

osigurati kvalitetan prijam. Funkcija razdiobe jakosti polja tada ima dvije nezavisne varijable, vrijeme i lokaciju. Nasreću, između vremena i lokacije nema korelacije, pa su te varijable statistički neovisne, tako da se ovisnost o vremenu i lokaciji može odvojeno razmatrati.

Razdiobe pomoću kojih se određeni tipovi rasprostiranja mogu vrlo dobro aproksimirati jesu logaritamska normalna, Rayleighova i ekscentrična Rayleighova ili Riceova razdioba. U logaritamskoj normalnoj razdiobi varijabla nije jakost polja, nego njezin logaritam, tj. razina izražena u decibelima. Takva logaritamska normalna razdioba dobiva se mjerenjem jakosti polja unutar relativno kratkih vremenskih intervala (sat, dan), kad se, osim glavne zrake, prima još jedna ili više zraka sa slučajnom fazom, ali amplitude mnogo manje od one u glavne zrake. Ako se promatra skup jednosatnih srednjih vrijednosti ili dnevnih srednjih vrijednosti u toku dužeg vremena (mjesec, godina), onda i one podliježu logaritamskoj normalnoj razdiobi. Funkcija gustoće vjerojatnosti izražena pomoću razine polja  $p$  određena je izrazom

$$v(p) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{(p-\bar{p})^2}{2\sigma^2}\right], \quad (86)$$

gdje je razina polja

$$p = 20 \lg \frac{E}{E_0} \text{ dB}. \quad (87)$$

$E_0$  je odabrana referentna jakost polja (vrlo često median). Da bi se pojednostavnilo računanje, redovito se upotrebljava normirana razdioba kojoj je median nula, a rasipanje jedan. Tada je normirana varijabla (razina)

$$u = \frac{p - \bar{p}}{\sigma}, \quad (88)$$

pa je gustoća vjerojatnosti

$$v(u) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{u^2}{2}\right), \quad (89)$$

iz čega slijedi funkcija distribucije

$$\Phi(u) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^u \exp\left(-\frac{u^2}{2}\right) du \quad (90)$$

i vjerojatnost prekoračenja

$$v_p(u) = 1 - \Phi(u) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_u^{\infty} \exp\left(-\frac{u^2}{2}\right) du. \quad (91)$$

Vrijednosti integrala u izrazima (90) i (91) mogu se naći u matematičkim priručnicima, a mali se isječak vidi u tabl. 1. Za grafičko prikazivanje krivulja razina prijamnog polja primjenjuje se samo vjerojatnosni koordinatni sustav. Koordinatne su osi u tom sustavu vjerojatnost prekoračenja (ili funkcija distribucije) i normirana varijabla ili razina prijamnog polja. Mjerilo se na osima tako odabire da krivulja logaritamske normalne razdiobe bude prikazana pravcem (sl. 18). Upotrebom vjerojatnosnog koordinatnog sustava uklanjaju se teškoće koje bi nastale pri prikazivanju i određivanju vrijednosti polja za male i velike vjerojatnosti ako bi se upotrijebilo linearno mjerilo. Za vrlo male i vrlo velike vrijednosti funkcije distribucije, odnosno vjerojatnosti prekoračenja (manje od 1% i veće od 99%), vrijede ove aproksimacije za  $u \ll -1$ :

$$\Phi(u) = -\frac{1}{u\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{u^2}{2}\right); \quad v_p(u) = 1 - \Phi(u), \quad (92)$$

a za  $u \gg 1$ :

$$v_p(u) = \frac{1}{u\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{u^2}{2}\right); \quad \Phi(u) = 1 - v_p(u). \quad (93)$$

Uz vrlo nepovoljne uvjete rasprostiranja, kad na prijamnu antenu pristizhe više zraka približno jednake snage, dobiva se Rayleighova razdioba polja. Ta je razdioba nazvana po engleskom fizičaru lordu Rayleighu (1842–1919), koji ju je otkrio pri proučavanju širenja zvuka. Funkcija je gustoće vjerojatnosti za jakost polja prema toj razdiobi

$$v(E) = \frac{2E}{E_0^2} \exp\left(-\frac{E^2}{E_0^2}\right), \quad (94a)$$

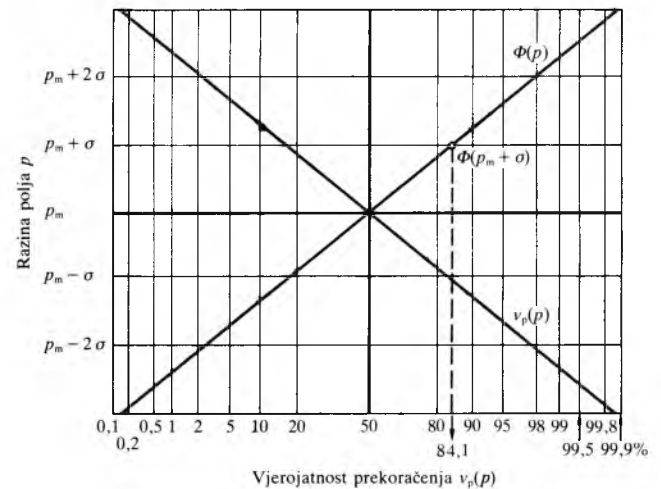
a vjerojatnost prekoračenja

$$v_p(E) = \exp\left(-\frac{E^2}{E_0^2}\right), \quad (94b)$$

gdje je  $E_0$  efektivna vrijednost, a dobiva se iz srednje vrijednosti kvadrata, pa je  $E_0^2 = \bar{E}^2$ . Često se umjesto efektivne vrijednosti upotrebljava median  $E_m$ , pa tada jednačba (90) ima oblik

$$v_p(E) = \exp\left(-0,693 \frac{E^2}{E_m^2}\right). \quad (94c)$$

Kad je feding umjeren, razdioba polja slijedi ekscentričnu Rayleighovu ili Riceovu razdiobu. Tada se prijamno polje sastoji od zbroja polja jedne približno konstantne zrake i više zraka kojima je ukupna snaga gotovo konstantna, dok su im amplitude i faze slučajne veličine. Funkcija distribucije određuje se vrlo složenim integralom.



Sl. 18. Prikaz funkcije distribucije  $\Phi(p)$  i vjerojatnosti prekoračenja  $v_p(p)$  razine polja  $p$  logaritamski normalne razdiobe u vjerojatnosnom koordinatnom sustavu

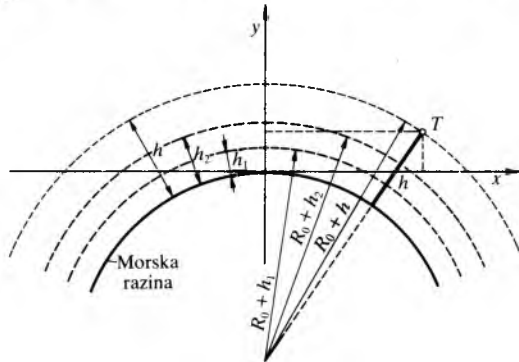
**RADIOKOMUNIKACIJSKI SUSTAVI S USMJERENIM ZRAČENJEM**

Radiosustavi s usmjerenim zračenjem i radiorelejni sustavi omogućavaju radiovezu između stalnih mjesta na Zemljinoj površini. Usmjerene se veze ostvaruju na vrlo visokim frekvencijama, pa sve do supervisokih, na kojima je pomoću usmjerenih antena moguće upraviti radiovalove u obliku vrlo uska snopa, gotovo bez divergencije. Ti se sustavi razvrstavaju na zemaljske i satelitske. Kvaliteta prijenosa zemaljskim radiorelejnima sustavima ovisi o širenju elektromagnetskog

Tablica 1  
NEKE VRIJEDNOSTI FUNKCIJE DISTRIBUCIJE  $\Phi(u)$  I  
VJEROJATNOSTI PREKORAČENJA  $v_p(u)$

$u$	0	0,253	0,524	0,842	1	1,282	1,645	1,960	2,326	2,567	2,878	3,090	3,291	3,719
$\Phi(u)/\%$	50	60	70	80	84,1	90	95	97,5	99	99,5	99,8	99,9	99,95	99,99
$v_p(u)/\%$	50	40	30	20	15,9	10	5	2,5	1	0,5	0,2	0,1	0,05	0,01

vala u blizini Zemljine površine. Signal na izlazu prijamne antene ovisi o lomu radiovalova u atmosferi, refleksiji na Zemljinoj površini te zasjenjenju. Ako je moguće, odašiljačke se i prijamne antene smještaju tako da između njih ne bude zapreka optičkoj vidljivosti. Ako to nije moguće, mora postojati jedno istaknuto mjesto koje se vidi i s odašiljačke i s prijamne antene. Na takvo se povoljno mjesto postavljaju uređaji koji osiguravaju vezu između odašiljačke i prijamne antene.



