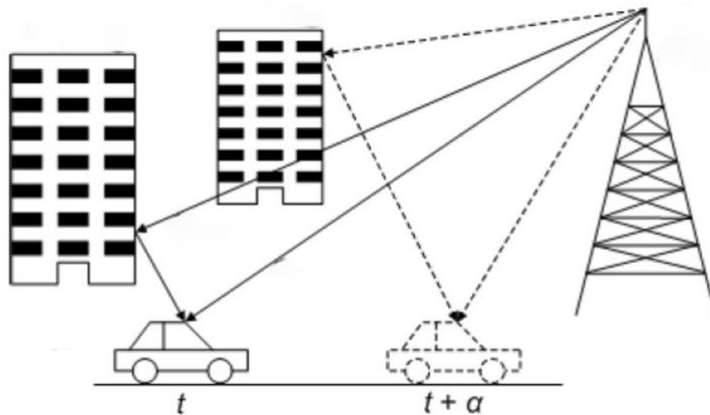


## 2.4. *Small-scale fading*

Kao što je već rečeno jedna od karakterističnih osobina signala koji se prenosi mobilnim radio kanalom je pojava varijacija anvelope primljenog signala, sa promjenom položaja mobilnog terminala. Informacija o tim varijacijama se objektivno dobija snimanjem nivoa signala, čime se identifikuju povremene duboke sjenke u signalu. Uzrok takvih varijacija je u tome što se signal na mjestu prijema formira od mnogobrojnih kopija signala koje dolaze iz različitih pravaca, tako da se rezultatni signal dobija njihovom superpozicijom (slika 2.12). Takve kopije signala su različito oslabljene, jer prelaze različita rastojanja na putu do prijemnika, a prelazak različitih rastojanja uzrok je i razlika na nivou kašnjenja i njihovih faza. Dakle, do prijemnika stiže veliki broj kopija signala različitih amplituda, faza i kašnjenja koje se na mjestu prijema mogu konstruktivno ili destruktivno superponirati. Na taj način dolazi do nepredvidljivih brzih varijacija amplitude i faze prenošenog signala na malim rastojanjima (reda talasne dužine) ili u kratkom vremenskim intervalima, koje predstavljaju *small-scale (short-term) fading*, koji se najčešće naziva *multipath fading* i predstavljaju jedan od najvećih izazova pri prenosu signala mobilnim radio kanalom.

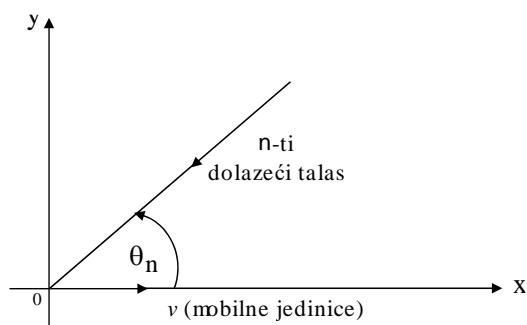


Slika 2.12 *Multipath* prijemno okruženje

Pored navedene propagacije po više putanja, na pojavu *multipath* fadinga utiču i : brzina kretanja mobilnog terminala, brzina kretanja okolnih objekata, kao i frekvencijski opseg u kome se odvija komunikacija. U tom smislu, i u situacijama kad je mobilna jedinica stacionarna može doći do varijacija nivoa primljenog signala uslijed ne-stacionarne prirode mobilnog radio kanala (objekti od kojih se reflektuju talasi mogu biti u pokretu).

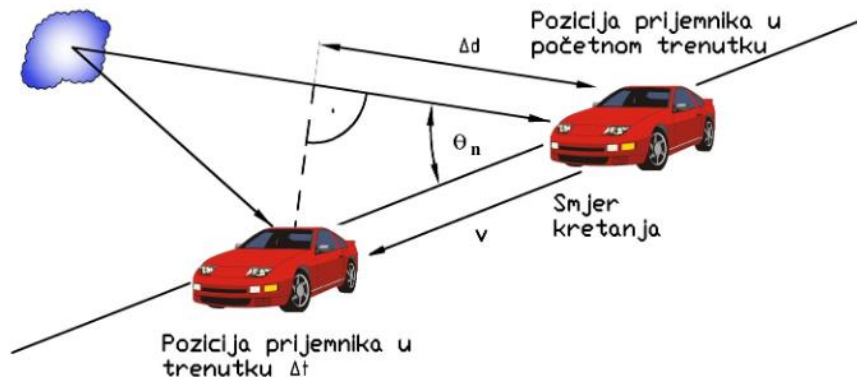
### 2.4.1. Model prijemnog polja

Najčešće korišćeni Clarke-ov model za teorijsko opisivanje elektromagnetnog polja u uslovima multipath propagacije polazi od pretpostavke da je ukupno prijemno polje u bilo kojoj tački pokrivanja bazne stanice vertikalno polarizovano i dobijeno superpozicijom  $N$  talasa, slučajnih amplituda i različitih upadnih uglova. Slika 2.13 prikazuje  $n$ -ti talas koji se prima pod uglom  $\theta_n$  u odnosu na  $x$  osu ( $xOy$  ravan je postavljena horizontalno) i čija je faza  $\phi_n$ . Pri tome su faze svih  $N$  primljenih talasa uniformno raspodijeljene od  $0$  do  $2\pi$ , a amplitude i faze su statistički nezavisne slučajne promjenljive.



Slika 2.13 Modeliranje prijemnog polja

Neka se mobilna jedinica kreće duž  $x$ -ose brzinom  $v$ . Upravo to kretanje mobilnog terminala dovodi do toga da se pored varijacija nivoa primljenog signala, uočavaju i promjene u frekvenciji primljenog signala, koje se opisuju pojmom Doppler-ovog efekta.



Slika 2.14 Geometrijska ilustracija Doppler-ovog pomjeraja

Naime, Doppler-ov pomjeraj frekvencije (*Doppler shift*) se registruje za svaki dolazeći talas, a na slici 2.14 je prikazana geometrija vezana za ovu pojavu. Doppler-ov pomjeraj je faktički posledica razlike u rastojanju koje signal treba da pređe na putu od predajnika do prijemnika, za različite pozicije mobilne jedinice. Fazna promjena usled ove razlike u dužini putanje koju elektromagnetni talas prelazi je  $\Delta\phi = 2\pi v\Delta t \cos(\theta_n)/\lambda$ , dok se Doppler-ov pomjeraj računa po relaciji koja opisuje vezu između frekvencije i faze signala:

$$\omega_{Dn} = \beta v \cos \theta_n \quad (2-33)$$

gdje je  $\beta$  talasni broj:  $\beta = 2\pi/\lambda$ ,  $\theta_n$  je upadni ugao  $n$ -tog primljenog signala u odnosu na pravac kretanja prijemnika,  $v$  je brzina prijemnika prema predajniku u pravcu kretanja, a  $\lambda = c/f_c$  predstavlja talasnu dužinu signala. U izrazu za talasnu dužinu signala,  $c$  je konstanta koja predstavlja brzinu svjetlosti odnosno elektromagnetnih talasa, a sa  $f_c$  je označena učestanost nosioca.

Doppler-ov pomjeraj (učestanost) može biti pozitivan ili negativan, što zavisi od upadnog ugla signala  $\theta_n$ , odnosno od smjera kretanja prijemnika ili predajnika. U slučaju kada se prijemnik kreće ka predajniku, ako je  $-\frac{\pi}{2} < \theta_n < \frac{\pi}{2}$ , onda je Doppler-ov pomjeraj pozitivan. Kada se prijemnik kreće od predajnika, tada je upadni ugao prostirućeg elektromagnetnog talasa  $\frac{\pi}{2} < \theta_n < \frac{3\pi}{2}$ . Za ove vrijednosti upadnog ugla  $\theta_n$ ,  $\cos(\theta_n)$  je negativno, što čini i Doppler-ov pomjeraj negativnim. Kada je vrijednost upadnog ugla  $\theta_n = \frac{\pi}{2}$  i  $\theta_n = \frac{-\pi}{2}$ , ne dolazi do promjene frekvencije signala.

U takvim uslovima propagacije, za emitovani signal koji je vertikalno polarisan, komponente prijemnog polja na položaju gdje se nalazi mobilna jedinica se mogu opisati relacijama:

$$E_z = E_0 \sum_{n=1}^N C_n \cos(\omega_c t + \alpha_n) \quad (2-34)$$

$$H_x = -\frac{E_0}{\eta} \sum_{n=1}^N C_n \sin \theta_n \cos(\omega_c t + \alpha_n) \quad (2-35)$$

$$H_y = \frac{E_0}{\eta} \sum_{n=1}^N C_n \cos \theta_n \cos(\omega_c t + \alpha_n) \quad (2-36)$$

gdje je:  $\alpha_n = \omega_{Dn}t + \phi_n$ ,  $\omega_c$  je kružna učestanost nosioca,  $\eta$  je talasna impedansa slobodnog prostora,  $E_0 C_n$  je realna amplituda  $n$ -tog talasa u  $E_z$  polju.  $\phi_n$  su slučajni fazni uglovi uniformno raspodijeljeni u intervalu  $(0-2\pi)$ .

Iz relacije (2-33) je očigledno da je Doppler-ov pomjeraj frekvencije ( $\omega_D$ ) ograničen vrijednostima  $\pm\beta v$  koje su generalno znatno manje od učestanosti nosioca. Tako npr., za  $f_c = \omega_c / 2\pi = 1000\text{MHz}$  i  $v = 100\text{km/h}$  vrijednost Doppler-ovog pomjeraja se kreće u granicama:

$$\pm \frac{1}{2\pi} \beta v = \pm \frac{v}{\lambda} = \pm 90\text{Hz}$$

To faktički znači da se tri komponente polja mogu opisati uskopojasnim slučajnim procesima. Uzimajući u obzir centralnu graničnu teoremu, za velike vrijednosti  $N$ , ove komponente polja postaju Gauss-ovi slučajni procesi. Treba imati u vidu da je to samo aproksimacija, s obzirom da je u relacijama (2-34)-(2-36) srednja snaga signala konstantna u vremenu, dok je u stvarnosti izložena sporim varijacijama pri pomjeranju mobilne jedinice za rastojanja reda nekoliko stotina metara.

