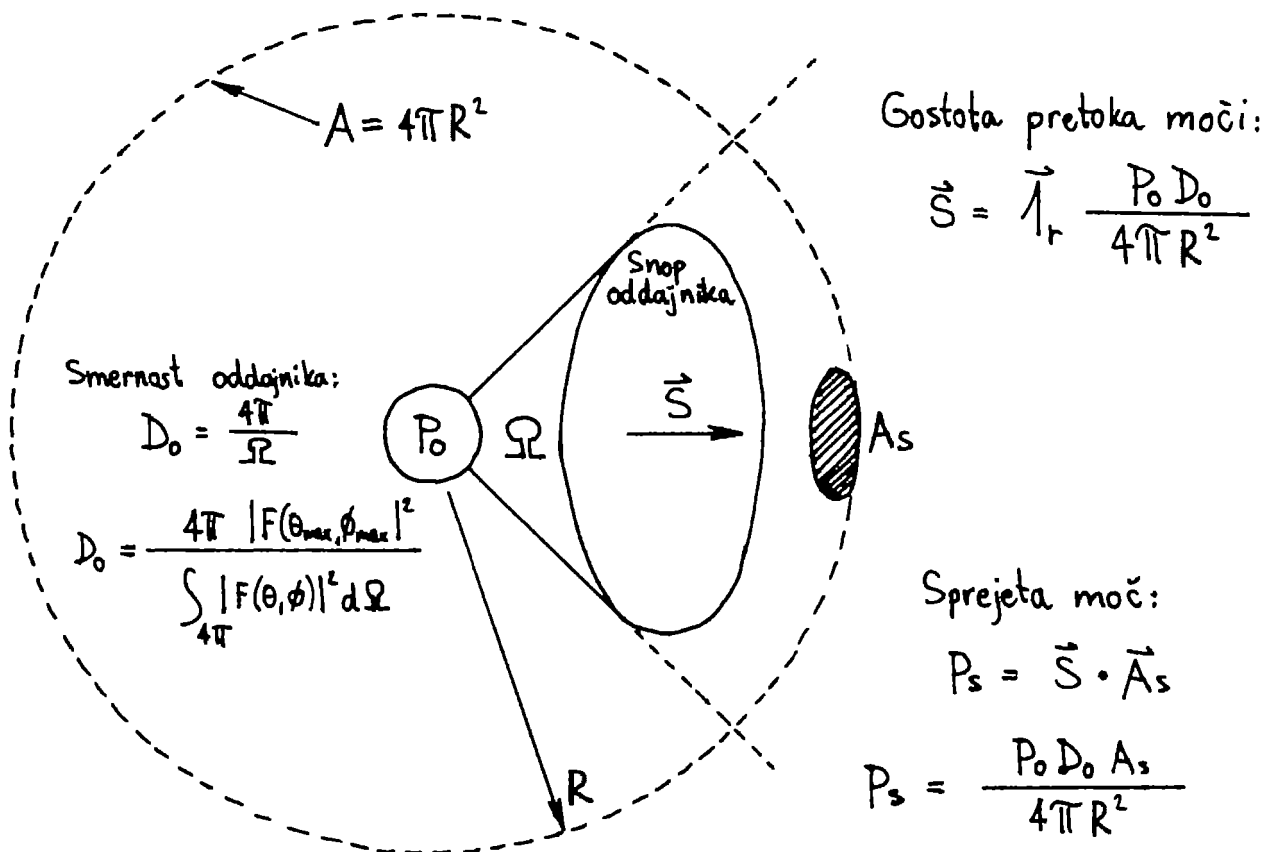


1. Osnovne lastnosti radijske zveze

1.1. Radijska zveza v praznem prostoru

Radijska zveza je vrsta zveze s pomočjo elektromagnetnega valovanja, kjer se valovanje prosto razširja po prostoru. Elektromagnetno valovanje se lahko razširja tudi po povsem praznem prostoru (vakuumu), prisotnost snovi ni potrebna. V večini primerov poteka vsaj del radijske poti skozi zemeljsko ozračje. Končno lahko pot radijskih valov motijo različne ovire.

Osnovni naravni pojav, ki omogoča zvezo z elektromagnetnim valovanjem, je sevanje. Sevanje je posledica pospešenega gibanja električnih nabojev. Oddajnik izseva določeno elektromagnetno moč P_0 , ki se prosto razširja v praznem prostoru in se nikoli več ne vrne k oddajniku. Prenos moči z elektromagnetnim sevanjem je prikazan na sliki 1.1.



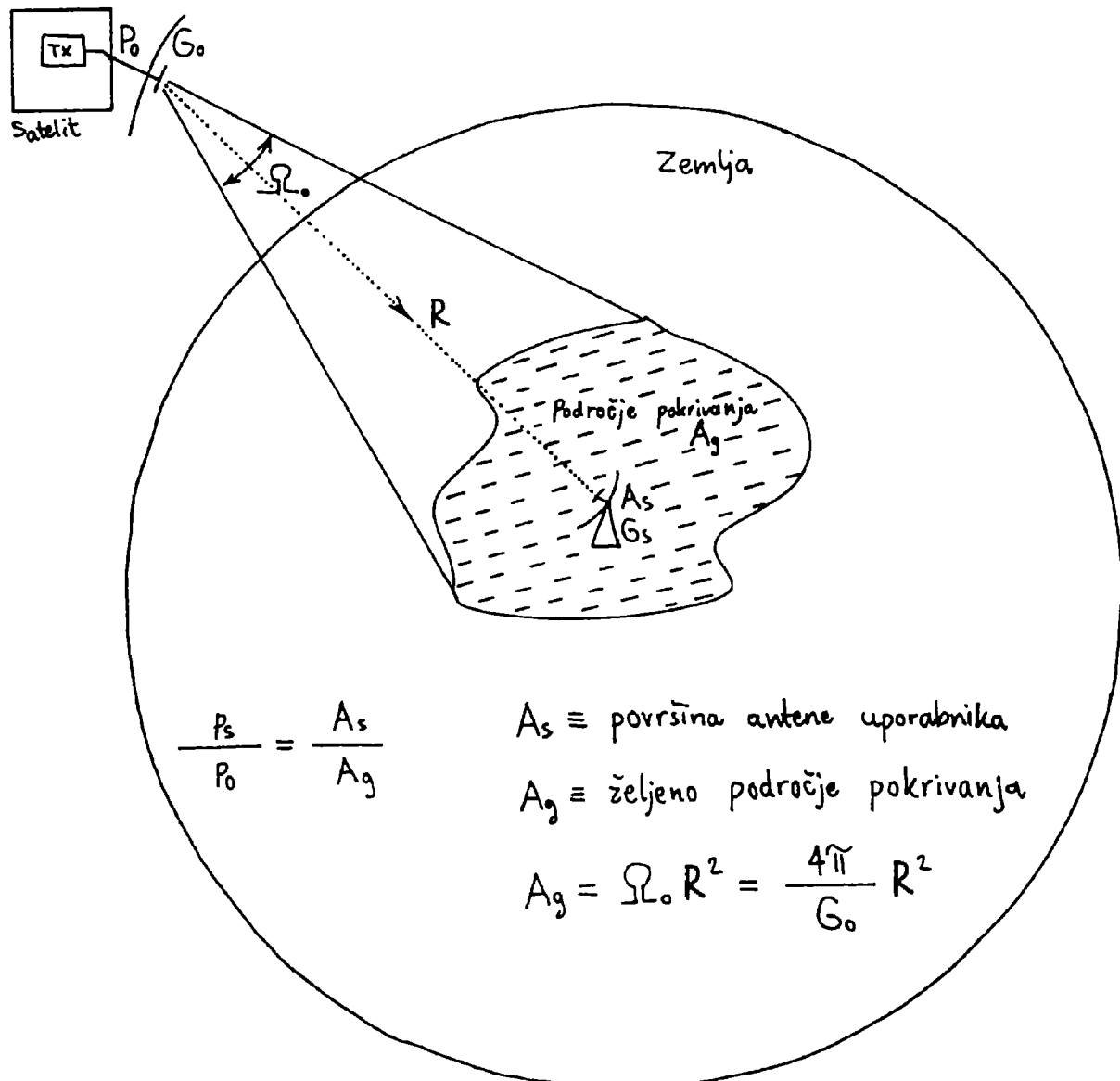
slika 1.1 – Prenos moči z elektromagnetnim sevanjem.