Sl. 19. Porodica koncentričnih kružnica koje predstavljaju stalne nadmorske visine

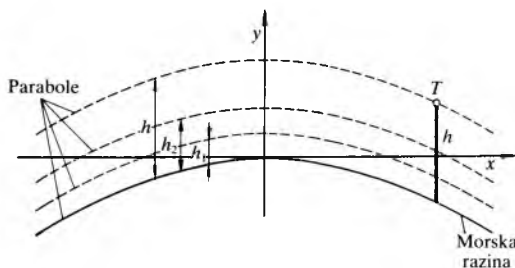
Da bi se utvrdilo postoje li zapreke optičkoj vidljivosti između odašiljačke i prijamne antene, izrađuje se *geografski profil trase*. Taj se profil dobiva tako što se kroz mjesta odašiljača i prijavnika položi vertikalna ravnina, te pomoću zemljopisnih karata (redovito mjerila 1 : 50000) nacrtava presjek Zemljine površine tom ravninom. Budući da su vrijednosti nadmorske visine zapreka redovito mnogo manje od vrijednosti udaljenosti odašiljača i prijavnika, iz nacrtana profila u linearnom mjerilu ne bi se mogle utvrditi zapreke. Zbog toga se koordinate transformiraju, što dopušta nezavisno odabiranje mjerila za nadmorske visine i za udaljenosti. Time se može, po želji, povećati preciznost crtanja i očitavanja nadmorskih visina, pa i precizno utvrđivanje zapreka. U linearnom se mjerilu linije stalne nadmorske visine predstavljaju porodicom koncentričnih kružnica (sl. 19). Budući da je Zemljin polumjer mnogo veći od duljine trase i od nadmorske visine, može se porodica koncentričnih kružnica transformirati u porodicu paralelno pomaknutih parabola. Osim što se mogu nezavisno odabrati mjerila za nadmorsku visinu i udaljenost, prednost je toga transformiranoga koordinatnog sustava što se udaljenosti nanose na apscisu, a nadmorske visine usporedno s osi ordinate iznad referentne parabole koja predstavlja morsku razinu (sl. 20). Jednadžba je porodice koncentričnih kružnica (sl. 19)

$$x^2 + (R_0 + y)^2 = (R_0 + h)^2, \quad (95a)$$

odnosno

$$x^2 = -y(2R_0 + y)^2 + h(2R_0 + h), \quad (95b)$$

gdje je Zemljin polumjer  $R_0 \approx 6376$  km, a  $h$  nadmorska visina antene. Kako se  $y$  i  $h$  mogu zanemariti s obzirom na  $2R_0$ , slijedi aproksimirana jednadžba



Sl. 20. Porodica usporednih parabola koje predstavljaju stalne nadmorske visine

$$x^2 = -2R_0(y - h), \quad (95c)$$

a to je jednadžba porodice parabola na sl. 20.

Glavni čimbenik koji utječe na širenje elektromagnetskog vala u atmosferi jest ovisnost indeksa loma  $n$  zraka o visini iznad Zemljine površine (v. *Meteorologija*, TE 8, str. 478). Indeks loma zraka ovisi o tlaku, temperaturi i vlažnosti zraka, koji se, već prema stanju atmosfere, različito mijenjaju s visinom. Kako je indeks loma zraka vrlo blizu vrijednosti jedan (indeks loma u vakuumu), uvodi se prikladnija veličina, tzv. *modul loma*:

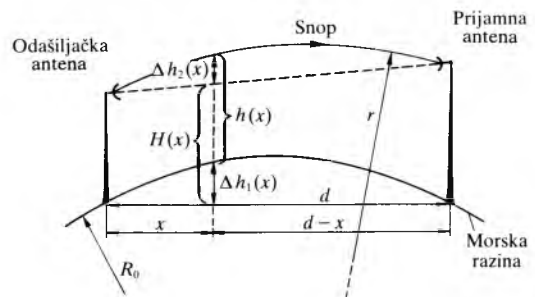
$$N = (n - 1) \cdot 10^6. \quad (96a)$$

Razlika nadmorskih visina mjesta na kojima su odašiljačka i prijamna antena redovito nije veća od nekoliko stotina metara. Zato se snop elektromagnetskog vala prostire u sloju atmosfere te debljine. U normalnim atmosferskim uvjetima, kada je zrak u tom sloju podjednakog sastava, modul loma linearno opada s porastom visine tako da je gradijent modula loma

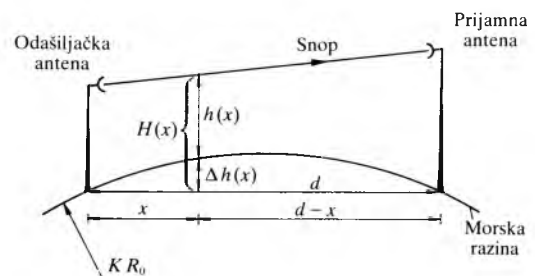
$$G = \frac{dN}{dh} \quad (96b)$$

konstantan. Snop elektromagnetskog vala, koji se u vakuumu giba pravocrtno, u takvom sredstvu giba se po luku kružnice (sl. 21). Polumjer te kružnice  $r$  vezan je uz indeks loma relacijom

$$\frac{1}{r} = -\frac{dn}{dh} = -10^{-6} \cdot G. \quad (96c)$$



Sl. 21. Putanje snopa radiovalova s polumjerom zakrivljenosti  $r$  uz polumjer Zemlje  $R_0$



Sl. 22. Pravocrtne putanje snopa radiovalova uz ekvivalentni polumjer Zemlje  $KR_0$

Radi lakšeg utvrđivanja zapreka na profilu trase, može se geometrijski sustav uobličiti tako da je putanja snopa pravocrtna ( $r = \infty$ ). Pritom mora ostati sačuvan odnos zakrivljenosti krivuljâ, pa Zemljin polumjer treba izmijeniti za faktor  $K$ . Profil trase izrađuje se tada za izmijenjenu Zemljinu površinu ekvivalentnog polumjera  $KR_0$  (sl. 22). Uz prikaz Zemljine površine parabolom (95c) mogu se izračunati razlike nadmorskih visina (sl. 21. i sl. 22):

$$\Delta h_1 = \frac{1}{2R_0} x(d - x), \quad (97a)$$

$$\Delta h_2 = \frac{1}{2r} x(d - x), \quad (97b)$$

$$\Delta h = \frac{1}{KR_0} x(d-x). \quad (97c)$$

Svaka točka putanje snopa na udaljenosti  $x$  od odašiljačke antene mora biti na jednakoj visini iznad terena u stvarnom (sl. 21) i u izobličenom geometrijskom sustavu (sl. 22), pa slijedi

$$h(x) = H(x) + \Delta h_2(x) - \Delta h_1(x) = H(x) - \Delta h(x), \quad (98)$$

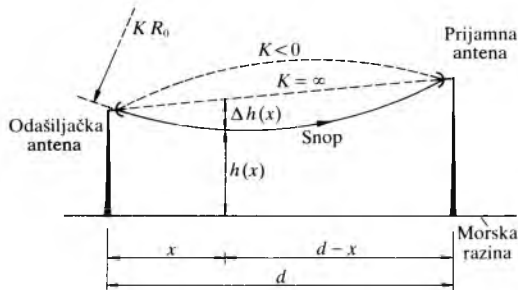
gdje je  $H(x)$  visina točke putanje iznad spojnice nožišta antena. Prema jednadžbama (97a), (97b), (97c) i (98) odnos je stvarnog i ekvivalentnog Zemljinog polumjera te polumjera putanje snopa

$$\frac{1}{KR_0} = \frac{1}{R_0} - \frac{1}{r}, \quad (99a)$$

Uvrštenjem vrijednosti za  $R_0$ , te pomoću (96c), slijedi vrijednost faktora ekvivalentnog polumjera

$$K = \frac{157 \text{ m}^{-1}}{157 \text{ m}^{-1} + G}. \quad (99b)$$

Katkad se upotrebljava model u kojem je Zemljina površina ravna, a putanja snopa zakrivljena. U odnosu na model na sl. 22, samo su zamijenjene uloge putanje vala i Zemlje, pa putanja snopa ima ekvivalentnu zakrivljenost  $KR_0$  (sl. 23).



