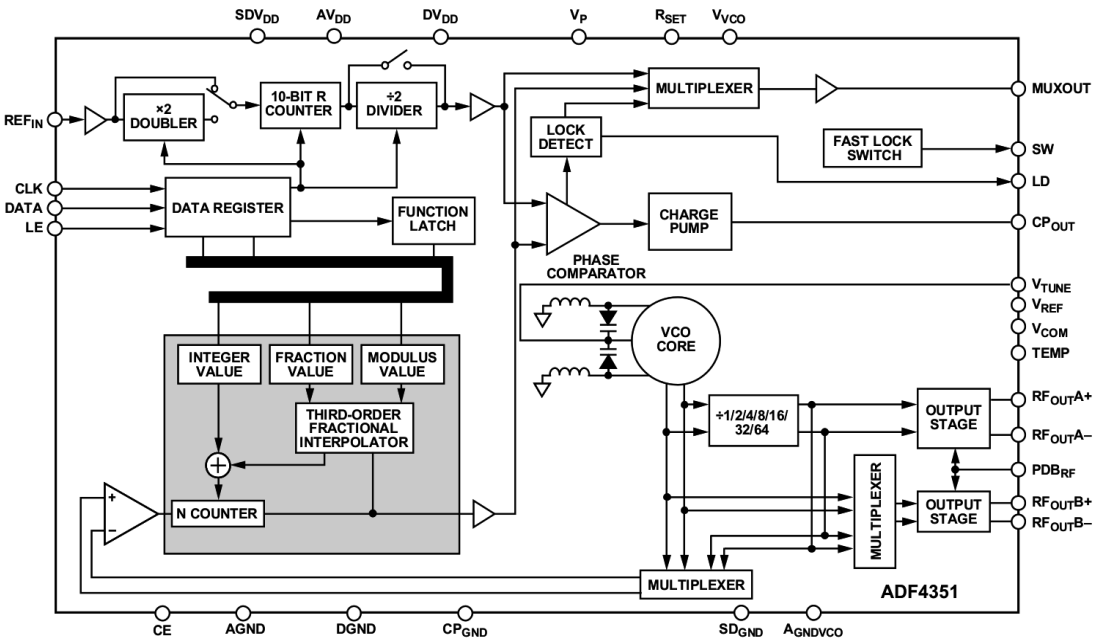


Izhod tretje stopnje (Prenos#3) je treba dvakrat odvajati v zaporedje $1,-2,1$ , kar daje skupni popravek prve, druge in tretje stopnje v območju $\Delta N=-3,-2,-1,0,1,2,3,4$ . Z višanjem reda interpolacije se sicer izboljšuje popravek, ampak se hkrati hitro veča amplituda popravka. Interpolatorjev zato ni smiselno graditi več kot četrtega reda.

Opisano vezje interpolatorja se danes imenuje $MASH$ (Multi stAge noise SHaping). Poleg povprečnega oblikovanja spektra motenj ima $MASH$ še posebne primere. $MASH$ daje najslabši spekter v bližini celoštevilskih frekvenc pri $F=1$ oziroma $F=M-1$ .

Ko imata $F$ in $M$ največji skupni mnogokratnik večji od enote, interpolator ne gre skozi vsa možna stanja sam od sebe. Izdelovalci $MASH$ frekvenčnih sintetizatorjev v svoja vezja dodajajo še različne izvore naključnosti glede na željeno dušenje motečih pojavov: posamezen nosilec, več ozkopasovnih nosilcev ali širokopasovni šum.

Kako se lotiti načrtovanja frekvenčnega sintetizatorja danes? Integrirano vezje ADF4351 proizvajalca Analog Devices so kopirali in tudi izboljšali številni drugi proizvajalci, med njimi sam Analog Devices, da si danes zasluži obravnavo v učbeniku:




*Ulomkovna zanka ADF4351 proizvajalca Analog Devices*

ADF4351 vsebuje celoten frekvenčni sintetizator z ulomkovno zanko do frekvence $f \leq 4.4\text{GHz}$ . Zunanja sta le referenčni kristalni oscilator in $RC$ zančno sito tretjega reda. $VCO$ vsebuje tri ločene oscilatorje, ker vsak pokrije 16 ožjih frekvenčnih pasov, da z nizkim faznim šumom pokrijejo

področje $f = 2.2\text{GHz} \ldots 4.4\text{GHz}$ . Z vgrajenimi frekvenčnimi delilniki lahko čip proizvede nižje izhodne frekvence vse do $f \geq 34.375\text{MHz}$ . Vgrajeni $PLL$ lahko dela v celoštevilskem oziroma v ulomkovnem načinu. V ulomkovnem načinu uporablja $MASH$ interpolator tretjega reda.

ADF4351 je črn kvadratek $5\text{mm} \times 5\text{mm}$ z $32$ priključki. Večino prostora porabijo številni kondenzatorji in dušilke na napajanju. Številne registre ADF4351 nastavi mikrokrmilnik, v enostavnem sintetizatorju zadošča PIC12F675. Referenčni kristalni oscilator je $TCXO$ za $f_{REF} = 32.000\text{MHz}$ :

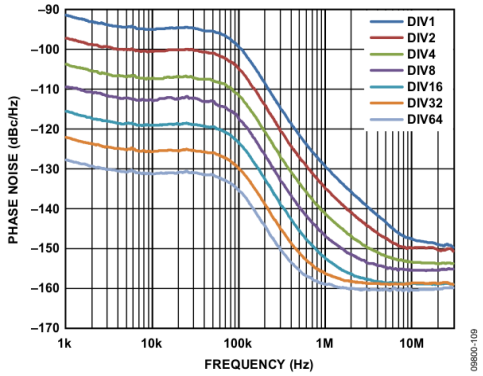
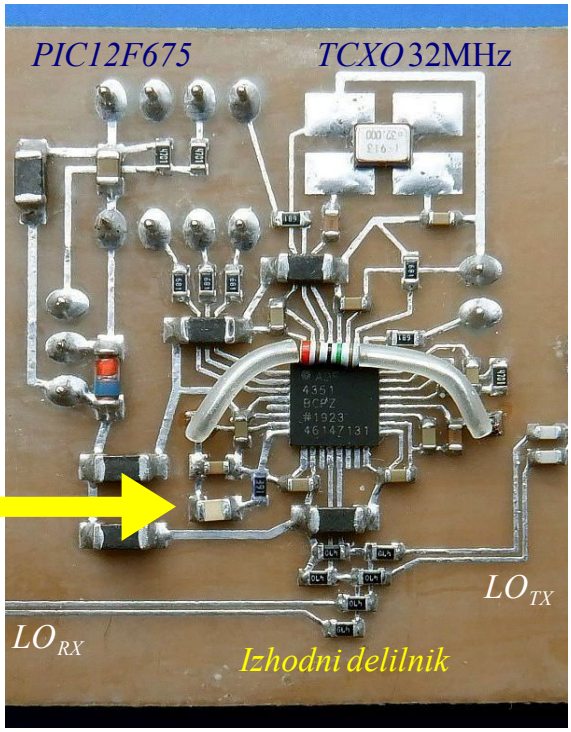



Figure 9. Closed-Loop Phase Noise, Fundamental VCO and Dividers, VCO = 4.4 GHz, PFD = 25 MHz, Loop Filter Bandwidth = 63 kHz

$C_1 = 3.3\text{nF}$
$C_2 = 47\text{nF}$ $\quad R_3 = 1.5\text{k}\Omega$
$R = 390\,\Omega$ $\quad C_3 = 470\text{pF}$
$\tau_1 = 1.2\,\mu\text{s}$ $\quad \tau_3 = 0.7\,\mu\text{s}$
$\tau_2 = 18\,\mu\text{s}$




*Vir z ADF4351*

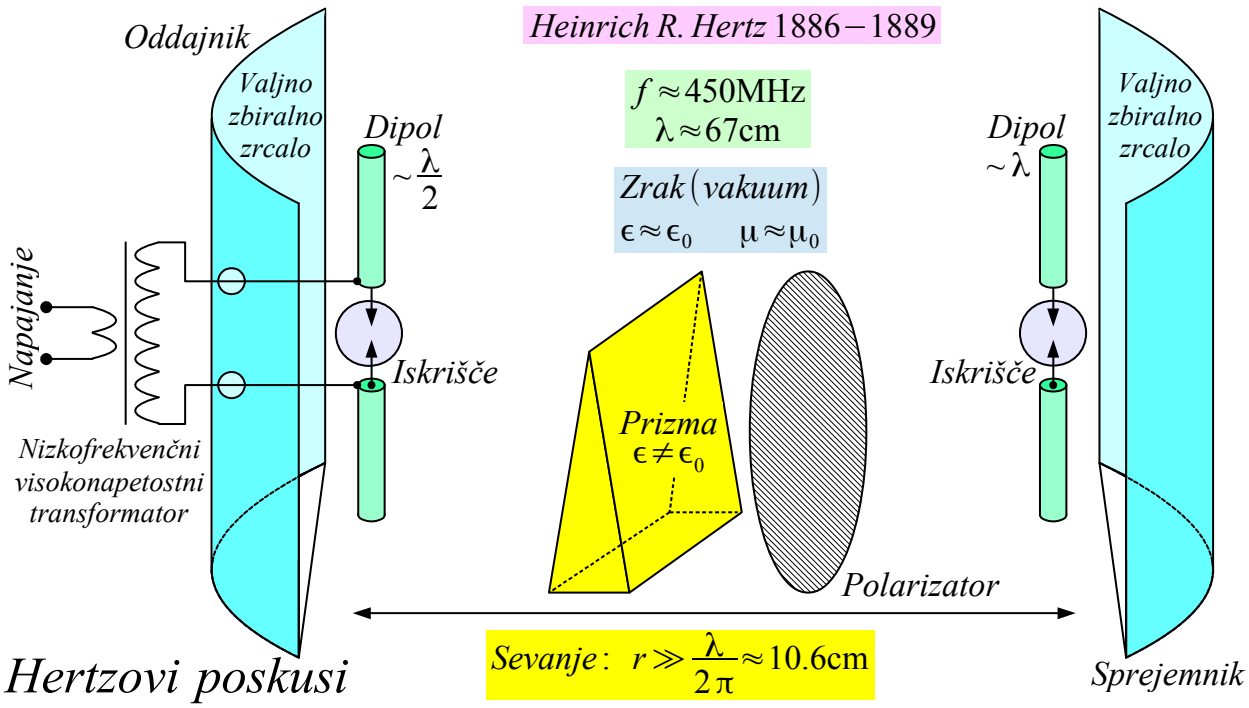
Končni fazni šum ADF4351 v ulomkovnem načinu ni kaj dosti slabši od faznega šuma istega čipa v celoštevilskem načinu. Povsem samoumevno se fazni šum izboljša za $-6\text{dB}$ za vsako deljenje izhodne frekvence z dva.

* * * * *

# 14. Radijski sprejemniki in oddajniki

Po mednarodnih predpisih ITU Radio Regulations je radio definiran kot elektromagnetno valovanje s frekvenco nosilca v pasu $9\text{kHz} \leq f \leq 400\text{GHz}$ , kar je v grobem tudi področje visokofrekvenčne tehnike. Številni elektronski gradniki, vezja in tehnike gradnje so bili razviti namenoma za to frekvenčno področje, za uporabo v radijskih sprejemnikih in radijskih oddajnikih. Sprejemniki in oddajniki na radijskih frekvencah še danes ostajajo najpomembnejše področje uporabe visokofrekvenčne tehnike, da si zaslužijo svoje namensko poglavje v učbeniku.

Heinrich Hertz, Nikola Tesla ter njuni sodobniki iz druge polovice devetnajstega stoletja so morali vse gradnike za svoje naprave izumiti in izdelati sami. Hertz je sploh moral dokazati neposredno povezavo med nizkofrekvenčno elektrotehniko na eni strani in svetlobo na drugi strani:

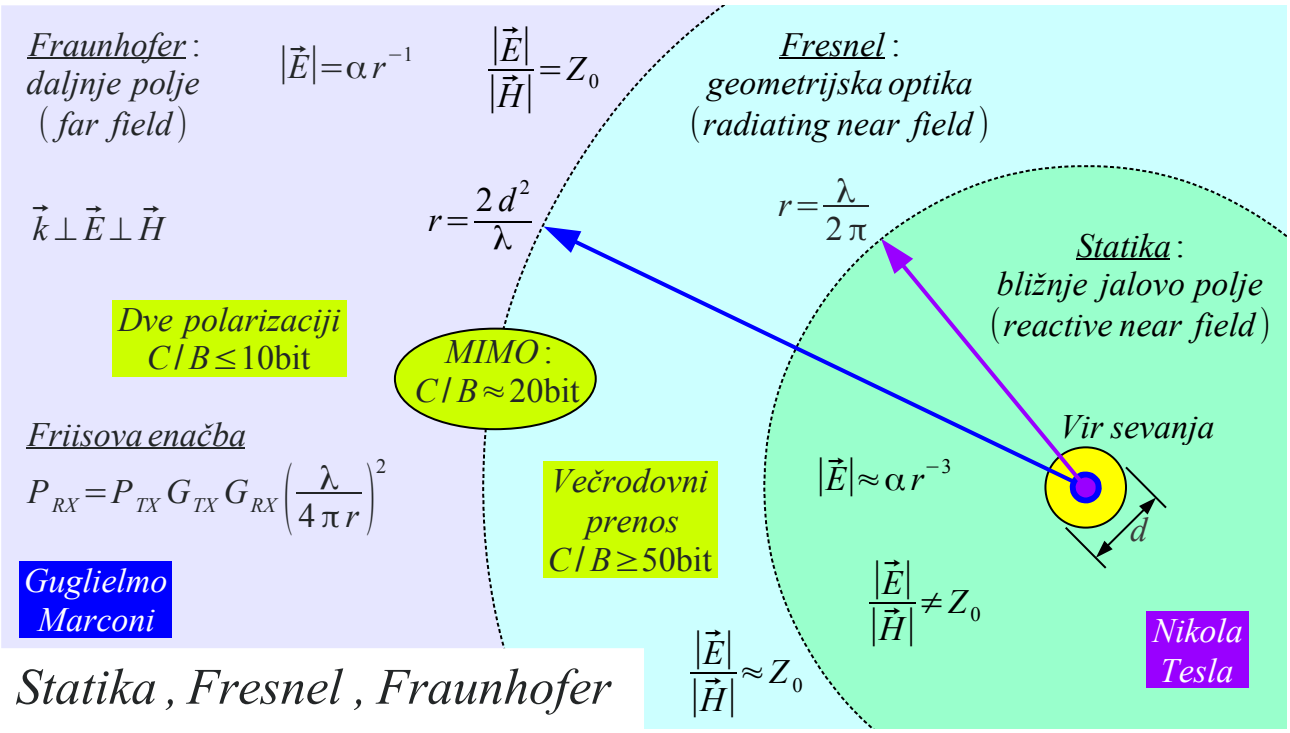



Hertzovi valovi so imeli z izjemo drugačne valovne dolžine vse lastnosti svetlobe: uklon, odboj, lom, razširjanje in polarizacijo. Po drugi strani se je dalo vse lastnosti Hertzovih valov nastavljati z elektrotehničnimi gradniki: električnimi vodniki, tuljavami, kondenzatorji, iskrišči kot stikali in podobno. Hertz je svoje poskuse razumel predvsem kot pomemben vezni člen med različnimi področji fizike, ampak jim ni pripisoval kakršnekoli praktično uporabne vrednosti.

Hertzov oddajnik vsebuje polvalovni dipol. Najprej nizkofrekvenčni visokonapetostni transformator naelektri dipol. Med sponkama dipola preskoči iskra, ki kratko sklene dipol. Dipol določen čas niha in medtem seva elektromagnetno valovanje. Naloga iskre je hitro stikalo, njeno sevanje svetlobe je za opisani poskus nepomembno.

Hertzov sprejemnik vsebuje enovalovni dipol. Impedanca enovalovnega dipola je visoka, da se v njemu inducira čim višja napetost. Prisotnost signala pokaže preboj v iskrišču sprejemnega dipola. Hertz je oba, sprejemnik in oddajnik opremil z valjnima zbiralnima zrcaloma, to je prvima radijskima usmerjenima antenama, da je povečal domet naprave. Z večjim dometom je lahko pokazal lom, odboj in polarizacijo valovanja.

Hertzovi nasledniki so poskusili v čim večji meri izkoristiti fizikalne lastnosti novo odkritega valovanja. Velikostni razred valovne dolžine Hertzovih valov omogoča njihovo uporabo v treh različnih območjih razdalje. Statika opisuje elektrotehnične pojave na majhnih razdaljah $r \ll \lambda$ v bližnjem jalovem polju, kar je raziskoval Nikola Tesla. Daljnje polje opisuje sevanje na velikih razdaljah $r > 2d^2/\lambda$ v Fraunhoferjevem področju, kar je raziskoval Guglielmo Marconi. Vmes je še Fresnelovo področje geometrijske optike, kjer so lastnosti valovanja spet nekoliko drugačne:




Poleg uporabnega dometa $r$ je pomemben podatek katerekoli zveze njena zmogljivost $C = dI/dt$ oziroma količina informacije, ki jo zveza lahko prenese v enoti časa. Natančen odgovor je dal matematik Claude Shannon šele leta 1948. Zmogljivost zveze je odvisna od razmerja signal/šum

$P_S/P_N$ ter od razpoložljive pasovne širine $B$. Shannonov izrek sicer velja za katerokoli vrsto zveze, kjer je brezvrvična zveza s Hertzovimi valovi samo ena od različnih možnosti.

