



УНИВЕРЗИТЕТ „УНИОН“
РАЧУНАРСКИ ФАКУЛТЕТ
Кнез Михаилава 6/VI
11000 БЕОГРАД

Број:

Датум:

UNIVERZITET UNION
RAČUNARSKI FAKULTET
BEOGRAD
RAČUNARSKE MREŽE

DIPLOMSKI RAD

Kandidat: Rade Gicić

Broj indeksa: 16/05

Tema rada: Small-Scale feeding i multipath propagacija

Mentor rada: Dr. Desimir Vučić

Beograd, 07.12.2011

Sadržaj

1. UVOD	3
2. SMALL-SCALE MULTIPATH PROPAGACIJA	5
2.1 DOPLEROV POMERAJ I SPEKTAR	5
2.2 DOPLEROV SPEKTAR	6
3. MODEL IMPULSNOG ODZIVA KANALA	6
3.1 ODNOS IZMEĐU ŠIRINE PROPUSNOG OPSEGA I PRIJEMNE SNAGE	7
4. PARAMETRI MOBILNIH MULTIPATH KANALA	9
4.1 PARARAMETRI VREMENSKE DISPERZIJE	9
4.2 KOHERENTNI OPSEG B_c	11
4.3 DOPLEROVO ŠIRENJE SPEKTRA I KOHERENTNI VREMENSKI INTERVAL	11
5. TIPOVI SMALL-SCALE FADING-A	13
5.1 RAVAN FEDING	13
5.2 FREKVENCIJSKI SELEKTIVAN FEDING	14
5.3 KARAKTERIZACIJA KANALA NA OSNOVU DOPLEROVOG PROŠIRENJA SPEKTRA SIGNALA	14
6. RAYLEIGH-EV MODEL FEDINGA	15
7. RICIAN-OV MODEL FEDINGA	15
8. CLARKE-OV MODEL FEDINGA	17
8.1 BRZINA PRELAŽENJA SIGNALA FEDINGA KROZ ODREĐENI NIVO	21
8.2 SREDNJE TRAJANJE FEDINGA	22
8.3 DVO-ZRAČNI (<i>TWO RAY</i>) RAYLEIGH-EV MODEL FEDINGA	22
8.4 SALEH I VALENZUELA UNUTRAŠNJI STATISTIČKI MODEL	23
8.5 SIRCIM I SMRCIM STATISTIČKI MODEL U ZATVORENOM I OTVORENOM PROSTORU	23
9. ZAKLJUČAK	25
10. LITERATURA	26

1. Uvod

Širokopojasne bežične komunikacije i mobilna telefonija svrstavaju se u red tehnologija koje su prodrle u gotovo svaki segment svakodnevnog života. Razvoj ovih tehnologija ima civilizacijski upliv u razvoj savremenog čovečanstva. Današnji život ne može se zamisli bez mobilnih telefona, a nove tehnike širokopojasnih bežičnih komunikacija najavljuju njegovo dalje radikalno unapređenje. Brza komunikacija i pristup obilju informacija obogaćenih multimedijalnim sadržajem polako ali sigurno postaju svakodnevna realnost. Mogućnost da se tim informacijama pristupi jednostavno, brzo, sa svakog mesta i u bilo kom trenutku, pruža našim životima sasvim nov kvalitet. Sve veći protoci i dometi koji se ostvaruju u mobilnim i bežičnim komunikacijama otvaraju sasvim nove mogućnosti interakcije, ne samo sa izvorima informacija, nego i među ljudima uopšte.

Iz dana u dan povećava se broj korisnika mreža mobilne telefonije, satelitske televizije, bežičnog interneta, itd. Broj usluga koje ove mreže nude je takodje veliki: multimedijalni servisi na mobilnim telefonima, elektronsko bankarstvo, internet telefonija, itd. Da bi zadovoljili potrebe svojih korisnika, prilikom projektovanja mobilnih radio sistema neophodno je imati što pouzdaniji model slabljenja usled propagacije radio talasa. Glavni problem koji se javlja je problem fedinga pa je predikcija slabljenja usled prostiranja neophodna za planiranje optimalnih lokacija za bazne stanice, optimalnih konfiguracija antenskih sistema za pokrivanje teritorija kao i za pouzdanu predikciju efekta interferencije koja je značajan parametar za frekvencijsko planiranje.

Uspostavljanje brze i pouzdane komunikacije kroz bežični radio kanal predstavlja veliki izazov zato što ovaj kanal nije podložan samo šumu, interferenciji i drugim smetnjama, već se te smetnje menjaju vremenom na nepredvidive načine usled kretanja korisnika. Mobilne komunikacije se poslednjih godina veoma brzo razvijaju kao i modeli bežičnih kanala koji se koriste za opisivanje različitih efekata. Propagacija radio talasa je veoma kompleksan fenomen. Ako se pretpostavi dovoljno mala talasna dužina radio talasa, njihovo prostiranje dobija formu prostiranja optičkih zraka. Geometrijska optika razdvaja nekoliko osnovnih fenomena prostiranja a to su difrakcija, rasejavanje (*scattering*), transmisija, refleksija, refrakcije i apsorpcija. Difrakcija predstavlja savijanje talasa oko prepreke čije su dimenzije značajno veće od talasne dužine, što omogućava dupliranje talasa do prijemnika iako ne postoji optička vidljivost sa predajnikom. Ovaj efekat je poznat i kao efekat senke ili *shadowing*. Rasejavanje (*scattering*) se javlja kada radio talas nailazi na prepreke čije su dimenzije uporedive sa talasnom dužinom radio talasa. Ovo je pojava slična difrakciji, osim što se radio talas raspršuje u više pravaca. Zbog toga je ovaj efekat teško predvideti. Transmisija se javlja kada radio talas naiđe na prepreku koja je donekle transparentna za radio talas. Ovaj mehanizam omogućava postojanje radio signala unutar zgrada. Refleksija se javlja kada radio talas naiđe na objekat koji je značajno veći od talasne dužine upadnog talasa. Reflektovani talas može povećati ili smanjiti signal na mestu mobilne stanice. U sredini gde postoji puno reflektovanih talasa prijemni signal u jednoj tački je obično promenljiv. Ova pojava se obično naziva multipath feding ili Rejljev feding jer raspodela signala odgovara Rejljevoj raspodeli. Refrakcija je jako bitna u većim ćelijama. Zbog različitog indeksa

refrakcije atmosfere, putanja prostiranja radio talasa je zakrivljena. Zbog toga je oblast pokrivanja obično veća. Zbog promenljivog indeksa refrakcije menja se i jačina signala. Kako često ne postoji direktna vidljivost između predajnika i mobilne stanice primljeni signal je zbir signala koji su posledica gore opisanih pojava. Zbog toga je prijemni signal često i vremenski i prostorno dosta promenljiv. Prostorna promena prijemnog signala na konstantnom rastojanju od predajnika naziva se spori fading (*large-scale fading*). Usrednjavanjem prijemnog signala za rastojanja reda veličine oko 40λ dobija se lokalna srednja snaga, koja fluktuiira oko srednje snage signala. Pokazalo se da je standardna devijacija ove promene oko 8dB. Na manjim rastojanjima od predajnika ovaj spori fading je uglavnom posledica postojanja zgrada, drveća i sličih objekata, dok na većim rastojanjima do izražaja dolazi talasnost terena. Opisivanje i modelovanje kanala sa fadingom je od naročitog značaja u mobilnim komunikacijama kako za samo projektovanje primopredajnog sistema tako i za analizu performansi. Tokom dugog perioda razvoja bežičnih komunikacija, konstruisan je veliki broj različitih modela kanala sa fadingom za opis statistika anvelope i faze kanala gde se signal prostire po više putanja. Primeri takvih modela su Rayleigh-jev, Rician-ov, Nakagami-q, Nakagami-m, Weibull-ov, Beckmannov, itd. Cilj ovog rada je proučavanje osobina small-scale fadinga i multipath-a.

2. Small-scale Multipath propagacija

Pojam “*small scale fading*” se koristi za opis brzih fluktuacija amplitude, faze ili višeputanskog kašnjenja radio signala unutar kratkog vremenskog intervala, odnosno duž puta između predajnika i prijemnika. Naime, fading uzrokuju pojave višestrukih replika originalnog signala, tzv. multipath talasa, koje dolaze na prijemnik sa neznatnim vremenskim pomakom jednih u odnosu na druge. Te višeputanske propagacije, u kanalu nadalje uzrokuju tzv. small scale efekte koji se ogledaju u:

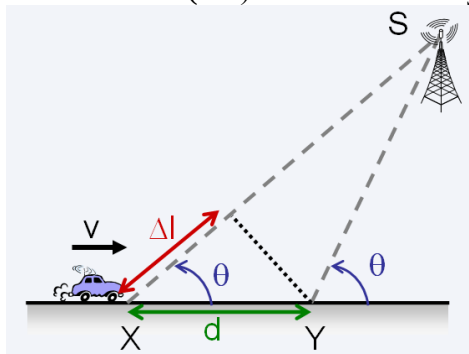
- slučajnim brzim fluktuacijama snage signala pri malim promenama položaja prijemnika ili unutar kratkih vremenskih intervala
- slučajnoj frekventnoj modulaciji uzrokovanoj Doppler-ovim pomakom različitih multipath signala
- vremenskoj disperziji usled različitog kašnjenja multipath komponenti.