Pri sevanju se moč P_0 razširja v prostor. V praznem, brezizgubnem prostoru gostota pretoka moči (moč na enoto ploskve) S upada s kvadratom razdalje R . Sprejeta moč na drugem koncu zveze je preprosto produkt gostote pretoka moči S in površine sprejemnika A_s .

Prenosno slabljenje radijske in drugih vrst zvez z elektromagnetnim sevanjem lahko zmanjšamo s pomočjo usmerjenega

oddajnika. Tak oddajnik ne seva v vse smeri enako, pač pa skušamo razpoložljivo električno moč usmeriti v določen stožec ali bolj splošno v poljuben prostorski kot. Smernost oddajnika D je faktor povečanja gostote pretoka moči S v željeni smeri ob nespremenjeni moči oddajnika P_0 .

Najpreprostejši zgled prenosnega slabljenja radijske zveze je satelitska zveza, prikazana na sliki 1.2. Če za satelitsko zvezo izberemo takšno frekvenco, da je vpliv zemeljskega ozračja zanemarljiv, je izračun slabljenja silno preprost. Edini izvor prenosnega slabljenja zveze je tedaj razširjanje valovanja v praznem prostoru na razdalji R od oddajnika do sprejemnika.

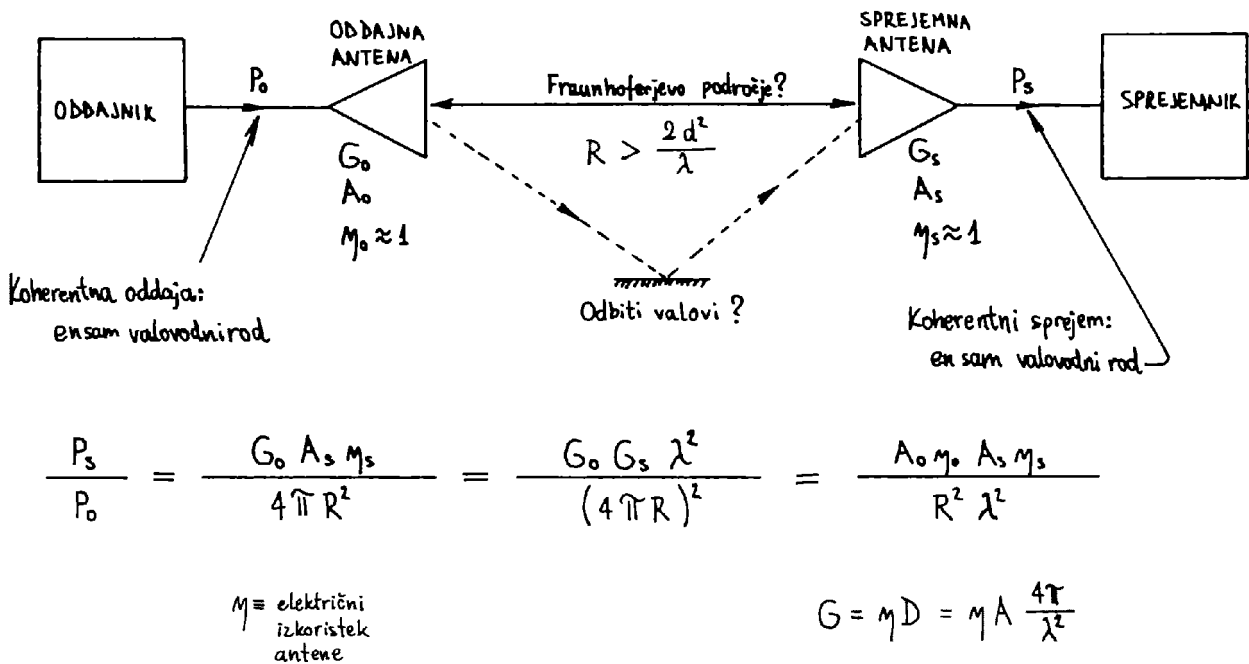


Slika 1.2 - Prenos moči v satelitski zvezi.

Anteno na satelitu načrtujemo tako, da osvetli predpisano zemljepisno področje pokrivanja A_g na površini Zemlje. Uporabnik na Zemlji si lahko kvečjemu privoščiti sprejemno anteno velikosti A_s . Razmerje moči sprejemnika in oddajnika P_s/P_0 je preprosto enako

razmerju površin sprejemne antene in zemljepisnega področja pokrivanja satelita A_s/A_g .

V tem preprostem računu smo seveda zanemarili, da sta električna izkoristka resničnih oddajne in sprejemne antene manjša od enote, kot tudi omejitev, da si na vesoljskem plovilu ne moremo privoščiti poljubno velike antene. Najbolj splošen primer vstavitvenega slabljenja radijske zveze v povsem praznem prostoru je zato prikazan na sliki 1.3.



Slika 1.3 – Radijska zveza v praznem prostoru.

Za razliko od drugih vrst zvez z elektromagnetnim valovanjem (optične komunikacije) običajno uporabljamo v radijskih zvezah prostorsko koherentno oddajo in prostorsko koherenten sprejem. Koherentna oddaja v tem primeru pomeni oddajno anteno, ki jo napaja en sam izmenični izvor preko enorodovnega prenosnega voda oziroma skupina izvorov, ki so med sabo vedno sinhronizirani. Prostorsko koherenten sprejem pomeni, da prispevke iz posameznih delov sprejemne antene najprej seštejemo kot kazalce (v enorodoven prenosni vod) in šele nato skupno obdelamo njihovo vsoto (usmerjamo, demoduliramo ipd.)

Za koherentne antene velja točna fizikalna povezava med njihovo smernostjo D in velikostjo (efektivno površino) A . Pri koherentnih antenah tudi zelo preprosto vpeljemo načelo recipročnosti, saj lahko isto anteno uporabimo za oddajo ali pa za sprejem. V slučaju praznega (ali recipročnega) prostora med antenama se celotna radijska zveza z antenama vred obnaša kot recipročen električni četverpol.

Električna izkoristka sprejemne in oddajne antene vnašata dodatno slabljenje v radijsko zvezo. Izkoristek in smernost antene združuje nov parameter: dobitok antene G . Izkoristek pravilno načrtovanih anten je blizu enote in dobitok G običajno ni dosti manjši od smernosti D . Smernost D in dobitok G običajno navajamo v

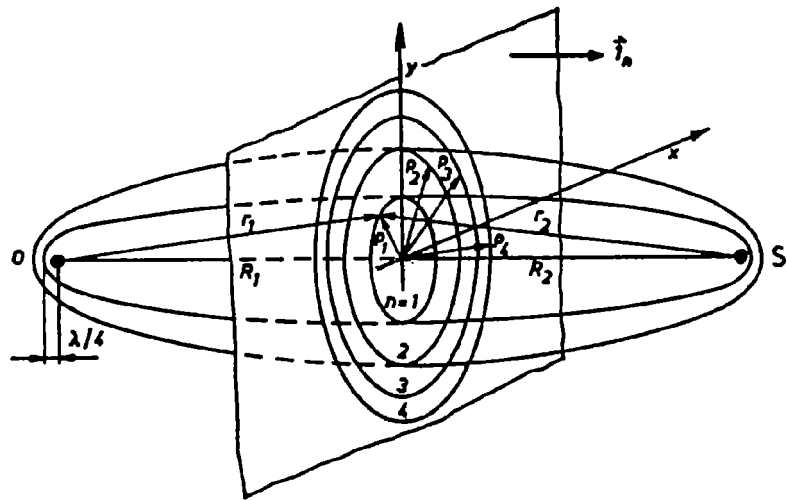
logaritemskih enotah dBi, to je decibelih glede na izotropno (neusmerjeno) anteno.

Prenosno slabljenje radijske zveze lahko izrazimo na tri načine: iz osnovne fizikalne slike, samo z dobitki obeh anten ali samo s površinami obeh anten. Ker sta dobitek G in površina antene A povezani preko valovne dolžine, imajo trije izrazi na sliki 1.3 različno odvisnost od valovne dolžine (frekvence). Vsi trije izrazi seveda veljajo le na dovolj velikih razdaljah R v Fraunhofer-jevem področju, kar lahko določimo iz prečnih izmer anten d . Izrazi veljajo v popolnoma praznem prostoru, torej le v odsotnosti kakršnihkoli odbojev!