Razvoj oddajnikov in sprejemnikov izboljšuje predvsem spektralno učinkovitost $C/B$. Teoretik Shannon je sicer pravilno ugotovil, kakšna je meja spektralne učinkovitosti $C/B$. Žal Shannon ni ugotovil, s kakšno modulacijo niti s kakšno obdelavo signala v oddajniku in v sprejemniku se takšni meji približati:

*Informacija* [bit] $I=\frac{1}{2}\cdot\log_2\left(1+\frac{W_S}{W_N}\right)$ (*Claude Shannon* 1948) $W_S \equiv$ *energija signala*, $W_N \equiv$ *energija šuma*

*Pasovna širina* [Hz] $B=\frac{1}{2T}$ (*Harry Nyquist* 1924) $T \equiv$ *perioda signala*

*Zmogljivost* [bit/s = bps] $C=\frac{dI}{dt}=m\cdot B\cdot\log_2\left(1+\frac{P_S}{P_N}\right)=m\cdot B\cdot\log_2\left(1+\frac{P_S}{B\cdot N_0}\right)$ $P_S \equiv$ *moč signala*, $P_N \equiv$ *moč šuma*, $N_0 \equiv$ *sp. gostota šuma*

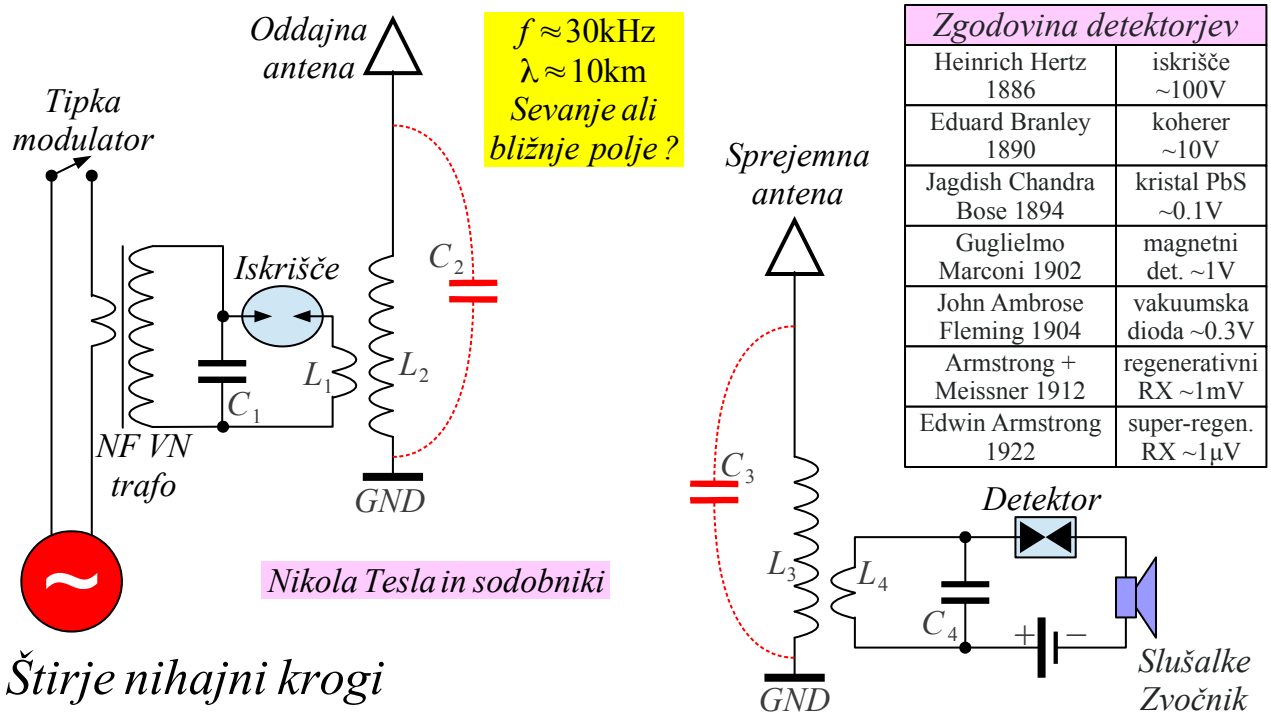
*Spektralna učinkovitost* [bit/s/Hz = bit] $C/B=m\cdot\log_2\left(1+\frac{P_S}{B\cdot N_0}\right)$ $m \equiv$ *število rodov*

| Leto | Vrsta radijske zveze | Pasovna širina $B$ | Zmogljivost $C$ | Spektralna učinkovitost $C/B$ |
|---|---|---|---|---|
| ~1910 | Telegrafija s sprejemom na sluh | 500Hz | 10bit/s | 0.02bit/s/Hz |
| ~1950 | Radioteleprinter | 250Hz | 50bit/s | 0.2bit/s/Hz |
| ~1990 | GSM telefon | 200kHz | 271kbit/s | 1.355bit/s/Hz |
| ~2010 | WiFi 802.11n ($m$=2) | 40MHz | 300Mbit/s | 7.5bit/s/Hz |

## *Zmogljivost radijske zveze*

Heinrich Hertz je frekvenco svojih valov določil s kovinskim dipolom na iskrišču, ki je hkrati deloval kot oddajna antena. Nikola Tesla in sodobniki so z iskriščem dosegali boljše rezultate na nižjih frekvencah z $LC$ nihajnimi krogi. Najuspešnejša se je izkazala vezana štirih $LC$ nihajnih krogov. Po preboju iskrišča zaniha prvi nihajni krog $L_1C_1$. Drugi nihajni krog $L_2C_2$ prilagodi impedanco oddajne antene, da izseva čim več moči oddajnika.

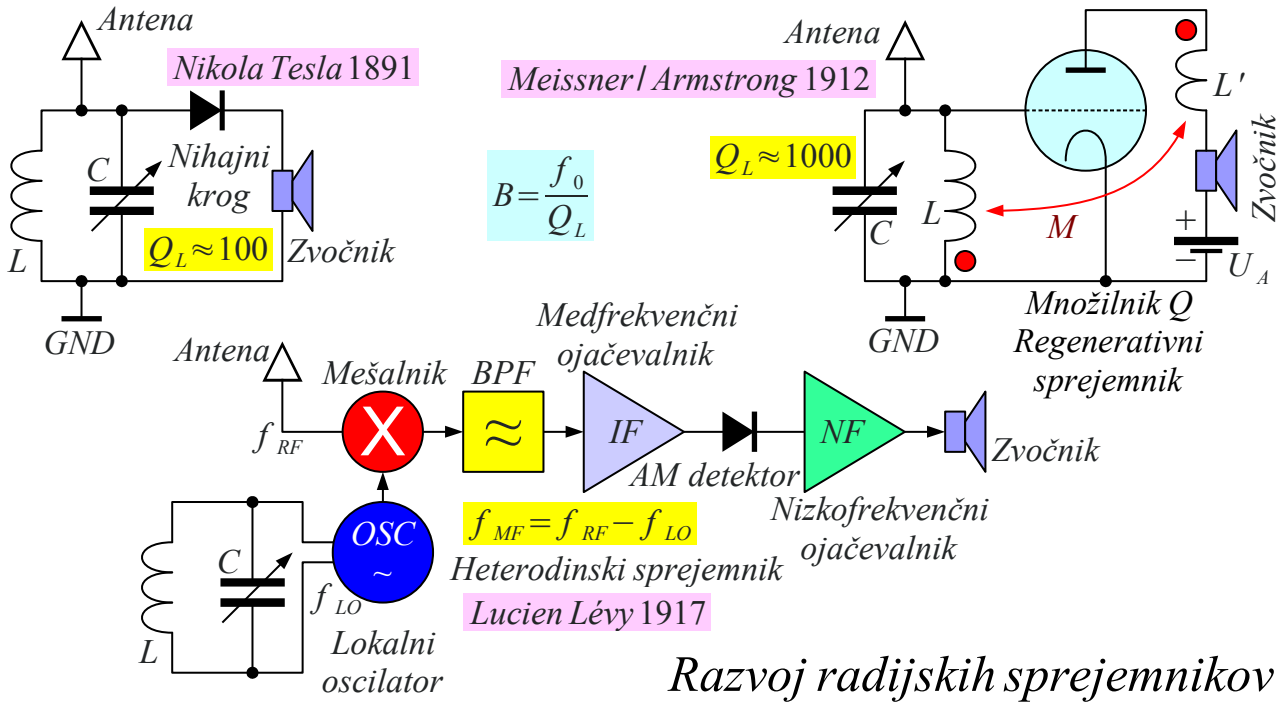
Tretji nihajni krog $L_3C_3$ prilagodi impedanco sprejemne antene, da vsesa čim več moči iz zraka. Končno četrti nihajni krog $L_4C_4$ prilagodi impedanco sprejetega signala na detektor, v tem času običajno koherer. Frekvence poskusov so bile tako nizke, da je največkrat šlo za statični električni sklop v bližnjem polju namesto sevanja. Kakršnakoli zrcala so pri tako nizkih frekvencah neusmerjena. Hertzove valove počasi nadomesti izraz radio:




| Zgodovina detektorjev | |
|---|---|
| Heinrich Hertz 1886 | iskrišče ~100V |
| Eduard Branley 1890 | koherer ~10V |
| Jagdish Chandra Bose 1894 | kristal PbS ~0.1V |
| Guglielmo Marconi 1902 | magnetni det. ~1V |
| John Ambrose Fleming 1904 | vakuumska dioda ~0.3V |
| Armstrong + Meissner 1912 | regenerativni RX ~1mV |
| Edwin Armstrong 1922 | super-regen. RX ~1μV |

Heinrich Hertz je uporabljal iskrišče tudi kot detektor v sprejemniku z zelo slabo občutljivostjo v razredu $\sim 100\text{V}$ . Nikola Tesla in sodobniki so večinoma uporabljali Branleyev koherer , ki doseže preboj med oksidiranimi zrnci kovine pri desetkrat nižji napetosti. Znatno boljšo občutljivost dosegajo detektorji iz polprevodnikov. Žal so detektorji iz galenita $PbS$ (ruda svinca) nezanesljivi in slabo ponovljivi.

Velik napredek v tehniki sprejemnikov in oddajnikov prinesejo vakuumske elektronke. Trioda Lee de Forest 1906, prvi zanesljiv in ponovljiv elektronski ojačevalnik, omogoči gradnjo občutljivih $\sim 1\text{mV}$ in selektivnih (množilnik $Q$ ) sprejemnikov. Preprost regenerativni sprejemnik z eno triodo sta razvila skoraj istočasno, a neodvisno Meissner in Armstrong leta 1912. Oscilator s triodo je učinkovitejši izvor visoke frekvence od iskrišča v oddajniku in zlahka doseže dosti višje frekvence od elektromehanskih generatorjev.




Razpoložljivost zanesljivih elektronskih vezij: ojačevalnikov, oscilatorjev in nelinearnih gradnikov omogoča načrtovanje in gradnjo bolj kompliciranih sprejemnikov. Eden najpomembnejših dosežkov radijske tehnike je heterodinski sprejemnik oziroma sprejemnik z mešanjem, Lucien Lévy 1917. Izum heterodinskega sprejemnika se pogosto pripisuje E. H. Armstrongu, čeprav je slednji med prvo svetovno vojno služboval kot ameriški oficir za zveze v Parizu, kjer je lahko videl Lévyjev izum.

Vsak nelinearni gradnik lahko množi signale v časovnem prostoru oziroma sešteva (odšteva) frekvence v frekvenčnem prostoru. Z mešanjem na primerno medfrekvenco heterodinski sprejemnik omogoča ugodnejšo obdelavo sprejetega signala z uporabo sicer večjega števila manj zahtevnih gradnikov. Inženir torej razdeli eno veliko in težko nalogo na večje število nezahtevnih, lahko rešljivih nalog.

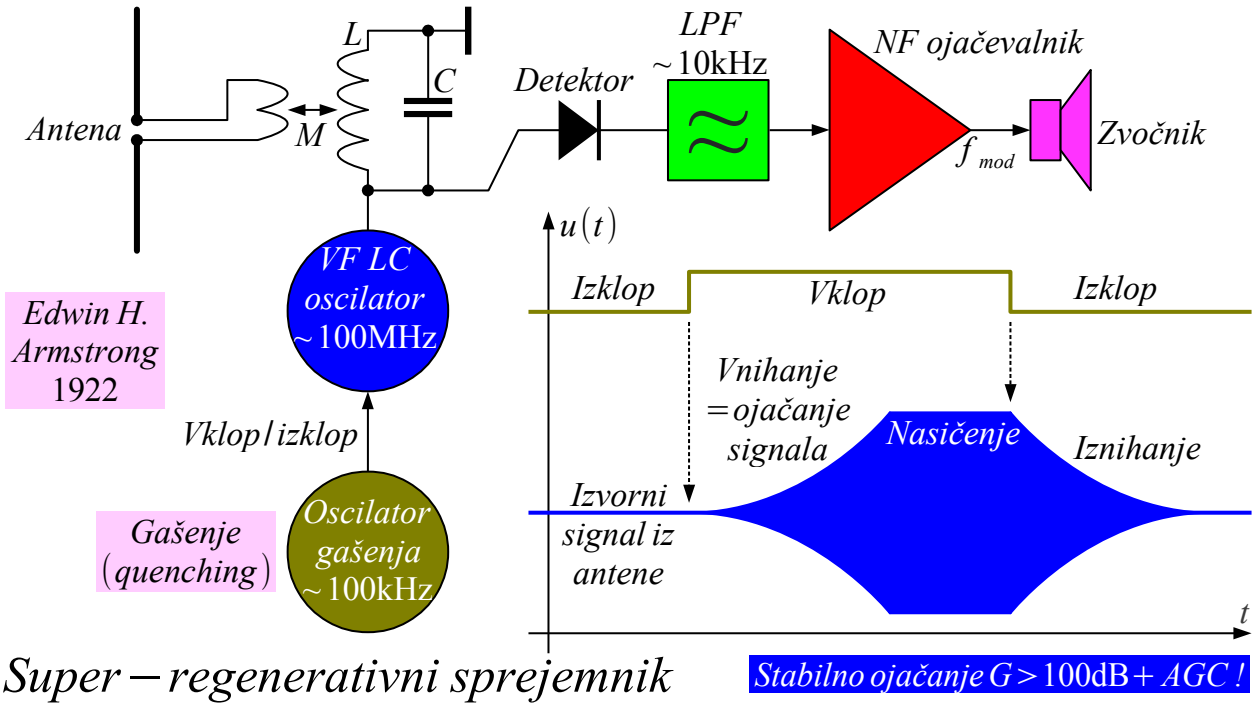
Heterodinski sprejemnik ima tudi pomanjkljivosti, kot so zrcalna frekvenca in drugi neželjeni produkti mešanja frekvenc. Dušenje neželjenih pojavov se včasih izvede celo z večkratnim mešanjem frekvenc v sprejemniku, kar lahko poenostavi frekvenčna sita.

Super-regenerativni sprejemnik izkorišča vnihanje oscilatorja. Nihanje oscilatorja vedno začne iz šuma oziroma šibkega signala na vhodu. Med vnihanjem amplituda naraste za več velikostnih razredov. Tik pred nasičenjem ojačevalnika je nihanje še vedo verna ojačana kopija izvornega signala.

Po nasičenju ojačevalnik signala ne ojača več. Po nasičenju je zato

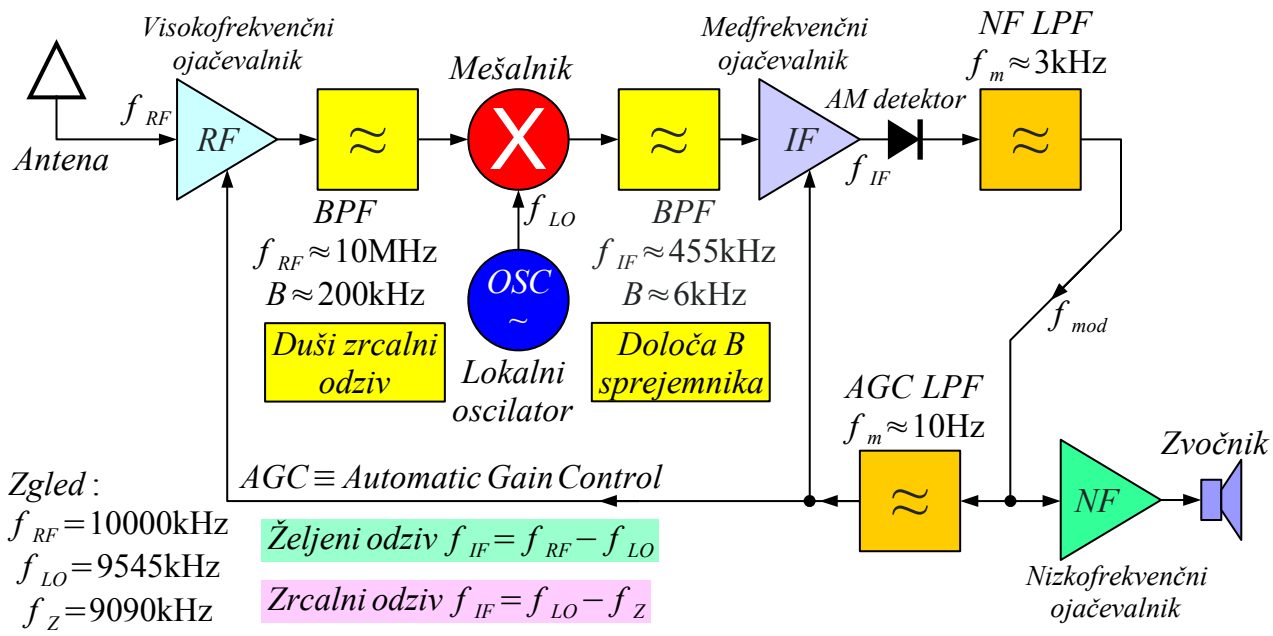
smiselno oscilator ugasniti, počakati, da se vsi nihajni krogi iznihajo in ponovno pognati oscilator iz mirujočega stanja. Celoten cikel ojačanja signala se tedaj ponovi.

Super-regenerativni sprejemnik lahko na ta način omogoča več kot $100\mathrm{dB}$ stabilnega ojačanja z eno samo triodo ali tranzistorjem, da dosega občutljivost $\sim 1\mu V$. Celo gašenje se da izvesti z istim ojačevalnikom kot visokofrekvenčno ojačanje. Super-regenerativni sprejemnik je uporaben samo za preprosto amplitudno modulacijo. Dodatna slaba lastnost super-regenerativnega sprejemnika je nižja selektivnost, ker je vhodni signal vzorčen s frekvenco gašenja:




Super-regenerativni sprejemnik je našel uporabo v preprostih radijskih postajah za zveze na kratke razdalje med tanki v drugi svetovni vojni. Preprosto vezje super-regenerativnega sprejemnika kljubuje zobu časa v otroških igračah in drugih preprostih radijskih zvezah celo v novem tisočletju. Slaba lastnost super-regenerativnega sprejemnika ostaja sevanje motenj stalnega zaganjanja visokofrekvenčnega oscilatorja.

