

Prof.dr.sc. Robert Nađ

# **PLANIRANJE MOBILNIH SUSTAVA**

## **PREDAVANJA**

1. Osnovni parametri planiranja mobilnih sustava.....	5
1.1. Uvodne napomene.....	5
1.1.1. Pokrivanje.....	5
1.1.2. Kapacitet i kvaliteta (uključuje pojavu interferencije) .....	6
1.2. Faze planiranja radio sustava .....	6
1.2.1. Dimenzioniranje sustava .....	6
1.2.2. Detaljno radio planiranje.....	7
2. Radio sučelje .....	9
2.1. Osnovni elementi radio sučelja .....	9
2.1.1. Osjetljivost bazne i mobilne stanice.....	11
2.1.2. Gubici nekih pasivnih komponenti pri odašiljanju i prijemu.....	12
2.2. Antene baznih stanica.....	13
2.3. Diverziti na strani prijemnika bazne stanice .....	15
2.3.1. Planiranje kapaciteta i frekvencija .....	17
2.4. Tipizacija ćelija u mobilnim sustavima.....	18
2.4.1. Kanonička rješenja raspršenja vala.....	19
2.4.2. Dvodimenzionalne površine.....	19
2.4.3. Poteškoće kod određivanja propagacijskih mehanizama kod mobilnih sustava .....	20
Simulacija širenja elektromagnetskog vala .....	20
Teorija zrake slijeđenja zrake.....	21
Propagacijski mehanizmi u teoriji zrake .....	21
Refleksija .....	22
Ogib .....	22
3. Empirijski modeli .....	23
3.1. Makroćelijski empirijski propagacijski modeli .....	23
3.1.1. Okumura model .....	25
3.1.2. Okumura-Hata model .....	27
3.1.3. COST 231- Hata model .....	28
3.1.4. Lee model.....	29
3.1.5. Model Ibrahima i Parsona.....	31
3.1.6. Kategorizacija okoline.....	31

3.2. Fizikalni modeli, hibridni modeli.....	32
3.2.1. Ogib od ravnog krova .....	33
3.2.2. Ikegami model .....	34
3.2.3. Walfisch - Bertoni model.....	35
3.2.4. COST 231 – Walfisch – Ikegami model .....	36
3.2.5. Usporedba modela .....	37
3.3. Spori feding - zasjenjenje.....	38
3.3.1. Utjecaj sporog fedinga na pokrivanje.....	39
Rub ćelije .....	39
Pokrivanje cijele ćelije.....	41
Promjenljivost lokacijske neodređenosti $\sigma_L$ .....	42
4. Pojave u makroćeliji .....	44
4.1. AWGN (Additive White Gaussian Noise) kanal .....	44
4.1.1. Feding u uskopojasnom kanalu .....	46
4.1.2. Rayleighova raspodjela .....	47
4.1.3. Raspodjela SNR za Rayleighov kanal .....	49
4.1.4. Riceova raspodjela .....	51
5. Širokopojasni brzi feding.....	57
5.1. Uvod – uzroci i posljedice .....	57
5.2. Širokopojasni model kanala .....	60
5.3. Parametri širokopojasnog kanala.....	60
6. Mikroćelija .....	64
6.1. Uvod.....	64
6.2. Empirijski model dvojnog nagiba.....	64
6.3. Fizikalni modeli.....	65
6.3.1. LOS modeli.....	65
Model dvije zrake .....	65
Model uličnog kanjona .....	67
6.3.2. Modeli propagacije izvan optičke vidljivosti .....	68
7. Pikoćelije .....	72
7.1. Uvod.....	72
7.2. Empirijski propagacijski modeli unutrašnjih prostora.....	72

---

7.2.1. COST 231 model višestrukih zidova.....	72
7.2.2. Ericsson model.....	73
7.3. Empirijski propagacijski modeli za unutrašnje prostore.....	74
7.3.1. COST 231 LOS model.....	74
7.3.2. COST 231 NLOS model .....	75
7.4. Fizikalni modeli za unutrašnje prostore .....	76
7.4.1. Propagacija između katova.....	76
7.4.2. Propagacija na jednom katu .....	78
7.5. Višestazni efekti .....	79
8. Megaćelije .....	82
8.1. Uvod.....	82
8.2. Sjenjenje i brzi fading .....	83
8.2.1. Uvod.....	83
8.2.2. Lokalno sjenjenje.....	83
9. Kapacitet ćelijskog sustava.....	84
9.1. Kapacitet CDMA sustava .....	87
9.1.1. Sektorizacija ćelije .....	88
9.1.2. Faktor opterećenja za uzlaznu vezu ( <i>Load Faktor</i> ).....	88