Prema Rice-u  $E_z$  se može predstaviti i u sledećem obliku:

$$E_z = T_c(t) \cos \omega_c t - T_s(t) \sin \omega_c t \quad (2-37)$$

gdje su:

$$T_c(t) = E_0 \sum_{n=1}^N C_n \cos(\omega_n t + \phi_n) \quad (2-38)$$

$$T_s(t) = E_0 \sum_{n=1}^N C_n \sin(\omega_n t + \phi_n) \quad (2-39)$$

Gauss-ovi slučajni procesi, koji odgovaraju komponentama  $E_z$  u fazi i u kvadraturi, respektivno. Sa  $T_c$  i  $T_s$  mogu se označiti slučajne promjenljive koje odgovaraju procesima  $T_c(t)$  i  $T_s(t)$  za fiksno  $t$ . Ove slučajne promjenljive imaju nulte srednje vrijednosti i jednake varijanse:

$$\langle T_c^2 \rangle = \langle T_s^2 \rangle = \frac{E_0^2}{2} = \langle |E_z|^2 \rangle$$

Zagrade u gornjoj relaciji označavaju srednju vrijednost na skupu promjenljivih  $\theta_n$ ,  $\phi_n$  i  $C_n$ .  $T_c$  i  $T_s$  su takodje nekorelirane i stoga nezavisne slučajne promjenljive:  $\langle T_c T_s \rangle = 0$ .

### 2.4.2. Statističke karakteristike anvelope primljenog signala

Pošto su  $T_c$  i  $T_s$  Gauss-ove slučajne promjenljive, njihove funkcije gustine vjerovatnoće su sledećeg oblika:

$$p(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi E}} e^{-x^2/2E} \quad (2-40)$$

gdje je  $E=E_0^2/2$  srednja snaga i  $x=T_c$  ili  $T_s$ .

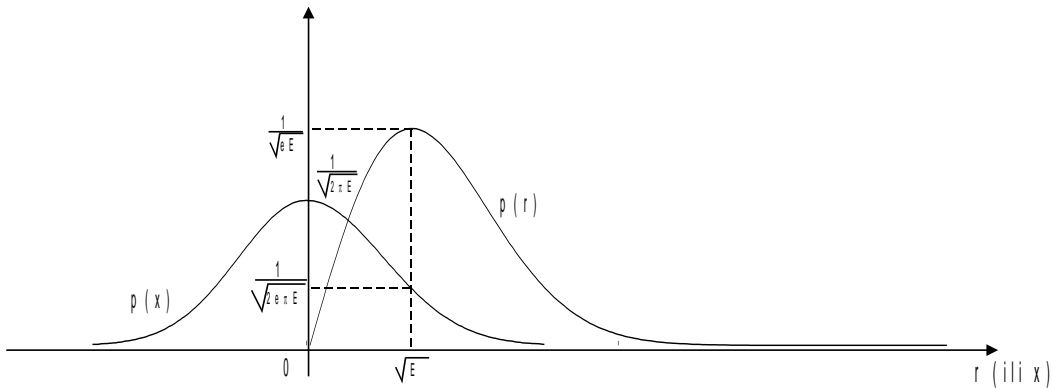
Anvelopa  $E_z$  je određena sa:

$$r = (T_c^2 + T_s^2)^{1/2} \quad (2-41)$$

tako da se može pokazati da je njena funkcija gustine vjerovatnoće:

$$p(r) = \begin{cases} \frac{r}{E} e^{-r^2/2E} & , r \geq 0 \\ 0 & , r < 0 \end{cases} \quad (2-42)$$

što predstavlja Rayleigh-ovu funkciju gustine vjerovatnoće slučajne promjenljive  $r$ . Za ilustraciju, Gauss-ova (normalna) i Rayleigh-eva funkcija gustine vjerovatnoće su prikazane na slici 2.15.



Slika 2.15 Gauss-ova i Rayleigh-eva funkcija gustine vjerovatnoće

Funkcija raspodjele vjerovatnoće  $T_c$  ( ili  $T_s$  ) je:

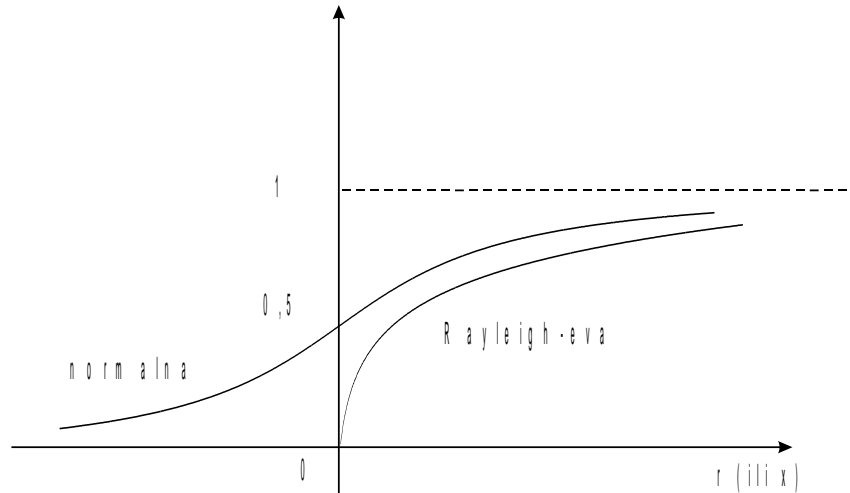
$$P[x \leq X] = \int_{-\infty}^x p(x) dx = \frac{1}{2} \left[ 1 + \operatorname{erf} \left( \frac{X}{\sqrt{2E}} \right) \right] \quad (2-43)$$

gdje je  $\operatorname{erf}$  standardna funkcija greške definisana sa:  $\operatorname{erf}(y) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^y e^{-t^2} dt$

Slično se definiše i funkcija raspodjele anvelope prijemnog polja:

$$P[r \leq R] = \int_0^R p(r) dr = 1 - e^{-R^2/2E} \quad (2-44)$$

Funkcije raspodjele date relacijama (2-43) i (2-44) su prikazane na slici 2.16.



Slika 2.16 *Funkcije raspodjele vjerovatnoće*

Relacije date u prethodnom tekstu predstavljaju model prijemnog polja, uz učinjenu pretpostavku da je srednja snaga signala konstantna. Izrazom (2-44) je pokazano da u takvim uslovima anvelopa signala na prijemu uzima vrijednosti koje odgovaraju Rayleigh-evoj raspodjeli.

#### 2.4.3. *Mehanizmi nastanka multipath fedinga*

*Small-scale (multipath) feding*, kako je već rečeno, rezultat je refleksija prenošenog talasa od lokalnih prepreka kao što su kuće, zgrade i ostale izgrađene strukture, ili prirodne prepreke tipa šuma, u okolini mobilne jedinice. Pojava ove vrste fedinga nije uzrokovana prirodnim preprekama kao što su planine ili brda locirani izmedju predanika i prijemnika. Za objašnjenje tačnih uzroka pojave *multipath* fedinga najbolje je razmatrati situaciju u kojoj se signal prenosi od bazne stanice ka mobilnoj jedinici. Četiri karakteristična slučaja mogu objasniti kompletan mehanizam nastanka ovog fenomena specifičnog za mobilne radio kanale.

1. SLUČAJ: Mobilna jedinica je stacionarna i okružena pokretnim objektima (npr. druga vozila). Ova karakteristična situacija je prikazana na slici 2.17a. U primljenom signalu će se registrovati fading, pri čemu broj sjenki zavisi od gustine saobraćaja okolnih vozila i njihove udaljenosti od mobilne jedinice.
2. SLUČAJ: Mobilna jedinica se kreće brzinom  $v$ , s tim što u njenoj okolini nema pojedinačnih prepreka. Pretpostavljajući da je upadni ugao dolazećeg talasa u odnosu na vektor brzine vozila dat sa  $\theta$ , primljeni signal se može predstaviti sa:

$$s_r = S \exp[j(2\pi f_t t - \beta x \cos \theta)] \quad (2-45)$$

U gornjem izrazu  $S$  je konstantna amplituda,  $x$  označava položaj mobilne jedinice ( $x=vt$ , gdje je  $v$  brzina mobilne jedinice),  $f_t$  je emitovana učestanost ili učestanost propagacije. Izraz (2-45) se može napisati i u sledećem obliku:

$$s_r = S \exp\left[j2\pi\left(f_t - \frac{v}{\lambda} \cos \theta\right)t\right] \quad (2-46)$$

odakle je očigledan pomjeraj frekvencije primljenog signala u odnosu na frekvenciju koja je emitovana sa bazne stanice. U pitanju je Doppler-ov pomjeraj koji iznosi:  $f_D=(v/\lambda)\cos\theta$ , tako da je frekvencija primljenog signala:

$$f_r = f_t - f_D = f_t - \frac{v}{\lambda} \cos \theta$$

U fizičkom smislu, to znači da u situaciji kad se mobilna jedinica jednostavno udaljava od izvora signala ( $\theta=0^\circ$ ), primljena frekvencija je  $f_r = f_t - v/\lambda$ . Kada mobilna jedinica kruži oko bazne stanice ( $\theta=90^\circ$ ), primljena frekvencija je  $f_r = f_t$ , dok za mobilnu jedinicu koja se kreće prema baznoj stanici ( $\theta=180^\circ$ ), primljena frekvencija je  $f_r = f_t + v/\lambda$ .

