

Ljubljana, 2017

## RADIJSKE KOMUNIKACIJE

Fakulteta za elektrotehniko  
Laboratorij za sevanje in optiko

Boštjan Batagelj  
[bostjan.batagelj@fe.uni-lj.si](mailto:bostjan.batagelj@fe.uni-lj.si)

## Pregled vsebine

Predgovor	1
1.1. Uvod v vrvične komunikacije	3
1.1.1. Koaksialni vod	4
1.1.2. Kovinski valovodi	17
1.2. Vpadni val in odbiti val na vodu	19
2. Radijska zveza v praznem prostoru	23
2.1. Meja med bližnjim in daljnim poljem	29
2.1.1. Fazno središče antene	29
2.1.2. Fraunhofervevo področje delovanja zveze	31
2.2. Nekoherentne in koherentne komunikacijske zveze	33
2.3. Koherentna radijska zveza v praznem prostoru	34
4. Elektromagnetno sevanje tokovnega elementa	38
4.1. Izračun smernosti in smernega diagrama	42
5. Izvedbe usmerjenih anten	44
5.1. Valovodni lijak	44
5.2. Antene z zbiralno lečo	46
5.3. Skupina anten	47
5.4. Zbiralno zrcalo	48
6. Polarizacija elektromagnetnega valovanja	51
7. Potreben prostor za nemoteno širjenje radijskih valov	54
7.1. Prvi Frsnelov elipsoid in prva Fresnelova cona	54
7.2. Frsnelovi elipsoidi in Fresnelovi kolobarji (cone)	56
7.3. Uklon slabljenja klinaste ovire	61
8. Radijska zveza nad ravno zemeljsko površino	65
9. Propustnost zemeljskega ozračja za radijske zveze	70
10. Presih in raznolikost sprejema v radijski zvezi	73
10.1. Presih sprejema	73
10.2. Izpad zveze in raznoliki sprejem	74
11. Zmogljivost radijske zveze in spektralna učinkovitost	76
12. Šum v radijskih komunikacijah	80
12.1. Šumna temperatura antene	81
12.2. Šumna temperatura in šumno število sprejemnika	84
12.2.1. Nastanek in vrste notranjega šuma	84
12.2.2. Efektivna nadomestna šumna temperatura	85
12.2.3. Šumno število	87
12.2.4. Zveza med šumno temperaturo in šumnim številom	89
12.2.1. Šumna temperatura in šumno število slabilnika	92

## Predgovor

Radijske zveze, ki se uporabljajo za povezovanje radijskih komunikacijskih naprav, so načrtovane tako, da prenašajo sporočila med točkami z zadovoljivo natančnostjo. Kompromis pri prenosu sporočil je narejen med kvaliteto in kvantiteto, v praktičnih razmerah pa med ekonomsko upravičenostjo in dovršenostjo tehnologije. Za prenos velike količine informacij z visoko kvaliteto se zahteva nesprejemljivo visoke stroške in še to pod določenimi pogoji. Najpomembnejši dejavniki, na katere moramo biti pozorni pri načrtovanju zveze, so delovna frekvenca, pojavi razširjanja, dopustna kompleksnost oddajnika in sprejemnika, pojav šuma ter interference in nenazadnje zahteve regulatorjev.

Načrtovalec radijskega sistema si prizadeva optimizirati celotno zvezo, pri čemer mora pozornost znati usmerjati na posamezne elemente zveze. Med optimizacijo se lahko izkaže, da so posamezne komunikacijske zahteve preostre, kar vodi v neupravičene zahteve po velikosti, stroških in zapletenosti oddajnika ali sprejemnika. Glede na kompromis se odločamo med nižjo stopnjo kvalitete ali količine prenesenih podatkov.

Ker se za povezovanje gradnikov sprejemnih in oddajnih verig radijske zveze v veliki večini uporabljajo visokofrekvenčne vrvice (vodi) so začetna poglavja namenjena le-tem. Izmed vseh električnih vrvic po svoji kvaliteti in uporabnosti vsekakor izstopa koaksialni kabel, katerega lastnosti so predstavljene v poglavju 1.1. Poudarjene so tudi pomanjkljivosti, na katere mora paziti načrtovalec radijskega sistema.

Bistven element v radijski zvezi je antena, zato so v veliki meri nadalje predstavljene osnovne lastnosti anten, ki vplivajo na načrtovanje zveze.

V nadaljevanju sledi opis lastnosti razširjanja radijskega valovanja po praznem prostoru in po prostoru z ovirami.

Načrtovanje komunikacijskega sistema mora vsebovati vpliv šuma na komunikacijske lastnosti. Radijski sistemi so občutljivi na termični šum, ker je sprejeti signal že po naravi zelo majhen. V naslednjem poglavju so identificirani glavni izvori šuma in ovrednoten je njihov skupni vpliv na sistemske lastnosti.

Končno poglavje pripelje skupaj vse omejitve in razvije način za načrtovanje zveze.





## 1. Vrvične komunikacije

### 1.1 Uvod v vrvične komunikacije

Dokler enosmerne tokove po električnem vezju poganjajo enosmerne napetosti so povezave med njimi opisane s peščico preprostih elektrotehniških enačb. Ko so izmere vezja velike oziroma ko so spremembe tokov in napetosti hitri, torej je frekvenca izmeničnih električnih veličin zelo visoka, pa je potrebo električna vezja in naprave povsem drugače obravnavati. Ko so izmere naprave zelo majhne v primerjavi z valovno dolžino, še vedno zadošča opis naprave s preprostimi elektrotehničnimi enačbami. Ko pa so izmere naprave primerljive z valovno dolžino, potrebujemo elektrodinamični pristop.

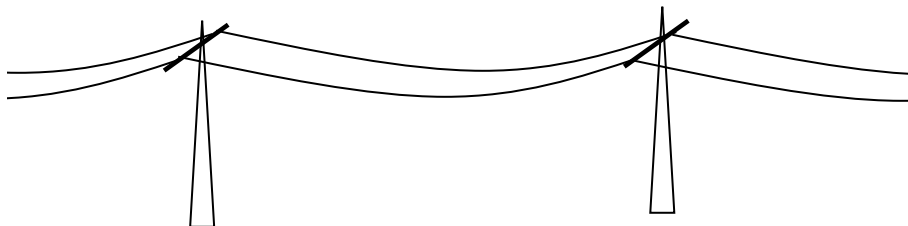
Zahtevnejši elektrodinamični opis naprav in vezij zagotovo potrebujemo v telekomunikacijah, saj so razdalje, na katere želimo prenesti informacije, velike. Visoko zmogljivost zveze omogoča višja pasovna širina, torej višje frekvence.

Elektrodinamika postane najprej pomembna prav s telegrafsko enačbo (Oliver Heaviside 1880). Elektrotehnikom so Maxwellove enačbe vsekakor preprostejše za razumevanje od zahtevne relativistične teorije. Kljub izhodišču iz preprostih osnov elektrotehnike in izogibanju relativistiki, rešitve nalog takoj pokažejo na ključno veličino, ki je hitrost svetlobe s katero potujejo spremembe elektromagnetnih polj. Elektromagnetna energija potuje tudi v povsem praznem prostoru. Gostoto pretoka moči nam opisuje Poyntingov vektor, ki je produkt polj  $E$  in  $H$ .

Električni telegraf je plod dela številnih izumiteljev v prvi polovici 19. stoletja. Uporabnost telegrafa je neposredno vezana na njegov domet. V drugi polovici 19. stoletja so inženirji dosegli prekoceanske razdalje. Prvi prekoceanski kabel iz Evrope v Ameriko je bil položen že leta 1857. Žal je zaradi tehnološke nedovršenosti izolacije deloval le nekaj tednov. Tehnologija izolacije pa ni edina težava pri prekoceanskih razdaljah, ki se razvijajo in polagajo še danes.

Na tako velikih razdaljah opazimo pojave elektrodinamike že pri zelo nizkih prenosnih hitrostih Morsejeve telegrafije z ročno oddajo in sprejemom na sluh, torej pri pasovni širini komaj 10 Hz. Upornost žice ni najpomembnejši podatek telegrafskega kabla. Nadomestno vezje prenosne poti ni preprosto in takratni inženirji so to prvo, eno-dimenzijsko nalogo elektrodinamike opisali z imenom telegrafska enačba.

Prve vrvične komunikacije so obstajale že leta 1890 v obliki visečih kovinskih dvovodih, kot prikazuje slika 1.1. Simetrični dvovodi so bili izdelani iz bronca, ki je zlitina bakra (Cu) in kositra (Sn) v razmerju 9:1. Dielektrik med dvovodoma je v tem primeru zrak. Karakteristična impedanca  $Z_k$  takšnega zračnega dvovoda znaša  $600 \Omega$ . Zveza se je uporabljala za prenos telefonskih pogovorov, pri čemer je potrebna pasovna širina zveze 4 kHz ( $\lambda=75$  km). Zaradi velike razdalje med žicama je domet takšne zveze znašal približno 150 km.

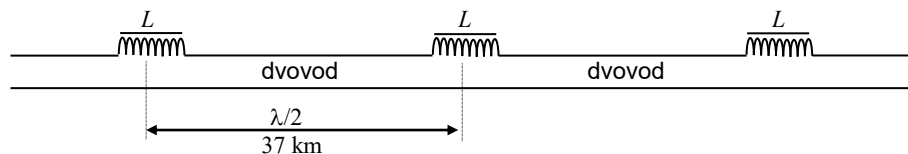


Slika 1.1: Viseči kovinski dvovod.

Prenosni vodi ostajajo eno izmed pomembnejših področij elektrodinamike še danes. Dogovor velja, da v eno-dimenzijskih nalogah opisuje veliko izmero, kjer opazimo pojave elektrodinamike, koordinata  $z$  oziroma dolžina voda  $l$ . Prečne izmere prenosnih vodov so v številnih praktičnih primerih zadosti majhne, da jih lahko obravnavamo z gradniki električnih vezij.

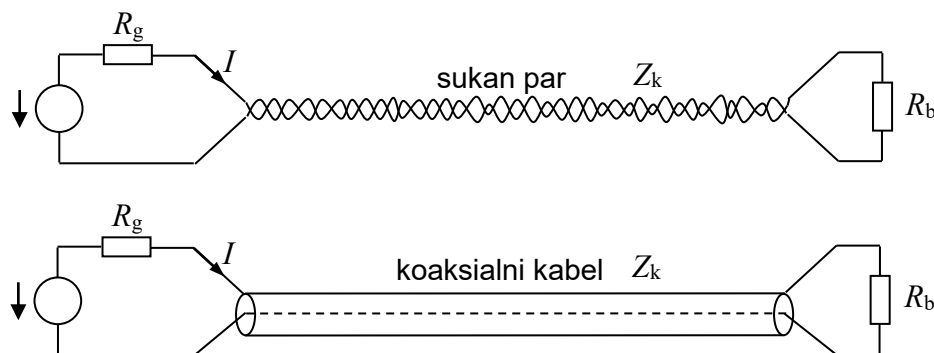
Z uporabo debelejših žic se povečuje induktivnost, kar vodi v zmanjšanje slabljenja in posledično povečanje dometa. Vendar je domet mogoče povečati tudi s povečanjem karakteristične impedance na drugačen način ne zgolj z uporabo debelejših žic. Zaradi manj porabljenega materiala se nameščanje debelejših žic ne splača, temveč se splača razmisliti o dodajanju koncentriranih elementov – Pupinovih tuljav (po izumitelju M. Pupinu). Kot prikazuje slika 1.2, se Pupinove tuljave

nameščajo na medsebojno razdaljo  $\lambda/2$ , kar znaša približno 37 km. Na žalost Pupinova tuljava znatno omejuje pasovno širino zveze, zato so bile ob prehodu na frekvenčno multipleksirane telefonske zveze odstranjene.



Slika 1.2: Namestitev Pupinovih tuljav za zmanjšanje slabljenja v dvovodu.

V primeru, da bi želeli na drogove namestiti več parov simetričnih dvovodov, prihaja med posameznimi pari do presluha, kar še dodatno znižuje zmogljivost zveze. Problem presluha je mogoče tehnično rešiti s prepletanjem žic ali zaprtju polja v omejen prostor. Tako sta danes najpogostejša predstavnika električnih vrvic sukan par (parica) in koaksialni kabel, ki sta predstavljena na sliki 1.3. Električno vrvico s karakteristično impedanco  $Z_k$  priključimo na generator in breme. Če je izpolnjen pogoj  $R_g=R_b=Z_k$ , ni napetostnih ali tokovnih odbojev ter popačenj, izgube pri prenosu pa so najmanjše.



Slika 1.3: Priklučitev sukanega para in koaksialnega kabla.

Sukan par je običajno del štiriparnega inštalacijskega kabla, kjer so pari zaviti z različnimi koraki. Sukanje parov se uporablja z namenom zmanjševanja presluhov med njimi. Glede na kvaliteto oklopa inštalacijski kabel s sukanimi pari označujemo z UTP, FTP, S-FTP ali S-STP, po doseženi pasovni širini pa kable delimo v različne kategorije, od katerih se danes za gigabitni Ethernet uporabljata predvsem Cat. 5. in Cat. 6, za višje hitrosti, pa obstajajo še Cat. 6a, 7, 7a. V fazi razvoja specifikacij je kategorija 8. Karakteristična impedanca  $Z_k$  posameznega sukanega para (parice) je  $100 \Omega$ .

### 1.1.1. Koaksialni vod

Poleg telegrafске enačbe je Oliver Heaviside izumil tudi **koaksialni kabel**. Pri uporabi koaksialnih kablov so presluhi izredno majhni (manjši od  $-100$  dB) v primerjavi z drugimi električnimi vrvicami. Majhni presluhi so posledica tega, da je elektromagnetno polje zaključeno znotraj oklopa takega kabla. Koaksialni kabel sestavljajo kovinska žila s polmerom  $r_1$ , izolacija z relativno dielektričnostjo  $\epsilon_r$  in kovinski oklop z notranjim polmerom  $r_2$ .

Za začetek si zamislimo neskončno dolg homogen koaksialen vod brez izgub. To je vod, ki ima povsod enako obliko, snovi so povsod enake. Tvorita ga dva vodnika in izolator. Oba vodnika sta neskončno prevodna, dielektrik pa je idealen izolator, tako da vod nima nikakršnih ohmskih izgub niti v vodnikih, niti v izolatorju.

Ko na tak vod priključimo visokofrekvenčni generator z notranjo upornostjo  $Z_g$  in napetostjo  $U_g$  se na priključnih sponkah pojavi napetost

$$u(t) = U_g \cos(\omega_g t + \varphi), \quad (1.1)$$

ki požene v vod tok

$$i(t) = I_g \cos(\omega_g t + \varphi). \quad (1.2)$$

Napetost in tok se spreminjata harmonično po kosinusni funkciji časa.  $U$  in  $I$  sta amplitudi (vršni vrednosti) napetosti in toka,  $u(t)$  in  $i(t)$  trenutni vrednosti napetosti in toka ob času  $t$  na sponkah generatorja,  $\omega_g$  je krožna frekvenca

$$\omega_g = 2\pi f, \quad (1.3)$$

kjer je  $f$  frekvenca visokofrekvenčnega generatorja.

Na homogenem vodu brez izgub sta tok in napetost v fazi. Oba imata istočasno na istem kraju največjo vrednost in v istem hipu na drugem kraju vrednost nič.

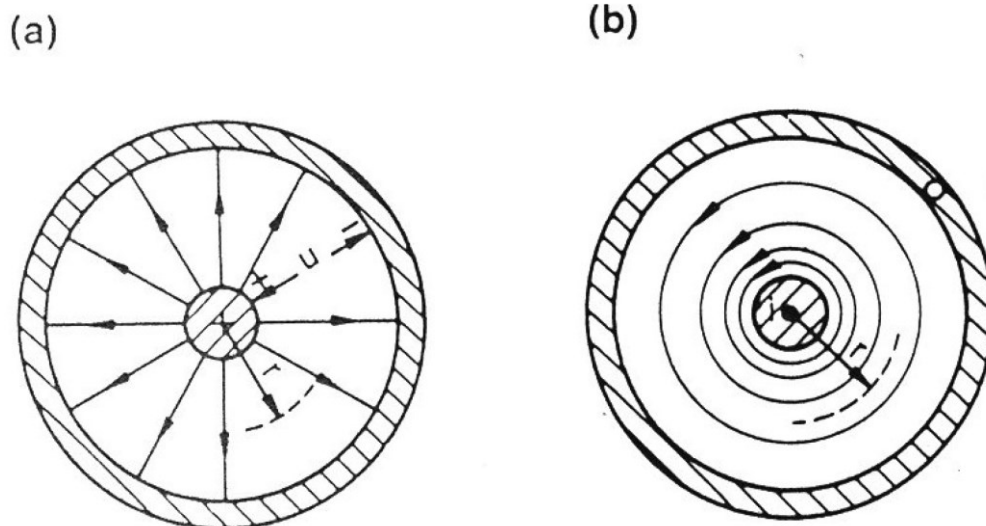
Napetost med srednjim vodnikom (žilo) in zunanjim vodnikom (plaščem, opletom) koaksialnega voda povzroča električno polje, ki ima na krogu s polmerom  $r$  jakost

$$E(r) = \frac{u(z, t)}{r \cdot \ln \frac{r_2}{r_1}} \left[ \frac{\text{V}}{\text{m}} \right], \quad (1.4)$$

kjer  $r_1$  in  $r_2$  predstavljata polmera srednje žile in oklopa. Tok v koaksialnem vodu povzroča magnetno polje. To ima na krogu s polmerom  $r$  jakost

$$H(r) = \frac{i(z, t)}{2\pi r} \left[ \frac{\text{A}}{\text{m}} \right]. \quad (1.5)$$

Radialni žarki s puščicami na sliki 1.4a predstavljajo silnice električnega polja, krogi s puščicami na sliki 1.4b pa na njih pravokotne silnice magnetnega polja. Pika na sliki 1.4b pomeni, da tok teče v smeri proti nam, krožec s križcem pa pomeni, da teče tok stran od nas. Enosmerni tok je razporejen po celotnem preseku vodnikov. Magnetno polje se pojavi v notranjosti obeh vodnikov in v dielektriku med njima. Zunaj koaksialnega kabla ni niti električnega niti magnetnega polja, če se tok v žili lahko v celoti vrača nazaj po oklopu (kompenzira).



Slika 1.4: Električno (a) in magnetno (b) polje v koaksialnem vodu.

Vidimo, da sta smer električnega in magnetnega polja povsod pravokotni. Takšnim valovom, kjer sta smer električnega in magnetnega polja povsod pravokotni na smer razširjanja valovanj pravimo **transverzalni elektromagnetni valovi**.

Generator vzbuja v vodu potujoče elektromagnetno valovanje. Stanje, ki ga povzroča generator na svojih sponkah, se prenese v vod in se širi vzdolž voda s hitrostjo razširjanja valovanja v vodu, ki je

odvisna od izolacijskega materiala (dielektrika) med obema priključnima poloma (žilo in oklopom). Generator oddaja vedno nove valove, ki potujejo vzdolž voda. Če bi imeli med vodnikoma prazen prostor (vakuum), bi se elektromagnetno valovanje razširjalo s hitrostjo svetlobe

$$c_0 = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_0 \mu_0}} = 2,99984 \cdot 10^8 \text{ m/s} \approx 3 \cdot 10^8 \text{ m/s}, \quad (1.6)$$

kjer je  $\mu_0$  permeabilnost praznega prostora (vakuuma), katere točna vrednost je  $4\pi \cdot 10^{-7} \text{ Vs/Am}$ .  $\epsilon_0$  je dielektričnost praznega prostora, ki znaša

$$\epsilon_0 = \frac{1}{4\pi \cdot 9 \cdot 10^9} \text{ As/Vm}. \quad (1.7)$$

Hitrost razširjanja elektromagnetnega valovanja določajo samo elektromagnetne lastnosti snovi, v katerih se valovanje razširja. V izolatorjih se elektromagnetno valovanje razširja počasneje kot v praznem prostoru.

V snovi z relativno dielektričnostjo  $\epsilon_r$  in relativno permeabilnostjo  $\mu_r$  pa je hitrost razširjanja elektromagnetnega valovanja

$$v = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_0 \epsilon_r \mu_0 \mu_r}}, \quad (1.8)$$

ki pri opisanih vodih in uporabljenih dielektrikih tipično znaša okoli  $2 \cdot 10^8 \text{ m/s}$ .

Relativna dielektričnost in permeabilnost snovi je podana glede na prazen prostor. Njena vrednost je vedno večja ali enaka ena in nima enot. Večinoma so vodniki narejeni iz neferomagnetnih snovi, katerih relativna permeabilnost je enaka ena. Prostor med vodniki pa zapolnjuje izolator z relativno dielektričnostjo večjo od ena.

Hitrost elektromagnetnega valovanja v visokofrekvenčnih vodih lahko poenostavljeno zapišemo kot

$$v = \frac{c_0}{\sqrt{\epsilon_r}}. \quad (1.9)$$

Prelomen izum, ki je v praksi omogočil uporabo obstojnejših koaksialnih kablov, je bil izum polietilena, ki se uporablja kot dielektrik.

**Primer:**

Kolikšno je razmerje  $v/c_0$  (»faktor hitrosti«) v koaksialnem vodu, kjer je izolator poln polietilena ( $\epsilon_r=2,3$ ,  $\mu_r=1$ )?

$$\frac{v}{c_0} = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}} = \frac{1}{\sqrt{2,3}} = 0,66 = 66\%$$

Opazovalec, ki bi »od daleč« gleda odsek voda in opazuje potovanje elektromagnetnih valov v vodu vidi, da se slika polja in slika razporeditve napetosti in toka ne spreminjata, pač pa potujeta v smeri razširjanja valovanja, na njuno mesto pa prihajajo vedno znova enaki vzorci (periodične) vzorci vsakih

$$T = \frac{1}{f} \text{ [s]}, \quad (1.10)$$

kar imenujemo perioda.

Če se opazovalec postavi na določeno mesto na vodu in »od blizu« opazuje napetost in tok na določeni točki preseka voda, doživi razširjanje elektromagnetnega valovanja kot nihanje napetosti in toka na tej točki. Pot, ki jo val prepotuje v času ene periode, je valovna dolžina

$$\lambda = v \cdot T = \frac{v}{f} = \frac{c_0}{f \sqrt{\epsilon_r}}. \quad (1.11)$$

Ena valovna dolžina je na primer razdalja med dvema sosednjima vrhoma sinusoide.

**Primer:**

Izračunajte periodo in valovno dolžino nihanja električne napetosti na energetskem daljnovodu s frekvenco 50 Hz.

$$T = \frac{1}{f} = \frac{1}{50 \text{ s}^{-1}} = 20 \text{ ms} \quad \text{Energetiki imajo zelo velike zakasnitve, ker je frekvenca zelo majhna.}$$

$$\lambda_0 = \frac{c_0}{f} = c_0 \cdot T = 3 \cdot 10^8 \text{ m/s} \cdot 20 \cdot 10^{-3} \text{ s} = 6000 \text{ km}$$

Energetiki morajo pri razdaljah večjih od 1000 km paziti na fazo.

**Primer:**

Kolikšna je valovna dolžina v koaksialnem kablu, v katerem je izolator iz polnega polietilena ( $v/c=0,66$ ), radijskega oddajnika RTV Slovenija, ki oddaja na Krvavcu na frekvenci 98,9 MHz?

$$\text{V praznem prostoru je valovna dolžina } \lambda_0 = \frac{c_0}{f} = \frac{3 \cdot 10^8 \text{ m/s}}{98,9 \cdot 10^6 \text{ s}^{-1}} = 3,03 \text{ m}$$

$$\text{V koaksialnem kablu je valovna dolžina } \lambda = \lambda_0 \cdot \frac{v}{c} = 3,03 \text{ m} \cdot 0,66 = 2,00 \text{ m}$$

Fazna razlika med točkami, ki so med seboj oddaljene eno valovno dolžino je

$$\omega t = 2\pi. \quad (1.12)$$

Število  $2\pi$ -kratnih obratov faze na enoto dolžine pa valovno število

$$k = \frac{2\pi}{\lambda} \left[ \frac{\text{rd}}{\text{m}} \right]. \quad (1.13)$$

Valovno število poveza koliko radianov zamudi faza na vsak meter razdalje.

**Primer:**

Kolikšno je valovno število za sistem GSM pri valovni dolžini 900 MHz?

$$\lambda_0 = \frac{c_0}{f} = \frac{3 \cdot 10^8 \text{ m/s}}{900 \cdot 10^6 \text{ s}^{-1}} = 0,33 \text{ m} = 33,3 \text{ cm}$$

$$k = \frac{2\pi}{\lambda} = \frac{2\pi}{0,33 \text{ m}} = 6\pi \text{ rd/m} = 18,85 \text{ rad/m} = 1080^\circ/\text{m}$$

**Primer:**

Koliko se spremeni faza elektromagnetnega valovanja, ko prepotuje val eno polovico valovne dolžine dolgo pot?

$$\Delta\varphi = \ell \cdot k = \frac{\lambda}{2} \cdot \frac{2\pi}{\lambda} = \pi$$

Vsak košček voda deluje kot kombinacija induktivnosti in kapacitivnosti, kot je shematično narisano na sliki 1.5. Tok se pretaka deloma po obeh vodnikih, kjer občuti induktivnost vodnikov, deloma pa istočasno tudi kapacitivnost med vodnikoma (kapacitivni, poljski tok). Na obeh poteh ustvarja padce napetosti.

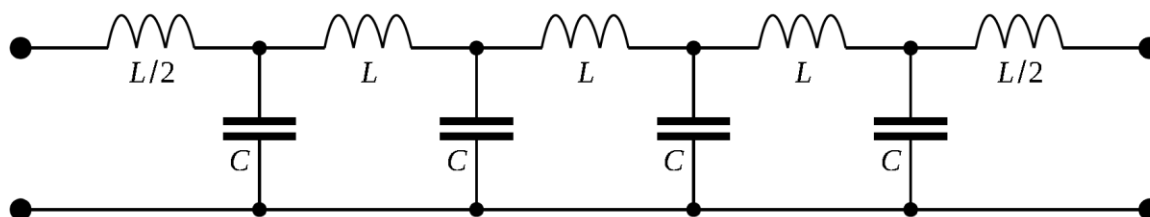
Kapacitivnost koaksialnega kabla izračunamo s pomočjo električnega polja preme elektrine. Slednje upada kot  $1/r$ , integracija električnega polja daje logaritem razmerja polmerov, ki nastopa v imenovalcu kapacitivnosti.

$$C/\ell = \frac{2\pi\epsilon_0\epsilon_r}{\ln\left(\frac{r_2}{r_1}\right)}. \quad (1.14)$$

Magnetno polje v dielektriku upada kot  $1/r$ , integracija daje logaritem razmerja polmerov, ki nastopa v izrazu za induktivnost.

$$L/\ell = \frac{\mu_0}{2\pi} \ln\left(\frac{r_2}{r_1}\right). \quad (1.15)$$

Induktivnost in kapacitivnost prenosnega voda sta porazdeljeni veličini po dolžini voda  $l$ . Električno nadomestno vezje mora torej vsebovati večje število zaporednih tuljav  $L$  in pripadajoče število vzporednih kondenzatorjev  $C$ . Za čimbolj natančen opis razdelimo eno od zaporednih tuljav na polovico, da nastopa  $L/2$  na začetku in na koncu verige.



Slika 1.5: Nadomestno vezje brezizgubnega voda.

Vsak elektrotehnik bo v takšnih vezjih prepoznal nizkoprepustno frekvenčno sito. Tu je z nadomestnim vezjem nekaj narobe, ker se resnični prenosni vodi nikakor ne obnašajo kot nizkoprepustna sita! Zaporna frekvenca navideznega sita sicer narašča z natančnostjo opisa, torej z višanjem števila nadomestnih tuljav in kondenzatorjev.

Računska zahtevnost reševanja električnega vezja je sorazmerna kubu (tretji potenci) števila vozlišč oziroma zank vezja, torej natančnejši opis z večjim številom tuljav in kondenzatorjev praktično ni uporaben. Za rešitev naloge je potreben pristop, ki ga opisuje telegrafska enačba.

Za transversalno elektromagnetno valovanje je razmerje med napetostjo in tokom potujočega vala na kateremkoli prečnem preseku voda brez izgub enako. To razmerje imenujemo karakteristična ali valovna impedanca voda. Na splošno velja

$$Z_k = \frac{u}{i} = \sqrt{\frac{L/\ell}{C/\ell}}, \quad (1.16)$$

kjer sta pod korenem induktivnost voda na enoto dolžine in kapacitivnost voda na enoto dolžine. Induktivnost in kapacitivnost ter s tem karakteristično impedanco voda določajo geometrijska oblika in izmere prečnega preseka voda ter elektromagnetne lastnosti vodnikov in snovi med njima. Karakteristična impedanca vodov brez izgub je čista omska upornost.

Karakteristično impedanco  $Z_k$  koaksialnega kabla izračunamo z izrazom

$$Z_k = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0\epsilon_r}} \cdot \ln \frac{r_2}{r_1} = \frac{1}{2\pi} Z_0 \sqrt{\frac{1}{\epsilon_r}} \cdot \ln \frac{r_2}{r_1} = \frac{60 \Omega}{\sqrt{\epsilon_r}} \cdot \ln \frac{r_2}{r_1}. \quad (1.17)$$

**Primer:**

Izračunajte induktivnost in kapacitivnost na enoto dolžine ter karakteristično impedanco za koaksialni vod z notranjim premerom plašča 4,8 mm, premerom žile 1 mm in dielektrikom iz penastega polietilena ( $v/c=0,8$ )!

**Primer:**

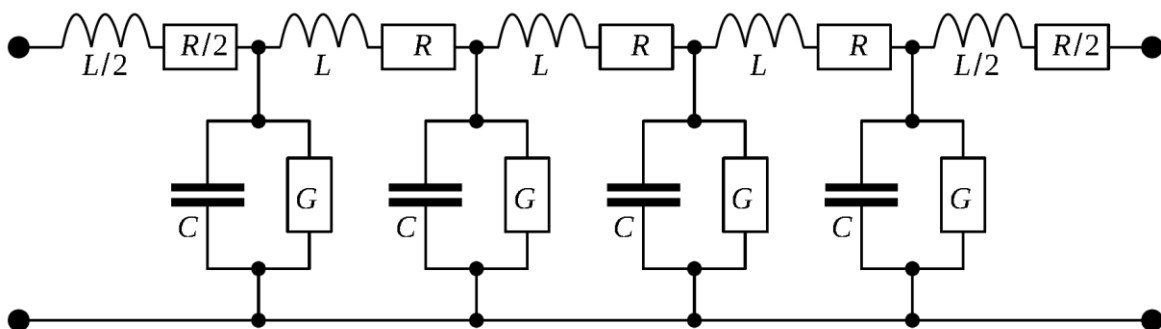
Kolikšen mora biti premer žile koaksialnega voda, če želimo izdelati koaksialni vod s karakteristično impedanco  $37,5 \Omega$  in bomo vzeli za plašč voda bakreno cev z notranjim premerom 10 mm in za izolator uporabimo poln polietilen ( $\epsilon_r=2,3$ )?

**Primer:**

Koaksialni kabel do antene z zračnim dielektrikom  $\epsilon \approx \epsilon_0$  in karakteristično upornostjo  $R_k=50 \Omega$  je zalila deževnica z razmeroma nizko prevodnostjo in relativno dielektričnostjo  $\epsilon_r=80$ . Kolikšna je karakteristična impedanca kabla z deževnico?

$$Z'_k = \frac{Z_k}{\sqrt{\epsilon_r}} = \frac{50 \Omega}{\sqrt{80}} = \underline{\underline{5,6 \Omega}}$$

Natančnejši opis prenosnega voda vsebuje tudi izgube v kovinskih vodnikih in v dielektriku med njima. Izgube v kovinskih vodnikih se kažejo kot upor upornosti  $R$ , ki je vezan zaporedno tuljavi induktivnosti  $L$ . Izgube v dielektriku ponazorimo na preprost način z uporom prevodnosti  $G$ , ki je vezan vzporedno h kondenzatorju kapacitivnosti  $C$ . Nadomestni vezji poenostavljenega voda brez izgub in natančnejši opis voda z izgubami sta prikazana na spodnji sliki 1.6.

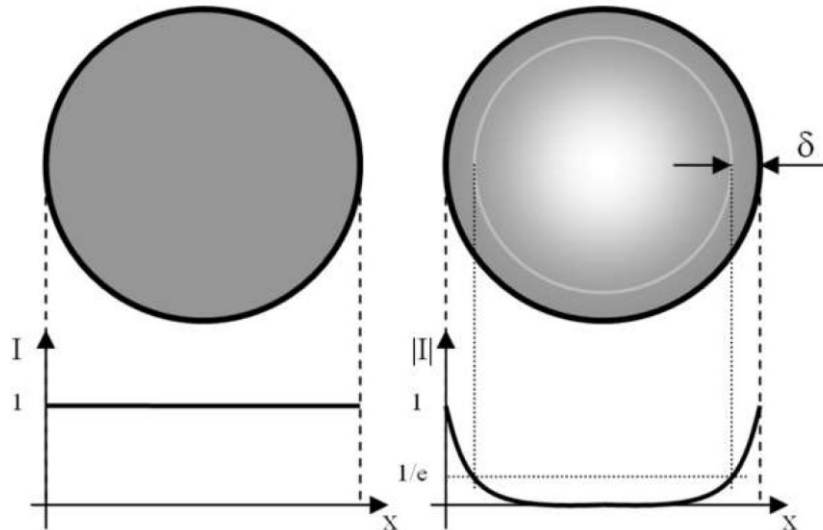


Slika 1.6: Nadomestno vezje voda z izgubami.

Slabljenje voda je posledica izgub v vodnikih in izolatorju. Zaporedne vezave na sliki 1.6 predstavljajo ohmske izgube v vodnikih, vzporedno vezane prevodnosti pa ohmske izgube v izolatorju.

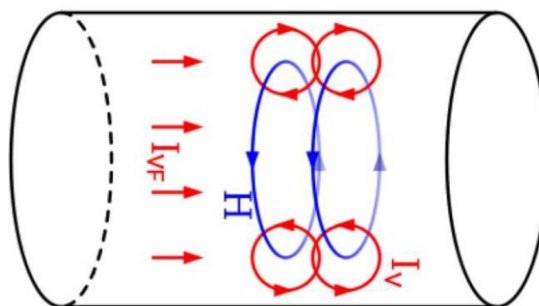
Slabljenje vodov se podaja navadno za 100 m dolg vod pri temperaturi 20°C, v odvisnosti od frekvence. Dielektrik z nizko relativno dielektričnostjo je skoraj brez izgub in praktično nič ne doprinese k slabljenju. Glavni delež pri slabljenju vodov nosijo ohmske izgube v vodnikih, ki so posledica **kožnega pojava**.

Če po vodniku teče enosmerni tok je gostota toka enaka po vsem preseku toka, kot prikazuje slika 1.7a. V telekomunikacijah uporabljamo vodnike na tako visokih frekvencah, da se glavčina toka porazdeli samo po tanki koži kovinskega vodnika, kot prikazuje slika 1.7b.



Slika 1.7: Prerez kovinskega vodnika z razporeditvijo gostote toka pri enosmernem toku (levo) in radialno – eksponencialno upadajoča razporeditev gostote toka pri izmeničnem toku (desno).

Do tako imenovanega kožnega pojava (angl. skin effect) pride, ker izmenični tok ustvarja spreminjajoče magnetno polje. Izmenični tok ustvari v vodniku in njegovi okolici krožno magnetno polje. Na sliki 1.8 so silnice magnetnega polja narisane z modro barvo. Ker se jakost pri izmeničnem toku spreminja, se spreminja tudi njegovo magnetno polje. Spremenljivo magnetno polje inducira krožni električni tok, ki ima v sredini vodnika nasprotno smer, kot prvotni električni tok. Lastno magnetno polje »izrine« električni tok proti površju vodnika in to tem bolj, čim višja je frekvenca. Zato je tok po površini vodnika mnogo večji kot tok v sredini vodnika. Sredi kosa kovine skoraj ni toka.

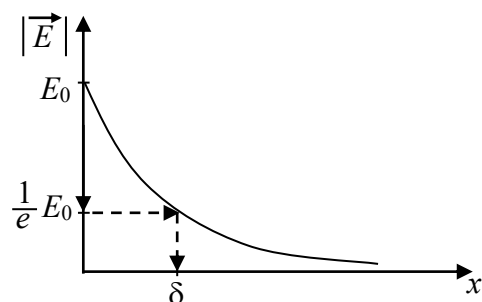


Slika 1.8: Prikaz tokov in magnetnega polja v kovinskem vodniku pri izmeničnem toku.

V telekomunikacijah uporabljamo koaksialni kabel na tako visokih frekvencah, da je tok razporejen samo po tanki koži debeline komaj nekaj mikrometrov  $\delta \ll r_1, r_2$  po površini žile in po notranji površini oklopa. Električno polje v notranjosti vodnikov je tedaj zanemarljivo.

Z naraščajočo frekvenco električno polje v kovinskem vodniku usiha eksponencialno od roba vodnika proti sredini, zato tudi jakost toka usiha eksponencialno. Kako globoko bo tekel tok v kovinskem vodniku, je odvisno od električne prevodnosti in permeabilnosti kovine vodnika, hkrati pa tudi od frekvence. Električna prevodnost, permeabilnost in frekvenca so vse obratno sorazmerne debelini sloja, kjer teče tok. Debelini oziroma globini plasti, kjer jakost toka pade na  $1/e$  od začetne vrednosti (na površini vodnika), pravimo vdorna globina.





Slika 1.9: Prikaz kožnega pojava v kovini. Puščice označujejo definicijo vdorne globine.

Vdorna globina  $\delta$  se izračuna po izrazu

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega\mu\gamma}} = \sqrt{\frac{2}{2\pi f \cdot \mu\gamma}} \quad (1.18)$$

Vidimo, da je vdorna globina obratnosorazmerna s frekvenco signala, njeno velikost pa podajata spodnja primera.

**Primer:**

Koliko znaša vdorna globina  $\delta$  v baker, ki ima prevodnost  $\gamma=56 \cdot 10^6$  S/m, pri frekvencah  $f_1=100$  Hz in  $f_2=100$  MHz?

$$\delta_1 = \sqrt{\frac{2}{2\pi f_1 \cdot \mu\gamma}} = \sqrt{\frac{2}{2\pi \cdot 100 \text{ Hz} \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ Vs/Am} \cdot 56 \cdot 10^6 \text{ S/m}}} = \underline{\underline{6,7 \text{ mm}}}$$

$$\delta_2 = \sqrt{\frac{2}{2\pi f_2 \cdot \mu\gamma}} = \sqrt{\frac{2}{2\pi \cdot 100 \text{ MHz} \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ Vs/Am} \cdot 56 \cdot 10^6 \text{ S/m}}} = \underline{\underline{6,7 \mu\text{m}}}$$

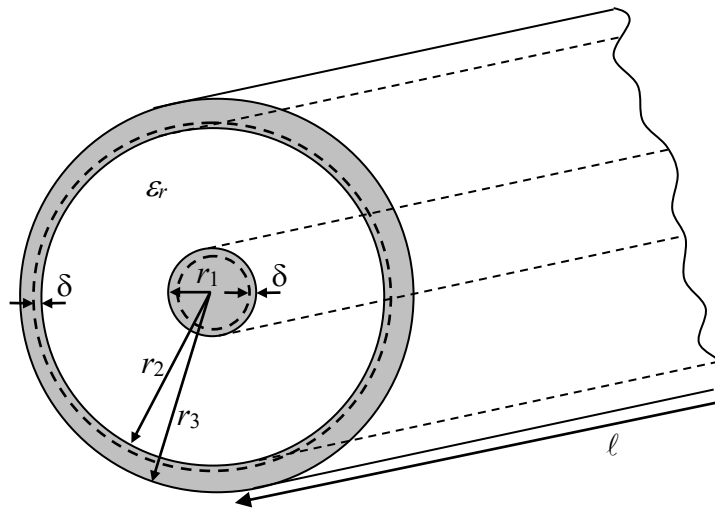
V tabeli na sliki 1.10 so pri več frekvencah navedene vdorne globine za vodnike iz srebra, bakra, aluminija in železa.