# 1. Osnovni parametri planiranja mobilnih sustava

## 1.1. Uvodne napomene

Mobilni sustavi se mogu definirati kao komunikacijski sustavi gdje se korisnik usluge može kretati i pri tome koristiti različite vidove usluge. Mobilni korisnik posjeduje prijenosni (mobilni) uređaj MS, a komunikacija se odvija posredstvom bazne stanice BS. Bazne stanice čine mrežu da bi se usluga mogla koristiti u cijelom području usluge. Tamo gdje bazne stanice nema (nije moguće postaviti), cjelokupni sustav se može nadopuniti satelitskim mobilnim sustavima. Ti su sustavi jedini gdje bazna stanica nije stacionarna, već se kreće. Planiranje cijelog sustava znači odrediti sve potrebne parametre baznih sustava koji će osigurati potrebnu komunikacijsku uslugu za određeni postotak lokacija i vremena. Osnovni parametri koji spadaju u postupak planiranja bili bi:

- Vrsta antene (smještaj na stupu, dijagram zračenja, nagib glavne latice).
- Visina antene (zajedno sa navedenim parametrima antene neposredno određuje veličinu i oblik ćelije).
- Karakteristike okoline u kojoj je smješten radio kanal MS - BS (karakteristike okoline, smještaj i veličine prepreka koje izravno utječu na karakteristike višestaznog širenja).
- Svi parametri BS-a, položaj, instalirana snaga, gustoća baznih stanica na području usluge.

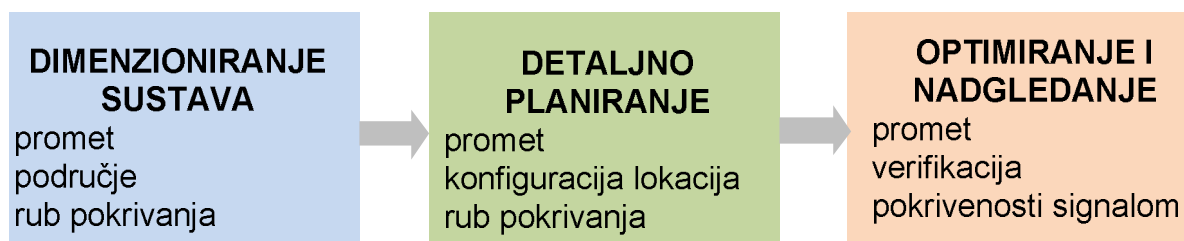
Kod planiranja mobilnog sustava potrebno se držati određenog redoslijeda pojedinih faza obzirom da su svi koraci međusobno povezani. Osnovne značajke mobilnog sustava bile bi:

### 1.1.1. Pokrivanje

Uz određeni skup uređaja koji su na raspolaganju, maksimiranje pokrivanja kvalitetnim signalom uz minimiziranje troškova cjelokupne infrastrukture. Da bi se dobio maksimalni kapacitet potrebno je uz održavanje razine interferencije maksimirati ponovno korištenje frekvencijskih kanala. U ovom slučaju bi visina antene imala značajnu ulogu. Povećanjem visine dobiva se veće pokrivanje tj. veća ćelija dok smanjenje visine antene rezultira manjom ćelijom uz bolje iskorištenje frekvencijskih kanala.

### 1.1.2. Kapacitet i kvaliteta (uključuje pojavu interferencije)

Pojam kvalitete povezuje pojmove POKRIVANJA i KAPACITETA te je usko povezan sa frekvencijskim planiranjem. Potrebno je primijetiti da se nijedna od navedenih stavki ne može posebno za sebe maksimirati nego je nužno pronaći neki optimum za cjelokupni proces.