Najbolj razširjen radijski sprejemnik dvajsetega stoletja ostaja heterodinski sprejemnik. V radiodifuznih sprejemnikih zadošča eno samo mešanje in ena sama vrednost medfrekvence $IF$ (Intermediate Frequency). Za sprejem amplitudne modulacije potrebuje heterodinski sprejemnik samodejno nastavljanje ojačanja $AGC$ (Automatic Gain Control), ki pri močnih signalih na vhodu sprejemnika zniža ojačanje in prepreči nasičenje verige ojačevalnikov:

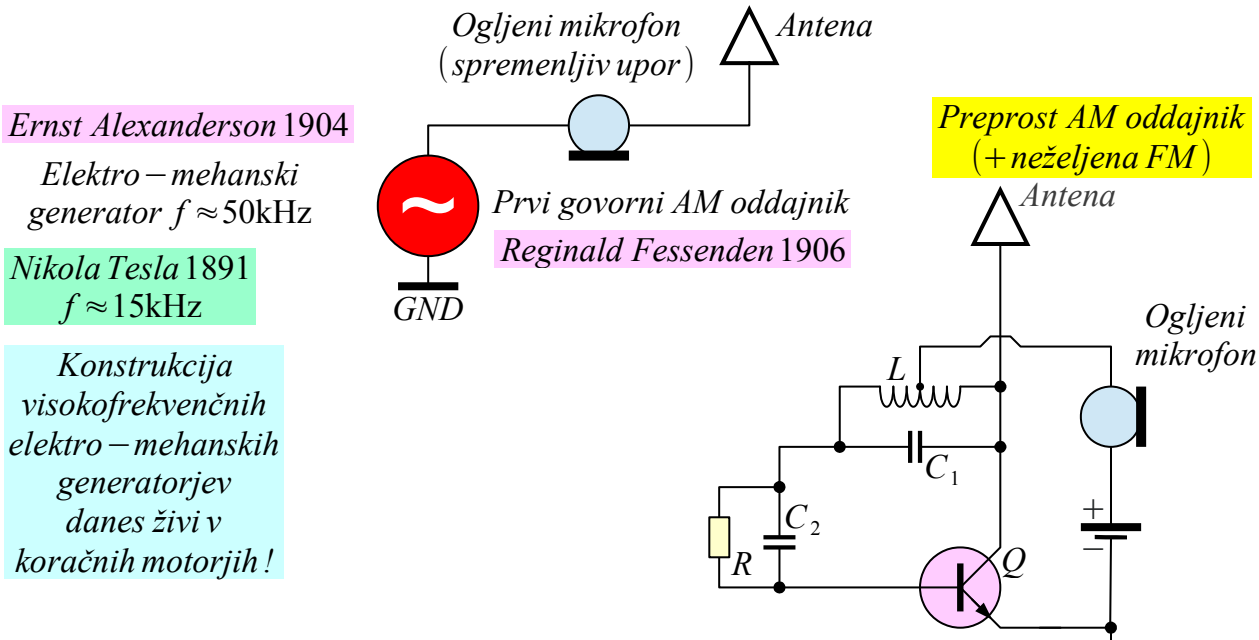



*Sodoben heterodinski AM sprejemnik*

Selektivnost sprejemnika določa pasovno sito na vrednosti medfrekvence $f_{IF} \approx 455\text{kHz}$ pri prenosu govora. Pasovno sito na vhodni frekvenci $f_{RF} \approx 10\text{MHz}$ predvsem duši odziv na zrcalni frekvenci $f_Z \approx 9090\text{kHz}$ in ostalih neželjenih odzivih mešalnika.

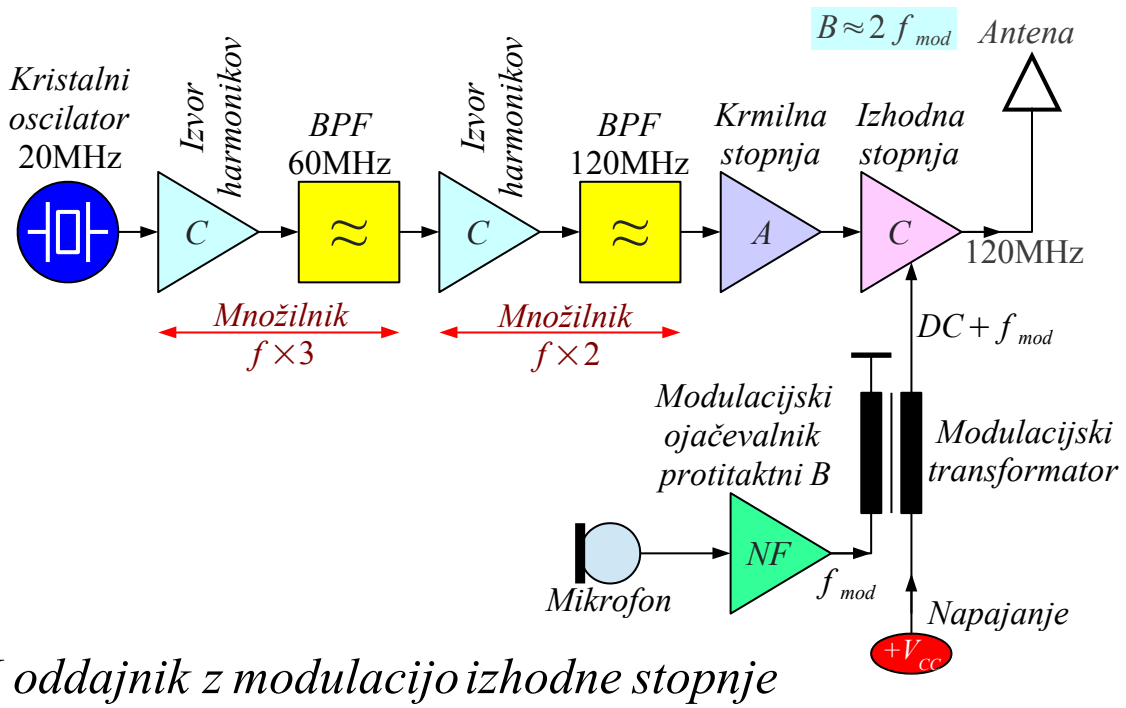
Oddajnik s prasketajočim iskriščem je omogočal samo komunikacijo z Morsejevo telegrafijo. Prenos govora in glasbe je zahteval čistejši oddajnik s stalnim nosilcem $CW$ (Continuous Wave). Frekvence nosilca v področju dolgih valov so omogočali celo elektromehanski generatorji. Prvi električni oscilatorji so izkoriščali negativno diferencialno upornost električnega loka. Oscilatorji z vakuumskimi elektronkami in s tranzistorji omogočajo dovolj čiste signale za prenos govora in glasbe na poljubni frekvenci.

Najpreprostejša govorna amplitudna modulacija je z nastavljivim uporom, ogljenim mikrofonom zaporedno z anteno oziroma zaporedno z napajanjem oscilatorja. Modulacija napajanja oscilatorja povzroči poleg željene amplitudne modulacije tudi nekaj neželjene frekvenčne modulacije nosilca:




## Amplitudno – modulirani (govorni) oddajniki

Čeprav se da amplitudno modulacijo doseči tudi na druge načine v malo-signalnih stopnjah, ima modulacija izhodne stopnje oddajnika v razredu $C$ najvišji izkoristek in je najbolj odporna na spremembe impedance muhastega bremena, kot je antena. Modulacija izhodne stopnje takšnega oddajnika zahteva tudi močnostni nizkofrekvenčni ojačevalnik v protitaktnem razredu $B$. Skupni izkoristek oddajnika z modulacijo izhodne stopnje kljub vsemu ostaja boljši od modulacije v malo-signalnih stopnjah:



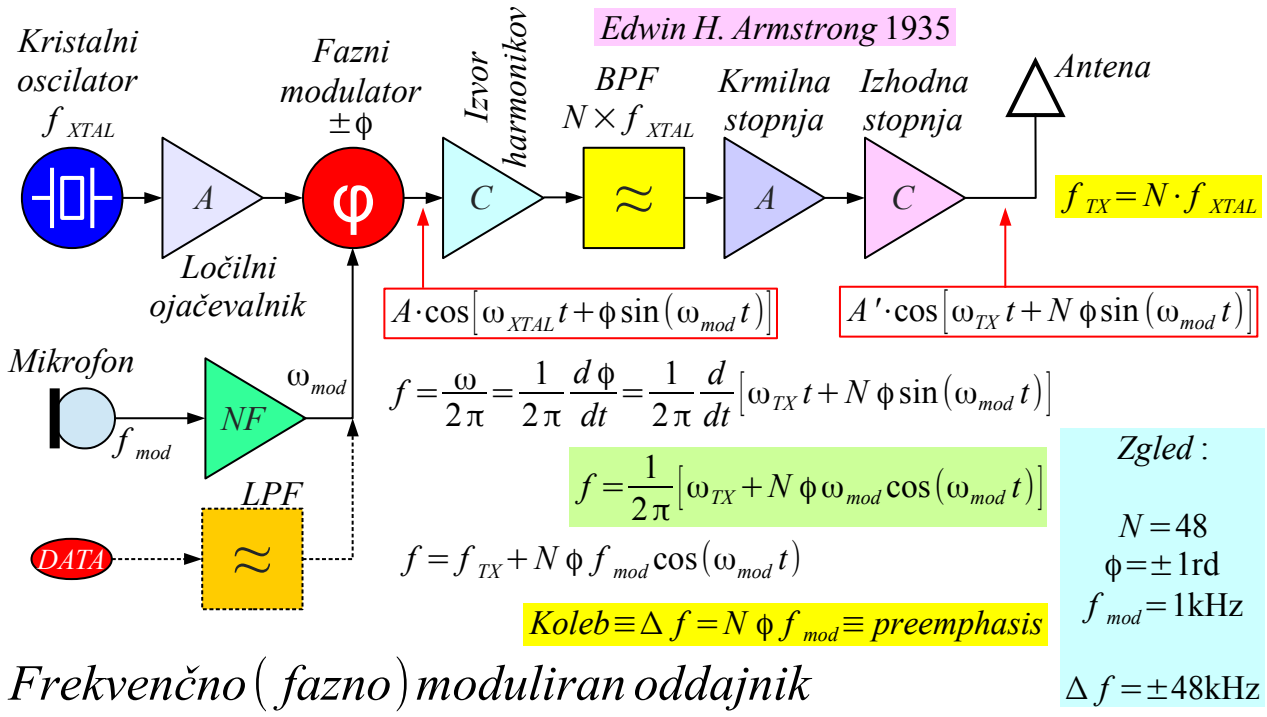

## AM oddajnik z modulacijo izhodne stopnje

Govorna amplitudna modulacija danes kljub neučinkovitosti ostaja v

uporabi v civilnem letalstvu v frekvenčnem pasu okoli $120\mathrm{MHz}$. V primerjavi z bolj učinkovitimi modulacijami ima preprosta amplitudna modulacija pomembno prednost. Kakršnokoli napako udeleženca, nepričakovano oziroma nepotrebno oddajo, vsi ostali udeleženci slišijo kot interferenčni pisk nosilcev dveh ali več nosilcev ter ravnajo previdno.

Letalske radijske postaje delujejo na en velikostni razred višjih frekvencah od kremenovih kristalov. Končno frekvenco oddajnika proizvaja veriga frekvenčnih množilnih stopenj za kristalnim oscilatorjem. Frekvenčne množilne stopnje so največkrat preprosto malo-signalni ojačevalniki v razredu $C$, ki proizvajajo obilico višjih harmonskih frekvenc. Željene harmonike nato izsejejo pasovna sita.

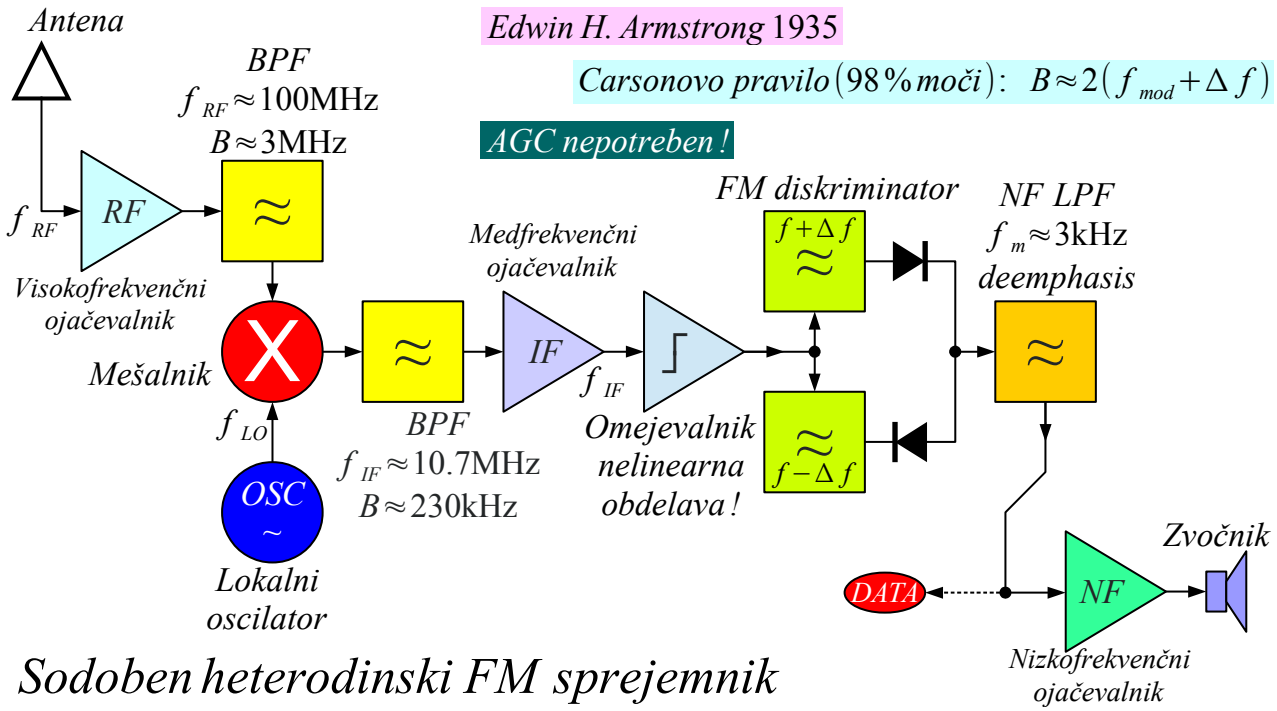
Množilniki frekvence lahko imajo še drugačne naloge pri drugih vrstah modulacije. Leta 1935 je Edwin H. Armstrong vpeljal analogno frekvenčno modulacijo, verjetno njegov najpomembnejši izum. Analogna frekvenčna modulacija omogoča boljše razmerje signal/šum z uporabo večje pasovne širine $B\uparrow$ in preproste nelinearne obdelave v sprejemniku: omejevanja signala. Frekvenčna modulacija torej že napoveduje Shannonov izrek o zmogljivosti zveze dobro desetletje kasneje.




Analogno frekvenčno modulacijo pogosto pridobimo iz fazne modulacije. Fazni modulator se da izdelati z nelinearnimi gradniki: feromagnetnimi jedri oziroma varaktorji. Fazni kot modulatorja je običajno omejen na $\phi=\pm1\mathrm{rd}$, kar je nekoliko premalo za učinkovito frekvenčno modulacijo. Preprosta rešitev je množenje izhodne frekvence modulatorja,

kjer se z istim faktorjem $N$ množi tudi fazni kot $N\phi$ oziroma koleb $\Delta f$ frekvenčne modulacije.

Sprejemnik za frekvenčno modulacijo je najpogosteje izdelan kot heterodinski sprejemnik. Nelinearna obdelava se izvede z omejevalnikom, ojačevalnikom v nasičenju v medfrekvenci sprejemnika $IF$. Sprejemnik za frekvenčno modulacijo zato običajno ne potrebuje samodejne nastavitve ojačanja oziroma $AGC$:



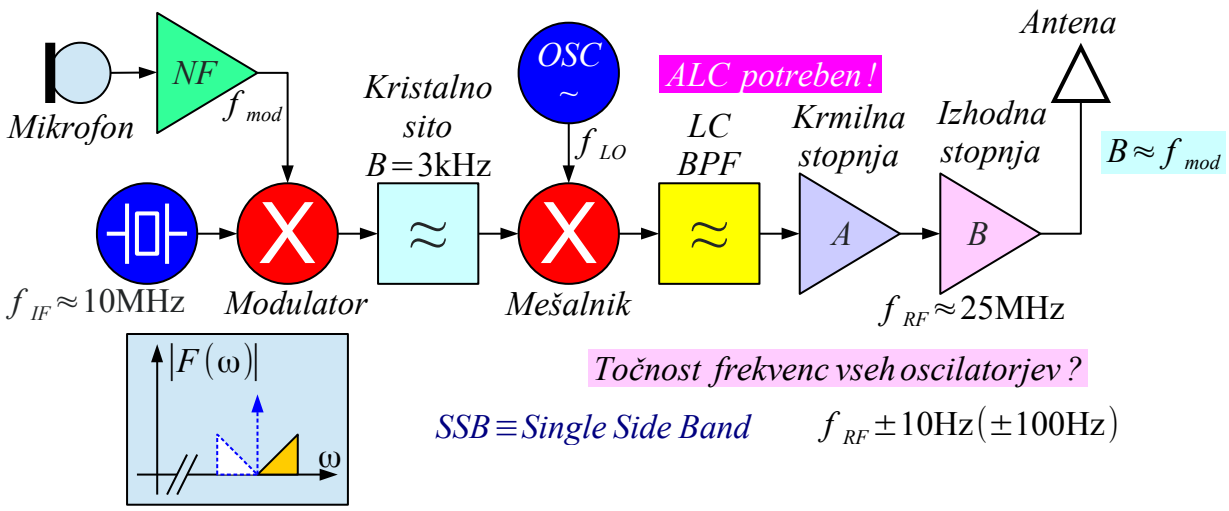

*Sodoben heterodinski FM sprejemnik*

Nelinearni obdelavi v ojačevalniku omejevalniku sledi frekvenčni diskriminator, ki spremembe frekvence pretvori v sorazmerne spremembe napetosti. Frekvenčni diskriminator vsebuje dva nihajna kroga oziroma enakovredno vezje, ki ima dva odziva obratnih predznakov nad in pod osrednjo vrednostjo medfrekvence.

Končni uporabnik ima pogosto obratne zahteve od frekvenčne modulacije. V določeni radijski zvezi je lahko pomembna minimalna poraba energije $W_{min}$ in minimalna pasovna širina $B_{min}$, na račun katerih je dopuščeno, da lahko trpi kakovost zvoka. Pasovno širino $B\downarrow$ se lahko razpolovi z oddajo enega samega od dveh zrcalno-enakih bočnih pasov običajne amplitudne modulacije. Pri običajni amplitudni modulaciji gresta dve tretjini moči signala v nosilec, ki služi samo za sinhronizacijo sprejemnika. Če znamo sprejemnik sinhronizirati drugače, lahko ti dve tretjini moči za nosilec prihranimo.