Frekvenca	$\delta_{\text{Ag}}$	$\delta_{\text{Cu}}$	$\delta_{\text{Al}}$	$\delta_{\text{Fe}}$
100 Hz	6,4 mm	6,7 mm	8,2 mm	0,25 mm
10 kHz	0,64 mm	0,67 mm	0,82 mm	25 $\mu\text{m}$
1 MHz	64 $\mu\text{m}$	67 $\mu\text{m}$	82 $\mu\text{m}$	2,5 $\mu\text{m}$
100 MHz	6,4 $\mu\text{m}$	6,7 $\mu\text{m}$	8,2 $\mu\text{m}$	0,25 $\mu\text{m}$
10 GHz	0,64 $\mu\text{m}$	0,67 $\mu\text{m}$	0,82 $\mu\text{m}$	25 nm

Slika 1.10: Vdorna globina v srebrnem, bakrenem, aluminijastem in železnem vodniku v odvisnosti od frekvence.

Kožni pojav pri koaksialnem kablju pomeni, da tok teče samo v koži žile in v koži oklopa, kot prikazuje slika 1.11. To se odraža kot dušenje električnega polja in slabljenje. Zaradi frekvenčne odvisnosti udorne globine lahko sklepamo, da so tudi izgube v koaksialnem kablju frekvenčno odvisne.

Kožni pojav pri visokih frekvencah predstavlja frekvenčno odvisne izgube. Visokofrekvenčni tok se skoncentrira le na tankem sloju na površini vodnika, zato je efektivna upornost vodnika višja. Izgube še dodatno povečuje hrapavost površine vodnika. Zato se v visokofrekvenčni praksi uporablja posebna bakrena žica ali cev, ker je prevodnost srebra višja in s tem so izgube manjše. Prav tako so izgube manjše pri večji površini, torej debelejšem vodniku.



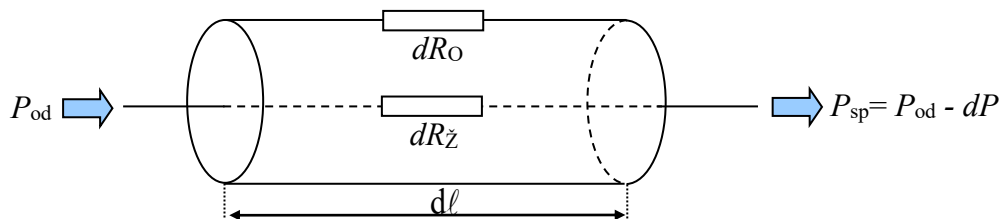
Slika 1.11: Presek koaksialnega kabla s kožnim pojavom.

Del električne upornosti koaksialnega kabla sestavljata del upornosti žile in del upornosti oklopa, kar prikazuje slika 1.13. Pri tem del upornosti žile znaša

$$dR_z = \frac{1}{\gamma} \cdot \frac{d\ell}{2\pi r_1 \delta}. \quad (1.19)$$

Del upornosti oklopa zapišemo podobno

$$dR_o = \frac{1}{\gamma} \cdot \frac{d\ell}{2\pi r_2 \delta}. \quad (1.20)$$



Slika 1.13: Upornost koaksialnega kabla je sestavljena iz upornosti žile in upornosti oklopa.

Del električne upornosti, ki je seštevek obeh prispevkov, zapišemo kot

$$dR = dR_z + dR_o = \frac{d\ell}{2\pi\gamma\delta} \cdot \left( \frac{1}{r_1} + \frac{1}{r_2} \right). \quad (1.21)$$

Z upoštevanjem izraza za udorno globino dobimo

$$dR = \frac{d\ell}{2\pi} \cdot \sqrt{\frac{\omega\mu_0}{2\gamma}} \cdot \left( \frac{1}{r_1} + \frac{1}{r_2} \right). \quad (1.22)$$

Vidimo, da je upornost na enoto dolžine odvisna od frekvence. Moč, ki se troši na delnih upornostih žile in oklopa, znaša

$$dP = \frac{1}{2} |I|^2 dR. \quad (1.23)$$

Moč, ki se prenaša po kablu, znaša

$$P = \frac{1}{2} |I|^2 Z_k. \quad (1.24)$$

Ob upoštevanju zgornjih dveh izrazov dobimo diferencialno enačbo

$$\frac{dP}{P} = \frac{dR}{Z_k} \quad (1.25)$$

Sedaj izvedemo integracijo po celotni dolžini kabla od oddajnika do sprejemnika.

$$\int_{P_{od}}^{P_{sp}} \frac{-dP}{P} = \frac{dR}{Z_k} \int_0^\ell d\ell \quad (1.26)$$

$$-\ln P \Big|_{P_{od}}^{P_{sp}} = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{\sqrt{\omega\mu_0}}{2\gamma} \cdot \left( \frac{1}{r_1} + \frac{1}{r_2} \right) \cdot \frac{60\Omega}{\sqrt{\epsilon_r}} \cdot \ln \frac{r_2}{r_1} \cdot \ell \quad (1.27)$$

$$\ln \frac{P_{od}}{P_{sp}} = \underbrace{\frac{\sqrt{\epsilon_r} \cdot \sqrt{\omega\mu_0}}{2\pi \cdot 60\Omega} \cdot \frac{1}{\ln \frac{r_2}{r_1}} \cdot \left( \frac{1}{r_1} + \frac{1}{r_2} \right)}_a \cdot \ell \quad (1.28)$$

Vidimo, da izgube oziroma slabljenje  $a$  v vodniku naraščata s kvadratnim korenom frekvence.

$$a = konst. \cdot \sqrt{\omega} \quad (1.29)$$

Večja kot je frekvenca, manjša je udorna globina in večje so izgube.

Slabljenje voda je razmerje med močjo, ki jo v vod pošilja generator, prilagojen na karakteristično impedanco voda, in močjo, ki jo sprejema breme, priključeno na vod in prilagojeno na karakteristično impedanco voda. Izgube koaksialnega kabla običajno podajamo v decibelih

$$a[\text{dB}] = 10 \cdot \log \frac{P_{od}}{P_{sp}} \quad (1.30)$$

**Primer:**

Kolikšno je slabljenje kabla, če generator oddaja moč 1 W in breme sprejema moč 0,5 W.

$$a[\text{dB}] = 10 \cdot \log \frac{P_{od}}{P_{sp}} = 10 \cdot \log \frac{1 \text{ W}}{0,5 \text{ W}} = 3,01 \text{ dB}$$

**Primer:**

Kolikšno moč prejema breme prilagojeno na karakteristično impedanco, če pošilja generator v vod moč 1,5 W in je slabljenje voda 4,8 dB.

$$P_{sp} = P_{od} \cdot 10^{\frac{a[\text{dB}]}{10}} = 1,5 \text{ W} \cdot 10^{\frac{4,8 \text{ dB}}{10}} = 0,5 \text{ W}$$

Če pri tem upoštevamo izraz (1.28), dobimo za slabljenje

$$a[\text{dB}] = 10 \cdot \frac{\ln \frac{P_{od}}{P_{sp}}}{\ln 10} = \frac{10}{\ln 10} \cdot \frac{\sqrt{\omega\epsilon_r\epsilon_0}}{2\gamma} \cdot \frac{r_2 + 1}{\ln \frac{r_2}{r_1}} \cdot \frac{\ell}{r_2} \quad (1.31)$$

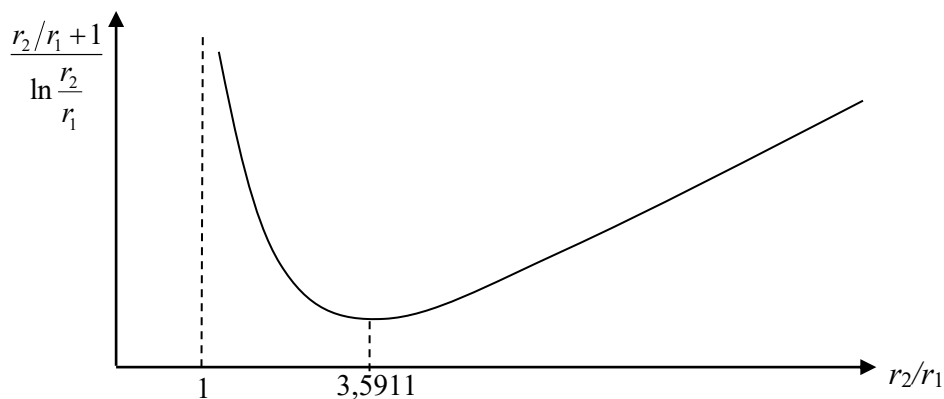
Pri dani velikosti voda so izgube tem manjše, čim bolj se relativna dielektričnost izolatorja približuje vrednosti 1 ali čim večja je karakteristična impedanca voda. Pri dani karakteristični impedanci voda pa so ohmske izgube v vodnikih tem manjše, čim večji je vod. Slabljenje  $a$  je manjše, ko je prevodnost žile in oklopa večja, zato se namesto bakra (Cu) uporablja srebro (Ag).

Izgube v izolatorju se večajo linearno z večanjem frekvence. Odvisne so od velikosti voda in določene z množino in kakovostjo vgrajenega materiala. V skupnem slabljenju raste delež slabljena zaradi izgub v izolatorju s frekvenco in velikostjo kabla.

Najmanjše slabljenje imajo vodi z zračno izolacijo. Vendar v notranjost teh vodov rada prodre vlaga, ki močno poveča slabljenje. Zato so še najboljši, a žal najdražji, debeli vodi z izolatorjem iz penastega dielektrika. Izolator je sestavljen iz samih zračnih mehurčkov, ki so oviti v tanko lupino iz dielektrika. Če kabel segrevamo, s temperaturo raste njegovo slabljenje.

Razmerje med  $r_2$  in  $r_1$  je optimalno pri vrednosti 3,5911, kot prikazuje slika 1.14. Takrat so izgube kabla najmanjše.

Slabljenje  $a$  je najmanjše, ko je relativna dielektričnost snovi  $\epsilon_r$  najmanjša, zato se največkrat uporabljajo penasti dielektriki ali distančniki. Najnižja možna vrednost za dielektričnost je 1, pri čemer dobimo karakteristično impedanco  $73 \Omega$ .



Slika 1.14: Iskanje najboljšega razmerja polmerov za najnižje izgube koaksialnega kabla.

#### Primer:

Izračunaj slabljenje bakrenega koaksialnega kabla ( $\gamma_{Cu}=56 \cdot 10^6 \text{ S/m}$ ) s penastim dielektrikom ( $\epsilon_r \approx 1$ ) pri frekvencah  $f_1=100 \text{ MHz}$  in  $f_2=400 \text{ MHz}$ ! Polmera žile in oklopa sta določena optimalno, pri čemer naj bo premer koaksialnega kabla  $13 \text{ mm}$  ( $1/2''$  {cole}).

$$a_1 = \frac{\sqrt{\epsilon_r} \cdot \sqrt{\frac{\omega_1 \mu_0}{2\gamma_{Cu}}} \cdot \frac{1}{r_1} + \frac{1}{r_2}}{2\pi \cdot 60 \Omega} \cdot \frac{1}{\ln \frac{r_2}{r_1}} = \frac{\sqrt{2\pi f_1 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ Vs/Am}}}{2\pi \cdot 60 \Omega} \cdot \frac{4,511}{\ln 3,511} = 27,6 \text{ dB/km} \approx 25 \text{ dB/km}$$

Frekvenca se je povečala za štirikrat.

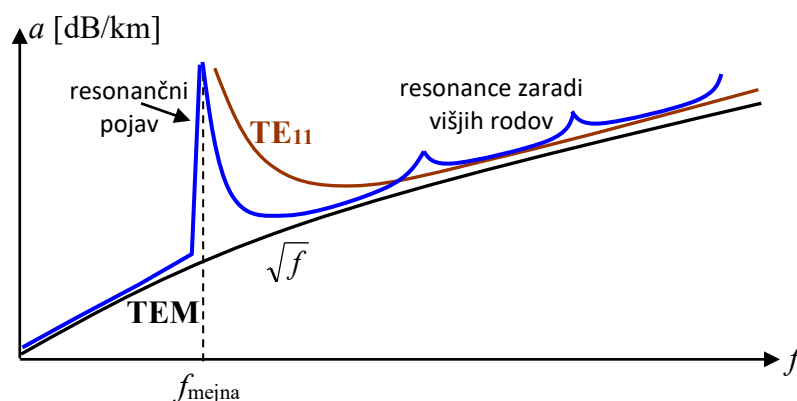
$$a_2 = a_1 \cdot \sqrt{4} \approx 50 \text{ dB/km}$$

#### Primer:

Koliko se poveča slabljenje, če kabel zalije deževnica?

Iz zgornjega primera vidimo, da z naraščanjem frekvence naraščajo izgube v koaksialnem kablu, kar podrobneje prikazuje tudi graf na sliki 1.15. Z namenom imeti čim manjše izgube si za  $r_2$  želimo čim večjo vrednost. Velik  $r_2$  pomeni izdelavo debelih koaksialnih kablov, za kar potrebujemo mnogo kovine, kar pa povečuje ceno.

Debelih koaksialnih kablov se ne splača izdelovati tudi zato, ker se pri večjih dimenzijah začnejo poleg osnovnega (transverzalno elektromagnetnega) TEM vala pojavljati tudi višji rodovi. Višji rodovi se lahko razširjajo le takrat, kadar je prostor med žilo kabla in notranjo steno plašča kabla dovolj velik. Le-ti so moteči in ima drugačno frekvenčno karakteristiko izgub od osnovnega rodu.



Slika 1.15: Frekvenčni potek slabljenja za TEM in  $TE_{11}$  rod in skupno slabljenje v koaksialnem kablu.

Z večanjem frekvence se v koaksialnem kablu od mejne frekvence  $f_{\text{mejna}}$  dalje pojavi tudi  $TE_{11}$  rod. Frekvenco, pri kateri nastane višji rod, imenujemo mejna frekvenca.

$$f_{\text{mejna}} = \frac{c_0 / \sqrt{\epsilon_r}}{\pi(r_1 + r_2)} \quad (1.32)$$

#### Primer:

Izračunaj mejno frekvenco za koaksialni kabel s penastim dielektrikom ( $\epsilon_r \approx 1$ ), pri čemer naj bo polmer žile  $r_1 = 2$  mm in polmer oklopa  $r_2 = 6,5$  mm.

$$f_{\text{mejna}} = \frac{c_0 / \sqrt{\epsilon_r}}{\pi(r_1 + r_2)} = \frac{3 \cdot 10^8 \text{ m/s}}{\pi(2 \cdot 10^{-3} \text{ m} + 6,5 \cdot 10^{-3} \text{ m})} = 12 \text{ GHz}$$

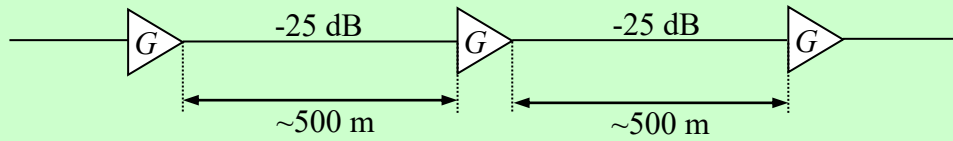
Kadar so izpolnjeni pogoji, da se začno po kablu razširjati višji rodovi, se nelinearno povečata neprilagoditev in slabljenje kabla.

Kabel je uporaben zgolj do prve resonančne frekvence, ki nastopi s pojavom  $TE_{11}$  v kablu. Z večanjem premera kabla se sicer zmanjša slabljenje, vendar se na žalost zmanjša tudi mejna frekvenca oziroma frekvenčna pasovna širina.

Koaksialni kabli se največkrat uporabljajo v sistemih kableske televizije. Pred pojavom optičnih vlaken so se uporabljali tudi v sistemih za prenos podatkov. Zaradi visokih izgub je bilo potrebno nameščati ojačevalnike ali regeneratore signala na približno nekaj kilometrov, kot prikazujeta spodnja primera. Danes se koaksialni kabli največkrat uporabljajo za povezovanje antenskih sistemov v radijskih komunikacijah.

**Primer:**

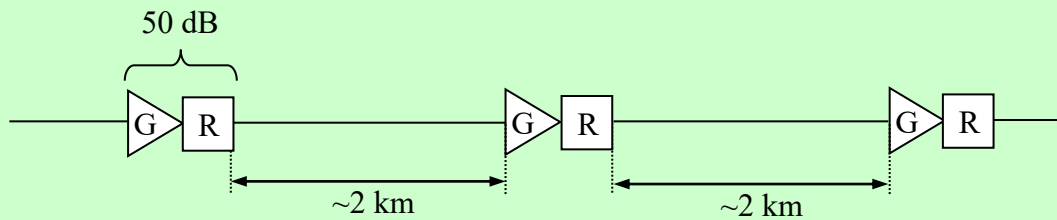
Kabelska televizija potrebuje pasovno širino  $B=400$  MHz. Traso izdelamo iz koaksialnega kabla, ki ima pri frekvenci 400 MHz slabljenje 50 dB/km. Na voljo imamo ojačevalnike z ojačanjem  $G=25$  dB. Izračunaj razdaljo med posameznimi ojačevalniki!



$$L[km] = \frac{G[dB]}{a[dB/km]} = \frac{25 \text{ dB}}{50 \text{ dB/km}} = 0,5 \text{ km}$$

**Primer:**

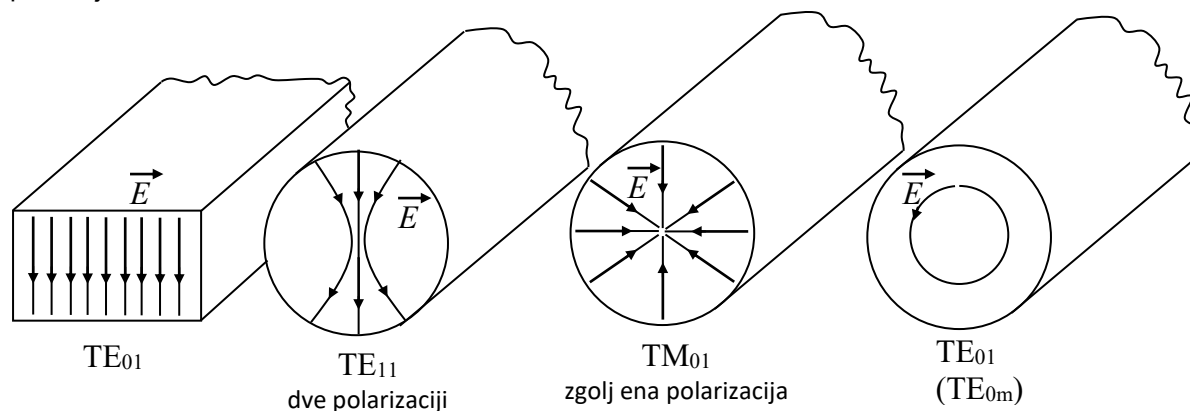
Telefonska zveza z zmogljivostjo  $C=140$  Mbit/s ima ojačevalno regeneratorske enote s skupnim ojačanjem  $G=50$  dB. Izračunaj razdaljo med posameznimi enotami!



$$L[km] = \frac{G[dB]}{a[dB/km]} = \frac{50 \text{ dB}}{25 \text{ dB/km}} = 2 \text{ km}$$

### 1.1.2. Kovinski valovodi

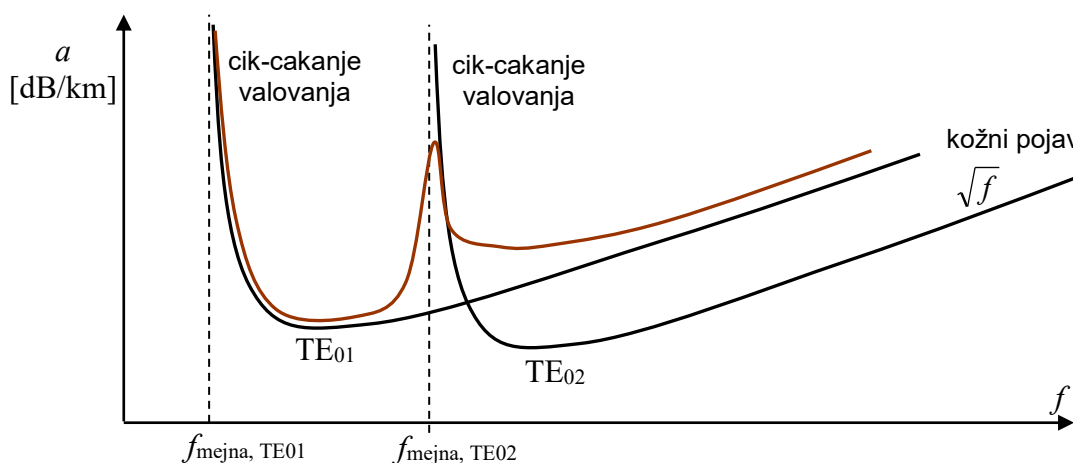
Kovinski valovodi so samonosilne votle strukture (prazne kovinske cevi), po katerih se širi elektromagnetno valovanje. Ker so cevi prazne je  $\epsilon_r=1$ . Po obliki so lahko pravokotni ali okrogli, kot prikazuje slika 1.16.



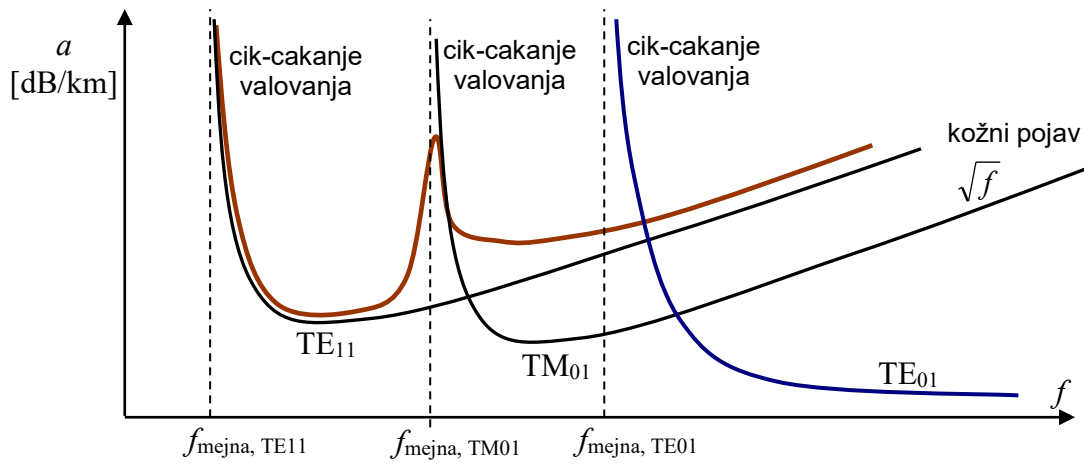
Slika 1.16: Kovinski valovodi z različnimi rodovi elektromagnetnega valovanja.

Za kovinski valovod dobimo podoben diagram izgub kot za koaksialni vodnik. Poglavitna razlika je v tem, da so frekvenčne meje premaknjene. Za nekaj centimetske dimenzije valovodov se mejna frekvenca višjih rodov pojavi krepko pod običajno zelenimi uporabnimi frekvencami. Pod mejno frekvenco so izgube neskončno velike. Pri mejni frekvenci nastopi cik-cakanje valovanja. Vsak od oblikovanih rodov v kovinskem valovodu ima svojo karakteristiko izgub. Slika 1.17 prikazuje frekvenčni potek slabljenja za rodove v pravokotnem valovodu.

Z uporabo okroglega valovoda se v posebnih primerih slabljenje še izboljša, kot prikazuje slika 1.18. Rod  $TE_{11}$  v okroglem valovodu ima identičen potek slabljenja, kot rod  $TE_{01}$ , s tem da ima dve polarizaciji, kar vnaša nevšečnosti pri praktični uporabi. Rod  $TM_{01}$  ima zgolj eno polarizacijo vendar je njegov potek slabljenja zgolj navzgor frekvenčno premaknjen. Rod  $TE_{01}$  pa je poseben v tem, da mu izgube od mejne frekvence dalje padajo, kar mu da posebno praktično uporabnost. Prenosni vod premera 50 mm ima mejno frekvenco približno 30 GHz in je uporaben od 40 do 50 GHz. V 60 letih prejšnjega stoletja se je razmišljalo tudi o praktični uporabi krožnih valovodov na dolge razdalje. Ena od glavnih praktičnih omejitev je v tem, da morajo biti cevi ravne sicer na krivinah kovinskega valovoda prihaja do sklapljanja med rodovi, kar vnaša dodatne izgube.



Slika 1.17: Frekvenčni potek slabljenja za različne rodove v pravokotnem valovodu.



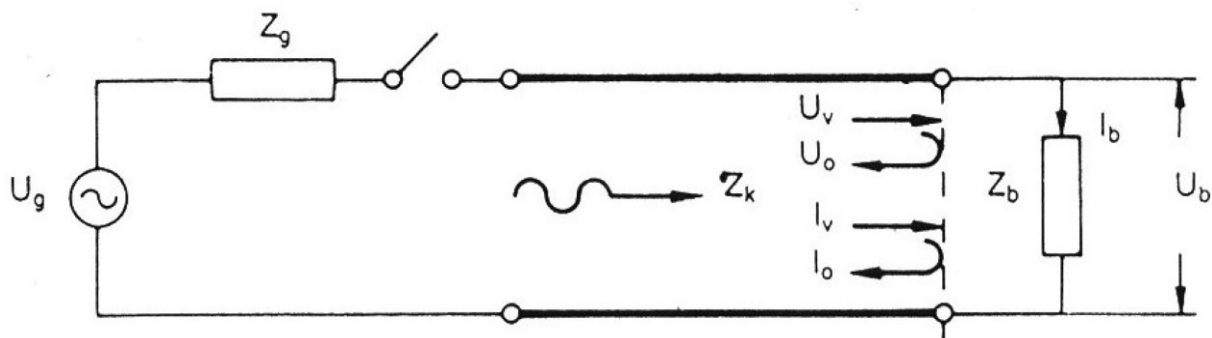
Slika 1.18: Frekvenčni potek slabljenja za različne rodove v krožnem valovodu.



## 2. Vpadni val in odbiti val na vodu

Zamislimo si neskončno dolg homogen vod brez izgub s karakteristično impedanco  $Z_k$  in priključimo nanj generator z napetostjo praznega teka  $U_g$  in notranjo upornostjo  $Z_g$ . Naj bo notranja upornost generatorja enaka karakteristični impedanci voda. Ko vklopimo stikalo, vzbudi generator na vходу voda vpadno valovanje, ki se razširja po vodu z določeno hitrostjo.

Na konec voda končne dolžine priključimo breme s kompleksno impedanco  $Z_b$ . Če je impedanca bremena enaka karakteristični impedanci voda, pravimo, da je breme prilagojeno na vod. V tem primeru breme sprejme vso moč, ki jo prinaša vpadno valovanje. Kadar sta impedanca bremena in karakteristična impedanca voda različni, pravimo, da je breme neprilagojeno na vod. V tem primeru sprejme breme le del dovajane moči, del pa odbije. Ob neprilagojenem bremenu nastaja odbito valovanje, ki od bremena potuje proti generatorju.



Slika 2.1: Valovanje na vodu.

Ko vklopimo generator, še ne vemo, kakšno breme imamo priključeno. Da ugotovimo vpliv bremena, potrebujemo čas  $2\Delta t$ , pri čemer je

$$\Delta t = \frac{\ell}{v} = \frac{\ell}{c_0/n}, \quad (2.1)$$

kar ustreza času, ki je potreben, da signal prepotuje od generatorja do bremena in času, da signal prepotuje nazaj od bremena do generatorja.

Če je čas manjši od  $2\Delta t$ , izvor »vidi«  
vidi le linijo oziroma njeno karakteristično impedanco. Če je čas večji od  $2\Delta t$ , izvor »vidi«  
dejansko breme. Če ima breme impedanco enako karakteristični impedanci voda, generator ne bo nikoli izvedel, na kaj in na kakšni razdalji je dejansko priključeno breme.

Poglejmo si kaj se dogaja v vmesnem času  $2\Delta t$ , kot prikazuje slika 2.2. Ko vklopimo generator, nastane vpadni napetostni val amplitude  $U_N$ , ki se širi od generatorja proti bremenu s hitrostjo  $c_0/n$ . Razmerje med napetostjo vpadnega napetostnega vala  $U_N$  in tokom vpadnega tokovnega vala  $I_N$  je povsod vzdolž voda enako karakteristični impedanci voda  $Z_k$ . Ko pa vpadna vala napetosti in toka dospeta do bremena, se prejšnje razmerje med napetostjo in tokom ne more več obdržati, če je impedanca bremena različna od karakteristične impedance voda. Breme namreč vsiljuje s svojo impedanco robni pogoj, ki zahteva, da je razmerje med napetostjo in tokom enako impedanci bremena. Zato se na bremenu ustvarita odbiti val napetosti  $U_O$  in odbiti val toka  $I_O$ , tako da je zadoščeno robnemu pogoju, ki ga narekuje breme.

Vpadna vala napetosti in toka sta v fazi, odbita vala napetosti in toka pa v proti fazi. Ker se namreč odbiti val razširja v nasprotno smer kot vpadni val, mora v odbitem valu napetost ali tok spremeniti fazo za  $180^\circ$ .

Razmerje napetosti odbitega vala z napetostjo vpadnega vala imenujemo odbojnost bremena. Odbojnost je številsko brez enot in se vedno veže na napetost ali električno polje.

$$\Gamma = \frac{U_o}{U_N} = \frac{E_o}{E_N} \quad (2.2)$$

Izračunajmo velikost odbojnosti tako, da tok skozi breme zapišemo enkrat kot vsoto tokov napredujočega in odbitega tokovnega vala, drugič pa kot vsoto napredujočega in odbitega napetostnega vala na impedanci bremena.

$$I_b = \frac{U_b}{Z_b} = \frac{U_N + U_o}{Z_b} \quad (2.3)$$

$$I_b = I_N + I_o = \frac{U_N}{Z_k} - \frac{U_o}{Z_k} = \frac{U_N - U_o}{Z_k} \quad (2.4)$$

Ko enačimo izraza (2.3) in (2.4) dobimo

$$\frac{U_N + U_o}{Z_b} = \frac{U_N - U_o}{Z_k} \quad (2.5)$$

Po množenju enačbe z  $Z_k \cdot Z_b / U_N$  in preureditvi dobimo za odbojnost bremena

$$\Gamma = \frac{Z_b - Z_k}{Z_b + Z_k} \quad (2.6)$$

Odbojnost je novo merilo za upornost in je bistveno širši pojem kot upornost. Poleg električnih vezij se lahko definira tudi pri kateremkoli valovanju (elektromagnetno valovanje, svetloba, zvok,...)

**Primer:**

Kakšna je odbojnost bremena z impedanco  $Z_b = 150 + j75 \text{ } [\Omega]$ , ki je priključen na vod s karakteristično impedanco  $75 \text{ } \Omega$ ?

$$\Gamma = \frac{Z_b - Z_k}{Z_b + Z_k} = \frac{150 + j75 - 75}{150 + j75 + 75} = \frac{75 + j75}{225 + j75} = \frac{75(1 + j)}{75(3 + j)} = \frac{1 + j}{3 + j}$$

$$|\Gamma| = \sqrt{\frac{1^2 + 1^2}{3^2 + 1^2}} = \sqrt{\frac{2}{10}} = 0,45$$

**Primer:**

Izračunajte odbojnost kratkega stika  $Z_b = 0!$

$$\Gamma = \frac{Z_b - Z_k}{Z_b + Z_k} = \frac{0 - Z_k}{0 + Z_k} = -1$$

**Primer:**

Izračunajte odbojnost odprtih sponk  $Z_b = \infty!$

$$\Gamma = \frac{Z_b - Z_k}{Z_b + Z_k} = \frac{1 - \frac{Z_k}{Z_b}}{1 + \frac{Z_k}{Z_b}} = \frac{1 - \frac{Z_k}{\infty}}{1 + \frac{Z_k}{\infty}} = \frac{1 - 0}{1 + 0} = 1$$

Generator pošilja v vod neprestano v vod vpadne valove proti bremenu. Neprilagojeno breme del moči vpadnih valov sprejme, del odbije. Ob bremenu nastajajo odbiti valovi. Ti potujejo od bremena proti

generatorju. Kadar je impedanca generatorja enaka karakteristični impedanci voda, je generator na vod prilagojen in sprejme vso moč odbitih valov vase.

Vpadni in odbiti valovi se seštevajo in na vodu nastane stojno valovanje.

Ker smo predpostavili, da vod nima izgub, se amplitude vpadnega in odbitega valovanja ne spreminjajo vzdolž voda. Pač pa se spreminja vzdolž voda faza vpadnega in odbitega valovanja.



## 2. Radijska zveza v praznem prostoru

Radijska zveza je vrsta zveze s pomočjo elektromagnetnega valovanja, kjer se valovanje prosto razširja po prostoru. Za razširjanje elektromagnetnega valovanja ni potrebna prisotnost snovi, saj se le-to lahko razširja tudi po povsem praznem prostoru (vakuumu). V primeru zemeljskih radijskih zvez poteka celotna radijska pot skozi zemeljsko ozračje, ki vnaša določeno slabljenje, kar si bomo ogledali v naslednjem poglavju.

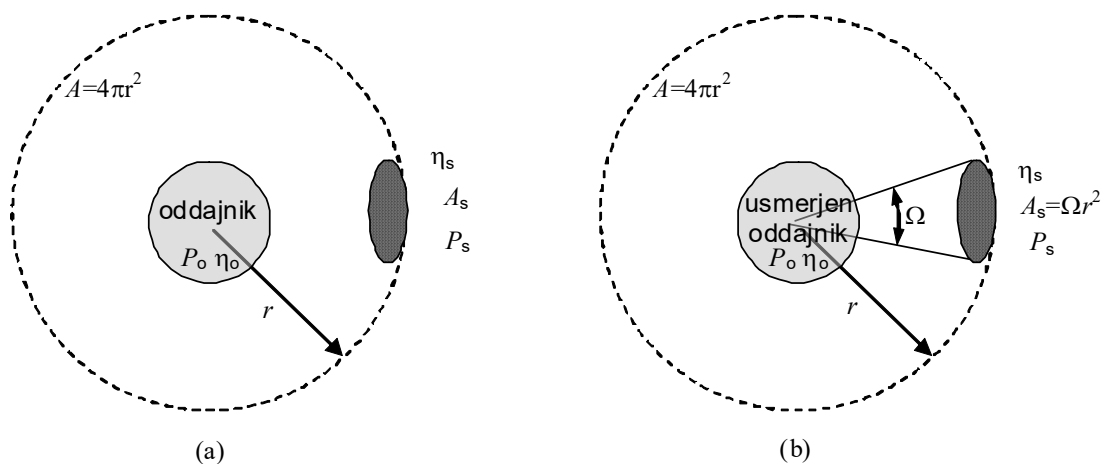
Osnovni naravni pojav, ki omogoča zvezo z elektromagnetnim valovanjem, je sevanje. Sevanje je posledica pospešenega gibanja električnih nabojev. Oddajnik z izkoristkom  $\eta_o$  izseva določeno električno moč  $P_o$ , ki se prosto razširja v praznem prostoru in se nikoli več ne vrne k oddajniku. Prenos moči z elektromagnetnim sevanjem je prikazan na sliki 2.1a.

Pri sevanju se moč  $P_o$  razširja v prostor. Oddajniku, ki seva v vse smeri pravimo izotropni oddajnik. V praznem, brezizgubnem prostoru gostota pretoka moči (moč na enoto ploskve)  $S$  upada s kvadratom razdalje  $r$ .

$$\vec{S} = \vec{1}_r \frac{P_o \cdot \eta_o}{4\pi r^2} \quad (2.1)$$

Sprejeta moč na drugem koncu zveze je preprosto produkt gostote pretoka moči  $S$  in površine sprejemnika  $A_s$ , ki ima izkoristek  $\eta_s$ .

$$P_s = S \cdot A_s \eta_s = \frac{P_o \eta_o \cdot A_s \eta_s}{4\pi r^2} \quad (2.2)$$



Slika 2.1: Prenos moči z elektromagnetnim sevanjem v primeru (a) neusmerjenega (izotropnega) oddajnika in (b) usmerjenega oddajnika.

### Primer:

Določite potrebno moč oddajnika  $P_o$  na krovu satelita, ki leti v krožnici na višini  $h=800$  km in ima neusmerjeno anteno. Zemeljski sprejemnik zahteva signal vsaj  $U=0,2 \mu\text{V}_{\text{eff}}$  na vhodnem priključku ( $R=50 \Omega$ ). Sprejemna antena se nahaja točno pod satelitom in ima polmer  $d=1$  m. Izkoristek oddajne in sprejemne antene je ena.

$$r = h = 800 \text{ km} \quad P_s = \frac{U^2}{R} = \frac{(0,2 \cdot 10^{-6} \text{ V})^2}{50 \Omega} = 8 \cdot 10^{-16} \text{ W}$$

$$A_s = \pi r^2 = 3,14 \text{ m}^2 \quad P_s = S \cdot A_s \eta_s = \frac{P_o \eta_o \cdot A_s \eta_s}{4\pi r^2}$$

$$P_o = P_s \cdot \frac{4\pi r^2}{A_s} = 8 \cdot 10^{-16} \text{ W} \cdot \frac{4\pi(800 \text{ km})^2}{\pi(1 \text{ m})^2} = 2 \text{ mW} \quad P_o = 10 \cdot \log_{10} \frac{2 \text{ mW}}{1 \text{ mW}} = 3 \text{ dBm}$$

Moč sprejetega signala lahko povečamo s povečanjem moči oddajnika, kar je zelo nepraktično, ali s pomočjo bolj usmerjenega sevanja oddajnika. Tak oddajnik, ki ga prikazuje slika 2.1b, ne seva v vse smeri enako, pač pa skušamo razpoložljivo električno moč usmeriti v določen stožec ali bolj splošno v poljubni prostorski kot. Gostota pretoka moči v snopu oddajnika sedaj znaša

$$\bar{S} = \bar{I}_r \frac{P_o \cdot \eta_o}{A_s} = \bar{I}_r \frac{P_o \cdot \eta_o}{\Omega \cdot r^2} \quad (2.3)$$

Gostota pretoka je v primeru usmerjenega oddajnika večja kot je bila v primeru neusmerjenega oddajnika, ker je prostorski kot  $\Omega$  vedno manjši od  $4\pi$  steradianov (srd).

Sprejeta moč na drugem koncu zveze z usmerjenim oddajnikom je produkt gostote pretoka moči  $S$  in površine sprejemnika  $A_s$ .

$$P_s = S \cdot A_s \eta_s = \frac{P_o \eta_o \cdot A_s \eta_s}{\Omega \cdot r^2} \quad (2.4)$$

V primeru usmerjenega oddajnika dobi sprejemnik več moči, kot v primeru izotropnega oddajnika, ker se celotna moč razširja po manjšem prostoru kota  $\Omega$  in je tudi gostota moči na dani razdalji posledično večja.

$$P_s = S \cdot A_s \eta_s = \frac{P_o \eta_o \cdot A_s \eta_s}{4\pi \cdot r^2} \cdot \frac{4\pi}{\Omega} \quad (2.5)$$

Razmerje  $4\pi/\Omega$  podaja povečanje moči zaradi usmerjenosti oddajnika in je merilo za usmerjenost oddajnika. Imenujemo ga smernost (angl. directivity) oddajnika  $D$  in podaja povečanja gostote pretoka moči  $S$  v želeni smeri ob nespremenjeni moči oddajnika  $P_o$ .

Smernost nam pove, koliko je primer z usmerjenim oddajnikom boljši od primera z izotropnim neusmerjenim oddajnikom.

$$D = \frac{P_{s, \text{NEUSMERJENA ZVEZA}}}{P_{s, \text{USMERJENA ZVEZA}}} = \frac{4\pi}{\Omega} \geq 1 \quad (2.6)$$

Neusmerjen oddajnik bo imel smernost enako ena. Smernost se izraža tudi v decibelih oziroma dBi, kjer črka  $i$  označuje, da je primerjava izvedena na hipotetični izotropični vir, ki seva energijo v vse smeri enakomerno.

$$D[\text{dBi}] = 10 \cdot \log_{10} \left( \frac{4\pi}{\Omega} \right) \geq 0 \text{ dBi} \quad (2.7)$$

V izrazu za sprejeto moč poleg smernosti nastopa tudi izkoristek oddajne antene.

$$P_s = \frac{P_o \eta_o \cdot A_s \eta_s}{4\pi \cdot r^2} \cdot D_o \quad (2.8)$$

Smernost podaja kolikokrat več moči bi morali dovajati izotropni anteni v primerjavi z usmerjeno anteno, da bi na isti razdalji dobili enako jakost polja.