Sl. 23. Prikaz putanje radiovalova iznad ekvivalentne ravne Zemljine površine

Nepравilnosti u širenju elektromagnetskog vala zbog posebnih meteoroloških uvjeta objašnjavaju se pomoću *modificiranog modula loma M* povezanog s modulom loma  $N$  jednadžbom:

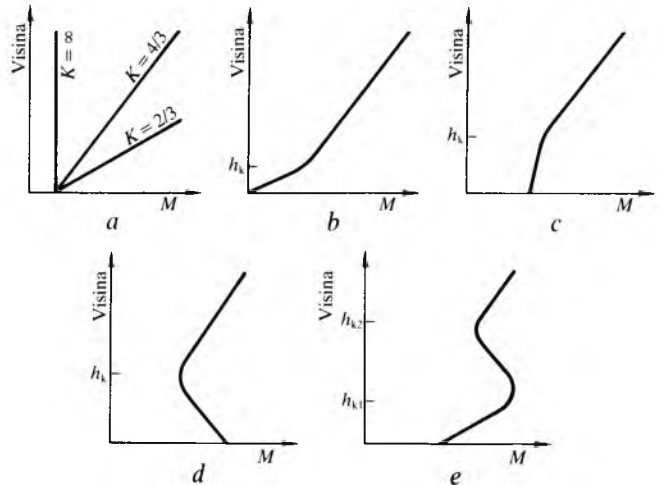
$$M = N + \frac{h}{R_0} \cdot 10^6, \quad (100a)$$

gdje je  $h$  nadmorska visina sloja. Gradijent je modificiranog modula loma

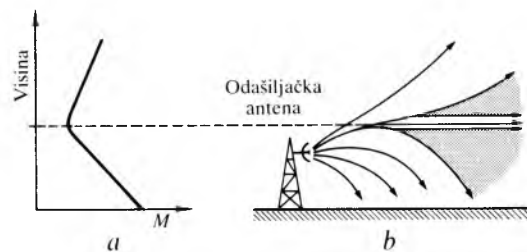
$$\frac{dM}{dh} = G + 157 \text{ m}^{-1}, \quad (100b)$$

a to je upravo nazivnik u jednadžbi (99b). Kada je vrijednost gradijenta modificiranog modula loma pozitivan broj,  $K$  je veći od nule, za nulu je  $K = \infty$ , a za negativne brojeve vrijednosti gradijenta modula faktor  $K$  je negativan. To znači da za profil trase, nacrtan iznad ravne površine Zemlje, snop može imati, ovisno o faktoru  $K$ , uleknutu, pravocrtnu ili izbočenu putanju (sl. 23). Promjena modificiranog modula loma zraka s visinom, tzv.  $M$ -profil, ovisi o stanju atmosfere. Za jednoliku promjenu to su pravci (sl. 24a), pa je za normalnu atmosferu  $M$ -profil takav da je  $K = 4/3$ , ali je ta promjena često nejednolika (sl. 24b...e). Na temelju profila može se predvidjeti putanja snopa, a time i moguća područja zasjenjenja (sl. 25).

Pri procjeni rasprostiranja elektromagnetskog vala mora se, osim mogućnosti zasjenjenja zaprekama i nejednolikosti u atmosferi, uzeti u obzir i refleksija od Zemljine površine. Reflektirani val ovisi o električnim karakteristikama površine, njezinoj glatkoći, vrsti polarizacije i kutu upada. Uz pretpostavku idealno glatke Zemljine površine, može se odrediti



Sl. 24. Promjena modificiranog modula loma s visinom iznad Zemljine površine. a linearan porast s visinom, b i c promjena porasta na kritičnoj visini  $h_k$ , d i e promjena opadanja u povećanje i obrnuto



Sl. 25. Primjer  $M$ -profila (a) s putanjama snopa i područjima zasjenjenja (b)

amplituda i faza reflektiranog vala na temelju poznatih električnih svojstava površine, polarizacije i upadnog kuta. Svojstva površine mogu se opisati dielektričnošću  $\epsilon$  i električnom vodljivošću  $\sigma$ . Tlo je djelomično vodljiv dielektrik kojemu se vodljivost smanjuje povišenjem frekvencije, tako da je u mikrovalnom području vodljivost praktički zanemarljiva. Da bi širenje u tlu bilo opisano kao u dielektriku bez gubitaka, prikladno je svojstvo tla izraziti *kompleksnom dielektričnošću*  $\epsilon' = \epsilon - j\sigma/\omega$ . Tada je indeks loma  $n = \sqrt{\epsilon'} = \sqrt{\epsilon_r - j\sigma/(\omega\epsilon_0)}$ , dok se za atmosferu može pretpostaviti da je  $n = 1$ . Iz jednadžbi za refleksiju na granici dvaju sredstava (v. *Optika*, TE 9, str. 687) slijede faktori refleksije

$$R_H \exp(j\varphi_H) = \frac{\sin \psi - \sqrt{n^2 - \cos^2 \psi}}{\sin \psi + \sqrt{n^2 - \cos^2 \psi}}, \quad (101a)$$

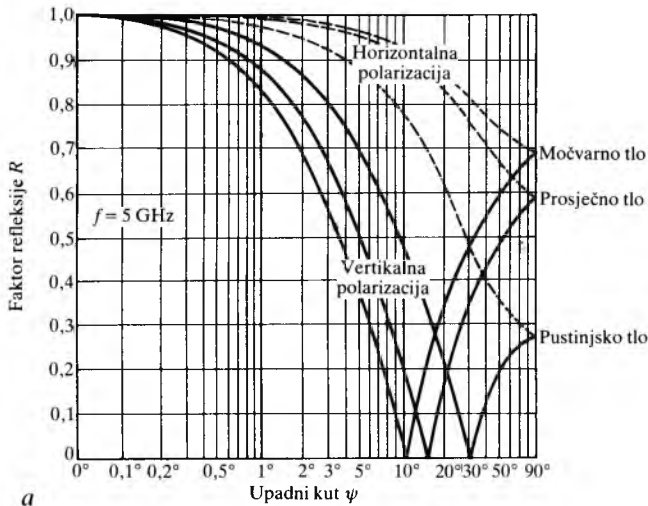
$$R_V \exp(j\varphi_V) = \frac{n^2 \sin \psi - \sqrt{n^2 - \cos^2 \psi}}{n^2 \sin \psi + \sqrt{n^2 - \cos^2 \psi}}. \quad (101b)$$

$R_H$  i  $R_V$  su apsolutne vrijednosti faktora refleksije za horizontalnu, odnosno za vertikalnu polarizaciju,  $\varphi_H$  i  $\varphi_V$  su pripadni fazni kutovi, a  $\psi$  je upadni kut između snopa i granice sredstava (sl. 26). Za sredstvo bez gubitaka ( $\sigma = 0$ ) faktor refleksije za vertikalnu polarizaciju kod određenog upadnog kuta poprima vrijednost nula. Taj se kut naziva Brewsterovim kutom (v. *Optika*, TE 9, str. 688) i jednak je

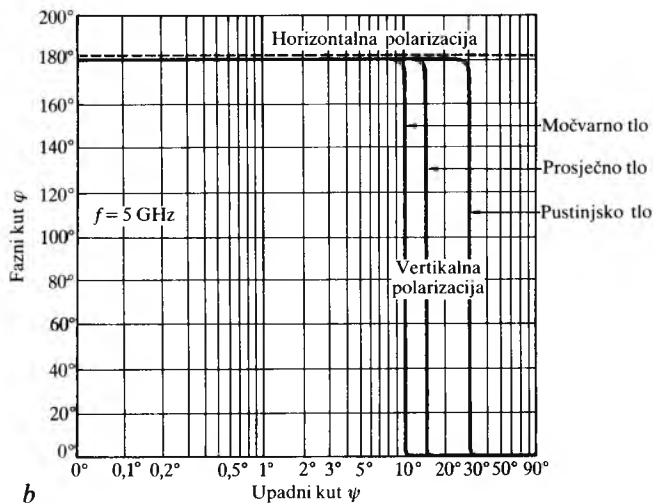
$$\psi_B = \arcsin \frac{1}{\sqrt{n^2 + 1}}. \quad (102)$$

Za taj upadni kut, fazni kut faktora refleksije ima fazni skok od  $180^\circ$ . Za male upadne kutove faktor refleksije ima apsolutnu vrijednost blizu jedan (sl. 26a), a faza mu je  $180^\circ$  (sl. 26b).