U tipičnim okruženjima, fading nastaje usled brojnih objekata od koje se signal reflektuje i difraktuje, usled čega dolazni radio talasi imaju različito propagaciono kašnjenje. Sve ove komponente signala dolaze na prijemnik različitim putanjama, zbog čega rezultujući signal u nekom vremenskom trenutku ima slučajnu amplitudu, fazu i ugao dolaska. Ove multipath komponente se na prijemniku vektorski sabiru i mogu dovesti do toga da signal značajno opadne ispod minimalnog dozvoljenog nivoa snage signala. U skladu sa rečenim, očigledno je da na parametre fadinga utiču:

- višekanalna struktura sredine kroz koju se signal prostire (broj i slabljenja multipath komponenti)
- brzina kretanja prijemnika/predajnika, odnosno brzina kretanja okolnih objekata
- širina spektra korisnog signala, odnosno trajanje simbola.

2.1 Doplerov pomeraj i spektar

Doplerov efekat je pojava gde usled kretanja između prijemnika i predajnika dolazi do promene frekvencije primljenog signala (*slika 1*). Razlika u pređenim putevima koje pređe talas od izvora do mobilne stanice (MS) u tačkama X i Y je $\Delta l = d \cos \theta = v \Delta t \cos \theta$.



Slika 1: Ilustracija Doplerovog efekta

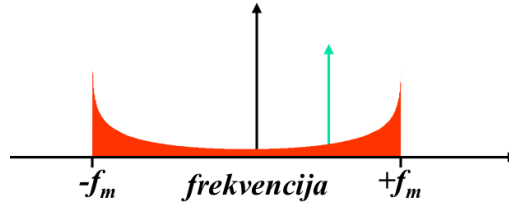
Razlika u fazi je onda $\Delta l = d \cos \theta = v \Delta t \cos \theta$

Odnosno Doplerov pomeraj iznosi:

$$fd = \frac{\left(\frac{1}{2\pi}\right) \Delta\phi}{\Delta t} = \left(\frac{v}{\lambda}\right) \cos\theta = f_0 \left(\frac{v}{c}\right) \cos\theta. \quad (2.1)$$

2.2 Doplerov spektar

Ako se mobilna stanica kreće, onda signal koji dolazi različitim putanjama do MS ima različite frekventijske pomeraje. Ovo uzrokuje širenje spektra signala. Tako da spektar signala kada se emituje sinusoidalni nosilac frekvencije f_c izgleda kao grafički prikaz na slici 2:



Slika 2: Doplerov spektar

Doplerov spektar karakteriše vremensku statistiku fedinga.

3. Model impulsnog odziva kanala

Small scale varijacije mobilnog radio kanala mogu se direktno korelisati sa impulsnim odzivom kanala. Naime, impulsni odziv je karakteristika širokopojasnog kanala i sadrži sve informacije neophodne za simulaciju i analizu tipova radio prenosa kroz kanal. Ovo je posledica činjenice da se mobilni kanal može modelirati kao skup linearnih, vremenski promjenljivih filtera, kod kojeg vremenska varijantnost nastaje kao posledica kretanja predajnika/prijemnika u prostoru:

$$y(t) = x(t)h(t, \tau). \quad (3.1)$$

U određenim slučajevima je pogodnije da se umesto kontinualnog impulsnog odziva kanala koristi njegov diskretni model. Pošto se signal na prijemu sastoji iz sume oslabljenih, vremenski zakasnelih i fazno pomerenih kopija signala sa predaje, kompleksna amplituda impulsnog odziva se može predstaviti u sledećem obliku:

$$h_b(t, \tau) = \sum_{i=0}^{N-1} a_i(t, \tau) \cdot \exp(j2\pi f_c \tau_i(t) + j\phi_i(t, \tau)) \cdot \delta(\tau - \tau_i(t)) \quad (3.2)$$

gde su sa $a_i(t, \tau)$ označeni slabljenje, sa $\tau_i(t)$ kašnjenje, a sa $\phi_i(t, \tau)$ fazni pomeraj multipath komponente signala koji se prostire po i -toj putanji u trenutku t .

Korisno je diskretizovati osu multipath kašnjenja τ sa uniformnim korakom vremenskog kašnjenja koji se naziva bin dodatnog (premašaj) kašnjenja (*excess delay bin*).

Prijemni signal u kanalu sa višestrukom propagacijom (*multipath*) se sastoji od niza oslabljenih, vremenski zakašnjenih i fazno pomerenih replika emitovanog signala. Ako se pretpostavi da je impulsni odziv kanala vremenski invarijantan, ili bar stacionaran u širem smislu, tada se impulsni odziv *multipath* kanala u osnovnom opsegu može predstaviti kao:

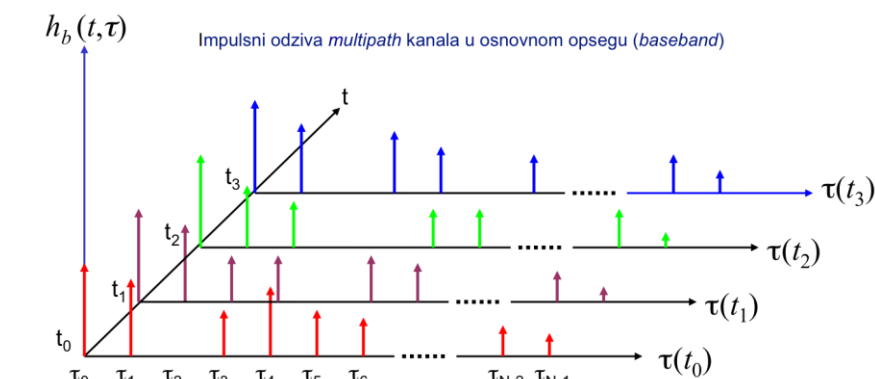
$$h_b(\tau) = \sum_{i=0}^{N-1} a_i \cdot \exp(j\theta_i) \cdot \delta(\tau - \tau_i) \quad (3.3)$$

a_i - amplituda i -te multipath komponente u trenutku

τ_i - premašaj kašnjenja (*excess delay*) i -te multipath komponente

N - ukupan broj multipath komponenata (*bins*)

$\delta(\cdot)$ - Dirac-ova, jedinična impulsna funkcija koja određuje specifične multipath binove koji imaju komponente u trenutku τ i sa premašajem kašnjenja τ_i .



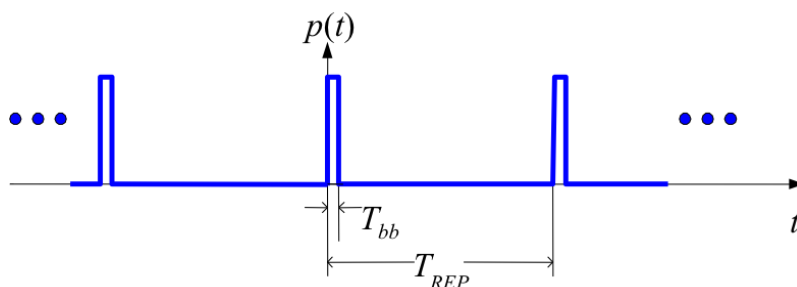
Slika 3: Primer modela vremenski promenljivog i vremenski diskretnog impulsnog odziva multipath radio kanala

3.1 Odnos između širine propusnog opsega i prijemne snage

U stvarnim bežičnim komunikacionim sistemima za merenje impulsnih odziva multipath kanala koristi se tehnika sondiranja. Ova dva ekstremna slučaja pokazaće kako se small-scale fading ponaša potpuno različito za dva signala različitog propusnog opsega u istom multipath kanalu.

Razmatra se emitovani impulsni signal oblika:

$$x(t) = \text{Re}\{p(t) \exp(j2\pi f_c t)\} \quad (3.4)$$



Slika 4: Odnos između širine propusnog opsega i prijemne snage

Signal $p(t)$ (slika 4) je periodični impulsni niz u osnovnom opsegu sa vrlo uskim impulsima širine T_{bb} i periodom ponavljanja T_{REP} koje je mnogo veće od maksimalno izmerenog prirasta kašnjenja τ_{max} , tj. $T_{REP} \gg \tau_{max}$.

Neka je:

$$p(t) = 2\sqrt{\frac{\tau_{max}}{T_{bb}}}, 0 \leq t \leq T_{bb} \quad (3.5)$$

a $p(t)$ je nula za sve priraste kašnjenja od interesa.