Ker produkt smernosti oddajnika in izkoristka oddajne antene vedno nastopata skupaj, je smiselno uvesti novo veličino – dobitek (angl. gain) oddajne antene  $G$ .

$$G_o = D_o \eta_o \quad (2.9)$$

$$P_s = \frac{P_o \cdot A_s \eta_s}{4\pi \cdot r^2} \cdot G_o \quad (2.10)$$

Takšna definicija smernosti in dobitka velja za oddajnike, ki svetijo točno v stožec s prostorskim kotom  $\Omega$ , kot je primer svetlobnega žaromet. V praksi pa ne poznamo radijskih oddajnikov, ki bi sevali le v eno smer. Resnični radijski oddajniki sevajo največ v eni določeni smeri, vendar lahko nekaj malega sevajo tudi v druge smeri. Smernost nam v tem primeru pove koliko moči naprava seva v smeri z maksimalno močjo.

$$D = \frac{|\bar{S}_{\max}|}{|\bar{S}_0|} = \frac{|\bar{S}_{\max}|}{P_0 / 4\pi r^2} \quad (2.11)$$

Pri čemer je  $S_0$  gostota moči neusmerjenega (izotropnega) antenskega izvora, ki seva v vse smeri prostora enako veliko moč kot usmerjen izvor. Z besedami opredelimo smernost takole

$$D = \frac{\text{najvecja gostota moci na razdalji } r}{\text{srednja gostota moci na razdalji } r} = 4\pi r^2 \frac{\text{najvecja gostota moci na razdalji } r}{\text{sevana moč}} \quad (2.12)$$

Kako je smernost odvisna od smernega diagrama, ugotovimo tako, da izrazimo sevano moč z integralom gostote moči po krogli polmera  $r$ . **Smerni diagram** antene pri oddaji je odvisnost, ki podaja, kako je sevano polje odvisno od azimuta  $\phi$  in polarnega kota  $\theta$ .

$$F(\theta, \phi) = \frac{E(\theta, \phi)}{E_{\max}} \quad (2.13)$$

Celotna moč  $P_0$  je integral gostote moči  $S$  po celotni krogli.

$$P_0 = \int_0^\pi \int_0^{2\pi} \bar{S} \cdot \bar{1}_r \cdot dA = \int_0^\pi \int_0^{2\pi} S \cdot r^2 \cdot \sin \theta \cdot d\theta \cdot d\phi = \int_{4\pi} S \cdot r^2 d\Omega \quad (2.14)$$

Smernost je potemtakem

$$D = \frac{4\pi r^2 |\bar{S}_{\max}|}{\int_0^\pi \int_0^{2\pi} S \cdot r^2 \cdot \sin \theta \cdot d\theta \cdot d\phi} = \frac{4\pi r^2 |\bar{S}_{\max}|}{\int_{4\pi} S \cdot r^2 d\Omega} \quad (2.15)$$

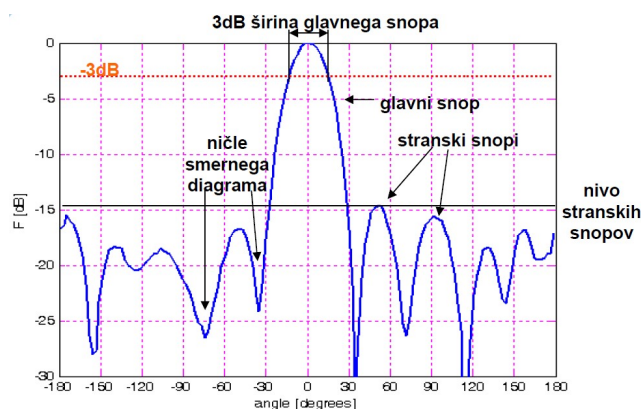
Vidimo, da je izraz za zmernost neodvisen od polmera  $r$ .

$$D = \frac{4\pi |\bar{S}_{\max}|}{\int_0^\pi \int_0^{2\pi} S \cdot \sin \theta \cdot d\theta \cdot d\phi} = \frac{4\pi |\bar{S}_{\max}|}{\int_{4\pi} S d\Omega} \quad (2.16)$$

Za praktično izvedene antene imamo pomejen smerni diagram sevanja antene. V primeru podanega smernega diagrama smernost antene izračunamo kot

$$D = \frac{4\pi |F(\theta_{\max}, \phi_{\max})|^2}{\int_{4\pi} |F(\theta, \phi)|^2 d\Omega} \quad (2.17)$$

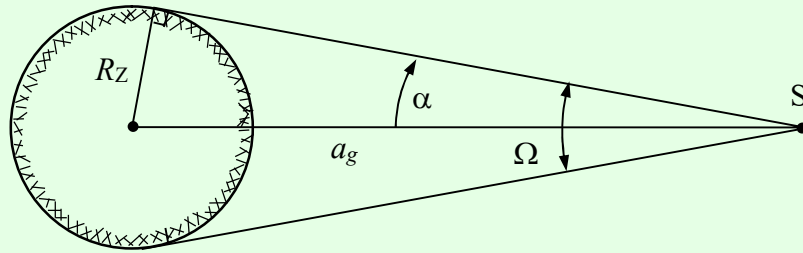
Račun je največkrat potrebno izvesti numerično iz izmerjenega smernega diagrama, ki ga prikazuje slika 2.2. Le v redkih primerih pa je možen tudi analitični izračun.



Slika 2.2: Primer praktično izmerjenega smernega diagrama antene.

**Primer:**

Določite smernost antene, ki jo vgradimo na geostacionarni satelit ( $a_g=42163$  km), da z radijskim signalom enakomerno osvetlimo celotno poloblo, ki jo satelit vidi s svojega položaja v tirnici. ( $R_Z=6378$  km).



Ravninski kot  $\alpha$  določimo s pomočjo sinusa  $\sin \alpha = \frac{R_Z}{a_g}$

Povezava med prostorskim in ravninskim kotom dobimo iz geometrije krogelnega izseka, pri čemer je višina kapice stožca

$$h = r - r \cos \alpha$$

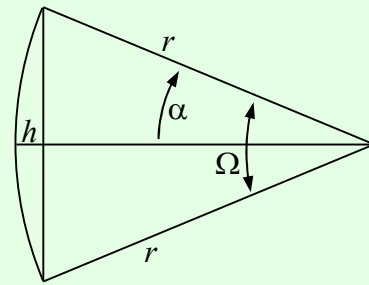
Površina kapice stožca znaša

$$A = r^2 \cdot \Omega = 2\pi r h = 2\pi r^2 (1 - \cos \alpha)$$

$$\Omega = 2\pi (1 - \cos \alpha)$$

$$\Omega = 2\pi \left( 1 - \sqrt{1 - \sin^2 \alpha} \right) = 2\pi \left( 1 - \sqrt{1 - \left( \frac{R_Z}{a_g} \right)^2} \right)$$

$$D = \frac{4\pi}{\Omega} = \frac{2}{1 - \sqrt{1 - \left( \frac{R_Z}{a_g} \right)^2}} = \underline{\underline{173,8}} \quad \Rightarrow \quad D_{\text{dB}} = 10 \log D = \underline{\underline{22,4 \text{ dBi}}}$$



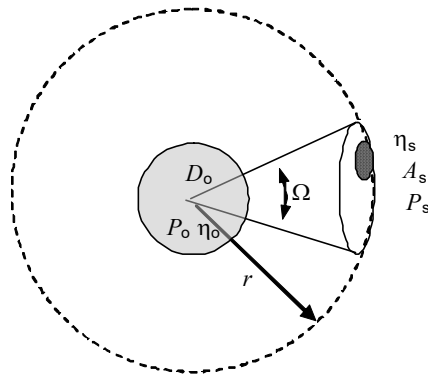
Gostota pretoka moči v snopu oddajnika s smernostjo  $D$  znaša

$$\bar{S} = \bar{I}_r \frac{P_o \cdot \eta_o}{A_g} = \bar{I}_r \frac{P_o \cdot \eta_o}{\Omega \cdot r^2} = \bar{I}_r \frac{P_o \cdot \eta_o}{\frac{4\pi}{D_o} \cdot r^2} = \bar{I}_r \frac{P_o \cdot \eta_o \cdot D_o}{4\pi \cdot r^2} \quad (2.18)$$

V radijskih komunikacijah uporabljamo usmerjeno anteno, ki pa s signalom pokrije precej večji del geografske površine  $A_g$ , kot je površina antene našega sprejemnika  $A_s$ , kar prikazuje slika 2.3. Sprejeta moč na sprejemni anteni s površino  $A_s$  je produkt gostote pretoka moči  $S$  in površine sprejemnika.

$$P_s = S \cdot A_s \eta_s = \frac{P_o \eta_o \cdot D_o \cdot A_s \eta_s}{4\pi \cdot r^2} \quad (2.19)$$





Slika 2.3: Prenos moči z elektromagnetnim sevanjem v primeru usmerjenega oddajnika in majhne sprejemne antene.

Iz zgornjega izraza za sprejeto moč je razvidna odvisnost oddaljenosti oddajnika od sprejemnika. Moč sprejetega signala upada s kvadratom razdalje do oddajnika.

Električna izkoristka sprejemne in oddajne antene vnašata dodatno slabljenje v radijsko zvezo. Izkoristek antene se običajno ne podaja ločeno, temveč skupaj s smernostjo v združenem novem parametru antene, ki ga imenujemo dobitok antene  $G$  (angl. gain).

$$G_o = D_o \eta_o = \frac{4\pi}{\Omega} \eta_o \quad (2.20)$$

Izkoristek pravilno načrtovanih anten je blizu enote in dobitok  $G$  običajno ni dosti manjši od smernosti  $D$ . Podobno kot smernost  $D$  tudi dobitok  $G$  običajno navajamo v logaritmskih enotah dBi, to je decibelih glede na izotropno (neusmerjeno) anteno.

$$G_o [\text{dBi}] = 10 \cdot \log(G_o) \quad (2.21)$$

Sprejeto moč na sprejemniku lahko sedaj zapišemo z dobitkom oddajne antene

$$P_s = \frac{P_o G_o A_s \eta_s}{4\pi \cdot r^2} \quad (2.22)$$

Oddano moč in dobitok oddajne antene se običajno opisuje z enim parametrom. Produkt moči oddajnika in dobitka oddajne antene imenujemo efektivna izotropno izsevana moč (angl. Effective Isotropically Radiated Power – EIRP).

$$EIRP = P_o G_o \quad (2.23)$$

EIRP podaja moč signala, ki ga oddajnik na satelitu odda v smeri geografskega področja, kjer se nahaja sprejemnik.

#### Primer:

Izračunajte s kakšno močjo signala je napajana oddajna antena z dobitkom  $G=37$  dBi na televizijskem satelitu, ki oddaja z  $EIRP=57$  dBW.

$$EIRP[\text{dBW}] = 10 \cdot \log\left(\frac{EIRP[\text{W}]}{1 \text{ W}}\right)$$

$$EIRP[\text{W}] = 10^{\frac{EIRP[\text{dBW}]}{10}} = 10^{5,7} = 501 \text{ kW}$$

$$EIRP[\text{dBm}] = 10 \cdot \log\left(\frac{EIRP[\text{W}]}{1 \text{ mW}}\right) = 10 \cdot \log\left(\frac{501 \text{ kW}}{1 \text{ mW}}\right) = 87 \text{ dBm}$$

$$EIRP = P_o G_o$$

$$EIRP[\text{dBm}] = P_o[\text{dBm}] + G_o[\text{dBi}]$$

$$P_o[\text{dBm}] = EIRP[\text{dBm}] - G_o[\text{dBi}] = 87 \text{ dBm} - 37 \text{ dBm} = \underline{\underline{50 \text{ dBm}}}$$

Če pri radijski zvezi zanemarimo vpliv zemeljskega ozračja, je izračun slabljenja silno preprost. Edini izvor vstavitvenega slabljenja zveze je tedaj razširjanje valovanja v praznem prostoru na razdalji  $r$  od oddajnika do sprejemnika. Ker znaša želeno geografsko področje pokrivanja

$$A_g = \Omega_o r^2 = \frac{4\pi\eta_o}{G_o} r^2, \quad (2.24)$$

je razmerje sprejete proti oddani moči kar

$$\frac{P_s}{P_o} = \frac{A_s \eta_s \eta_o}{A_g}. \quad (2.25)$$

V primeru 100% izkoristkov oddajne in sprejemne antene je slabljenje zveze enako razmerju površin.

$$\frac{P_s}{P_o} = \frac{A_s}{A_g} \quad (2.26)$$

Anteno oddajnika načrtujemo tako, da osvetli predpisano področje pokrivanja  $A_g$ . Na sprejemniku si lahko kvečjemu privoščimo sprejemno anteno velikosti  $A_s$ . Razmerje moči sprejemnika in oddajnika  $P_s/P_o$  je enako razmerju površin sprejemne antene in področja pokrivanja  $A_s/A_g$ .

### 3. Meja med bližnjim in daljnim poljem

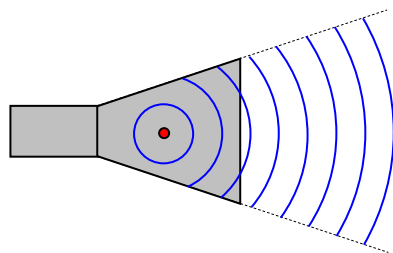
#### 3.1. Fazno središče antene

Moč sprejetega signala v radijski zvezi upada s kvadratom razdalje med oddajnikom in sprejemnikom. Pri tem se pojavi vprašanje, med katerimi točkami je merjena razdalja med antenami, kot prikazuje slika 3.1. Medsebojna razdalja je lahko pojmovana kot razdalja od konca oddajne antene do začetka sprejemne antene, ali kot razdalja med antenskimi priključki, ali celo razdalja me generatorjem in sprejemnikom. Problem določitve medsebojne razdalje je še posebej pomemben na kratkih razdaljah radijskih zvez.



Slika 3.1: Določanje medsebojne razdalje v radijski zvezi.

Izkaže se, da je za medsebojno razdaljo smiselno vzeti razdaljo med faznim središčem oddajne antene in faznim središčem sprejemne antene. Fazno središče antene je točka, iz katere navidežno izhajajo valovne fronte sevanja antene, kot prikazuje slika 3.2. Če anteno vrtimo okoli faznega središča, se faza sprejemanega (ali oddanega) polja ne spreminja.



Slika 3.2: Fazno središče lijakaste antene.

Fazno središče antene je pomembno pri sestavljanju skupine anten ali antene zbiralnim zrcalom, ko moramo namestiti žarilec natančno tako, da fazno središče žarilca sovpade z goriščem zrcala. Najbolj razširjeno zrcalo je parabolično zrcalo, ki ima točkasto gorišče in zato zahteva žarilec, ki ima točkasto fazno središče. Točka faznega središča je zato pomemben podatek žarilca, ki ga moramo izračunati ali izmeriti.

Točka faznega središča antene je določena s tremi koordinatami. Pri rotacijsko simetrični anteni sta dve koordinati faznega središča razmeroma enostavno določljivi, saj fazno središče leži na osi antene. Tretjo koordinato je najlažje določiti s premikanjem antene v smeri neznane koordinate faznega središča in iskanjem točke, okoli katere se lahko vrti antena brez sprememb faze signala.

#### Primer:

Kolikšno je valovno število za sistem GSM pri valovni dolžini 900 MHz?

$$\lambda_0 = \frac{c_0}{f} = \frac{3 \cdot 10^8 \text{ m/s}}{900 \cdot 10^6 \text{ s}^{-1}} = 0,33 \text{ m} = 33,3 \text{ cm}$$

$$k = \frac{2\pi}{\lambda} = \frac{2\pi}{0,33 \text{ m}} = 6\pi \text{ rd/m} = 18,85 \text{ rad/m} = 1080^\circ/\text{m}$$

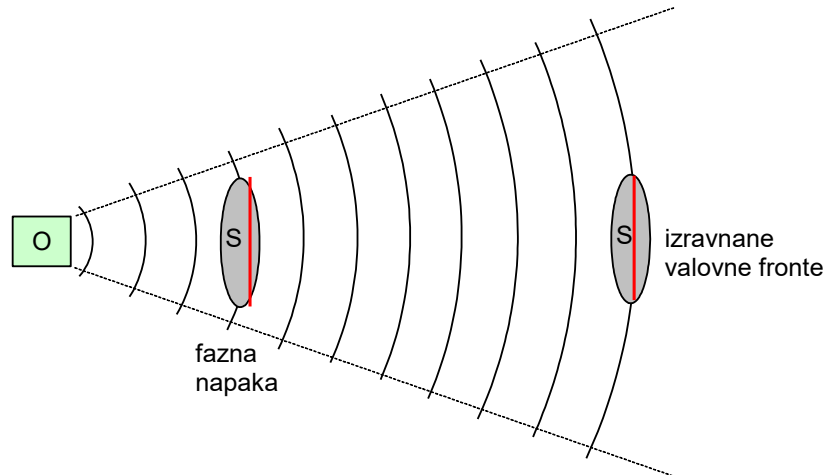
**Primer:**

Koliko se spremeni faza elektromagnetnega valovanja, ko prepotuje val eno polovico valovne dolžine dolgo pot?

$$\Delta\varphi = \ell \cdot k = \frac{\lambda}{2} \cdot \frac{2\pi}{\lambda} = \pi$$

### 3.2. Fraunhoferjevo področje delovanja zveze

Vzemimo oddajnik radijskega valovanja in sprejemnik, ki delujeta v koherentnem načinu. Daleč stran od oddajnika so valovne fronte dokaj ravne in na sprejemniku ni nikakršne fazne napake, kot prikazuje slika 3.3. Bližje kot sta si sprejemnik in oddajnik večja je fazna napaka. Pri velikosti fazne napake pa ne igra vlogo zgolj oddaljenost med oddajnikom in sprejemnikom, temveč tudi velikost sprejemnika. Večji sprejemniki imajo večjo fazno napako. Za kvaliteto zveze se fazna napaka obnaša kot podosvetlitev sprejemnika, kar pomeni, da sprejemnik prejme manj moči, kot če fazne napake ne bi bilo.



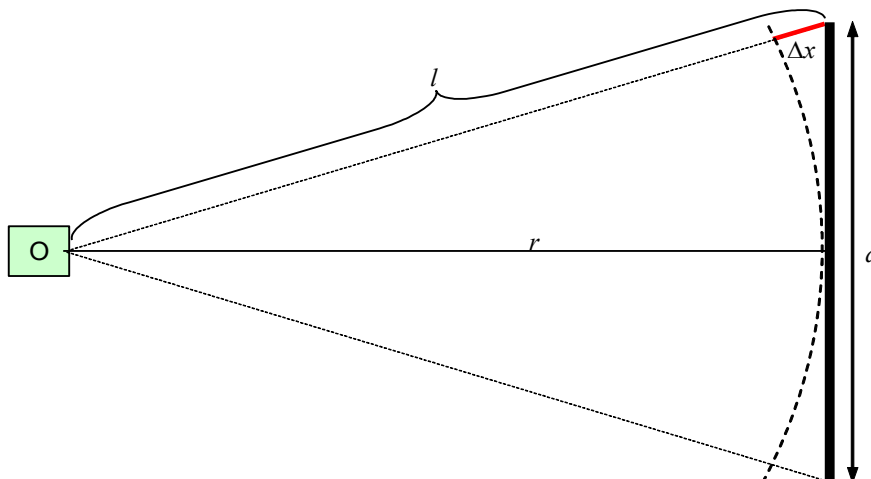
Slika 3.3: Valovne fronte in pripadajoča fazna napaka.

Izračunajmo fazno napako  $\Delta\varphi=k\cdot\Delta x$  pri sprejemniku premera  $d$ , ki je nameščen na razdalji  $r$  od izvora valovanja, kot prikazuje slika 3.4. Razdalja od izvora valovanja do roba sprejemnika je

$$l = \sqrt{r^2 + \left(\frac{d}{2}\right)^2}$$

Krajevni premik faze na robu sprejemnika znaša

$$\Delta x = l - r = \sqrt{r^2 + \left(\frac{d}{2}\right)^2} - r = r \sqrt{1 + \left(\frac{d}{2r}\right)^2} - r$$



Slika 3.4: Krajevni premik faze.

Ker je velikost sprejemnika vedno mnogo manjša od razdalje med oddajnikom in sprejemnikom, je pod korenem zelo majhno število na kvadrat. Ob predpostavki, da je  $\varepsilon$  majhno število, velja

$$\sqrt{1 + \varepsilon} \approx 1 + \frac{\varepsilon}{2}$$

Krajevni premik faze torej znaša približno

$$\Delta x \approx r \cdot \left( 1 + \frac{1}{2} \cdot \left( \frac{d}{2r} \right)^2 \right) - r = r + \frac{d^2}{8r} - r = \frac{d^2}{8r}$$

Fazna napaka, ki nastane zaradi krajevnega premika faze, znaša

$$\Delta\varphi = k \cdot \Delta x = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot \Delta x \approx \frac{2\pi}{\lambda} \cdot \frac{d^2}{8r} = \frac{\pi d^2}{4\lambda r}$$

Fazna napaka se odraža kot manj sprejeta moč na sprejemniku, kar je za tipične vrednosti izračunano v spodnji tabeli.

$$\Delta P = 20 \log_{10} \left( \frac{\sin(\Delta\varphi/2)}{\Delta\varphi/2} \right)$$

Minimalna oddaljenost od oddajnika je odvisna od maksimalne dovoljene fazne napake.

$$r > r_{\min} = \frac{\pi d^2}{4\lambda \cdot \Delta\varphi_{\max}}$$

$\Delta\varphi$	$2\pi$	$\pi$	$\pi/2$	$\pi/4$	$\pi/8$
$r_{\min}$	$\frac{d^2}{8\lambda}$	$\frac{d^2}{4\lambda}$	$\frac{d^2}{2\lambda}$	$\frac{d^2}{\lambda}$	$\frac{2d^2}{\lambda}$
$\Delta P_s$ [dB]	$-\infty$ dB	-4 dB	-1 dB	-0,25 dB	-0,06 dB

Fazno napako v fotografiji imenujemo globinska ostrina, ki nam pove, kateri deli fotografije bodo ostri in kateri bodo zabrisani. Tesno je povezana z goriščno razdaljo in razdaljo med objektivom in objektom, ki ga fotografiramo. Globinsko ostrino lahko uravnavamo preko zaslonke ali s spreminjanjem goriščne razdalje. Dopustna fazna napaka za področje fotografije znaša  $\pi$ .

**Primer:**

Pametni telefon ima vgrajen fotoaparatus z nepremično lečo premera 1 mm. Ostrina je nastavljena na neskončnost. Do katere najmanjše razdalje daje fotoaparatus ostro sliko, če dopuščamo fazno napako  $\pi$  pri valovni dolžini 550 nm.

$$r_{\min} \geq \frac{\pi d^2}{4\lambda \cdot \Delta\varphi} = \frac{\pi(0,001 \text{ m})^2}{4 \cdot 0,55 \cdot 10^{-6} \text{ m} \cdot \pi} = 0,45 \text{ m}$$

Da je zmanjšanje sprejete moči za področje radijskih komunikacij zanemarljivo majhno, je praktično dopustna fazna napaka manjša od  $\pi/8$ .

$$\Delta\varphi \leq \frac{\pi}{8} \geq \frac{\pi d^2}{4\lambda r}$$

Od tukaj izvira Fraunhoferjev pogoj  $r \geq \frac{2d^2}{\lambda}$

Če imamo anteno bližje, torej če je  $r$  manjši od Fraunhoferjevega pogoja,  $P_s$  ni več v odvisnosti od  $r^2$ .

**Primer:**

Sektorska LTE antena na bazni postaji ima najdaljšo stranico velikosti 1,5 m in oddaja na frekvenci 920 MHz. Izračunajte na kateri razdalji od antene dobimo daljno polje antene!

$$\lambda = \frac{c_0}{f} = \frac{3 \cdot 10^8 \text{ m/s}}{920 \cdot 10^6 \text{ Hz}} = 32,6 \text{ cm} \quad r_o \geq \frac{2d^2}{\lambda} = \frac{2 \cdot (1,5 \text{ m})^2}{0,326 \text{ m}} = 13,8 \text{ m}$$

**Primer:**

Izračunaj najmanjšo medsebojno razdaljo med oddajno in sprejemno anteno velikosti  $d=10$  cm za zvezo, ki deluje na 10 GHz, da ne bo niti v primeru sprejemne antene niti v primeru oddajne antene napaka večja od  $\pi/8$ .

$$\lambda = \frac{c_0}{f} = \frac{3 \cdot 10^8 \text{ m/s}}{10 \cdot 10^9 \text{ Hz}} = 3 \text{ cm}$$
$$r_o \geq \frac{2d^2}{\lambda} = \frac{2 \cdot (0,1 \text{ m})^2}{0,03 \text{ m}} = 66,7 \text{ cm}$$
$$r \geq r_{o,\min} + r_{s,\min} = 1,33 \text{ m}$$

**Primer:**

Izračunaj Fraunhoferjev pogoj za anteno radioteleskopa s premerom  $d=30$  m, ki deluje na frekvenci 30 GHz.

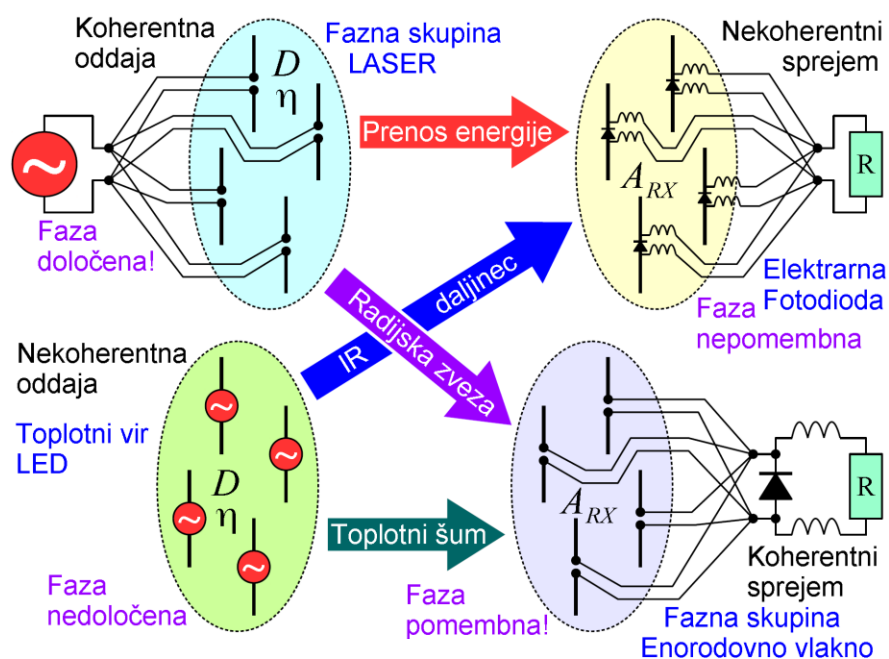
$$\lambda = \frac{c_0}{f} = \frac{3 \cdot 10^8 \text{ m/s}}{30 \cdot 10^9 \text{ Hz}} = 1 \text{ cm}$$
$$r_o \geq \frac{2d^2}{\lambda} = \frac{2 \cdot (30 \text{ m})^2}{0,01 \text{ m}} = 180 \text{ km}$$

## 4 Nekoherentne in koherentne komunikacijske zveze

Tako antena oddajnika kot sprejemnika imata neke končne geometrijske izmere. Do sedaj smo rekli, da je pomembna površina antene sprejemnika, ki je premosorazmerna s količino moči, ki se ujame v sprejemnik. Pokazali smo tudi, da je pomembna smernost oddajnika, ki pove v katero smer se seva energija. Seveda ne smemo pozabiti, da imata tako oddajnik kot sprejemnik tudi svoja izkoristka, ki sta v praktičnih primerih manjša od 1.

Oddajniki in sprejemniki so lahko grajeni na različne načine, kot prikazuje slika 4.1. Lahko imamo na primer oddajnik, kjer vsaka od anten oddaja signal z natančno poznano fazo – medsebojna faza oddajnih točk oddajnika je natančno določena. Lahko pa imamo oddajnik, kjer vsak delček oddajnika oddaja neodvisno od ostalih. V tem primeru je vsak oddajnik priključen na svoj generator, ki ima lahko za malenkost različno frekvenco in fazo. V svetlobni tehniki prvemu primeru pravimo laserska svetloba, v drugem primeru pa je to neusmerjeno svetilo pri katerem je na primer vsako zrno fluorescentnega premaza svoj izvor z neodvisno fazo.

Kako je zgrajen oddajnik nima nobenega vpliva na njegovo smernost.



Slika 4.1: Nekoherentna in koherentna oddaja in sprejem v praznem prostoru.

Podobne tehnične rešitve imamo lahko tudi v sprejemniku. Lahko imamo sprejemnik, kjer ima vsaka sprejemniška antena svojo usmerniško diodo in dušilke in daje naprej enosmerno napetost na breme, kjer se prispevki enosmerne napetosti seštevajo. Lahko pa so vse sprejemne antene najprej zvezane skupaj na skupno diodo in ta skupna dioda preko dušilke napaja breme. Pri prvem primeru sprejemnika je smer prihoda valovanja nepomembna, ker vsaka sprejemna antena usmeri sprejeto valovanje, pri čemer se posamezni prispevki na bremenu seštevajo. V drugem primeru, kjer so antene vezane skupaj, smer prihoda valovanja na anteno postane pomembna. Če valovanje ne prihaja iz prave smeri se lahko v skrajno nezaželenem primeru valovanje ene in druge antene tudi odšteje, če sta ravno v nasprotni fazi. V drugem primeru je potrebno zagotoviti sofazno seštevanje, saj se v primeru, ko se signali ne seštevajo v fazi lahko ne dobi tudi nič sprejetega signala.

V praktičnih primerih vzpostavitve zveze lahko pridemo do zelo različnih primerov izvedbe, glede na to kateri tip oddajnika in kateri tip sprejemnika se uporabi. V optičnih zvezah je koherentna oddaja značilna za laser, nekoherentna oddaja pa za svetlečo diodo ali fluorescentno sijalko. V radijskih zvezah je nekoherentna oddaja značilna za izvore toplotnega šuma, kjer šum izhaja iz porazdeljenega vira s popolnoma nedoločeno fazo. Radijska koherentna oddaja je lastnost antenske skupine.

Pri nekoherentnem sprejemniku je faza popolnoma nepomembna, medtem ko je faza koherentnega sprejemnika zelo pomembna. Pri koherentnem sprejemniku nimamo več skalarne vsote, temveč je



potrebno seštevati kazalce (vektorje), kar lahko vodi do manjše vsote (ali celo nič), če so faze nasprotujoče. V radijskih komunikacijah je primer koherentnega sprejema fazna antenska skupina, v optičnih komunikacijah pa vhod enorodovnega optičnega vlakna.

Na sistemskem nivoju je koherentna oddaja in nekoherenten sprejem značilen za vesoljsko elektrarno<sup>1</sup>. Za 1 GW moči pri 2,4 GHz potrebujemo oddajno anteno premera 1 km in sprejemno polje anteno na Zemlji v skupnem premeru 5 km.

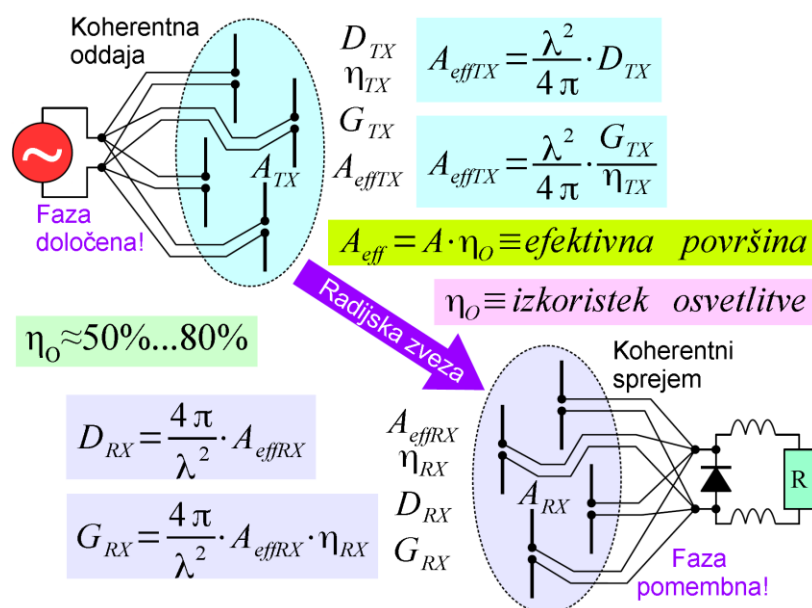
Večina radijskih zvez ima koherentno oddajo in koherentni sprejem. Vendar pa imamo v radijskih zvezah vedno prisotne tudi toplotne šumne izvore, ki imajo nekoherentno oddajo.

V primeru optične zveze z infrardečim daljincem imamo nekoherentno oddajo (svetleča dioda) in nekoherentni sprejem (fotodioda).

V okviru radijskih komunikacij se bomo osredotočili na radijsko koherentno zvezo in toplotni šum.

### 4 Koherentna radijska zveze v praznem prostoru

V radijskih zvezah uporabljamo 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.)



Slika 4.2: Efektivna površina koherentne antene.

Pri koherentnem oddajniku in koherentnem sprejemniku sta površina in smernost med seboj povezana. Pri tem gre za efektivno površino, ki je nekoliko manjša od fizične površine, ker antene ne znamo enakomerno osvetliti.

Antena je sestavljena iz posameznih prostorsko razmaknjenih točk. Večja kot je antena, ožji bo smerni diagram in večje bodo napake faze na sponkah sprejemnika.

Za koherentne antene velja zelo točna fizikalna povezava med njihovo smernostjo  $D$  in velikostjo (površino)  $A$ .

<sup>1</sup> S. Sasaki, "It's always sunny in space," in IEEE Spectrum, vol. 51, no. 5, pp. 46-51, May 2014.

$$D = \frac{4\pi}{\lambda^2} A$$

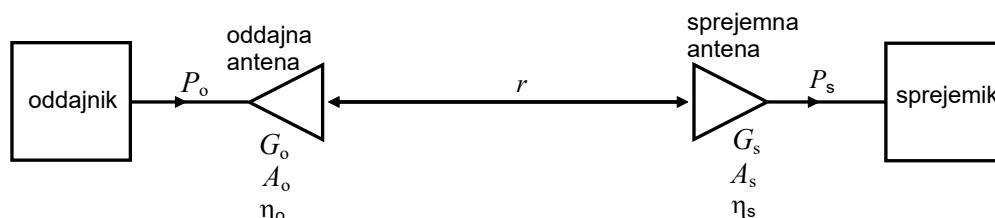
Omenjeni izraz, ki povezuje smernost in površino antene velja za oddajnike in sprejemnike.

Vidimo, da je velikost antene pri želeni smernosti odvisna od valovne dolžine oziroma frekvence na kateri deluje zveza. To velja za katerokoli valovanje v primeru koherentnega sprejema.

Pri koherentnih antenah tudi zelo preprosto vpeljemo načelo recipročnosti, saj lahko isto anteno uporabimo za oddajo ali pa za sprejem. Če je med antenama prazen prostor, se celotna radijska zveza z antenama vred obnaša kot recipročen električni četverpol.

Na osnovi zveze med površino in smernostjo lahko tudi za naš sprejemnik zapišemo, da ima določeno smernost, kar je povsem pravilno, saj smo rekli, da je pri koderentnem sprejemu pomembna faza pod katerim vpada valovne na sprejemnikovo anteno. Pri upoštevanju izkoristka ima tudi sprejemnik svoj dobitok. Na osnovi recipročnosti lahko povemo, da tudi oddajnik potrebuje svojo površino.

Pri vsem tem se je potrebno zavedati, da bosta električna izkoristka resnične oddajne in sprejemne antene manjša od enote, kot tudi omejitev, da si na radijskem oddajniku ne moremo vedno privoščiti poljubno velike antene. Najbolj splošen primer vstavitvenega slabljenja radijske zveze v povsem praznem prostoru je zato prikazan na sliki 4.3.



Slika 4.3: Radijska zveza v praznem prostoru

Vstavitveno oziroma 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 smernost  $D$  in površina antene  $A$  povezani preko valovne dolžine, imajo spodnji trije izrazi različno odvisnost od valovne dolžine (frekvence).

Z upoštevanem

$$G_s = \eta_s D_s = \eta_s A_s \frac{4\pi}{\lambda^2}$$

Dobimo za razmerje sprejete proti oddani moči

$$\frac{P_s}{P_o} = \frac{G_o A_s \eta_s}{4\pi \cdot r^2} = \frac{G_o G_s \lambda^2}{(4\pi r)^2} = G_o G_s \left( \frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2$$

Zapis z dobitkom anten imenujemo Frissova enačba za dobet koherentne zveze.