Računanje s faktorima refleksija prema jednadžbama (101a) i (101b) vrijedi samo za glatku površinu između dvaju sredstava. Ako je površina neravna, upadni će se val raspršiti



a



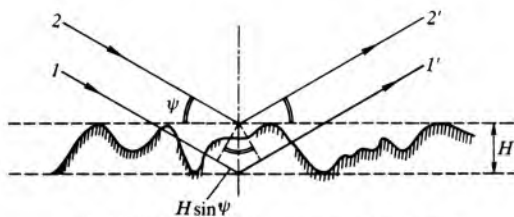
b

Sl. 26. Ovisnost faktora refleksije o upadnom kutu za horizontalnu i vertikalnu polarizaciju. a apsolutna vrijednost faktora refleksije, b fazni kut

u svim smjerovima, iako će glavina snage biti reflektirana pod kutom jednakim upadnom. Površina se može smatrati glatkom ako pri paralelnom upadu dviju zraka, nakon refleksije zbog neravnosti površine, razlika putova nije veća od  $\lambda/8$ . To je poznati *Rayleighov kriterij*:

$$2H \sin \psi \leq \frac{\lambda}{8}, \quad (103)$$

gdje je  $H$  razlika visina najviše i najniže točke tla na kojoj može doći do refleksije (sl. 27).



Sl. 27. Prikaz refleksije od neravne površine

Osnova za utvrđivanje kvalitete prijenosa radiorelejnog sustava za analogne je sustave omjer snage signala i snage šuma, a za digitalne sustave vjerojatnost pogreške. To za oba načina prijenosa ovisi o snazi  $P_2$  na ulazu prijavnika. Ta se snaga izračunava iz snage  $P_1$  na izlazu odašiljača, ako je poznato *ukupno gušenje*:

$$a_t = 10 \lg \frac{P_1}{P_2} \text{ dB}. \quad (104a)$$

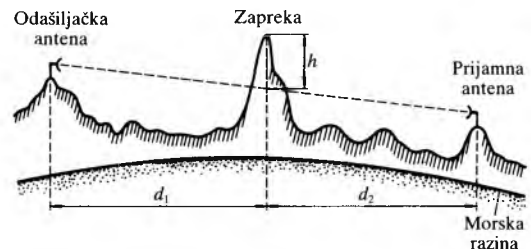
Ukupno se gušenje sastoji od gušenja vodova  $a_v$  između odašiljača i odašiljačke antene te prijamne antene i prijavnika, gušenja u slobodnom prostoru  $a_0$ , gušenja zbog zapreka  $a_z$ , dodatnog gušenja  $a_r$  na reflektoru kada ne postoji optička vidljivost između odašiljačke i prijamne antene i od dubine fedinga  $a_F$ . Ukupno je gušenje

$$a_t = a_v + a_0 + a_z + a_r + a_F, \quad (104b)$$

gdje su sve veličine izražene u decibelima. Gušenje vodova određuje se na temelju podataka o gušenju po jedinici duljine i ukupne duljine vodova. Gušenje slobodnog prostora (85) ovdje uključuje i obje antene, pa je

$$a_0 = (32,44 + 20 \lg \frac{f}{\text{MHz}} + 20 \lg \frac{d}{\text{km}} - G_o - G_p) \text{ dB}, \quad (105)$$

gdje je  $f$  frekvencija,  $d$  udaljenost prijamne od odašiljačke antene,  $G_o$  i  $G_p$  dobiti odašiljačke i prijamne antene u decibelima.



Sl. 28. Profil trase sa zaprekom iznad linije vidljivosti

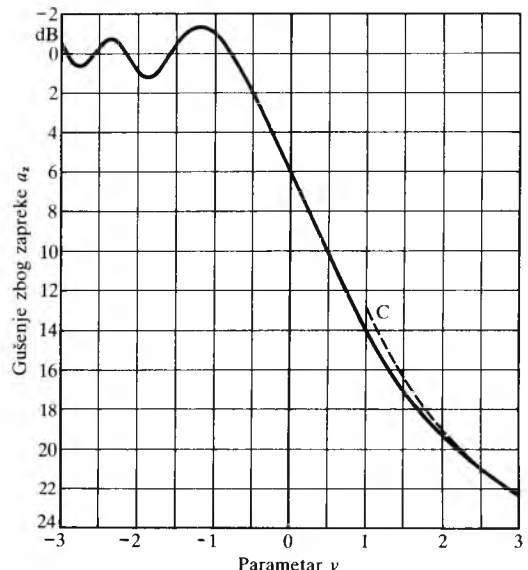
Da bi se utvrdilo dodatno gušenje zbog zapreke, treba iz profila trase utvrditi kolika je visina  $h$  zapreke iznad linije vidljivosti, tj. iznad spojnice položaja odašiljačke i prijamne antene. Parametar  $v$  za izračunavanje dodatnog gušenja uslijed zasjenjenja zaprekom (sl. 28) iznosi

$$v = h \sqrt{\frac{2(d_1 + d_2)}{\lambda d_1 d_2}}, \quad (106)$$

gdje su  $d_1$  i  $d_2$  udaljenosti zapreke od odašiljača i prijavnika, a  $\lambda$  valna duljina. Parametrom  $v$  određuje se pomoću dijagrama na sl. 29. dodatno gušenje  $a_z$  zbog zapreke. Za veća gušenja može poslužiti aproksimacija:

$$a_z = (13 + 20 \lg v) \text{ dB}, \quad (107)$$

koja je nacrtana kao krivulja C na sl. 29. Dodatno gušenje (do 6 dB) može nastati usprkos tome što je zapreka ispod linije vidljivosti, tj. kada  $h$ , odnosno  $v$  imaju negativne



Sl. 29. Dijagram za određivanje dodatnoga gušenja  $a_z$  zbog zapreke pomoću parametra  $v$ ; C aproksimacija za velika gušenja

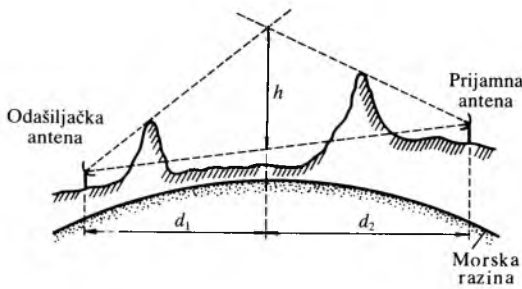
vrijednosti. To se gušenje zanemaruje ako je *prvo Fresnelovo područje* slobodno od zapreka. Prvo Fresnelovo područje jest prostor koji se nalazi unutar rotacijskog elipsoida kojemu se u žarištima nalaze odašiljač i prijamnik. Zbroj udaljenosti  $d_1$  i  $d_2$  svake točke na površini elipsoida od obaju žarišta veći je za pola valne duljine od spojnice odašiljača i prijamnika. Presjek elipsoida vertikalnom ravninom koja prolazi kroz oba žarišta jest elipsa. Vertikalna je udaljenost bilo koje točke te elipse od linije vidljivosti prema jednadžbi elipse

$$h = \sqrt{\frac{\lambda d_1 d_2}{d_1 + d_2}}, \quad (108a)$$

a mala je poluos te elipse

$$b = \frac{1}{2} \sqrt{\lambda d}, \quad (108b)$$

gdje je  $d$  udaljenost prijamnika od odašiljača, a  $\lambda$  valna duljina. Ako na trasi ima više zapreka koje su iznad linije vidljivosti, one se mogu nadomjestiti jednom ekvivalentnom zaprekom (sl. 30). Pomoću visine ekvivalentne zapreke može se utvrditi dodatno gušenje postupkom kao za jednu zapreku.