Slika 1.1 Općeniti dijagram planiranja mobilnih sustava

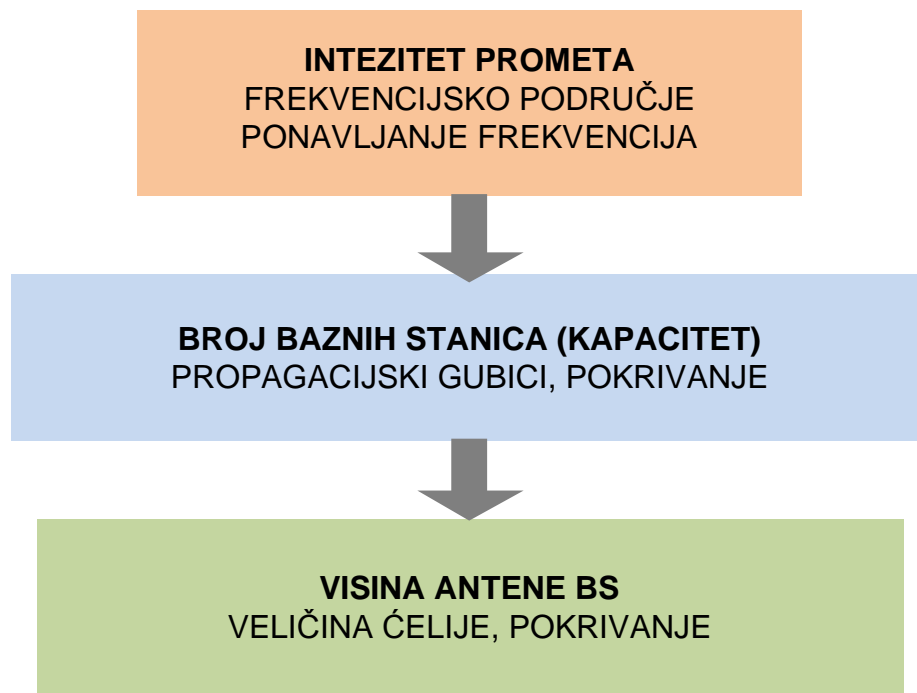
## 1.2. Faze planiranja radio sustava

### 1.2.1. Dimenzioniranje sustava

**Prva faza planiranja, inicijalno planiranje** – grubo se određuje konfiguracija mreže te strategija korišćenja za duži period vremena. Određuju se ključni parametri radio sustava, tehnologija. Ukoliko se radi o novoj mreži, potrebno je predvidjeti sve moguće situacije za različita prometna opterećenja mreže. Pri tome se misli na okvirna demografska i ekonomska predviđanja za promatrano područje. Važni parametri su prirast stanovništva, stalne i privremene migracije, koncentracija velikih tvrtki koje znače privremeno periodičko jako prometno opterećenje. Ekonomski pokazatelji, kao npr. kupovna moć stanovništva isto tako može biti jedan od pokazatelja promjene prometa. Promet zajedno sa raspoloživim frekvencijama definira broj baznih stanica za određeno područje pokrivanja. Rubni prag pokrivanja određuje broj baznih stanica za pokrivanje istog područja.

Ako se proširuje već postojeća mreža, potrebno je poznavati raspored prometnog opterećenja za prijašnji vremenski period a istovremeno izvršiti predviđanje prometa za slijedeće 1 do 3 godine.

Sve ovo se može prikazati dijagramom gdje su prikazani parametri ključni za pojedine postavke planiranja mreže.



Slika 1.2 Dijagram toka inicijalnog planiranja sustava

Za dimenzioniranje sustava potrebno je poznavati:

1. veličinu područja
2. prag pokrivanja
3. frekvencijsko područje (900/1800/2100 MHz)
4. prigušenje signala između BS-a i MS-a (proračun staze i balans gušenja silazne i uzlazne staze)

Za analizu prometa odnosno kvalitete usluge koja se pruža korisnicima potrebno je poznavati:

- sveukupni promet unutar traženog područja
- maksimalnu vjerojatnost blokiranja
- broj frekvencijskih kanala u frekvencijskom području
- maksimalni broj frekvencija po baznoj stanici (ponavljanje frekvencija)

### 1.2.2. Detaljno radio planiranje

Detaljno planiranje radio sučelja je druga faza planiranja gdje se provodi planiranje uz postojeću prateću dokumentaciju.

### ***Planiranje konfiguracije***

Izačunavanje prigušenja propagacije i balansa snaga silazne i uzlazne staze (power budget). Na osnovu tih rezultata određuju se vrste baznih stanica, eventualna potreba za ulazna niskošumna pojačala (LNA), vrste antena, sektorizacija, diverziti i dr.