Z upoštevanjem

$$G_o = \eta_o D_o = \eta_o A_o \frac{4\pi}{\lambda^2}$$

pa izraz lahko zapišemo tudi s površinami anten

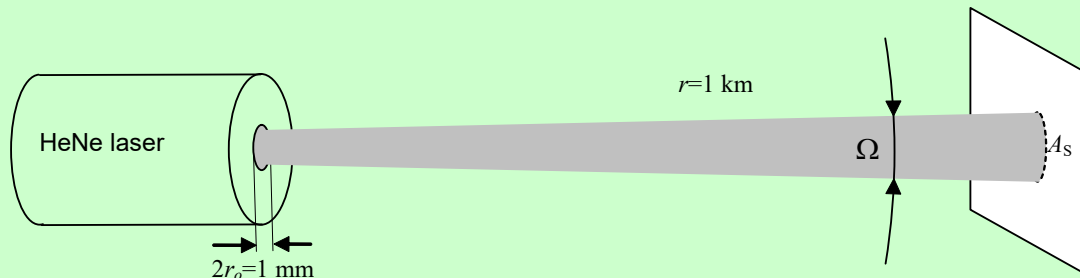
$$\frac{P_s}{P_o} = \frac{A_o \eta_o A_s \eta_s}{r^2 \lambda^2}$$

Izrazi veljajo v popolnoma praznem prostoru, torej le v odsotnosti kakršnihkoli odbojev. Vsi trije izrazi seveda veljajo le na dovolj velikih razdaljah  $r$  v Fraunhofer-jevem področju, kar lahko določimo iz prečnih izmer anten  $d$ .

$$r \geq \frac{2d^2}{\lambda}$$

**Primer:**

Izračunaj potrebno velikost sprejemnika, v primeru, ko imamo koherentno optično oddajo s pomočjo HeNe laserja, ki oddaja valovno dolžino 630 nm iz zrcala s premerom 1 mm.



$$\text{Površina oddajnika } A_o = r_o^2 \cdot \pi = (0,5 \text{ mm})^2 \cdot \pi = 0,78 \cdot 10^{-6} \text{ m}^2$$

$$D_o = \frac{4\pi}{\lambda^2} A = \frac{4\pi}{(0,63 \cdot 10^{-6} \text{ m})^2} \cdot 0,78 \cdot 10^{-6} \text{ m}^2 = \underline{2,5 \cdot 10^7} \quad \text{Oddajnik ima zelo visoka smernost!}$$

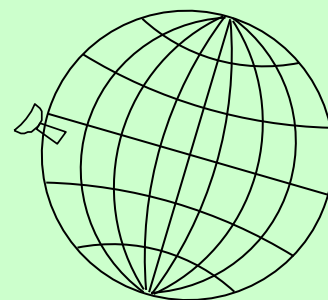
$$D_o = \frac{4\pi}{\Omega} \quad \Rightarrow \quad \Omega = \frac{4\pi}{D_o} = \frac{4\pi}{2,5 \cdot 10^7} = 5 \cdot 10^{-7} \text{ srd}$$

$$\text{Osvetljena površina na razdalji 1 km znaša } A_s = r^2 \Omega = (10^3 \text{ m})^2 \cdot 5 \cdot 10^{-7} \text{ srd} = 0,5 \text{ m}^2$$

$$\text{Premer osvetljene površine } 2r_o = 2\sqrt{\frac{A}{\pi}} = 2\sqrt{\frac{0,5 \text{ m}^2}{\pi}} = 0,8 \text{ m}$$

**Primer:**

Televizijski satelit oddaja na frekvenci  $f=12 \text{ GHz}$  z efektivno sevano močjo  $EIRP=60 \text{ dBW}$  v smeri sprejemnika na Zemlji. Izračunajte dobitok sprejemne antene  $G_s=?$ , če na vhodnih sponkah sprejemnika zahtevamo signal jakosti  $P_s=-90 \text{ dBm}$ . ( $r=40000 \text{ km}$ ,  $c=3 \cdot 10^8 \text{ m/s}$ )



$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \cdot 10^8 \text{ m/s}}{12 \cdot 10^9 \text{ s}^{-1}} = \underline{0,025 \text{ m}}$$

$$P_o G_o = EIRP = +60 \text{ dBW} = 10^{\frac{EIRP[\text{W}]}{10}} = \underline{10^6 \text{ W}}$$

Glede na izračun edega od prejšnjih primerov, kjer smo določili, da ima antena na satelitu smernost 170, lahko sklepamo, da potrebujemo na satelitu oddajnik z močjo vsaj 6 kW.

$$P_s = -90 \text{ dBm} = 10^{\frac{P_s[\text{dBm}]}{10}} = 10^{-9} \text{ W} = \underline{10^{-12} \text{ W}} = 1 \text{ pW}$$

$$P_s = P_o G_o G_s \left( \frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2 \quad G_s = \frac{P_s}{P_o G_o} \left( \frac{4\pi r}{\lambda} \right)^2 = \underline{404,25} = \underline{26,07 \text{ dBi}}$$

**Primer:**

Na kateri razdalji doseže vstavitveno slabljenje radijske zveze vrednost 80 dB v povsem praznem prostoru med dvema polvalovnima dipoloma? Smernost vsakega dipola je 2,16 dBi, izkoristek vsakega dipola pa je 98%. Dipola zasukamo za največji prenos moči oddajnika s frekvenco 1 GHz. ( $c=3 \cdot 10^8$  m/s)

$$a = 10 \log \frac{P_s}{P_o}$$

Izračunajte domet v praznem prostoru ( $c=3 \cdot 10^8$  m/s) brez ovir med dvema ročnima radijskima postajama, ki sta opremljeni z oddajnikoma moči 1 W na frekvenci 150 MHz, sprejemnikoma občutljivosti -60 dBm in antenama z dobitkom 0 dBi.

$$\lambda = \frac{c_0}{f} = 2 \text{ m}$$

$$G = 0 \text{ dBi} = 1$$

$$P_o = 1 \text{ W}$$

$$P_s = -60 \text{ dBm} = 10^{-9} \text{ W}$$

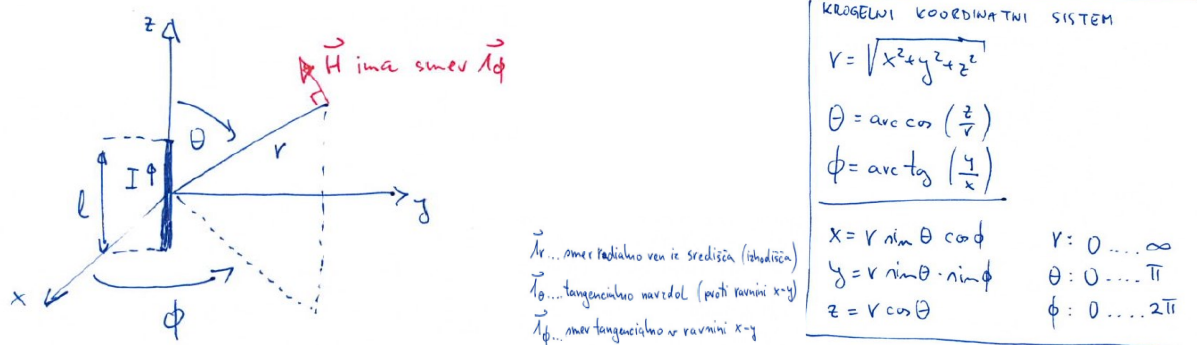
$$P_s = \frac{P_o G_o G_s \lambda^2}{(4\pi r)^2}$$

$$r = \sqrt{\frac{P_o}{P_s} \cdot \frac{G \cdot \lambda}{4\pi}} = \sqrt{\frac{1 \text{ W}}{10^{-9} \text{ W}} \cdot \frac{1 \cdot 2 \text{ m}}{4\pi}} = 5032 \text{ m}$$

## 5 Elektromagnetno sevanje tokovnega elementa

Kratek odsek žice dolžine  $l$  po katerem teče tok  $I$  imenujemo tokovni element. Ker se mora v resničnosti tokokrog zaključiti, v primeru obravnave zgolj kratkega odseka žice, pase ne, moramo privzeti tokovni element zgolj kot teoretični pripomoček. Okrog tokovnega elementa, ki ga v koordinatnem izhodišču prikazuje slika 5.1, nastane magnetno polje

$$\vec{H}(\vec{r}) = \vec{1}_\phi \frac{I \cdot l \sin \theta}{4\pi r^2}.$$



Slika 5.1: Tokovni element v koordinatnem izhodišču krogelnega koordinatnega sistema.

Zakonom, ki podaja kako se z razdaljo od tokovnega elementa  $r$  spreminja magnetno polje se imenuje Biot-Savartov zakon. Ime je dobil po Jean-Baptiste Biotu in Félix Savart, ki sta že davnega leta 1820 prišla do rešitve za magnetostatiko ( $\omega=0$ ).

V elektrodinamiki ( $\omega \neq 0$ ) je se Biot-Savartov zakon dopolni z zakasnitvijo  $e^{-jkr}$  in sevalnim členom  $j\mathbf{k}/r$ .

$$\vec{H}(\vec{r}) = \vec{1}_\phi \frac{I \cdot l}{4\pi} e^{-jkr} \left( \frac{1}{r^2} + \frac{j\mathbf{k}}{r} \right) \sin \theta$$

Pri tem je seveda privzeto, da je odsek žice kratek v primerjavi s točko opazovanja polja ( $l \ll r$ ) in hkrati kratek v primerjavi z valovno dolžino ( $l \ll \lambda$ ). Razširjen Biot-Savartov zakon z zakoni relativistične teorije popolnoma velja tudi za primer, ko je  $\omega=0$ . Takrat dobi zakasnitev vrednost ena in sevalni člen vrednost nič.

Pomen posameznih členov je odvisen od razdalje opazovanja  $r$  in frekvence  $\omega = 2\pi f$ , ki določa valovno število  $k = \omega/v$  oziroma v praznem prostoru  $k_0 = \omega/c_0$ . Pri majhnih razdaljah  $r$  in nizkih frekvencah (majhen  $k = 2\pi/\lambda$ ) je Biot-Savartov člen  $1/r^2$  dosti večji od dodatnega sevalnega člena  $j\mathbf{k}/r$ , tako da slednjega sploh ne opazimo. Dodatni člen  $j\mathbf{k}/r$  postaja čedalje pomembnejši z večanjem razdalje  $r$  in višanjem frekvence (višanjem  $k$ ). Pri velikih razdaljah  $r$  in visokih frekvencah  $\omega$  dodatni člen  $j\mathbf{k}/r$  povsem prevlada, saj tam Biot-Savartov člen  $1/r^2$  popolnoma presahne. Pri velikih razdaljah  $r$  in visokih frekvencah  $\omega$  ima pripadajoče elektromagnetno polje povsem drugačne lastnosti. Opisani pojav imenujemo elektromagnetno sevanje.

Praktični pomen posameznih členov je prikazan v spodnji tabeli za tri značilne naloge elektrotehnike: elektroenergetsko omrežje, radio in svetlobo.

Za opis in načrtovanje večine elektroenergetskih naprav popolnoma zadoščata elektrostatika in magnetostatika. Na razdalji nekaj metrov so členi  $k$  oziroma  $k^2$  manjši od pogreška vseh razpoložljivih merilnih inštrumentov! V elektroenergetiki opazimo pojave elektrodinamike šele pri daljnovidih, daljših od nekaj sto kilometrov!

Večino pojavov vidne svetlobe popolnoma opisuje elektromagnetno sevanje. Statična člena in preostala dinamična člena so zanemarljivo majhni v primerjavi s sevanjem celo v notranjosti mikroskopsko majhnega čipa polprevodniškega laserja ali fotodiode. Sevanje, dinamična člena in statična člena so približno enako veliki na razdalji 80 nm oziroma komaj nekaj sto atomov ali molekul snovi.

V področju radijskih frekvenc so sevanje, dinamična člena in statična člena istega velikostnega razreda na razdaljah preprostega laboratorijskega poskusa, to se pravi nekaj centimetrov do nekaj metrov. Ker primerni merilni pripomočki za področje radijskih frekvenc niso bili dostopni, sta se elektrotehnika (statika) in optika (sevanje) dolga stoletja obravnavali povsem ločeno. Šele Heinrich Rudolf Hertz je s poskusi leta 1889 končno povezal elektrotehniko in optiko.

	elektroenergetika	radijske komunikacije	optične komunikacije
frekvenca	50 Hz	900 MHz	600 THz
valovna dolžina $\lambda = c_0 / f$	6000 km	33,3 cm	500 nm
valovno število $k = 2\pi / \lambda$	$\approx 10^{-6}$ rd/m	18,8 rd/m	$1,26 \cdot 10^7$ rd/m
sevalni del na razdalji 1 m $jk / r$ @ $r = 1$ m	$\approx 10^{-6}$ m <sup>-2</sup>	18,8 m <sup>-2</sup>	$1,26 \cdot 10^7$ m <sup>-2</sup>
meja med statiko in sevanjem $1/r^2 =  jk / r $ $r = 1/k$	1000 km	5,3 cm	80 nm
	praktično samo statika	sevanje + statika	samo sevanje

Osamljen odsek žice s tokom  $I$  v elektrodinamiki poganja poleg magnetnega polja  $\vec{H}(\vec{r})$  tudi električno polje  $\vec{E}(\vec{r})$ . Na velikih razdaljah ( $r > 1/k$ ) imamo samo komponento sevanja (zanemarimo statični del).

$$\vec{H}(\vec{r}) = \vec{l}_\phi \frac{I \cdot l}{4\pi} e^{-jkr} \frac{jk}{r} \sin \theta$$

Ker sta magnetno in električno polje pravokotna, slednje izračunamo iz zveze

$$\frac{\vec{E}}{\vec{H}} = Z_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \approx 377 \Omega \approx 120\pi \Omega$$

Za velike razdalje torej velja izraz,

$$\vec{E}(\vec{r}) = \vec{l}_\theta \frac{Z_0 \cdot I \cdot l}{4\pi} e^{-jkr} \frac{jk}{r} \sin \theta$$

Elektromagnetno sevanje je dodaten pojav, ki nima razlage v elektrostatiki niti v magnetostatiki. Razlika med statiko in sevanjem je najbolj očitna v pogledu energije oziroma moči. Različne pojave statike in sevanja zato nazorno opisuje Poyntingov vektor (vektor gostote pretoka moči)

$$\vec{S} = \frac{1}{2} \vec{E} \times \vec{H}^*$$

Slednjega preprosto določimo iz znanega električnega in magnetnega polja katerekoli naprave, v tem primeru tokovnega elementa.

$$\vec{S} = \frac{1}{2} \vec{1}_\theta \frac{Z_0 \cdot I \cdot l}{4\pi} e^{-jkr} \frac{jk}{r} \sin \theta \times \vec{1}_\phi \frac{I \cdot l}{4\pi} \left( e^{-jkr} \frac{jk}{r} \right)^* \sin \theta$$

$$\vec{S} = \vec{1}_r \frac{1}{2} \frac{k^2 |I|^2 l^2 Z_0}{(4\pi r)^2} \sin^2 \theta$$

Izračunani Poyntingov vektor je daleč stran od tokovnega elementa popolnoma realen (ima zgolj realni del). Realni del Poyntingovega vektorja pomeni delovno moč, ki potuje iz koordinatnega središča, kjer se nahaja tokovni element, v vse smeri proti neskončnosti. Če seštejemo pretok moči skozi površino krogle, ki oklepa izhodišče koordinatnega sistema, dobimo na poljubni razdalji  $r$  povsod enako delovno moč

$$\operatorname{Re}[P] = \vec{S} \cdot \vec{1}_r dA$$

$$\operatorname{Re}[P] = \frac{k^2 |I|^2 l^2 Z_0}{12\pi}$$

Fizikalna razlaga pravi, da tokovni element seva delovno moč  $\operatorname{Re}[P]$ . Moč  $\operatorname{Re}[P]$  potuje proč od tokovnega elementa in se pri tem razširja v prostoru. Moč  $\operatorname{Re}[P]$  potuje v neskončnost in se nikoli več ne vrne k izvoru v koordinatnem izhodišču.

Nadomestno vezje majhnega dinamičnega električnega dipola moramo dopolniti. V koordinatno izhodišče postavimo izmenični vir, ki bo poganjal tok  $I$  v dinamičnem električnem dipolu. Izmenični vir občuti zaporedno vezavo treh bremen: induktivnost žice  $L$  dinamičnega dipola, kapacitivnosti med koncema žice  $C$  in sevalno upornost  $R_s$ .

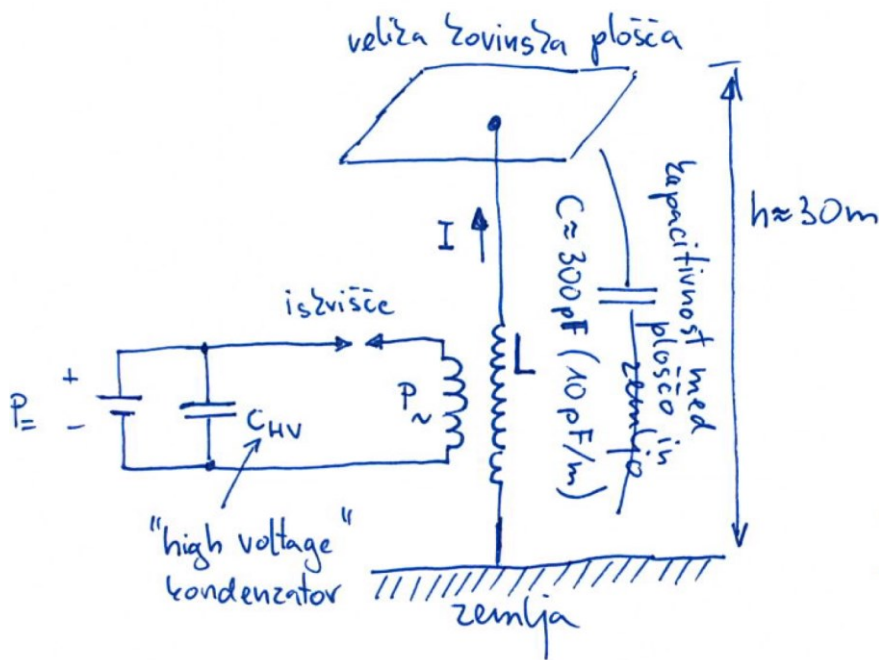
Sevalna upornost  $R_s$  pomeni za izmenični vir delovno breme, čeprav naprava ne vsebuje nobenega upora oziroma drugačne snovi z izgubami. Preko sevalne upornosti  $R_s$  izmenični vir dovaja delovno moč  $\operatorname{Re}[P]$ , ki se nato izseva v prostor, razširja skoraj v vse smeri (z izjemo osi  $z$ ) in pri tem potuje v neskončnost.

$$P = \frac{1}{2} |I|^2 R_s^2$$

$$R_s = \frac{k^2 l^2 Z_0}{6\pi} = \left( \frac{2\pi}{\lambda} \right)^2 \frac{l^2 Z_0}{6\pi} = \frac{2\pi}{3} Z_0 \left( \frac{l}{\lambda} \right)^2$$

Pojav sevanja delovne moči  $\operatorname{Re}[P]$  in pripadajoče sevalne upornosti  $R_s$  ni vedno preprosto opaziti. Nikola Tesla je konec 19. stoletja izdelal številne visokofrekvenčne transformatorje z izkoriščanjem rezonance sekundarnega navitja v frekvenčnem področju okoli  $f \approx 30$  kHz. Največje naprave, izdelane okoli leta 1900 so bile visoke tudi do  $h \approx 30$  m.

Teslov transformator, ki je prikazan na sliki 5.2, ima resnični izvor in ponor električnega toka in ni zgolj teoretični tokovni element, ki smo go do sedaj obravnavali. Tesla je svojo napravo poimenoval »enostavna naprava za proizvodnjo električnih oscilacij«. Omogočala je proizvodnjo visoke napetosti, nizkega toka in visokih frekvenc nihanja.



Slika 5.2: Teslov transformator.

Enosmerni napetostni izvor nepretrgoma polni visokonapetostni kondenzator, dokler napetost na njem ne doseže prebojne napetosti iskrišča in preskoči iskra. Primar transformatorja z zelo malim številom večjih ovojev je priključen na visokonapetostni preko iskrišča (»špranja«). V trenutku iskrenja sta  $C_{HV}$  in primarno navitje povezana in tvorita oscilirajoče vezje. Postopek polnjenja  $C_{HV}$  in iskrenja se hitro ponavlja, kar povzroči tvorjenje visoke napetosti v impulzih.

Izmenična moč za napajanje  $P_~$  je generirana iz enosmerne moči  $P_ =$  s pomočjo iskrišča, ker je za čas iskrenja tokokrog sklenjen, ob neiskrenju pa razklenjen. Pulzirajoča visoka napetost inducira napetost v sekundarnem navitju z večjim številom manjših ovojev. Na sekundarnem navitju inducirana napetost poganja tok po žicah navzgor proti veliki kovinski plošči. Tok, ki teče po žici navzgor se vrača (zaključuje) preko kapacitivnosti med kovinsko ploščo in zemljo, s čimer je rešen problem ponora in izvora toka. S pravilno konstrukcijo naprave dosežemo optimalno delovanje le-te, kar je doseženo, ko sta frekvenci nihanja obeh vezij usklajeni oziroma v resonanci. Tedaj se nihanje s sekundarju ponavlja, navitje primarja pa generira visoko napetost in iz zaključitve na sekundarju izhajajo močne iskre. Če izhodna napetost doseže nekaj milijonov voltov, se lahko ustvarijo tudi iskre podobne streli.



## 5.1 Izračun smernosti iz smernega diagrama

Kot smo že zapisali je merilo za usmerjenost oddajnika smernost ( $D$ ), ki podaja povečanje moči zaradi usmerjenosti oddajnika. Smernost je razmerje med izotropnim (neusmerjenim) virom in usmerjenim virom.

$$D = \frac{P_{s, \text{NEUSMERJENA ZVEZA}}}{P_{s, \text{USMERJENA ZVEZA}}} = \frac{4\pi}{\Omega} \geq 1$$

oziroma

$$D[\text{dBi}] = 10 \cdot \log_{10} \left( \frac{4\pi}{\Omega} \right) \geq 0 \text{ dBi}$$

Takšna definicija smernosti velja le za oddajnike, ki svetijo točno v stožec s prostorskim kotom  $\Omega$ , V praksi pa ne poznamo radijskih oddajnikov, ki bi sevali le v eno smer. Resnični radijski oddajniki sevajo največ v eni določeni smeri, vendar lahko nekaj malega sevajo tudi v druge smeri. Smernost nam v tem primeru pove koliko moči naprava seva v smeri z maksimalno močjo.

$$D = \frac{|\bar{S}_{\max}|}{|\bar{S}_o|} = \frac{|\bar{S}_{\max}|}{P_o / 4\pi r^2}$$

Pri čemer je  $S_o$  gostota moči neusmerjenega (izotropnega) antenskega izvora, ki seva v vse smeri prostora enako veliko moč kot usmerjen izvor. Z besedami opredelimo smernost takole

$$D = \frac{\text{najvecja gostota moci na razdalji } r}{\text{srednja gostota moci na razdalji } r} = 4\pi r^2 \frac{\text{najvecja gostota moci na razdalji } r}{\text{sevana moč}}$$

Kako je smernost odvisna od smernega diagrama, ugotovimo tako, da izrazimo sevano moč z integralom gostote moči po krogli polmera  $r$ . **Smerni diagram** antene pri oddaji je odvisnost, ki podaja, kako je sevano polje odvisno od azimuta  $\phi$  in polarnega kota  $\theta$ .

$$F(\theta, \phi) = \frac{E(\theta, \phi)}{E_{\max}}$$

Celotna moč  $P_o$  je integral gostote moči  $S$  po celotni krogli.

$$P_o = \int_0^\pi \int_0^{2\pi} \bar{S} \cdot \bar{1}_r \cdot dA = \int_0^\pi \int_0^{2\pi} S \cdot r^2 \cdot \sin \theta \cdot d\theta \cdot d\phi = \int_{4\pi} S \cdot r^2 d\Omega$$

Smernost je potemtakem

$$D = \frac{4\pi r^2 |\bar{S}_{\max}|}{\int_0^\pi \int_0^{2\pi} S \cdot r^2 \cdot \sin \theta \cdot d\theta \cdot d\phi} = \frac{4\pi r^2 |\bar{S}_{\max}|}{\int_{4\pi} S \cdot r^2 d\Omega}$$

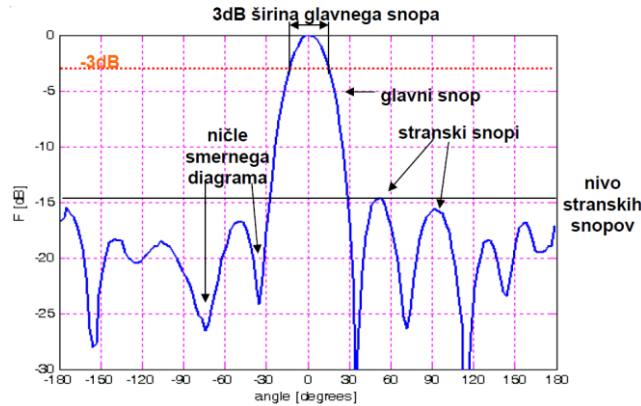
Vidimo, da je izraz za zmernost neodvisen od polmera  $r$ .

$$D = \frac{4\pi |\bar{S}_{\max}|}{\int_0^\pi \int_0^{2\pi} S \cdot \sin \theta \cdot d\theta \cdot d\phi} = \frac{4\pi |\bar{S}_{\max}|}{\int_{4\pi} S d\Omega}$$

Za praktično izvedene antene imamo pomerjen smerni diagram sevanja antene. V primeru podanega smernega diagrama smernost antene izračunamo kot

$$D = \frac{4\pi |F(\theta_{\max}, \phi_{\max})|^2}{\int_{4\pi} |F(\theta, \phi)|^2 d\Omega}$$

Račun je največkrat potrebno izvesti numerično iz izmerjenega smernega diagrama, ki ga prikazuje slika 5.3. Le v redkih primerih pa je možen tudi analitični izračun.



Slika 5.3 Primer praktično izmerjenega smernega diagrama antene.

#### Primer:

Izračunajte smernost antene v obliki  $\lambda/2$  dolge žice, ki največ seva bočno.

$$F(\theta, \phi) = \sin \theta$$

$$|F(\theta, \phi)|^2 = \sin^2 \theta$$

$$D = \frac{4\pi |F(\theta_{\max}, \phi_{\max})|^2}{\int_{4\pi} |F(\theta, \phi)|^2 d\Omega}$$

$$\Omega = 2\pi(1 - \cos \theta) \quad \rightarrow \quad d\Omega = 2\pi \sin \theta d\theta$$

$$D = \frac{4\pi \cdot |1|^2}{\int_0^\pi (\sin \theta)^2 2\pi \sin \theta d\theta} = \frac{4\pi}{2\pi \int_0^\pi \sin^3 \theta d\theta}$$

uvedemo novo spremenljivko  $u = \cos \theta \quad \rightarrow \quad du = d(\cos \theta) = -\sin \theta d\theta$

$$D = \frac{2}{-\int_1^{-1} (1 - u^2) du} = \frac{2}{u - \frac{u^3}{3} \Big|_{-1}^1} = \frac{2}{2 - \frac{2}{3}} = \frac{3}{2} = 1,5 = \underline{\underline{1,76 \text{ dBi}}}$$

## 6. Izvedbe usmerjenih anten

Zelo pomemben element radijske komunikacijske zveze sta oddajna in sprejemna antena. V splošnem je antena kovinska struktura, ki seva in sprejema elektromagnetno energijo.

V radijskih zvezah se le v večino primerih uporabljajo usmerjene antene. Smernost polvalovnega dipola je zgolj 2,15 dBi. Smiselno je torej razmisliti o povečanju smernosti. V ta namen lahko uporabimo štiri rešitve, ki so opisane v nadaljevanju. Usmerjene antene so lahko v obliki valovodnega lijaka, večelementne Yagi-Uda antene, antenske skupine ali za svoje delovanje uporabljajo različna zbiralna zrcala.

### 6.1. Valvodni lijak

Valvodni lijak je preprosta antena narejena kot podaljšek valovoda. Kakorkoli namreč oblikujemo konec kovinskega valovoda v lijak pravokotnega, okroglega ali drugačnega prereza, se naprava vedno obnaša kot usmerjena antena. Celo odrezan konec valovoda se obnaša kot antena, ki jo s pridom uporabljamo, na primer kot žarilec za osvetljevanje paraboličnih zrcal.

Uporabo valvodnih lijakov seveda pogojuje uporaba kovinskih valvodov kot prenosnih vodov, kar pomeni, da takšne antene običajno uporabljamo na visokih frekvencah nad 1 GHz. Lijaki so relativno enostavni za izdelavo in razmeroma neobčutljivi na tolerance izdelave.

V splošnem so izgube v lijaku zanemarljive in lahko predpostavimo, da je dobitok enak smernosti. Naloga lijaka je proizvesti konstantno fazo iz odprtine (slika 6.1), ki je večja od valvodne odprtine in od tod tudi večja smernost. Prve lijakaste antene je v piramidni obliki proizvedel znanstvenik India Jagadis Chandra Bose leta 1897.



Slika 6.1: Valvne fronte znotraj valvodnega lijaka.

Od velikosti in oblike lijaka (ali trobente) ter vzbujevalnega valvoda so seveda odvisne lastnosti antene. S pravokotnim kovinskim valvodom običajno vzbujamo lijak pravokotnega prereza v obliki piramide, kot je to prikazano na sliki 6.2. Polarizacija takšnega lijaka seveda ustreza smeri električnega polja v valvodu, ki za osnovni valvodni rod TE<sub>10</sub> kaže v smeri krajše stranice valvoda.

Antena na spodnji sliki je torej pokončno polarizirana. Če želimo lijak z obema polarizacijama, pokončno in vodoravno, oziroma za krožno polarizacijo, se izdelava lijaka kvadratnega ali okroglega prereza. Za eno samo linearno polarizacijo (pokončno ali vodoravno) pa s pravokotnim prerezom prihranimo nekaj prostora in pločevine.

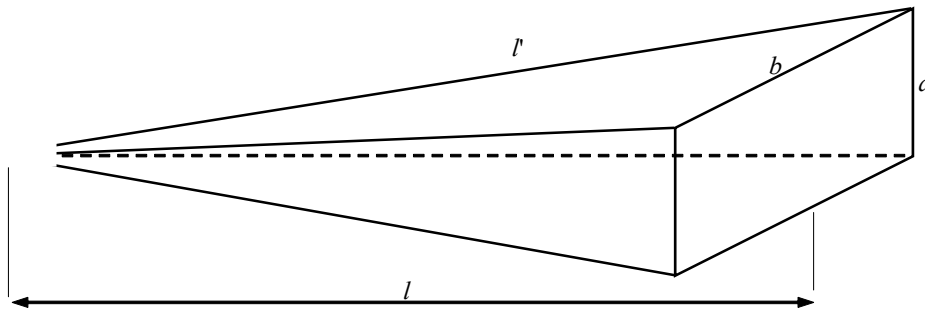
Če nas zanima le dobitok lijaka in ne postavljamo nobenih posebnih zahtev za obliko smernega diagrama, potem izmere odprtine lijaka ( $a$  in  $b$ ) izberemo kot

$$a = 0,3675 \cdot \lambda \cdot \sqrt{G}$$

$$b = 0,4675 \cdot \lambda \cdot \sqrt{G}$$

Pri tem moramo v oba izraza vstaviti valovno dolžino (v praznem prostoru) in želeni dobitok antene  $G$ , izražen v linearnih enotah, ne v decibelih!

Dolžino lijaka  $l$  je težje določiti. Pri prekratnem lijaku valvne fronte na odprtini niso ravne, pač pa ukrivljene, kar odžira dobitok antene. Kvadratno napako faze, ki nastane na izhodu lijaka, se izračuna iz geometrije lijaka, ki ga prikazuje slika 6.2.



Slika 6.2: Pravokotni valovodni lijak.

$$l' = \sqrt{l^2 + \left(\frac{a}{2}\right)^2 + \left(\frac{b}{2}\right)^2} = l \sqrt{1 + \left(\frac{a}{2l}\right)^2 + \left(\frac{b}{2l}\right)^2}$$

Ob predpostavki, da je  $\varepsilon$  majhno število velja  $\sqrt{1 + \varepsilon} \approx 1 + \frac{\varepsilon}{2}$  in se zgornji izraz preoblikuje v

$$l' \approx l \cdot \left( 1 + \frac{1}{2} \left( \frac{a}{2l} \right)^2 + \frac{1}{2} \left( \frac{b}{2l} \right)^2 \right) = l + \frac{a^2 + b^2}{8l}$$

$$\text{Kvadratna napaka faze znaša } \Delta\varphi = (l' - l) \cdot k = (l' - l) \cdot \frac{2\pi}{\lambda} = \frac{a^2 + b^2}{8l} \cdot \frac{2\pi}{\lambda}$$

Iz tega sledi, da imajo dolgi lijaki majhno napako faze.

**Primer:**

Izračunaj dolžino lijaka s kvadratno odprtino primerne za sprejem LTE signala iz bazne postaje, ki jo vidimo pod kotom 10 stopinj. Bazna postaja oddaja na frekvenci 2,6 GHz. Lijak naj ima kvadratno napako faze manjšo od  $\pi/4$ .

$$\lambda = \frac{c_0}{f} = \frac{3 \cdot 10^8 \text{ m/s}}{12 \cdot 10^9 \text{ s}^{-1}} = 0,025 \text{ m}$$

$$D = 10^{\frac{D[\text{dBi}]}{10}} = 10^{3,7} = 5000$$

$$\text{Za koherentno zvezo velja } a^2 = A = \frac{\lambda^2}{4\pi} \cdot D = \frac{(0,025 \text{ m})^2}{4\pi} \cdot 5000 = 0,25 \text{ m}^2$$

$$\Delta\varphi = \frac{\pi}{4} = \frac{2a^2}{8l} \cdot \frac{2\pi}{\lambda} \quad l = \frac{2a^2}{\lambda} = \frac{0,5 \text{ m}^2}{0,025 \text{ m}} = 20 \text{ m}$$

Zanemarljivo zmanjšanje sprejete moči dobimo pri fazni napaki manjši od  $\pi/8$ . Za odpravo kvadratne napake faze je potrebno uporabiti dolge lijake, kar je največkrat nepraktično in tudi neekonomično s stališča porabe materiala.

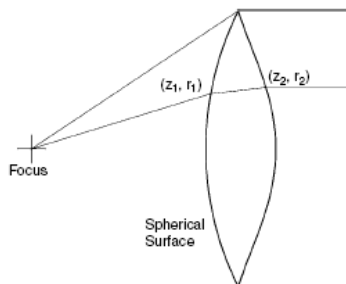
V grobem povedano, potrebna dolžina lijaka  $l$  narašča sorazmerno kvadratu izmer odprtine  $a$  ali  $b$ . Lijaki za velike dobitke so zato zelo dolgi in položni. Enostavnih piramidnih lijakov zato običajno ne gradimo za dobitke, večje od 25 dBi, saj postanejo dosti težji in težji od drugih vrst anten.

Antena z dobitkom 20-23 dBi ima širino glavnega lista smernega diagrama v velikostnem razredu 10-15 stopinj. Tovrstni valovodni lijaki se najpogosteje uporabljajo za primarni vir v zrcalnih antenah.

Smerni diagram valovodnih lijakov je zelo čist. Razen glavnega in prvih bočnih snopov valovodni lijaki skoraj nimajo drugih stranskih snopov.

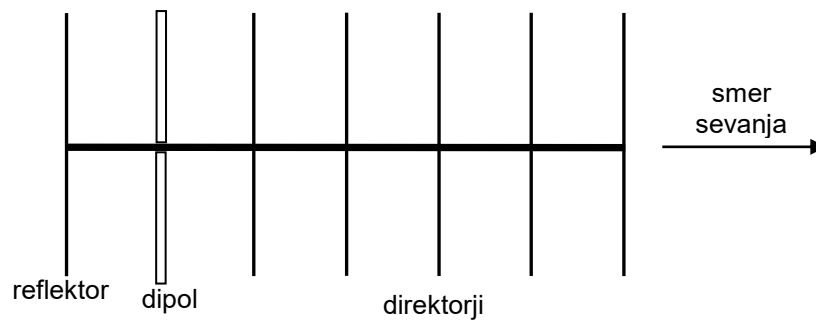
## 6.2. Antene z zbiralno lečo

Princip zbiralne leče, ki ga prikazuje slika 6.3, temelji na tem, da je v snovi manjša valovna dolžina, zaradi česar se valovne fronte izravnavajo. Primeri iz optike, ko se uporablja zbiralna leča, so za radijsko tehniko neprimerni, ker bi se zaradi veliko večje valovne dolžine porabilo preveč materiala.



Slika 6.3: Dielektrična leča.

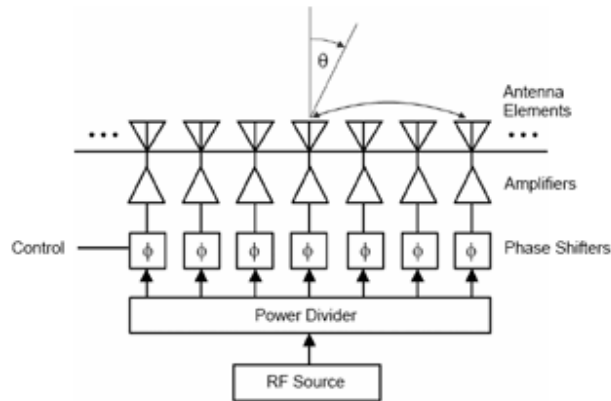
Namesto dielektrične leče se lahko izdelajo kovinske palčke, kot prikazuje slika 6.4. Anteno takšne oblike imenujemo Yagi-Uda. Narejene so iz razporeditve paralelnih dipolnih elementov. Najdaljši element je reflektor, ostali so usmerjevalci. Valovi se širijo od direktorja proti usmerjevalcem.



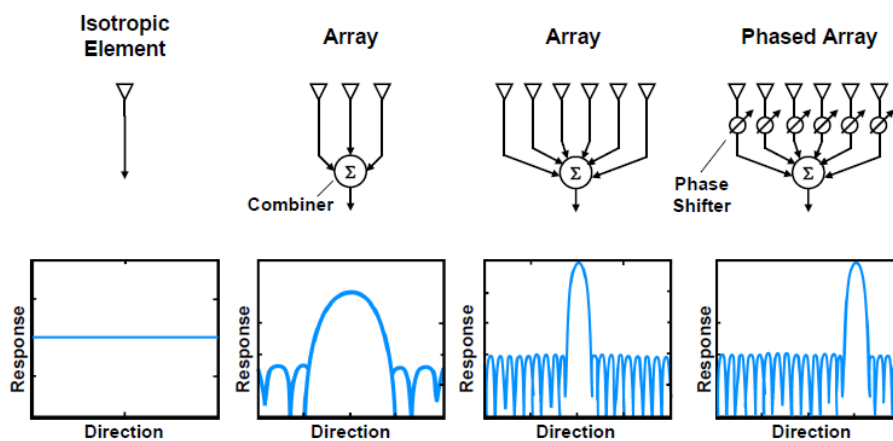
Slika 6.4: Sedem elementna Yagi-Uda antena.

### 6.3. Skupina anten

Smernost antene je mogoče izboljšati tudi tako, da se več anten veže v skupino (angl. phased array antenna), kot prikazuje slika 6.5. Število anten, ki jih je smiselno vezati v skupino, s frekvenco upada, ker rastejo izgube v napajalnih kabljih in fazne napake zaradi netočnih dolžin kablov in položajev anten.



Slika 6.5: Antenska skupina.



Slika 6.6: Prikaz delovanja antenske skupine.

## 6.4. Zbiralno zrcalo

Kadar na visokih frekvencah potrebujemo anteno z velikim dobitkom, je najbolj primerna izbira antena s paraboličnim zbiralnim zrcalom. Zrcalne antene so danes najbolj razširjena vrsta usmerjenih anten, ki se uporabljajo v satelitskih komunikacijah, radarski tehniki in radioastronomiji. Z njimi sorazmerno preprosto uresničimo veliko površino, ki je potrebna za dane smerne karakteristike antene, kot jih narekuje komunikacijski, radarski ali drugi koherentni sistemi.

Zrcalno anteno sestavlja žarilec (angl. feed), ki oddaja ali zbira do zrcala odbite radijske valove. Zrcalo mora delovati tako, da se vpadni valovi, ki prihajajo vzporedno z glavno osjo zrcala, po odboju od površine zrcala zberejo v gorišču zrcala, kjer je nameščen žarilec.

Velikost antene oziroma njene odprtine je najpomembnejši podatek, saj določa največji možni dobitek pri določeni frekvenci. V koherentnih zvezah sta dobitek oziroma smernost zrcala omejena le s površino, s katero zrcalo prestreže valove. Dobitek je torej sorazmeren z efektivno površino.

$$G = \frac{4\pi \cdot A_{\text{eff}}}{\lambda^2}$$

pri čemer je efektivna površina produkt resnične površine in izkoristka osvetljene antene, ki sprejema signal.

$$A_{\text{eff}} = A \cdot \eta_0$$

### Primer:

Izračunaj širino snopa 10 GHz antene s premerom 3 m.

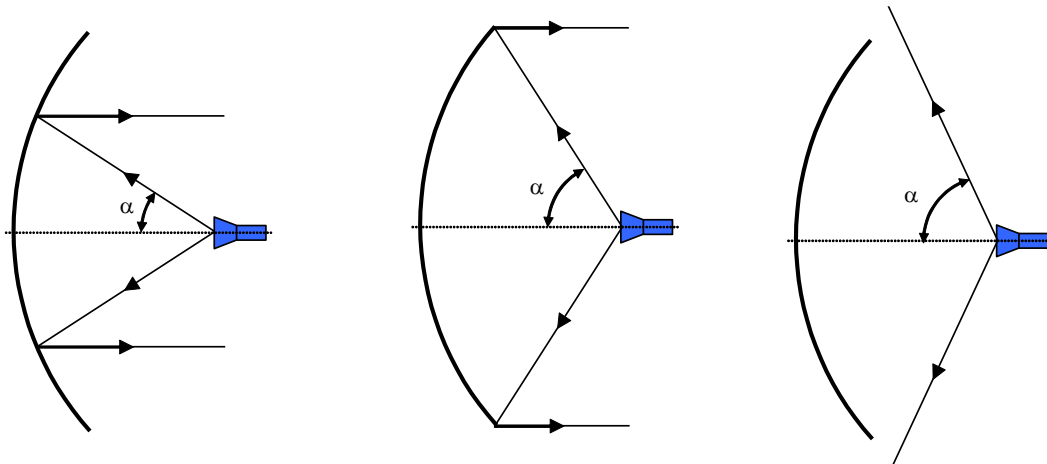
$$\Omega = 2\pi(1 - \cos \alpha) \quad \cos \alpha = 1 - \frac{\Omega}{2\pi} \quad \text{razvijemo v potenčno vrsto}$$

$$\cos \alpha = 1 - \frac{\alpha^2}{2!} + \frac{\alpha^4}{4!} - \frac{\alpha^6}{6!} + \dots \quad \text{Ker je } \alpha \text{ majhen kot, vzamemo zgolj prva dva člena.} \quad \frac{\alpha^2}{2} \approx \frac{\Omega}{2\pi}$$

$$\alpha \approx \sqrt{\frac{\Omega}{\pi}} = \sqrt{\frac{4\pi}{\pi}} = \sqrt{\frac{4}{D}} = \sqrt{\frac{4}{\frac{4\pi}{\lambda^2} \cdot A_{\text{eff}}}} = \sqrt{\frac{\lambda^2}{\pi A_{\text{eff}}}} = \sqrt{\frac{\lambda^2}{\pi \cdot \pi \left(\frac{d}{2}\right)^2}} = \left(\frac{2}{\pi}\right) \cdot \frac{\lambda}{d} = 36^\circ \left(\frac{0,03 \text{ m}}{3 \text{ m}}\right) = 0,36^\circ$$

Snop je širok približno  $0,72^\circ$ .