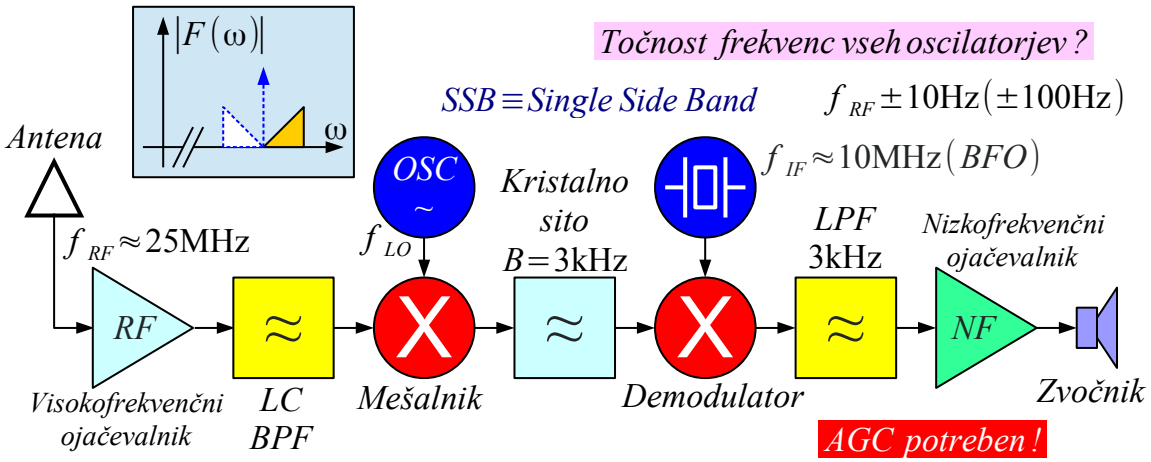
V oddajniku za en sam bočni pas oziroma $SSB$ (Single Side Band) se

amplitudna modulacija izvede pri majhnih signalih z uravnoteženim modulatorjem, ki sam duši nosilec. Neželjeni bočni pas nato odstrani kristalno sito na vrednosti medfrekvence oddajnika $f_{IF} \approx 10\text{MHz}$. Pridobljeni $SSB$ signal nato mešalnik prestavi na končno frekvenco oddajnika $f_{RF} \approx 25\text{MHz}$. Močnostno ojačanje $SSB$ signala mora biti linearno, kar zahteva izhodno stopnjo oddajnika vsaj v razredu $B$ in skrbno uravnavanje moči $ALC$ (Automatic Level Control):




## AM oddajnik za en sam bočni pas brez nosilca (SSB)

$SSB$ sprejemnik zahteva podobno prestavljanje frekvenc v obratni smeri. Najprej $f_{RF} \approx 25\text{MHz}$ na vrednost medfrekvence $f_{IF} \approx 10\text{MHz}$, kjer za dušenje zrcalnega odziva zadošča $LC$ pasovno sito. Nato čiščenje samega $SSB$ signala z ozkim kristalnim sitom. Končno prestavljanje frekvence v osnovni pas z $BFO$ (Beat Frequency Oscillator):

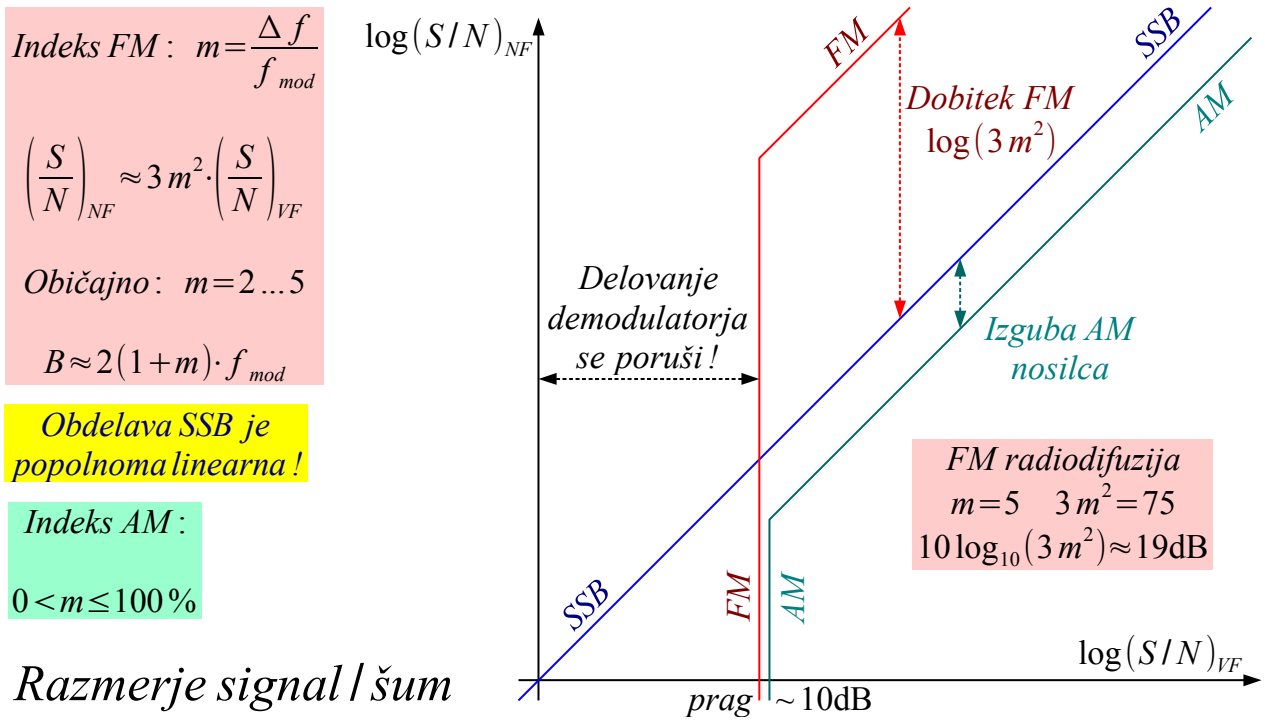



## AM sprejemnik za en sam bočni pas brez nosilca (SSB)

$SSB$ prenos je zelo občutljiv na odstopanja frekvenc vseh oscilatorjev. Skupna vsota napak vseh oscilatorjev naj bi bila znotraj $\pm 10\mathrm{Hz}$ oziroma še manj kot $\pm 1\mathrm{ppm}$ (part-per-million). Vsota napak v velikostnem razredu $\pm 100\mathrm{Hz}$ pretvori moški glas v ženski glas ali obratno.

Vsa obdelava signala v $SSB$ sprejemniku mora ostati linearna, torej je potrebno skrbno nastavljanje ojačanja $AGC$. Povem jasno morata biti oba oddajnik in sprejemnik nastavljena za isti bočni pas: gornji bočni pas $USB$ (Upper Side Band) ali pa spodnji bočni pas $LSB$ (Lower Side Band).

Primerjava razmerij signal/šum pri vseh treh modulacijah: $AM$ z obema bočnima pasovoma in nosilcem, $FM$ s primernim demodulatorjem in eno-bočni prenos $SSB$ je prikazana na spodnji sliki. Pri $SSB$ gre samo za prestavljanje frekvenc, torej se razmerje signal/šum pri obdelavi ne spreminja:

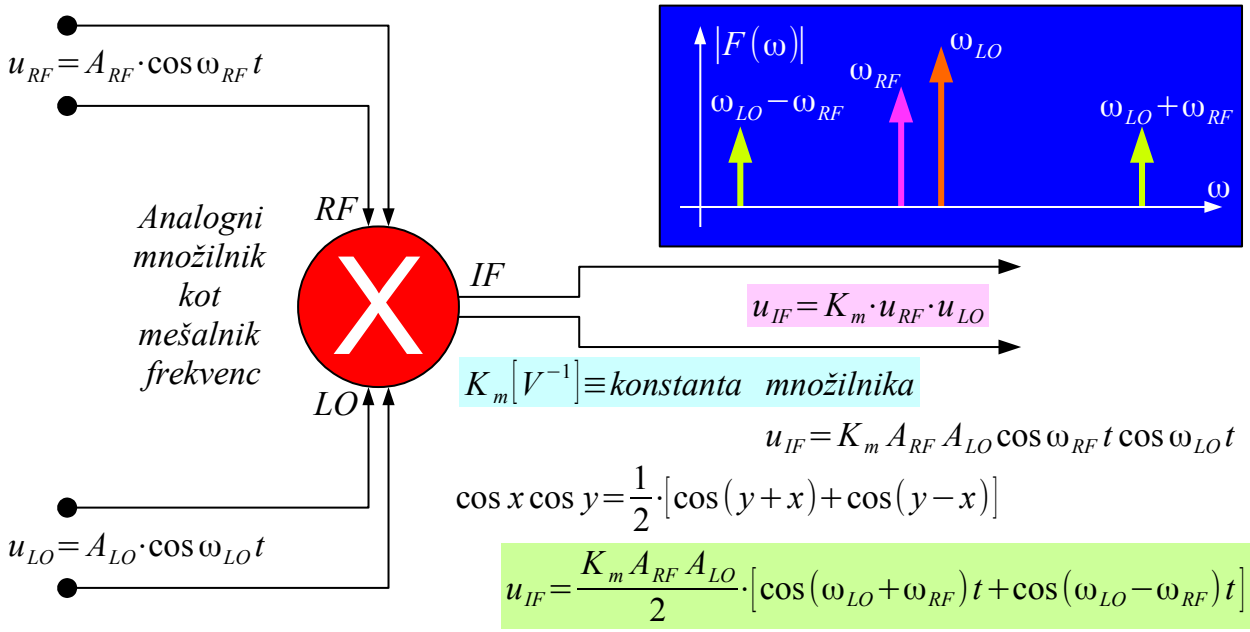



Pri demodulaciji $AM$ z obema bočnima pasovoma in nosilcem iz računa izgine nosilec, kar se kaže kot izguba razmerja signal/šum. Delovanje $AM$ demodulatorja se poruši pod pragom razmerja signal/šum približno $\sim 10\mathrm{dB}$, ko nosilec ni več uporaben za demodulacijo. Pri nižjih razmerjih signal/šum bi se obnesel demodulator, ki najprej izseje nosilec s primernim sitom, preden ga uporabi za mešanje. Številski rezultat je odvisen tudi od globine amplitudne modulacije $0<m\leq 100\%$.

Demodulacija $FM$ je sposobna po primerni obdelavi (omejevanju) celo izboljšati razmerje signal/šum. Globina $FM$ je definirana kot razmerje $m=\Delta f / f_{mod}$ med kolebom in (najvišjo) frekvenco modulacije. Frekvenčna modulacija ne prinaša prednosti pri majhnih $m<2$. Pri velikih $m>5$ je porabljena pasovna širina prevelika.

Delovanje $FM$ demodulatorja se poruši pod pragom razmerja signal/šum približno $\sim 10\mathrm{dB}$. $FM$ demodulatorji z raztegnjenim pragom (extended threshold) so se uporabljali pri analogni satelitski televiziji in omogočajo še nekaj $\mathrm{dB}$ nižji prag za ceno drugih motečih pojavov ("iskrice" ob izpadih).

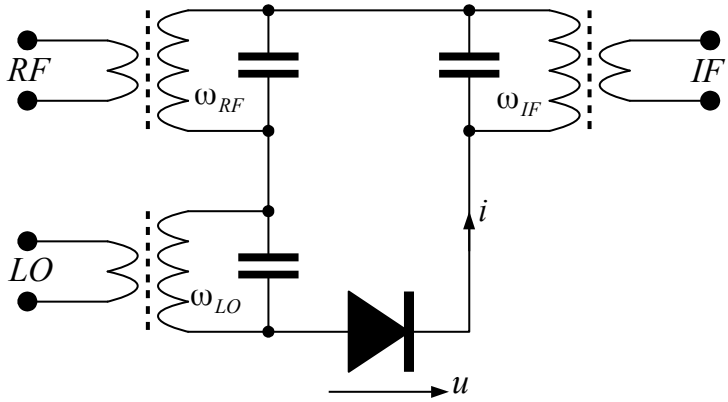
Skupni gradnik številnim radijskim vezjem je analogni množilnik v časovnem prostoru. V frekvenčnem prostoru ga pogosto uporabljamo kot mešalnik frekvenc. Množenje napetosti dveh (ko)sinusnih signalov v časovnem prostoru hkrati daje vsoto in razliko frekvenc v frekvenčnem prostoru. Vhodna signala najpogosteje imenujemo radio-frekvenčni signal $RF$ in lokalni oscilator $LO$. Izhodni signal imenujemo medfrekvenca $IF$ (Intermediate Frequency):




*Množilnik kot mešalnik v frekvenčnem prostoru*

Medfrekvenca $IF$ vsebuje najmanj vsoto $\omega_{LO}+\omega_{RF}$ in razliko $\omega_{LO}-\omega_{RF}$ obeh krmilnih signalov $RF$ in $LO$. Glede na izvedbo mešalnika so na izhodu $IF$ lahko prisotni še ostanki krmilnih signalov $RF$ in $LO$, njunih harmonikov ter mešalni produkti višjih redov. Vsak nelinearni gradnik lahko deluje kot bolj ali manj učinkovit mešalnik.

Najpreprostejši mešalnik vsebuje eno samo polprevodniško diodo. Polprevodniška dioda ima eksponenti odziv $i(u)=\sum \alpha_i u^i$ (Shockleyeva enačba diode). Odzive diode je smotrno opisati s potencami napetosti. Konstanta $\alpha_0$ opisuje enosmerno delovno točko mešalnika. Linearni člen $\alpha_1$ opisuje presluh $RF$ in $LO$ iz vhodov na izhod mešalnika.




$$i=I_S\left(e^{\frac{u|Q_e|}{n k_B T}}-1\right)=$$
$$=\alpha_0+\alpha_1\cdot u+\alpha_2\cdot u^2+$$
$$+\alpha_3\cdot u^3+\alpha_4\cdot u^4+\alpha_5\cdot u^5+$$
$$+\alpha_6\cdot u^6+\alpha_7\cdot u^7+\ldots$$

*Mešalnik z eno diodo*

| Člen | $u(t)=A_{RF}\cos(\omega_{RF}t)+A_{LO}\cos(\omega_{LO}t)$ |
|---|---|
| $\alpha_0$ | $=$ |
| $\alpha_1$ | $\omega_{RF},\omega_{LO}$ |
| $\alpha_2$ | $=,2\omega_{RF},2\omega_{LO},\omega_{RF}+\omega_{LO},\omega_{LO}-\omega_{RF}$ |
| $\alpha_3$ | $\omega_{RF},\omega_{LO},3\omega_{RF},3\omega_{LO},2\omega_{RF}+\omega_{LO},$ $2\omega_{RF}-\omega_{LO},\omega_{RF}+2\omega_{LO},2\omega_{LO}-\omega_{RF}$ |
| $\alpha_4$ | $=,2\omega_{RF},2\omega_{LO},\omega_{RF}+\omega_{LO},\omega_{LO}-\omega_{RF},$ $4\omega_{RF},4\omega_{LO},3\omega_{RF}+\omega_{LO},$ $2\omega_{RF}+2\omega_{LO},\omega_{RF}+3\omega_{LO},3\omega_{RF}-\omega_{LO},$ $2\omega_{LO}-2\omega_{RF},3\omega_{LO}-\omega_{RF}$ |
| $\alpha_5$ | $\ldots 5\omega_{RF},5\omega_{LO}\ldots$ |

Kvadratni člen $\alpha_2$ poskrbi za mešanje, to je tvorbo vsote in razlike frekvenc $RF$ in $LO$. Poleg mešanja daje isti člen $\alpha_2$ tudi usmerjanje ter tvori druga harmonika $RF$ in $LO$.

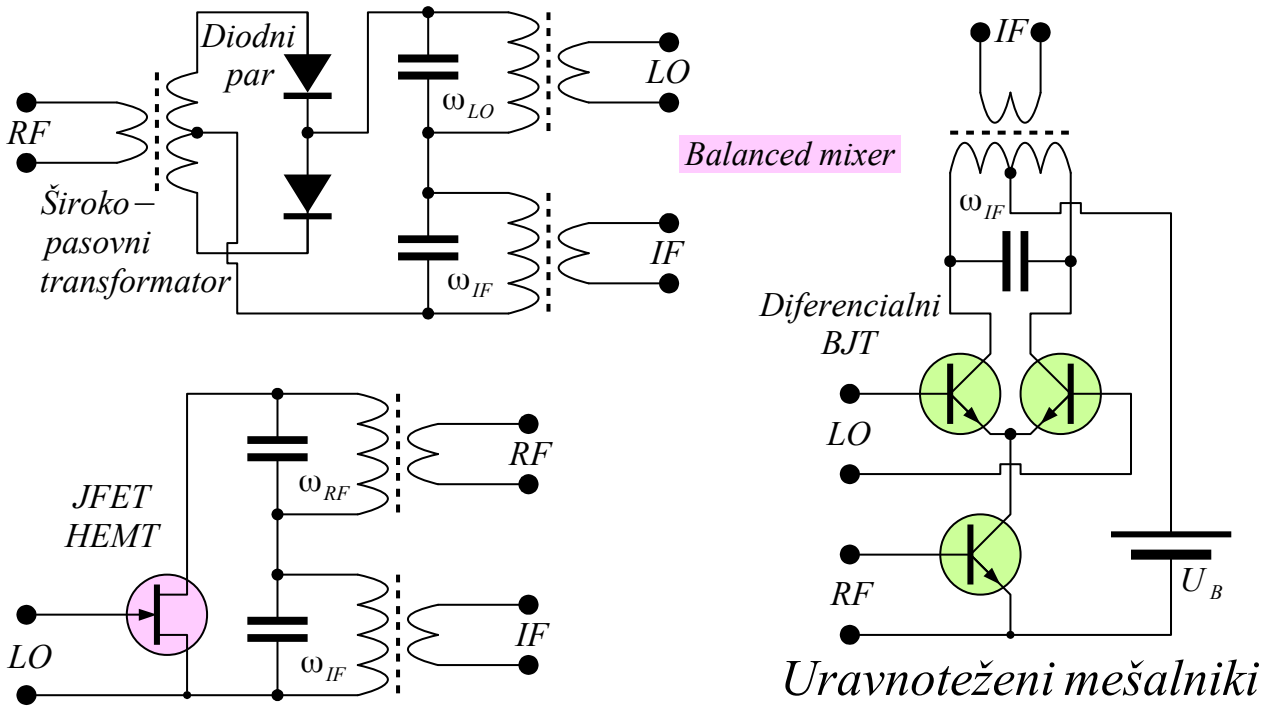
Kubni člen $\alpha_3$ poskrbi za nasičenje presluha $RF$ in $LO$, tvorbo tretjih harmonikov $RF$ in $LO$ ter številnih mešalnih produktov tretjega reda. Nekateri mešalni produkti tretjega reda padejo v frekvenčno bližino izvornih signalov $RF$ in $LO$, kar pogosto imenujemo intermodulacijsko popačenje $IMD$.