3. SLUČAJ: Mobilna jedinica se kreće duž puta brzinom  $v$  i nalazi se između predajnika i jedne prepreke (slika 2.17c). Dolazeći signal od predajnika je onaj opisan relacijom (2-46) za  $\theta=0^\circ$ . Takođe, do mobilne jedinice dolazi i signal koji se reflektuje od prepreke, za koji je  $\theta=180^\circ$ . Pretpostavljajući da je prepreka idealna, ukupan primljeni signal se može predstaviti kao:

$$s_r = S[\exp(-j2\pi(v/\lambda)t) - \exp(j2\pi(v/\lambda)t)]\exp(j2\pi f_t t) \quad (2-47)$$

Anvelopa tako primljenog signala je stojeći talas:

$$|s_r| = 2S \sin\left(2\pi \frac{v}{\lambda} t\right) \quad (2-48)$$

Očigledno je da u ovom slučaju anvelopa primljenog signala nije konstantna. Faktički, postojanje reflektovanog talasa dovodi do pojave fluktuacija.

4. SLUČAJ: Do mobilne jedinice dolaze dva talasa iz različitih pravaca, sa upadnim uglovima  $\theta=0^\circ$  i  $\theta=\theta_1^\circ$ , kao na slici 2.17d. Pretpostavka je da su ovi talasi ustvari reflektovani i da imaju jednake amplitude. Koristeći relaciju (2-46) za predstavljanje svakog talasa pojedinačno, superpozicijom se dolazi do rezultatnog signala koga prima mobilna jedinica:

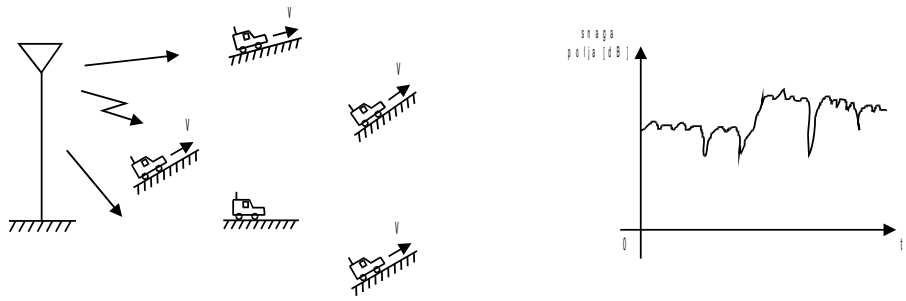
$$\begin{aligned} s_r &= S e^{j2\pi f t} \left( e^{-j\beta x} + e^{-j\beta x \cos \theta_1} \right) \\ &= S e^{j2\pi f t} \cdot 2 e^{j\beta x (1 + \cos \theta_1)/2} \cdot \cos\left(\frac{\beta x}{2} - \frac{\beta x}{2} \cos \theta_1\right) \end{aligned} \quad (2-49)$$

Iz gornje relacije se dobija da je učestanost stojećeg talasa, koja ustvari predstavlja učestanost fedinga:

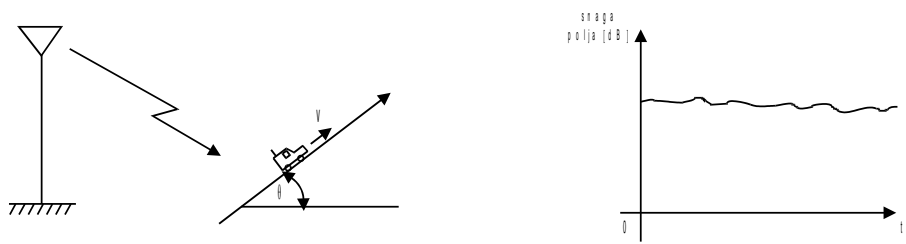
$$\omega_d = \frac{\beta x}{2} - \frac{\beta x}{2} \cos \theta_1 = 2\pi f_d = 2\pi \frac{v}{2\lambda} \cdot (1 - \cos \theta_1) \quad (2-50)$$

Kada oba talasa dolaze iz istog pravca t.j.  $\theta_1=0^\circ$ , tada je i učestanost fedinga ( $f_d$ ) takodje jednaka 0. Ukoliko dva posmatrana talasa dolaze iz suprotnih smjerova do mobilne jedinice onda je učestanost fedinga  $v/\lambda$ . Ovdje treba naglasiti razliku izmedju pojma Doppler-ovog pomjeraja  $f_D$  i brzine fedinga  $f_d$  koja je data relacijom (2-50). Veličina  $f_D$  predstavlja pomjeraj frekvencije u primljenom signalu koji je uzrokovan kretanjem mobilne jedinice, tj. njenim približavanjem ili udaljavanjem od bazne stanice (izvora zračenja). Učestanost fedinga ( $f_d$ ) predstavlja raziku izmedju Doppler-ovih pomjeraja za dva dolazeća talasa.

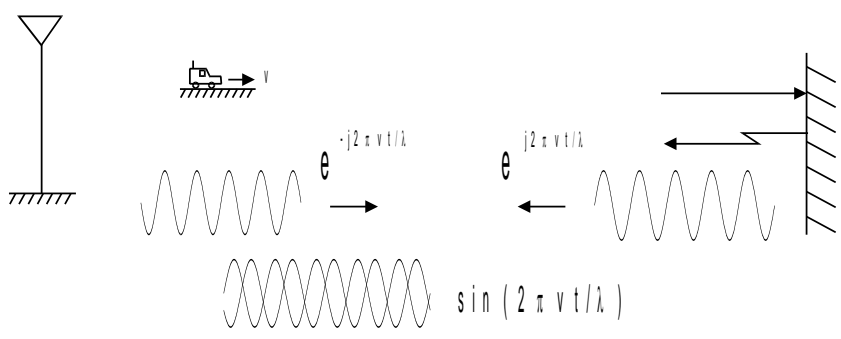




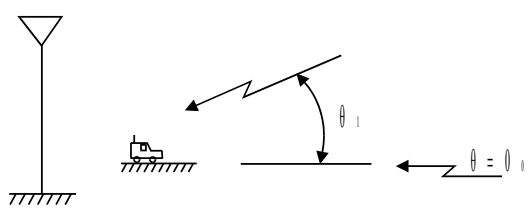
a)



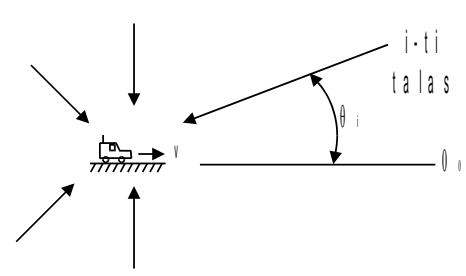
b)



c)



d)



e)

Slika 2.17 Ilustracija mehanizama nastanka multipath fedinga

5. SLUČAJ: Neka do mobilne jedinice dolazi  $N$  reflektovanih talasa iz  $N$  različitih smjerova sa jednakim vjerovatnoćama. U uslovima kad nema direktnih talasa, primljeni signal u mobilnom prijemniku je:

$$s_r = \sum_{i=1}^N S_i e^{j2\pi f_i t} \cdot e^{j\beta v t \cos \theta_i} \quad (2-51)$$

$\theta_i$  je upadni ugao  $i$ -tog talasa kao što je prikazano na slici 2.17e.  $S_i$  je slučajna promjenljiva sa nultom srednjom vrijednošću i varijansom  $I$ , dok je  $\theta_i$  takodje slučajna promjenljiva u intervalu od  $0^\circ$  do  $360^\circ$ . Relacija (2-51) prikazuje signal sa fadingom. U ovom konkretnom slučaju mogu se identifikovati parovi stojećih talasa istog tipa kao u slučaju 4, tako da se maksimalna frekvencija fedinga dobija na osnovu relacije (2-50) i iznosi  $f_{d_{max}} = v/\lambda_i$  i ista je kao maksimalni Doppler-ov pomjeraj  $f_D$  (slučaj kada je razlika između upadnih uglova dva dolazeća talasa  $\pi/2$ ).

## 2.5. Parametri mobilnog radio kanala

Kanal se u opštem slučaju definiše kao medijum koji povezuje predajnik i prijemnik. Kanale je moguće klasifikovati na ne-disperzivne i disperzivne zavisno od promjena koje se javljaju u vremenskom trajanju i širini opsega signala koji se prenosi. U opštem slučaju, u svakom tzv. disperzivnom medijumu pojavljuju se dvije vrste pomjeraja: *Doppler*-ovo proširenje spektra  $F$  i *multipath* proširenje trajanja  $\delta$ . Pri tome se  $F$  odnosi na promjene u širini frekvencijskog spektra prenošenog signala, dok je  $\delta$  proširenje u vremenskom trajanju.