1.2. Slabljenje ovir in ozračja

Elektromagnetno valovanje potrebuje kot vsako prostorsko valovanje za svoje razširjanje določen prostor. Mej tega prostora ne moremo preprosto določiti, zato si pomagamo s Fresnel-ovimi elipsoidi, ki so prikazani na sliki 1.4. Fresnel-ovi elipsoidi so podolgovati rotacijski elipsoidi, ki imajo vsi ista gorišča na mestih oddajnika in sprejemnika. Elipsoidi združujejo točke v prostoru, preko katerih je pot valovanja daljša za celoštevilski mnogokratnik polovice valovne dolžine.

$$S_n = \sqrt{n \lambda \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}}$$



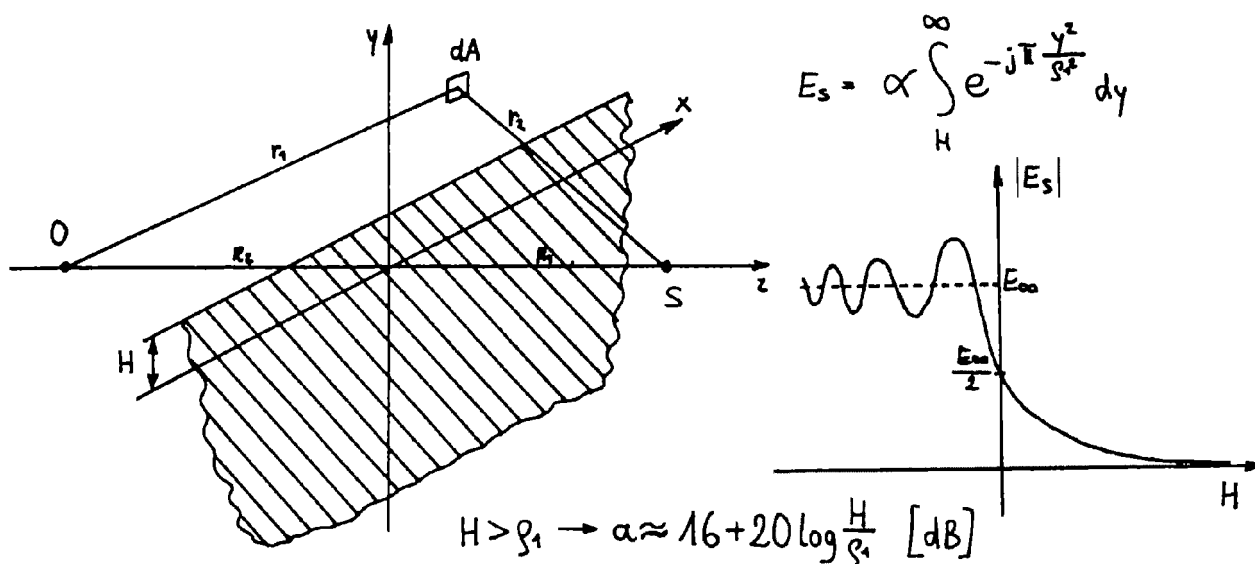
Slika 1.4 – Fresnel-ovi elipsoidi in Fresnel-ove cone.

Za razširjanje valovanja je najpomembnejši prvi Fresnel-ov elipsoid, ki združuje točke, preko katerih je pot valovanja daljša za polovico valovne dolžine. Pot valovanja je neovirana, če ovire ne segajo znotraj prvega Fresnel-ovega elipsoida. Prečne preseke Fresnel-ovih elipsoidov imenujemo Fresnel-ove cone in te ponavadi uporabljamo za ugotavljanje, ali določena ovira moti razširjanje valovanja na svoji poti od oddajnika O do sprejemnika S .

Ovira ima največkrat obliko prečne prepreke, naprimer gorski greben, ki moti neposredno radijsko pot med oddajnikom in sprejemnikom. Dodatno uklonsko slabljenje klinaste ovire je prikazano na sliki 1.5. Gorski greben ima zelo majhen vpliv, če se nahaja v celoti pod prvo Fresnel-ovo cono. Če greben sega do zveznice oddajnik-sprejemnik, dobi sprejemnik natančno polovico

polja, kar pomeni četrtno moči ali 6dB dodatnega slabljenja.

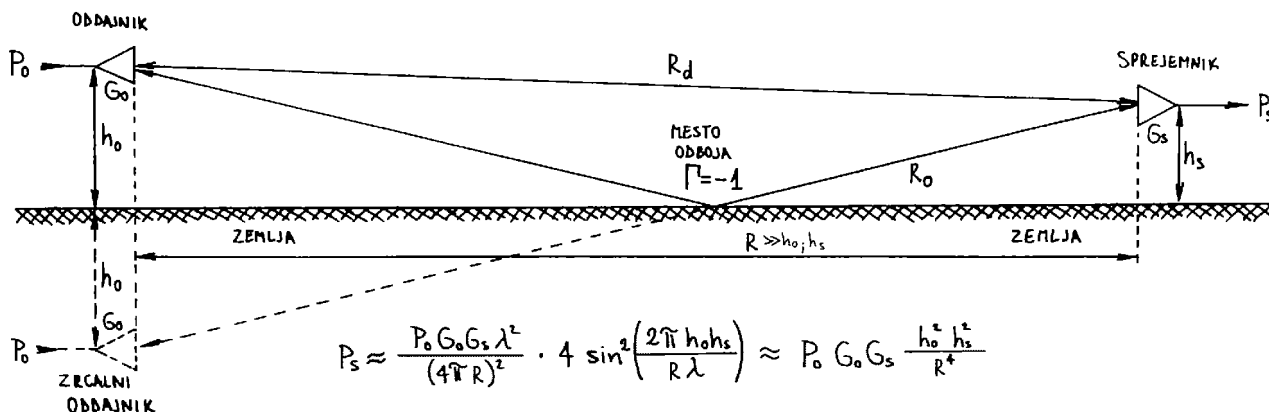
Ko greben višine H popolnoma zasenči prvo Fresnel-ovo cono, prenosno slabljenje naraste za dodatnih 16dB. Nad prvo Fresnel-ovo cono obstaja za rešitev integrala preprost približek v logaritemski skali (decibelih). Dodatno uklonsko slabljenje torej zelo hitro narašča z višanjem ovire.



slika 1.5 – uklonsko slabljenje klinaste ovire.

Približek na sliki 1.5 je sicer matematično tembolj točen, čim višja je klinasta ovira glede na prvo Fresnel-ovo cono. V resničnih primerih je približek za visoke ovire (H večji od nekaj Fresnel-ovih con) zelo nenatančen, ker oblika resnične ovire ne ustreza brezhibnemu klinu. Uklonsko slabljenje je tedaj močno odvisno od majhnih podrobnosti, naprimer poraščenost gorskega grebena ali oblika kuclja. V takšnih primerih lahko kvečjemu napovemo povprečno jakost sprejemanega signala in pričakujemo globok presih sprejema s časom oziroma ob majhnih premikih anten.

Prenosno slabljenje radijske zveze lahko zelo naraste tudi v primerih, ko je prvi Fresnel-ov elipsoid razmeroma prost. Zelo pogost slučaj uničujoče interference med neposrednim in odbitim žarkom je prikazan na sliki 1.6. Ko se oddajna in sprejemna antena nahajata na majhni višini nad tlemi, vpada valovanje na tla zelo položno. Pod položnim kotom je odbojnost tal blizu vrednosti -1 tudi v slučaju zelo hrapavih tal.