Členi višjih redov poskrbijo za dodatne harmonike in dodatne mešalne produkte, vključno z nasičenjem produktov nižjih redov. Členi lihih redov poskrbijo za dodatno intermodulacijsko popačenje vključno z nasičenjem (upadanjem) $IMD$ nižjih redov.

V mešalniku z eno samo diodo se da presluh vhodnih signalov in neželjene produkte mešanja dušiti edino s frekvenčnimi siti. Uravnotežena (balančna) vezava dveh, štirih ali več diod omogoča dušenje presluha vhodnih signalov ter nekaterih neželjenih produktov mešanja. Žal

uravnotežena vezava diod ali drugačnih polprevodniških gradnikov ne more poljubno dušiti vseh neželjenih produktov mešanja. V nekaterih primerih višje število diod kvečjemu dopušča nekoliko višje moči signalov v mešalnikih.

Enojno uravnoteženi mešalnik uporablja dve diodi, dva bipolarna tranzistorja v diferencialni vezavi oziroma en sam poljski tranzistor v ničelni delovni točki. Širokopasovni vhodni simetrirni transformator in zaporedna vezava dveh diod duši presluh signalov iz vhoda $RF$ na izhod $IF$. Diferencialna vezava dveh $BJT$ in širokopasovni izhodni simetrirni transformator podobno duši presluh $RF$ na $IF$:

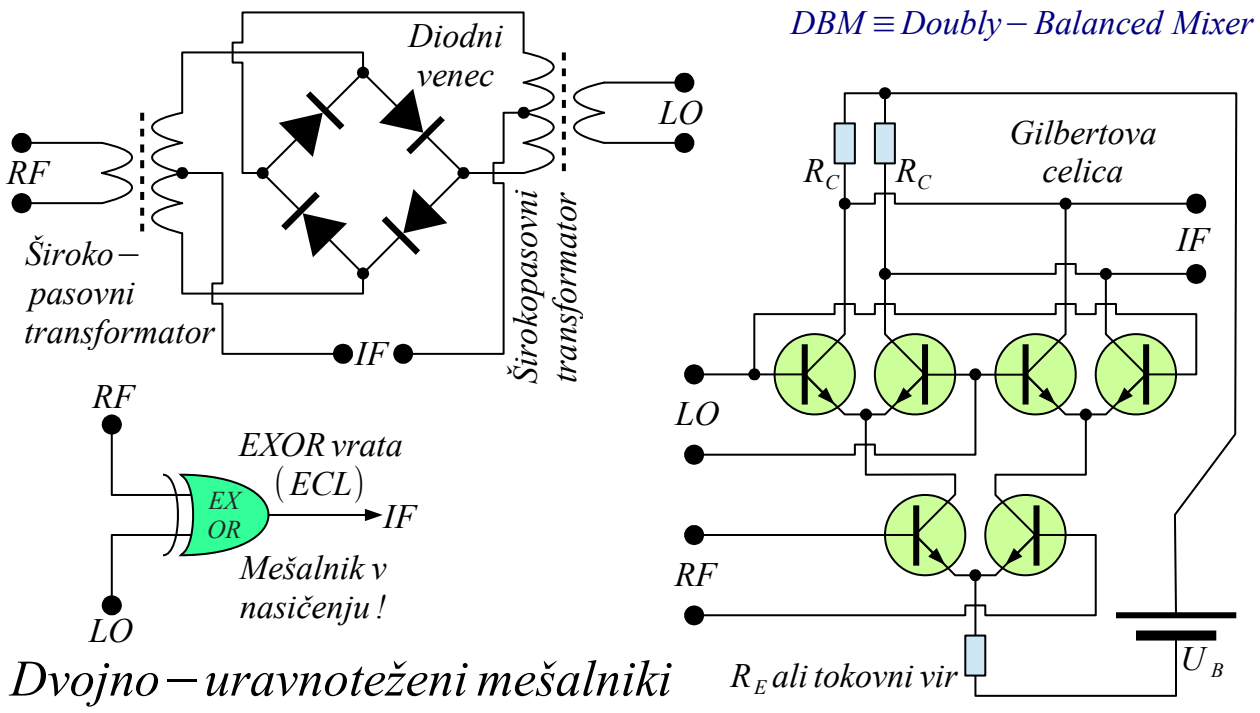



Poljski tranzistor z ničelno delovno točko na ponoru se obnaša kot spremenljiv upor za signal $RF$. Za dušenje $LO$ na $IF$ več polprevodniških gradnikov niti simetrirnih transformatorjev sploh ni potrebnih, ker en sam poljski tranzistor pokrije dva kvadranta mešalnika.

Enojno-uravnoteženi mešalnik duši presluh samo enega od signalov $RF$ ali $LO$. Za dušenje obeh $RF$ in $LO$ in pripadajočih produktov višjih redov je potreben dvojno-uravnoteženi mešalnik z vencem (ne mostičkom!) štirih enakih diod oziroma Gilbertovo celico štirih enakih tranzistorjev. Diodni venec potrebuje dva simetrirna transformatorja za pokrivanje vseh štirih kvadrantov. Diferencialna vezava je sicer pogosta v integriranih vezjih, da nerodni simetrirni transformatorji niso potrebni.

Kot dvojno-uravnoteženi mešalnik v nasičenju se uporablja tudi logična $EXOR$ vrata. Obraten primer je bolj pogost: marsikatera logična $EXOR$

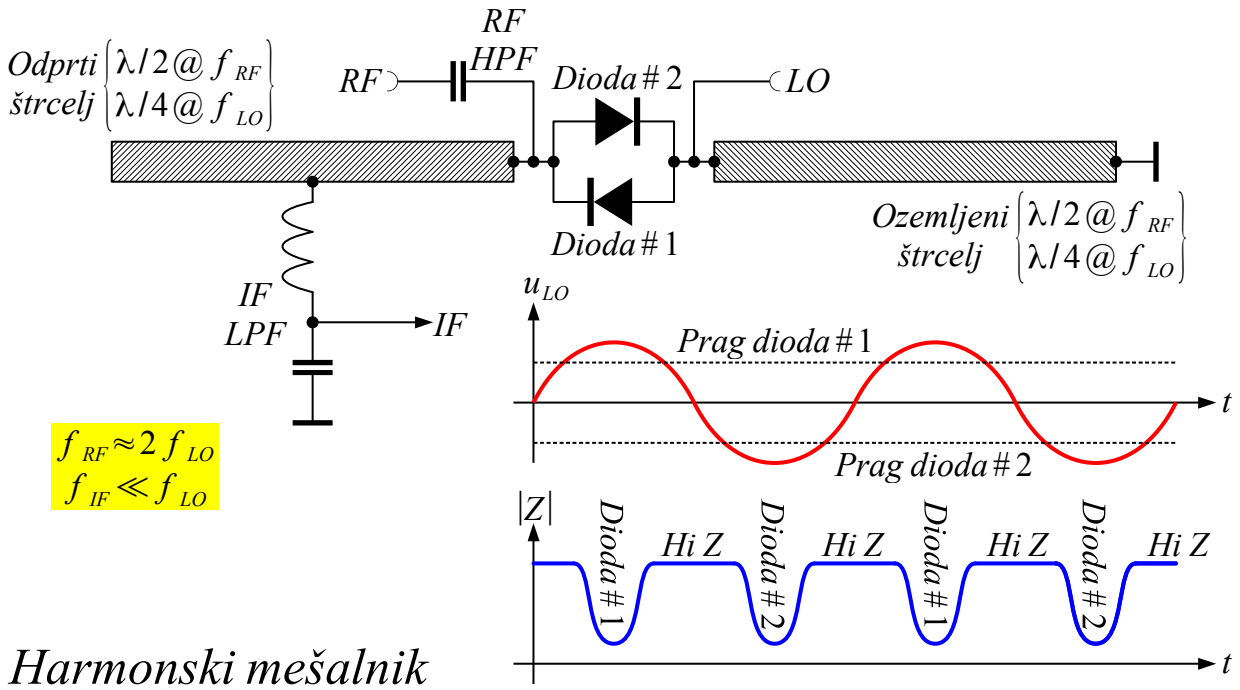
vrata so izdelana v notranjosti kot Gilbertova celica, analogni množilnik v štirih kvadrantih oziroma dvojno-uravnoteženi frekvenčni mešalnik:




Dvojno-uravnoteženi mešalnik $DBM$ (Duobly-Balanced Mixer) se poleg mešanja uporablja še za številne druge naloge: modulatorje, demodulatorje, množilnike frekvence in še številne druge nelinearne naloge. Širokopasovni feritni transformatorji lahko pokrijejo frekvenčno področje $1:1000$. Za večje moči se vgradi diodni venec z 8 diodami ali celo 12 diodami, po dve ali tri diode zaporedno v vsaki veji venca. Gilbertove celice se lahko gradi iz bipolarnih oziroma poljskih tranzistorjev.

Od vseh signalov, ki se privedejo na mešalnik, je običajno največji lokalni oscilator. Močen lokalni oscilator je potreben za učinkovito mešanje. Močen lokalni oscilator ne omogoča samo mešanja z njegovo osnovno frekvenco, pač pa tudi z večjim številom njegovih višjih harmonskih frekvenc. Obratno se jakost $RF$ signala drži nizko, ker je zelo težko izločiti mešalne produkte višjih redov.

Harmonski mešalnik je namenoma načrtovan za izkoriščanje višjih harmonikov lokalnega oscilatorja. Pri tem je lahko mešanje z osnovno frekvenco lokalnega oscilatorja nezaželjeno oziroma neučinkovito. Preprost harmonski mešalnik uporablja dve diodi vezani vzporedno v nasprotni smeri in izkorišča mešanje z drugim harmonikom lokalnega oscilatorja:




*Harmonski mešalnik*

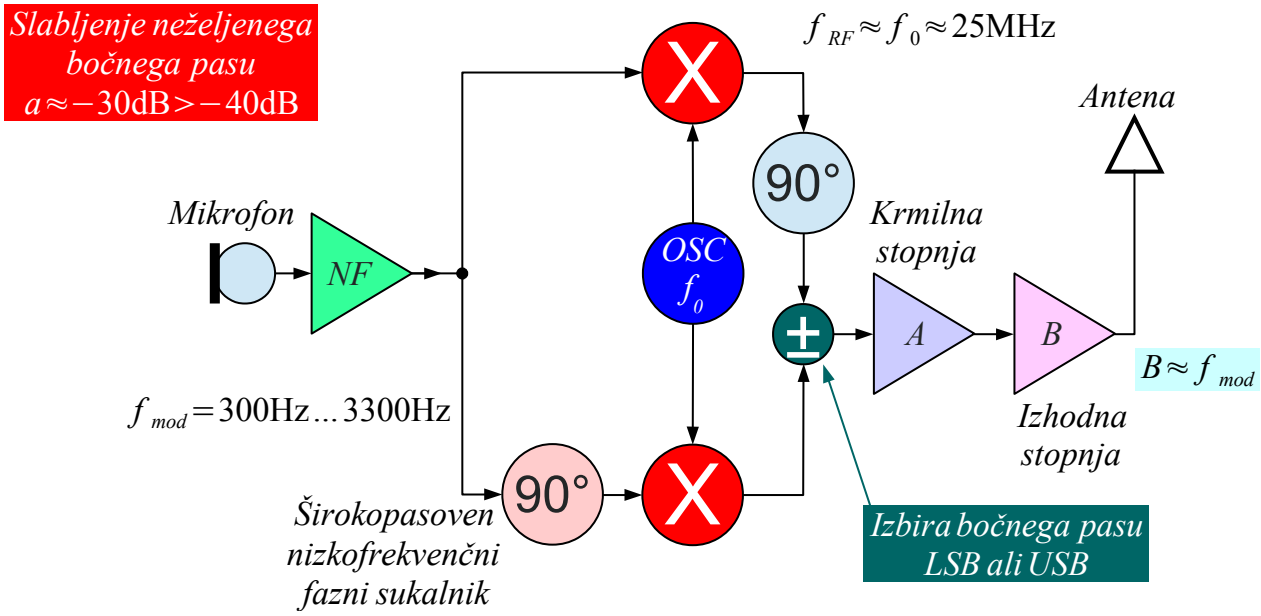
Frekvenčne kretnice so običajno izdelane iz mikrotrakastih vodov. Ozemljeni štrcelj deluje kot $\lambda/2$ kratek stik za $f_{RF}$, kot $\lambda/4$ odprte sponke za $f_{LO}$ in kot preprost kratek stik za $f_{IF}$. Odprti štrcelj deluje kot $\lambda/2$ odprte sponke za $f_{RF}$, kot $\lambda/4$ kratek stik za $f_{LO}$ in kot nizkoprepustni kondenzator za $f_{IF}$.

Pri majhnem krmiljenju $LO$ sta obe diodi izključeni, torej v stanju visoke impedance $Hi\,Z$. Vsaka dioda zniža svojo impedanco, ko prevaja v maksimumu pripadajoče polperiode. Obe diodi vzporedno znižata impedanco dvakrat vsako periodo in tako tvorita drugi harmonik. Obe diodi vzporedno nimata kvadratnega odziva, pač pa samo nelinearen kubni odziv.

Učinkovitost opisanega harmonskega mešalnika se poslabša tako pri prenizki jakosti $LO$ kot pri previsoki jakosti $LO$ (prevelik kot odprtja mešalnih diod). Kljub opisanim pomanjkljivostim je prikazani harmonski mešalnik pogosto ugodna rešitev, ki lahko prihrani eno celo množilno stopnjo v verigi $LO$. Povrhu odsotnost kvadratnega odziva duši tudi moteče pojave v sprejemnikih z ničelno medfrekvenco.

Oboroženi s frekvenčnim mešalnikom, ki je danes razvit gradnik radijske tehnike v številnih oblikah, si lahko privoščimo bolj komplicirano obdelavo radijskih signalov. Zahtevno frekvenčno (kristalno) sito lahko nadomesti mešalnik z dušenjem zrcalnega odziva (Image-Reject Mixer). Mešalnik z dušenjem zrcalnega odziva je pravzaprav vzporedna vezava dveh mešalnikov v kvadraturi. S seštevanjem oziroma odštevanjem izhodov

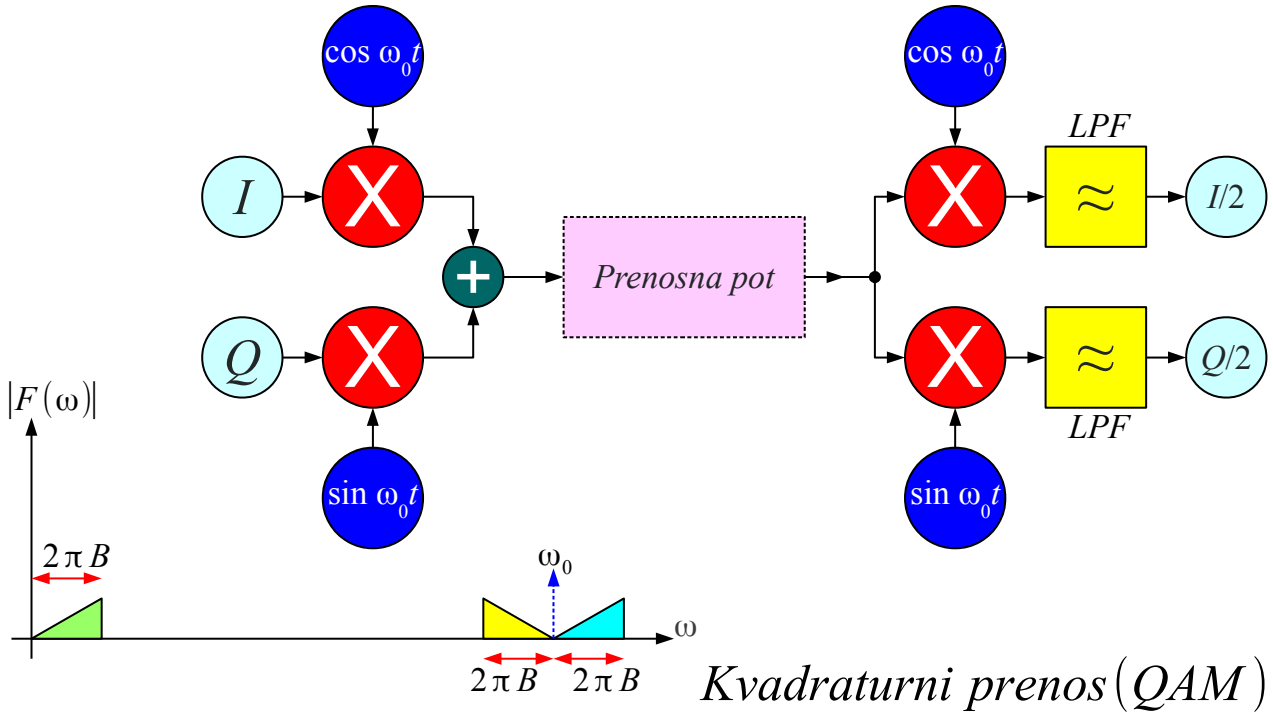
mešalnikov se lahko izbere samo gornji bočni pas $USB$ ali pa samo spodnji bočni pas $LSB$ :



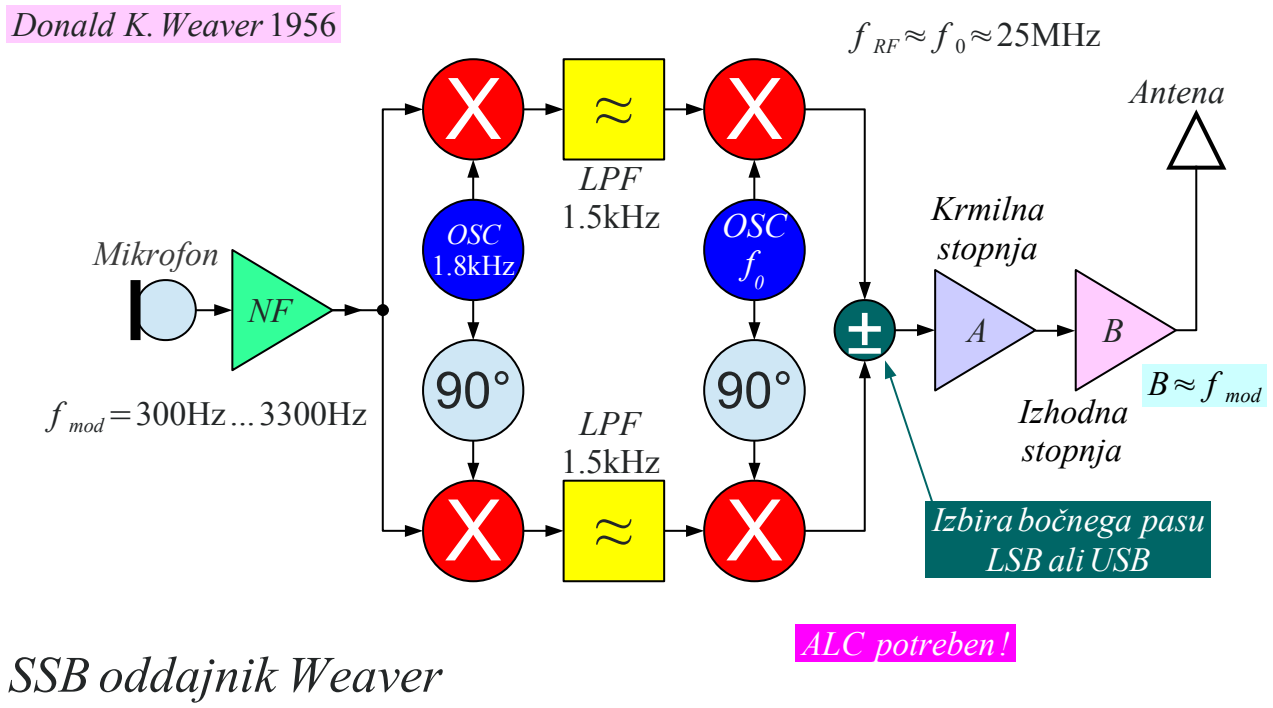

## *SSB oddajnik z dušenjem zrcalnega bočnega pasu*

Visoko dušenje neželjenega bočnega pasu zahteva popolnoma enaka mešalnika in natančno kvadraturo, 90-stopinjski fazni zasuk med vhodoma in med izhodoma mešalnikov. Natančen fazni zasuk je posebno težko doseči v širšem frekvenčnem pasu, na primer v govornem pasu $f_{mod} = 300\text{Hz} \ldots 3300\text{Hz}$ , kar ustreza razmerju $f_{MAX} : f_{MIN} > 10:1$ . Dušenje neželjenega bočnega pasu je zato omejeno s točnostjo kvadrature na približno $\sim -40\text{dB}$ .