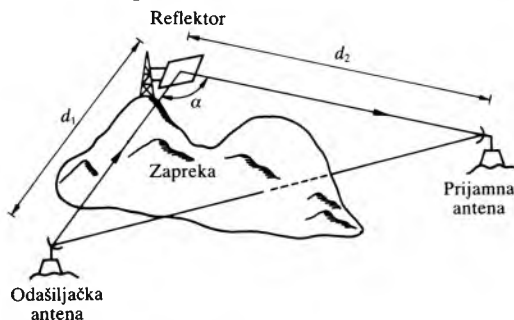


Sl. 30. Određivanje visine  $h$  ekvivalentne zapreke iznad linije vidljivosti za dvije zapreke na profilu trase

Ako je dodatno gušenje zbog zapreka preveliko, upotrebljavaju se reflektori. Reflektor se postavlja na uzvisinu (sl. 31) s koje se vidi odašiljačka i prijamna antena. Dodatno gušenje koje nastaje postavljanjem reflektora iznosi

$$a_r = 20 \lg \frac{\lambda d_1 d_2}{A(d_1 + d_2) \cos \frac{\alpha}{2}}, \quad (109)$$

gdje je  $A$  ploština reflektora, a  $\alpha$  kut što ga zatvaraju spojnice odašiljačke i prijamne antene s reflektorom. Da bi se izračunalo ukupno gušenje uz upotrebu reflektora, mora se pri izračunavanju gušenja u slobodnom prostoru prema jednadžbi (105) za udaljenost uzeti vrijednost  $d = d_1 + d_2$ , jer je to put elektromagnetskog vala od odašiljača do prijamnika. Iz jednadžbe (109) vidi se da je dodatno gušenje najveće ako se reflektor postavi na sredinu trase. Zbog toga se pri planiranju nastoji reflektor postaviti što bliže jednom od krajeva trase. Ipak udaljenost reflektora od odašiljačke ili prijamne antene ne smije biti premalena, jer se reflektor mora nalaziti u dalekom području antena (v. *Elektronika, uređaji. Antene*, TE 4, str. 608), a to znači da valna fronta na toj udaljenosti mora praktički biti ravna. Minimalna udaljenost

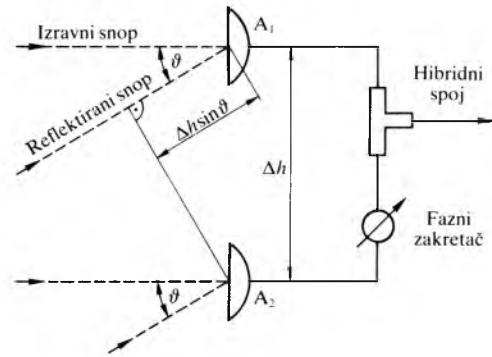


Sl. 31. Skica reflektora koji djeluje kao zrcalo u slučaju kad ne postoji optička vidljivost između odašiljača i prijamnika

$R_{min}$  reflektora od najbliže antene ovisi o najvećoj poprečnoj dimenziji reflektora  $D_R$  i antene  $D_A$ , dakle

$$R_{min} = \frac{2D_R D_A}{\lambda}. \quad (110)$$

Osim izravnog snopa, na prijamnu antenu redovito dolazi barem jedan snop reflektiran od tla. Za male kutove upada, što je karakteristično za radiorelejne sustave, apsolutna vrijednost faktora refleksije vrlo je blizu jedan (sl. 26a). Pri refleksiji od vodenih površina ili močvarnog tla ta je pojava izrazita još i za veće upadne kutove. Reflektirani snop prelazi dulji put pa kasni prema izravnom snopu. Već prema razlici putova, fazni kut reflektiranog snopa može s obzirom na izravni snop poprimiti bilo koju vrijednost, pa i  $180^\circ$ . U tom je najnepovoljnijem slučaju ukupna vrijednost prijamnog polja jednaka razlici jakosti polja izravnog i reflektiranog snopa, koji se gotovo poništavaju (faktor je refleksije blizu jedan), pa nastaje veliko dodatno gušenje. Zbog promjena u atmosferi fazni kut između izravnog i reflektiranog snopa mijenja se s vremenom, pa će se tako mijenjati i vrijednost rezultantnog prijamnog polja. U bilo kojem trenutku prijamno će polje ovisiti o visini na kojoj je postavljena antena. Prijamno se polje po visini mijenja unutar granica određenih najvećom vrijednošću koja odgovara zbroju jakosti polja izravnog i reflektiranog snopa, i najmanjom vrijednošću jednakom razlici tih polja. Zbog promjena u atmosferi minimumi ukupnog prijamnog polja vertikalno se pomiču. Zato se antena, koja je u nekom trenutku povoljno smještena, može u drugom trenutku nalaziti u znatno oslabljenom polju. Posebno se izbjegavaju trase s točkom refleksije na vodenim površinama ili močvarnom zemljištu. Ako to nije moguće, upotrebljavaju se antenski sustavi od dviju antena na takvu vertikalnom razmaku, da njihov ukupni dijagram zračenja ima nultočku u smjeru odakle dolazi nepovoljno reflektirani snop. Takav se *antirefleksijski antenski sustav* može upotrijebiti ili na strani odašiljača, ili na strani prijamnika (sl. 32) ili na obje strane. Prednost je takva antenska sustava i u tome što mu je dobitak za 3 dB veći u odnosu na jednu antenu. Radi jednostavnijeg tumačenja pretpostavit će se da izravni snop dolazi iz horizontalnog smjera. Antene su smještene jedna iznad druge, na razmaku  $\Delta h$ , a izlazi su im preko vodova jednake duljine spojeni na hibridni spoj, koji djeluje



Sl. 32. Antirefleksijski antenski sustav koji u smjeru reflektiranog snopa ima nultočku u dijagramu zračenja

kao sumator. Zbog moguće nesimetrije antenskih vodova u jednu je granu ubačen fazni zakretač. Time se signali objiju grana dovode točno u fazu na izlazu hibridnog spoja. Zbog različitih putova signali reflektiranih snopova razlikuju se u faznom kutu. Razlika u putovima (sl. 32) jednaka je  $\Delta h \sin \theta$ , pa je fazni pomak

$$\delta = 2\pi \frac{\Delta h}{\lambda} \sin \theta. \quad (111)$$

Za poništavanje signala reflektiranog snopa, fazni pomak mora biti neparni višekratnik od  $\pi$ , pa je potrebna razlika visina

$$\Delta h = \frac{(2n + 1)\lambda}{2 \sin \theta}, \quad (112)$$

gdje je  $n$  cijeli broj ili nula. Treba naglasiti da se potpuno poništavanje ne može postići zbog mijenjanja kuta  $\vartheta$ , što ovisi o stanju atmosfere, a time i indeksu loma, i o njihanoj stupa na kojem su postavljene antene. Osim toga, potpuno se poništavanje može postići samo za jednu frekvenciju, pa se pri prijenu većeg broja radiokanala potpuno poništavanje može postići samo za jedan od njih.

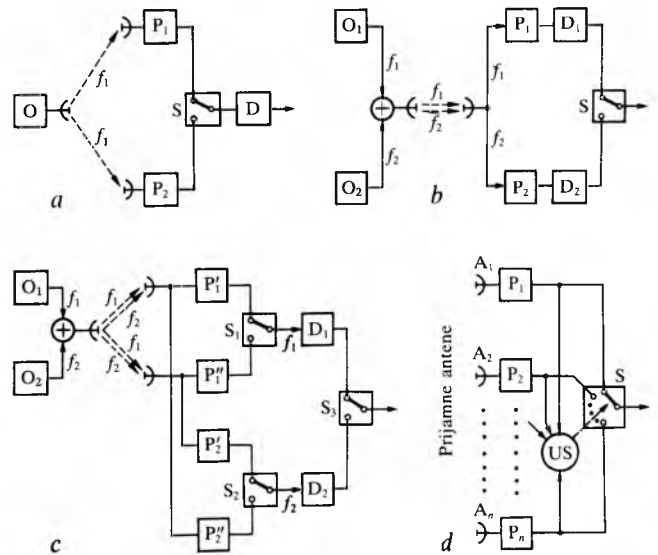
U razdobljima kada se gradijent indeksa loma mijenja s visinom, osim snopa reflektiranog od tla, moguće je da na prijamnu antenu dođe jedan ili više dodatnih snopova koji su prešli različite putove. Jedna je od takvih mogućnosti pri temperaturnoj inverziji u atmosferi. U takvim uvjetima višestrukog širenja nastaju velika vremenska kolebanja jakosti prijamnog polja. U statističkom smislu takvo se kolebanje može vrlo dobro opisati Rayleighovom razdiobom. U radiorelejnim sustavima dopušteno je da gušenje bude veliko samo u vrlo kratkim vremenskim razmacima (kraćim od 1%) ukupnog trajanja prijensa. Dubina fedinga, odnosno vjerojatnost da će gušenje  $a_F$  biti veće od dopuštene dubine fedinga  $A$ , za trajanje prijensa kraće od 1% u najlošijem mjesecu unutar godine dana, određuje se iz empirijskog izraza:

$$v_p(a_F \geq A) = \mu \cdot 10^{-0,1A} = KQ \left( \frac{f}{\text{GHz}} \right)^B \left( \frac{d}{\text{km}} \right)^C \cdot 10^{-0,1A}, \quad (113a)$$

gdje je  $\mu$  faktor aktivnosti ili pojavljivanja višestrukog širenja,  $K$  klimatski faktor,  $Q$  faktor zemljišta,  $f$  frekvencija radiokanala,  $d$  duljina trase i  $A$  dopuštena dubina fedinga u decibelima. Za područje Europe mogu se rabiti konstante  $B=1$  i  $C=3$ . Faktor aktivnosti navodi se u literaturi u različitim vrijednostima jer je izračunan na temelju mjerenja u različitim klimatskim uvjetima, te za različite frekvencije i duljine trasa.