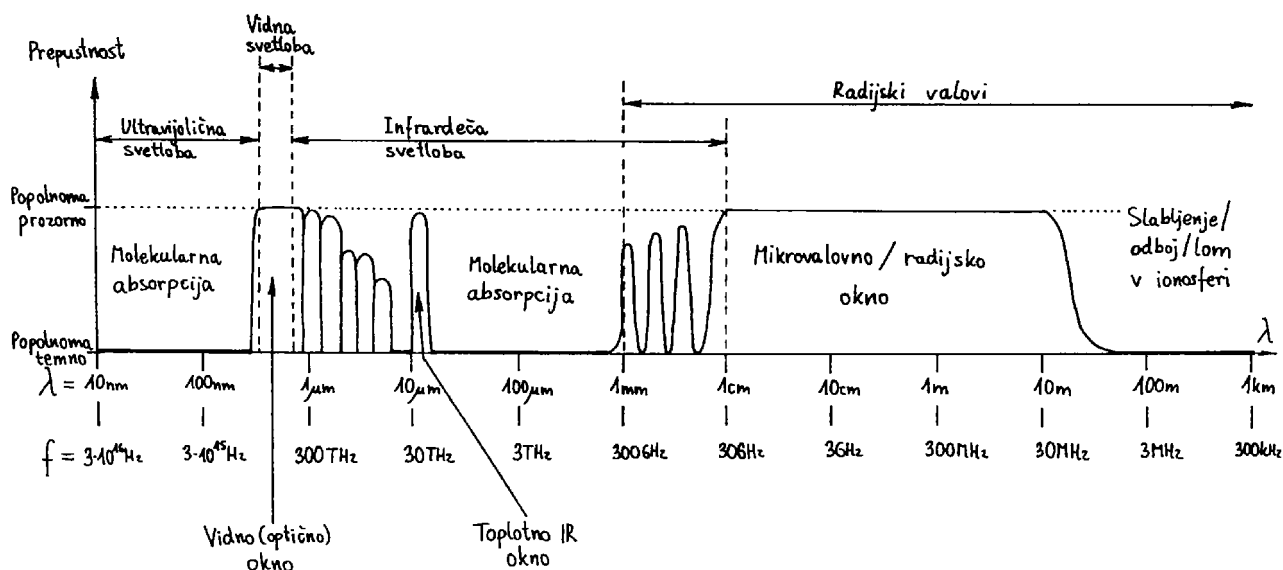


slika 1.6 - odboj valovanja od ravnih tal.

Ko sta poti neposrednega in odbitega žarka približno enako dolgi, je interferenca med neposrednim in odbitim žarkom uničujoča. Ko sta višini oddajne antene h_0 in sprejemne antene h_s nad tlemi majhni glede na razdaljo R , slabljenje radijske poti narašča s četrto potenco razdalje R , to se pravi dosti hitreje kot pa v praznem prostoru.

Izraz za prenosno slabljenje radijske zveze pri odboju valovanja od ravnih tal nam zelo dobro opisuje tudi primer radijske zveze z in brez neposredne vidljivosti do ročne ali mobilne radijske postaje. Povprečna moč sprejetega signala, ki ima globok presih, je tedaj sorazmerna kvadratom višin oddajne in sprejemne antene ter obratno sorazmerna določeni potenci razdalje R . Ta potencia se giblje v mejah od 3 do 5.

Končno ne smemo zanemariti dejstva, da večina zvez z elektromagnetnim valovanjem poteka vsaj delno skozi zemeljsko ozračje. Prepustnost zemeljskega ozračja za elektromagnetno valovanje je prikazana na sliki 1.7. Na sliki 1.7 vidimo, da je zemeljsko ozračje popolnoma prozorno za zelo obširna področja valovnih dolžin oziroma frekvenc. Za druga obširna področja je zemeljsko ozračje popolnoma neprozorno zaradi rezonanc molekul plinov, ki ga sestavljajo.



Slika 1.7 – Prepustnost zemeljskega ozračja.

Zemeljsko ozračje ima tri uporabna okna z majhnim slabljenjem: vidno (optično) okno, toplotno dolgovalovno infrardeče okno in mikrovalovno oziroma radijsko okno. Radijsko okno je pri visokih frekvencah omejeno z rezonancami molekul plinov, predvsem kisika O_2 in vodnih hlapov H_2O , pri nizkih frekvencah pa z majhno razpoložljivo pasovno širino in s tem majhno zmogljivostjo zveze, še preden pridejo do izraza pojavi v ionosferi.

Slabljenje kisika O_2 znaša kar 14dB/km v frekvenčnem pasu okoli 60GHz. Na višjih frekvencah se pridružijo še slabljenja drugih molekul plinov, ki sestavljajo ozračje. Praktično to pomeni, da leži zadnje uporabno radijsko okno v frekvenčnem pasu okoli 94GHz. Na frekvencah nad 100GHz oziroma pri valovnih dolžinah krajših od 3mm radijske zveze v zemeljskem ozračju niso več smiselne ne glede na razpoložljivost tehnologije za izdelavo primernih oddajnikov in sprejemnikov.

1.3. Stabilnost frekvence in Doppler-jev pomik

Ker moramo isti radijski spekter deliti med veliko število uporabnikov, so radijske zveze običajno ozkopasovne zveze. Pasovna širina posameznega signala je običajno manjša od 10% osrednje frekvence. Za večje pasovne širine je sicer težko izdelati primerne širokopasovne antene. Pogoji razširjanja radijskih valov se s frekvenco lahko hitro spreminjajo.

Povsem jasno obstaja omejitev tudi na drugi strani: kolikšna je najmanjša pasovna širina, ki si jo lahko privoščimo v radijskih zvezah? Pasovna širina signala mora biti vsaj nekaj velikostnih razredov večja od stabilnosti frekvence izvorov, ki jih uporabljamo v radijskih oddajnikih in sprejemnikih. Stabilnost frekvence izvora je močno odvisna od izvedbe izvora, kot je to prikazano na sliki 1.8.

IZVOR	ODSTOPANJE
RC oscilator	$10^{-2} \dots 10^{-3}$
LC oscilator	$10^{-3} \dots 10^{-4}$
votlinski / dielektrični rezonator	$10^{-4} \dots 10^{-5}$
kremenčev kristal	$10^{-5} \dots 10^{-6}$
TCXO	$10^{-6} \dots 10^{-7}$
OCXO	$10^{-7} \dots 10^{-8}$
Rb atomska ura	$10^{-11} \dots 10^{-12}$
Cs atomska ura	$10^{-12} \dots 10^{-13}$

Slika 1.8 - Odstopanje frekvence različnih izvorov.

Povsem električni izvori se pri tem obnesejo razmeroma slabo, stabilnost frekvence RC in LC oscilatorjev je preslaba za uporabo v sodobnih radijskih zvezah. V referenčnih oscilatorjih nekaterih radijskih oddajnikov in sprejemnikov lahko kvečjemu uporabimo votlinske ali dielektrične rezonatorje.

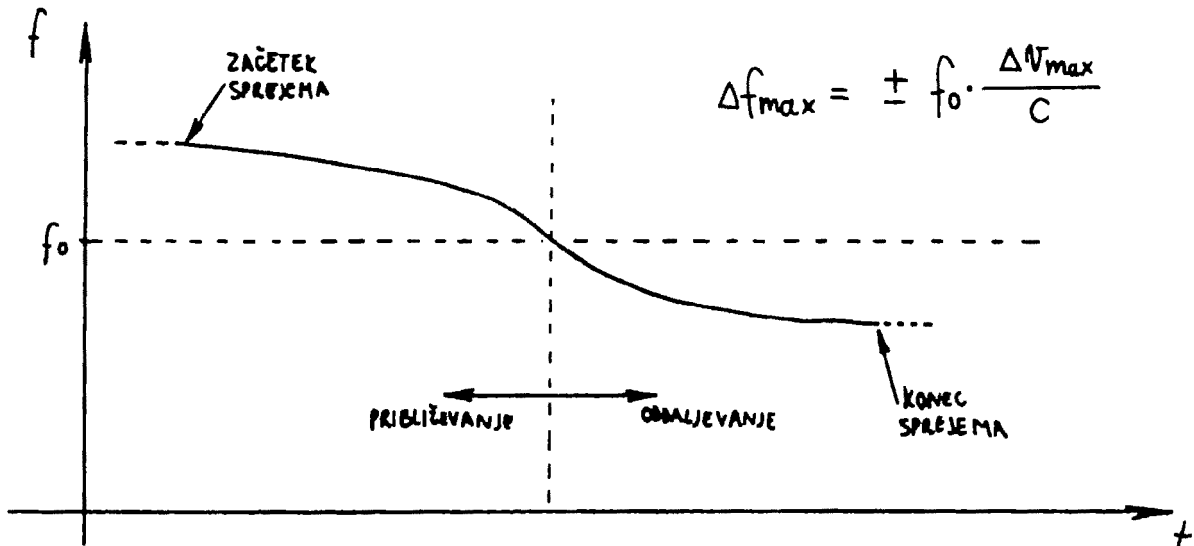
Izvori na osnovi mehanskih rezonatorjev se obnesejo dosti bolje. Najpogostejši mehanski rezonator je primerno brušen kremenčev kristal, ki je kemično zelo obstojna snov in omogoča enostaven električni sklop preko piezoelektričnega pojava. V isti namen se lahko uporabljajo tudi druge piezoelektrične snovi (piezokeramika, LiNbO_3). Stabilnost frekvence kristalnega oscilatorja izboljša temperaturna kompenzacija (Temperature-Compensated Xtal Oscillator ali TCXO) oziroma ogrevanje na stalno temperaturo (Oven Compensated Xtal Oscillator ali OCXO).