Zrcalo ima največji dobitek (100% izkoristek), če je po celi površini enakomerno osvetljeno. Naloga primarnega vira je, da čimbolj enakomerno osvetli zrcalo, brez da bi pri tem svetil mimo roba zrcala. Idealen primarni vir bi torej moral imeti konstanten diagram do kota, pod katerim vidi rob zrcala, od tam dalje pa nič. V resnici je rob zrcala malo dlje od gorišča kot teme zrcala, zato bi moral smerni diagram idealnega vira od sredine proti robu naraščati.



Slika 6.7: Izbira primarnega vira za pravilo osvetljenost paraboličnega zrcala.

Če ima primarni vir preozek diagram, ne osvetli zunanega dela zrcala, ki ga zato ne izkoristimo – torej bi bilo vseeno, če bi imeli manjše zrcalo. Če pa je primarni vir preširok, gre del težko pridlane moči oddajnika v nič mimo zrcala. Pri sprejemu pa ima preširok primarni vir poleg manjšega dobitka še dodatno slabost, da iz okolice »pobere« več šuma.

V realnosti ima primarni viri smerni diagram, ki na robovih postopoma pada na nič. Zato moramo pri izbiri širine snopa realnega primarnega vira vedno poiskati kompromis med manjšo osvetlitvijo roba in svetljenjem preko zrcala.

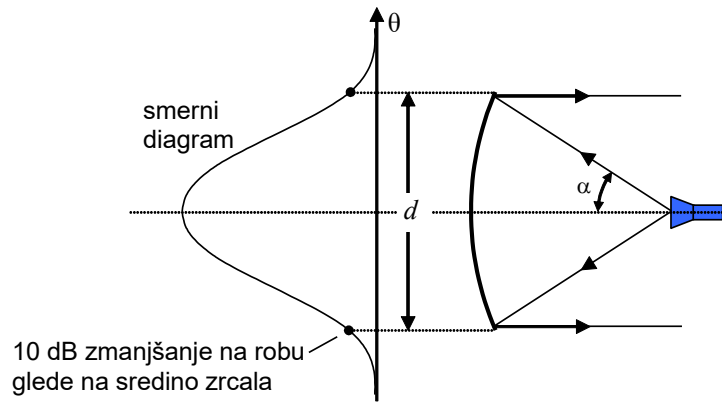
Če želimo doseči največji dobitek zrcala, mora biti širina glavnega snopa primarnega vira takšna, da je rob zrcala približno 10 dB manj osvetljen kot sredina zrcala, kot prikazuje slika 6.8. Primarni vir s takšno širino glavnega snopa bi izbrali za oddajno anteno, kjer je pomemben le dobitek antene. Drugače je pri sprejemu, kjer moramo upoštevati tudi šum (glej naslednje poglavje). Želimo imeti čim večje razmerje signal/šum, le to pa je sorazmerno razmerju  $G/T$ .

Tu je problem, saj pri zrcalu, osvetljenim za največji dobitek, del snopa zrcalo ne prestreže. Pri antenah, ki jih uporabljamo za satelitske komunikacije in so obrnjene v nebo, to pomeni, da bo ta del snopa videl Zemljo, katere šumna temperatura je približno 290 K in s tem največ prispeva k večji šumni temperaturi antene, saj glavni snop po odboju od zrcala vidi le hladno nebo, katerega šumna temperatura je na frekvenci 4 GHz le okoli 4 K.

Zaradi tega so zrcala namenjena sprejemu signalov manj osvetljena, kot zrcala namenjena oddaji signala. Na račun manjše šumne temperature, ki je posledica temperature Zemlje, se posledično zmanjša tudi dobitek sprejemne antene, vendar nam optimalno osvetljenost ne določa le razmerje med dobitkom in šumno temperaturo zrcalne antene, ampak je potrebno upoštevati tudi šumno temperaturo. Če ima sprejemnik šumno temperaturo dosti večjo od šumne temperature antene, je boljše, da je antena optimizirana na največji dobitek. Največkrat pa strmimo k obratnemu.

Pri konstrukciji primarnega vira, ki bo dosegel želeno slabljenje signala na robu zrcala, je potrebno upoštevati tudi slabljenje zaradi daljše poti do roba v primerjavi s potjo do sredine zrcala.





Slika 6.8: Sevalni diagram primarnega vira glede na zrcalo.

## 7. Polarizacija elektromagnetnega valovanja

Pri vseh prečnih (transverzalnih) valovanjih je potrebno poleg jakosti, frekvence in faze polja navesti tudi polarizacijo. Elektromagnetno valovanje je prečno valovanje, kar pomeni, da lahko valovanje niha v dveh različnih prečnih smereh glede na smer širjenja valovanja. Glede na te dve možnosti si je potrebno za opis valovanja izbrati koordinatni sistem, ki bo omogočal dogovor o polarizaciji antene. Za računanje s polarizacijo, je smiselno uvesti primeren koordinatni sistem in poljubno polarizirano polje razstaviti na poznane koordinate. Pri polarizaciji elektromagnetnega valovanja vedno navajamo le smer vektorja električnega polja. V področju daljnega polja antene je z vektorjem električnega polja točno določena tudi smer in velikost vektorja pripadajočega magnetnega polja.

Polarizacija je podana kot nihajna ravnina, v kateri ležita vektor smeri valovanja  $S$  in valovni vektor električne poljske jakosti  $E$ . Vsakršno nihanje električnega polja lahko zapišemo z vertikalno in horizontalno polarizacijo.

### Primer:

V praznem prostoru ( $c_0=3\cdot 10^8$  m/s,  $\mu_r=1$ ,  $\epsilon_r=1$ ,  $Z_0=377$   $\Omega$ ) izmerimo amplitudi obeh komponent električne poljske jakosti in sicer:  $|E_V|=8$  V/m in  $|E_H|=6$  V/m. Kolikšna je gostota pretoka moči opisanega valovanja?

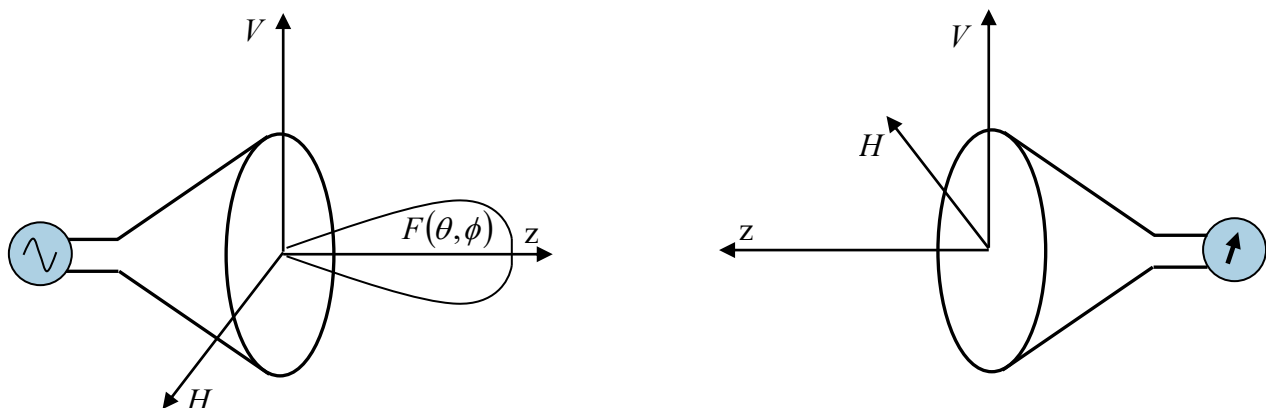
$$|E| = \sqrt{|E_V|^2 + |E_H|^2} = \sqrt{(8 \text{ V/m})^2 + (6 \text{ V/m})^2} = 10 \text{ V/m}$$

$$S = \frac{1}{2} \frac{|E|^2}{Z_0} = \frac{1}{2} \frac{10^2 \text{ V/m}^2}{377 \Omega} = 0,133 \text{ W/m}^2$$

Za koordinate izberemo vertikalno in horizontalno smer, pri čemer je tretja os koordinatnega sistema usmerjena kamor kaže glavni snop antene, kot prikazuje slika 7.1.

$$\vec{I}_V \times \vec{I}_H = \vec{I}_z$$

Na ta način je koordinatni sistem enako definiran ne glede na to, ali dela antena v sprejemnem ali v oddajnem načinu.



Slika 7.1: Dogovor glede smeri in izbire koordinatnega sistema za oddajno in sprejemno anteno.

Polarizacija je lastnost časovno-prostorskega spreminjanja električnega polja. Pri linearni polarizaciji električno polje ohranja smer in spreminja velikost. Pri krožni polarizaciji električno polje ohranja velikost, vendar enakomerno rotira. Pri eliptični polarizaciji, ki je splošen primer, električno polje spreminja velikost in smer tekom periode.

	linearna polarizacija (angl. linear polarization)	eliptična polarizacija (angl. elliptical polarization)	krožna polarizacija (angl. circular polarization)
smer polja	se ohranja	se spreminja	se spreminja
velikost polja	se spreminja	se spreminja	se ohranja
polarizacijska baza	horizontalno-vertikalna $\bar{I}_H(\bar{I}_\phi) \quad \bar{I}_V(\bar{I}_\theta)$	eliptično desno- in levosučna	krožna desno- in levosučna $\bar{I}_D \quad \bar{I}_L$

Električno pole se v elektromagnetnem valu lahko giblje navzgor navzdol ali pa kroži v levo ali desno. Če vodoravno nihanja zaostaja za 90 stopinj, dobimo krožno nihanje, ki ga imenujemo desna krožna polarizacija. Če vodoravno nihanje prehiteva navpično nihanje za 90 stopinj, dobimo levo krožno polarizacijo.

Linearna in krožna polarizacija sta skrajna primera splošne eliptične polarizacije in sta v praksi idealizacija resničnega polarizacijskega stanja elektromagnetnega polja. Splošno eliptično polarizacijo lahko sestavimo iz dveh linearnih ali dveh krožnih komponent.

Poljubno polarizirano valovanje izrazimo kot vsoto dveh znanih ortogonalnih komponent: vertikalne in horizontalne (vertikalni smerni vektor  $\bar{I}_V$  in horizontalni smerni vektor  $\bar{I}_H$ ) ali pa desne krožne in leve krožne komponente (desni smerni vektor  $\bar{I}_D$  in levi smerni vektor  $\bar{I}_L$ ). Pri razstavljanju na komponente ne smemo pozabiti, da je kvadrat velikosti vektorja s kompleksnimi komponentami dan s skalarnim produktom vektorja z njegovo konjugirano-kompleksno vrednostjo.

Krožne komponente lahko zapišemo z linearnimi komponentami

$$\bar{I}_D = \frac{\bar{I}_V - j\bar{I}_H}{\sqrt{2}}$$

$$\bar{I}_L = \frac{\bar{I}_V + j\bar{I}_H}{\sqrt{2}}$$

ali kot razmerje linearnih komponent ali kot razmerje krožnih komponent, ki se označuje s črko Q.

$$Q = \frac{E_L}{E_D}$$

Q je kompleksno število, ki nam povsem točno opiše polarizacijske lastnosti valovanja. Q lahko naravnost izmerimo tako, da polje sprejemamo z dvema antenama, ena desno in druga levo polarizirani. Sprejeti signal se vodi na kvocientni merilnik, ki izmeri razmerje amplitud ter medsebojno fazo.

Z razmerjem krožnih komponent je tudi definirano osno razmerje oziroma eliptičnost polarizacije. Ker je dobre krožno polarizirane antene težko tehnično izdelati, je lažje izmeriti osno razmerje polarizacije. Osno razmerje R (angl. Axial Ratio) je definirano kot razmerje med minimumom in maksimumom signala, ki ga dobimo pri obračanju ravnine polarizacije linearno polarizirane sprejemne antene.

$$R = \left| \frac{1+|Q|}{1-|Q|} \right|$$

Oсно razmerje pogosto podajamo v logaritmskih enotah (decibelih).

$$R[\text{dB}] = 20 \cdot \log_{10} R = 20 \cdot \log_{10} \left| \frac{1+|Q|}{1-|Q|} \right|$$

Iz osnega razmerja lahko izračunamo samo velikost razmerja krožnih komponent Q, fazo bi lahko dobili iz poznavanja položaja minimuma oziroma maksimuma.

**Primer:**

Neidealno krožno-polarizirana antena dosega osno razmerje  $R=6$  dB. Kolikšna je velikost razmerja krožnih komponent  $|Q|$ , če je antena pretežno desno-krožno polarizirana?

$$R = 10^{\frac{6 \text{ dB}}{20}} = 2$$

$$Q = \frac{R-1}{R+1} = \frac{2-1}{2+1} = \frac{1}{3} = 0,33$$

**Primer:**

V satelitskih komunikacijah pogosto izkoriščamo ortogonalne polarizacije, da v istem frekvenčnem pasu prenašamo dve neodvisni oddaji. Določite jakost neželenega presluha (v decibelih), če satelit oddaja z idealnima desno in levo krožno polarizacijo, sprejemnik pa ima neidealno anteno z osnim razmerjem  $R=1$  dB.

$$R[\text{dB}] = 20 \log \frac{|U_{\max}|}{|U_{\min}|} \qquad R = 10^{\frac{1}{20}} = 1,122 \qquad R = \frac{1+|Q|}{1-|Q|}$$

$$Q = \frac{R-1}{R+1} = \frac{1,122-1}{1,122+1} = 0,058 \qquad Q = \frac{E_L}{E_D}$$

$$Q[\text{dB}] = 20 \cdot \log_{10} Q = 20 \cdot \log_{10} 0,058 = \underline{\underline{-24,8 \text{ dB}}}$$

Če poznamo polarizacijo sprejemne in oddajne antene, izražene s krožnimi razmerji  $Q_0$  in  $Q_1$ , potem lahko izračunamo faktor (izkoristek) prenosa moči glede na maksimalno moč, ki bi jo dobil, če bi polarizacijo ene od anten točno prilagodili na polarizacijo druge antene. Faktor skladnosti polarizacije se obnaša kot izkoristek. Zaradi tega mora biti polarizacija oddajne in sprejemne antene pozorno poravnana.

$$\eta_p = \frac{|1+Q_0Q_1|^2}{(1+|Q_0|^2)(1+|Q_1|^2)}$$

Polarizacija TX		$Q_{TX}$	$R_{TX}$	Faktor skladnosti $\eta$ / polarizacija RX					
				VP	HP	RHCP	LHCP	PP <sub>45</sub>	PP <sub>135</sub>
VP	$\vec{1}_V$	1	$\infty$	1	0	1/2	1/2	1/2	1/2
HP	$\vec{1}_H$	-1	$\infty$	0	1	1/2	1/2	1/2	1/2
RHCP	$\vec{1}_D$	0	1	1/2	1/2	1	0	1/2	1/2
LHCP	$\vec{1}_L$	$\infty$	1	1/2	1/2	0	1	1/2	1/2
PP <sub>45</sub>	$(\vec{1}_V + \vec{1}_H)/\sqrt{2}$	-j	$\infty$	1/2	1/2	1/2	1/2	0	1
PP <sub>135</sub>	$(\vec{1}_V - \vec{1}_H)/\sqrt{2}$	j	$\infty$	1/2	1/2	1/2	1/2	1	0

## 8. Potreben prostor za nemoteno širjenje radijskih valov

Ko se elektromagnetno valovanje razširja po prostoru je v realnosti vedno bolj ali manj moteno zaradi prisotnosti ovir. Izkaže se, da ovire vplivajo na jakost sprejete moči v sprejemniku. Nižjo sprejeto moč signala kompenziramo z večanjem oddajne moči in uporabo večjih anten.

Pravilo direktne vidljivosti, ki velja za prostoizračne optične zveze, ne velja tudi na nižjih frekvencah radijskega valovanja. Če iz lokacije oddajnika vidimo sprejemno anteno, to še ne pomeni, da bo tudi radijsko valovanje imelo povsem prosto pot. Pri tem se nam zastavlja vprašanje, kolikšen del prostora potrebuje radijski val, ki naj se širi nemoteno od izvora do sprejemnega mesta.

### 8.1 Prvi Fresnelov elipsoid in prva Fresnelova cona

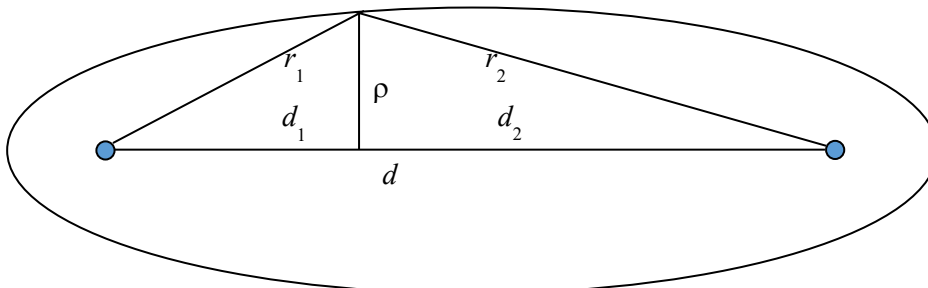
Da bi bila obravnava lažja, izberemo za izvor valovanja točkast izotropen vir. Polje v sprejemni točki, vedno predstavlja interferenco prispevkov več virov, pri čemer je pomembna fazna razlika med viri. V primeru praznega prostora in enega samega vira je polje v sprejemni točki sestavljeno iz vsote prispevkov, ki imajo malo spremenljivo amplitudo, pač pa imajo pri zadosti velikem faznem številu  $k$  hitro spreminjajočo se fazo  $kr$ .

V praznem prostoru je najkrajša pot za valovanje ravna črta dolžine  $d$ , ki povezuje izvor in sprejemno mesto. Volumen v bližini zveznice med izvorom in sprejemnikom je tisti, ki največ prispeva k polju v sprejemni točki. Kolikšen je ta volumen ugotovimo, če razmejimo prostor po primernem faznem kriteriju.

Francoskem inženir Augustin-Jean Fresnel (1788-1827) je prostor med oddajno in sprejemno točko razmejil s konfokalnim rotacijskim elipsoidom, ki ga izberemo po kriteriju

$$r_1 + r_2 = d + \lambda/2 \quad (8.1)$$

in ga prikazuje slika 8.1. Po matematični definiciji je elipsa je krivulja, ki združuje točke z enako vsoto razdalj  $r_1$  in  $r_2$ , rotacijski elipsoid pa ploskev, ki nastane z rotacijo elipse okrog velike polosi na katerih ležita gorišči. Gorišči elipsoida sta točki v katerih se nahajata oddajnik in sprejemnik.



Slika 8.1: Prvi Fresnelov elipsoid v prostoru med oddajnikom in sprejemnikom.

Fresnelov elipsoid je definiran kot ploskev, ki združujejo točke v prostoru, preko katerih je dolžina poti od izvora do sprejemnika za polovico valovne dolžine večja od najkrajše možne poti. Potemtakem je val, ki se širi po poteh  $r_1$  in  $r_2$ , na sprejemniku zakasnen v fazi za  $\pi$  v primerjavi z valom, ki potuje po zveznici dolžine  $d$ . V prostoru znotraj elipsoida se faza spremeni za  $\pi$  (od 0 do  $\pi$ ). Na robu prvega elipsoida je v primerjavi z zveznico fazna razlika

$$\Delta\varphi_1 = k \cdot \Delta x_1 = k \cdot ((r_1 + r_2) - d) = k \cdot ((d + \lambda/2) - d) = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot \lambda/2 = \pi \quad (8.2)$$

Pravokotni presek Fresnelovega elipsoida glede na smer razširjanja valovanja imenujemo Fresnelova cona. Za določitev zunanjsega polmera Fresnelove cone  $\rho$  si pomagamo z geometrijskimi zakonitostmi po sliki 8.1, kjer zveznico med oddajnikom in sprejemnikom najprej razdelimo v dva odseka.

$$r_1 + r_2 = d_1 + d_2 + \lambda/2 \quad (8.3)$$

Po uporabi Pitagorovega izreka dobimo

$$\sqrt{d_1^2 + \rho^2} + \sqrt{d_2^2 + \rho^2} = d_1 + d_2 + \lambda/2$$

Ko izpostavimo odseka pred korena dobimo

$$d_1 \sqrt{1 + \frac{\rho^2}{d_1^2}} + d_2 \sqrt{1 + \frac{\rho^2}{d_2^2}} = d_1 + d_2 + \lambda/2$$

Z upoštevanjem razvoja funkcije v potenčno vrsto dobimo

$$\sqrt{1+x} = 1 + \frac{x}{2} - \frac{x^2}{8} + \frac{3x^3}{48} - \dots \approx 1 + \frac{x}{2}$$

Približek dobro velja, ko je  $x$  majhno število. Izkaže se, da ga v našem primeru lahko uporabimo, saj je oddaljenost izvora in sprejemnika dosti večja od polmera Fresnelove cone.

$$d_1 \left[ 1 + \frac{\rho^2}{2d_1^2} + \dots \right] + d_2 \left[ 1 + \frac{\rho^2}{2d_2^2} + \dots \right] = d_1 + d_2 + \lambda/2$$

$$\frac{\rho^2}{2d_1} + \frac{\rho^2}{2d_2} \approx \lambda/2$$

Po preoblikovanju dobimo za zunanji polmer izraz

$$\rho \approx \sqrt{\lambda \frac{d_1 d_2}{d_1 + d_2}}$$

Izraz je še enostavnejši za polmere Fresnelove cone točno na sredini poti med izvorom in sprejemno točko, ko sta oddaljenosti enaki ( $d_1 = d_2 = d/2$ ). V tem primeru je polmer največji.

$$\rho_{\max} \approx \sqrt{\lambda \frac{\frac{d}{2} \cdot \frac{d}{2}}{\frac{d}{2} + \frac{d}{2}}} = \sqrt{\lambda \frac{d^2}{4d}} = \frac{1}{2} \sqrt{\lambda d}$$

**Primer:**

Radijski oddajnik in sprejemnik sta na medsebojni razdalji 15 km. Zveza deluje na valovni dolžini 100 MHz (3 m). Izračunajte največji polmer 1. Fresnelovega elipsoida.

$$\rho_{\max} \approx \frac{1}{2} \sqrt{\lambda d} = \frac{1}{2} \sqrt{3 \text{ m} \cdot 15 \text{ km}} = \frac{1}{2} \sqrt{45 \cdot 10^3 \text{ m}^2} = \underline{\underline{106 \text{ m}}}$$

Iz zgornjega izraza vidimo, da se z višanjem frekvence polmer Fresnelovega elipsoida manjša. To pomeni, da elektromagnetno valovanje višjih frekvenc potrebujejo manj prostora za razširjane. Prvi Fresnelov elipsoid simbolizira to, kar si v optiki predstavljamo z žarkom med dvema točkama. Pri majhnih valovnih dolžinah (svetloba), se elipsoid stanjša v daljico – žarek.

Val na poti med oddajnikom in sprejemnikom se širi podobno kot v praznem prostoru, če je prostor vsaj znotraj prvega Fresnelovega elipsoida prazen. Če znotraj prve Fresnelove cone nimamo ovir, se val nemoteno širi. Pri postavljanju radijskih zvez je torej potrebno poskrbeti, da so antene na primerni višini, da je prvi Fresnelov elipsoid prazen.

Površina prereza tega elipsoida na polovični razdalji znaša

$$A = \rho^2 \pi = \left( \frac{1}{2} \sqrt{\lambda d} \right)^2 \pi = \lambda \pi \frac{d}{4}$$

**Primer:**

Izračunajte površino prereza pri največjem polmeru 1. Fresnelovega elipsoida za valovanje v ISM pasu na frekvenci 2,4 GHz ( $\lambda=12,5$  cm) pri razdalji 10 m in 10 km.

$$A_{10\text{m}} = \lambda \pi \frac{d_{10\text{m}}}{4} = 0,125 \text{ m} \cdot \pi \frac{10 \text{ m}}{4} \approx 1 \text{ m}^2$$

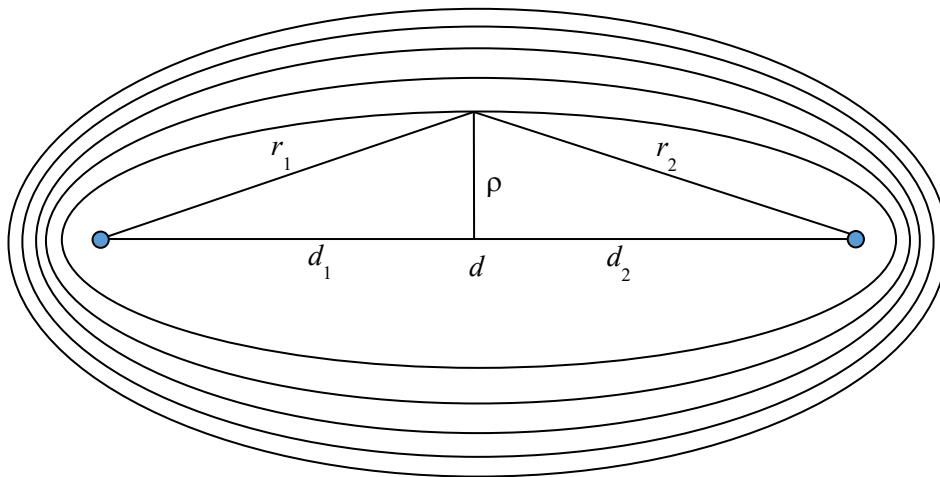
$$A_{10\text{km}} = \lambda \pi \frac{d_{10\text{km}}}{4} = 0,125 \text{ m} \cdot \pi \frac{10 \text{ km}}{4} \approx 1000 \text{ m}^2$$

## 8.2 Fresnelovi elipsoid in Fresnelovi kolobarji (cona)

Za kvalitativno obravnavo razširjanja valov je prostor smiselno razdeliti na več elipsoidov, kot prikazuje slika 8.2. Fresnelovi elipsoidi so ploskve, ki združujejo točke v prostoru, preko katerih je dolžina poti od oddajnika do sprejemnika za celoštevilski mnogokratnik polovice valovne dolžine večja od najkrajše možne poti.

$$r_1 + r_2 = d + N \cdot \lambda / 2$$

Pri tem velja poudariti dejstvo, da merilo za velikost con ni  $\lambda$  temveč  $\lambda/2$ . V prostoru med sosednjimi elipsoidi se faza spremeni za večkratnik števila  $\pi$ . Na koncu prvega elipsoida znaša  $\pi$  ( $180^\circ$ ), na koncu drugega  $2\pi$  ( $360^\circ$ ), na koncu tretjega  $3\pi$  ( $540^\circ$ ) in tako naprej.



Slika 8.2: Fresnelovi elipsoidi v prostoru med oddajnikom in sprejemnikom.

Pravokotni presek Fresnelovih elipsoidov glede na smer razširjanja valovanja imenujemo Fresnelovi krožni kolobarji ali Fresnelove cone. Zunanji polmera  $N$ -te Fresnelove cone  $\rho$  znaša

$$\rho_N \approx \sqrt{N \cdot \lambda \frac{d_1 d_2}{d_1 + d_2}} = \sqrt{N \cdot \lambda \frac{d_1 d_2}{d}}$$

$$\rho_{N \max} \approx \frac{1}{2} \sqrt{N \cdot \lambda d}$$

Fresnelovi conski kolobarji so območja v prostoru ali na ploskvi med oddajno in sprejemno anteno.

Razmejujemo jih po faznem kriteriju glede na pomen, ki ga imajo za razširjanje vala.

Za Fresnelove kolobarje je še posebej značilno, da imajo enako površino

$$A_N = (\rho_{N+1}^2 - \rho_N^2)\pi = \lambda\pi \frac{d_1 d_2}{d_1 + d_2}$$

Širina kolobarja  $\rho_{N+1} - \rho_N$  je obratno sorazmerna srednjemu polmeru kolobarja  $(\rho_{N+1} + \rho_N)/2$ .

Čeprav običajno računamo Fresnelove cone zato, da bi ugotovili vpliv ovire na poti radijskih valov, lahko z zasenčenjem ustreznih Fresnelovih con tudi povečamo jakost polja na mestu sprejema. Pri odprtem prvem Fresnelovem elipsoidu in zastrtih elipsoidih višjega reda, kot prikazuje slika 8.3, se sprejemano polje na mesu sprejemnika poveča dvakrat glede na polje v praznem prostoru (interferenčni paradoks). Povečanje električnega polja za dvakratno vrednost

$$E_1 = 2E_\infty$$

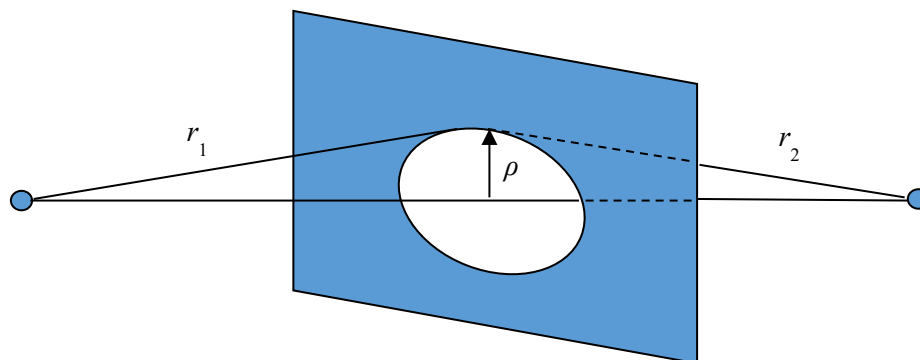
pomeni štirikratno povečanje (gostote) moči

$$\frac{S_1}{S_\infty} = \frac{\frac{|E_1|^2}{Z_0}}{\frac{|E_\infty|^2}{Z_0}} = \frac{|E_1|^2}{|E_\infty|^2} = \frac{|2E_\infty|^2}{|E_\infty|^2} = 2^2 = 4,$$

kar ustreza 6 dB več signala na sprejemu

$$\frac{S_1}{S_\infty} [\text{dB}] = 10 \log 4 = 10 \cdot 0,6 = 6 \text{ dB}$$

Če sta odprta prva in druga Fresnelova cona, sprejemano polje na mesu sprejemnika pade na nič.



Slika 8.3: Med oddajnikom in sprejemnikom nameščena ovira s krožno odprtino polmera  $\rho$ .

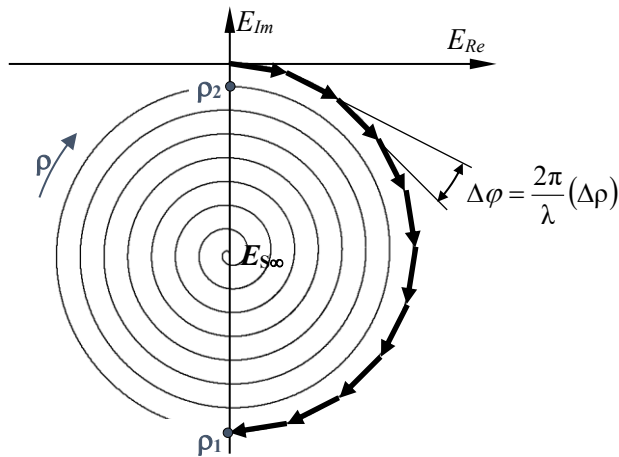
Za kvalitativno razlago polja s Fresnelovimi kolobarji razdelimo notranji pas Fresnelovih kolobarjev na elementarne podkolobarje. Le-te definiramo na podoben način, kot smo definirali same kolobarje. Faza sekundarnih prispevkov polja naj se na robovih razlikuje za  $\Delta\varphi$ . Tudi podkolobarji imajo enako površino, kar pomeni, da jih pokriva enako število Huygensovih izvorov.

Prispevku polja elektromagnetnega vala, ki potuje po zveznici med oddajnikom in sprejemnikom (neposredni žarek), dajmo začetno fazo nič. Vsak naslednji prispevek zaostaja v fazi za kot  $\Delta\varphi$ . Ker se amplitude prispevkov zelo malo zmanjšujejo, vzemimo amplitudo za konstantno. Tudi v resnici je upadanje amplitude zelo počasno in prihaja le počasi do veljave.

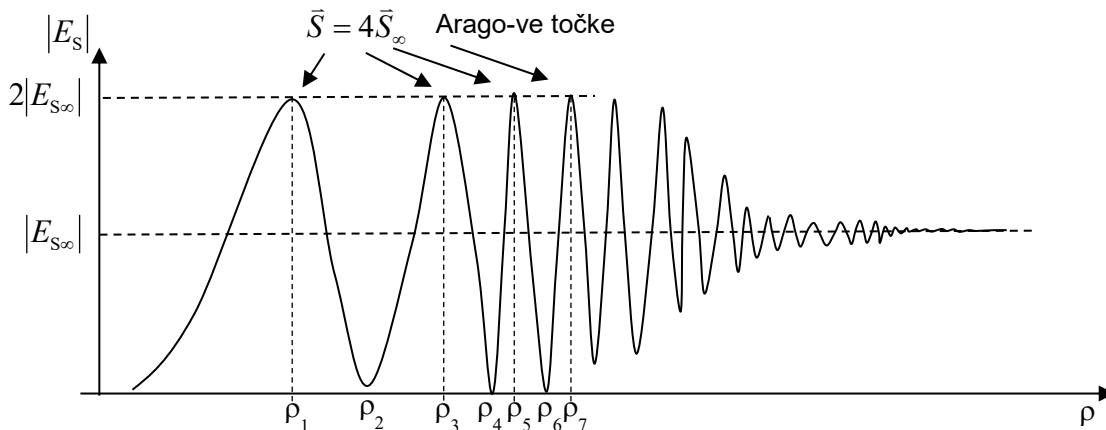
Seštevanje posameznik prispevkov je mogoče izračunati grafično, kot je pokazano na sliki 8.4. Vektorji polja skoraj enake amplitude in stalne faze razlike  $\Delta\varphi$  se zlagajo v počasi konvergentno špiralo. Vsakega pol ovojja špirale ustreza polju določenega Fresnelovega kolobarja, saj sta začetni in končni prispevek nasprotni faze.



Z odkrivanjem kolobarjev polje močno oscilira in se počasi umirja proti vrednosti  $E_\infty$  v neomejenem prostoru. Konvergenco omogočata rastoča razdalja in usmerjeno sevanje Huygensovih virov. Polja  $E_1(\rho_1)$ ,  $E_2(\rho_2)$ ,  $E_3(\rho_3)$ ,... kolobarjev počasi upadajo in po predznaku alternirajo (predznak se izmenično menjuje). Njihova vsota, ki pomeni polje v neomejenem praznem prostoru je  $E_\infty$ .



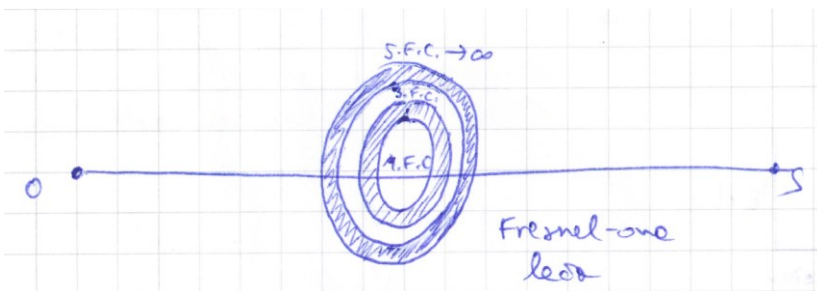
Slika 8.4: Interferenčni pojav pri razdelitvi ravnine v podkolobarje.



Slika 8.5: Uklon na krožni odprtini v velikem zaslonu.

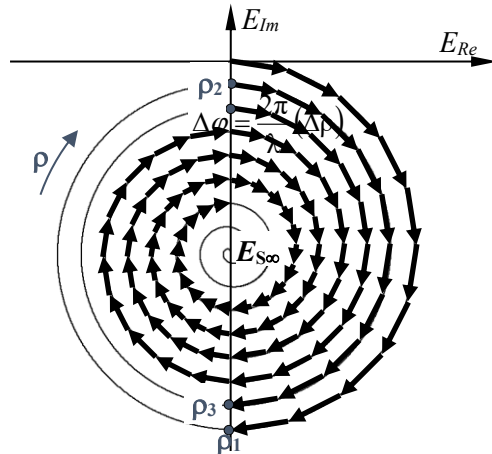
Potemtakem je polje prvega kolobarja dvakrat večje od skupnega polja vseh kolobarjev. To pomeni, da pri zaslonitvi vseh kolobarjev razen prvega naraste polje na dvakratno vrednost. Ta na videz nepričakovan rezultat je posledica interferenčnega valovnega pojava, kjer ima faza odločilno vlogo.

Z umetnim posegom v vmesni prostor lahko sprejemano polje mnogokrat povečamo. Če na primer preprosto zaslonimo sode kolobarje, se polje lihih kolobarjev sofazno sešteva. Napravo, ki s pomočjo zasenčenja ustreznih Fresnelovih con poveča jakost polja na mestu sprejema imenujemo **difraktor**. Difraktor lahko sestavimo iz celih okroglih Fresnelovih con. Primer difraktorja, kjer sta senčeni 2. in 4. Fresnelova cona je prikazan na sliki 8.6. Tovrstni difraktor imenujemo Fresnelova leča.



Slika 8.6: Fresnelova leča s senčeno 2. in 4. cono.

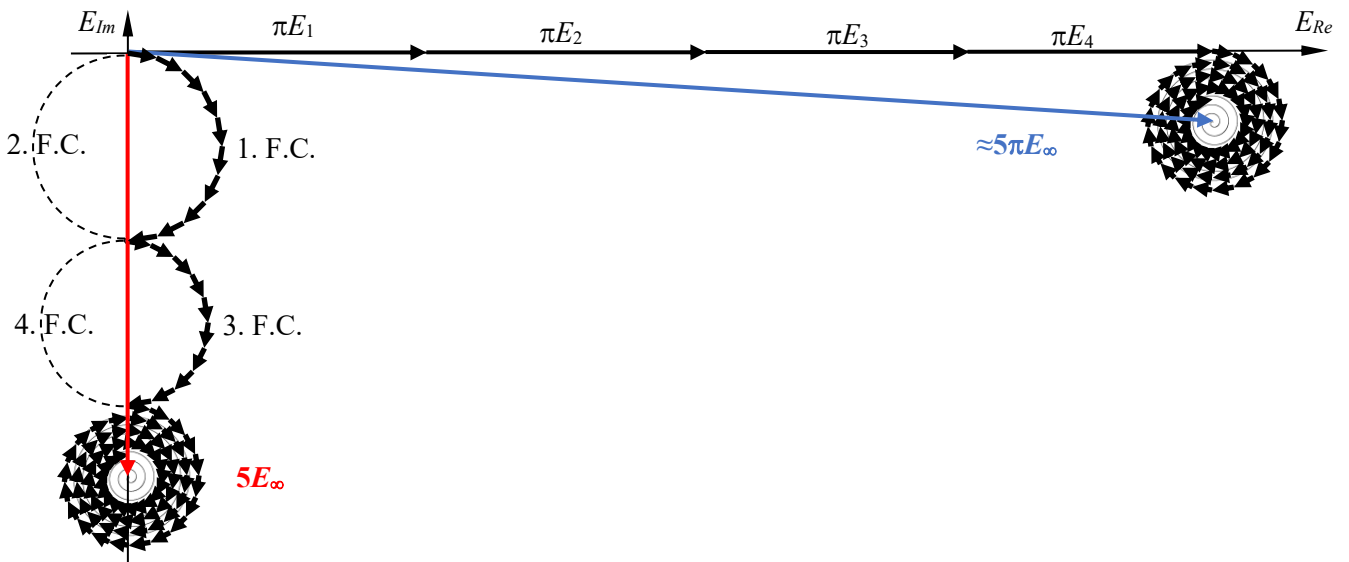
Za izračun polja na točki sprejemnika se ponovno zatečemo k kvalitativni razlagi polja s Fresnelovimi kolobarji, ko razdelimo prostor na elementarne podkolobarje, pri čemer vsak prispeva fazni zasuk  $\Delta\varphi$ . Prispevki polja so povsod razen v 2. in 4. coni, kot prikazuje slika 8.7.



Slika 8.7: Interferenčni pojav pri prekrito 2. in 4. Fresnelovi coni.