Zmogljivost prenosne poti lahko podvoji že sama kvadratura $LO$ . Zahtevan je le natančen zasuk faze $LO$ za točno $90^0$ , kar na eni sami frekvenci $LO$ ni težko doseči. Točnost amplitude $LO$ niti točnost amplitude in faze obeh signalnih vej $I$ in $Q$ se ne zahteva. Skupni modulirani signal ima na prenosni poti dva neodvisna bočna pasova $ISB$ (Independent Side Bands). Podvojena zmogljivost kvadraturnega prenosa $QAM$ v podvojeni pasovni širini je povsem skladna s Shannonom:




Dušenje neželjenega bočnega pasu $\sim -40\text{dB}$ se lahko pretvori v velik presluh sosednjega kanala pri enobočnem prenosu $SSB$. Podobno slabljenje $\sim -40\text{dB}$ je dosti manj moteče v obliki popačenja znotraj koristnega prenosnega pasu $SSB$, ki je že itak popačen zaradi netočnosti oscilatorjev. Donald K. Weaver je leta 1956 predlagal drugačno mešanje s kar štirimi mešalniki za govorno enobočno modulacijo $SSB$ ampak brez zahtevnih sit in brez strogih zahtev po natančnih sestavnih delih v mešalnikih in sitih:

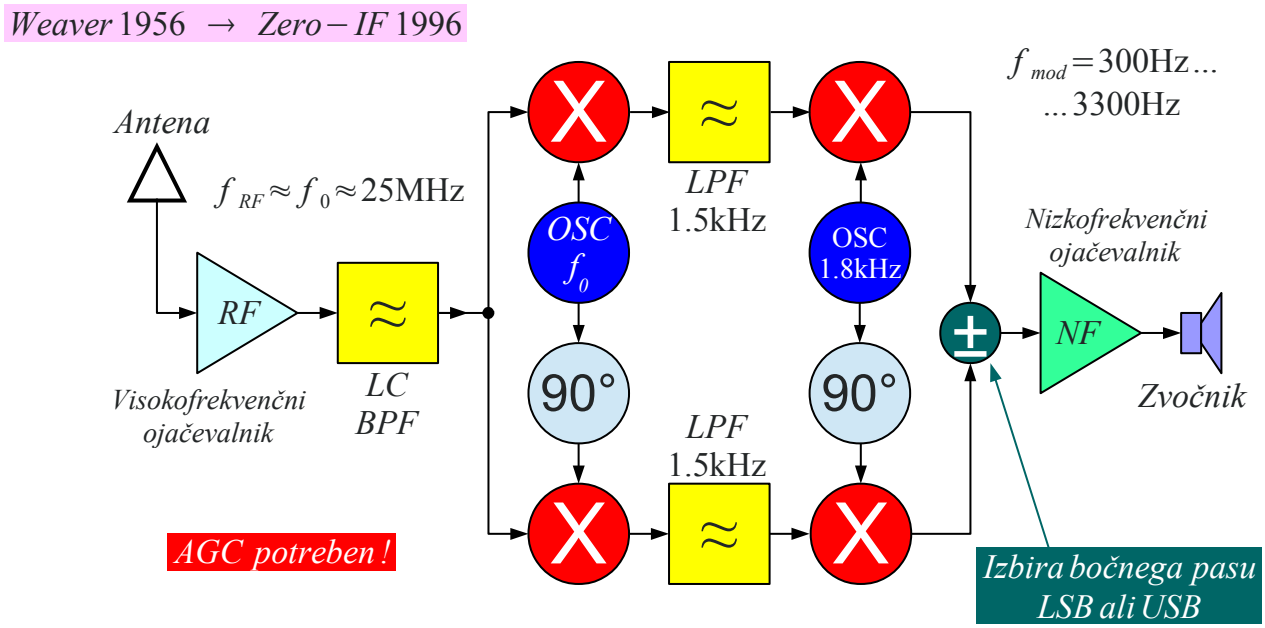



SSB oddajnik Weaver

Weaver najprej prestavi nizkofrekvenčni govorni signal s kvadraturnim mešalnikom na zelo nizko medfrekvenco komaj $f_{IF} = 1.8\text{KHz}$ . Kvadraturni prenos omogoča ločen prenos podpasov $300\text{Hz} \ldots 1800\text{Hz}$ in $1800\text{Hz} \ldots 3300\text{Hz}$ . Drugi kvadraturni mešalnik sestavi oba podpasova v $SSB$ signal na visokofrekvenčnem nosilcu $f_{RF} \approx 25\text{MHz}$ .

Končna modulacija visokofrekvenčnega nosilca popolnoma ustreza $SSB$ signalu, pridobljenemu po drugih postopkih. Industrija je za ustvarjanje $SSB$ imela razvito rešitev z dragimi kristalnimi siti. Amaterji so mogoče zagrizli v dušenje neželjenega bočnega pasu $SSB$ z dvema mešalnikoma. Weaverjev patent oziroma tretja možnost ustvarjanja $SSB$ je zaradi kompliciranega načrta večinoma ostala mrtva črka na papirju patentne prijave.

Moralo je poteči $40$ let, da se je na prelomu tisočletja pojavila zahteva po cenenih radijskih sprejemnikih za mobilne telefone in WiFi naprave. Weaverjev $SSB$ sprejemnik sicer potrebuje štiri mešalnike podobno kot Weaverjev $SSB$ oddajnik, ampak ne potrebuje nobenih kompliciranih sit niti drugih natančnih gradnikov v medfrekvenci sprejemnika:

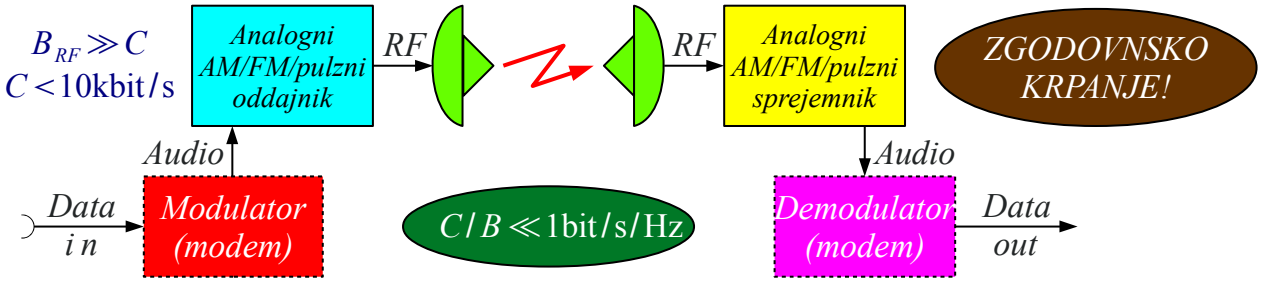



## $SSB$ sprejemnik z ničelno medfrekvenco $(Zero - IF)$

V svetu digitalij dobi Weaverjev $SSB$ sprejemnik novo ime ničelna medfrekvenca $Zero - IF$ . Za velikoserijsko proizvodnjo je pomembno predvsem to, da ničelna medfrekvenca ne potrebuje nobenih natančnih gradnikov, ki bi zahtevali drago uglaševanje v proizvodnji. Kar Weaverjev sprejemnik z ničelno medfrekvenco dodatno zahteva, je nižje popačenje

drugega reda številnih stopenj v primerjavi z običajno visoko medfrekvenco.

Številski prenos se je začel preko analognih radijskih postaj, običajno načrtovanih za prenos govora. Oddajnik je potreboval modulator, ki je številsko sporočilo shranil v frekvenčni pas govora. Sprejemnik je potreboval demodulator, ki je signal iz govornega pasu povrnil v pripadajoče številsko sporočilo. Skupaj je vmesnik dobil ime "modem":




*ASK ≡ Amplitude Shift Keying*
*FSK ≡ Frequency Shift Keying*
*AASK ≡ Audio Amplitude Shift Keying*
*AFSK ≡ Audio Frequency Shift Keying*
*OOK ≡ On-Off Keying*
*PAM ≡ Pulse-Amplitude Modulation*
*PPM ≡ Pulse-Position Modulation*

*Velika radijska pasovna širina $B_{RF} >> C$*

*Zelo nizka spektralna učinkovitost C/B*

*Nekoherenten sprejemnik*

20dB...50dB *slabše od Shannonove meje*

*Preprosta oddajnik in sprejemnik*

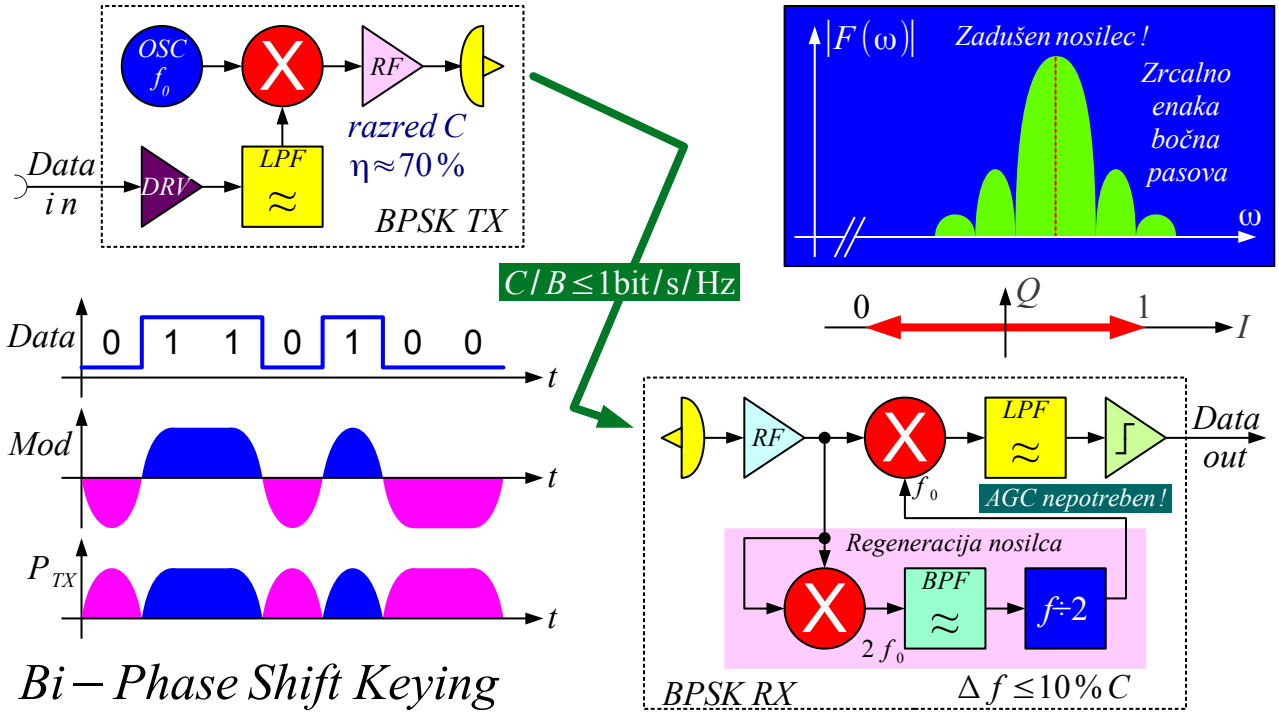
*Neobčutljivo na odstopanje frekvenc TX/RX*

## *Modemska številska zveza*

Številska zveza preko modema je bila zelo neučinkovita. Običajno je zveza preko modema dosegala manj kot $<1\%C$ Shannonove zmogljivosti analogne govorne zveze. O učinkovitosti modema ni razmišljal nihče. Uporabniki so se zadovoljili s kakršnokoli številsko povezavo preko obstoječih radijskih postaj, ki so bile načrtovane samo za prenos govora.

Učinkovit številski prenos zahteva namensko načrtovano radijsko zvezo, ki skladno s Shannonovim izrekom čim bolje izkorišča razpoložljivo pasovno širino in hkrati razpoložljivo razmerje signal/šum. Večina moči oddajnika naj gre v bočne pasove modulacije, ki prenašajo koristno informacijo. Le manjši del moči naj ostane v nosilcu, ki kvečjemu služi sinhronizaciji sprejemnika.

Najpreprostejša ustrezna modulacija je dvofazna modulacija $BPSK$ (Bi-Phase Shift Keying). Simetrična $BPSK$ ima fazni zasuk točno $\pi$, da pri naključnih podatkih nima ostankov nosilca. Nesimetrična $BPSK$ ima fazni zasuk različen od $\pi$, da ostanek nosilca olajša sinhronizacijo sprejemnika na račun nekaj potrošene moči:




Pomanjkljivost dvofazne modulacije modulacije $BPSK$ je simetričen spekter. Gornji bočni pas je ponovljena zrcalna slika spodnjega bočnega pasu. Ista informacija se v spektru dvakrat ponavlja.

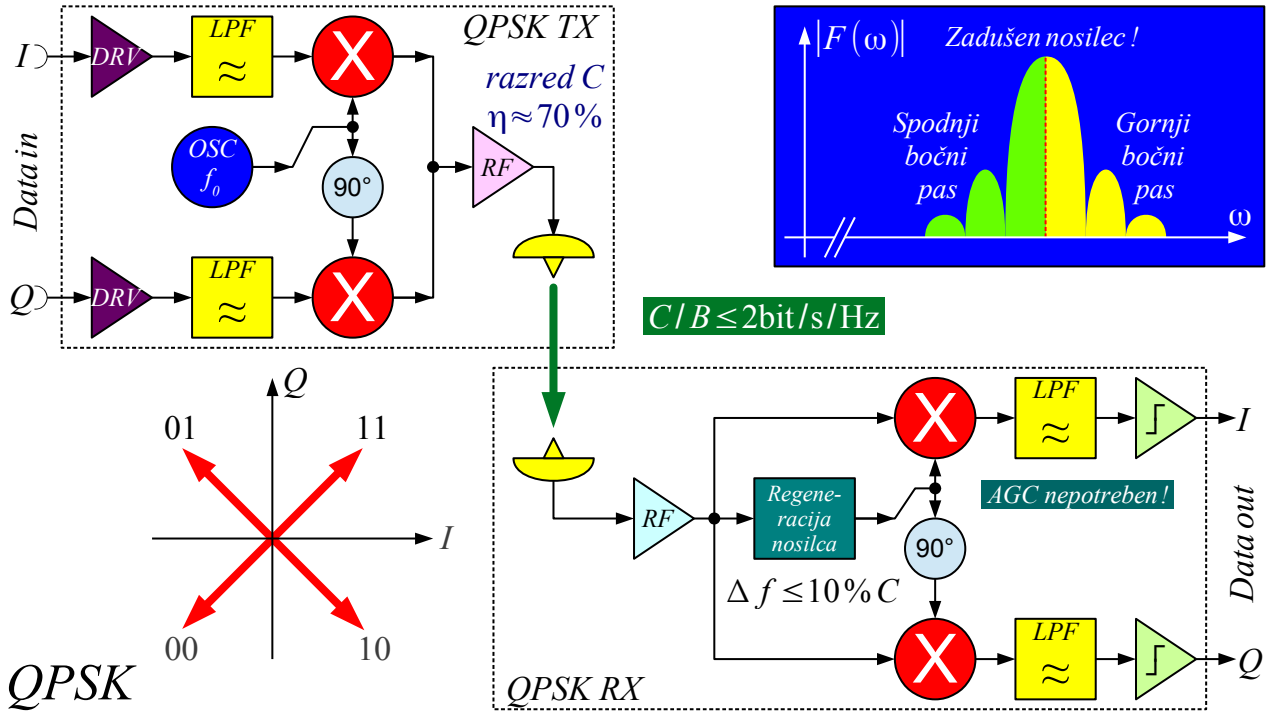
Dvofazna modulacija $BPSK$ sicer lahko uporablja učinkovit oddajnik z izhodno stopnjo v razredu C in močnostnim izkoristkom v velikostnem razredu $\eta \approx 70\%$ . Regeneracija nosilca v sprejemniku za simetrično $BPSK$ zahteva kvadriranje sprejetega signala, izsejanje drugega harmonika nosilca in končno deljenje frekvence z dva. Za smiselno razmerje signal/šum mora imeti sito za drugi harmonik nosilca pasovno širino pod $\Delta f \leq 10\% C$ zmogljivosti zveze.