Najboljšo stabilnost frekvence omogočajo seveda izvori na osnovi naravnih atomskih rezonanc snovi. Rubidijeve atomske frekvenčne normale so dovolj majhne za vgradnjo v radijske oddajnike in sprejemnike. Večje Cezijeve atomske ure se uporabljajo v radionavigaciji.

Nedovršenost radijskih oddajnikov in sprejemnikov pa ni edini vzrok odstopanja frekvence oziroma širitve spektralne črte. Spremembe na prenosni poti lahko prav tako kvarno vplivajo na radijski signal, naprimer zaradi premikanja sprejemnika, oddajnika, ovir ali snovi, po kateri se širi radijsko valovanje.

Od vseh naštetih pojavov je običajno največji Doppler-jev pomik, ki je prikazan na sliki 1.9.

$$\Delta f = -f_0 \cdot \frac{1}{c} \cdot \frac{d|\vec{r}_{su}|}{dt} = -\frac{f_0}{c} \cdot \frac{(\vec{r}_s - \vec{r}_u) \cdot (\vec{v}_s - \vec{v}_u)}{|\vec{r}_s - \vec{r}_u|}$$



Satelitska zveza	$\Delta v_{max} = 12 \text{ km/s}$	$\frac{\Delta f_{max}}{f_0} = \pm 4 \cdot 10^{-5}$
Zemeljska mobilna zveza	$\Delta v_{max} = 40 \text{ m/s}$ (144 km/h)	$\frac{\Delta f_{max}}{f_0} = \pm 1,3 \cdot 10^{-7}$

slika 1.9 – Doppler-jev pomik v radijski zvezi.

Doppler-jev pomik nastane zaradi spreminjanja razdalje med oddajnikom in sprejemnikom in je premo sorazmeren medsebojni hitrosti oddajnika in sprejemnika. Doppler-jev pomik je največji v satelitskih zvezah, ker je hitrost satelita glede na uporabnika na Zemlji zelo velika. Doppler-jev pomik ni zanemarljiv niti v zemeljskih mobilnih zvezah.

Vsi izvori odstopanja frekvence imajo v radijski zvezi enake posledice. Pasovno širino signala in vrsto modulacije moramo izbrati tako, da nas odstopanje frekvence ne bo motilo. Radijski sprejemnik moramo načrtovati tako, da njegov demodulator zna popravljati manjša odstopanja frekvence.

1.4. Shannon-ov izrek o zmogljivosti zveze

Učinkovitost radijske zveze lahko ocenimo tako, da jo primerjamo z drugimi vrstami (brezvrvičnih in vrvičnih) zvez. Za

primerjavo različnih vrst zvez za prenos informacije, analognih in številskih (digitalnih), je smiselno izbrati enotno merilo. Za končnega uporabnika je vsekakor edini pomemben podatek količina prenešene informacije in čas, ki ga potrebujemo za prenos.

Količino informacije v signalu najbolje ovrednoti Shannon-ov izrek, ki je prikazan na sliki 1.10. Izrek velja za en sam znak (signal) z energijo W_s v prisotnosti šuma oziroma motenj z energijo W_N . Mersko enoto za informacijo preprosto izberemo z osnovo logaritma. Osnova logaritma 2 daje količino informacije v bitih (dvojiških številkah).

$$I = \frac{1}{2} \cdot \log_2 \left(1 + \frac{W_s}{W_N} \right)$$

$I \equiv$ informacija (v bitih, ko je osnova logaritma 2)

$W_s \equiv$ energija signala ; $W_N \equiv$ energija šuma

slika 1.10 – količina informacije.

Zmogljivost zveze ustreza količini informacije, ki jo zveza lahko prenese v določenem času. Zmogljivost je torej odvod količine informacije po času. Za prenos večje količine informacije seveda uporabimo več kot en sam znak, običajno niz znakov. Če znake oddajamo v enakomernih presledkih, lahko preprosto določimo potrebno pasovno širino signala. Po Nyquist-ovem izreku je najmanjša potrebna pasovna širina enaka polovici frekvence oddajanja znakov.

Pri oddaji dolgega zaporedja znakov lahko energijo signala W_s in energijo šuma oziroma motenj W_N nadomestimo z ustreznimi močmi P_s in P_N . Zmogljivost zveze zapišemo s pasovno širino zveze Δf ter močmi signala P_s in šuma oziroma motenj P_N , kot je to prikazano na sliki 1.11. Shannon-ov izrek seveda predstavlja le zgornjo teoretsko mejo za informacijo in za zmogljivost. Količina prenešene informacije in zmogljivost resnične zveze sta lahko le manjši od teoretske zgornje meje.

Pri preučevanju zmogljivosti zveze je smiselno privzeti, da je moč šuma oziroma motenj enakomerno porazdeljena po frekvenčnem spektru. Toplotni šum, ki ga vedno srečamo v radijskih zvezah, ima preprosto definirano spektralno gostoto moči kot produkt Boltzmann-ove konstante k_B in šumne temperature T . Podoben izraz za spektralno gostoto zrnatega šuma lahko poiščemo za svetlobne zveze. Pri velikem številu motilcev je povsem umestno sklepanje, da je tudi moč radijskih motenj premosorazmerna pasovni širini.

$$C = \frac{dI}{dt} = \Delta f \cdot \log_2 \left(1 + \frac{P_s}{P_N} \right)$$

$$C = \Delta f \cdot \log_2 \left(1 + \frac{P_s}{\Delta f \cdot k_B \cdot T} \right)$$

$$C = \frac{dI}{dt} \equiv \text{zmogljivost (v bitih / sek)}$$

$\Delta f \equiv$ frekvenčna pasovna širina

$P_s \equiv$ moč signala ; $P_N \equiv$ moč šuma

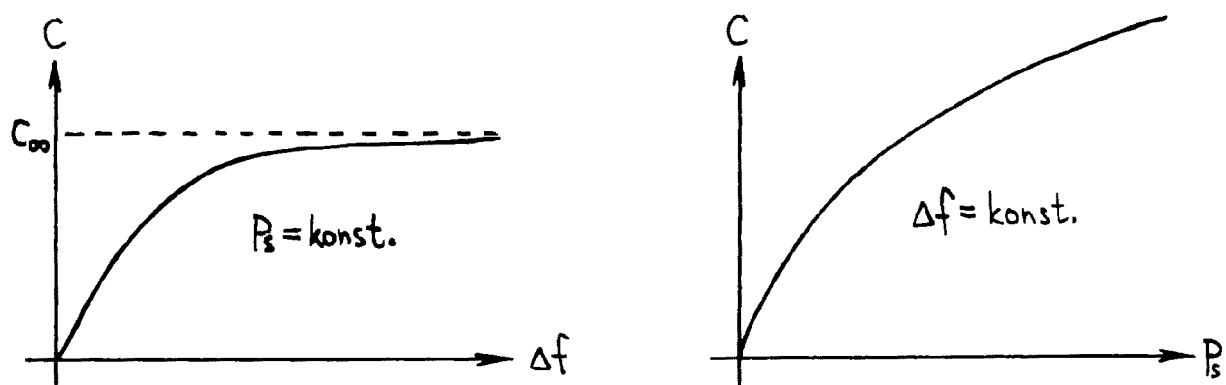
$$P_N = \Delta f \cdot k_B \cdot T$$

$k_B = 1.38 \cdot 10^{-23} \text{ J/K} \equiv$ Boltzmann-ova konstanta

$T =$ šumna temperatura sprejemnega sistema

slika 1.11 - Zmogljivost zveze.