U vremenskim razmacima s velikim kolebanjem prijamnog polja, zbog pojave višestrukog širenja, vjerojatnost pojavljivanja niskih razina polja može se znatno smanjiti upotrebom tzv. *diverzitskog prijama* (engl. *diversity*). Diverzitska je tehnika poznata već od početaka radiotehnike, kada su 1927. provedeni i prvi pokusi. Osnova je diverzitske tehnike u prijemu iste poruke pomoću dvaju ili više prijamnika ili ponavljanjem poruke pomoću jednog prijamnika jedanput ili više puta u određenim vremenskim razmacima. Prema tome, postoje tri osnovna načina višestrukog prijama iste poruke. *Prostorni diverzitski prijam* ostvaruje se s dvije ili više prostorno razmaknutih antena. Razmak antena mora biti tolik da trenutačne jakosti signala na izlazima svih antena budu međusobno u statističkom smislu nezavisne, iako su im funkcije razdiobe identične. To znači da između tih signala ne postoji korelacija, dakle križna je korelacijska funkcija jednaka nuli. *Frekvencijski diverzitski prijam* ostvaruje se pomoću dvaju ili više radiokanala kojima se povezuju dva ili više odašiljača s njima odgovarajućim prijamnicima. Između jakosti signala na izlazima pojedinih prijamnika ne smije biti korelacije. *Vremenski diverzitski prijam* ostvaruje se tako što se isti signal dva ili više puta ponovi u takvom vremenskom razmaku, da između trenutačnih jakosti uzoraka signala istog sadržaja ne postoji korelacija. Vremenski se diverzitski prijam primjenjuje samo pri prijenu digitalnih signala, jer bi to pri prijenu govora značilo ponavljanje istih rečenica i otežavalo komuniciranje. Pri prostornom i frekvencijskom diverzitskom prijemu istodobno su na raspolaganju dva ili više uzoraka istog signala, ali različitih jakosti, koje dalje treba obraditi. Razlikuju se dvije obradbe: *sekvencijski* i *simultani diverzitski prijam*. Pri sekvencijskom se prijemu signal bira prema određenom kriteriju. Bira se ili signal kojemu jakost prelazi odabrani prag, ili signal najveće jakosti. Pri simultanom se prijemu zbrajaju svi signali s jakostima s kojima su primljeni, ili se signali prethodno vrednuju u odnosu na šum. Vrednovanje je signala mijenjanje njegove jakosti razmjerno trenutnom odnosu snage signala prema snazi šuma.

U radiorelejnim sustavima najčešće se upotrebljava dvostruki prostorni, dvostruki frekvencijski ili četverostruki prostorno-frekvencijski diverzitski prijam (sl. 33). Uvijek se



Sl. 33. Primjeri diverzitskog prijama, a dvostruki prostorni, b dvostruki frekvencijski, c kombinacija dvostrukoga prostornog i dvostrukoga frekvencijskog diverzitskog prijama, d raspored za  $n$ -struki diverzitski prijam s biranjem kanala s najvećim omjerom snage signala i snage šuma. O odašiljači, P prijamnici, D demodulatori, S sklopke, US sklop za upravljanje sklopom,  $f$  frekvencije radiokanala

bira signal koji prelazi odabrani prag. Raspored na sl. 33c kombinacija je prethodnih dvaju primjera (sl. 33a i b), a prednost mu je da prilikom kvara jednog odašiljača, jedne antene ili jednog prijamnika, još uvijek postoji bilo dvostruki frekvencijski, bilo dvostruki prostorni diverzitski prijam. Poboljšanja koja donose  $n$ -struki diverzitski prijami bilo kojeg tipa međusobno se bitno ne razlikuju. Kao primjer navodi se poboljšanje koje unosi sekvencijski diverzitski prijam s biranjem najjačeg signala. Na sl. 33d primjer je rasporeda za  $n$ -struki diverzitski prijam. Prijamni se signali dobivaju pomoću više prostorno razmaknutih antena. Dubina fedinga obrnuto je razmjerna jakosti signala, pa izražena u decibelima linearno raste s padom razine prijamnog signala. Upravljački sklop mjeri istodobno omjer signala i šuma svih prijamnih signala i sklopom S prespaja na izlaz onaj signal u kojemu je taj omjer najveći. Ako vjerojatnost pojave fedinga dubine  $a_F$ , jednake ili veće od dopuštene dubine fedinga, iznosi  $v_p(a_F \geq A)$ , vjerojatnost će pojave tog istog fedinga na izlazu biti

$$v_{pn}(a_F \geq A) = [v_p(a_F \geq A)]^n, \quad (113b)$$

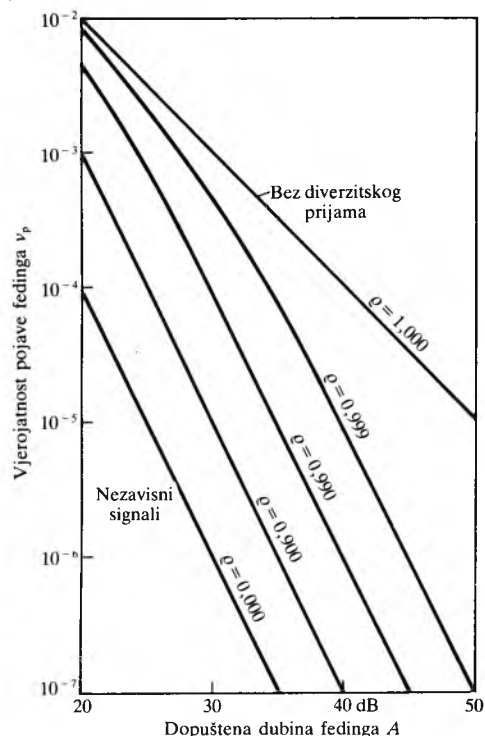
gdje je  $A$  u decibelima, a  $n$  broj prijamnih antena. Naime, na izlazu će se pojaviti feding dubine  $A$  ili veći samo ako svi prijamni signali imaju toliki feding. Kad bi na izlazu bilo kojeg prijamnika feding bio manji, taj bi prijamnik imao bolji odnos signala prema šumu i sklopka S bi ga prespojila na izlaz. Dakle, ukupna je vjerojatnost  $v_{pn}(a_F \geq A)$  jednaka umnošku vjerojatnosti  $v_p(a_F \geq A)$  pojedinih signala, pa je time opravdana jednadžba (113b). Za dubine fedinga veće od 20 dB, uz Rayleighovu razdiobu signala vrijedi  $v_p(a_F \geq A) = \mu \cdot 10^{-0,1A}$ , što za dvostruki diverzitski prijam daje

$$v_{p2}(a_F \geq A) = \mu^2 10^{-0,2A}. \quad (113c)$$

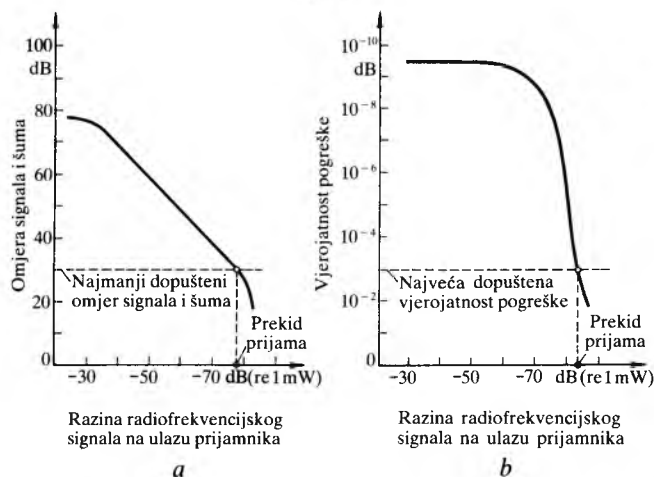
Vjerojatnost pojavljivanja fedinga ovisi o koeficijentu korelacije  $\rho$  između signala (sl. 34). Za signale kojima su razine u bilo kojem trenutku potpuno nezavisne,  $\rho$  je jednak nuli, za one kojima su razine jednake,  $\rho = 1$ , a za signale između kojih postoji zavisnost, koeficijent korelacije je  $0 < \rho < 1$ , već prema stupnju korelacije. I za veliku korelaciju ( $\rho = 0,9$ ) diverzitski prijam daje znatno poboljšanje prema običnom prijemu, jer znatno smanjuje vjerojatnost pojavljivanja dubokog fedinga (sl. 34).