V grmu deljenja frekvence nosilca tiči zajec. Kakršnakoli je izvedba delilnika, ima slednji vedno dve možni fazi. Pri simetrični $BPSK$ sprejemnik ne more ločiti, kaj je logična enica in kaj logična ničla. Pomaga kvečjemu diferencialno kodiranje: preskok ravni logična enica in stalna raven signala logična ničla. Diferencialno kodiranje žal podvoji število napak v sporočilu.

Alternativna rešitev je uporaba nesimetrične dvofazne $BPSK$ . Preostali nosilec lahko sinhronizira sprejemnik brez kvadriranja sprejetega signala na račun izgube dela moči oddajnika.

Simetrična štirifazna modulacija $QPSK$ (Quadri-Phase Shift Keying) je spektralno učinkovitejša od dvofazne modulacije $BPSK$ . Frekvenčni spekter zgleda navidez enak, vendar ima štirifazna modulacija $QPSK$ neodvisna spodnji in gornji bočni pas za razliko od zrcalno enakih bočnih

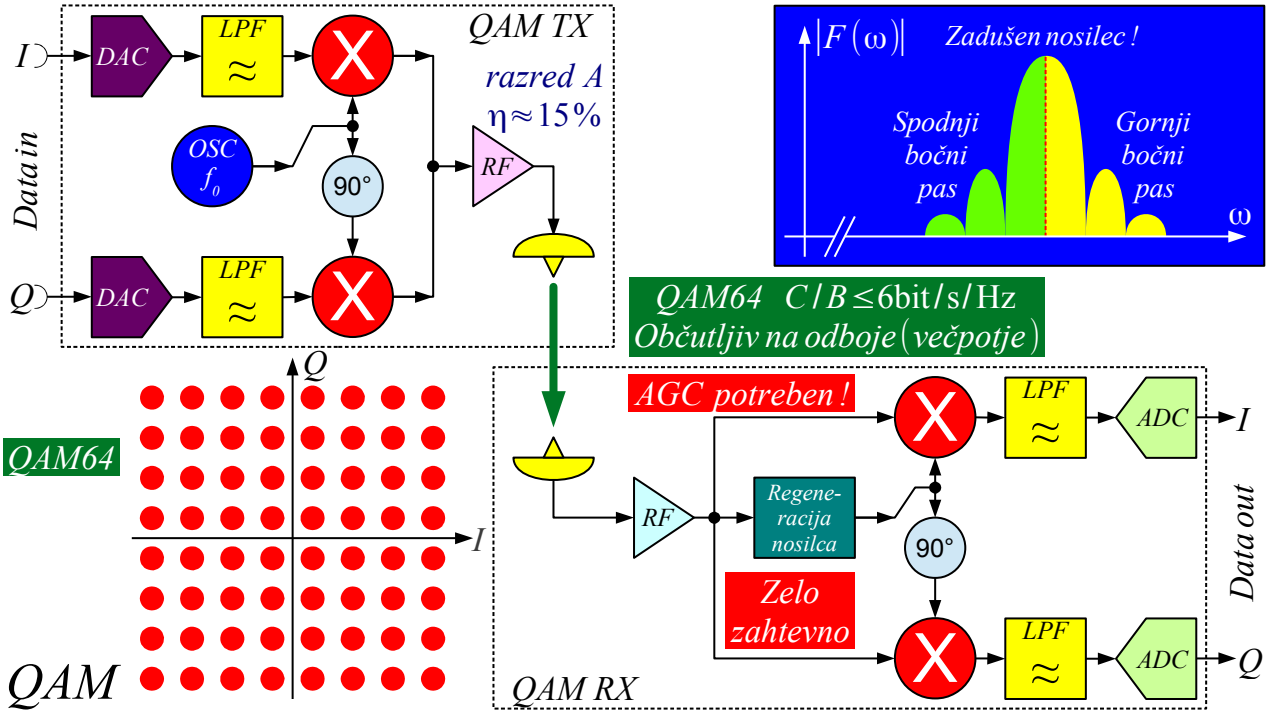
pasov dvofazne $BPSK$. Količina informacije v enem simbolu $QPSK$ je zato dvakratna glede na $BPSK$:




Štirifazna modulacija $QPSK$ sicer lahko uporablja učinkovit oddajnik z izhodno stopnjo v razredu C in močnostnim izkoristkom v velikostnem razredu $\eta \approx 70\%$. Regeneracija nosilca v sprejemniku za simetrično $QPSK$ zahteva dvakratno kvadriranje sprejetega signala, izsejanje četrtega harmonika nosilca in končno deljenje frekvence s štiri. Za smiselno razmerje signal/šum mora imeti sito za četrti harmonik nosilca pasovno širino pod $\Delta f \leq 10\% C$ zmogljivosti zveze.

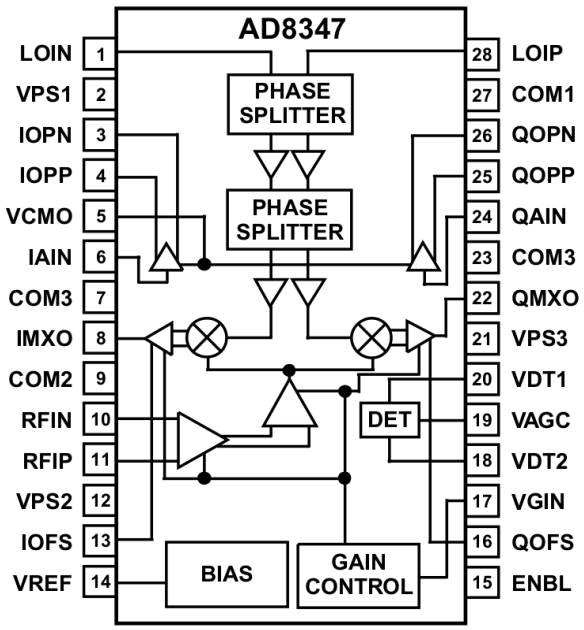
V grmu deljenja frekvence nosilca tudi tu tiči zajec. Kakršnakoli je izvedba delilnika, ima slednji vedno štiri možne faze. Pri simetrični $QPSK$ sprejemnik ne more ločiti med kombinacijami 00, 01, 10 in 11. Pomaga kvečjemu diferencialno kodiranje. Diferencialno kodiranje žal pomnoži število napak v sporočilu.

Povečanje števila faz žal ni najbolj učinkovito za povečanje zmogljivosti $PSK$ preko $8-PSK$. Učinkovitejši je kvadraturni prenos $QAM$ z naborom kazalcev različnih amplitud in različnih faz. Signal $QAM$ je spremenljive amplitude, kar zahteva izhodno stopnjo v razredu A in močnostnim izkoristkom v velikostnem razredu $\eta \approx 15\%$:

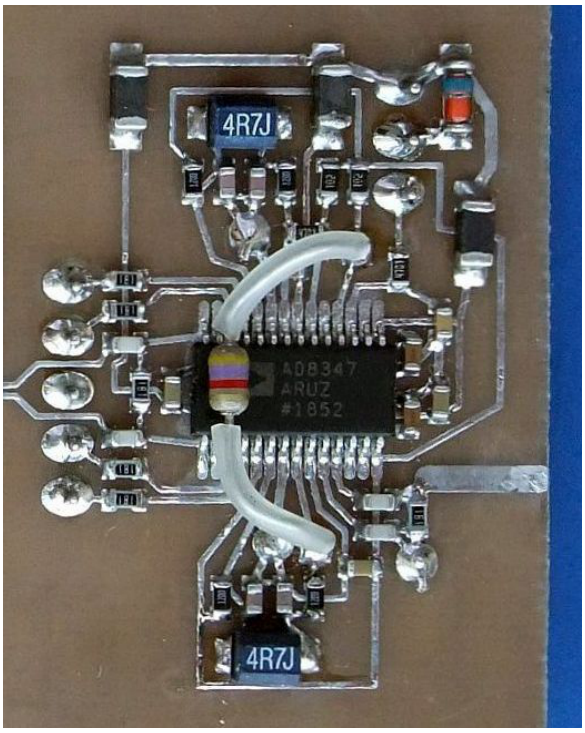



Zaradi velikega ševila različnih faz je sinhronizacija *QAM* sprejemnika zelo zahtevna. *QAM* sprejemnik je zato bolj smiselno sinhronizirati na znane simbole v oddanem zaporedju. Takšna sinhronizacija sega v višje plasti protokolov delovanja radijske zveze.

Vse opisane zveze imajo sprejemnik najpogosteje izdelan v obliki ničelne medfrekvence *Zero – IF* . Ničelna medfrekvenca je zato danes dokaj splošen in razširjen gradnik:

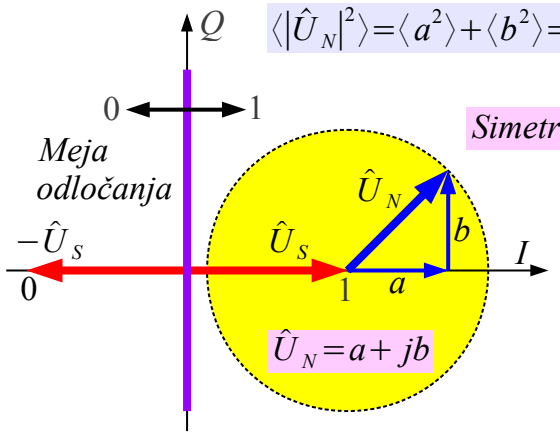



*Zero – IF sprejemnik AD8347*



Kakovost analogne zveze opisuje razmerje signal/šum. Kakovost številske zveze opisuje pogostnost napak $BER$ (Bit-Error Rate). Vsaka vrsta številske modulacije določa svoj izračun $BER$. V nadaljevanju je predstavljen najpreprostejši zgled: izračun $BER$ za simetrično $BPSK$.

Kazalčni diagram je zasukan tako, da je sofazna os $I$ poravnana s fazo simetrične $BPSK$. Kvadraturna os $Q$ je pravokotna na signal, torej vsebuje samo šum. Šuma v sofazni osi $I$ in kvadraturni osi $Q$ sta enako velika ampak popolnoma neodvisna. Napetost obeh ima Gaussovo porazdelitev gostote verjetnosti. Na pogostnost napak $BER$ vpliva le sofazna komponenta šuma, ki se prišteva signalu:




$$\langle |\hat{U}_N|^2 \rangle = \langle a^2 \rangle + \langle b^2 \rangle = 2\sigma^2$$

$$P_{1\to 0} = \int_{-\infty}^{-|\hat{U}_S|} p(a)\,da \qquad P_{0\to 1} = \int_{|\hat{U}_S|}^{\infty} p(a)\,da$$

$$Simetrična\ \ meja:\ \ P_{1\to 0} = P_{0\to 1} = BER \equiv Bit - Error\ Rate$$

$$BER = \int_{|\hat{U}_S|}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{\pi \langle |\hat{U}_N|^2 \rangle}} e^{-\frac{a^2}{\langle |\hat{U}_N|^2 \rangle}} da$$

$$\mathrm{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{\infty} e^{-u^2} du$$

$$BER = \frac{1}{2}\,\mathrm{erfc}\left( \frac{|\hat{U}_S|}{\sqrt{\langle |\hat{U}_N|^2 \rangle}} \right)$$

*Gaussova porazdelitev gostote verjetnosti sofazne a ter kvadraturne jb komponente šuma*

$$p(a) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{a^2}{2\sigma^2}} \qquad p(b) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{b^2}{2\sigma^2}}$$

$$BER = \frac{1}{2}\,\mathrm{erfc}\sqrt{\frac{P_S}{P_N}} \qquad P_S = \alpha |\hat{U}_S|^2 \qquad P_N = \alpha \langle |\hat{U}_N|^2 \rangle$$

## *Izračun pogostnosti napak BPSK*

Do napake $0 \to 1$ pride takrat, ko se signalu logične ničle prišteje dovolj velik šum, da ga pretvori v enico. Do napake $1 \to 0$ pride takrat, ko se od signala logične enice odšteje dovolj velik šum, da ga pretvori v ničlo. Skupna pogostnost napak bo najmanjša, ko je meja odločanja $0 \leftarrow\!\!\to 1$ postavljena točno med enico in ničlo. Kvadraturni šum premika vsoto vzporedno z mejo, da na pogostnost palak nima vpliva.

Povprečen kvadrat napetosti šuma $\langle |\hat{U}_N|^2 \rangle = \langle a^2 \rangle + \langle b^2 \rangle = 2\sigma^2$ je preprosto vsota kvadratov sofazne in kvadraturne napetosti šuma. Integral pogostnosti napak se da prevesti na funkcijo $erfc(x)$. Razmerje kvadratov napetosti $|\hat{U}_S|^2 / \langle |\hat{U}_N|^2 \rangle = P_S / P_N$ ustreza razmerju moči signala in šuma. Končno pogostnost napak $BPSK$ znaša $BER = 1/2\, erfc\sqrt{P_S / P_N}$.

Pogostnost napak je smiselno zapisati kot funkcijo logaritma $10\log_{10}(P_S/P_N)$ razmerja signal/šum. Isto razmerje lahko zapišemo tudi kot logaritem $10\log_{10}(W_{bit}/N_0)$ razmerja energija bita proti spektralni gostoti šuma. Tabela izračunanih vrednosti $BER$ v obe smeri pokaže, da je ključna vrednost razmerja signal/šum okoli $P_S/P_N \approx 10\text{dB}$, bolj natančno $P_S/P_N = 10.4\text{bit}$ za $BER = 10^{-6}$ :

| S/N | BER |
|---|---|
| −5dB | 23.6% |
| −4dB | 18.6% |
| −3dB | 15.9% |
| −2dB | 13.1% |
| −1dB | 10.4% |
| 0dB | 7.9% |
| 1dB | 5.7% |
| 2dB | 3.8% |
| 3dB | 2.3% |
| 4dB | 1.3% |
| 5dB | 0.6% |
| 6dB | 0.24% |
| 7dB | $7.7\cdot10^{-4}$ |
| S/N | BER |

| S/N | BER |
|---|---|
| 8dB | $1.9\cdot10^{-4}$ |
| 9dB | $3.4\cdot10^{-5}$ |
| 10dB | $3.9\cdot10^{-6}$ |
| 11dB | $2.6\cdot10^{-7}$ |
| 12dB | $9\cdot10^{-9}$ |
| 13dB | $1.3\cdot10^{-10}$ |
| 14dB | $6.8\cdot10^{-13}$ |
| 15dB | $9.2\cdot10^{-16}$ |
| 16dB | $2.3\cdot10^{-19}$ |
| 17dB | $6.8\cdot10^{-24}$ |
| 18dB | $1.4\cdot10^{-29}$ |
| 19dB | $10^{-36}$ |
| 20dB | $10^{-45}$ |
| S/N | BER |

$$BPSK: \quad BER = \frac{1}{2}\operatorname{erfc}\sqrt{\frac{P_S}{P_N}} = \frac{1}{2}\operatorname{erfc}\sqrt{\frac{W_{bit}}{N_0}}$$

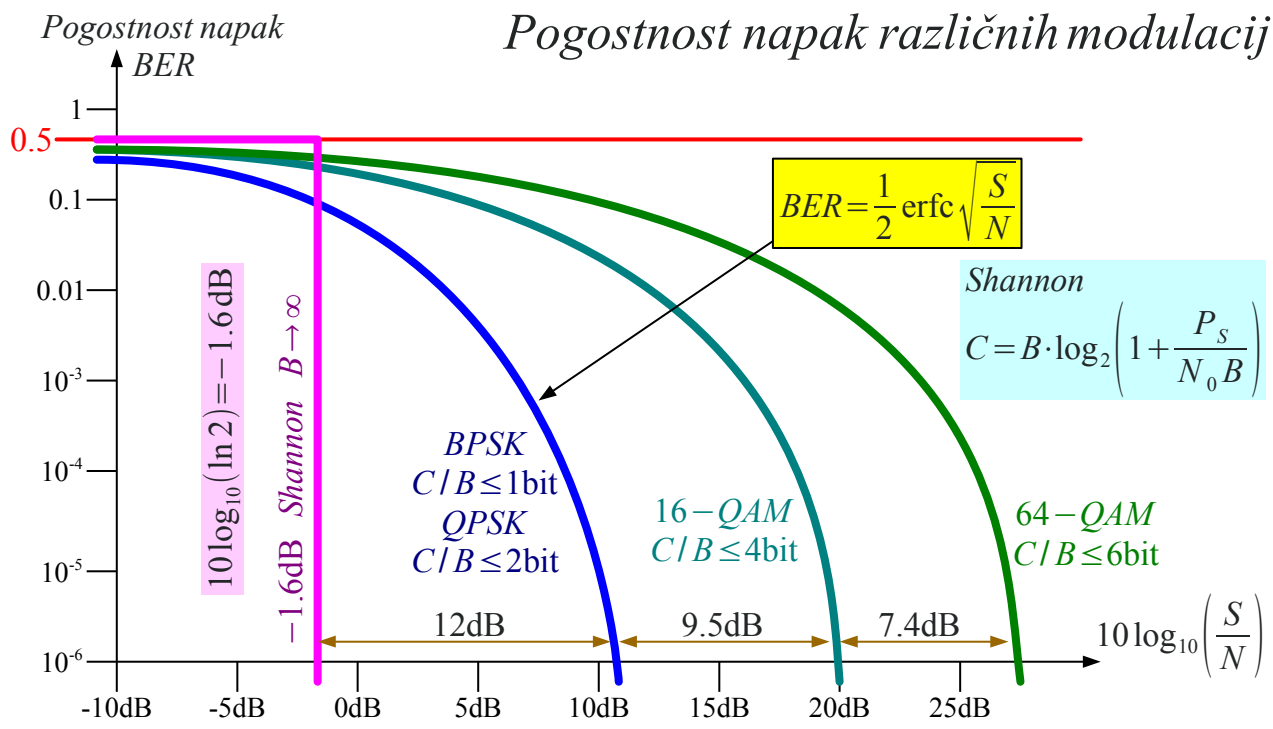
| BER | S/N |
|---|---|
| 30% | −8.6dB |
| 10% | −0.8dB |
| 3% | 2.5dB |
| 1% | 4.3dB |
| 0.3% | 5.8dB |
| $10^{-3}$ | 6.8dB |
| $3\cdot10^{-4}$ | 7.7dB |
| $10^{-4}$ | 8.4dB |
| $3\cdot10^{-5}$ | 9.1dB |
| $10^{-5}$ | 9.6dB |
| $3\cdot10^{-6}$ | 10.1dB |
| $10^{-6}$ | 10.4dB |
| $3\cdot10^{-7}$ | 11dB |
| BER | S/N |

| BER | S/N |
|---|---|
| $10^{-7}$ | 11.3dB |
| $3\cdot10^{-8}$ | 11.7dB |
| $10^{-8}$ | 12dB |
| $3\cdot10^{-9}$ | 12.3dB |
| $10^{-9}$ | 12.6dB |
| $10^{-10}$ | 13.1dB |
| $10^{-11}$ | 13.5dB |
| $10^{-12}$ | 13.9dB |
| $10^{-13}$ | 14.3dB |
| $10^{-14}$ | 14.7dB |
| $10^{-15}$ | 15dB |
| $10^{-16}$ | 15.3dB |
| $10^{-17}$ | 15.6dB |
| BER | S/N |