Izlaz kanala $r(t)$ dobro aproksimira impulsni odziv i dat je sa:

$$r(t) = \frac{1}{2} \sum_{i=0}^{N-1} a_i \exp(-j\theta_i) \cdot p(t - \tau_i) = \sum_{i=0}^{N-1} a_i \exp(-j\theta_i) \cdot \sqrt{\frac{\tau_{max}}{T_{bb}}} \text{rect} \left[t - \frac{T_{bb}}{2} - \tau_i \right]. \quad (3.6)$$

Trenutni profil kašnjenja snage pri višestrukoj prapagaciji (*multipath power delay profile*) ima oblik:

$$\begin{aligned} |r(t_0)|^2 &= \frac{1}{\tau_{max}} \int_0^{\tau_{max}} r(t) r^*(t) dt \\ &= \frac{1}{\tau_{max}} \int_0^{\tau_{max}} \frac{1}{4} \text{Re} \left\{ \sum_{j=0}^{N-1} \sum_{i=0}^{N-1} a_j(t_0) a_i(t_0) p(t - \tau_j) p(t - \tau_i) \exp(-j(\theta_j - \theta_i)) \right\} dt \end{aligned} \quad (3.7)$$

Ako se umesto impulsa posmatra CW signal koji se emituje kroz isti kanal, čija je kompleksna anelopa data sa $c(t)=2$, tada se prijemni signal može predstaviti kao:

$$r(t) = \sum_{i=0}^{N-1} a_i \exp(j\theta_i(t, \tau)), \quad (3.8)$$

a trenutna snaga je data sa:

$$|r(t)| = \left| \sum_{i=0}^{N-1} a_i \exp(j\theta_i(t, \tau)) \right|^2 \quad (3.9)$$

U lokalnoj oblasti, a_i se malo menja, ali se θ_i znatno menja zbog promena u rastojanjima propagacije u prostoru, što rezultuje u velikim fluktuacijama kompleksne anvelope $r(t)$.

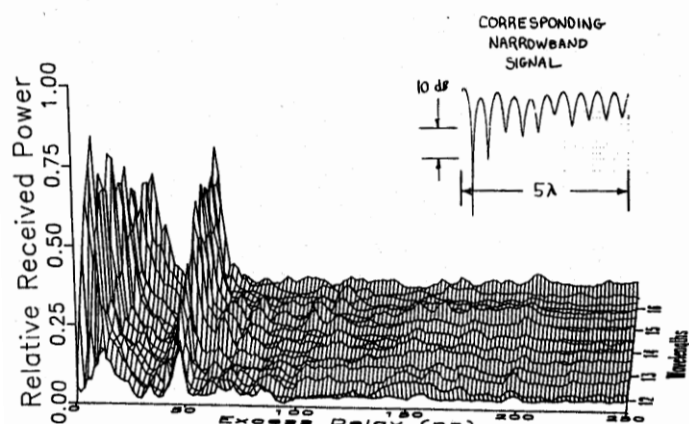
Srednja prijemna snaga u lokalnoj oblasti je data sa:

$$E_{a,\theta}[P_{CW}] = E_{a,\theta} \left[\left| \sum_{i=0}^{N-1} a_i \exp(j\theta_i(t, \tau)) \right|^2 \right] \approx \sum_{i=0}^{N-1} \overline{a_i^2} + 2 \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{j \neq i}^N r_{ij} \overline{\cos(\theta_i - \theta_j)} \quad (3.10)$$

gde je $r_{ij} = E_a[a_i a_j]$.

Vidi se da prijemna snaga CW signala ima veće fluktuacije nego za WB signal

Na slici 5 je prikazano merenje radio kanala u unutrašnjoj sredini sa WB impulsom sondiranja sa $T_{bb}=10\text{ ns}$ i CW predajnikom.

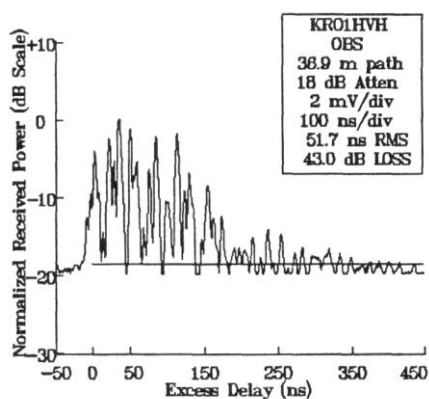


Slika 5

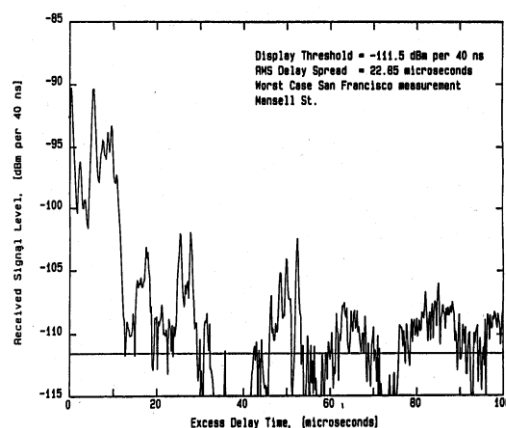
Može se videti da CW signal brzo slabi dok se WB merenja menjaju neznatno u okviru 5λ . Ipak, izmerena lokalna srednja prijemna snaga oba signala virtualno je identična.

4. Parametri mobilnih multipath kanala

Mnogo parametara kanala sa višestrukim (*multipath*) prostiranjem se izvodi iz profila kašnjenja snage (PDP-Power Delay Profile). Na slikama 6 i 7 su prikazani tipični PDP kanali u spoljašnjoj i unutrašnjoj sredini.



Slika 6: Unutrašnja sredina



Slika 7: Spoljašnja sredina

4.1 Parametri vremenske disperzije

Ovi parametri grubo kvantifikuju multipath kanal. Njih određujemo iz profila kašnjenja snage (PDP-Power Delay Profile).

Na osnovu profila snage kanala određuju se sledeći parametri

Srednje premašenje kašnjenja (*mean excess delay*) je prvi momenat profila kašnjenja snage i definiše se kao:

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_k a_k^2 \tau_k}{\sum_k a_k^2} = \frac{\sum_k P(\tau_k) \tau_k}{\sum_k P(\tau_k)}. \quad (4.1)$$

Standardna devijacija proširenja kašnjenja (*rms delay spread*) je kvadratni koren iz drugog momenta profila kašnjenja snage, i definiše se kao:

$$\sigma_\tau = \sqrt{\bar{\tau}^2 - (\bar{\tau})^2},$$

$$\tau^2 = \frac{\sum_k a_k^2 \tau_k^2}{\sum_k a_k^2} = \frac{\sum_k P(\tau_k) \tau_k^2}{\sum_k P(\tau_k)}. \quad (4.2)$$

Tipične vrednosti od *rms delay spread* su reda μs na mobilnim radio kanalima u spoljašnjoj sredini i reda *ns* na mobilnim radio kanalima u unutrašnjosti objekata.

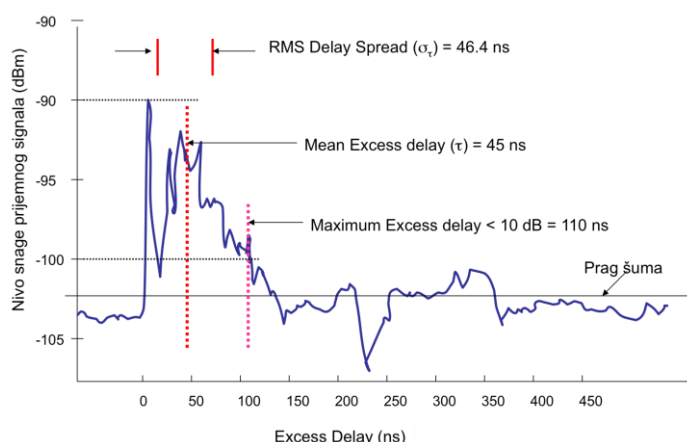
U praksi, vrednosti $\bar{\tau}$, τ^2 i σ zavise od izbora praga šuma (nivo ispod koga se signal smatra šumom). Prag šuma se koristi za razdvajanje multipath komponenta i termičkog šuma.

Ako je prag šuma suviše nizak, tada će šum biti tretiran kao multipath komponenta što će prouzrokovati da parametri vremenske disperzije budu veći.

Maksimalno premašenje kašnjenja (*maximum excess delay*) (X dB), $\tau_X - \tau_0$, je vreme između prve i poslednje komponente signala, posle koje snaga *multipath* signala pada ispod nekog praga (X dB) u odnosu na najjaču komponentu (prag je tipično 10 dB ili 20 dB ispod nivoa najjače komponente).

Znači, maksimalno premašenje kašnjenja se definiše kao $(\tau_X - \tau_0)$, gde je τ_0 kašnjenje prvog dolazećeg signala, a τ_X maksimalno kašnjenje za koje neka *multipath* komponenta je unutar X dB od najjačeg dolazećeg multipath signala.

Vrednost τ_X se nekada naziva premašenje prirasta kašnjenja (*excess delay spread*) od PDP.



Slika 8: PDP u unutrašnjosti objekta: parametri vremenske disperzije

4.2 Koherentni opseg B_c

Koherentni opseg predstavlja opseg frekvencija u kome je uticaj kanala na dve spektralne komponente signala približno jednak.