Razpoložljiva pasovna širina radijskega spektra ima naravne omejitve. V istem prostoru hkrati uporablja radijske zveze veliko število uporabnikov, ki lahko razpoložljivo pasovno širino le delijo med sabo, da preprečijo medsebojne motnje. Uporabniki radijskih zvez morajo zato skrbno izbrati pasovno širino in moč svojih oddajnikov. Vpliv pasovne širine in moči je prikazan na sliki 1.12.



slika 1.12 - vpliv pasovne širine in moči.

Zmogljivost zveze se v vsakem primeru povečuje z večanjem pasovne širine Δf in z večanjem moči oddajnika, kar da večjo moč P_s v sprejemniku. Naraščanje zmogljivosti ni enakomerno, obe krivulji na sliki 1.12 se počasi a žal vztrajno vihata navzdol. Razlaga za pasovno širino Δf je preprosta: z večanjem pasovne širine se večja količina šuma oziroma motenj, ki zaidejo v sprejemnik skupaj s koristnim signalom. Razmerje signal/šum se torej manjša, pri večanju pasovne širine Δf se zmogljivost približuje strogi gornji meji, ki je izračunana na sliki 1.13. Računski faktor 1.4427 oziroma 1.592dB sledi iz izbrane merske enote za zmogljivost v bitih (dvojiških številkah) na sekundo.

$$\lim_{\Delta f \rightarrow \infty} C = \frac{1}{\ln 2} \cdot \frac{P_s}{k_b \cdot T} \approx 1.4427 \cdot \frac{P_s}{k_b \cdot T}$$

slika 1.13 - Gornja meja zmogljivosti.

Vpliv moči sprejetega signala P_s gre po preprosti logaritemski krivulji, ki se prav tako viha navzdol, vendar vsaj v teoriji nikoli ne doseže zasičenja. Praktično pa logaritemska krivulja pomeni, da potrebna moč oddajnika narašča eksponentno z zahtevo po večji zmogljivosti C . Eksponentno naraščanje moči oddajnika hitro doseže nesprejemljivo visoko ceno oddajnika in količino energije, potrebne za njegovo delovanje.

V večini resničnih radijskih zvez dosežemo omejitev moči oddajnika že prej. Povečevanje zmogljivosti z močjo signala zahteva zelo visoko razmerje signal/motnja. Motnje so pri tem lahko motnje drugih uporabnikov. Če ostali uporabniki prav tako povečajo moči svojih oddajnikov, se končno razmerje signal/motnja prav nič ne izboljša s samim večanjem moči oddajnikov. Motnje so lahko tudi odbiti valovi in druga popačenja lastnega oddajnika. Tudi v tem primeru povečevanje moči oddajnika prav nič ne izboljša zmogljivosti radijske zveze.

Načrtovanje radijske zveze torej zahteva skrbno izbiro pasovne širine in moči oddajnika glede na ceno posamezne dobrine. Radijska zveza z vesoljskim plovilom na veliki razdalji vnaša visoko prenosno slabljenje. Poleg tega je moč oddajnika na krovu vesoljske ladje zelo omejena. V vesoljski zvezi torej žrtvujemo večjo pasovno širino, da isto informacijo prenesemo z manjšo porabo energije oddajnika.

V zemeljski radijski zvezi kratkega dometa moč oddajnika ne predstavlja omejitve, zato varčujemo z dragoceno pasovno širino radijskega spektra. V takšni zvezi običajno stremimo za visoko spektralno učinkovitost, to je razmerjem med zmogljivostjo in pasovno širino. Spektralna učinkovitost lahko doseže vrednost 10bit/s/Hz v skrbno načrtovanih zemeljskih zvezah, v satelitskih zvezah pa redkokdaj preseže 1bit/s/Hz. Željeno spektralno učinkovitost skušamo doseči z uporabo primerne modulacije in kodiranja.

1.5. Meritve radijskih signalov

Radijski signali imajo nekaj posebnosti, ki zahtevajo primerno merilno opremo. Najbolj očitna posebnost je ogromen razpon moči. Izhodna moč oddajnika je lahko tako visoka, da predstavlja tehnično težavo že samo odvajanje toplote, ki se sprošča ob meritvi na umetnem bremenu. Na drugem koncu radijske zveze je moč na vhodnih sponkah sprejemnika povsem primerljiva s silno majhno močjo toplotnega šuma na upor. Razpon moči radijskih signalov lahko torej preseže 10^{15} ali 150dB, česar običajni merilniki električne moči zagotovo ne morejo meriti.

Dodatno težavo predstavlja pisana množica različno močnih signalov, ki so hkrati prisotni v določeni točki prostora oziroma jih antena preslika na vhodne sponke sprejemnika. Merilnik radijskih signalov torej potrebuje selektivnost, da je sposoben razločiti med različnimi signali in izmeriti jakost in frekvenco vsakega posebej. Selektivnost merilnika mora biti dovolj visoka, da izmeri šibek signal tudi v prisotnosti več kot 100dB močnejšega neželjenega signala.

Zgled neprimerne merilnika radijskih signalov je običajen osciloskop. Osciloskop je merilnik napetosti. Pri višini zaslona 100mm in debelini žarka 0.5mm znaša razpon merjenih napetosti komaj 1:200 oziroma v decibelih 46dB. Ta razpon je veliko manjši od tistega, kar pričakujemo na vhodnih sponkah radijskega sprejemnika. Razen tega osciloskop potrebuje proženje in proženje deluje le na najmočnejši signal. Ostale signale sicer opazimo kot razmazano sliko na zaslonu, kaj več pa ne moremo izmeriti. Končno, osciloskop meri signale v časovnem prostoru, radijski spekter pa vsaj v osnovi delimo v frekvenčnem prostoru.

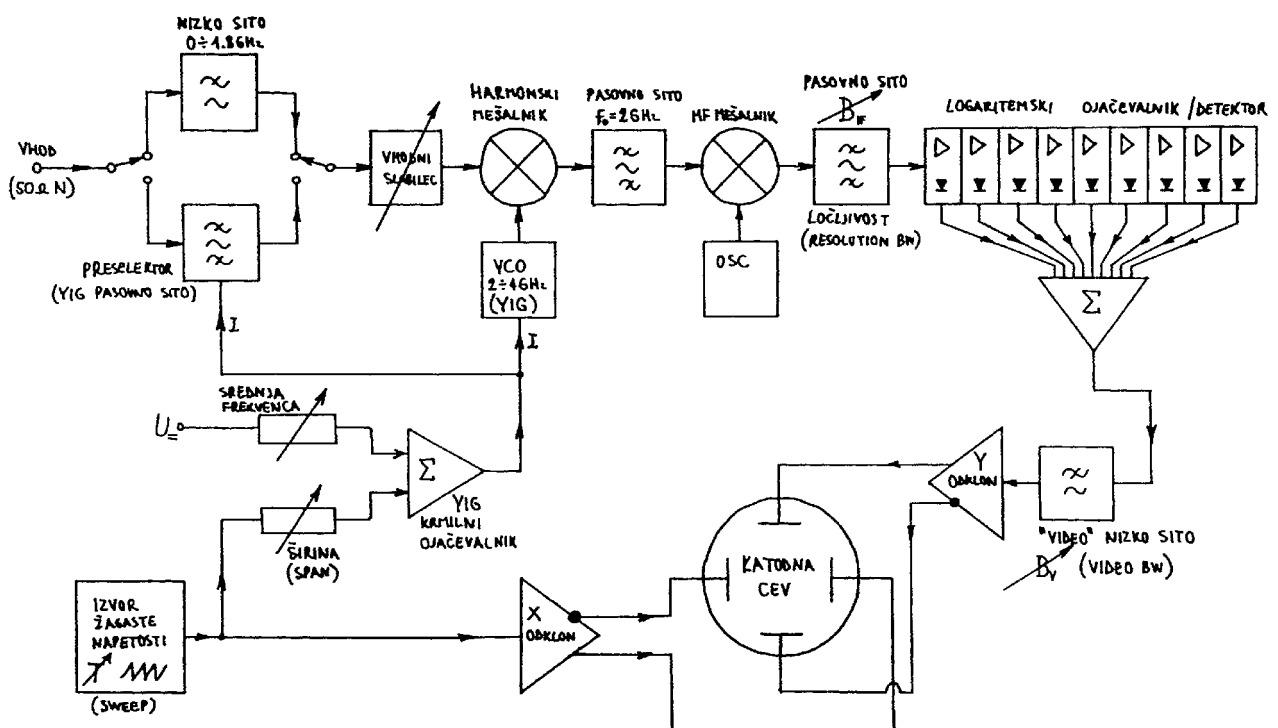
Iz gornje predstavitve lahko strnemo zahteve za merilnik: meritev v frekvenčnem prostoru, zelo širok razpon jakosti signalov in istočasen prikaz različnih signalov v logaritemski skali. Pretvorbo iz časovnega v frekvenčni prostor lahko sicer opravimo številsko na računalniku, vendar ima postopek omejen razpon jakosti in ozko frekvenčno področje. Poleg zmogljivosti računalnika predstavlja glavno omejitev predvsem razpoložljivi analogno/digitalni pretvornik.