Mjera kvalitete radiorelejnog sustava za prijenos analognih signala (FM-FDM sustav) izražava se omjerom snage modulacijskog signala i snage šuma na izlazu prijamnika. Taj omjer izražen u decibelima linearno raste s razinom radiofrekvencij-

skog signala na ulazu prijamnika (sl. 35a). Ta se razina procjenjuje iz ukupnog gušenja signala uzduž trase. Nagao pad pri niskim razinama radiofrekvencijskog signala uzrokuje također naglo otkazivanje ispravnog rada demodulatora zbog previsoka šuma. Stalan omjer snage signala i snage šuma pri visokim razinama uvjetovan je osnovnim šumom uređaja koji je neovisan o razini signala. Kvaliteta prijenosa digitalnog sustava izražava se pomoću vjerojatnosti pogreške, koja je za široko područje razina radiofrekvencijskog signala na ulazu prijamnika stalna i vrlo niska. Pri niskim razinama ulaznog signala naglo opada kvaliteta, tj. raste vjerojatnost pogreške (sl. 35b).



Sl. 34. Vjerojatnost pojave fedinga pri dvostrukom diverzitskom prijemu za Rayleighovu razdiobu signala uz različite koeficijente korelacije  $\rho$  između signala te uz faktor aktivnosti  $\mu = 1$



Sl. 35. Kvaliteta prijenosa radiorelejnog sustava u ovisnosti o razini radiofrekvencijskog signala na ulazu prijamnika. a omjera snage signala u jednom govornom kanalu i snage šuma za analogni sustav (FM-FDM), b vjerojatnost pogreške prijamnog signala za digitalni sustav

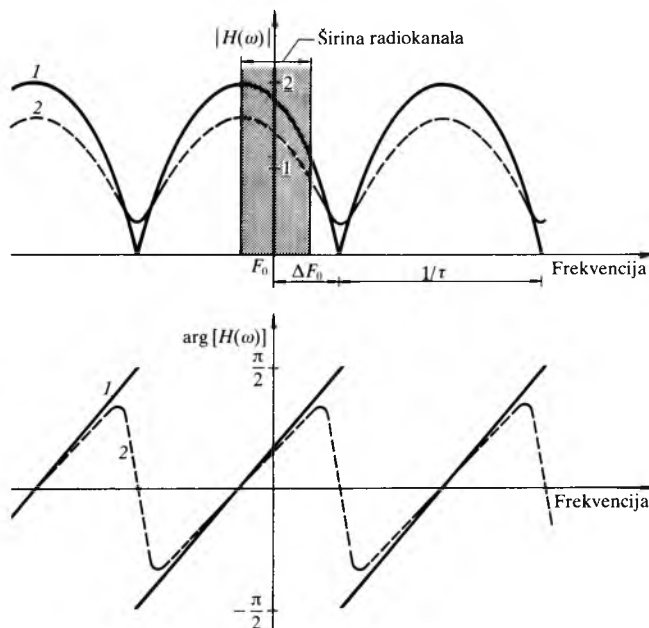
Za analogne i za digitalne sustave postoji prag prijama, tj. razina radiofrekvencijskog signala na ulazu prijamnika ispod koje sustav prekida rad jer je kvaliteta modulacijskog signala preniska. Dopušteno vrijeme prekida rada u odnosu na ukupno vrijeme mora biti maleno (najviše 0,01%).

Vrijeme prekida rada može se odrediti na temelju ukupnog gušenja u kojem je sadržana i dubina fedinga. Ako je poznata snaga  $P_1$  na izlazu odašiljača i snaga  $P_2$  na ulazu prijamnika koja odgovara pragu prijama, onda iz jednadžbe (104a) slijedi ukupno gušenje. Na temelju podataka o trasi mogu se utvrditi sva ostala gušenja, pa slijedi najveća dopuštena dubina fedinga:

$$A = a_t - a_v - a_o - a_z - a_r. \quad (114)$$

Vjerojatnost da će signal biti ispod praga prijama jednaka je vjerojatnosti da će dubina fedinga biti veća od granične. Vrijeme prekida rada jednako je vjerojatnosti  $v_p(a_f \geq A)$  za običan prijam, odnosno  $v_{pn}(a_f \geq A)$  za  $n$ -struk diverzitski prijam. Ako se polazi od dopuštenog vremena prekida rada, što je češće, funkcijom inverznom vjerojatnosti  $v_p(a_f \geq A)$  dobiva se dopuštena dubina  $A$ . Na temelju ukupnog gušenja izračuna se zbroj svih ostalih gušenja koje treba ostvariti na temelju pravilno odabranih parametara trase.

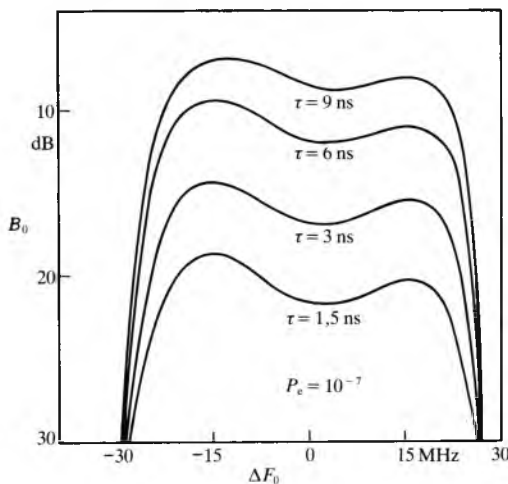
U digitalnim radiorelejnim sustavima većeg kapaciteta (34 megabita i više), vjerojatnost pogreške može se povećati mnogo više nego što to proizlazi iz sl. 35b. To je zato što nije uzet u obzir *selektivni feding*. Naime, uz veliku širinu pojasa radiofrekvencijskog signala, amplitude pojedinih komponenata u spektru različito će se mijenjati pod utjecajem višestrukog prijama, a i faze će se mijenjati u odnosu na izravni snop. To znači da radiokanal uslijed višestrukog prijama ima određenu prijenosnu funkciju koja uzrokuje tzv. *međuznakovnu interferenciju*, što može znatno povećati vjerojatnost pogreške. Djelovanje selektivnog fedinga ovisi o osjetljivosti modulacijskog postupka na izobličenja prijenosne karakteristike i o širini pojasa moduliranog signala. Ako se zbog jednostavnosti pretpostavi da postoje samo izravni i reflektirani snop, vrlo je važan omjer trajanja znakova i vremena kašnjenja reflektiranog snopa. Što je taj omjer veći manje je djelovanje selektivnog fedinga na kvalitetu prijenosa pa se za sustav manjeg kapaciteta on zanemaruje. Ako signali iz izravnog i iz reflektiranog snopa nemaju jednake amplitude, prijenosna je karakteristika (sl. 36) vrlo deformirana, pa treba poduzeti protumjere. Vrlo su djelotvorni *adaptivni izjednačivači*. Izjednačivači na razini međufrekvencijskog signala obavljaju korekciju u frekvencijskom koordinatnom sustavu, ispravljajući prijenosnu karakteristiku radiokanala. Izjednačivači u osnovnom pojasu obavljaju korekciju u vremenskom koordinatnom sustavu, smanjujući intersimbolnu interferen-



Sl. 36. Prijenosna karakteristika prostora  $H(\omega)$  kada postoji izravni i reflektirani snop, 1 za jednake amplitude signala iz reflektiranog i izravnog snopa, 2 za amplitudu signala iz reflektiranog snopa manju od amplitude signala iz izravnog snopa.  $F_0$  frekvencija nosioca,  $\tau$  kašnjenje reflektiranoga prema izravnom snopu

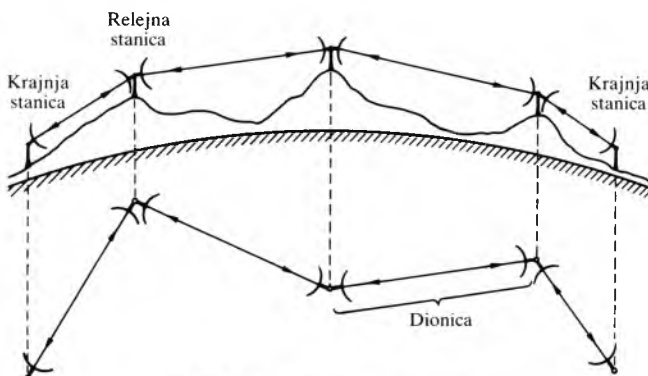
ciju ispravljanjem valnog oblika signala. Djelotvorno se može primijeniti i prostorni diverzitski prijam sa zbrajanjem na razini međufrekvencijskog signala.