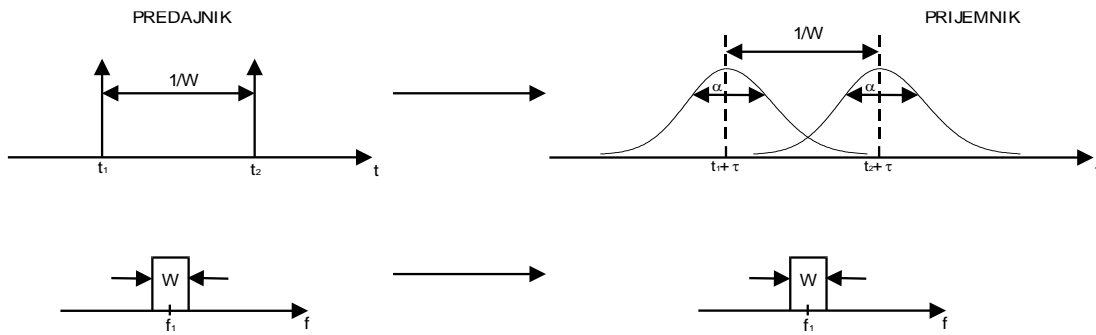
Kanal se može smatrati ne-disperzivnim, ako ove dvije vrste pomjeraja zadovoljavaju uslove:

$$F \ll \frac{1}{T} \text{ i } \delta \ll \frac{1}{W} \quad (2-52)$$

gdje  $T$  označava trajanje signalizacionog intervala, a  $W$  je širina spektra emitovanog signala. U mnogim praktičnim sistemima, vrijednosti  $T$  i  $W$  se biraju upravo tako da se kanal može smatrati ne-disperzivnim. Kad su u pitanju realni kanali, neki su disperzivni samo po vremenu, ali ne i po učestanosti. Ako je kanal vremenski-disperzivan u njemu je zadovoljen uslov:

$$\delta \gg \frac{1}{W}, \delta \gg T \text{ i } F \ll \frac{1}{T} \quad (2-53)$$

Vremenski-disperzivni kanali su na adekvatan način predstavljeni ilustracijama na slici 2.18. Ovaj tip kanala se uobičajeno naziva kanalom sa frekvencijski-selektivnim *multipath* fedingom ili kanalom sa vremenski-ravnim *multipath* fedingom. To stoga što njegove karakteristike upućuju na to da pojava sjenki u signalu na jednoj učestanosti ne znači njihovu pojavu na drugoj učestanosti.

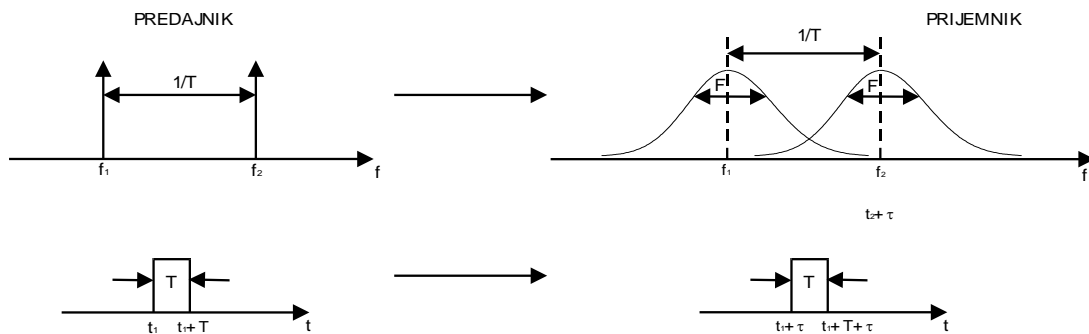


Slika 2.18 Vremenski disperzivni kanali

S druge strane postoje i kanali koji su disperzivni u domenu učestanosti, ali ne i u vremenu. Za takve frekvencijski disperzivne kanale važi:

$$F \gg \frac{1}{T}, F \gg W \text{ i } \delta \ll \frac{1}{W} \quad (2-54)$$

Ova vrsta kanala je opisana na slici 2.19. Pošto se u kanalu utiče samo na određene vremenske segmente prenošenog signala, to se ovakav kanal naziva i kanalom sa vremenski-selektivnim *multipath* fedingom ili kanalom sa frekvencijski-ravnim *multipath* fedingom.

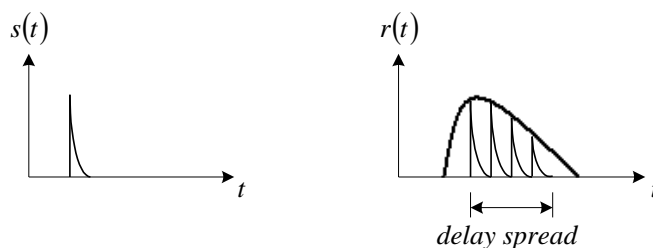


Slika 2.19 *Frekvencijski disperzivni kanali*

Konačno, postoje i kanali koji su dvostruko disperzivni, tj. u njima se pojavljuje i vremenski-selektivan i frekvencijski-selektivan fading. To drugim riječima znači da fading nije ni vremenski ni frekvencijski ravan. Upravo je to situacija sa realnim mobilnim radio sistemima, za koje se najčešće može smatrati da se kanal ponaša disperzivno i u vremenskom i u frekvencijskom domenu. Stoga se definišu parametri koji omogućavaju opisivanje upravo vremenske i frekvencijske disperzivnosti takvih mobilnih radio kanala.

### 2.5.1. Parametri vremenske disperzivnosti

Vremenska disperzivnost mobilnog radio kanala je posljedica njegove *multipath* prirode. Kako svaka *multipath* komponenta primljenog signala predstavlja oslabljenu i zakašnjelu repliku emitovanog signala nosioca poruke, svaki poslati impuls na prijemu se manifestuje kao niz impulsa koji se mogu tretirati kao kontinualni signal određenog trajanja. Na taj način dolazi do vremenskog proširenja prenošenog signala koje se naziva *delay spread* (slika 2.20).



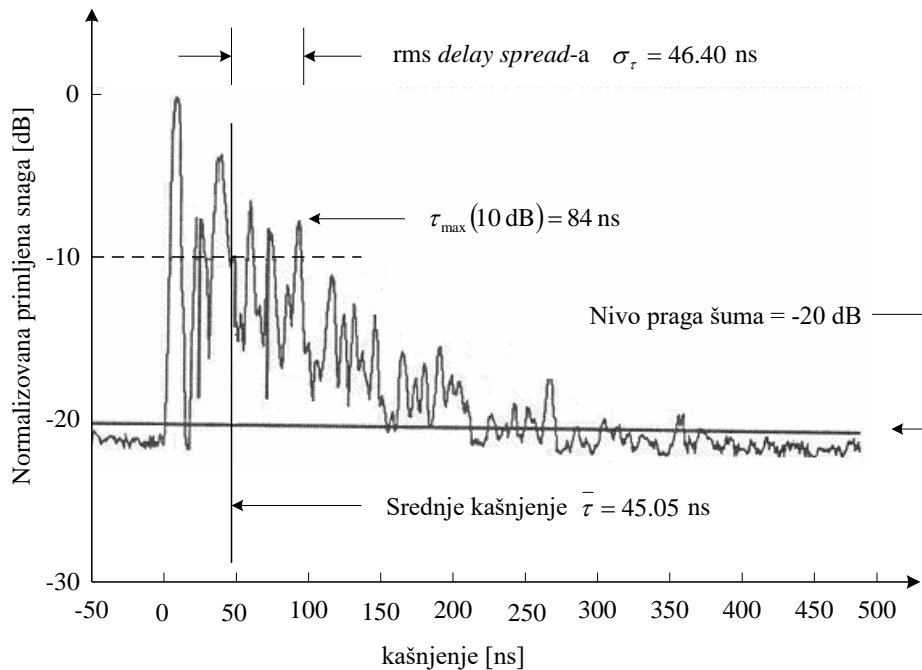
Slika 2.20 *Ilustracija vremenske disperzivnosti mobilnog radio kanala*

U vremenske parametre koji karakterišu vremensku disperzivnost spadaju srednje kašnjenje *multipath* komponenti ( $\bar{\tau}$ ), srednja kvadratna vrijednost (*root mean square – rms delay spread*-a ( $\sigma_\tau$ ) i maksimalno kašnjenje ( $\tau_{\max}(X \text{ dB})$ ), dok je odgovarajući frekvencijski parametar koherentni opseg ( $B_c$ ). Većina tih parametara nalazi se iz snage primljenog signala u funkciji kašnjenja *multipath* komponenti (*multipath power delay profile* -  $P(\tau)$ ). Snaga primljenog signala u funkciji kašnjenja određuje se eksperimentalno za svaki *multipath* kanal raznovrsnim tehnikama mjerenja. Fizičko značenje parametara  $\bar{\tau}$ ,  $\sigma_\tau$  i  $\tau_{\max}(X \text{ dB})$  prikazano je na slici 2.21.

Srednje kašnjenje *multipath* komponenti definiše se kao:

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_{i=1}^N a_i^2 \tau_i}{\sum_{i=1}^N a_i^2} = \frac{\sum_{i=1}^N P(\tau_i) \tau_i}{\sum_{i=1}^N P(\tau_i)} \quad (2-55)$$

Ovdje je  $a_i$  amplituda  $i$ -te *multipath* komponente,  $\tau_i$  relativno kašnjenje  $i$ -te *multipath* komponente u odnosu na prvu detektovanu komponentu (direktna komponenta) u trenutku  $\tau_0 = 0$  a  $P(\tau_i)$  je normalizovana primljena snaga koju nosi  $i$ -ta *multipath* komponenta.



Slika 2.21 *Multipath power delay profil (indoor)*

Srednja kvadratna vrijednost *delay spread*-a definiše se kao:

$$\sigma_{\tau} = \sqrt{\overline{\tau^2} - (\overline{\tau})^2}, \quad (2-56)$$

gdje je:

$$\overline{\tau^2} = \frac{\sum_{i=1}^N a_i^2 \tau_i^2}{\sum_{i=1}^N a_i^2} = \frac{\sum_{i=1}^N P(\tau_i) \tau_i^2}{\sum_{i=1}^N P(\tau_i)}. \quad (2-57)$$

Tipične vrijednosti rms *delay spread*-a su reda mikrosekunde u *outdoor* mobilnim radio kanalima, odnosno reda nanosekunde u *indoor* kanalima, što zavisi od radne frekvencije, rasporeda prepreka, karakteristika refleksione površine i dr.

Maksimalno kašnjenje ( $\tau_{\max}(X \text{ dB})$ ) definiše se kao vrijeme za koje energija *multipath* komponenti padne  $X$  dB ispod maksimalne. Na slici 2.21 prikazan je način određivanja maksimalnog *delay spread*-a za  $X=10$  dB.