Če bi namesto Fresnelove leče uporabljali pravo dielektrično lečo, bi se prispevki polja seštevali naravnost brez vsakršnega faznega zamika, kot prikazuje slika 8.8. Polje dielektrične leče polmera  $\rho_4$  ima vsoto enako približno  $5\pi E_\infty$ , kar pomeni, da je dielektrična leča za faktor  $\pi$  bolj učinkovita kot Fresnelova leča. Faktor  $\pi$  je razmerje med polmerom in krožnim lokom. Pri uporabi Fresnelove leče se dobi 10 dB manj jakosti pri sprejetem signalu.

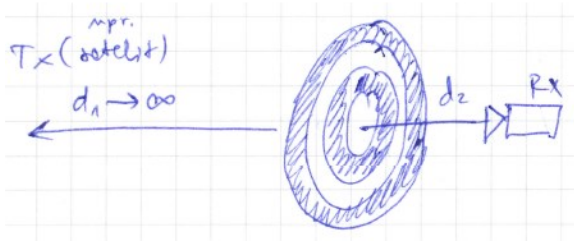
$$\alpha = 10\log\left(\frac{1}{\pi}\right)^2 = 20\log\left(\frac{1}{\pi}\right) = -10 \text{ dB}$$



Slika 8.8: Primerjava med dielektrično lečo in Fresnelovo lečo s prekrito 2. in 4. cono.

Če izdelamo anteno s Fresnelovo lečo, postavimo pokrite Fresnelove cone pred anteno na razdaljo  $d_2$ , kot prikazuje slika 8.9. Razdalja  $d_1$  je v tem primeru precej precej večja in lahko predpostavimo, da je enaka neskončni vrednosti. V tem primeru se polmere Fresnelovih con izračuna kot

$$\rho_N = \lim_{d_1 \rightarrow \infty} \sqrt{N \cdot \lambda \frac{d_1 d_2}{d_1 + d_2}} = \lim_{d_1 \rightarrow \infty} \sqrt{N \cdot \lambda \frac{d_2}{1 + \frac{d_2}{d_1}}} = \lim_{d_1 \rightarrow \infty} \sqrt{N \cdot \lambda \frac{d_2}{1 + \frac{d_2}{d_1}}} = \sqrt{N \cdot \lambda \frac{d_2}{1 + 0}} = \sqrt{N \cdot \lambda \cdot d_2}$$



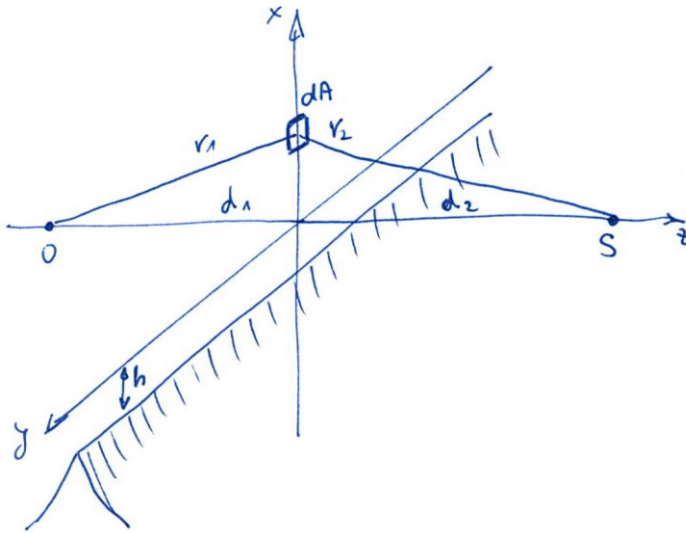
Slika 8.9: Antena s Fresnelovo lečo.

Difraktor lahko izdelamo tudi samo iz odsekov kolobarjev. Kratki odseki kolobarjev so pri tem že skoraj ravni trakovi. Difraktor izdelamo iz ravnih trakov takrat, ko preostali prostor ni dostopen – v slučaju resnične radijske zveze postavimo difraktor iz ravnih trakov na gorskem grebenu.

### 8.3. Uklonsko slabljenje klinaste ovire

Prostor, potreben za razširjanje valovanja od oddajnika do sprejemnika običajno opišemo s Fresnelovimi elipsoidi. Prečni presek elipsoidov so krožne Fresnelove cone. Takšna predstavitev je sicer najenostavnejša za računsko obravnavo, žal pa ne ustreza naravnim oviram, na katere naleti valovanje v praktičnem primeru radijske zveze.

Resnične ovire, gorske grebene na radijski poti, najpreprosteje opišemo kot prečno klinasto oviro, kot je to prikazano na sliki 8.10 za oviro, ki se nahaja na razdalji  $h$  pod zveznico med oddajnikom (O) in sprejemnikom (S).



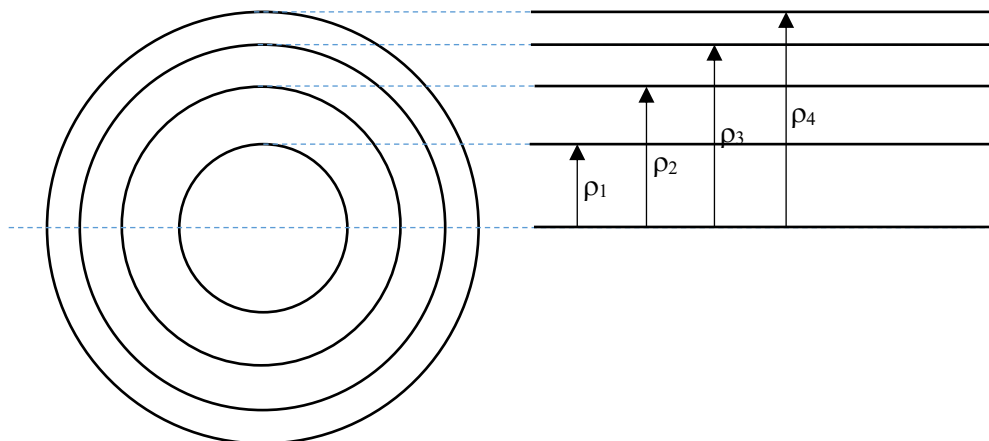
Slika 8.10: Uklon valovanja na prečni klinasti oviri.

Primer obravnavamo kot dve zaporedni radijski zvezi na razdaljah  $r_1$  in  $r_2$ . Polje v sprejemni točki izračunamo z integracijo prispevkov nezasečene polravnine. Končni rezultat je sorazmeren integralu kompleksne eksponentne funkcije kvadrata višine  $x$ . Podoben rezultat bi dobili tudi v slučaju, ko ovira seka radijsko pot pod poljubnim kotom, kar ustreza večini primerov radijskih zvez.

Ker omenjeni integral nima enostavne analitske rešitve, si pomagamo najprej s fizikalno razlago problema. Prostor v vertikalni ravnini razdelimo na Fresnelove pasove, po faznem kriteriju

$$r_1 + r_2 = d_1 + d_2 + |N| \frac{\lambda}{2}.$$

Širine Fresnelovih pasov ustrezajo širinam krožnih Fresnelovih con, kot je to prikazano na sliki 8.11. Podobno kot krožne cone nam tudi pasovi opisujejo fazo posameznih prispevkov.



Slika 8.11: Fresnelovi pasovi.

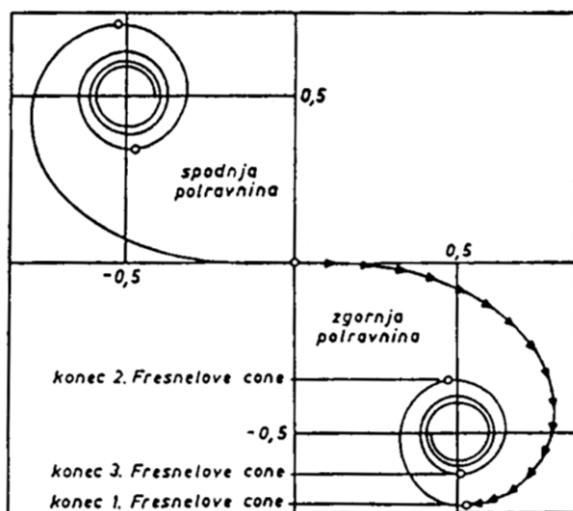
Širine Fresnelovih pasov podobno kot kolobarji ustrezajo

$$\rho_N = \sqrt{|N|\lambda \frac{d_1 d_2}{d_1 + d_2}}$$

Površina kolobarjev upada z  $\sqrt{|N|}$ , kar pomeni, da se število sekundarnih izvorov z rastočim  $|N|$  zmanjšuje, kar dodatno in bistveno prispeva, da amplituda prispevkov pojema in da proces superpozicije hitreje konvergira.

Rešitev integrala je prikazana grafično s krivuljo "klotoido" (Eulerjeva ali Cornujeva spirala) na sliki 8.12. Na krivulji moramo seveda pravilno izbrati začetno in končno točko glede na meje integrala. Razdelitev prostora na Fresnelove pasove nam pri tem pomaga poiskati položaje značilnih točk "klotoida" v prostoru.

Na sliki 8.12. je prikazano seštevanje elementarnih prispevkov vektorja polja, ki ga prispeva zgornja polravnina. Ker je zmanjševanje amplitud vektorjev opazno zlasti pri začetnih pasovih, ima začetni del spirale viden zavoj in se v drugem pasu ne vrača proti izhodišču. Pri velikih vrednostih  $N$  je razlika med površinami sosednjih con že tako majhna, da polje počasi upada in hitro oscilira.



Slika 8.12: Določanje uklonskega slabljenja klinaste ovire

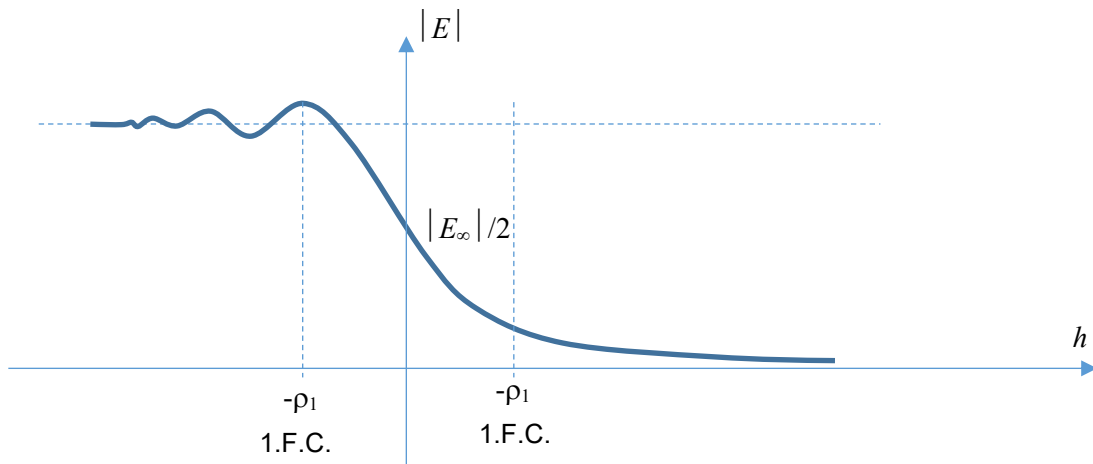
Spodnja polravnina prispeva enak delež kot zgornja polravnina in ji zato pripada zgornji simetrični del špirale.

V večini slučajev uklona nas zanima predvsem jakost sprejetega polja, katero prikazuje slika 8.13. Jakost polja ostaja nespremenjena oziroma neznatno niha vse dokler je prva Fresnelova cona povsem prosta. Ko se rob ovire dotakne zveznice oddajnik-sprejemnik, ovira zasenči pol prostora in jakost sprejetega polja upade na polovico vrednosti oziroma za 6 dB glede na neovirani primer.

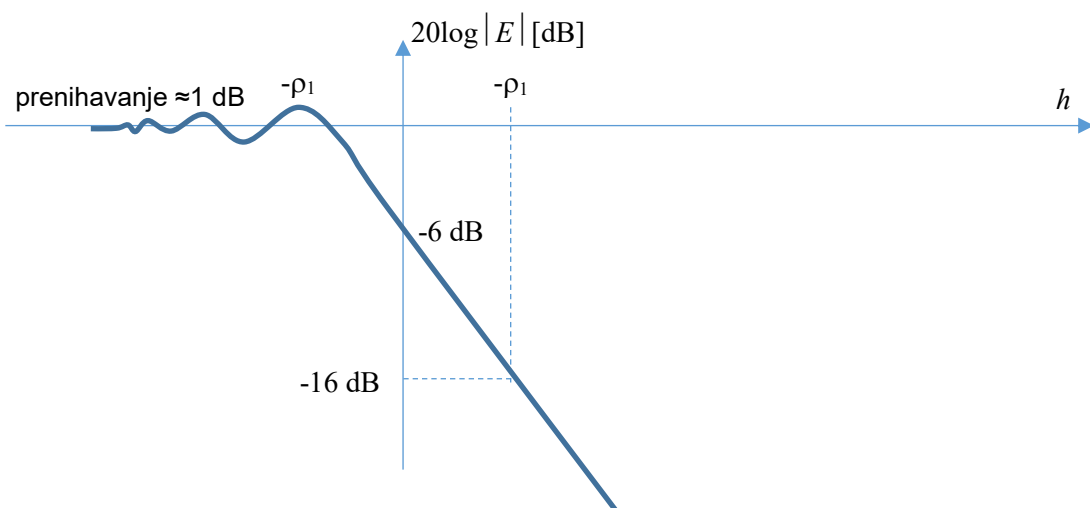
Z nadaljnjim višanjem ovire (pozitiven  $h$ ) jakost polja samo še upada. Ko je zasenčena celotna prva Fresnelova cona, jakost polja upade za 16 dB glede na neovirani primer. Za ovire višje od prve Fresnelove cone uporabimo približno rešitev integrala, ki daje enostaven izraz za določanje jakosti sprejetega polja

$$a[\text{dB}] = 16 \text{ dB} + 20 \log \frac{h}{\rho_1}$$

za  $\rho_1 < h < 10\rho_1$ . Nad  $10\rho_1$  je slabljenje odvisno od točne oblike roba ovire.



Slika 8.12: Uklonsko slabljenje električnega polja.



Slika 8.13: Uklonsko slabljenje moči.

Čeprav se točnost matematičnega približka izboljšuje z višanjem ovire  $h$ , postaja končni rezultat računa vse bolj nezanesljiv. Pri zelo visokih ovirah, višjih od 10. Fresnelove cone, je jakost uklonjenega polja močno odvisna od točne oblike roba ovire, njegove poraščenosti ipd. Pri visokih ovirah lahko uporabimo izraz le kot grobo oceno jakosti sprejetega polja. Za točnejši rezultat potrebujemo veliko več podatkov o sami oviri, saj enostaven model uklona na klinasti oviri ne zadošča. Pomembna sta oblika ovire in poraščenost ovire.

**Primer:**

Radijsko zvezo na valovni dolžini  $\lambda=4$  m in razdalji  $d=10$  km slabi kucelj na razdalji  $d_2=2$  km pred sprejemnikom. Izračunajte višino kuclja, če znaša dodatno slabljenje  $a=30$  dB glede na zvezo v praznem prostoru brez ovir! Odboj od tal in ostale pojave zanemarimo.

$$\rho_1 = \sqrt{\lambda \frac{(d-d_2)d_2}{d}} = \sqrt{4 \text{ m} \cdot \frac{(10 \text{ km} - 2 \text{ km}) \cdot 2 \text{ km}}{10 \text{ km}}} = 80 \text{ m}$$

$$h = \rho_1 \cdot 10^{\frac{a[\text{dB}] - 16 \text{ dB}}{20}} = 80 \text{ m} \cdot 10^{\frac{30 \text{ dB} - 16 \text{ dB}}{20}} = 80 \text{ m} \cdot 10^{0.7} = 80 \text{ m} \cdot 5,0119 = 401 \text{ m}$$

**Primer:**

Radijska zveza premošča razdaljo  $d=30$  km na frekvenci  $f=200$  MHz. Na razdalji  $d_2=10$  km pred sprejemnikom se nahaja hrib v obliki klinaste ovire. Koliko sega hrib nad zveznico oddajnik/sprejemnik, če jakost sprejetega polja upade na šestnajstino jakosti v praznem prostoru?

$$\lambda = \frac{c_0}{f} = 1,5 \text{ m}$$

$$\rho_1 = \sqrt{\lambda \frac{(d-d_2)d_2}{d}} = \sqrt{1,5 \text{ m} \cdot \frac{(30 \text{ km} - 10 \text{ km}) \cdot 10 \text{ km}}{30 \text{ km}}} = 100 \text{ m}$$

$$\frac{E_\infty}{E} = 16 = 24,1 \text{ dB} = a = 16 \text{ dB} + 20 \log \frac{h}{\rho_1}$$

$$h = \rho_1 \cdot 10^{\frac{a[\text{dB}] - 16 \text{ dB}}{20}} = 100 \text{ m} \cdot 10^{\frac{24,1 \text{ dB} - 16 \text{ dB}}{20}} = 253,6 \text{ m}$$

## 9. Radijska zveza nad ravno zemeljsko površino

V večini resničnih radijskih zvez nad zemeljsko površino je najbolj nadležen odboj od ravne zemeljske površine. Zemlja je razmeroma dober prevodnik, zato za radijske valove predstavlja zrcalo. Celotno slabljenje zveze z zrcalnim odbojem je običajno dosti večje od slabljenja zveze na enaki razdalji v praznem prostoru. Odboj od zemeljske površine prinaša preko interference valov nad ravno površino predvsem dodatno slabljenje v radijsko zvezo.

Pole na sprejemnem mestu interpretiramo kot interferenco med direktnim in odbitim valom. Da bo računanje lažje, vzemimo da je površina tal ravna, kar je približno res. Pri zrcalnem odboju od tal sta odbojnosti za vertikalno in horizontalno polariziran radijski val  $\Gamma_V$  in  $\Gamma_H$  enaki -1.

Oddajna antena naj bo na višini  $h_O$ , sprejemna pa na višini  $h_S$ . Njuna medsebojna vodoravna razdalja pa naj bo  $d$ , kot prikazuje slika 9.1. Pot neposrednega (direktnega) radijskega vala znaša

$$R_d = \sqrt{d^2 + (h_O - h_S)^2}$$

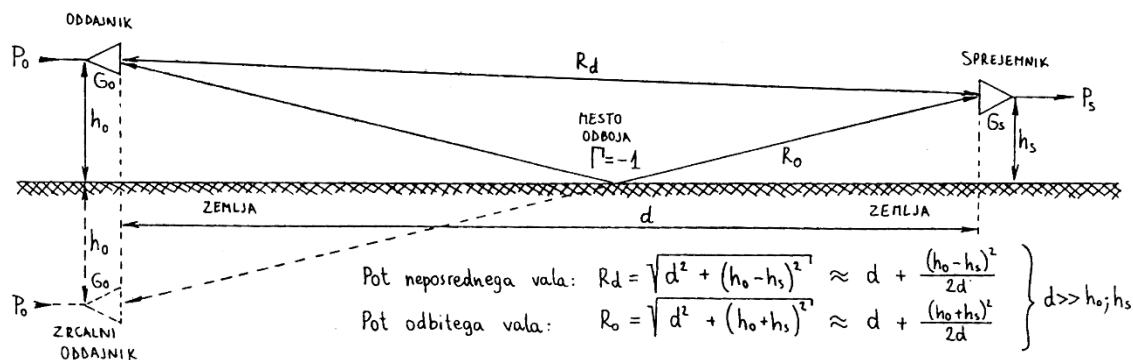
Najkrajši odbiti radijski vala se dobi z zrcaljenjem oddajne antene preko zemeljske površine. Najkrajši odbiti radijski val je tudi edini indirektni val, ki pride v sprejemnik, saj je za odboj značilno, da je vpadni kot enak odbojnemu. Pot indirektnega radijskega vala znaša

$$R_o = \sqrt{d^2 + (h_O + h_S)^2}$$

V večini radijskih zvez sta višini anten dosti manjši od njune vodoravne razdalje. To dejstvo poenostavi pot direktnega in odbitega radijskega vala v

$$R_d \approx d + \frac{(h_O - h_S)^2}{2d}$$

$$R_o \approx d + \frac{(h_O + h_S)^2}{2d}$$



Slika 9.1: Radijski val nad ravno površino Zemlje.

Električno polje na mestu sprejemne antene je kazalčna vsota neposrednega in odbitega vala

$$\vec{E}_S = \vec{E}_d + \vec{E}_o$$

Pri računanju kazalčne vsote moramo torej upoštevati tako amplitudo kot fazo.

$$\vec{E}_S = |\vec{E}_d| \cdot e^{-jkR_d} + |\vec{E}_o| \cdot \Gamma \cdot e^{-jkR_o} = \sqrt{2P_d Z_0} \cdot e^{-jkR_d} + \sqrt{2P_o Z_0} \cdot \Gamma \cdot e^{-jkR_o}$$

Neposredni in odbiti val sta za večino oddajnih anten v glavnem snopu antene z dobitkom  $G_O$ . Ker je kot med neposrednim in odbitim žarkom majhen, neposrednega in odbitega vala običajno ne moremo ločiti s smernim diagramom sprejemne ali oddajne antene.



$$\bar{E}_S = \sqrt{\frac{2P_O G_O Z_0}{4\pi R_d^2}} \cdot e^{-jkR_d} + \sqrt{\frac{2P_O G_O Z_0}{4\pi R_o^2}} \cdot \Gamma \cdot e^{-jkR_o}$$

Poti neposrednega in odbitega vala sta približno enako dolgi, kar ima majhen vpliv na amplitudo, zato pot direktnega in odbitega vala v prispevku amplitude lahko zamenjamo z vodoravna razdalja med antenama  $d$ . To dejstvo ne moremo uveljaviti pri fazi, ker ima še posebno v primeru visokih frekvenc, razlika med potmi direktnega in odbitega vala velik vpliv na fazo.

$$\bar{E}_S = \sqrt{\frac{2P_O G_O Z_0}{4\pi d^2}} \cdot (e^{-jkR_d} + \Gamma \cdot e^{-jkR_o})$$

Kot, pod katerim se radijski valovi odbijejo od zemeljske površine, je zelo majhen (reda nekaj stopinj). Pri nizkih vpadnih kotih je Zemlja gladka in deluje kot zrcalo. Pri nizkih vpadnih kotih je odbojnost zemeljske površine skoraj enaka 1, ne glede na prevodnost tal. Vpliv neravnosti tal je majhen. Neravnost, pri kateri površina še deluje kot zrcalo, opredeljuje Rayleighov kriterij

$$h < \frac{\lambda}{16 \cdot \sin\varphi}$$

Za valovno dolžino 1 m in vpadni kot  $1^\circ$  velja denimo  $h < 7$  m.

$$\bar{E}_S = \sqrt{\frac{2P_O G_O Z_0}{4\pi d^2}} \cdot (e^{-jkR_d} - e^{-jkR_o})$$

Ugotavljamo, da sta direktni in odbiti val enako polarizirana in imata skoraj enaki amplitudi. Odbiti val se od direktnega razlikuje le po fazi (zaradi daljše poti in spremembe faze pri odboju).

Končni rezultat za slabljenje takšne zveze je v obliki sprejete moči signala podan z enačbo

$$P_S = \frac{G_S \lambda^2}{4\pi} \cdot \frac{|\bar{E}_S|^2}{2Z_0} \approx \frac{G_S \lambda^2}{4\pi} \cdot \frac{P_O G_O}{4\pi d^2} \cdot |e^{-jkR_d} - e^{-jkR_o}|^2$$

$$P_S \approx \frac{P_O G_O G_S \lambda^2}{(4\pi d)^2} \cdot |e^{-jkR_d} - e^{-jkR_o}|^2$$

$$P_S \approx \frac{P_O G_O G_S \lambda^2}{(4\pi d)^2} \cdot 4 \sin^2(kR_d - kR_o)$$

$$P_S \approx \frac{P_O G_O G_S \lambda^2}{(4\pi d)^2} \cdot 4 \sin^2\left(\frac{2\pi}{\lambda} \left(d + \frac{(h_o - h_s)^2}{2d} - d - \frac{(h_o + h_s)^2}{2d}\right)\right)$$

$$P_S \approx \frac{P_O G_O G_S \lambda^2}{(4\pi d)^2} \cdot 4 \sin^2\left(\frac{\pi}{d\lambda} \left((h_o - h_s)^2 - (h_o + h_s)^2\right)\right)$$

$$P_S \approx \frac{P_O G_O G_S \lambda^2}{(2\pi d)^2} \cdot \sin^2\left(\frac{2\pi h_o h_s}{d\lambda}\right)$$

Prvi del izraza predstavlja slabljenje v praznem prostoru, drugi del pa dodatek zaradi interference. Vidimo, da je moč na sprejemni strani odvisna od višine sprejemne antene. Pri majhnih višinah obeh anten nad ravno zemeljsko površino je interferenca med neposrednim in odbitim valom uničujoča in znatno slabi polje na mestu sprejema. Njena vrednost se spreminja po sinusu. Pri tleh je enaka nič, ker imata oba vala enako dolgo pot, odbitemu pa se obrne faza, interferenca je zato destruktivna.

Pri velikih višinah anten prispevki neposrednega in odbitega vala lahko tudi seštejejo v fazi in dobimo zaradi odboja celo močnejše polje kot pri enako dolgi zvezi v praznem prostoru. Prvi maksimum leži pri

$$\frac{2\pi h_0 h_s}{d\lambda} = \frac{\pi}{2}$$

$$h_s = \frac{d\lambda}{4h_0}$$

**Primer:**

Določite prvi in drugi maksimum polja na sprejemnem mestu, ki je od oddajne antene na višini 300 m oddaljeno 20 km. Valovna dolžina valovanja je 1 m.

$$h_s = \frac{d\lambda}{4h_0} = \frac{20 \text{ km} \cdot 1 \text{ m}}{4 \cdot 300 \text{ m}} = 17 \text{ m}$$

Pojav je najbolj izrazit blizu tal, pri višjih višinah ima odbiti val daljšo pot kot direktni, zato minimumi niso tako globoki kot pri tleh.

Spoznali smo, da sprejemna antena ne sme biti čisto blizu tal in da ima pojav optimalno višino, torej višja antena ni vedno boljša. Iz primerov se vidi, da je pojav relevanten za metrske valove, za centimetrške pa ne več saj zemeljska površina ni več ravna.

**Primer:**

Zvezo WLAN na frekvenci 2,45 GHz napeljemo med dvema stolpnicama višine 30 m, da premostimo vodoravno razdaljo 3 km. Zvezo moti odboj od tal, ki so v danem frekvenčnem pasu in pri položnih vpadnih kotih skoraj gladka. Sprejemnik opremimo z dvema antenama na različnih višinah za prostorsko raznolikost. Kolikšen mora biti pokončni razmik med antenama, da se ena antena nahaja v maksimumu pola takrat, ko je druga antena v minimumu?

**Primer:**

Radarska antena se nahaja na tovornjaku na višini 3 m nad ravno okolico in deluje na frekvenci 1 GHz. Radarju se približuje letalo na višini 300 m nad tlemi. Na kateri vodoravni razdalji odmev od letala oslabi uničujoča interferenca odboja od tal?

V primeru zemeljske radijske zveze sta višini obeh anten majhni glede na razdaljo med antenama, zato je argument sinusa majhen in lahko vrednost sinusa kar nadomestimo z argumentom.

$$P_s \approx \frac{P_o G_o G_s \lambda^2}{(2\pi d)^2} \left( \frac{2\pi h_o h_s}{d\lambda} \right)^2 = \frac{P_o G_o G_s (h_o h_s)^2}{d^4}$$

V tem slučaju ugotovimo, da raste slabljenje takšne radijske zveze s četrto potenco razdalje, v nasprotju z zvezo v praznem prostoru, kjer raste slabljenje le s kvadratom razdalje. Kot vidimo je moč sprejetega signala oziroma slabljenje zveze povsem neodvisno od uporabljene frekvence zveze.

**Primer:**

Določite slabljenje (v dB) med izotropnima antenama ( $G_o=G_s=1$ ) nad avtocesto na medsebojni dolžini 1 km. Bazna postaja se nahaja na višini 20 m, mobilni uporabnik v avtomobilu pa na višini 1 m.

Na avtocesti je Rayleigh-jev kriterij izpolnjen.

$$\frac{P_s}{P_o} = \frac{G_o G_s (h_o h_s)^2}{d^4}$$

$$a[\text{dB}] = 10 \log \left( \frac{P_s}{P_o} \right) = 10 \log \left( \frac{G_o G_s (h_o h_s)^2}{d^4} \right)$$

$$a[\text{dB}] = 10 \log \left( \frac{1 \cdot 1 \cdot (h_o h_s)^2}{d^4} \right) = 10 \log \left( \frac{(20 \text{ m} \cdot 1 \text{ m})^2}{(1000 \text{ m})^4} \right) = 10 \log \left( \frac{400}{10^{12}} \right) = -94 \text{ dB}$$

**Primer:**

Določite slabljenje (v dB) za primer zveze med avtomobiloma z izotropnima antenama ( $G_o=G_s=1$ ) nizko nad avtocesto na medsebojni dolžini 1 km. Oddajna in sprejemna antena na avtomobilu sta na višini 1 m.

Na avtocesti je Rayleigh-jev kriterij izpolnjen.

$$a[\text{dB}] = 10 \log \left( \frac{G_o G_s (h_o h_s)^2}{d^4} \right) = 10 \log \left( \frac{1 \cdot 1 \cdot (h_o h_s)^2}{d^4} \right)$$

$$a[\text{dB}] = 20 \log(h_o) + 20 \log(h_s) - 40 \log(d)$$

$$a[\text{dB}] = 20 \log(h_o [\text{m}]) + 20 \log(h_s [\text{m}]) - 40 \log(d [\text{km}]) - 120 \text{ dB}$$

$$a[\text{dB}] = 20 \log(1) + 20 \log(1) - 40 \log(1) - 120 \text{ dB} = \underline{\underline{-120 \text{ dB}}}$$

**Primer:**

Določite za koliko se poveča slabljenje (v dB) za prejšnja primera zveze med izotropnima antenama ( $G_o=G_s=1$ ) nad avtocesto, če se medsebojna dolžina podvoji.

Na avtocesti je Rayleigh-jev kriterij izpolnjen.

$$d' = 2d$$

$$a[\text{dB}] = 20 \log(h_o [\text{m}]) + 20 \log(h_s [\text{m}]) - 40 \log(d [\text{km}]) - 120 \text{ dB}$$

$$a'[\text{dB}] = 40 \log \left( \frac{d'}{d} \right) = 40 \log(2) = 40 \cdot 0,3 = \underline{\underline{12 \text{ dB}}}$$

**Primer:**

Določite za koliko se poveča slabljenje (v dB) za prejšnje primere zveze med izotropnima antenama ( $G_o=G_s=1$ ) nad avtocesto, če se medsebojna dolžina poveča za desetkrat.

Na avtocesti je Rayleigh-jev kriterij izpolnjen.

$$d' = 10d$$

$$a'[\text{dB}] = 40 \log\left(\frac{d'}{d}\right) = 40 \log(10) = 40 \cdot 1 = \underline{\underline{40 \text{ dB}}}$$

Dodatno slabljenje zaradi interference lahko zmanjšamo le z večjo višino obeh anten nad zemeljsko površino.

Izraz za vstavitveno slabljenje radijske zveze pri odboju valovanja od ravnih tal nam zelo dobro opisuje tudi slučaj 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  $d$ . Ta potencia se giblje v mejah od 3 do 5.

V slučaju radijske zveze zemeljske postaje z letalom ali umetnim satelitom povzroča odboj od površine tal nadležno nihanje jakosti signala. Ker so vpadni koti večji, se vplivu odbitih valov lahko izognemo z uporabo usmerjenih anten. Interferenco z odbitimi valovi omejimo tudi z uporabo krožne polarizacije, ker ima odbojnost tal pri večjih vpadnih kotih različen predznak za vertikalno oziroma horizontalno polarizacijo in zato menja smer vrtenja krožno polariziranega vala.

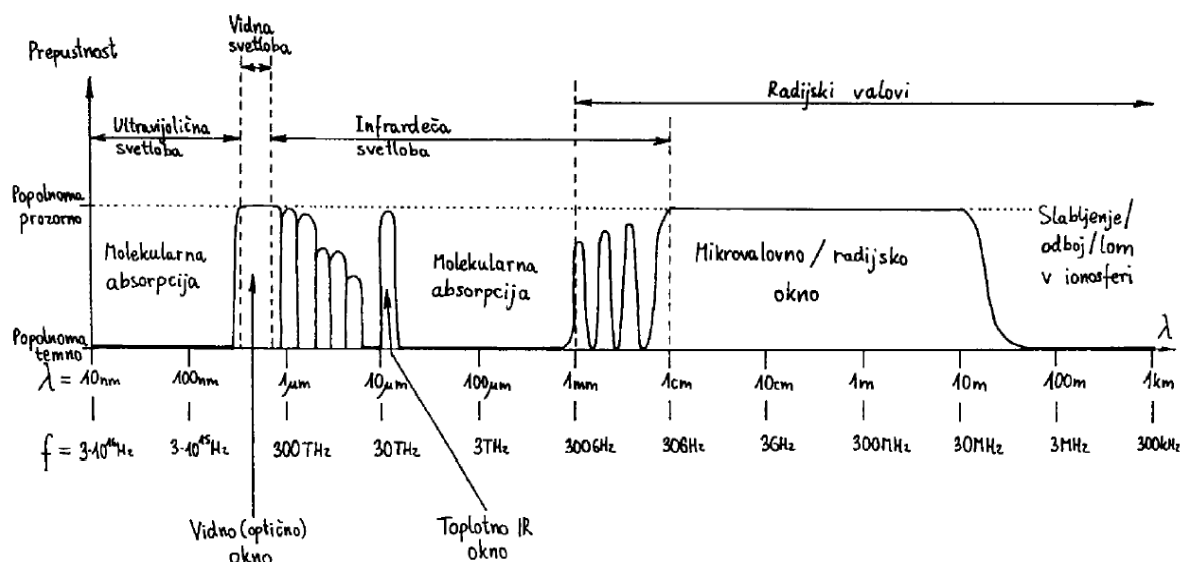
## 10. Propustnost zemeljskega ozračja za radijske zveze

Pozornost pri izbiri delovne frekvence komunikacijske zveze je fizikalno direktno odvisna od lastnosti razširjanja elektromagnetnega valovanja skozi zemeljsko ozračje. Prepustnost zemeljskega ozračja za elektromagnetno valovanje je prikazana na sliki 10.1. Zemeljsko ozračje je popolnoma prozorno za zelo obširna področja valovnih dolžin oziroma frekvenc. Za druga obširna področja je zemeljsko ozračje popolnoma neprozorno zaradi resonanc molekul plinov, ki ga sestavljajo.

Zemeljsko ozračje ima tri uporabna okna z majhnim slabljenjem:

- vidno (optično) okno,
- toplotno dolgovalovno infrardeče okno in
- mikrovalovno oziroma radijsko okno.

Radijski spekter sega od zelo nizkih frekvenc pa do 2 GHz. Mikrovalovni frekvenčni spekter sega približno od 2 GHz do 30 GHz, medtem, ko milimetrski frekvenčni spekter sega od 30 GHz do 300 GHz. Za mikrovalovni frekvenčni spekter je značilno, da se elektromagnetno valovanje širi do zelo dolgih razdalj ter lažje prodira skozi stavbe, gozdove itd., vendar pa ne smemo zanemariti dejstva, da mu izgube povzročajo slabljenje v odprtem prostoru. V milimetrskem frekvenčnem področju je širjenje elektromagnetnega valovanja nekoliko oteženo, saj je omejeno na nekaj kilometrov ali celo manj kot kilometer ter težje prodira skozi trde snovi. Izgube povzročajo zlasti atmosferski plini, dež v prenosnem mediju, sipanje ter uklon elektromagnetnega valovanja.



Slika 10.1. Prepustnost zemeljskega ozračja za elektromagnetno valovanje.

Radijsko okno je pri visokih frekvencah omejeno z resonancami 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.

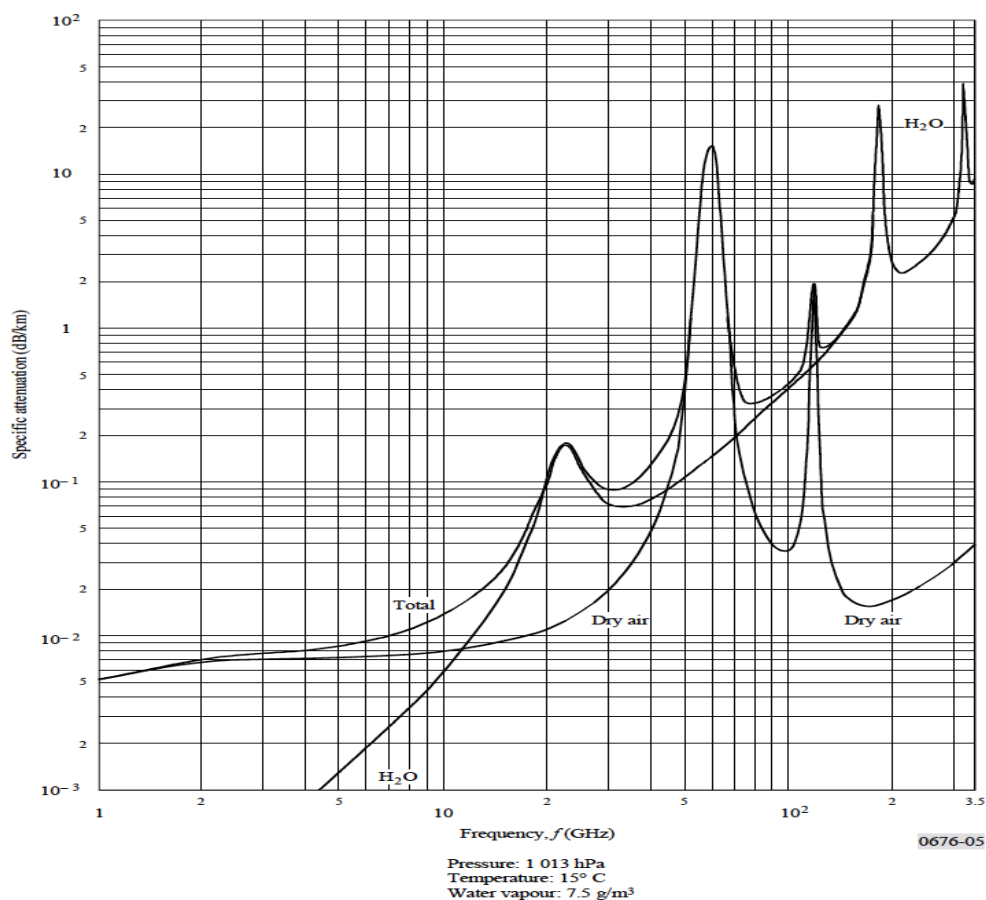
Med potovanjem elektromagnetnega valovanja skozi atmosfero, molekule kisika ter vodna para absorbirata določen delež energije elektromagnetnega valovanja ter s tem povzročita določeno slabljenje signala.

Pri določenih frekvencah, ki sovpadajo z mehansko resonančno frekvenco molekul atmosferskih plinov, se izgube ter s tem slabljenje znatno povečajo.

Slabljenje ozračja v radijskem področju je odvisno od višine oziroma zračnega tlaka in vsebnosti atmosferskih plinov. Zračni tlak pri nadmorski višini 0 m znaša približno 101,3 kPa ( $Pa=N/m^2$ ). Najbolj prisotna atmosferska plina sta dušik (78%) in kisik (21%). Prisotnost vodnih hlapov v zraku spremenljiva in odvisna od trenutne količine vlage v zraku. Slabljenje suhega zraka in vodnih hlapov je lepo prikazano na sliki 10.2.