Ako se koherentni opseg definiše kao opseg frekvencija u kome je korelacija dve spektralne komponente veća od 0.9 onda je:

$$B_c = \frac{1}{50\sigma_\tau}. \quad (4.3)$$

Ako se podrazumeva opseg frekvencija u kome je korelacija dve spektralne komponente veća od 0.5 onda važi:

$$B_c = \frac{1}{5\sigma_\tau}. \quad (4.4)$$

-Ovo se naziva 50% opseg koherencije

$-\sigma_\tau$ je efektivna vrednost prirasta kašnjenja (*rms delay spread*).

Dve sinusoide sa frekvencijskim razmakom većim od B_c podležu različitom uticaju kanala.

Koherentni opseg je statistička mera opsega frekvencija za koje se kanal ponaša kao ravan kanal, odnosno kanal propušta sve spektralne komponente sa približno istim slabljenjem i linearnom fazom.

Ako mobilni radio kanal ima isto slabljenje i linearnu faznu karakteristiku u opsegu frekvencija koji je veći od opsega signala koji se prenosi, tada primljeni signal nema izobličenja (nema intersimbolske interferencije) sem što se jačina signala menja. Za ovakav kanal kažemo da je kanal sa ravnim fadingom.

4.3 Doplerovo širenje spektra i koherentni vremenski interval

Kada se prenosi čist sinusoidalni signal učestanosti f_c spektar primljenog signala će imati komponente od $f_c - f_d$ do $f_c + f_d$, gde je f_d Doplerov pomeraj. Veličina širenja spektra zavisi od f_d koji je funkcija relativne brzine MS i ugla pod kojim dolaze radio talasi do MS . Ako je frekvencijski opseg signala u osnovnom opsegu mnogo veći od B_D (opseg u kome je Doplerov spektar različit od nule), uticaj Doplerovog širenja spektra na prijemu je zanemarljiv.

Koherentni vremenski interval T_C , odnosno vreme koherencije, predstavlja vremenski interval u kome postoji velika korelacija primljenih signala po amplitudi, odnosno predstavlja vremenski interval u kome je impulsni odziv kanala uglavnom nepromenljiv.

Koherentni vremenski interval je recipročan Doplerovom širenju spektra:

$$T_C \approx \frac{1}{f_m} = \frac{1}{B_D} \quad (4.5)$$

gde je $f_m = \frac{v}{\lambda}$ maksimalni Doplerov pomeraj.

Ako se T_C definiše preciznije, kao vreme u kome je korelacija veća od 0.5, tada vreme koherencije T_C (50%) iznosi aproksimativno:

$$T_c \approx \frac{9}{16\pi f_m} \quad (4.6)$$

gde je:

$$f_m = B_d = \frac{v}{\lambda}. \quad (4.7)$$

Vreme koherencije T_C , se takođe definiše i kao geometrijska sredina između prethodne dve definicije, tj.:

$$T_C \approx \sqrt{\frac{9}{16\pi f_m^2}} = \frac{0.423}{f_m}. \quad (4.8)$$

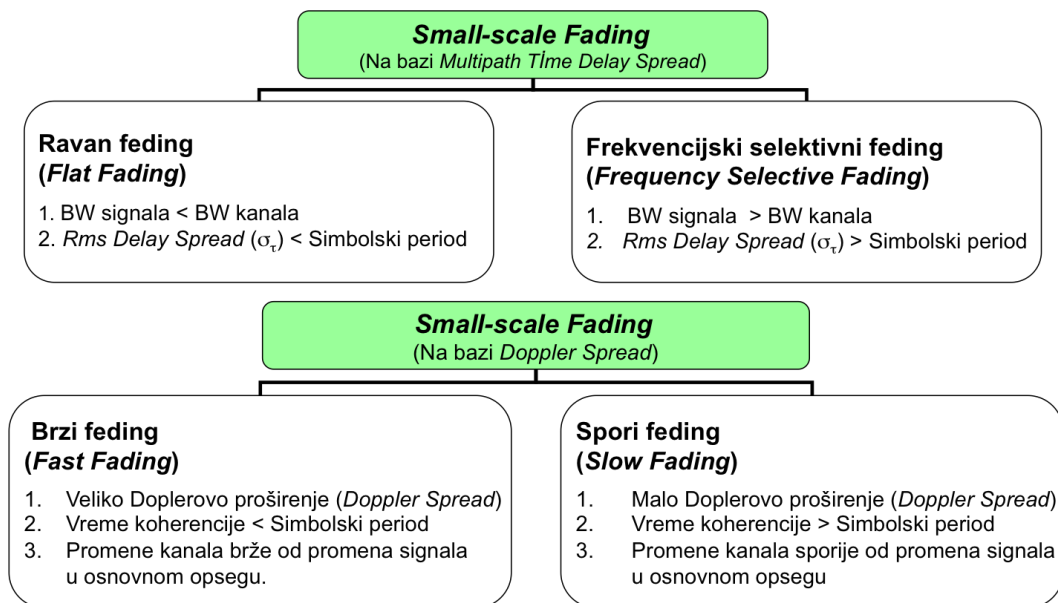
Vreme koherencije podrazumeva da na dva signala koji stižu vremenski razdvojeni za više od T_C različito utiče kanal.

Vreme koherencije T_C je u vremenskom domenu dualno Dopplerovom proširenju i koristi se za karakterizaciju vremenski promenljive prirode frekvencijski disperzivnih kanala u vremenskom domenu.

5. Tipovi small-scale fading-a

Tipovi small-scale fedinga zavise od prirode prenesenog signala uzimajući pri tome u obzir i karakteristike samog kanala. U zavisnosti od odnosa između parametara signala i parametara kanala različito preneseni signali pokazaće različite tipove fedinga.

Na slici 9 je prikazana šema različitih tipova fedinga:

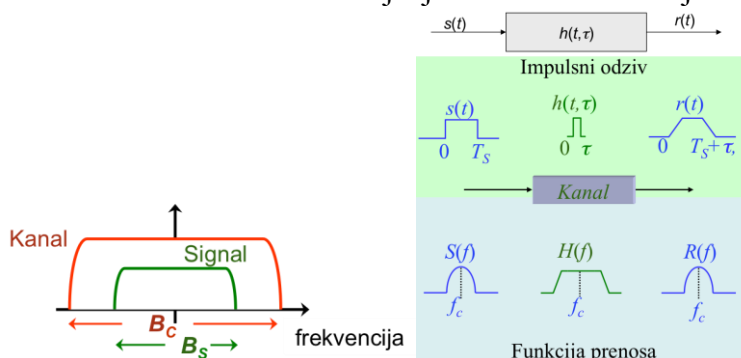


Slika 9: Tipovi small-scale fedinga

5.1 Ravan feding

Ravan (*flat*) feding imamo u slučaju kada je $T_s \gg \sigma_\tau$ (npr. $T_s \geq 10\sigma_\tau$) odnosno $B_s \ll B_c$. Tada nema ili je minimalna distorzija signala usled propagacije po više putanja. Spektralne karakteristike signala su očuvane na prijemu.

Jačina signala na prijemu varira u vremenu, što može da uzrokuje “duboka” slabljenja što zahteva 20 do 30 dB višu snagu predajnika kako bi se postigla ista verovatnoća greške za vreme “dubokih” slabljenja u odnosu na slučaj kanala bez fedinga.



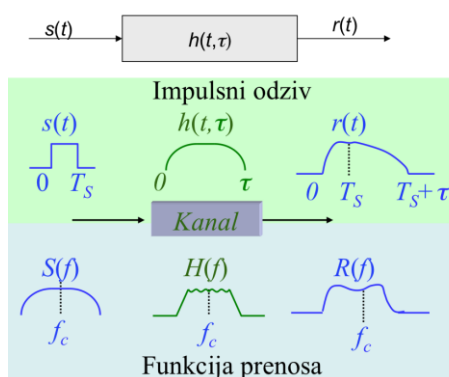
Slika 10: Karakteristike kanala sa ravnim fedingom

Kanali sa ravnim fedingom se nazivaju i kanali sa promenljivom amplitudom, a ponekad se nazivaju i uskopojasni kanali (*narrowband channel*).

5.2 Frekvencijski selektivan feding

Ako kanal ima konstantnu amplitudsku, a linearnu faznu karakteristiku u frekvencijskom opsegu koji je uži od širine spektra prenošenog signala, kaže se da je to kanal sa frekvencijski selektivnim fedingom. Ovaj kanal imamo u slučaju kada je $T_s < \sigma_\tau$ (praktično $T_s < 10\sigma_\tau$), odnosno $B_s > B_c$. Propagacija po više putanja izaziva ISI (intersimbolska interferencija) i distorziju signala na prijemu. Uticaj kanala je različit za različite spektralne komponente signala.

Ovakav kanal se još naziva i širokopojasni kanal (*wideband channel*) pošto je širina opsega signala veća od propusnog opsega kanala.



Slika 11: Karakteristike kanala sa frekvencijski selektivnim fedingom

5.3 Karakterizacija kanala na osnovu Doplerovog proširenja spektra signala

Ako je $B_s < B_D$, odnosno $T_s > T_C$ promene impulsnog odziva kanala su brže u odnosu na trajanje simbola. Ovaj feding se naziva **brzi** (fast) feding. Brzi 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 između predajnika i prijemnika.