Vrijednosti parametara  $\overline{\tau}$ ,  $\overline{\tau^2}$  i  $\sigma_{\tau}$  zavise od izbora nivoa praga šuma koji se koristi pri određivanju  $P(\tau)$ . Prag šuma se koristi za razdvajanje primljenih *multipath* komponenti od termičkog šuma. Ako se odabere mali prag šuma onda će se termički šum procesirati kao *multipath*, što će parametre vremenske disperzivnosti učiniti manje tačnim.

Važno je napomenuti da snaga primljenog signala u funkciji kašnjenja *multipath* komponenti (*multipath power delay profile*) i spektralni odziv mobilnog radio kanala čine *Fourier*-ov transformacioni par. Prema tome, moguće je izvršiti ekvivalentnu analizu kanala u frekvencijskom domenu koristeći karakteristike njegovog frekvencijskog odziva.

Analogno *delay spread*-u u vremenskom domenu, za opisivanje vremenske disperzivnosti mobilnog radio kanala u frekvencijskom domenu koristi se koherentni opseg ( $B_C$ ). Dok je *delay spread* prirodni fenomen koji ima fizičku interpretaciju, koherentni opseg je parametar koji se izvodi iz srednje kvadratne vrijednosti *delay spread*-a ( $\sigma_{\tau}$ ). Koherentni opseg je obrnuto

proporcionalan sa  $\sigma_\tau$ , a njihov precizan kvantitativni odnos zavisi od konkretne *multipath* strukture kanala. Fizički, koherentni opseg predstavlja opseg frekvencija u kome se kanal može smatrati "ravnim" (sve spektralne komponente signala koji se prenosi mobilnim radio kanalom podliježu približno istom slabljenju i linearnoj promjeni faze). Drugim riječima, koherentni opseg je maksimalni opseg iz koga svake dvije frekvencijske komponente imaju jako korelisane amplitude. Dvije komponente sa frekvencijskim razmakom većim od  $B_c$  izložene su potpuno različitom uticaju kanala. Ako se koherentni opseg definiše kao opseg u kome je faktor korelacije svake dvije komponente veći od 0.9, tada koherentni opseg iznosi:

$$B_c \approx \frac{1}{50\sigma_\tau}. \quad (2-58)$$

Ako se uzme manje strog slučaj takav da je stepen korelacije iznad 0.5, koherentni opseg iznosi:

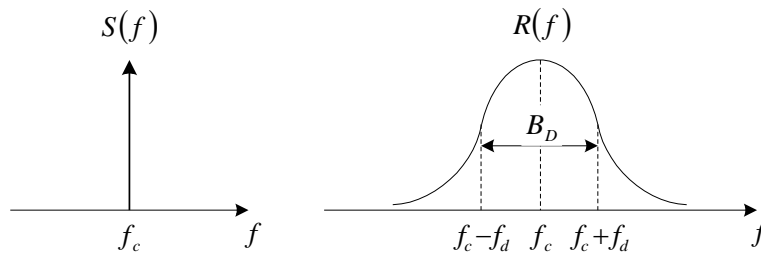
$$B_c \approx \frac{1}{5\sigma_\tau}. \quad (2-59)$$

Treba napomenuti da ne postoji egzaktna relacija koja povezuje koherentni opseg i rms *delay spread*-a, već jednačine (2-58) i (2-59) predstavljaju aproksimativne relacije.

### 2.5.2. Parametri frekvencijske disperzivnosti

*Delay spread* i koherentni opseg su parametri koji opisuju vremenski disperzivnu prirodu mobilnog radio kanala. Međutim, ovi parametri ne pružaju nikakve informacije o vremenskim varijacijama *multipath* strukture primljenog signala koje su uzrokovane kretanjem mobilne jedinice u odnosu na baznu stanicu ili kretanjem objekata na kojima dolazi do refleksije ili rasijanja. U tom slučaju, svaka pojedinačna *multipath* komponenta primljenog signala izložena je *Doppler*-ovom efektu. Kako je već objašnjeno, *multipath* komponente koje dolaze iz različitih pravaca imaju različit pomjeraj frekvencije, što rezultira proširenjem spektra signala na mjestu prijema. *Doppler*-ov *spread* i koherentno vrijeme su parametri koji karakterišu takvu frekvencijsku disperzivnost mobilnog radio kanala.

*Doppler-ov spread* ( $B_D$ ) je mjera proširenja spektra prenošenog signala na mjestu prijema. Definiše se kao opseg frekvencija u kome je spektar primljenog signala značajno veći od nule. Ako je prenošeni signal sinusoidalni ton na frekvenciji  $f_c$ , spektar primljenog signala će imati komponente u opsegu od  $f_c - f_d$  do  $f_c + f_d$  (slika 2.22), gdje je  $f_d$  *Doppler-ov pomjeraj* definisan sa  $f_d = (v/\lambda)\cos\theta$ . Veličina spektralnog proširenja zavisi od relativne brzine kretanja mobilne jedinice i pravca prostiranja *multipath* komponenti signala u odnosu na pravac kretanja mobilne jedinice. Ako je širina spektra prenošenog signala mnogo veća od  $B_D$ , efekti *Doppler-ovog spread-a* na prijemu se mogu zanemariti.



Slika 2.22 *Ilustracija frekvencijske disperzivnosti mobilnog radio kanala*

Koherentno vrijeme ( $T_C$ ) je vremenski ekvivalent *Doppler-ovom spread-u* i koristi se za opisivanje frekvencijske disperzivnosti mobilnog radio kanala u vremenskom domenu. Koherentno vrijeme predstavlja vremenski interval tokom koga se impulsni odziv kanala može smatrati nepromjenljivim. Ovo znači da su dva signala koja na mjesto prijema stižu sa vremenskim razmakom većim od  $T_C$  izložena različitim uticajima kanala. Drugim riječima, koherentno vrijeme predstavlja najveći vremenski interval tokom koga dva identična signala na mjestu prijema imaju značajno korelisane amplitude. Kada je trajanje jednog simbola emitovanog signala veće od koherentnog vremena kanala, onda će se karakteristike kanala (impulsni odziv) mijenjati tokom prenosa poruke, što će prouzrokovati izobličenje signala nosioca poruke na prijemu. Ako se koherentno vrijeme definiše kao vremenski interval tokom koga je vremenska korelaciona funkcija iznad 0.5, onda je:

$$T_C \approx \frac{9}{16\pi f_m}, \quad (2-60)$$



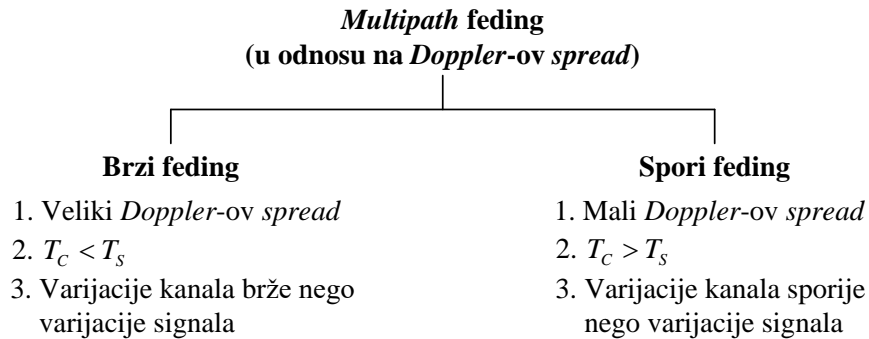
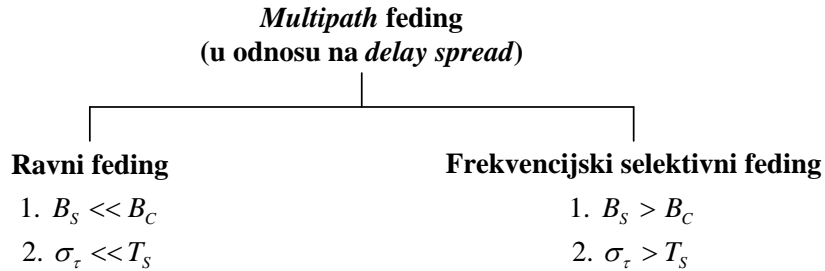
gdje je  $f_m$  maksimalni *Doppler-ov* pomjeraj ( $v/\lambda$ ). U praksi, pokazuje se da je jednačina (2-60) previše restriktivna, pa se za projektovanje najčešće koristi sljedeća formula:

$$T_c = \sqrt{\frac{9}{16\pi f_m}} = \frac{0.423}{f_m}. \quad (2-61)$$

## 2.4. Tipovi *multipath* fedinga

Kakvom će uticaju kanala biti izložen prenošeni signal zavisi od prirode samog signala koji se prenosi i od karakteristika mobilnog radio kanala. Zavisno od međusobnog odnosa parametara prenošenog signala (kao što su širina spektra ( $B_s$ ), trajanje simbola ( $T_s$ )) i parametara mobilnog radio kanala (rms *delay spread*-a, koherentni opseg, *Doppler-ov spread*, koherentno vrijeme) različiti signali nosioci poruke će biti izloženi različitim tipovima fedinga. Mehanizmi vremenske i frekvencijske disperzivnosti mobilnog radio kanala određuju četiri vrste *multipath* fedinga. Pri tome *delay spread*, koji karakteriše vremensku disperzivnost kanala, uzrokuje frekvencijski selektivan feding, a *Doppler-ov spread*, koji karakteriše frekvencijsku disperzivnost, uzrokuje vremenski selektivan feding. Ova dva mehanizma su nezavisni jedan od drugog.