Merilniki radijskih signalov so zato izdelani kot radijski sprejemniki. v obdobju druge svetovne vojne so navadne radijske sprejemnike z ročnim uglaševanjem na željeno frekvenco zamenjali "panoramski" sprejemniki, ki so samodejno prečesavali določeno (razmeroma ozko) frekvenčno področje in prikazali rezultat v obliki jakosti frekvenčnega spektra na zaslonu katodne cevi. Panoramski sprejemniki so imeli zelo omejeno frekvenčno območje (največ 1:2) in območje jakosti signalov (okoli 40dB).

V desetletju 1960-1970 je polprevodniška mikrovalovna tehnika končno omogočila gradnjo veliko boljših sprejemnikov, hkrati pa je povečano število uporabnikov postavilo strožje zahteve za radijske oddajnike in sprejemnike ter boljše merilno opremo. Panoramski sprejemnik, ki pokriva skoraj celoten radijski spekter z razponom jakosti okoli 100dB je dobil tudi novo ime: radijski oziroma

mikrovalovni spektralni analizator. Spektralni analizator lahko priključimo na lastno (širokopasovno) merilno anteno kot tudi v električno vezje oddajnika ali sprejemnika preko primernega sklopnika.

Osnovni načrt sodobnega panoramskega merilnega sprejemnika oziroma mikrovalovnega spektralnega analizatorja, ki je z izjemo manjših izboljšav in posodobitev posameznih gradnikov ostal nespremenjen vse do danes, je prikazan na sliki 1.14. Merilni sprejemnik ima visoko prvo medfrekvenco (2GHz ali več), da se izogne zrcalnim odzivom na nizkih frekvencah s preprostim nizkoprepustnim sitom na vhodu. V mikrovalovnem pasu uporablja merilnik na vhodu preselektor (nastavljivo pasovno sito) ter mešanje z osnovno frekvenco in harmoniki lokalnega oscilatorja.



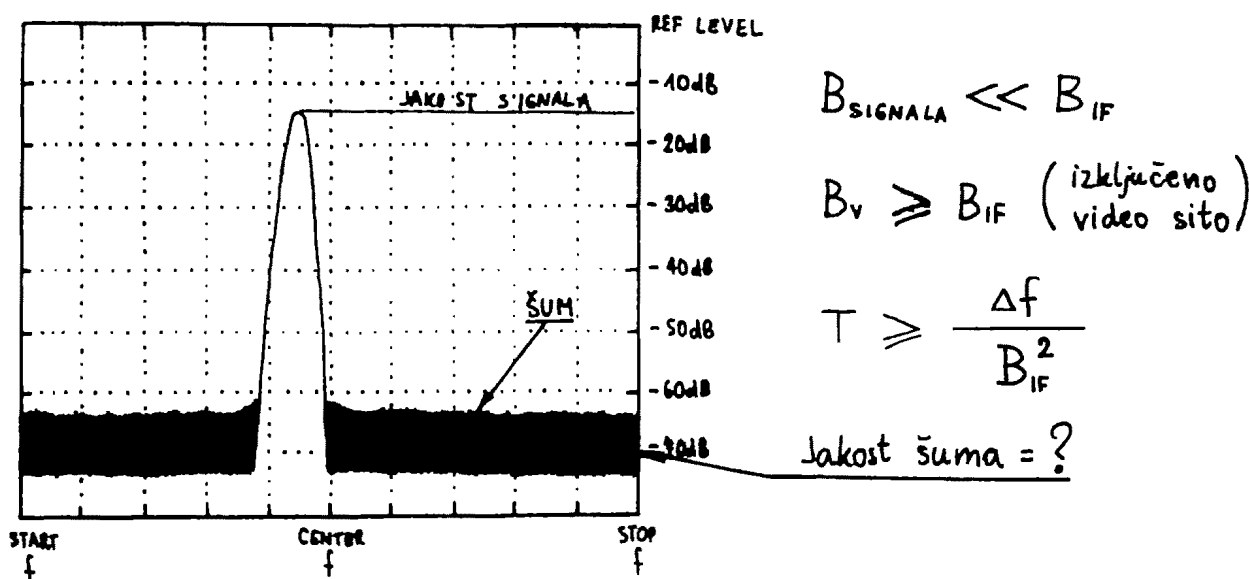
Slika 1.14 - Panoramski merilni sprejemnik.

Medfrekvenčna veriga uporablja še eno ali več dodatnih mešanj, ki jim sledijo sita z nastavljivo pasovno širino. Končno gre medfrekvenčni signal na logaritemski ojačevalnik z verigo detektorjev, da je izhodni enosmerni signal sorazmeren logaritmu vhodne moči. Logaritemski detektor tako omogoča meritev v razponu okoli 100dB. Detektorju sledi nastavljivo nizkoprepustno "video" sito, ki ga uporabljamo za povprečenje moči šuma in širokopasovnih signalov.

Izhod logaritemskega detektorja krmili pokončni odklon žarka katodne cevi, vodoravni odklon pa je sorazmeren frekvenci sprejema. Lokalni oscilator in preselektorsko sito sta izdelana z YIG (Yttrium-Iron-Garnet) rezonatorji, ki omogočajo zelo velike kvalitete >1000 na mikrovalovnih frekvencah. Frekvenco YIG rezonatorjev nastavljamo z zunanji enosmernim magnetnim poljem, torej z enosmernim tokom, ki teče skozi navitje elektromagneta.

Panoramski merilni sprejemnik je v vsakem trenutku uglašen le na določeno frekvenco, zato ne more obdelati vse informacije, ki je prisotna v vhodnem signalu. Sprejemnik marsičesa tudi ne more prikazati zaradi omejene ločljivosti prikazovalnika s katodno cevjo. Panoramski merilni sprejemnik zato omogoča izbiro večjega števila parametrov: osrednjo frekvenco (CENTER f) in širino frekvenčnega področja meritve Δf , čas preleta frekvenčnega področja T , širino medfrekvenčnega sita B_{IF} , širino video sita B_V in končno vhodni slabilec, s katerim dodatno prilagodimo jakost vhodnih signalov območju delovanja merilnika.