Ako je $B_s \gg B_D$ odnosno, $T_s \ll T_C$, impulsnog odziv kanala se sporo menja u odnosu na promene signala u osnovnom opsegu. Ovakav feding se naziva **spori** (slow) feding. Već je rečeno da je moguće brzi i spori feding posmatrati kao dva aproksimativno odvojena efekta. Brzi feding je okarakterisan dubokim varijacijama envelope signala na prijemu, koje se pojavljuju na rastojanjima reda talasne dužina signala. Kada se tako shvaćen brzi feding otkloni usrednjavanjem vrednosti envelope na dužini od nekoliko desetina talasnih dužina talasa, promene koje ostaju u nivou envelope su rezultat sporog fedinga.

Isti kanal se može ponašati kao kanal sa sporim fadingom ili kanal sa brzim fadingom u zavisnosti od brzine signaliziranja signala koji se prenosi. U praksi brzi fading se javlja za veoma male brzine prenosa.

6. Rayleigh-ev model fadinga

Rayleigh-ev model kanala najčešće se koristi za modeliranje fadinga i statistike signala koji se prostire kroz radio kanal u okruženjima gde ne postoji optička vidljivost između predajnika i prijemnika. Ovaj model je pogodan za opis komunikacionih kanala u urbanim područjima, kao što su gradske oblasti sa visokim zgradama. Takođe ovaj model se uspešno primenjuje u slučaju reflektovanih i refraktovanih talasa koji se prenose kroz troposferu i jonosferu kao i u radio komunikacijama između brodova.

Signal koji se dobija na prijemu u kanalu sa Rayleigh-evim fadingom, u kompleksnom domenu ima sledeći oblik:

$$X(t) = X_1(t) + jX_2(t) \quad (6.1)$$

gde su $X_1(t)$ i $X_2(t)$ uskopojasni Gauss-ovi procesi čija je srednja vrednost nula a varijansa jednaka σ^2 . Ova dva procesa su statistički nezavisna.

Pokazuje se da anvelopa ovog procesa ima Rayleigh-evu raspodelu:

$$p(r) = \begin{cases} \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right), & (0 \leq r \leq \infty) \\ 0, & (r < 0) \end{cases} \quad (6.2)$$

dok je faza $\theta(t)$ uniformno raspodeljena.

Praktično, Rayleigh-ev fading se javlja kada se između predajnika i prijemnika nalazi veći broj objekata na kojima se signal rasejava. U tom slučaju na prijemu imamo veći broj komponenti istog signala različite amplitude i faze. Pritom imamo veći broj dominantnih talasa čije su amplitude približno jednake. Ovakav scenario se javlja u velikim gradovima naročito kada su prisutne visoke zgrade. Prilikom prostiranja signala kroz troposferu ili jonosferu, sitne čestice u ovim atmosferskim slojevima imaju ulogu rasejavača. Rasejanje signala na ovim objektima može vrlo uspešno da se modelira Rayleigh-evim fadingom.

Ukoliko postoji optička vidljivost između prijemnika i predajnika, tada je komponenta signala koja se prostire ovom linijom daleko intenzivnija od komponenti koje se dobijaju rasejanjem. U tom slučaju srednje vrednosti signala $X_i(t)$, $i = 1; 2$ više nisu jednake nuli. U ovakvoj situaciji primenjuje se Rician-ov model fadinga.

7. Rician-ov model fadinga

Rician-ov model fadinga se koristi za opisivanje signala u okruženjima gde postoji optička vidljivost između predajnika i prijemnika. Komponenta signala koja se prostire duž linije optičke vidljivosti je značajno intenzivnija od komponenti koje se dobijaju rasejanjem. Ovaj model se koristi za opisivanje zemaljskih mobilnih kanala u slabo naseljenim mestima i predgrađima gradova (gde najčešće postoji linija optičke

vidljivosti) kao i za opisivanje satelitskih kanala. Podsetimo se da je primljeni signal u Clarke-ovom modelu oblika:

$$E_z = x_1(t) \cos(\omega_c t) - x_2(t) \sin(\omega_c t) \quad (7.1)$$

gde su $x_1(t)$ i $x_2(t)$ komponente u fazi odnosno kvadraturi koje se dobijaju superpozicijom N reflektovanih talasa različite amplitude C_n , faze ϕ_n i Doppler-ovog pomeraja ω_n . Videli smo da ukoliko su amplitude svih ovih komponenti približno jednake, pogodno je primeniti Rayleigh-ev model fedinga.

Sada predpostavimo da postoji linija optičke vidljivosti duž koje se prostire nulta komponenta signala koja ima značajno veću amplitudu C_0 od ostalih komponenti. Prema tome važi:

$$\begin{aligned} x_1(t) &= m_1(t) + \sum_{n=1}^N E_0 C_n \cos(\omega_n t + \phi_n), \\ m_1(t) &= E_0 C_0 \cos(\omega_0 t + \phi_0) \\ x_2(t) &= m_2(t) + \sum_{n=1}^N E_0 C_n \sin(\omega_n t + \phi_n), \\ m_2(t) &= E_0 C_0 \sin(\omega_0 t + \phi_0). \end{aligned} \quad (7.2)$$

Za fazu ϕ_0 ne može se reći da je uniformno raspodeljena slučajna promenljiva. Štaviše, vrednosti C_0 ; ω_0 i ϕ_0 su konstante. Proces $X_1(t)$ i $X(t)$ više nemaju nultu srednju vrednost, pa Rayleigh-ev model fedinga ovde ne važi.

Dalja razmatranja izvodimo pod predpostavkom da je frekvencija nulte komponente f_0 jednaka nuli. To znači da je dolazeći direktan talas normalan na pravac kretanja prijemnika (predajnika). Pod ovom predpostavkom dobijamo da su $m_1(t)$ i $m_2(t)$ konstante koje su respektivno jednake $E_0 C_0 \cos(\phi_0)$ i $E_0 C_0 \sin(\phi_0)$. U nastavku označavaćemo ih sa m_1 i m_2 . Dobija se da su ove veličine zapravo srednje vrednosti procesa $X_1(t)$ i $X_2(t)$. Kao i u slučaju Rayleigh-evog fedinga, i ovde su $X_1(t)$ i $X_2(t)$ Gauss-ovi slučajni procesi jednakih varijansi σ^2 .

Odredimo sada statistike prvog reda Rician-ovog modela. Polazimo od združene gustine verovatnoće procesa $X_1(t)$ i $X_2(t)$. Pošto su ovi procesi nekorelirani sledi da je njihova združena gustine verovatnoće jednaka:

$$p_{X_1 X_2}(x_1 x_2) = \frac{1}{2\pi\sigma^2} \exp\left(-\frac{(x_1 - m_1)^2}{2\sigma^2} - \frac{(x_2 - m_2)^2}{2\sigma^2}\right). \quad (7.3)$$

Da bi odredili PDF anvelope $R(t)$ i $\vartheta(t)$ koristićemo transformaciju slučajnih promenljivih datu sledećim izrazima $X_1 = R \cos \vartheta$ i $X_2 = R \sin \vartheta$. Jakobijan ove transformacije je $J=R$. Zamenom dobijamo traženu združenu gustine verovatnoće:

$$p_{R\vartheta}(r, \varphi) = \frac{r}{2\pi\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2 - 2r(m_1 \cos \varphi + m_2 \sin \varphi) + m_1^2 + m_2^2}{2\sigma^2}\right) \quad (7.4)$$

Integracijom po promenljivoj φ prethodnog izraza dobijamo PDF anvelope za Rician-ov feding:

$$p_R(r) = \frac{r}{2\pi\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2 + m_1^2 + m_2^2}{2\sigma^2}\right) \int_0^{2\pi} \exp\left(-\frac{rm_1 \cos \varphi + rm_2 \sin \varphi}{\sigma^2}\right) d\varphi =$$

$$= \frac{r}{2\pi\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2 + m_1^2 + m_2^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{r\sqrt{m_1^2 + m_2^2}}{\sigma^2}\right). \quad (7.5)$$

Napomenimo da se osim predhodnog izraza za raspodelu anvelope $R(t)$ koristi i izraz u kome figuriše Rician-ov faktor K . Umesto parametara σ^2 uvodi se parametar Ω_p koji predstavlja moment drugog reda procesa $R(t)$. Ova dva parametra odrađena su sledećim izrazima:

$$K = \frac{m_1^2 + m_2^2}{2\sigma^2}, \quad (7.6)$$

$$\Omega_p = 2\sigma^2(K + 1). \quad (7.7)$$

Zamenom dobijamo sledeći izraz za gustinu raspodele $p_R(r)$ anvelope:

$$p_R(r) = \frac{2r(K + 1)}{\Omega_p} \exp\left(-K - \frac{(K + 2)r^2}{\Omega_p}\right) I_0\left(2r\sqrt{\frac{K(K + 1)}{\Omega_p}}\right). \quad (7.8)$$

Napomenimo još da se Rician-ov model često naziva i Nakagami- n model, gde je parametar n definisan kao $n = \sqrt{K}$.