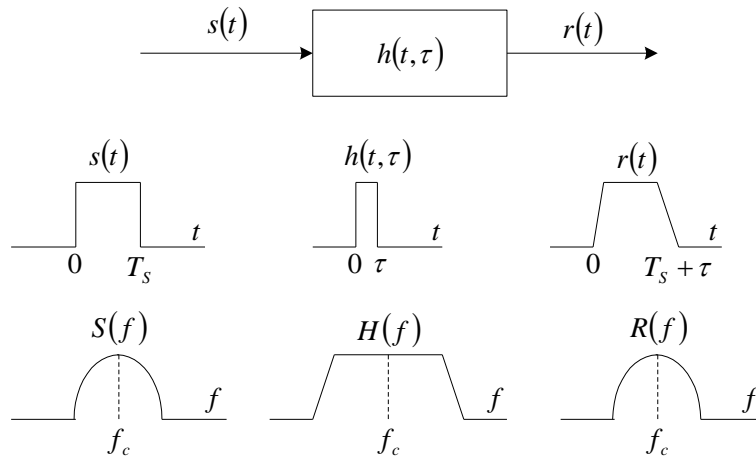
U domenu vremenske disperzivnosti razlikujemo ravni i frekvencijski selektivni feding, dok u domenu frekvencijske disperzivnosti razlikujemo brzi i spori feding (slika 2.23).



Slika 2.23 Tipovi *multipath fedinga*

#### 2.4.1. Ravni feding

Ako mobilni radio kanal ima konstantnu amplitudsku i linearnu faznu karakteristiku u opsegu koji je veći od širine spektra prenošenog signala, tada je prenošeni signal izložen ravnom fedingu. Kod ove vrste fedinga *multipath* struktura kanala je takva da spektralne karakteristike prenošenog signala ostaju sačuvane na mjestu prijema. Međutim, snaga primljenog signala varira u vremenu zbog fluktuacija pojačanja kanala (*channel gain*) koje su posljedica *multipath* efekta. Oblik impulsnog odziva i funkcije prenosa kanala sa ravnim fedingom prikazani su na slici 2.24.



Slika 2.24 Karakteristike kanala sa ravnim fadingom

Sa slike 2.24 može se zaključiti da se promjenom *channel gain*-a mijenja amplituda primljenog signala. Dakle, javljaju se fluktuacije nivoa snage primjenog signala, ali je oblik njegovog spektra na prijemu sačuvan. U kanalu sa ravnim fadingom, trajanje jednog simbola prenošenog signala je mnogo veće od *multipath delay spread*-a, tako da se impulsni odziv kanala može aproksimirati delta impulsom. Važno je napomenuti da kanali sa ravnim fadingom spadaju u uskopojasne kanale, zato što je spektar prenošenog signala uzak u poređenju sa koherentnim opsegom kanala. Kanali sa ravnim fadingom mogu uzrokovati duboke sjenke u amplitudi prenošenog signala, pa je za smanjenje uticaja fadinga na kvalitet ostvarene veze (smanjenje vjerovatnoće greške) potrebno povećati predajnu snagu 20–30 dB u odnosu na prenos kanalom bez fadinga. Za projektovanje mobilnih radio sistema veoma je značajno poznavati upravo statistiku takvih fluktuacija amplitude primljenog signala.

Dakle, prenošeni signal je izložen ravnim fadingu ako je:

$$B_S \ll B_C \quad \wedge \quad T_S \gg \sigma_\tau. \quad (2-62)$$

Ovdje su  $B_S$  i  $T_S$  širina spektra i trajanje simbola prenošenog signala, respektivno, a  $\sigma_\tau$  i  $B_C$  rms *delay spread*-a i koherentni opseg kanala, respektivno.

#### 2.4.2. Frekvencijski selektivni feding

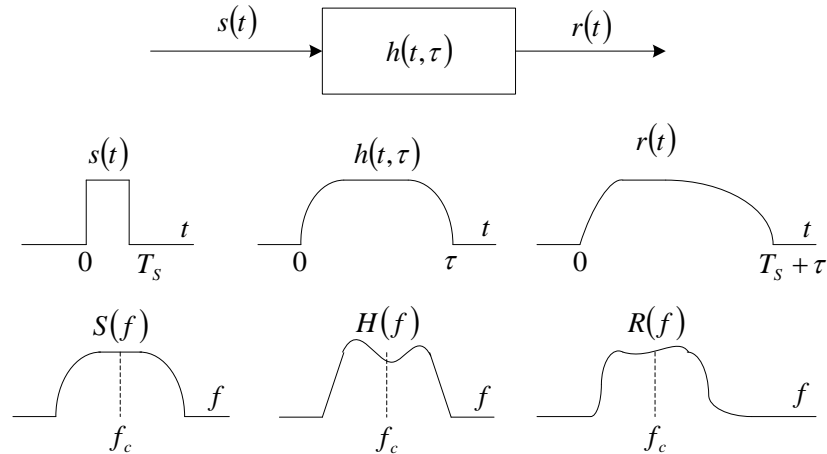
Ako mobilni radio kanal ima konstantnu amplitudsku i linearnu faznu karakteristiku u opsegu koji je manji od širine spektra prenošenog signala, tada kažemo da je prenošeni signal izložen frekvencijski selektivnom fedingu. Pod takvim uslovima, impulsni odziv kanala ima *multipath delay spread* koji je veći od trajanja jednog simbola prenošenog signala. Djelovanjem frekvencijski selektivnog fedinga dolazi do vremenske disperzije simbola koji se prenose, tako da na prijemu dolazi do preklapanja krajnjeg dijela jednog i početnog dijela drugog simbola, što uzrokuje intersimbolsku interferenciju (*intersymbol interference* – ISI). U frekvencijskom domenu, ovaj tip *multipath* fedinga dovodi do toga da određene komponente spektra primljenog signala imaju različit *gain* od ostalih. Kanali sa frekvencijski selektivnim fedingom su mnogo kompleksniji za modelovanje od kanala sa ravnim fedingom. U ovom slučaju se mora uzeti u obzir svaka *multipath* komponenta, a kanal se mora posmatrati kao linearni filter. Stoga se impulsni odziv kanala sa frekvencijski selektivnim fedingom modeluje sa više nezavisnih delta impulsa, koji imaju različite amplitude i međusobni vremenski razmak. Karakteristike impulsnog odziva i funkcije prenosa mobilnog radio kanala sa frekvencijski selektivnim fedingom prikazani su na Slici 2.25.

Kod frekvencijski selektivnog fedinga, spektar prenošenog signala je širi od koherentnog opsega kanala. To znači da na određene spektralne komponente prenošenog signala kanal djeluje različito od ostalih. Mobilni radio kanali sa ovom vrstom fedinga spadaju u grupu širokopojskih kanala, zato što je spektar prenošenog signala širi od funkcije prenosa kanala.

Dakle, prenošeni signal je izložen frekvencijski selektivnom fedingu ako je:

$$B_s > B_c \quad \wedge \quad T_s < \sigma_\tau. \quad (2-63)$$

U praksi, uzima se da je kanal frekvencijski selektivan ako je  $\sigma_\tau > 0.1 T_s$ , mada ovo zavisi od tipa primijenjene modulacije.



Slika 2.25 Karakteristike kanala sa frekvencijski selektivnim fedingom

### 2.4.3. Brzi feding

Zavisno od toga koliko brzo se mijenja prenošeni signal u poređenju sa brzinom promjene mobilnog radio kanala, razlikujemo kanale sa brzim fedingom i kanale sa sporim fedingom. Kod kanala sa brzim fedingom impulsni odziv kanala se mijenja rapidno u toku trajanja jednog simbola prenošenog signala. Drugim riječima, koherentno vrijeme kanala je manje od trajanja jednog simbola prenošenog signala. Pod ovakvim uslovima dolazi do frekvencijske disperzije koja izobličuje primljeni signal. Posmatrano u frekvencijskom domenu, izobličenje primljenog signala raste sa povećanjem *Doppler*-ovog *spread*-a u odnosu na širinu spektra prenošenog signala. U opštem slučaju, signal je izložen brzom fedingu ako je:

$$T_s > T_c \quad \wedge \quad B_s < B_D. \quad (2-64)$$

gdje su  $T_c$  i  $B_D$  koherentno vrijeme kanala i *Doppler*-ov *spread*, respektivno.

Važno je napomenuti da svrstavanje nekog kanala u one sa brzim ili sporim fedingom, ne pruža nikakvu informaciju o tome da li se radi o ravnom ili frekvencijski selektivnom fedingu. Ova dva mehanizma su, kako je ranije objašnjeno, potpuno nezavisni jedan od drugog. Brzi feding se odnosi isključivo na vremenske promjene kanala koje su posljedica kretanja mobilne jedinice ili okolnih objekata. U slučaju kanala sa ravnim i brzim fedingom, brzina promjene amplitude delta impulsa

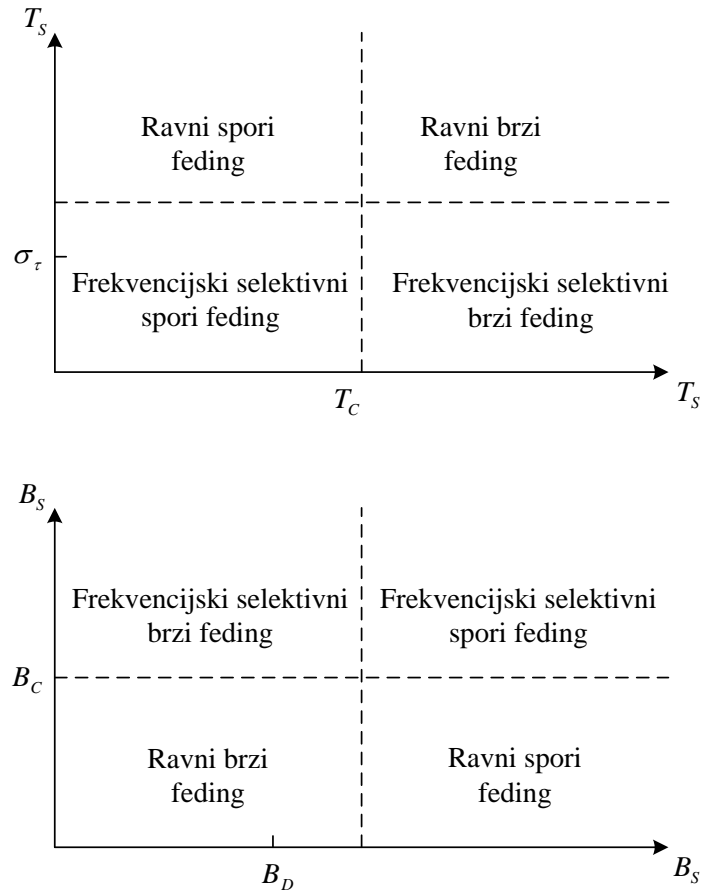
(impulsni odziv kanala sa ravnim fedingom se modeluje delta impulsom) je veća od brzine promjene prenošenog signala. U slučaju kanala sa frekvencijski selektivnim i brzim fedingom, amplituda, faza i kašnjenje svake *multipath* komponente se mijenjaju brže nego prenošeni signal. U praksi, brzi feding se javlja pri veoma malim brzinama signaliziranja.