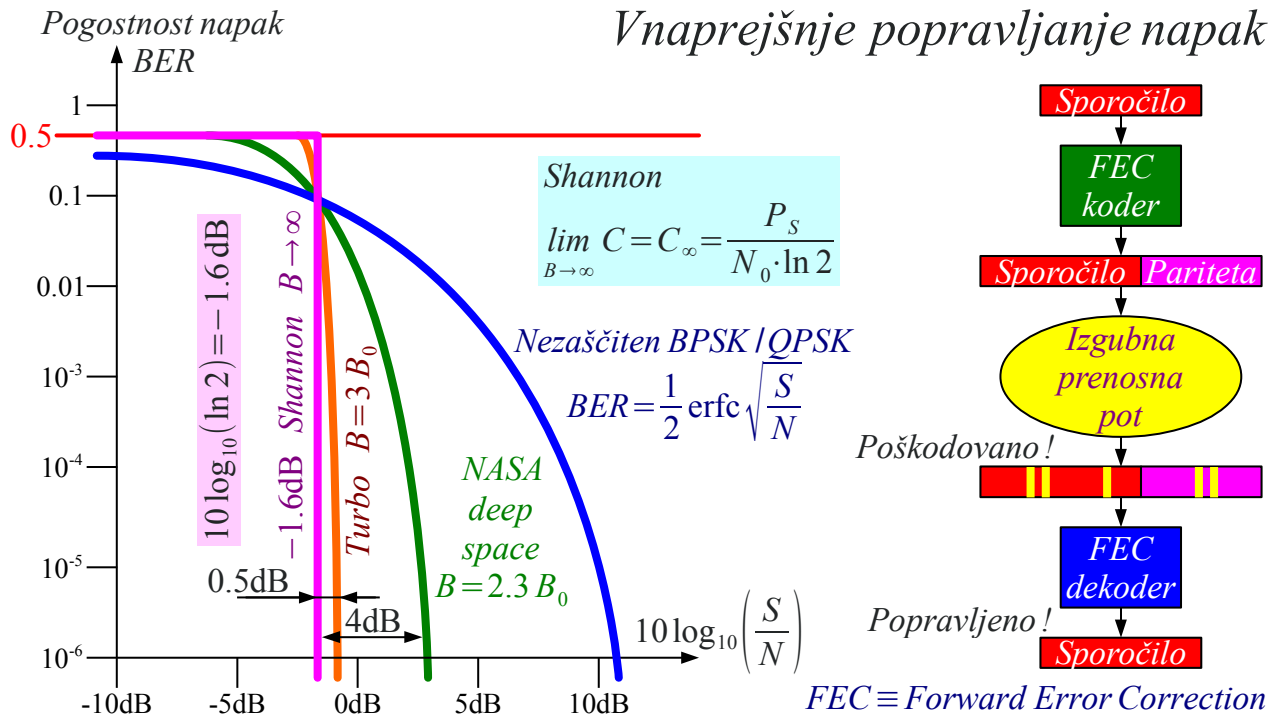
*Tabela pogostnosti napak BPSK*

Pri razmerju signal/šum pod $P_S/P_N < 10\text{dB}$ zveza vnaša v sporočilo veliko napak. Pri razmerju signal/šum nad $P_S/P_N > 10\text{dB}$ je napak v zvezi zelo malo. Rezultat računa je torej podoben kolenu pri analogni frekvenčni modulaciji. Pri analognem razmerju signal/šum nad $P_S/P_N > 10\text{dB}$ na vhodu ima $FM$ demodulator velik dobitek razmerja signal/šum. Pri analognem razmerju signal/šum pod $P_S/P_N < 10\text{dB}$ na vhodu se delovanje $FM$ demodulatorja poruši.

Pri analogni frekvenčni modulaciji lahko izbiramo dobitek demodulatorja s frekvenčnim kolebom. Pri številski $PSK$ modulaciji lahko izbiramo odpornost na šum s številom bitov, ki jih prenašamo v posameznem simbolu. Višja spektralna učinkovitost zahteva večja razmerja signal/šum: dodatnih $9.5\text{dB}$ za modulacijo $16-QAM$ in še dodatnih $7.4\text{dB}$ za modulacijo $64-QAM$, vse v primerjavi s preprosto $BPSK$ ali $QPSK$ :

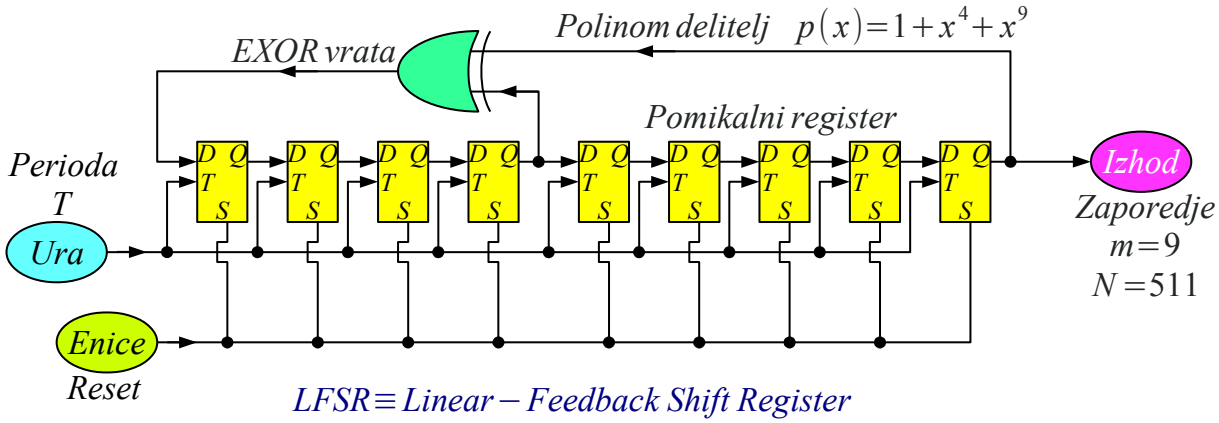



Najnižje razmerje signal/šum, ki še omogoča zvezo brez napak, je $P_S/P_N=10\log_{10}(\ln 2)=-1.6\text{dB}$ v neskončni pasovni širini $B\to\infty$ . Dodatna pasovna širina je uporabljena za vnaprejšnje popravljanje napak $FEC$ (Forward Error Correction). Zelo znan "NASA deep space standard" se Shannonovi meji približa na $4\text{dB}$ za $B=2.3\,B_0$ povečanje pasovne širine. Sodobna $FEC$ kodiranja se Shannonovi meji približajo na $0.5\text{dB}$ za trikratno povečanje pasovne širine $B=3\,B_0$ :



Kako preveriti delovanje radijske zveze? V analogni govorni zvezi naj bi dobili zadostno razmerje signal/šum med preizkusnim tonom in šumom. Analogna televizija potrebuje več preizkusnih vzorcev za vse predvidene pomanjkljivosti. Osnovni preizkus številske zveze je meritev pogostnosti napak. Za meritev pogostnosti napak ne zadošča samo dolga veriga enic ali ničel, pač pa čim bolj mešani vzorci enic in ničel, ki prožijo napake ob določenih pojavih večpotja in drugih popačenj.

Vsem opisanim zahtevam najbolje ustreza zaporedje, ki nastane ob verižnem deljenju polinomov s celoštevilskimi koeficienti. Najbolj preprosta izvedba hrani polinom deljenec v vsebini dvojiškega pomikalnega registra. Polinom delitelj predstavlja povratna vez: seštevalnik iz dvojiških $EXOR$ vrat. Pri primerni izbiri povratne vezave (primitivni polinom delitelj $p(x)$ ) gre veriga $m$ celic skozi vseh $N=2^m-1$ možnih stanj (razen stanja samih ničel), preden se vrne na začetek iz samih enic:




*Nerazcepni polinom* $p(x)=1+x^l+x^m$ → *zaporedje dolžine max* $N=2^m-1$

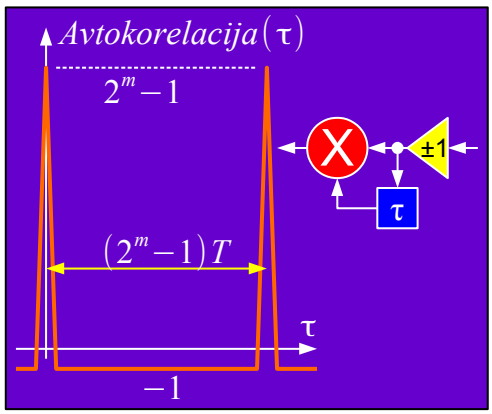
## *Dvojiški izvor psevdonaključnega zaporedja*

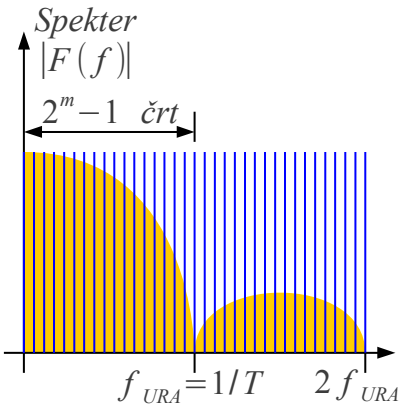
Maksimalno zaporedje dolžine $N=2^m-1$ ima nekaj prav posebnih matematičnih lastnosti. Zaporedje vsebuje prav vse kombinacije od posameznih enic, posameznih ničel vse do ene same skupine največ $m$ enic oziroma $m-1$ ničel. Skupine so med sabo dobro premešane in se pojavljajo tem pogosteje, čim krajše so.

Avto-korelacijska funkcija zakasnjenega zaporedja ima samo dve vrednosti: $2^m-1$ pri zakasnitvi $\tau=0$ in $-1$ povsod drugod. Maksimalno zaporedje je torej zelo primerno za zanesljivo sinhronizacijo naprav:

*Nerazcepni polinom* $p(x)=1+x^l+x^m$ → *zaporedje dolžine max* $N=2^m-1$

$2^{m-1}$ *enic in* $2^{m-1}$-1 *ničel razporejenih v skupine*
1X m *enic*, m-1 *ničel*
1X m-2 *enic in ničel*
2X m-3 *enic in ničel*
4X m-4 *enic in ničel*
.....
$2^{m-5}$ *trojk* 111 *in* 000
$2^{m-4}$ *parov* 11 *in* 00
$2^{m-3}$ *posamičnih* 1 *in* 0



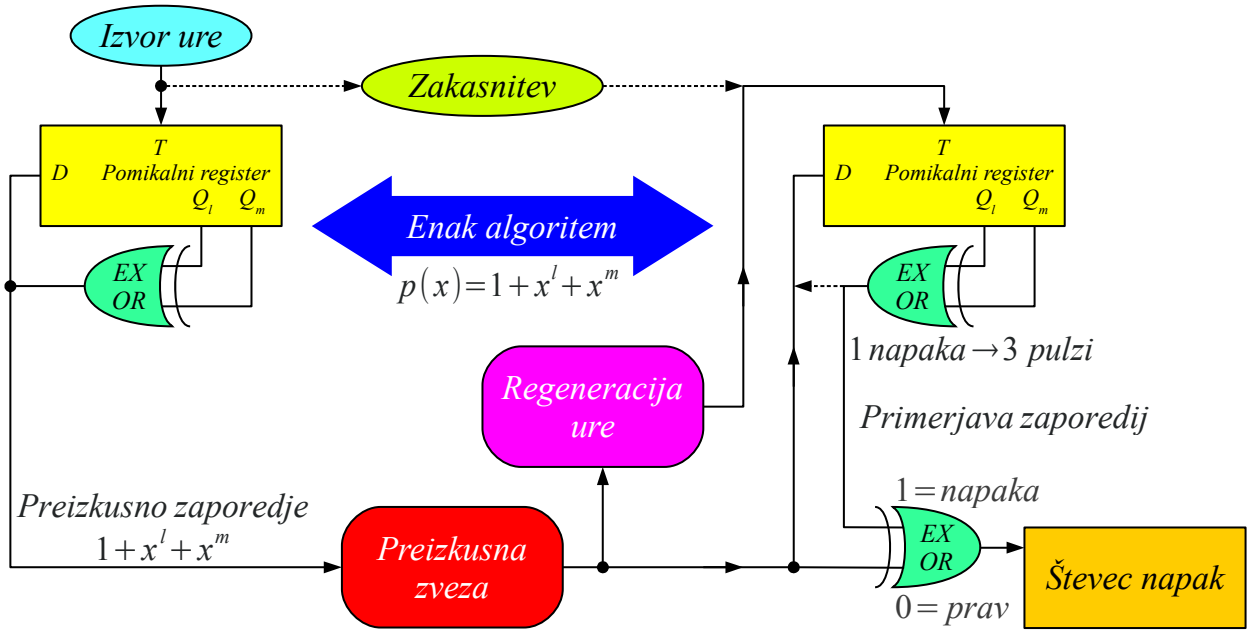




*Sliši in vidi se kot beli šum!*

## *Lastnosti max zaporedja LFSR*

Frekvenčni spekter maksimalnega zaporedja ima natančno $N=2^m-1$ spektralnih črt med nič in frekvenco ure pomikalnega registra. Vse črte so enako velike z izjemo oblikovanja spektra $\sin(x)/x$ . Če polinomsko deljenje teče v zvočnem delu spektra, ga človeško uho sliši kot šum. Na televizijskem zaslonu se polinomsko zaporedje vidi kot sneženje.

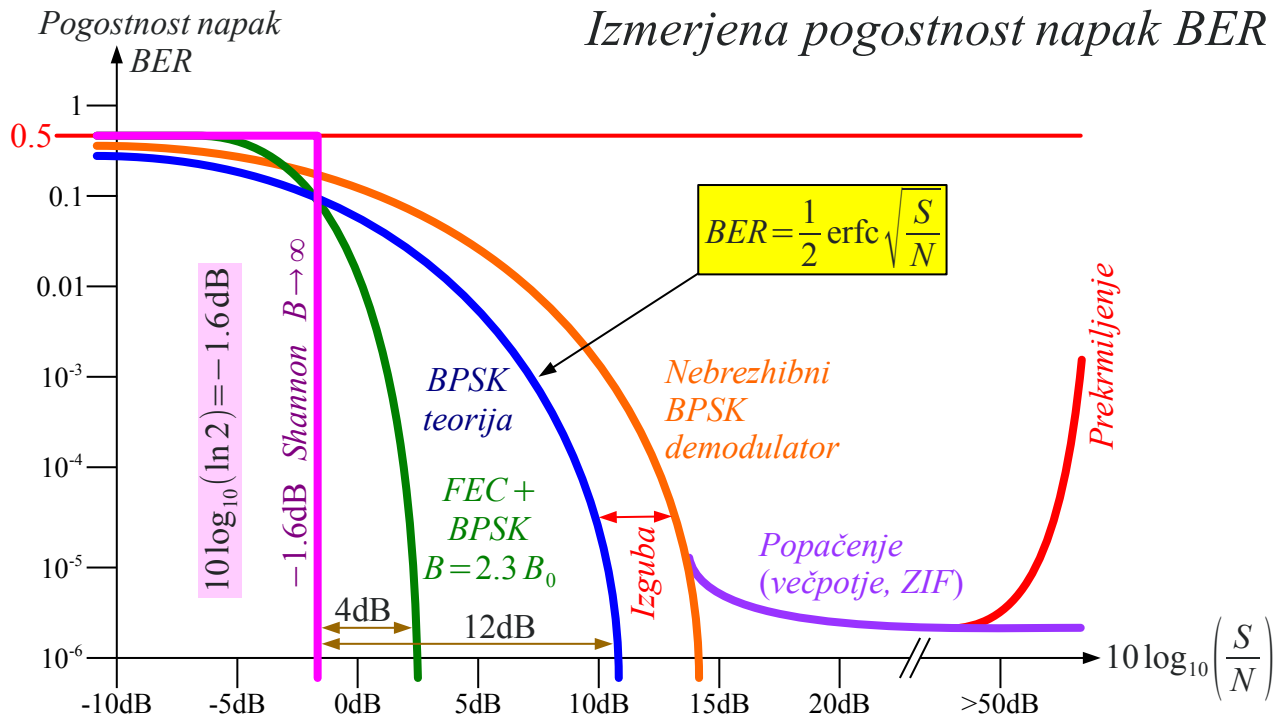
Za preverjanje številske zveze sta potrebna dva polinomska generatorja: izvor signala pri oddajniku in preverjanje signala pri sprejemniku. Če sprejemnik ne vsebuje regeneracije ure, zadošča zakasnitev ure med oddajnikom in sprejemnikom:




## *Preizkus zveze s psevdonaključnim zaporedjem*

Sprejemni polinomski generator se lahko sam uklene na oddajni polinomski generator. V tem primeru vsaka napaka na preizkušani zvezi prikaže tri napake na števcu napak. Po začetni uklenitvi zmore sprejemnik samostojno proizvajati povsem enako sporočilo kot oddajnik, da so na števcu vidne posamezne napake.

Polinomski generator kot izvor signala in njegov par za preverjanje signala na sprejemu omogočata številne poskuse z merjeno zvezo. S polinomskim izvorom je oddajnik krmiljen s pravim signalom za meritev izkoristka oddajnika. Na sprejemni strani omogoča preverjanje zveze z umerjenim razmerjem signal/šum, kar daje izgubo resničnega neidealnega demodulatorja:




Pri močnih signalih pogostnost napak $BER$ ne upada nujno proti nič. Popačenje večpotja oziroma odsotnost enosmernega sklopa med stopnjami $ZIF$ ostanejo. Končno lahko sprejemnik prekrmilimo. Kljub temu, da imata $BPSK$ oziroma $QPSK$ skoraj konstantno ovojnico, njuna oblika znotraj vej $I$ in $Q$ ničelne medfrekvence ni konstantna in lahko potrebuje $AGC$. Nasičenje $ZIF$ lahko poveča pogostnost napak pri velikih signalih.

* * * * *