Slično, integracijom izraza 7.4 po promenljivoj r dobijamo izraz za PDF procesa faze $\vartheta(t)$.

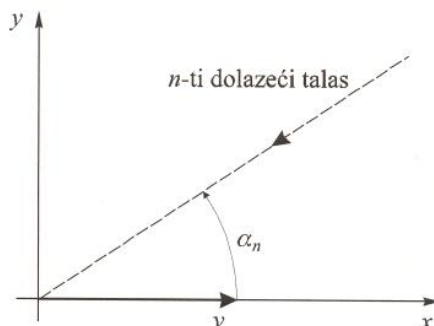
8. Clarke-ov model fedinga

Statičke karakteristike elektromagnetnog polja radio talasa kao i odgovarajuća anvelopa i faza signala mogu se objasniti korišćenjem više različitih modela. Modeli zasnovani na rasejanju talasa omogućavaju uspostavljanje nekoliko važnih veličina koje opisuju primljeni signal kao što su statistike prvog i drugog reda anvelope i faze ili spektralna gustina snage. Najkorišćeniji i najcitiraniji model u literaturi zasnovan na rasejanju talasa je Clarke-ov model koji uključuje rasejanje signala u okolini prijemnika. Prvi ovakav model je predložio Osana i on je specijalan slučaj Clarke-ovog modela.

Signali koje emituje bazna stanica najčešće su vertikalno polarisani kao i antene mobilne stanice. Pomeraj predajne i prijemne antene dovodi do nevertikalne polarizacije. Polazeći od pretpostavke da su prenosni signali veritkalno polarisani kao i da je rastojanje između bazne i mobilne stanice dovoljno veliko, po Clarke-ovom modelu prostiranje radio signala može se modelovati u dve dimenzije.

Clarke je pretpostavio da je dolazeći talas satavljen od horizontalnih ravanskih talasa sa slučajnom fazom pri čemu su ovi ravanski talasi vertikalno polarisani. Prostorni ugao dolaska i faza talasa su slučajne i statistički nezavisne veličine. Pretpostavlja se da faza talasa ima uniformnu raspodelu u intervalu $(0, 2\pi)$. To je prihvatljivo u VFH području iznad, gde je talasna dužina mala tako da osigura da male promene u dužini putanje rezultuju značajnim promenama u fazi. Raspodela prostornog ugla dolazećeg

talasa, po Clarke-ovom modelu (u smislu omnidirekcionog modela rasejanja) takođe je uniformna.



Slika12: Prikaz dolazećeg ravanskog talasa (Clarke-ov model rasejanja)

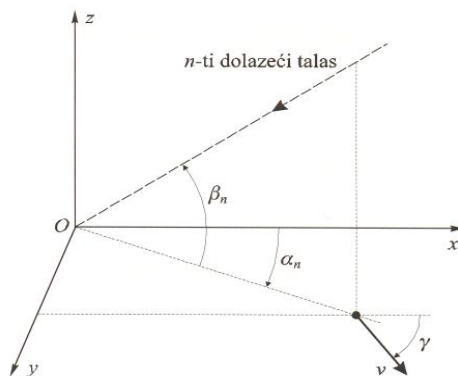
Na slici 12 je prikazana xy ravan postavljena tako da se mobilna stanica MS kreće duž x ose brzinom v . Pretpostavlja se da postoji vertikalna polarizacija u toj ravni, tako da je vektor električnog polja poravnat sa z osom. Ravanski n -ti talas stiže na antenu mobilne stanice pod ulaznim uglom α_n . Ugao dolaska α_n određen je pravcem dolaska n -tog talasa i pravcem kretanja mobilne jedinice. Pomeranje antene mobilne stanice unosi Doppler-ov pomeraj ili frekvencijski pomeraj u n -tom dolazećem ravanskom talasu. Doppler-ov pomeraj za ovakav model dat je izrazom:

$$f_n = f_{max} \cos \alpha_n [\text{Hz}], \omega_n = 2\pi f_n \quad (8.1)$$

gde je $f_{max} = v/\lambda_c$ maksimalna Doppler-ova frekvencija dok je λ_c talasna dužina pristiglog talasa. Maksimalna Doppler-ova frekvencija zavisi od brzine mobilne jedinice i frekvencije nosioca. Svi ravanski talasi koji dolaze iz jednog pravca kretanja mobilne jedinice unose pozitivni Doppler-ov pomeraj dok oni koji dolaze suprotno od pravca kretanja unose negativan Doppler-ov pomeraj.

Doppler-ov efekat koji se javlja pri prostiranju signala dovodi do širenja spektra poslatog signala. Ova pojava se naziva disperzija frekvencije. Vrednost disperzije frekvencije uglavnom zavisi od maksimalne Doppler-ove frekvencije i amplitude primljenih talasa. U vremenskom domenu Doppler-ov efekat dovodi do toga da je impulsni odziv kanala vremenski promenljiv. Može se lako pokazati da je princip superpozicije zadovoljan kod mobinih radio kanala i zbog toga su oni linearni sistemi.

Napomenimo da je Aulin predložio proširen model kod koga se vertikalno polarisani talasi ne kreću obavezno horizontalno već u tri dimenzije.



Slika 13: Prikaz dolazećeg ravanskog talasa (Aulin-ijev model rasejanja)

Međutim, zaključci koji se dobijaju primenom Aulin-ijevog modela (slika 13), a koji su značajni za našu analizu podudaraju se sa zaključcima dobijenim primenom Clarke-ovog modela. Zato ćemo u nastavku izložiti osnove Clarke-ovog modela i na osnovu njega izvesti odgovarajuće zaključke koji su potrebni u daljoj analizi.

Komponente električnog i magnetnog polja na prijemu, u slučaju da je signal vertikalno polarisan mogu da se pretstave na sledeći način:

$$E_z = E_0 \sum_{n=1}^N C_n \cos(\omega_c t + \theta_n), \quad (8.2)$$

$$H_x = -\frac{E_0}{\eta} \sum_{n=1}^N C_n \sin \alpha_n \cos(\omega_c t + \theta_n), \quad (8.3)$$

$$H_y = \frac{E_0}{\eta} \sum_{n=1}^N C_n \cos \alpha_n \cos(\omega_c t + \theta_n), \quad (8.4)$$

gde je ω_c kružna frekvencija nosioca signala, η karakteristična impendasa slobodnog prostora dok je $E_0 C_n$ amplituda električnog polja n -te komponente prijemnog signala. Faza θ_n data sledećim izrazom:

$$\theta_n = \omega_n t + \phi_n. \quad (8.5)$$

Ovde ω_n predstavlja Doppler-ovu frekvenciju (pomak usled Doppler-ovog efekta) dok je ϕ_n faza n -te komponente prijemnog signala. Faza ϕ_n predstavlja slučajnu promenljivu uniformno raspodeljenu u intervalu $(0, 2\pi)$. Veličine C_n , ω_n i α_n takođe posmatra kao slučajne promenljive. Sve ove veličine su ustvari po prirodi determinističke. Međutim usled same konfiguracije terena ove veličine su vremenski promenljive pri čemu ta promena ne može efikasno da se opiše nekim determinističkim modelom. Takođe veliki broj faktora utiče na promene ovih veličina. Pri tome su one međusobno nezavisne i sve su jednako raspodeljene. Napišimo sada izraz za z komponentu električnog polja na drugačiji način:

$$E_z = X_1(t) \cos(\omega_c t) - X_2(t) \sin(\omega_c t) \quad (8.6)$$

gde je:

$$X_1(t) = \sum_{n=1}^N E_0 C_n \cos(\omega_n t + \phi_n), \quad (8.7)$$

$$X_2(t) = \sum_{n=1}^N E_0 C_n \sin(\omega_n t + \phi_n). \quad (8.8)$$

Primenom centralne granične teoreme dobijemo da su $X_1(t)$ i $X_2(t)$ Gauss-ovi slučajni procesi. Na osnovu prethodnih izraza možemo zaključiti neke dodatne osobine slučajnih procesa $X_1(t)$ i $X_2(t)$. Srednju vrednost ova dva računamo na sledeći način:

$$\mathbb{E}X_1(t) = \sum_{n=1}^N E_0 \cdot \mathbb{E}[C_n \cos(\omega_n t + \phi_n)] = \sum_{n=1}^N E_0 \cdot \mathbb{E}[C_n] \cdot \mathbb{E}[\cos(\omega_n t + \phi_n)] = 0. \quad (8.9)$$

Koristili smo činjenicu da je ϕ_n uniformno raspodeljena slučajna promenljiva (pa je zato $\mathbb{E}[\cos(\omega_n t + \phi_n)] = 0$) kao i da su slučajne promenljive C_n i ϕ_n nezavisne. Analogno dokazujemo da je i $\mathbb{E}X_2(t) = 0$. Prema tome ovi procesi imaju nultu srednju vrednost.