#### 2.4.4. Spori feding

Kod sporog fedinga impulsni odziv kanala se mijenja mnogo sporije od prenošenog signala, tako da se kanal može smatrati nepromjenljivim u toku trajanja nekoliko simbola prenošenog signala. U frekvencijskom domenu, *Doppler-ov spread* je mnogo manji od širine spektra prenošenog signala. Signal je zahvaćen sporim fedingom ako je:

$$T_s \ll T_C \wedge B_s \gg B_D. \quad (2-65)$$

U opštem slučaju, brzina kretanja mobilne jedinice (ili objekata u kanalu) i brzina signaliziranja određuju da li će prenošeni signal biti izložen brzom ili sporom fedingu. Odnos između pojedinih parametara mobilnog radio kanala, odnosno prenošenog signala, i tipova fedinga prikazan je na slici 2.26. Treba napomenuti da mnogi autori brzim i sporim fedingom nazivaju *small-scale (multipath)* i *large-scale (log-normalni)* feding, respektivno. U ovom materijalu ti termini su korišćeni za opisivanje efekata koji su posljedica brzine promjena mobilnog radio kanala u odnosu na brzinu promjene prenošenog signala.



Slika 2.26. Tipovi fedinga u funkciji parametara prenošenog signala:  
trajanja simbola (gore) i širine spektra (dolje)

## 2.5 Statističke karakteristike anvelope primljenog signala

### 2.5.1. Rayleigh-ev feding

Već je pokazano u 2.4.1 da se anvelopa primljenog mobilnog radio može izraziti u sledećem obliku:

$$A(t) = \sqrt{R^2(t) + S^2(t)}, \quad (2-66)$$

gdje su  $R(t)$  i  $S(t)$  vremenski zavisne slučajne promjenljive sa *Gauss*-ovom raspodjelom i nultom statističkom srednjom vrijednošću. Kako je pokazano u 2.4.2, slučajna promjenljiva ovakvog

oblika ima *Rayleigh*-evu raspodjelu. Dakle, anvelopa primljenog signala ima funkciju gustine vjerovatnoće (pdf) datu sa:

$$p(a) = \begin{cases} \frac{a}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{a^2}{2\sigma^2}\right), & a \geq 0, \\ 0, & a < 0 \end{cases}, \quad (2-67)$$

gdje je  $\sigma^2$  varijansa slučajne promjenljive  $R$  (ili  $S$ ). Vjerovatnoća da anvelopa primljenog signala neće preći specificiranu vrijednost  $X$  data je odgovarajućom kumulativnom funkcijom raspodjele (CDF):

$$F(A) = P(a \leq X) = \int_0^X p(a) da = 1 - \exp\left(-\frac{X^2}{2\sigma^2}\right). \quad (2-68)$$

Ako anvelopa signala slijedi *Rayleigh*-evu raspodjelu, tada snaga signala slijedi eksponencijalnu raspodjelu, čija je pdf data sa:

$$p(p) = \begin{cases} \frac{1}{2\sigma^2} \exp\left(-\frac{p}{2\sigma^2}\right), & p \geq 0, \\ 0, & p < 0 \end{cases}. \quad (2-69)$$

Funkcije gustine vjerovatnoće slučajne promjenljive sa *Rayleigh*-evom i eksponencijalnom raspodjelom date su na slikama 2.15 – 2.16.

Anvelopa signala sa *Rayleigh*-evom raspodjelom ima srednju vrijednost:

$$a_{mean} = E[A] = \int_0^{\infty} ap(a) da = \sigma \sqrt{\frac{\pi}{2}} \approx 1.2533\sigma. \quad (2-70)$$

Varijansa ( $\sigma_a^2$ ) anvelope signala sa *Rayleigh*-evom raspodjelom data je sa:

$$\sigma_a^2 = E[A^2] - E^2[A] = \int_0^{\infty} a^2 p(a) da - \frac{\sigma^2 \pi}{2} = \sigma^2 \left(2 - \frac{\pi}{2}\right) = 0.4292\sigma^2. \quad (2-71)$$



Medijana anvelope signala sa *Rayleigh*-evom raspodjelom određuje se na sljedeći način:

$$\frac{1}{2} = \int_0^{a_{median}} p(a) da \Rightarrow a_{median} = 1.177\sigma. \quad (2-72)$$

Pojam medijane je veoma značajan, zato što se u praksi podaci o fedingu najčešće dobijaju mjerenjima na terenu i oni striktno ne slijede neku konkretnu raspodjelu. U tom smislu, medijana se koristi za upoređivanje statističkih karakteristika različitih kanala sa fedingom.

Na kraju treba napomenuti da se *Rayleigh*-eva raspodjela najčešće koristi za modelovanje anvelope primljenog signala u NLOS uslovima. U tom slučaju kažemo da je prenošeni signal, u smislu statističkih karakteristika, izložen *Rayleigh*-evom fedingu.

### 2.5.2. *Rice-ov feding*

*Multipath* karakteristike mobilnog radio kanala su često takve da na mjesto prijema, pored više reflektovanih komponenti signala, stiže i direktni talas između predajnika i prijemnika. Za ovakvo okruženje kažemo da ima i LOS dimenziju. Direktni talas unosi deterministički elemenat u slučajnu prirodu primljenog signala. Ova deterministička komponenta doprinosi da jedna od slučajnih promjenljivih  $R(t)$  i  $S(t)$  ima ne-nultu srednju vrijednost. U takvim uslovima, anvelopa primljenog signala slijedi *Rice*-ovu raspodjelu, a u kanalu je prisutan *Rice*-ov tip fedinga. *Rice*-ova funkcija gustine raspodjele anvelope signala ima oblik:

$$p(a) = \begin{cases} \frac{a}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{a^2 + A_0^2}{2\sigma^2}\right) \cdot I_0\left(\frac{aA_0}{\sigma^2}\right), & A_0 \geq 0, a \geq 0, \\ 0, & a < 0 \end{cases}, \quad (2-73)$$

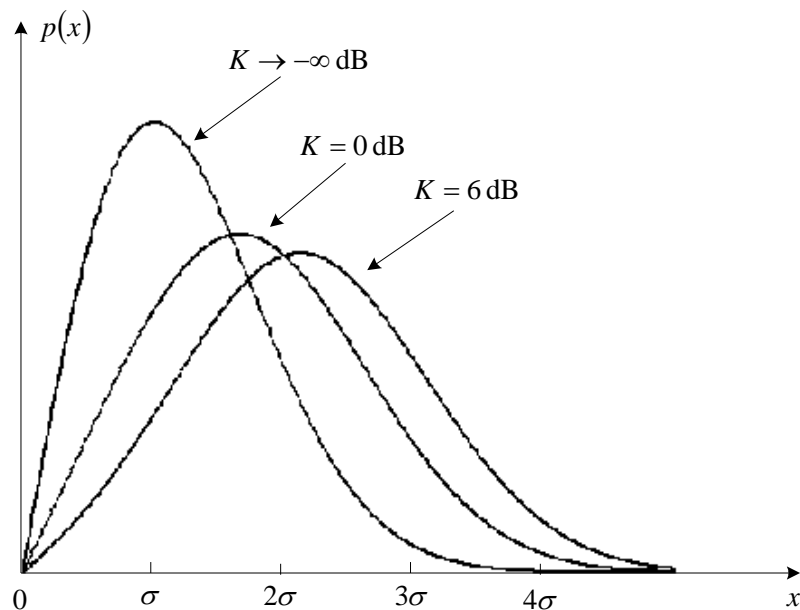
gdje je  $I_0(\cdot)$  modifikovana *Bessel*-ova funkcija prve vrste i nultog reda,  $\sigma^2$  varijansa slučajne promjenljive  $R$  (ili  $S$ ), a  $A_0$  amplituda determinističke (LOS) komponente. *Rice*-ova raspodjela se često specificira preko parametra  $K$  koji se naziva *Rice*-ov faktor i koji se definiše na sljedeći način:

$$K = \frac{A_0^2}{2\sigma^2}, \text{ odnosno } K(\text{dB}) = 10 \log \left( \frac{A_0^2}{2\sigma^2} \right). \quad (2-74)$$

Ako se u jednačinu (2-73) uvrsti *Rice*-ov parametar izražen u dB, funkcija gustine vjerovatnoće anvelope signala sa *Rice*-ovom raspodjelom postaje:

$$p(a) = \frac{2a \cdot 10^{K/10}}{A_0^2} \exp \left( -\frac{10^{K/10}}{A_0^2} (a^2 + A_0^2) \right) \cdot I_0 \left( \frac{2a \cdot 10^{K/10}}{A_0} \right) \quad (2-75)$$

Kada  $A_0 \rightarrow 0$  ( $K(\text{dB}) \rightarrow -\infty$ ) dominantna deterministička komponenta (direktni talas) se smanjuje, pa *Rice*-ova raspodjela postaje *Rayleigh*-eva, a kada  $A_0 \rightarrow \infty$  ( $K(\text{dB}) \gg 1$ ) *Rice*-ova raspodjela postaje *Gauss*-ova srednje vrijednosti  $A_0$ . Funkcija gustine vjerovatnoće slučajne promjenljive sa *Rice*-ovom raspodjelom prikazana je na slici 2.27.