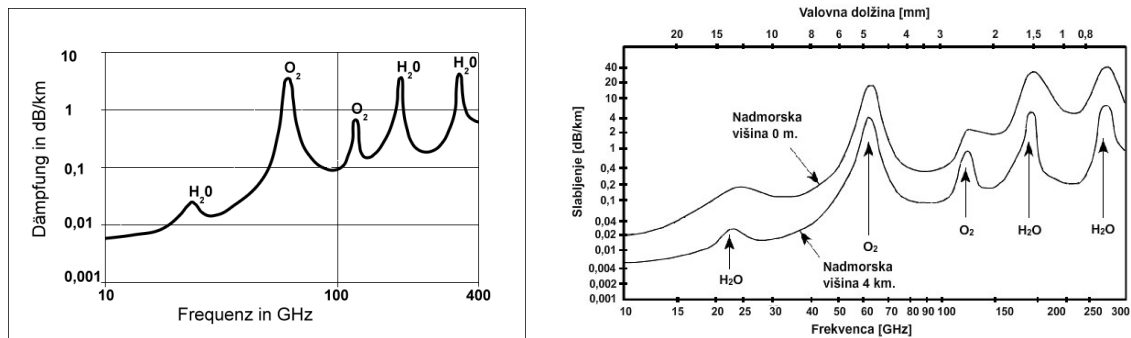
Slabljenje kisika  $O_2$  znaša kar 14 dB/km v frekvenčnem pasu okoli 60 GHz. Na višjih frekvencah se pridružijo še slabljenja drugih molekul plinov, ki sestavljajo ozračje. Praktično to pomeni, da leži zadnje uporabno radijsko okno v frekvenčnem pasu okoli 94 GHz. Na frekvencah nad 100 GHz oziroma pri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

Prikazanih je več vršnih vrednosti pri določenih frekvencah, kjer slabljenje zelo naraste. V mikrovalovnem področju je tovrstno slabljenje relativno nizko. Slabljenje, ki ga povzročajo molekule kisika, je pri 2 GHz približno 0,05 dB/km, medtem, ko pri 30 GHz znaša 0,02 dB/km. Od tu dalje začne slabljenje silovito naraščati ter doseže prvo vršno vrednost pri 60 GHz, ki znaša približno 15 dB/km. Nato začne upadati ter doseže prvi lokalni minimum pri frekvenci približno 100 GHz, kjer znaša približno 0,035 dB/km. Vpliv slabljenja, ki ga povzroča vodna para, se začne pri približno 8 GHz. Od tu dalje slabljenje raste in doseže prvo vršno vrednost pri frekvenci približno 24 GHz, kjer znaša približno 0,155 dB/km. Okoli frekvence 30 GHz pa pade na 0,08 dB/km, nato začne naraščati ter pri 100 GHz doseže vrednost 0,5 dB/km. Iz omejenega lahko sklepamo, da je vpliv molekul kisika ali vodne pare višji oz. nižji ter da pri določenih frekvencah eden od njiju prevlada.



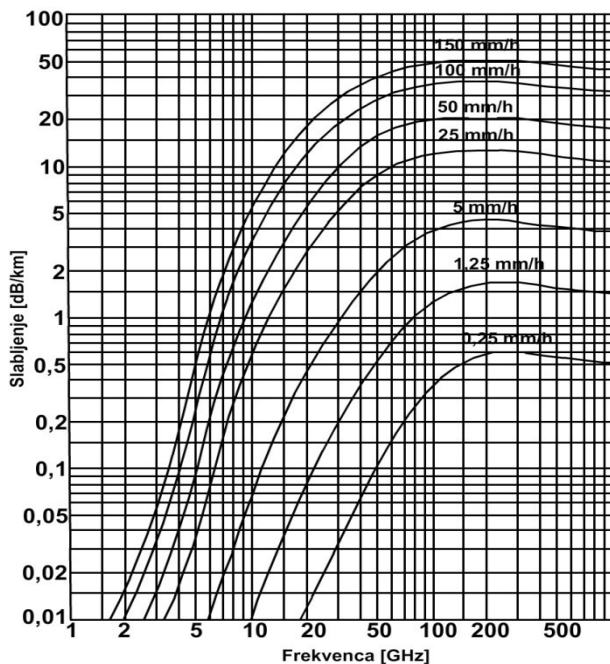
Slika 10.2. Slabljenje na kilometer zaradi atmosferskih plinov v področju od 1 GHz do 350 GHz.

Ker se z višino ozračje redči, je tudi slabljenje na višjih višinah nižje, kot prikazuje slika 10.3. Naslednji diagram prikazuje slabljenje v odvisnosti od frekvence, kjer sta všteta oba vpliva atmosferskih plinov, ter označuje, pri kateri frekvenci določen vpliv prevlada. Iz omenjenega diagrama sta razvidni dve frekvenčni področji, ki sta ugodni za komunikacijsko zvezo. Prvo področje sega od začetka mikrovalovnega spektra pa do okoli 60 GHz, kjer začne slabljenje silovito naraščati. Drugo področje pa sega od tu dalje do 100 GHz, kjer se slabljenje nekoliko zniža, vendar ne za toliko, kolikor znaša v prvem področju. Iz omenjenega sledi, da bo domet zveze v omenjenem frekvenčnem področju relativno krajši.



Slika 10.3. Slabljenje na kilometer v odvisnosti od nadmorske višine.

Velik vpliv na elektromagnetno valovanje ima tudi dež. Velikost dežne kapljice znaša približno toliko, kolikor znaša valovna dolžina elektromagnetnega valovanja v mikrovalovnem ter milimetrskem frekvenčnem spektru. Iz tega sledi, da lahko dežna kapljica povzroči odboj elektromagnetnega valovanja v vse smeri. Temu pojavu drugače pravimo tudi sipanje, kjer za razliko od loma in odboja naključno porazdeljeni delci snovi (molekule), v našem primeru dežne kapljice, povzročijo odboj elektromagnetnega valovanja v vse smeri ter s tem povzročijo težje prodiranje elektromagnetnega valovanja skozi prenosni medij.



Slika 10.4. Izgube na dolžino v odvisnosti od frekvenca pri različni intenziteti dežja. (vir: Federal communications commission (FCC), 1997, str. 13).

V Sloveniji se zelo redko pojavljajo tropske nevihte, kjer znaša intenziteta dežja okoli 100 mm/h. Bolj pogoste so namreč poletne nevihte, kjer znaša intenziteta dežja približno 55 mm/h. Omenjena intenziteta povzroči slabljenje na dolžino pri frekvencah od 6 do 18 GHz približno od 0,25 do 4,5 dB/km ter nato pri 70 oz. 80 GHz strmo naraste ter doseže slabljenje od 15 do 20 dB/km. Iz tega je razvidno, da se slabljenje na dolžino občutno viša z višanjem frekvenca.

## 11. Presih in raznolikost sprejema v radijski zvezi

### 11.1. Presih sprejema

Presih (angl. fading) je pojav v radijski zvezi, pri katerem se sprejeta moč oziroma polje na mestu sprejemnika s časom spreminjata, zaradi kakršnekoli spremembe prostora med oddajnikom in sprejemnikom. Vzroki za spreminjanje moči na sprejemniku in s tem na kvaliteto sprejema so v resničnih okoliščinah radijske zveze precej različni, pri čemer igrata največjo vlogo slabljenje ozračja in položaj ovir.

Najizrazitejši vzrok presiha na sprejemniku je večpotje, zaradi katerega se na sprejemnem mestu seštevajo valovi, ki so prispeli do njega po različnih poteh. Že pri preprostem odboju vala od tal je polje na sprejemniku rezultanta direktnega in odbitega vala. Val se lahko odbije tudi od drugih objektov v prostoru, pri čemer zaradi velikega števila odbojev jakost sprejema ni enostavno določiti. Razmere pri takih odbojih niso prav natančno definirane in točen izračun dodatno zakomplicira dejstvo, da se odboji s časom počasi spreminjajo (pozimi sneg, poleti listje na drevju). Ker niso vsi objekti stacionarni, se pri odboju od gibajočih se predmetov zaradi Dopplerjevega pojava spremeni tudi frekvenca valovanja. Najtežje obvladljivo je stanje, ko se premika sprejemnik, ki ima v okolici množico stacionarnih in premikajočih se objektov (mobilna naprava v avtomobilu, ki vozi po mestni ulici).

Poleg večpotja zaradi različnih objektov, lahko presih na sprejemu povzroči tudi ozračje, ki se mu iz različnih razlogov spreminja slabljenje. Glede na Fresnelova področja polje na sprejemnem mestu lahko interpretiramo kot vsoto delnih valov, ki pridejo od oddajne do sprejemne antene po različnih poteh prostora. Če se lastnosti teh delnih poti s časom spreminjajo zaradi spreminjanja lomnega količnika ozračja, se spreminja tudi interferenčno polje.

Nekateri od pojavov, ki povzročajo presih so hitri, drugi pa počasni. Mehanizmi počasnega presiha povzročajo blage spremembe, minimumi v polju so neizraziti. Proti počasnemu presihu se zato načeloma borimo z rezervo moči.

Do hitrega presiha pride takrat, ko so poti dolge in zato že majhna sprememba propagacijskih lastnosti povzroči velike spremembe faze (Če se fazno število spremeni za milijoninko, kar je res majhna in prav verjetna sprememba, če se vlaga spremeni za nekaj 10 odstotkov, se bo faza po 500000 valovnih dolžinah obrnila. Pri valovni dolžini 3 cm je to že po petnajstih kilometrih!). Za mehanizme, ki povzročajo hitre spremembe, je značilno da (sicer res kratkotrajno) povzročajo tako velik upad signala, da za njegovo obvladanje rezerva moči ne bi bila gospodarna.

Različni mehanizmi hitrega presiha pripeljejo do različnih računskih modelov obravnavanja presiha. Načelno se modeli razlikujejo po številu poti, ki jih upoštevajo in po tem, ali so vplivi posameznih poti približno enaki, ali pa eden izmed njih (recimo direktni val) prevladuje. Posledica tega je različna gostota porazdelitve jakosti sprejemanega signala, denimo Maxwelllova ali Rayleighova.

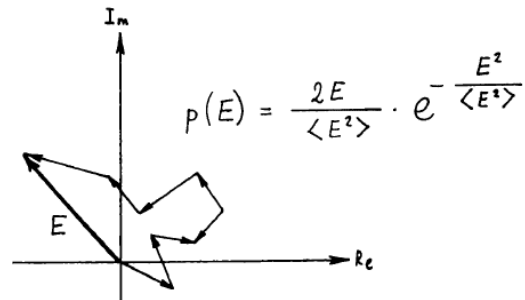
Najslabši slučaj presiha sprejetega polja je razširjanje radijskih valov po več različnih poteh **brez neposredne radijske vidljivosti** (angl. non-line-of-sight). Tedaj je sprejeto polje kazalčna vsota velikega števila majhnih in približno enako velikih prispevkov. Takšni primeri so mobilna zveza brez neposredne vidljivosti, kjer se seštevajo odboji in ukloni, zveza preko sipanja v troposferi ter zveza preko loma in odboja od ionosfere.

Kazalčna vsota velikega števila majhnih prispevkov istega velikostnega razreda, ki pa imajo naključno amplitudo in fazo daje skupni kazalec z naključno amplitudo in fazo. V kartezičnih koordinatah to pomeni, da imata tako realna komponenta kot imaginarna komponenta kazalčne vsote Gauss-ovo porazdelitev gostote verjetnosti.

Zmogljivost zveze določa predvsem sprejeta moč oziroma amplituda sprejetega polja. Pri pretvorbi kartezičnega koordinatnega sistema (realna in imaginarna komponenta) v polarni koordinatni sistem (amplituda in faza) dobimo Rayleigh-ovo porazdelitev gostote verjetnosti za amplitudo polja in povsem naključno fazo (vse faze so enako verjetne). Rayleigh-ova porazdelitev gostote verjetnosti amplitude polja  $p(E)$  je prikazana na sliki 10.1.

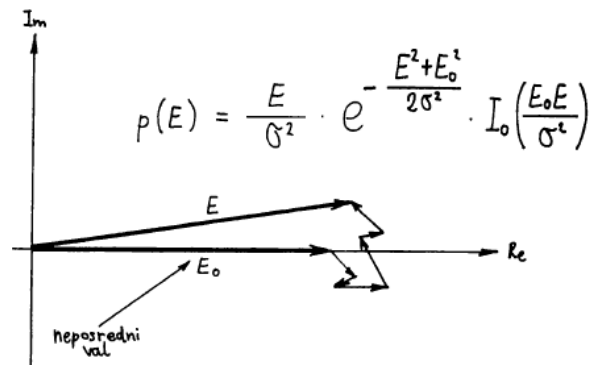
Rayleigh-ova porazdelitev gostote verjetnosti amplitude sprejetega polja  $p(E)$  je natančno določena z enim samim podatkom: srednjo vrednostjo kvadrata sprejetega polja  $\langle E^2 \rangle$  oziroma povprečno močjo sprejetega signala  $\langle P_s \rangle$ . Rayleigh-ova porazdelitev daje pri enaki povprečni moči sprejetega signala  $\langle P_s \rangle$  največjo verjetnost, da bo jakost sprejetega polja zelo majhna in s tem tudi največjo verjetnost izpada radijske zveze.





Slika 11.1. Rayleigh-ova porazdelitev gostote verjetnosti.

Radijska zveza z **neposredno vidljivostjo** (angl. line-of-sight), ki jo motijo odboji, vsekakor predstavlja izboljšanje glede na Rayleigh-ovo statistiko. Primera sta mikrovalovna zveza z odboji oziroma mobilna zveza z vidljivostjo. Kazalčna vsota enega velikega prispevka (neposredni žarek) in velikega števila majhnih prispevkov (odboji in ukloni) daje skupni kazalec z amplitudo in fazo, ki le malo odstopata od velikega prispevka. Pripadajoča porazdelitev gostote verjetnosti jakosti sprejetega polja  $p(E)$  je Rice-jeva porazdelitev, ki je prikazana na sliki 11.2.



Slika 11.2. Rice-jeva porazdelitev gostote verjetnosti.

Rice-jeva porazdelitev potrebuje za natančen opis dva parametra: jakost velikega (neposrednega) kazalca  $E_0$  in srednje kvadratno odstopanje vsote malih prispevkov. Pri enaki povprečni moči sprejema daje seveda Rice-jeva porazdelitev znatno manjšo verjetnost izpada radijske zveze.

## 11.2. Izpad zveze in raznoliki sprejem

Za načrtovalce sistemov je važno predvsem to, koliki del skupnega časa bo signal padel pod določen minimum in koliko časa bo posamezen izpad trajal (oboje seveda statistično). Potem se bo odločil, ali ga lahko obvlada zgolj z zaščito proti napakam, ali pa bo potrebno močnejše ukrepe, ki jih prinaša raznoliki sprejem.

Raznolikih sprejemov je več vrst. Hitri presih je očitno pomembno odvisen od frekvence signala, saj gre v samem bistvu za valovni pojav. Ker se pojavljajo 'luknje' v signalu izolirano in časovno omejeno, je skrajno neverjetno, da bi se luknja pojavila hkrati pri dveh frekvencah, ki sta dovolj vsaksebi. Če torej oddajamo na dveh frekvencah hkrati, bo vedno vsaj na eni izmed obeh signala dovolj.

Če razumemo to razmišljanje, ni težko razmeti tudi naslednjega: enak mehanizem velja tudi, če imamo na sprejemni strani dve sprejemni anteni na različnih, med seboj primerno oddaljenih mestih. Kraj in frekvenca se v valovnih funkcijah namreč vedno pojavljata v produktu, tako da so funkcije enega in drugega enake. Koliko je 'primerno' in 'dovolj' pa je odvisno od tega, kako hitro si sledijo luknje. Čim hitreje si, tembolj narazen morata biti sprejema v frekvenci ali prostoru, da ne bosta medsebojno korelirana.

Princip večih frekvenc za prenos uporablja sistem mobilne telefonije GSM. V grobem gre za to, da zveza kar naprej skače od ene frekvence k drugi, pravzaprav vse zveze na tak način 'krožijo' med frekvencami. Tudi če na eni izmed frekvenc zaradi presluha ni signala, te luknje zato ni ves čas

deležna ena zveza, temveč vsaka le tako malo časa, da lahko izpad signala obvlada s tehnikami zaščite proti napakam.

## 12. Zmogljivost radijske zveze in spektralna učinkovitost

Za končnega uporabnika katerekoli komunikacijske zveze je vsekakor edini pomemben podatek količina prenesenih informacij in čas, ki je bil potreben za prenos, kar se vrednosti s parametrom zmogljivosti zveze. Zmogljivost radijske komunikacijske zveze lahko ocenimo na enak način kot vse ostale vrste brezvrvičnih in vrvičnih zvez. Z namenom primerjave zmogljivosti različnih vrst zvez za prenos informacij, analognih in številskih (digitalnih), je smiselno izbrati enotno merilo. To enotno merilo je količina informacije v signalu, ki jo najboljše ovrednoti Shannonov izrek<sup>1</sup>.

$$I = \frac{1}{2} \log \left( 1 + \frac{W_S}{W_N} \right)$$

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).

$$I = \frac{1}{2} \log_2 \left( 1 + \frac{W_S}{W_N} \right) \text{ [dvojiške številke]}$$

Zmogljivost komunikacijske zveze ustreza količini informacije, ki jo zveza lahko prenese v določenem času. Zmogljivost je torej kvocient med količino informacije in spremembo časa.

$$C = \frac{dI}{dt} = \frac{1}{2 \cdot \Delta t} \log_2 \left( 1 + \frac{W_S}{W_N} \right) \text{ [bit/s]}$$

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 Nyquistovem izreku<sup>2</sup> 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 ter močmi signala  $P_S$  in šuma oziroma motenj  $P_N$ .

$$C = B \cdot \log_2 \left( 1 + \frac{P_S \cdot \Delta t}{P_N \cdot \Delta t} \right) = B \cdot \log_2 \left( 1 + \frac{P_S}{P_N} \right)$$

### Primer:

WiFi dostopna točka ima prenosno zmogljivost 54 Mbit/s v radiofrekvenčnem kanalu širine 20 MHz. Izračunajte zahtevano razmerje signal/šum v decibelih?

$$\frac{P_S}{P_N} = 2^{\frac{C}{B}} - 1 = 2^{\frac{54 \cdot 10^6 \text{ bit/s}}{20 \cdot 10^6 \text{ Hz}}} - 1 = 2^{2,7} - 1 = 6,5 - 1 = 5,5$$

$$\frac{P_S}{P_N} [\text{dB}] = 10 \cdot \log \left( \frac{P_S}{P_N} \right) = 10 \cdot \log(5,5) = \underline{\underline{7,4 \text{ dB}}}$$

Shannonov izrek seveda predstavlja le gornjo teoretsko mejo za informacijo in za zmogljivost. Količina prenesene informacije in zmogljivost resnične zveze sta lahko le manjši od teoretske gornje meje.

Pri preučevanju zmogljivosti radijske zveze je smiselno privzeti, da je moč šuma oziroma motenj enakomerno porazdeljena po frekvenčnem spektru. Vsaj za toplotni šum, ki ga vedno srečamo v

<sup>1</sup> Claude E. Shannon, "A Mathematical Theory of Communication", Bell System Technical Journal, 27 (3), pp. 379–423, July 1948.

<sup>2</sup> Harry Nyquist, 1924.

radijskih zvezah, velja da ima preprosto definirano spektralno gostoto moči  $N_0$  kot produkt Boltzmannove konstante  $k_B$  in šumne temperature  $T$ .

$$P_N = B \cdot N_0 = B \cdot k_B \cdot T$$

Pri velikem številu motilcev je povsem umestno sklepanje, da je tudi moč radijskih motenj premosorazmerna pasovni širini.

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.

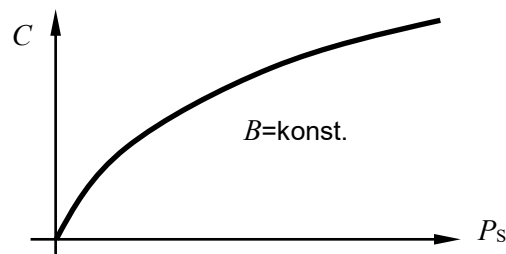
Za želeno zmogljivost zveze imamo na voljo izbiro pasovne širine in moči signala

$$C = B \cdot \log_2 \left( 1 + \frac{P_S}{B \cdot k_B \cdot T} \right)$$

Zmogljivost zveze se vedno povečuje z večanjem pasovne širine in z večanjem moči oddajnika, kar da večjo moč  $P_S$  v sprejemniku. V obeh primerih naraščanje zmogljivosti ni enakomerno in krivulji se žal vztrajno izravnavata z abscisno osjo.

V primeru, da je pasovna širina konstantna, se s povečevanjem moči sprejetega signala zmogljivost povečuje, kot to prikazuje slika 12.1. Vpliv moči sprejetega signala  $P_S$  gre po preprosti logaritemski krivulji, ki se prav tako izravnavata, vendar vsaj v teoriji nikoli ne doseže zasičenosti. Praktično pa logaritemska krivulja pomeni, da potrebna moč oddajnika narašča eksponentno z zahtevo po večji zmogljivosti. 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.



Slika 12.1. Vpliv moči signala na zmogljivost zveze.

#### Primer:

Usmerjena radijska zveza točka-točka dosega zmogljivost 100 Mbit/s z oddajnikom moči 1 W v pasovni širini 40 MHz. Kolikšno moč oddajnika potrebujemo za povečanje zmogljivosti radijske zveze na 150 Mbit/s, če ostanejo vsi ostali podatki radijske zveze nespremenjeni, vključno s pasovno širino. Privzemimo, da povečanje moči ne vpliva na popačenje kakovostne radijske zveze.

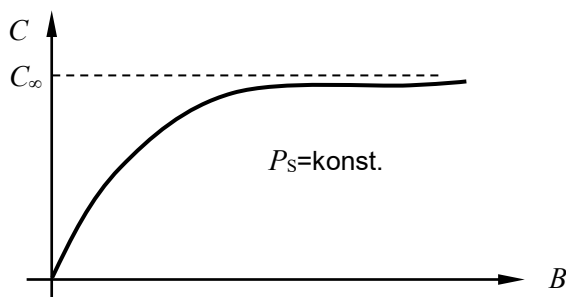
$$C = B \cdot \log_2 \left( 1 + \frac{P_S}{P_N} \right)$$

$$\frac{P_S}{P_N} = 2^{\frac{C}{B}} - 1 = 2^{\frac{100}{40}} - 1 = 4,657$$

$$\left( \frac{P_S}{P_N} \right)' = 2^{\frac{C'}{B}} - 1 = 2^{\frac{150}{40}} - 1 = 12,45$$

$$P' = P \cdot \frac{\left( \frac{P_S}{P_N} \right)'}{\frac{P_S}{P_N}} = 1 \text{ W} \cdot \frac{12,45}{4,657} = \underline{\underline{2,6 \text{ W}}}$$

V primeru, da je moč signala konstantna, zmogljivost zveze doseže svojo limito, kot to prikazuje slika 12.1. Razlaga za pasovno širino 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 se zmogljivost približuje strogi gornji meji.



Slika 12.2. Vpliv pasovne širine na zmogljivost zveze.

Limita izraza za zmogljivost, ko gre pasovna širina v neskončnost, znaša

$$\lim_{B \rightarrow \infty} C = \lim_{B \rightarrow \infty} B \cdot \log_2 \left( 1 + \frac{P_s}{B \cdot k_B \cdot T} \right) = \frac{1}{\ln 2} \cdot \frac{P_s}{k_B \cdot T} \approx 1,4427 \cdot \frac{P_s}{k_B \cdot T}$$

Pri tem računski faktor 1,4427 oziroma 1,592 dB sledi iz izbrane merske enote za zmogljivost v bitih (dvojiških številkah) na sekundo.

#### Primer:

Radijska zveza z zmogljivostjo 11 Mbit/s uporablja pasovno širino 7 MHz. Kolikšno zmogljivost bi dosegla zveza z oddajnikom iste moči in enako spektralno gostoto šuma sprejemnika, ko pasovna širina ni omejena. ( $k_B = 1,38 \cdot 10^{-23}$  J/K)

$$C = B \cdot \log_2 \left( 1 + \frac{P_s}{B \cdot N_0} \right) \quad \frac{P_s}{N_0} = B \cdot \left( 2^{\frac{C}{B}} - 1 \right)$$

$$C' = B \cdot \log_2 \left( 1 + \frac{P_s}{B \cdot N_0} \right) \Big|_{B \rightarrow \infty} = \frac{P_s}{N_0 \ln 2} = \frac{1}{\ln 2} \frac{P_s}{N_0} = \frac{1}{\ln 2} B \cdot \left( 2^{\frac{C}{B}} - 1 \right)$$

$$C' = \frac{B}{\ln 2} \cdot \left( 2^{\frac{C}{B}} - 1 \right) = \frac{7 \cdot 10^6 \text{ MHz}}{\ln 2} \cdot \left( 2^{\frac{11 \cdot 10^6 \text{ Mbit/s}}{7 \cdot 10^6 \text{ MHz}} - 1} \right) = \underline{\underline{19,9 \text{ Mbit/s}}}$$

Načrtovanje radijske zveze torej zahteva skrbno izbiro pasovne širine in moči oddajnika glede na ceno posamezne dobrine. Ker radijska zveza s satelitom na veliki razdalji vnaša visoko vstavitveno slabljenje in je moč oddajnika na krovu satelita zelo omejena, se v satelitski zvezi žrtvuje večjo pasovno širino, da se za prenos informacije porabi manj energije.

V zemeljski radijski zvezi kratkega dometa moč oddajnika ne predstavlja omejitve, zato se običajno varčuje z dragoceno pasovno širino radijskega spektra. V takšni zvezi običajno stremimo za **visoko spektralno učinkovitost**, to je razmerjem med zmogljivostjo in pasovno širino.

$$\frac{C}{B} = \log_2 \left( 1 + \frac{P_s}{P_N} \right) \quad [\text{bit/s/Hz} = \text{bit}]$$

Predvsem lastniki radijskih omrežij in zvez (telekomunikacijski operaterji), ki morajo za pasovno širino radijskega spektra plačevati, denar pa dobijo od prenesenih informacij, stremijo za visoko spektralno učinkovitostjo. V skrbno načrtovanih zemeljskih zvezah lahko spektralna učinkovitost doseže vrednost 10 bit/s/Hz, v satelitskih zvezah pa redkokdaj preseže 1 bit/s/Hz. Želena spektralna učinkovitost skušamo doseči z uporabo primerne modulacije in kodiranja.

Radijske zveze so se začele pred dobrim stoletjem s telegrafijo z ročno oddajo in sprejemom na sluh. Večina obdelave signalov je bila torej prepuščena človeškim glavam z vsemi človeškimi omejitvami. Pomanjkljivosti prvih radijskih oddajnikov in sprejemnikov so znižale spektralno učinkovitost še precej pod vrednost 0,02 bit/s/Hz, ki je prikazana v tabeli 1. Strojna oprema, bolj točno radioteleprinter, je sredi prejšnjega stoletja omogočila za en velikostni razred hitrejši prenos sporočil in prav tako za en velikostni razred boljšo spektralno učinkovitost. Šele sodobne radijske zveze, na primer GSM telefon, se s spektralno učinkovitostjo preko 1bit/s/Hz počasi bližajo teoretskim mejam za dano vrsto modulacije.

Povečanje spektralne učinkovitosti še za en velikostni razred glede na sodobne radijske zveze je sicer možno, ampak je tehnično zelo zahtevno. Razen zviševanja razmerja signal/šum lahko povečamo učinkovitost izrabe radiofrekvenčnega prostora še na druge načine. Trenutno izgledajo najbolj obetavni sistemi MIMO (angl. Multiple-In-Multiple-Out) z več oddajnimi in več sprejemnimi antenami, ki izkoriščajo odboje, razširjanje po več različnih poteh in raznoliki sprejem za povečanje skupne zmogljivosti radijske zveze.

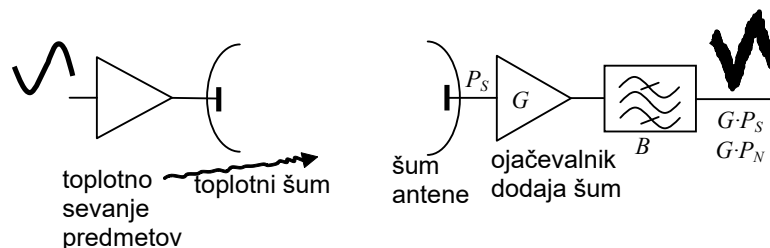
zveza	leto	$C$	$B$	$C/B$
telegrafija (sprejemnik na sluh)	1900	10 bit/s	500 Hz	0,02 bit/s/Hz
radioteleprinter	1950	50 bit/s	250 Hz	0,2 bit/s/Hz
GSM telefonija	1991	271 kbit/s	200 kHz	1,355 bit/s/Hz
DVB-T	1997	32 Mbit/s	8 MHz	4 bit/s/Hz
DVB-S	1997	45 Mbit/s	36 MHz	1,25 bit/s/Hz
Wi-Fi IEEE 802.11a/g	2003	45 Mbit/s	20 MHz	2,7 bit/s/Hz
ADSL2	2003	12 Mbit/s	1,3 MHz	9,2 bit/s/Hz
LTE z MIMO	2009	300 Mbit/s	20 MHz	15 bit/s/Hz

### 13. Šum v radijskih komunikacijah

Ena od osnovnih omejitev zmogljivosti katerekoli zveze za prenos informacije so neželeni signali, ki se pojavijo v sprejemniku. Neželene signale običajno delimo na motnje in šume. Motnje v obliki presluhov povzročajo drugi uporabniki enakih ali podobnih vrst zvez. Šumi pa so naravna omejitev zvez in so vedno prisotni ne glede na ostale uporabnike podobnih vrst zvez.

Vsako radijsko zvezo načrtujemo za zahtevano razmerje signal šum. Občutljivost sprejemnika, ki je najnižja vrednost signala za zahtevano razmerje signal šum, je omejena s šumi. V radijskih komunikacijah je šum nezaželen naključni pojav, ki spremlja nastajanje, razširjanje in sprejemanje koristnega signala na celotni komunikacijski poti, ki jo prikazuje slika 13.1.

Celotna šumna moč na radijski zvezi je vsota moči vseh posameznih virov šuma na poti od nastanka koristnega signala do izhoda iz zadnje stopnje sprejemne naprave. Sprejem je dober le, če je razmerje med močjo koristnega signala in močjo šuma dovolj veliko. Za enako dober sprejem je to razmerje pri različnih vrstah modulacije različno.



Slika 13.1: Izvori šuma v radijski zvezi.

Ko je nivo koristnega signala dovolj visok, je dodatni šum zanemarljiv. Šum omejuje prenašanje predvsem šibkih signalov. Signala in šuma ni več mogoče ločiti, ko sta sestavljena v enoten signal.

Nivo koristnega signala lahko povečamo s povečanjem efektivne izsevane moči, z uporabo sprejemne antene z večjim dobitkom in z nižanjem šumnega števila sprejemnika.

Poznavanje šumnega števila ni željeno le, ker nas dodatni šum stane več denarja, ampak tudi, ker je to parameter, ki ovrednoti tako posamezne elemente oziroma naprave zveze, kot tudi celoten sistem. Če poznamo šumno število in ojačene vsakega izmed elementov zveze, lahko izračunamo skupno šumno število, kar je pri projektiranju zveze zelo pomemben parameter.

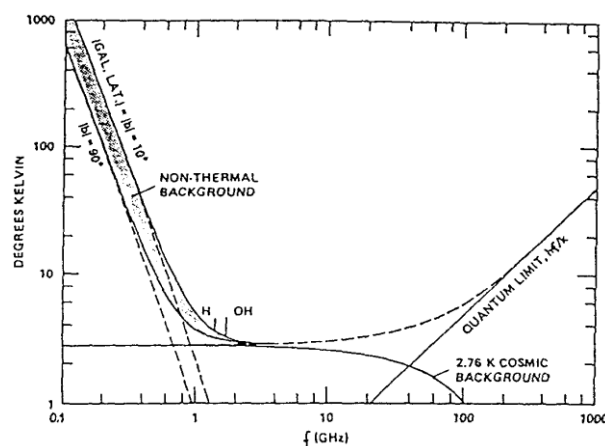
Šume v grobem delimo na tiste, ki nastajajo izven komunikacijske opreme in take, ki nastajajo v komunikacijski opremi. Zunanje šume sprejema antena iz okoliškega prostora. Medtem ko notranji šumi nastajajo v vseh pasivnih delih z izgubami, v vseh aktivnih delih sprejemnih antenskih naprav (ojačevalnikih, mešalnikih,..) in v sprejemniku. Za potrebe radijskih komunikacij smemo zaradi lažjega računanja predpostaviti, da so vsi notranji šumi, ki nastanejo v posameznih delih sprejemne antenske naprave, termični šumi, ne glede na to, kako ti šumi v resnici nastajajo.

### 13.1. Šumna temperatura antene

**Kozmični šum** ali galaktični šum je elektromagnetno sevanje kozmičnih virov (Sonce, Jupiter, zvezde, radiozvezde, galaksije, kozmični medprostor) v radijskem frekvenčnem spektru. Moč kozmičnega šuma, ki prihaja iz različnih smeri neba, je različna in obenem odvisna od frekvence, kot prikazuje slika 13.2. Sevanje iz smeri Rimske ceste je zaradi velike gostote izvorov večje kot iz ostalih smeri.

Poleg zvezno porazdeljenih virov (npr. Rimska cesta) in neenakomerno porazdeljenih virov (galaksije) so na nebu še močni točkasti viri kozmičnega šuma (npr. Sonce, zvezde in radijske zvezde). Ta šum upada s kvadratom frekvence in je prevladujoč naravni šum v frekvenčnem pasu od 30 MHz do 1 GHz, pri višjih frekvencah pa je nepomemben.

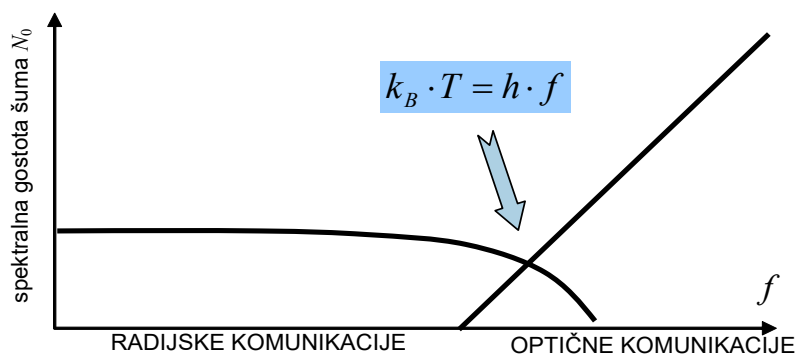
Izjema je Sonce, ki je zelo močan izvor kozmičnega šuma. Sevanje sonca je odvisno od valovne dolžine. [1] Na optičnem področju se Sonce lahko obravnava kot črno telo s konstantno temperaturo 6000 K. V mikrovalovnem področju je potrebno upoštevati, da je korona segreta na ekvivalentno temperaturo  $10^6$  K, kar ima za posledico šumno temperaturo  $2 \cdot 10^5$  K pri 1 GHz in 6000 K pri 100 GHz.



Slika 13.2: Radijski šum v vesolju.

Poleg sevanja porazdeljenih in točkastih kozmičnih virov pa je prisotno tudi **sevanje kozmičnega medprostora**, kar daje nebu značaj toplega šumnega ozadja (2,76 K). [2]

Elektromagnetno valovanje je sestavljeno iz končnega števila fotonov, kateri zaradi kvantne narave koristnemu signalu dodajajo zrnati (kvantni) šum. Ker se z rastočo frekvenco zvišuje energija posameznih fotonov, se pri enaki moči signala manjša število fotonov. Jakost zrnatega šuma je zato premosorazmerna frekvenci elektromagnetnega valovanja, kot je prikazano na sliki 13.3.



Slika 13.3: Meja med radijskimi in optičnimi komunikacijami.

<sup>1</sup> Christian Ho, Stephen Slobin, Anil Kantak, and Sami Asmar, »Solar Brightness Temperature and Corresponding Antenna Noise Temperature at Microwave Frequencies«, November 15, 2008.

<sup>2</sup> Leta 1964 sta Arno Penzias in Robert Woodrow Wilson iz Bell Telephone Laboratories zgradila radiometer, ki sta ga nameravala uporabiti za radioastronomske in satelitsko-komunikacijske poskuse. 20. maja 1964 sta naredila prve meritve, ki so pokazale prisotnost mikrovalovnega ozadja, kar so potrdili tudi fiziki. Penzias in Wilson sta leta 1978 za to odkritje dobila Nobelovo nagrado.



Vidimo, da je nastanek šuma vezan na lastnosti uporabljene fizikalne veličine (radijskih valov ali svetlobe) za prenos informacije.

Toplotno sevanje predmetov v okolici zveze in gradnikov zveze (oddajnikov, sprejemnikov, prenosne poti) proizvaja toplotni šum. V frekvenčnem področju radijskih (mikrovalovnih) zvez predstavlja toplotno (termično) sevanje daleč največji izvor šuma. Jakost šuma v radijskih zvezah zato opisujemo kar z nadomestno temperaturo šuma sevanja črnega telesa, čeprav izvor šuma ni nujno toplotno sevanje.

V področju radijskih frekvenc (pod 100 GHz) je zrnati (kvantni) šum zanemarljivo majhen v primerjavi s toplotnim sevanjem predmetov v okolju, v katerem živimo na temperaturi okoli 300 K. Zrnati šum lahko postane pomemben edino v radijskih zvezah na zelo visokih frekvencah v vesolju ali na nekem planetu, kjer so temperature precej nižje in frekvence radijske zveze ne omejuje slabljenje ozračja.

Radijske zveze na zelo nizkih frekvencah pod 100 MHz lahko moti netoplotno sevanje nekaterih nebesnih teles (Sonce, nekatere zvezde, predvsem pa velika črna luknja v središču naše galaksije, Rimske ceste). Za netoplotno sevanje nebesnih teles je značilno, da jakost hitro upada s frekvenco. Zmogljivost radijskih zvez na frekvencah pod 100 MHz sicer omejuje zelo majhna razpoložljiva pasovna širina in so zato danes manj pomembne.

Pri sprejemu radijskega signala zajame antena tudi različne šume. Nekateri naravni izvori toplotnega šuma so zelo šibki. Temno nebo na primer seva kot črno telo s povprečno temperaturo komaj 4 K. Večina predmetov na Zemlji seva s temperaturo okoli 300 K oziroma se v njih zrcalijo nebesni izvori šuma. Najmočnejši naravni izvor toplotnega šuma je Sonce, ki seva kot črno telo s temperaturo skoraj  $10^6$  K v frekvenčnem pasu 1 GHz. V primeru burnega dogajanja na površini (izbruhi) pa se šum Sonca lahko tudi več kot desetkrat poveča za obdobje nekaj dni.

Smerni diagram sprejemne antene določa, v kolikšni meri bojo posamezni naravni izvori šuma dodali svoj prispevek na vhodnih sponkah sprejemnika. Nekaj toplotnega šuma dodajo tudi vezja sprejemnika. Toplotni šum sprejemnika je v istem velikostnem razredu kot fizična temperatura sestavnih delov sprejemnika, to se pravi okoli 300 K. Z dobrim načrtovanjem sprejemnika lahko dosežemo do desetkrat nižjo šumno temperaturo sprejemnika  $T_S$ .

Povezava med šumno temperaturo in močjo šuma je zelo preprosta. Spektralno gostoto šuma dobimo kar iz šumne temperature, pomnožene z Boltzmannovo konstanto. Moč šuma dobimo tako, da spektralno gostoto šuma pomnožimo še s pasovno širino sprejemnika (medfrekvenčnega sita).

Ker je toplotni šum povsem naključen signal, ki je vsota velikega števila majhnih naključnih dogodkov, porazdelitev gostote verjetnosti šumne napetosti ali toka ustreza Gaussovi porazdelitvi. Jakost šuma preprosto opišemo s povprečno močjo šuma. Ker so različni izvori šuma med sabo popolnoma nekorelirani, lahko moči šumov posameznih izvorov oziroma njihove šumne temperature seštevamo.

Predpostavimo, da sprejemna antena nima nobenih lastnih ohmskih izgub; tedaj je šumna temperatura  $T_{\text{ANTENE}}$  navidezna temperatura antenine sevalne upornosti, ki daje kot generator šuma v prilagojeno breme enako šumno moč, kot jo antena sprejema iz okoliškega prostora.

Polarizacija šuma v prostoru je popolnoma neurejena, naključna. Antena lahko sprejema samo moč tistih elektromagnetnih valov, ki so enako polarizirani kot antena. Zato antena sprejema le polovico šumne moči, ki jo prinašajo elektromagnetni valovi.