Razmotrimo sada disperziju. Da bi dodatno uopštiti razmatranje posmatračemo autokorelacione funkcije $r_{x_i x_i}(\tau)$ ova dva procesa. Ujedno ćemo dokazati da su procesi $X_1(t)$ i $X_2(t)$ slabo stacionirani tj. da je autokorelaciona funkcija $r_{x_i x_i}$ funkcija samo jedne promenljive τ . Zaista, imamo da važi:

$$\mathbb{E}[X_1(t)X_1(t + \tau)] = E_0^2 \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N \mathbb{E}[C_i C_j \cos(\omega_i t + \phi_i) \cos(\omega_j(t + \tau) + \phi_j)]. \quad (8.10)$$

Za $i \neq j$ imamo da je:

$$\begin{aligned} & \mathbb{E}[C_i C_j \cos(\omega_i t + \phi_i) \cos(\omega_j(t + \tau) + \phi_j)] \\ &= \mathbb{E}C_i \cdot \mathbb{E}C_j \cdot \mathbb{E} \cos(\omega_i t + \phi_i) \cdot \mathbb{E} \cos(\omega_j(t + \tau) + \phi_j) = 0. \end{aligned} \quad (8.11)$$

Predhodna relacija važi zbog činjenice da su C_i, C_j, ϕ_i i ϕ_j nezvisne slučajne promenljive. Prema tome u izrazu 8.10 preostaju samo članovi za koje je $i = j$. Imamo da važi:

$$\mathbb{E}[X_1(t)X_1(t + \tau)] = \sum_{i=1}^N \mathbb{E}C_i^2 \cdot \mathbb{E}[\cos(\omega_i t + \phi_i) \cos(\omega_i(t + \tau) + \phi_i)]. \quad (8.12)$$

Razvojem proizvoda kosinusnih funkcija po adicijonim formulama dobijamo:

$$\begin{aligned} \mathbb{E}[\cos(\omega_i t + \phi_i) \cos(\omega_i(t + \tau) + \phi_i)] &= \frac{1}{2} \mathbb{E}[\cos(2t + \tau) + 2\phi_i + \cos(\omega_i \tau)] \\ &= \frac{1}{2 \mathbb{E} \cos(\omega_i \tau)}. \end{aligned} \quad (8.13)$$

Zamenom u izrazu 8.12 dobijamo:

$$r_{X_1 X_1}(\tau) = \mathbb{E}[X_1(t)X_1(t + \tau)] = \frac{E_0^2}{2} \sum_{n=1}^N \mathbb{E}C_n^2 \cdot \mathbb{E}[\cos(\omega_n \tau)]. \quad (8.14)$$

Neka su svi doplerovi pomaci ω_n konstantni i približno jednaki ω (što je fizički logično, zato što svi talasi putuju od predajnika do prijemnika, pa samim tim imaju isti Doppler-ov pomak). Ako još pretpostavimo da je:

$$\sum_{n=1}^N \mathbb{E}C_n^2 = \frac{1}{N} \quad (8.15)$$

dobijemo:

$$r_{X_1 X_1}(\tau) = \frac{E_0^2}{2} \mathbb{E}[\cos(\omega \tau)]. \quad (8.16)$$

Isti izraz se dobija i za drugu autokorelacionu funkciju $r_{x_2x_2}(\tau)$. Na osnovu ovoga možemo da zaključimo da su varijanse σ_1^2 i σ_2^2 procesa $X_1(t)$ i $X_2(t)$ međusobno jednake i da važi $\sigma_1^2 = \sigma_2^2 = E_0^2/2$. Napomenimo da je za ovaj zaključak veoma važna pretpostavka da su amplitude svih talasa C_n približno jednake kao i da je faza ϕ_n uniformno raspodeljena. Ova dva uslova su npr. ispunjena ukoliko između prijemnika i predajnika ne postoji linija optičke vidljivosti. Zato je u ovom slučaju veoma pogodno koristiti Rayleigh-ev model fedinga kod koga upravo važi da je $\sigma_1^2 = \sigma_2^2 = \sigma^2$. Na kraju napomenimo samo da je u opštem slučaju za računanje autokorelacione funkcije $r_{x_ix_i}(\tau)$ potrebno poznavati raspodelu snage $p(\alpha)$ na prijemnoj anteni i pojačanje prijemne antene $G(\alpha)$ u zavisnosti od ugla dolazećeg talasa α . Opšti izraz za $r_{x_ix_i}(\tau)$ je:

$$r_{x_1x_1}(\tau) = \frac{E_0^2}{2} \int_0^{2\pi} \cos(2\pi f_{\max} \tau \cos \alpha) p(\alpha) G(\alpha) d\alpha. \quad (8.17)$$

U slučaju 2D izotropnog rasejanja (kao kod Clarke-ovog modela) i izotropne prijemne antene za koju važi $G(\alpha) = 1$ dobijemo da je:

$$r_{x_1x_1}(\tau) = \frac{E_0^2}{2} J_0(2\pi f_{\max} \tau), \quad (8.18)$$

gde je $J_0(\cdot)$ Bessel-ova funkcija nultnog reda.

8.1 Brzina prelaženja signala fedinga kroz određeni nivo

Brzina prelaženja signala fedinga kroz određeni nivo (*level crossing rate - LRC*) spada u statističke parametre drugog reda, s obzirom da je veličina koja zavisi od vremena i od brzine kretanja mobilnog korisnika. Definiše se kao broj prolazaka signala fedinga $n(A)$ kroz nivo fedinga, a za neko vreme T_F u kome se posmatra signal fedinga. U ukupan broj prelazaka uzimaju se samo prelasci kada nivo signala fedinga preseca zadani nivo A sa pozitivnim izvodom u tački presecanja, ili samo prolasci kada nivo signala fedinga preseca zadati nivo A sa negativnim izvodom u tački presecanja. Jedinica mere za veličinu LCR je broj prolazaka u sekuni, [# prolazaka/s].

Formula za računanje LCR za zadati nivo A je:

$$n(a_e = A) = \int_0^\infty a_e p(a_e = A, a_e) da_e, \quad (8.19)$$

gde a_e predstavlja prvi izvod promenljive a_e po vremenu. Za zadati nivo A , definišemo normalizovani nivo R :

$$R = \frac{a}{E[a_e^2]} = \frac{a}{\sqrt{2}\sigma^2} \quad (8.20)$$

LCR je data izrazom:

$$n(R) = \frac{\beta v}{\sqrt{2\pi}} R \cdot \exp(-R^2) = \frac{\beta v}{\sqrt{2\pi}} \cdot n_0 \quad (8.21)$$

gde je sa n_0 označena normalizovana LCR, koja ne zavisi ni od izabrane učestanosti nosioca, ni od brzine kretanja mobilnog korisnika.

8.2 Srednje trajanje fedinga

Srednje trajanje fedinga je srednje vreme za koje je nivo signala fedinga ispod zadatog nivo, odnosno srednje vreme za koje je feding veći od zadate vrednosti. Definiše se kao odnos verovatnoće da je nivo signala fedinga manji od zadate vrednosti A i brzine prolaženja signala fedinga kroz taj isti nivo A , odnosno definiše se kao odnos kumulativne funkcije raspodele i LCR za isti nivo A :

$$\bar{t}(a_e = A) = \frac{p(a_e \leq A)}{n(a_e = A)}. \quad (8.22)$$

Jedinica mere za ovu veličinu je sekunda.

Za slučajnu promenljivu a_e sa Rejljevom raspodelom prethodno navedeni izraz svodi se na:

$$\bar{t}(a_e = A) = \frac{\sqrt{2\pi}}{\beta v} \frac{1}{R} (\exp(R^2) - 1) = \frac{\sqrt{2\pi}}{\beta v} \cdot \bar{t}_0 \quad (8.23)$$

gde je sa R označen normalizovan nivo fedinga predstavljen izrazom 8.21, a normalizovano srednje trajanje fedinga dato je promenljivom $\bar{t}_0$, koje ne zavisi ni od izabrane učestanosti nosioca ni od brzine kretanja mobilnog korisnika.

8.3 Dvo-zračni (two ray) Rayleigh-ev model fedinga

U modernim mobilnim komunikacionim sistemima sa velikom količinom podataka postalo je neophodno modelirati efekte raspona multipath kašnjenja isto kao i fedinga.

Obično se koristi Rayleigh-ev two ray feding model prikazan na blok dijagramu (slika 14).

as obtained by Saleh and Valenzuela show that: (a) the fading is either fast or very slowly time varying, and (b) the statistical properties of the fading response are independent of transmitting and receiving antenna heights. This is true if there is no line-of-sight path between them. They report a measured delay spread of 100 ns to 200 ns within the rooms and hallways. The measured rms delay spread within the rooms is about 50 ns and a maximum of 50 ns. The large-scale path loss is found to vary over a 60 dB range and obey a log-distance model (3.68) with an exponent between 3 and 4.

Valenzuela developed a simple multipath model for indoor propagation measurement results. The model assumes that the multipath fading is Rayleigh.