Slika 2.27 Funkcija gustine vjerovatnoće slučajne promjenljive sa *Rice*-ovom raspodjelom

### 2.5.3 Nakagami- $m$ raspodjela

*Nakagami* raspodjela objedinjuje *Rayleigh*-evu i *Rice*-ovu raspodjelu i predstavlja najopštiji model za opisivanje statističkih karakteristika anvelope primljenog signala u kanalima sa *multipath* fedingom. Funkcija gustine vjerovatnoće slučajne promjenljive sa *Nakagami- $m$*  raspodjelom data je kao:

$$p(a) = \begin{cases} \frac{2m^m a^{2m-1}}{\Gamma(m)\Omega^m} \exp\left(-\frac{ma^2}{\Omega}\right), & a \geq 0, \\ 0, & a < 0 \end{cases}, \quad (2-76)$$

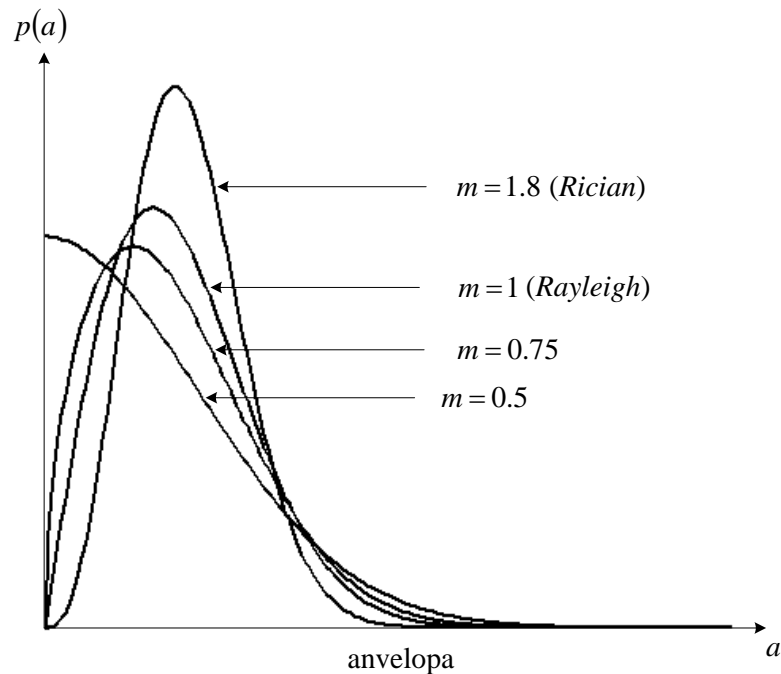
gdje je  $\Gamma(\cdot)$  gama funkcija,  $m = \frac{E^2[A^2]}{E[(A^2 - \Omega)^2]}$  *Nakagami* parametar, a  $\Omega = E[A^2]$ .

Važno je napomenuti da *Nakagami* raspodjela nema smisla za  $m < 1/2$ . Pri  $m = 1/2$  *Nakagami- $m$*  raspodjela postaje jednostrana *Gauss*-ova raspodjela. Za  $m = 1$  *Nakagami- $m$*  raspodjela postaje *Rayleigh*-eva, a za  $m > 1$  *Rice*-ova raspodjela. Dakle, opšti model za opisivanje statistike *multipath* fedinga predstavlja *Nakagami- $m$*  raspodjela. Funkcija gustine vjerovatnoće anvelope signala sa *Nakagami- $m$*  raspodjelom za različite vrijednosti parametra  $m$  prikazana je na slici 2.28.

### 2.5.4 Suzuki raspodjela

U dosadašnjim razmatranjima *multipath* feding i log-normalni feding tretirani su kao potpuno nezavisne pojave. U stvarnosti, *short-term* i *long-term* varijacije nivoa primljenog signala javljaju se uvijek kao fenomeni koji prate jedan drugog. Tipično, varijacije srednjeg nivoa primljenog signala u uslovima *Rayleigh*-evog fedinga, podliježu log-normalnoj raspodjeli. Drugim riječima, *Rayleigh*-eva raspodjela se ne može posmatrati kao marginalna, već se mora posmatrati kao uslovna raspodjela u odnosu na log-normalnu:

$$p(a/\hat{a}) = \frac{a}{\hat{a}^2} \exp\left(-\frac{a^2}{2\hat{a}^2}\right), \quad (2-77)$$



Slika 2.28 Funkcija gustine vjerovatnoće anvelope sa Nakagami- $m$  raspodjelom

pri čemu je  $\hat{a}$  lokalni srednji nivo anvelope primljenog signala koji slijedi log-normalnu raspodjelu. Sada se pdf anvelope primljenog signala u uslovima i *multipath* i log-normalnog fedinga može dobiti iz jednačine:

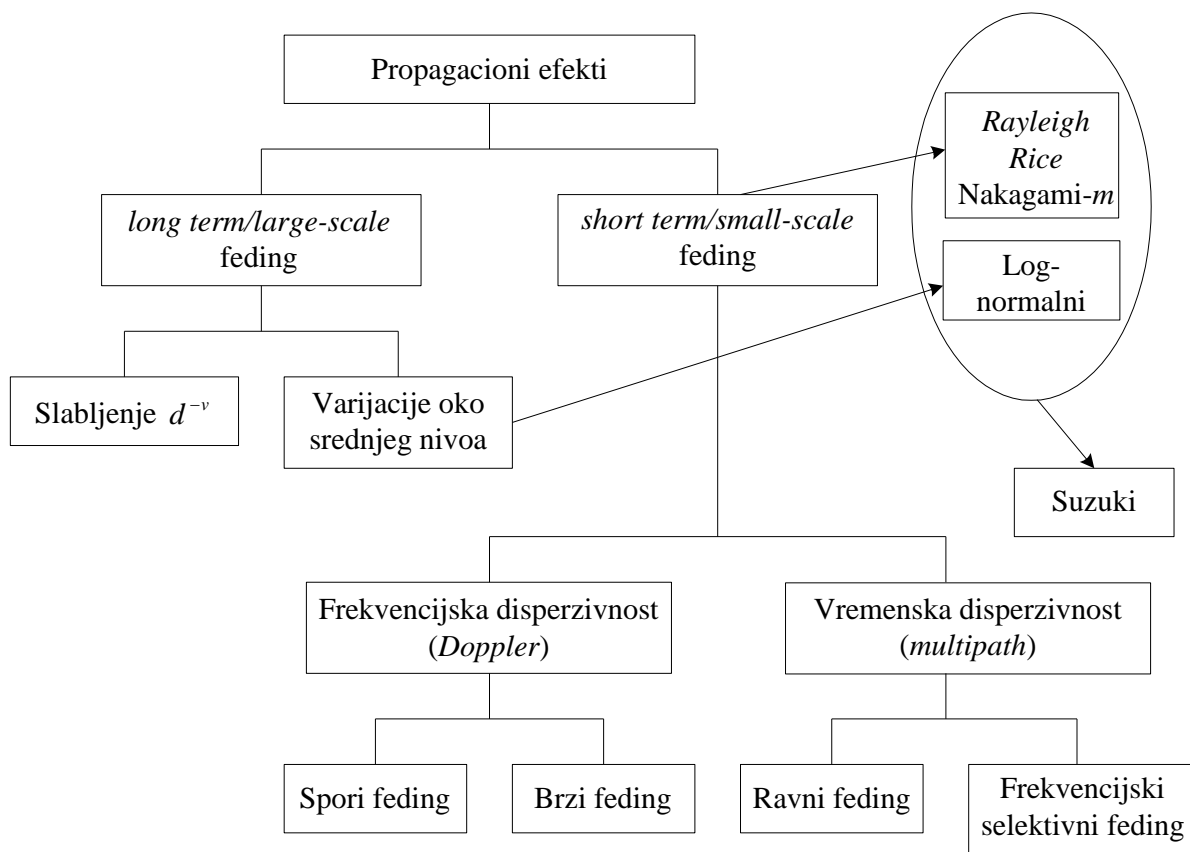
$$p(a) = \int_0^{\infty} p(a/\hat{a})p(\hat{a})d\hat{a}. \quad (2-78)$$

Ako se jednačina (2-77) uvrsti u (2-78) dobija se jedinstvena statistička formulacija fedinga koja uključuje efekte i *multipath* i log-normalnog fedinga. Ovakva raspodjela naziva sa *Suzuki* raspodjela, a pdf promjenljive sa ovom raspodjelom data je u sljedećem obliku:

$$p(a) = \int_0^{\infty} \frac{a}{\hat{a}^2} \exp\left(-\frac{a^2}{2\hat{a}^2}\right) \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma\hat{a}} \exp\left[-\frac{(\ln \hat{a} - \bar{\ln \hat{a}})^2}{2\sigma^2}\right] d\hat{a}. \quad (2-79)$$

*Suzuki* raspodjela se ne može dobiti u zatvorenoj analitičkoj formi, zbog čega, iako predstavlja najopštiju statističu formulaciju fedinga, nema poseban praktični značaj u istaživanjima.

Pregled tipova i modela kojima se opisuje ukupni efekat fedinga u mobilnim radiokomunikacijama dat je na slici 2.29.



Slika 2.29 Pregled tipova i modela fedinga u mobilnim radiokomunikacijama