Rezultati:

- tip bazne stanice odnosno ćelije (makro, mikro ili pokrivanje zatvorenih prostora)
- tip antene za BS
- pokrivanje BS - područja usluga i kapacitet

### ***Planiranje pokrivanja***

Prije samog planiranja pokrivanja potrebno je provesti neke predradnje:

Mjerenje prigušenja propagacije, tj. obavljaju se test mjerenja koja daju neke početne parametre za projektiranje pokrivanja – eksponent odnosno nagib krivulje prigušenja. Posebno su važna mjerenja u okolini predvidivih prepreka (napose u blizini bazne stanice) tako da je moguće bolje ugoditi model za predviđanje gubitaka širenja.

Obavlja se predviđanje pokrivanja na osnovu korištenja različitih modela pokrivanja. Bitno je pravilno i dovoljno detaljno kategorizirati prostor tako da se pronađe optimalni model za danu okolinu te da se ugodi u cilju dobivanja najmanjeg odstupanja.

Proračun predviđenog pokrivanja za svaku potencijalnu baznu stanicu.

Definicija područja-praga usluge za svaku baznu stanicu (područje prihvatljive kvalitete usluge).

Ulazni podaci koji se koriste u detaljnom planiranju pokrivanja mogu se svesti na:

- Dobici i gubici u antenskom sustavu bazne stanice (dobici antena te istovremeno gubici dipleksera i pojmih vodova).
- Planirano frekvencijsko područje, konačne lokacije baznih stanica te cjeloviti parametri antenskog sustava (dijagrami zračenja, smjer i nagib antena te visina antene).



## 2. Radio sučelje

### 2.1. Osnovni elementi radio sučelja

Konfiguracija bazne stanice je određena s maksimalnim dozvoljenim gušenjem staze u što se uključuju i oprema bazne stanice zajedno s napajanjem antenskog sustava.

Sve spomenute jedinice se mogu projektirati tako da bi zadovoljile zahtjeve za gušenjem staze te sveukupnog balansa razina snage kako na strani odašiljača, tako i na strani prijemnika. Osnovni parametri konfiguracije jednog sustava bile bi:

- osjetljivost (uzlazna veza)
- odašiljačka snaga (silazna veza)
- gubici opreme kao što je združilac signala (silazna veza)
- Posebno se mogu istaknuti elementi koji spadaju u antenski sustav, kao što su:
  1. dobitak prijemne (RX) i odašiljačke (TX) antene (uzlazna i silazna veza)
  2. gubici pojmih vodova (uzlazna i silazna veza)

Navedeni elementi su nužni da bi se ustanovila osnovna konfiguracija radijskog sučelja u ćeliji tj. da bi se uopće mogao odašiljati i primati signal.

Na osnovnu konfiguraciju se može dodatno utjecati da bi se poboljšali neki parametri balansa odašiljačke i prijemne snage. To su dodatni zahvati u konfiguraciji ili obradi signala i mogu se koristiti ukoliko za to postoji potreba ili mogućnost. Tu bi se moglo ubrojiti:

- frekvencijsko skakanje (uzlazna, silazna veza)
- diverziti u prijemu (uzlazna veza)
- niskošumna RF pojačala (uzlazna veza)
- pojačala snage (silazna veza)
- dupleksni filtri (uzlazna, silazna veza)

Većina elemenata najčešće ovisi o proizvođačkim parametrima dok primjena frekvencijskog skakanja te diverzitija u prijemu ovisi o utjecaju okoline na sveukupnu statistiku prijemnog signala te će se primjenjivati ovisno o tome da li propagacijske staze u urbanom, suburbanom ili pak ruralnom okolišu zahtijevaju takvu korekciju.

Prije proračuna balansa snage na trasi potrebno je definirati tehničke parametre mobilne stanice (MS) koje su standardizirani tehnički proizvodi sa tipičnim tehničkim karakteristikama. Za proračun balansa snaga na stazi prvenstveno je potrebno poznavati:

- odašiljačku snagu (uzlazna veza)

- osjetljivost (silazna veza)
- dobitak prijemne (RX) i odašiljačke (TX) antene (uzlazna i silazna veza)
- razni gubici - pojni vod - (uzlazna i silazna veza)

Ovi svi parametri su potrebni da bi se odredilo najveće dozvoljeno gušenje trase te tako optimizirao položaj i parametri bazne stanice.

Međusobni utjecaj parametara je vidljiv iz tablice sasvim općenitog balansa snaga za primjer GSM900.