Da bi se utvrdila otpornost digitalnog sustava na selektivni feding, mjere se *M-krivulje* (tzv. *signatura*). U laboratorijskim uvjetima proizvede se prijenosna karakteristika prema sl. 36, s time da se kontrolirano mijenja dubina selektivnog fedinga  $B_0$  i razlika  $\Delta F_0$  između frekvencije nosioca i frekvencije na kojoj je najdublji selektivni feding. Uza stalno vrijeme kašnjenja  $\tau$  reflektiranog snopa u odnosu na izravni snop, odaberu se  $\Delta F_0$  i  $B_0$  tako što se na izlazu prijmnika izmjeri unaprijed odabrana vjerojatnost pogreške  $P_e$ . Zatim se promijeni  $\Delta F_0$  i pronađe novi  $B_0$  koji ponovno daje istu vjerojatnost pogreške. Postupak se proizvoljno mnogo puta ponovi, a rezultati se mjerenja u koordinatnom sustavu  $\Delta F_0 - B_0$  prikazuju *M-krivuljom* (sl. 37). Za različita kašnjenja, ali nepromijenjenu vjerojatnost pogreške, dobije se niz *M-krivulja*. Na temelju *M-krivulja* dvaju sustava može se, uz istu vjerojatnost pogreške i vrijeme kašnjenja, ocijeniti otpornost sustava na selektivni feding. Sustav je otporniji ako mu je *M-krivulja* niža i uža.



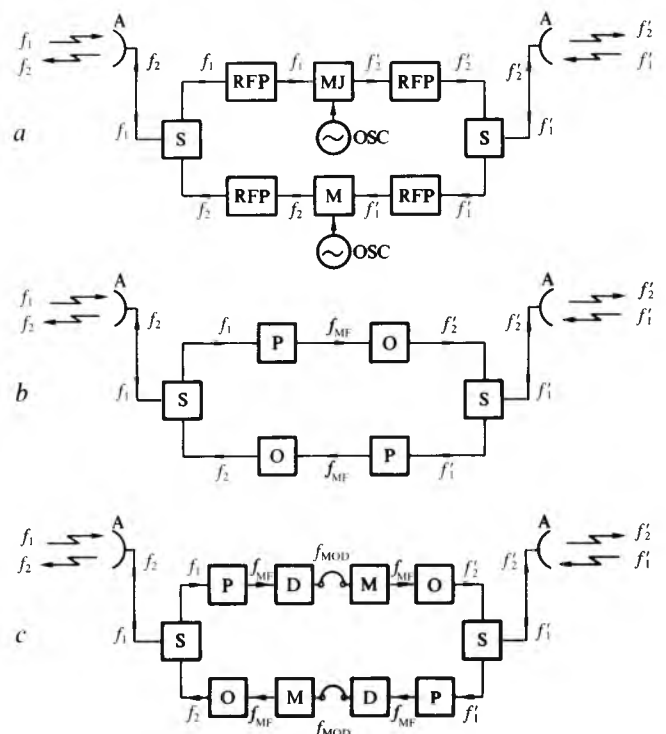
Sl. 37. Primjer *M-krivulja* digitalnog sustava (140 Mb/s, modulacija 16 QAM) uz stalnu vjerojatnost pogreške  $P_e$  za različita vremena kašnjenja  $\tau$  reflektiranoga prema izravnom snopu

**Radiorelejni sustavi.** Bez obzira na to je li riječ o analognom ili digitalnom prijenosu, radiorelejni se sustavi sastoje od više dionica koje povezuju istaknuta mjesta na reljefu (sl. 38). Na tim su mjestima postavljene ili krajnje, ili posredničke, tzv. relejne stanice. Krajnje su stanice postavljene na mjestima između kojih se želi prenositi poruke, a relejne stanice služe samo za pojačanje signala, i to ako je razmak između krajnjih stanica prevelik, odnosno ako ne postoji izravna vidljivost. Za pojedine dionice radiorelejnog sustava vrijede sve zakonitosti povezivanja kao i za jednostavan sustav koji se sastoji samo od krajnjih stanica. Prosječna je duljina dionica  $\sim 50$  km, dok su dulje dionice izuzeci. U



Sl. 38. Profil i tlocrt radiorelejne trase

radu na višim frekvencijama dionice su još i kraće, ne samo zbog povećana gušenja u slobodnom prostoru ( $a_0$ ), nego i dodatna gušenja zbog oborina (kiša, snijeg, magla) koje naglo raste u području frekvencija viših od 10 GHz. Kako se na relejnim stanicama ne izdvaja prenesena poruka (modulacijski signal), nego se samo nadoknađuje gubitak razine signala na prethodnoj dionici, povezivanje prijmnika i odašiljača relejne stanice može se provesti na tri načina. Prvi je način da se modulirani signal, primljen na jednom radiokanalu, pomoćnim oscilatorom prebaci na drugi radiokanal (sl. 39a). Naime, na susjednim dionicama dopuštena je upotreba samo različitih radiokanala kako ne bi došlo do međusobnog ometanja u radu. Drugi je način da se primljeni radiosignal normalnim prijmnikom prebaci u međufrekvencijsko područje, da bi se zatim ponovno vratio u radiofrekvencijski opseg na željeni kanal (sl. 39b). Treći je način upotreba običnog prijmnika i odašiljača krajnje stanice koji se međusobno spoje na mjestima gdje izlazi, odnosno ulazi, modulacijski signal (sl. 39c). Taj je način najjednostavniji, jer se isti uređaji mogu upotrijebiti u relejnoj i krajnjoj stanici, ali je zbog mogućeg izobličenja modulacijskog signala najnepovoljniji. Naime, zbog nesavršenosti sklopova za demodulaciju i ponovnu modulaciju, u svakoj relejnoj stanici nakupljaju se izobličenja i vrlo brzo mogu prijeći dopuštenu razinu. U razgranatoj radiorelejnoj mreži, u kojoj se dvije ili više trasa sijeku u jednoj relejnoj stanici, a koja međusobno povezuje više od dvije krajnje stanice, može se primijeniti samo treći način povezivanja krajnjih stanica radiorelejnog sustava.



Sl. 39. Raspored uređaja na radiorelejnoj stanici. *a* izravno prebacivanje radiokanala, *b* prespajanje na razini međufrekvencijskog signala, *c* prespajanje na razini modulacijskog signala.  $f_1$  i  $f'_1$  frekvencije ulaznih,  $f_2$  i  $f'_2$  frekvencije izlaznih radiokanala,  $f_{MF}$  međufrekvencija,  $f_{MOD}$  frekvencija modulacijskog signala. A antena, S skretnica, RFP radiofrekvencijsko pojačalo, MJ mješalo, OSC oscilator, M modulator, P prijmnik, O odašiljač, D demodulator

## RADIOKOMUNIKACIJSKI SUSTAVI S RADIJALNIM ZRAČENJEM

Sustavi s radijalnim zračenjem ostvaruju radiovezu jedne ili nekoliko stalnih stanica s nekoliko prostorno raspoređenih stanica ili s jednom ili više stanica promjenljiva položaja. Da bi se to ostvarilo takvi sustavi trebaju odašiljati radijalno, dakle u svim smjerovima, odnosno primiti iz svih smjerova, ili odašiljati bar u nekim povlaštenim smjerovima, odnosno primiti iz nekih povlaštenih smjerova. Kvaliteta se prijenosa