Slika 14: Model dvozračnog Rayleigh-evog fedinga

Impulsni odziv predstavljen je kao:

$$h_b(t) = \alpha_1 \exp(j\phi_1) \delta(t) + \alpha_2 \exp(j\phi_2) \delta(t - \tau) \quad (8.24)$$

gde su α_1 i α_2 nezavisne komponente Rayleigh-ovog fedinga, a ϕ_1 i ϕ_2 su uniformno raspodeljene u intervalu $(0, 2\pi)$. τ je vremensko kašnjenje između dva zraka. Uzimajući da je $\alpha_2 = 0$, poseban slučaj ravnog (flat) fedinga bi bio:

$$h_b(t) = \alpha_1 \exp(j\phi_1) \delta(t) \quad (8.25)$$

Menjanjem τ moguće je stvoriti širok opseg frekventivno selektivnih fading efekata.

8.4 Saleh i Valenzuela unutrašnji statistički model

Saleh i Valenzuela objavili su rezultate merenja propagacije u zatvorenom prostoru između dve vertikalno polarizovane antene smeštene na istom spratu zgrade srednje veličine. Merenja su izvršena korišćenjem radarskih impulsa od 10ns, 1.5 GHz, radar pulseva. Rezultati su pokazali da je kanal u zatvorenom prostoru kvazistatičan ili sa vrlo sporim variranjima i da je statistika impulsnog odziva kanala nezavisna od prenosne i prijemne polarizacije antene, ako između njih nema optičke vidljivosti. Oni su utvrdili da je maksimalan raspon multipath kašnjenja od 100ns do 200ns u sobama unutar zgrade. Izmereno *rms* proširenja kašnjenja u sobama imalo je medijanu od 25ns, a maksimalnu vrednost od 50ns.

Oni su razvili jednostavan multipath model za kanale u unutrašnjem prostoru zasnovan na rezultatima merenja koji polazi od pretpostavke da multipath komponente dolaze u grupama(klasterima). Oblik klastera dovodi se u vezu sa strukturom građevine, dok su komponente u klasterima formirane mnogobrojnim refleksijama od objekata u okolini predajnika i prijemnika.

8.5 SIRCIM i SMRCIM statistički model u zatvorenom i otvorenom prostoru

Rappaport i Seidel zabeležili su merenja od 1300MHz u pet fabričkih zgrada i izveli kasnija merenja u drugim vrstama zgrada. Autori su izveli empirijski statistički model da bi generisali kanale bazirane na modelu diskretnog impulsnog odziva kanala i napisali kompjuterski program nazvan SIRCIM (*Simulation of Indoor Radio Channel Impulse-response Models*). SIRCIM generiše realne odbirke small-scale odziva impulsa kanala u zatvorenom prostoru. Kasnijim radom Huang-a stvoren je SMRCIM (*Simulation of Mobile Radio Channel Impulse-response Models*), sličan program koji generiše small scale celularne i mikrocelularne impulsne odzive u urbanim sredinama. Ovi programi se trenutno koriste u preko sto institucija širom sveta. Analizom merenja sa pedeset lokacija u zgradama otkriveno je da je broj multipath komponenti, N_p , koje dolaze na određenu lokaciju, funkcija od X (*razmaci između prijemnika*), S_m (*LOS linija vidljivosti*) i P_n (*posebno mesto merenja*), skoro uvek ima Gausovu raspodelu. Prosečan broj multipath komponenti je od 9 do 36 i generisan je na osnovu empirijskog prilagođavanja merenjima. Verovatnoća da će multipath komponenta dospeti do prijemnika u određenom kašnjenju T_i u određenoj sredini S_m je označena kao $P_r(T_i, S_m)$.

Ovo može biti predstavljeno i pojedinačnim funkcijama premašenja kašnjenja:

$$P_R(T_i, S_1)_{for\ LOS} = \begin{cases} 1 - \frac{T_i}{367} & (T_i < 110\ ns) \\ 0.65 - \frac{(T_i - 110)}{360} & (110\ ns < T_i < 200\ ns) \\ 0.22 - \frac{(T_i - 200)}{1360} & (200\ ns < T_i < 500\ ns) \end{cases} \quad (8.26)$$

$$P_R(T_i S_2)_{for\ OBS} = \begin{cases} 0.55 + \frac{T_i}{667} & (T_i < 100\ ns) \\ 0.08 + 0.62 \exp(-\frac{(T_i - 100)}{75}) & (100\ ns < T_i < 500\ ns) \end{cases} \quad (8.27)$$

gde S_1 odgovara LOS topografiji, a S_2 ometanoj (OBS) topografiji. SIRCIM koristi ove jednačine da simulira profile kašnjenja snage preko small scale rastojanja.

Razvijen je novi metod analize za ravan (*flat*) small scale fading do kojeg dolazi u prijemniku u proizvoljnom prostorno vremenskom kanalu.

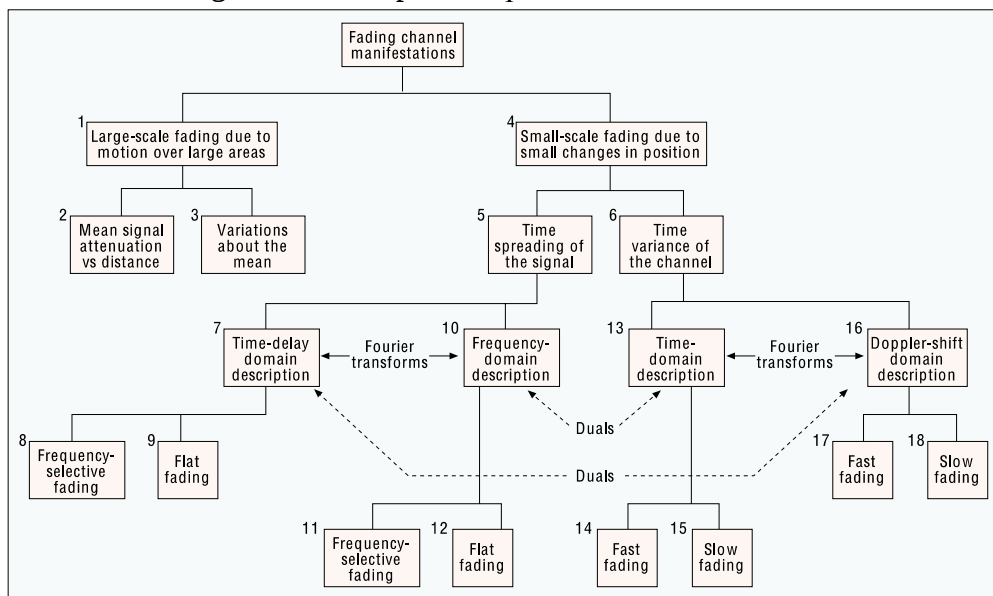
9. Zaključak

Jedan od osnovnih problema koji nastaju pri digitalnom prenosu podataka kroz bežični komunikacioni sistem je pojava fedinga (*small scale fedinga*). Pod fedingom se podrazumevaju brze promene amplitude na malim rastojanjima kada za slabljenje usled prostiranja važi pretpostavka da je ono približno konstantno. Kao što je prikazano na slici 15, šemama 4,5 i 6 feding se manifestuje na dva načina, prvenstveno:

- Vremenskom disperzijom signala (širenje u vremenu)
- Vremenski promenljivim ponašanjem kanala.

Kod mobilnih mreža kanal je zavistan od vremena zato što prenos između predajnika i prijemnika karakterišu promene propagacionih uslova (stanja). Ovo feding se još naziva i Rayleigh-evo feding, jer ako je više reflektovanih putanja koje su u većem broju i ne postoji optička vidljivost (*line of sight*) signalne komponente, anvelopa primljenog signala se statistički opisuje Rayleigh-evim funkcijom raspodele. Kada postoji komponenta dominantnog signala koji nije pod uticajem fedinga, kao što je optička vidljivost propagacione putanje, slabljenje anvelope se opisuje Rician-ovim funkcijom raspodele. Mobilni radio *roaming* koji pokriva velike površine mora da procesuirati signale koji imaju obe vrste fedinga: Small-scale feding koji se superponira na Large-scale feding.

U ovom radu je razmatrano više modela fedinga i izvedene su najvažnije statističke karakteristike za ove modele. Pokazano je da slučajni karakter ovih pojava, posebno u prisustvu šumova i smetnji, dovodi do toga da se signal na prijemu ponaša kao slučajni proces. Iz tog razloga razvijeni su mnogi modeli mobilnih kanala koji omogućavaju da se na osnovu statistike signala i kanala procene performanse bežičnih sistema.



Slika 15:Manifestacije kanala sa fedingom

10. Literatura

1. *Theodore S. Rappaport (2002): Wireless Communications: Principles and Practice (2nd Edition), Pearson Education.*
2. *Bernard Sklar (1997): Rayleigh Fading Channels in Mobile Digital Communication Systems Part I: Characterization, IEEE Communications Magazine.*
3. *Bernard Sklar (1997): Rayleigh Fading Channels in Mobile Digital Communication Systems Part II: Mitigation, IEEE Communications Magazine.*
4. *Jasmina R. Simić (2002): Poređenje dva različita simulatora fadinga mobilnog kanala.*