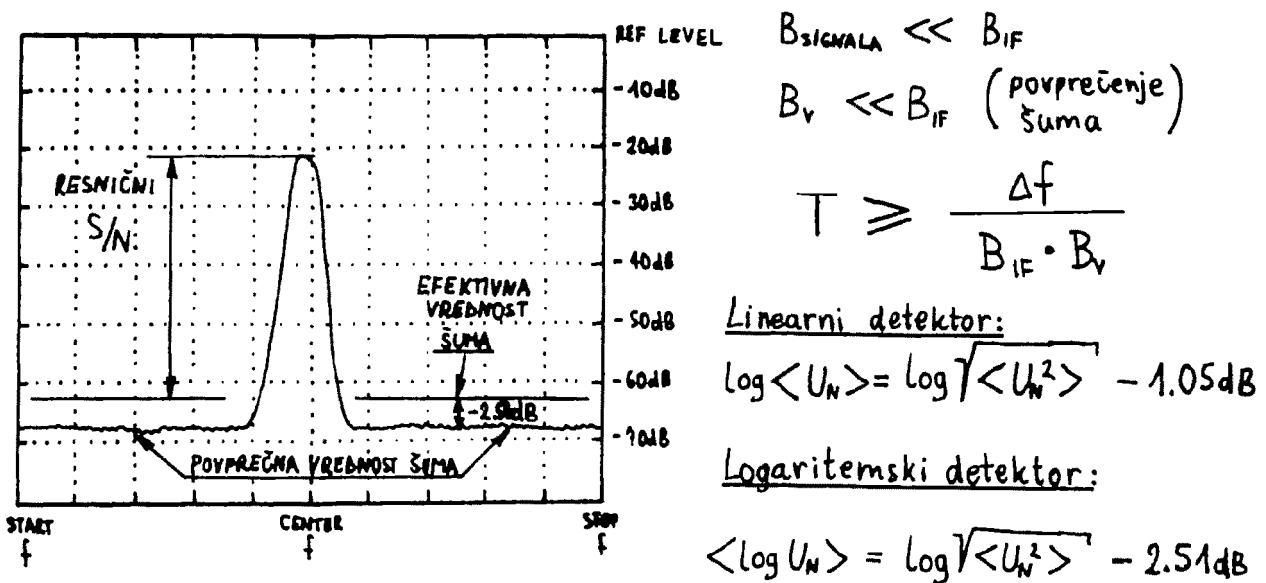
Rezultat meritve ozkopasovnega signala s spektralnim analizatorjem je prikazan na sliki 1.15. Ko je pasovna širina ozkopasovnega signala $B_{SIGNALA}$ dosti manjša od uporabljenega medfrekvenčnega sita B_{IF} , jakost signala preprosto odčitamo na pokončni decibelski skali, frekvenco pa na vodoravni skali. Pri meritvi moramo paziti, da nastavimo dovolj dolg čas preleta T , kar določa čas iznihanja medfrekvenčnega sita B_{IF} .



Slika 1.15 – Meritev ozkopasovnega signala.

Iz meritve na sliki 1.15 ne moremo določiti jakosti šuma, saj se ta prikaže kot približno 10dB visoka "trava" na dnu zaslona. Za meritev jakosti šuma in drugih širokopasovnih signalov moramo uporabiti povprečenje v obliki video sita B_V . Ker mora biti pasovna širina video sita B_V manjša od širine medfrekvenčnega sita B_{IF} , je čas iznihanja video sita daljši, kar zahteva daljši čas preleta T frekvenčnega področja, kot je to prikazano na sliki 1.16.

Pri meritvi jakosti šuma in drugih širokopasovnih signalov moramo najprej zagotoviti, da so merjenci dovolj veliki glede na šum samega spektralnega analizatorja. Nadalje moramo paziti na vrsto uporabljenega povprečenja. Video sito v spektralnem analizatorju povpreči logaritem jakosti signala, to povprečje pa ni enako povprečni moči signala. Za pravi beli šum z Gauss-ovo porazdelitvijo znaša razlika med povprečno močjo in povprečjem logaritmov kar 2.51dB.

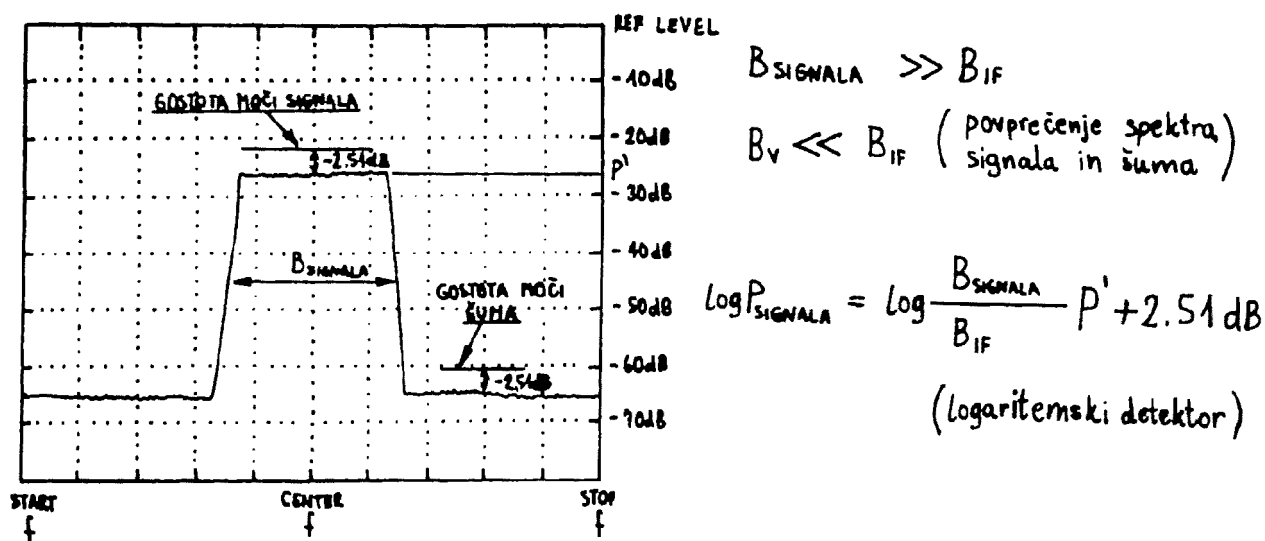


Slika 1.16 – Meritev razmerja signal/šum.

Prikazani vrednosti šuma na zaslonu moramo torej prišteti 2.51dB, da dobimo pravo povprečje moči. Razmerje signal/šum, ki ga tako odčitamo, velja seveda za pasovno širino medfrekvence spektralnega analizatorja B_{IF} . Končno razmerje signal/šum moramo še preračunati na pasovno širino signala B_{SIGNALA} oziroma drugačno zahtevo meritve.

Nekateri spektralni analizatorji imajo vgrajen tudi linearni detektor. V tem slučaju video sito povpreči absolutno vrednost napetosti. Pri meritvi povprečne moči belega šuma z Gauss-ovo porazdelitvijo moramo v tem slučaju dodati 1.05dB.

Jakost širokopasovnega signala izmerimo na podoben način kot jakost šuma. Ko je pasovna širina signala B_{SIGNALA} dosti večja od pasovne širine medfrekvenčnega sita B_{IF} , lahko privzamemo, da ima del signala znotraj pasovne širine sita približno Gauss-ovo porazdelitev. Spektralni analizator nam v tem slučaju izmeri spektralno gostoto moči signala, ki ji moramo prišteti še faktor povprečenja 2.51dB. Celotno moč signala dobimo tako, da izmerjeno spektralno gostoto pomnožimo z izmerjeno pasovno širino signala, kot je to prikazano na sliki 1.17.



Slika 1.17 – Meritev jakosti širokopasovnega signala.

Pri praktični uporabi spektralnega analizatorja se moramo vedno zavedati omejitev merilnika. Ker običajno izberemo širino preleta več kot sto-krat večjo od medfrekvenčne pasovne širine B_{IF} , spektralni analizator izkoristi manj kot 1% informacije signala na vhodnih sponkah. Določene vrste impulznih signalov zato težko opazujemo oziroma zahtevajo zelo dolge čase povprečenja.

Še večje omejitve predstavljajo popačenja spektralnega analizatorja, predvsem popačenja v vhodnem mešalniku. Ker je razpon jakosti merjenih signalov pogosto večji od tega, kar zmore izmeriti spektralni analizator, si pri zelo zahtevnih meritvah lahko pomagamo tudi z zunanjimi pasovno-prepustnimi ali pasovno-zapornimi siti.

V vsakem primeru preverimo linearnost delovanja mešalnika z vhodnim slabilcem. Če spremembe na zaslonu ne ustrezajo spremembam vstavitvenega slabljenja pred mešalnikom, na zaslonu opazujemo mešalne produkte, ki so nastali za vhodnim slabilcem, torej znotraj samega merilnega inštrumenta. Ti mešalni produkti seveda ne ustrezajo signalom, ki bi jih radi merili.

Sodobni spektralni analizatorji so sicer opremljeni z mikroračunalnikom, ki naj bi samodejno javil napačno kombinacijo preletnega časa in pasovnih širin oziroma premočne signale na vходу. Ker program mikroračunalnika ne more predvideti vseh možnih vhodnih signalov, moramo omenjene šibke točke spektralnih analizatorjev vedno preveriti sami pri vsaki meritvi!