Šumna temperatura antene ni odvisna od velikosti antenine sevalne upornosti, temveč je odvisna od oblike njene karakteristike (sevalnega diagrama) in od tega, kam je usmerjena. **Šumna temperatura antene je povprečje temperatur, ki jih antena s svojim smernim diagramom vidi.**

Šumna temperatura brezizgubne antene ustreza temperaturi predmetov, ki se nahajajo v vidnem polju antene. Šumna temperatura brezizgubne antene je tedaj povprečje temperatur vidnih predmetov, uteženo z močnostnim smernim diagramom antene.

$$T_{\text{ANTENE}} = \frac{\int T(\theta, \phi) \cdot |F(\theta, \phi)|^2 \cdot d\Omega}{\int_{4\pi} |F(\theta, \phi)|^2 \cdot d\Omega}$$

Zemlja je izgubna snov segreta na temperaturo 290 K, ki seva šum, kot seva črno telo. Šumno sevanje Zemlje daje šumno moč, ki jo sprejemna antena dobiva od Zemlje in je odvisna od tega, kako sprejemna antena "vidi" Zemljo s svojo smerno karakteristiko.

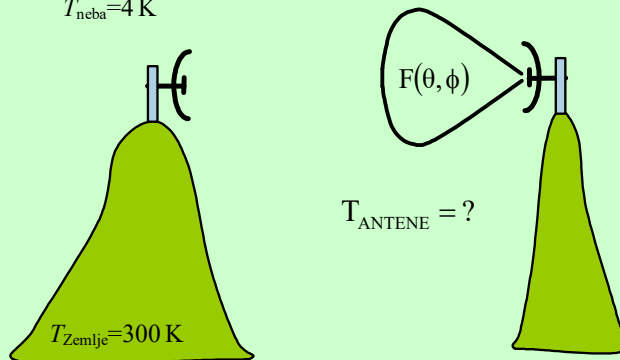
Napačna je predstava, da šumi antenina sevalna upornost  $R_s$ . Sevalna upornost antene namreč fizično sploh ne obstaja in smo si jo le izmislili kot pripomoček za to, da bi ponazorili sevanje in sprejemanje moči elektromagnetnih valov in da bi narisali (po Theveninu) nadomestno vezavo antene.

V sprejemni anteni nastaja šum le takrat, kadar vsebuje antena dele, v katerih se moč elektromagnetnih valov pretvarja v toploto. Ker imajo vsi resnični vodniki končno prevodnost, izolatorji niso idealni dielektriki brez izgub, in ker antene vsebujejo včasih še druge sestavne dele z izgubami (npr. dele iz feromagnetnih snovi), ima vsaka antena izgube. Te ponazorimo z izgubno upornostjo. V njej nastaja šumna moč, ki je odvisna od fizične temperature antene in širine frekvenčnega pasu. Izgubna upornost sprejemnih anten je navadno majhna. Velikost šumne moči sicer res ni odvisna od velikosti izgubne upornosti, vendar je prispevek šumne moči, ki nastaja v izgubni upornosti, k celotni šumni temperaturi antene kljub temu majhen. Zaradi velike neprilagojenosti šumne upornosti na upornost bremena, dobiva sprejemnik le majhen del moči, ki nastaja v izgubni upornosti antene.

#### Primer:

Imamo Zemeljsko zvezo iz enega grebena na drugega. Izračunajte šumno temperaturo antene, če šumna temperatura Zemlje znaša 300 K in šumna temperatura neba 4 K.

$$T_{\text{neba}} = 4 \text{ K}$$



Šumna temperatura antene, ki je usmerjena zgolj na geografsko področje na Zemlji je kar enaka šumni temperaturi Zemlje, kar zanaša približno 300 K.

## 13.2. Šumna temperatura in šumno število sprejemnika

Na žalost ob sprejemu signala vsak sprejemnik dodaja tudi nekaj lastnega šuma. Pri načrtovanju radijskega sprejemnika je torej potrebno upoštevati tudi šum sprejemnika, ki je v glavnem toplotnega izvora. Šum sprejemnika je težje natančno izmeriti kot šum antene, saj lahko merimo le na koncu verige ojačevalnih stopenj, frekvenčnih sit in drugih sestavnih delov sprejemnika.

Radijski sprejemniki običajno vsebujejo verigo ojačevalnih stopenj z zelo visokim skupnim ojačenjem, tudi preko 100 dB. Ojačenje verige se s staranjem vezij sprejemnika, spreminjanjem napajalne napetosti in temperature okolice lahko precej spreminja. Ker kljub znatnim spremembam ojačenja sprejemne verige ostanejo šumne lastnosti sprejemnika skoraj nespremenjene, velja dogovor, da šum sprejemnika vedno definiramo kot navidezno veličino na vhodnih sponkah sprejemnika (ojačevalnika, mešalnika ipd).

### 13.2.1. Nastanek in vrste notranjega šuma

**Termični šum** Vzemimo električni upor z omsko upornostjo  $R$  Ohmov in ga segrejmo na temperaturo  $T$  Kelvinov. Molekule v takšnem uporu ne mirujejo, ampak trepetajo. S segrevanjem se namreč dovajana toplotna energija spreminja v kinetično energijo molekul. Molekule bo obmirovale samo v snovi, ki bi jo ohladili na temperaturo nič Kelvinov (absolutna ničla), kar pa ni mogoče.

Med molekulami se v električno prevodnem materialu nahajajo prosti elektroni, ki se zaletavajo v trepetajoče molekule. Pri trku z molekulo dobi elektron pospešek. Gibanje elektronovega električnega naboja povzroči nastanek magnetnega polja, ki požene v gibanje sosednje proste elektrone. Tako se zaradi trepetanja molekul elektroni neprestano neurejeno gibljejo sem ter tja, kar imenujemo termično gibanje elektronov. Pri tem se lahko zgodi, da se na enem koncu upora nakopiči več elektronov kot na drugem koncu. Zaradi tega se med koncema pojavi potencialna razlika (napetost). V naslednjem trenutku je na obeh koncih enako število elektronov in potencialna razlika izgine. Hip za tem se znajde več elektronov na drugem koncu upora, med obema koncema se zopet pojavi napetost, le da ima sedaj drug predznak. Igra se ponavlja in posledica tega je neprestano popolnoma naključno se spreminjajoča napetost med obema koncema upora, ki jo imenujemo termični (Johnsonov) šum. Višja kot je temperatura, več energije imajo prosti elektroni, kar doprinese k povečanju šuma. Termični šum, ki je 0 za idealni prevodnik, narašča v odvisnosti od velikosti upornosti  $R$ . Napetost, ki jo povzroča termični šumni vir znaša

$$U_{Neff} = \sqrt{4k_B \cdot T \cdot R \cdot B}$$

Termični šum ima zvezen frekvenčni spekter, zato ga (po analogiji z belo svetlobo) imenujemo beli šum. Časovno povprečje kvadratov napetosti termičnega šuma praktično ni odvisno od frekvence, saj se do frekvence 100 GHz spreminja s frekvenco za manj kot 1%, do 1 THz pa za 10 %. Prisotnost belega šuma je omejena samo s pasovno širino električnega vezja.

**Zrnati šum** nastaja zaradi kvantne narave električnega toka in neurejenega gibanja nosilcev električnega naboja. Električni tok ni zvezen, ampak zrnat. V kovinah so ta zrnca električni naboji elektronov. Ti se gibljejo popolnoma neurejeno: prehod elektrona skozi določen presek ni odvisen od tega, kdaj je skozi ta presek šel prejšnji elektron in kdaj bo šel naslednji elektron. Število elektronov, ki v nekem trenutku prestopijo določen presek, ni konstantno, ampak se s časom spreminja. Če rečemo, da teče skozi vodnik enosmerni tok, to pomeni, da je samo časovno povprečenje jakosti toka določena konstantna vrednost, sicer pa se jakost toka neprestano naključno nekoliko spreminja. To spreminjanje povzroča šum, ki ga glede na to, kako nastaja, imenujemo zrnati šum. Moč zrnatega šuma zapišemo kot

$$\overline{I_s^2} = 2q \cdot I v$$

kjer je  $q$  naboj enega elektrona  $1,6 \cdot 10^{-19}$  As in  $I$  je tok skozi napravo. Tudi zrnati šum je neodvisen od frekvence in ga zato pojmujejo kar beli šum. Moč zrnatega šuma opišemo z ekvivalentno šumno temperaturo, na katero bi morali segreti upor, da bi dal enako šumno moč.

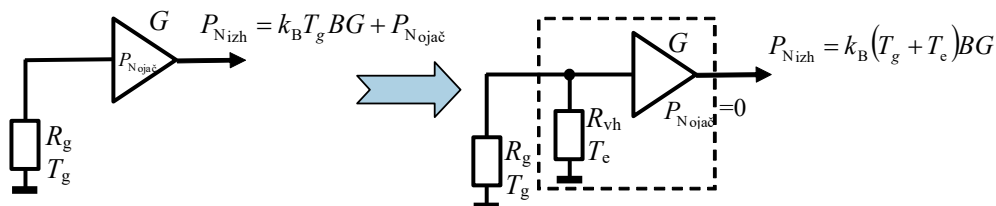
Pri 1/f šumu, kot že ime pove, ima časovno povprečje kvadratov napetosti obliko

$$U_{Neff} = \overline{U_s^2} = kf/f^a$$

kjer je  $a$  faktor med 0,8 in 1,4 (običajno kar 1). Ta vrsta šuma obstaja v vseh električnih napravah in ga zasledimo tudi pod imenom tokovni šum, polprevodniški šum, kontaktni šum,...

### 13.2.2. Efektivna nadomestna šumna temperatura

Vzemimo linearni ojačevalnik z razpoložljivim ojačenjem  $G$ , kot ga prikazuje slika 13.4. Na vhod priključimo generator z notranjo impedanco, ki je prilagojena na vhodno impedanco ojačevalnika. Na izhod ojačevalnika priključimo prilagojeno breme. Skupna moč šuma, ki jo ojačevalnik pošilja v breme, je vsota dveh moči: moč, ki jo pošilja na vhod ojačevalnika na temperaturo  $T$  segreta notranja upornost generatorja in ki jo ojačevalnik  $G$ -krat ojači; in moč  $P_{N,ojac}$ , ki nastaja v notranjih virih šumov v ojačevalniku.



Slika 13.4: Definicija šumne temperature.

Glede na dogovor, da šum sprejemnika vedno definiramo kot navidezno veličino na vhodnih sponkah sedaj nadomestimo vse notranje vire šumov v ojačevalniku z vhodno upornostjo ojačevalnika  $R_{vh}$ . V mislih segrejmo  $R_{vh}$  na takšno temperaturo, da bo šumna moč, ki jo daje ta upor in ki jo ojačevalnik še  $G$ -krat ojači, enaka šumni moči, ki je prej nastala v vseh notranjih virih šumov v ojačevalniku. Skupna šumna moč, ki jo ojačevalnik pošilja v breme, je:

$$P_{N,izh} = k_B (T_g + T_e) B G$$

Skupna šumna moč je v obeh primerih enaka. Iz česar sledi, da je šumna moč notranjih virov šuma v ojačevalniku enaka

$$P_{N,ojac} = k_B T_e B G \quad [W]$$

oziroma

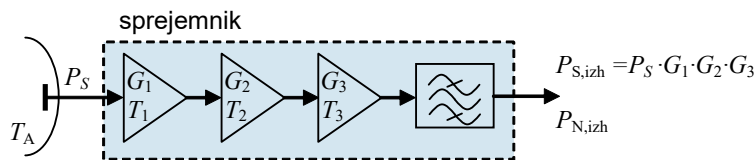
$$T_e = \frac{P_{N,ojac}}{k_B B G}$$

Temperaturo  $T_e [K]$  imenujemo **efektivna nadomestna šumna temperatura linearnega ojačevalnika**.  $T_e [K]$  je tista navidezna temperatura, na katero bi morali segreti realni del ojačevalnikove vhodne impedance, da bi ta dajala takšno šumno moč, ki bi bila  $G$ -krat ojačena v idealnem brezšumnem ojačevalniku, enaka šumni moči, ki nastaja v resničnem ojačevalniku. Tako imamo za opisovanje šumnih lastnosti ojačevalnikov šumno temperaturo  $T_e [K]$ . Idealni ojačevalnik, ki ne bi ustvarjal nobenega lastnega šuma, bi imel šumno temperaturo nič Kelvinov.

Vsak resnični ojačevalnik ima šumno temperaturo. Čim višja je ta temperatura, več lastnega šuma vnaša ojačevalnik v sprejemno napravo. Šumno število opisuje šumne lastnosti ojačevalnika le pri standardni referenčni temperaturi 290 K, definicija šumne temperature pa ni vezana na nobeno referenčno temperaturo. Šumna temperatura ni odvisna od velikosti vhodne impedance, se pa v splošnem lahko spreminja s frekvenco. Seveda šumna temperatura nima nobene zveze s fizično temperaturo ojačevalnika, ampak je le zelo uporaben pripomoček, ki smo si ga izmislili za opisovanje šumnih lastnosti vezij. Izjema je ohmski upor, kjer je šumna temperatura enaka njegovi fizični temperaturi.

Šumna temperatura je tudi najbolj univerzalno merilo za opisovanje šumnih lastnosti vezij. Pri tem je vseeno, ali je šum termičnega porekla ali nastaja kako drugače. Zato lahko s šumno temperaturo določimo šumne lastnosti vseh mogočih šumnih virov, od galaksije do GaAs FET ojačevalnika.

Šumne lastnosti (radijskega) ojačevalnika najpreprosteje definiramo kot temperaturo šuma, ki se navidezno dodaja na vhodnih sponkah ojačevalnika. Dodani šumni signal seveda lahko izmerimo le na izhodnih sponkah ojačevalnika.



Slika 13.5: Radijski sprejemnik z verigo ojačevalnih stopenj.

Ker so šumi nekorelirani, lahko seštejemo njihove prispevke po moči in ni potrebno seštevanje kazalcev posameznih prispevkov.

$$\left(\frac{P_S}{P_N}\right)_{\text{izh}} = \frac{P_S \cdot G_1 G_2 G_3}{B k_B T_A G_1 G_2 G_3 + B k_B T_1 G_1 G_2 G_3 + B k_B T_2 G_2 G_3 + B k_B T_3 G_3}$$

$$\left(\frac{P_S}{P_N}\right)_{\text{izh}} = \frac{P_S \cdot G_1 G_2 G_3}{B \cdot k_B (T_A G_1 G_2 G_3 + T_1 G_1 G_2 G_3 + T_2 G_2 G_3 + T_3 G_3)}$$

$$\left(\frac{P_S}{P_N}\right)_{\text{izh}} = \frac{P_S}{B \cdot k_B \left( T_A + T_1 + \frac{T_2}{G_1} + \frac{T_3}{G_1 G_2} \right)}$$

Šumne lastnosti sprejemne verige računamo tako, da vse šumne temperature posameznih stopenj preračunamo na vhodne sponke sprejemnika. Na vhodne sponke sprejemnika preračunamo tudi navidezno skupno šumno moč sistema, to je vsoto šumnih moči antene in sprejemnika.

$$\left(\frac{P_S}{P_N}\right)_{\text{izh}} = \frac{P_S}{B \cdot k_B (T_A + T_S)}$$

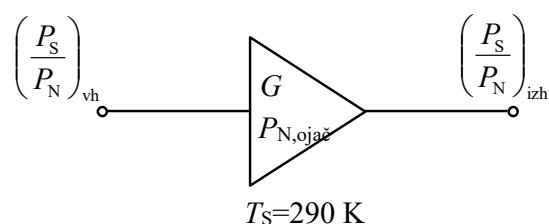
**Prva ojačevalna stopnja sprejemnika daje največji prispevek k šumu celotne verige.** Prispevek naslednjih stopenj se manjša sorazmerno z ojačenjem predhodnih stopenj. Razlaga pojava gre v obratni smeri: šum prve stopnje v resnici ojačajo vse naslednje stopnje, šum druge stopnje ne gre skozi prvo stopnjo, šum tretje niti skozi prvo niti drugo in tako naprej.

Pri načrtovanju vezij sprejemnika moramo torej najbolj paziti na šum prve stopnje. Šum naslednjih stopenj je lahko nekoliko višji, tam so druge lastnosti ojačevalnih stopenj bolj pomembne. Končno ne smemo zanemariti položaja pasovnih sit v sprejemniku, ki običajno ni samo eno, temveč v resničnem sprejemniku potrebujemo celo vrsto pasovnih sit med stopnjami od vhoda do izhoda sprejemnika, da preprečimo prekrmljenje sprejemne verige z neželenimi signali ob upoštevanju tehnoloških omejitev pri izdelavi pasovnih sit.

### 13.2.3. Šumno število

Poleg šumne temperature uporabljamo za opisovanje šumnih lastnosti ojačevalnikov tudi šumni faktor oziroma šumno število.

Vzemimo linearni ojačevalnik in na vhodni sponki priključimo preko idealnega pasovnega sita idealen generator signala, na izhodni sponki pa prilagojeno breme. Linearen je tisti ojačevalnik, pri katerem je izhodna moč signala  $P_{S_{izh}}$  premosorazmerna z vhodno močjo  $P_{S_{vh}}$ . Razpoložljivo ojačenje  $G$  takega ojačevalnika, ki je določeno kot razmerje izhodne proti vhodni moči signala, je največje možno ojačenje, kadar je notranja impedanca generatorja prilagojena na ojačevalnikovo vhodno impedanco, in je impedanca bremena prilagojena na ojačevalnikovo izhodno impedanco. Idealno pasovnoprepustno sito je tisto, ki brez izgub prepušča signale v določenem frekvenčnem pasu in neskončno slabi signale vseh frekvenc zunaj tega frekvenčnega pasu. Idealni generator signala je tisti, ki daje poleg moči koristnega signala samo šumno moč, ki nastaja v njegovi notranji upornosti, segreti na temperaturo  $T$  Kelvinov, in nobene druge moči. Predpostavimo, da se vhodna impedanca ojačevalnika in njegovo ojačenje ne spreminjata s frekvenco v vsem frekvenčnem pasu  $B$ .



Slika 13.6: Definicija šumnega števila.

Šumni faktor  $F$  linearnega ojačevalnika je definiran kot količnik razmerja moči signala in moči šuma na vходу ojačevalnika ter razmerja moči signala in moči šuma na izhodu ojačevalnika pri standardni referenčni šumni temperaturi  $T_0 = 290 \text{ K}$ .

$$F = \left. \frac{\left( \frac{P_S}{P_N} \right)_{vh}}{\left( \frac{P_S}{P_N} \right)_{izh}} \right|_{T_0 = 290 \text{ K}}$$

Šumno število se podaja v dB in je določeno kot 10-kratna vrednost desetiškega logaritma iz šumnega faktorja. Določljivo je le za štiripolna vezja z enimi vhodnimi in enimi izhodnimi vrati. Šumno število ni odvisno od moči vhodnega signala in niti od vrste modulacije.

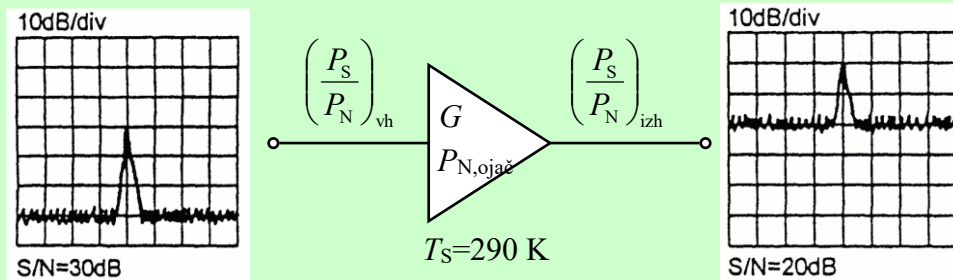
$$F[\text{dB}] = \left( \frac{P_S}{P_N} \right)_{vh} [\text{dB}] - \left( \frac{P_S}{P_N} \right)_{izh} [\text{dB}]$$

Šumno število določeno po zgornji enačbi velja le za razmere, v katerih deluje ojačevalnik v linearnem območju. Meritve šumnega števila v nelinearnem območju delovanja dajo popolnoma napačne rezultate.

Šumno število je podatek, ki pove, za koliko je razmerje signal/šum na izhodu ojačevalnika slabše od razmerja signal/šum na njegovem vходу, pri prilagojenem generatorju na temperaturi 290 K. Idealni ojačevalnik, ki ne bi dodajal nič lastnega šuma, bi imel šumno število 1, oziroma 0 dB. Razmerje signal/šum na izhodu takšnega ojačevalnika bi bilo enako razmerju signal/šum na njegovem vходу. Žal takšnega ojačevalnika ni, vsak namreč dodaja nekaj svojega šuma.

**Primer:**

Imamo primer, kjer izmere s pomočjo spektralnega analizatorja na vходу ojačevalnika prikazujejo razmerje signal/šum 30 dB. Na izhodu ojačevalnika vidimo, da je le-ta ojačil signal za 20 dB. Vendar je ojačil tudi šum za 20 dB in dodal svoj šum, tako da znaša sedaj razmerje signal/šum le še 20 dB. Koliko znaša šumno število ojačevalnika?

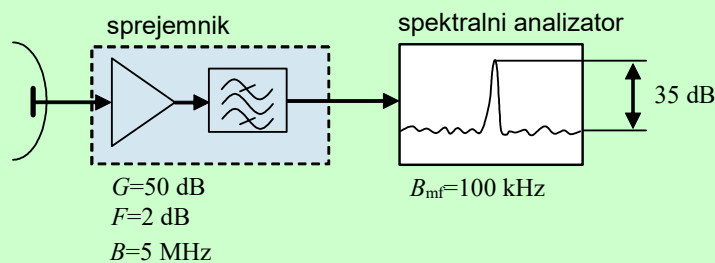


Glede na razmerje signal/šum na vходу ojačevalnika to pomeni, da je šumno število tega ojačevalnika 10 dB.

V praksi šum merimo in podajamo s pomočjo radijskega spektralnega analizatorja. Pri tem moramo biti pazljivi na pasovno širino uporabljenega medfrekvenčnega sita v spektralnem analizatorju. Uporaba širšega sita da posledično več šuma, saj se šumna moč linearno povečuje v odvisnosti od pasovne širine  $B$ .

**Primer:**

Antena je priključena na sprejemnik, ki vsebuje nizkošumni ojačevalnik z ojačenjem  $G=50$  dB in šumnim številom  $F=2$  dB ter pasovno sito širine  $B=5$  MHz. S spektralnim analizatorjem izmerimo na izhodu sprejemnika razmerje signal/šum=35 dB v pasovni širini medfrekvence spektralnega analizatorja  $B_{mf}=100$  kHz. Kolikšna je teoretska zmogljivost  $C=?$  takšne radijske zveze?



$$\left(\frac{P_s}{P_N}\right)_{SA} = 35 \text{ dB} = 10^{\frac{35 \text{ dB}}{10}} = 3162$$

$$\frac{(P_N)_{SP}}{(P_N)_{SA}} = \frac{B}{B_{mf}} \qquad \left(\frac{P_s}{P_N}\right)_{SP} = \frac{B_{mf}}{B} \left(\frac{P_s}{P_N}\right)_{SA}$$

$$\left(\frac{P_s}{P_N}\right)_{SP} = \frac{B_{mf}}{B} \cdot \left(\frac{P_s}{P_N}\right)_{SA} = \frac{100 \text{ kHz}}{5 \text{ MHz}} \cdot 3162 = \frac{1}{50} \cdot 3162 = 63,2$$

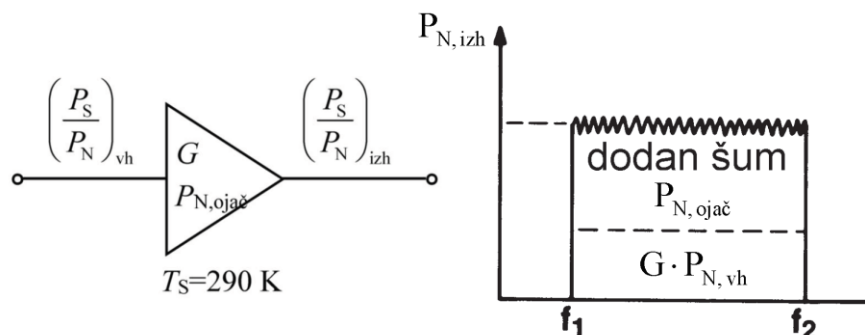
Izmerjeno razmerje signal šum je 50-krat preveliko.

$$\left(\frac{P_s}{P_N}\right)_{SP} [\text{dB}] = 10 \cdot \log(63,2) = 18 \text{ dB}$$

$$C = B \cdot \log_2 \left( 1 + \left(\frac{P_s}{P_N}\right)_{SP} \right) = 5 \text{ MHz} \cdot \log_2(1 + 63,2) = 5 \text{ MHz} \cdot 6,006 = 30,03 \text{ Mbit/s}$$

### 13.2.4. Zveza med šumno temperaturo in šumnim številom

Ojačevalnik ojačuje moč koristnega signala in moč šuma, ki prihajata na njegov vhod. Poleg tega se na njegovem izhodu pojavlja še šumna moč  $P_{N, ojač}$ , ki nastaja v notranjih šumnih virih v ojačevalniku. Če moč šuma na vходу ojačevalnika izrazimo s pomočjo obrazca, ki določa notranji šum, dobimo izraz enakovredne definicije šumnega števila. Le-ta pravi, da je šumno število ojačevalnika enako razmerju celotne šumne moči na izhodu ojačevalnika in šumne moči, ki bi se pojavila na izhodu, če v ojačevalniku ne bi bilo nobenega notranjega šumnega vira, tako da ojačevalnik sam ne bi povzročal nobenega dodatnega šuma in bi bila šumna moč na izhodu ojačevalnika izključno posledica šumne moči na njegovem vходу, ki nastaja v notranji upornosti generatorja, segreti na temperaturo  $T_0=290$  K.



Slika 13.7: Ekvivalentna definicija šumnega števila.

Šumno število je v splošnem funkcija frekvence in ni odvisno od širine frekvenčnega pasu  $B$ . Poleg tega so navadno širine frekvenčnega pasu merilnikov šumnega števila tako ozke, da smemo predpostaviti, da se šumno število znotraj merilnikovega frekvenčnega pasu ne spreminja.

Kadar se ojačenje ojačevalnika spreminja s frekvenco, razdelimo njegovo frekvenčno območje na toliko enakih frekvenčnih pasov  $B$ , da lahko vzamemo, da je ojačenje ojačevalnika v vsakem posameznem frekvenčnem pasu  $B$  konstantno. Na ta način določimo šumno število ojačevalnika za vsak frekvenčni pas  $B$  posebej (angl. spot noise figure) in nato podamo šumno število ojačevalnika v odvisnosti od frekvence.

$$F = \frac{\frac{P_{S, vh}}{P_{N, vh}}}{\frac{G \cdot P_{S, vh}}{G \cdot P_{N, vh} + P_{N, ojač}}} = \frac{G \cdot P_{N, vh} + P_{N, ojač}}{G \cdot P_{N, vh}} \Bigg|_{T_0=290K} = \frac{k \cdot T_0 \cdot G \cdot B + P_{N, ojač_0}}{k \cdot T_0 \cdot G \cdot B}$$

Iz izraza za enakovredno definicijo šumnega števila izrazimo šumno moč  $N_0$ , ki nastaja v vseh ojačevalnikovih notranjih virih. Dobljen izraz izenačimo z obrazcem, kjer je šumna moč izražena z efektivno nadomestno šumno temperaturo in dobimo:

$$P_{N, ojač} = k_B T_e B G \quad [W]$$

Iz tega je neposredno razvidna preprosta zveza med efektivno nadomestno šumno temperaturo in šumnim številom

$$T_e [K] = (F - 1) \cdot T_0$$

$$F = 1 + \frac{T_e [K]}{T_0}$$

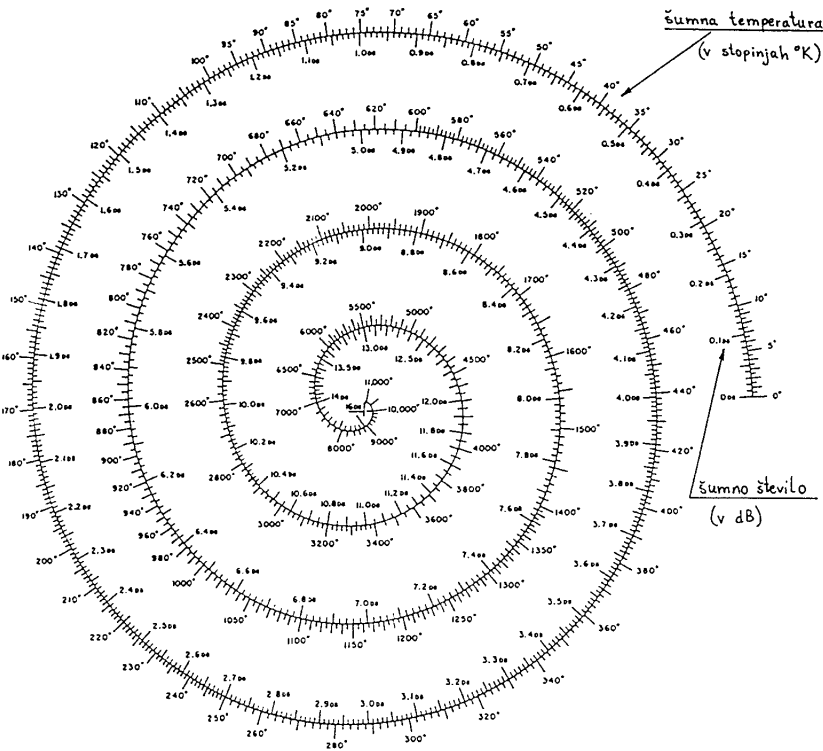
Oba izraza imata tudi svojo decibelsko inačico.

$$T_e [K] = 290K \cdot \left( 10^{\frac{F_{dB}}{10}} - 1 \right)$$



$$F[\text{dB}] = 10 \cdot \log_{10} \left( 1 + \frac{T_e[\text{K}]}{290\text{K}} \right)$$

Na sliki 13.8 je prikazan tudi graf za preračun šumne temperature v šumno število in obratno.



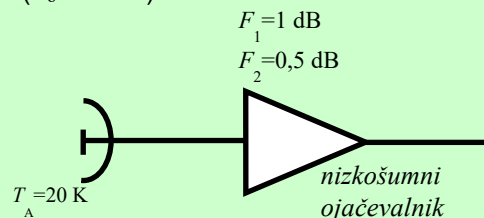
Slika 13.8: Povezava med šumnim številom in šumno temperaturo.

Definicija šumne temperature je bolj temeljna in je najbolj pripravna kot podatek nizkošumnih sprejemnih naprav. S šumno temperaturo veliko lažje računamo; hitreje ocenimo sprejemni sistem in razne spremembe ter izboljšave.

Definicija šumnega števila pa se uporablja kot podatek običajnih sprejemnih vezij. Sprememba šumnega števila je enaka spremembi razmerja signal/šum le pri zemeljskih zvezah, kjer je šumna temperatura antene približno 290 K. Račun s šumnim številom se nam pokvari, ko  $T_0 \neq 290\text{ K}$ .

**Primer:**

Sprejemni anteni, ki ima šumno temperaturo  $T_A=20\text{ K}$ , sledi nizkošumni ojačevalnik. Za koliko se spremeni šumno število celotnega sistema, če namesto ojačevalnika s šumnim številom  $F_1=1\text{ dB}$  uporabimo ojačevalnik s šumnim številom  $F_2=0,5\text{ dB}$ ? ( $T_0=293\text{ K}$ )



$$T_1 = T_0 \left( 10^{\frac{F_1}{10}} - 1 \right) = 290\text{ K} \left( 10^{\frac{1}{10}} - 1 \right) = 290\text{ K} (0,26) = \underline{75\text{ K}}$$

$$T_2 = T_0 \left( 10^{\frac{F_2}{10}} - 1 \right) = 290\text{ K} \left( 10^{\frac{0,5}{10}} - 1 \right) = 290\text{ K} (0,12) = \underline{35\text{ K}}$$

$$\sum T_1 = T_A + T_1 = \underline{95\text{ K}} \quad \sum T_2 = T_A + T_2 = \underline{55\text{ K}} \quad \Delta F = 10 \log \frac{\sum T_2}{\sum T_1} = 10 \log \frac{95\text{ K}}{55\text{ K}} = 2,3\text{ dB}$$

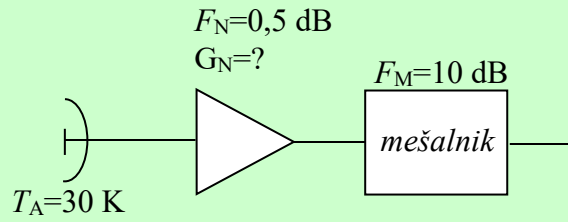
**Primer:**

Sprejemna antena ima šumno temperaturo  $T_A=30$  K. Sprejemnik sestavlja nizkošumni ojačevalnik s šumnim številom  $F_N=0,5$  dB in mešalnik ter ostale stopnje s šumnim številom  $F_M=10$  dB. Kolikšno naj bo ojačenje nizkošumnega ojačevalnika  $G_N=?$ , da celotna šumna temperatura sistema ne preseže  $T=100$  K? ( $T_o=293$  K)

$$T_n = T_o \left( 10^{\frac{F_n}{10}} - 1 \right) = \underline{35,75 \text{ K}}$$

$$T_m = T_o \left( 10^{\frac{F_m}{10}} - 1 \right) = \underline{2637 \text{ K}}$$

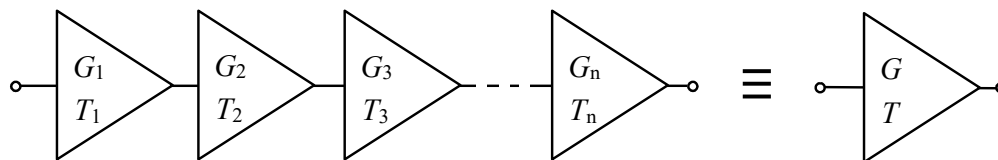
$$T = T_a + T_n + \frac{T_m}{G_n} \rightarrow G_n = \frac{T_m}{T - T_a - T_n} = \frac{2637 \text{ K}}{100 \text{ K} - 30 \text{ K} - 35,75 \text{ K}} = \underline{\underline{76,996 = 18,86 \text{ dB}}}$$



Pri računanju šuma verige ojačevalnikov je najlažje, če posamezna šumna števila pretvorimo v šumno temperaturo. Šumna temperatura in šumno število zaporedno vezanih štiripolov, ki jih prikazuje spodnja slika 13.9, računamo po enačbah

$$T = T_1 + \frac{T_2}{G_1} + \frac{T_3}{G_1 G_2} + \dots + \frac{T_n}{G_1 \dots G_{n-1}} \quad [\text{K}]$$

$$F = 1 + \frac{T}{T_o} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots + \frac{F_n - 1}{G_1 \dots G_{n-1}}$$

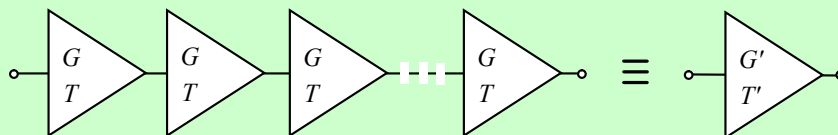


Slika 13.9: Šumno število verige ojačevalnikov.

K šumni temperaturi sprejemnega sistema največ prispeva prva ojačevalna stopnja v verigi. Vsaka naslednja stopnja prinese manj šuma. Poskrbeti moramo, da ima antenski ojačevalnik, ki je za anteno prvi v verigi, čim manjšo šumno temperaturo oziroma čim manjše šumno število.

**Primer:**

Izračunaj šumno število in šumno temperaturo neskončne verige zaporedno vezanih enakih ojačevalnikov.



$$T' = T + \frac{T}{G} + \frac{T}{G^2} + \dots + \frac{T}{G^n} = \frac{T}{1 - \left(\frac{1}{G}\right)}$$

$$F' = 1 + \frac{T'}{T_o} = F + \frac{F-1}{G} + \frac{F-1}{G^2} + \dots + \frac{F-1}{G^n} = \frac{F-1}{1 - \left(\frac{1}{G}\right)} + 1$$

### 13.3. Šumna temperatura in šumno število slabilnika

Slabilniki so štiripoli, ki posredujejo nase priključenim bremenom le del moči, ki jo dobivajo iz generatorjev. Pri prehodu skozi slabilnik se moč signala zmanjša. Zamislimo si slabilnik in definirajmo njegovo slabljenje  $a$  tako, da je vhodna impedanca slabilnika prilagojena na notranjo impedanco generatorja in izhodna impedanca slabilnika na impedanco bremena. Če slabilnik oddaja enako moč kot jo sprejema ( $P_{izh}=P_{vh}$ ), je njegovo slabljenje ena (0 dB). Kadar pa ne prepušča nobene moči ( $P_{izh}=0$ ), je njegovo slabljenje neskončno ( $\infty$  dB).

Po načinu delovanja poznamo dve vrsti slabilnikov: absorpcijske in reflektivne. Absorpcijski slabilnik sprejema vso dovajano mu moč, del te moči v sebi pretvori v toploto (absorbira), preostanek moči pa pošlje bremenu. Absorbirano moč slabilnik oddaja kot šumno moč. Refleksijski slabilnik del dovajane mu moči na svojem vhodu odbije, del pa prepušča in pošilja bremenu ter pri tem v idealnih razmerah v sebi ne pretvarja nič moči v toploto in zato ne oddaja šumne moči. Absorpcijski slabilnik je npr. antenski vod, reakcijski slabilniki pa so npr. razna frekvenčna sita in kretnice. Ker so absorpcijski slabilniki vir šumov, jih moramo vključiti v obravnavo šumnih razmer v sprejemnih napravah.

Slabilnik, segret na fizično temperaturo  $T_{sl}$ , se obnaša kot ojačevalnik z ojačenjem  $1/a$  in šumno temperaturo  $T_e$ .

$$T_e = T_{sl} \cdot (a-1) \text{ [K]}$$

Iz prej dobljene zveze za povezavo med šumno temperaturo in šumnim številom izračunamo še šumno število  $F$  slabilnika

$$F = \frac{T_{sl} \cdot (a-1) + T_0}{T_0}$$

Vidimo, da je šumno število slabilnika  $F$  enako slabljenju  $a$  slabilnika, če je fizična temperatura slabilnika  $T_{sl}$  enaka standardni referenčni šumni temperaturi  $T_0=290$  K.

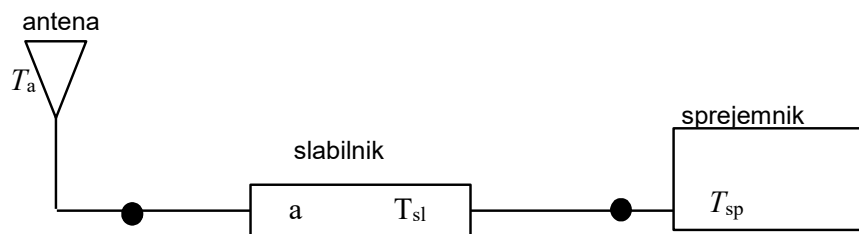
Poleg tega, da v slabilniku nastaja šumna moč, slabilnik zmanjšuje tudi moč signalov, ki potujejo skozenj. Celoten učinek slabilnika na šumno temperaturo  $T_{e,sl}$  sprejemne naprave določa izraz

$$T_{e,sl} = T_{sl} (a-1) + aT_{ek} \text{ [K]}$$

kjer je  $T_{ek}$  kumulativno skupno šumno temperaturo vseh stopenj sprejemne naprave, ki so v verigi priključene na slabilnik. Prvi sumand leve strani obrazca predstavlja prispevek šuma, ki nastane v slabilniku, k skupni šumni temperaturi sprejemne naprave. Pri reakcijskih slabilnikih je ta sumand nič. Drugi sumand predstavlja povečanje šumne temperature sprejemne naprave, ki se poveča zato, ker slabilnik zmanjša moč koristnih signalov.

Šumna temperatura celotne sprejemne naprave  $T_{sis}$ , ki jo tvorijo zaporedno vezani antena, antenski vod in sprejemnik, je

$$T_{sis} = T_a + T_{sl} (a-1) + aT_{sp} \text{ [K]}$$



Slika 13.10: Šumno število sprejemne verige.

#### Primer:

Televizijski sprejemnik, ki ima šumno število  $F_S=10$  dB in je povezan preko voda dolžine  $l=20$  m in izgubami  $a/l=25$  dB/100 m do antene s šumno temperaturo  $T_A=200$  K. Izračunajte skupno nadomestno šumno temperaturo sistema  $T=?!$