Svi elementi iz tablice imaju izravan utjecaj na izračenu RF snagu bazne stanice. Parametri mobilne stanice su stalni ukoliko se ne koriste posebne vanjske antene i pojni vodovi. Iz tablice je vidljivo da je dozvoljeno gušenje trase u uzlaznoj vezi manje za 8.5 dB nego u silaznoj vezi uz RF snagu odašiljača od 30W( 45 dBm). To znači da je pokrivanje u silaznoj vezi veće nego u uzlaznoj vezi. Sustav se može uravnotežiti smanjivanjem snage BTS-a (pri tome smanjivanjem pokrivanja bazne stanice) ili koristiti posebne tehnike ili elemente u uzlaznoj vezi. Da bi ovaj prikaz balansa snaga bio jasniji razjasnit će se pojedini parametri iz tablice.

Tablica 2.1 Balans snaga uzlazne i silazne veze

UZLAZNA VEZA				
Kolona	MOBILNA STANICA (MS)	Jedinica	Vrijednost	Algoritam
A	RF snaga	dBm	33	
B	Gubici pojnog voda	dB	0	
C	TX dobitak antene	dBi	0	
D	Vršni EIRP	dBm	33	A-B+C
	BAZNA STANICA (BS)			
E	RX dobitak antene	dBi	16	
F	Gubici pojnog voda	dB	3	
G	Osjetljivost BTS	dBm	-106	
H	Minimalna prijemna razina	dBm	-119	-E+F+G
I	Izotropno gušenje trase	dB	152	D-H

SILAZNA VEZA				
Kolona	BAZNA STANICA (BS)	Jedinica	Vrijednost	Algoritam
A	RF snaga	dBm	45.0	
B	Gubici u združiocu snage	dB	2.5	
C	Gubici pojnog voda	dB	3.0	
D	TX dobitak antene	dBi	16.0	
E	Vršni EIRP	dBm	55.5	A-B-C+D
MOBILNA STANICA (MS)				
F	RX dobitak antene	dBi	0.0	
G	Gubici pojnog voda	dB	0.0	
H	Osjetljivost MS	dBm	-105.0	
I	Minimalna prijemna razina	dBm	-105.0	-F+G+H
J	Izotropno gušenje trase	dB	160.5	E-I

### 2.1.1. Osjetljivost bazne i mobilne stanice

GSM specifikacija predviđa osnovnu osjetljivost bazne i mobilne stanice kao -104 i -102 dBm respektivno. Te vrijednosti ne uključuju diverziti bilo koje vrste. Kod baznih stanica se uspješno dobili osnovnu osjetljivost reda veličina -108 dBm, no ta veličina je često posredna funkcija okoliša te brzine mobilne stanice. Svi ovi parametri neposredno uplivaju na karakteristike fedinga koji pak uvjetuje različite razine osjetljivosti.

Tako se za GSM900 mogu definirati pet grupa za koje se osjetljivost bazne stanice mijenja:

- statička
- tipično urbana sa brzinama do 50 km/h (TU50)
- brdovito područje te brzine do 100 km/h (HT100)
- otvoreno ruralno područje s brzinama do 250 km/h (RA250)

Kod bazne stanice se poboljšanje osjetljivosti svakako može postići diverziti tehnikom. Ovisno o navedenim točkanma s karakteristikama okoline i brzinama uz prostorni diverziti s dvije grane moguće je dobiti poboljšanje između 3 i 6 dB. Simulacije i proračuni osjetljivosti s više grana se najčešće temelje na najboljem

slučaju tj. sa granama koje su potpuno nezavisne (međukorelacijski koeficijent je nula).

Osjetljivost mobilnog prijemnika ovisi o sličnim parametrima kao i kod prijemnika bazne stanice no nije uobičajeno koristiti diverziti iz čisto praktičnih razloga. Ovisno o proizvođaču osjetljivosti mobilnih uređaja kreću se između -102 i -105 dBm.

### 2.1.2. Gubici nekih pasivnih komponenti pri odašiljanju i prijemu

Ukoliko se na lokaciji bazne stanice koristi više od jednog primopredajnika tada je potrebno koristiti dodatnu opremu pri predaji i prijemu. Tu se prvenstveno misli na odašiljačke združioce signala u silaznoj vezi ili višestruke sprežnike u uzlaznoj vezi. To su pasivni elementi koji unose dodatno prigušenje signala u sustav. Antenski združioći signala kombiniraju i privode više frekvencijskih kanala jednoj anteni. Ukoliko su ti sklopovi uskopojasni i ugođeni na određeni kanal tada su i unesena prigušenja smanjena na najmanju moguću mjeru. Ukoliko se koristi šire frekvencijsko područje na određenom BTS-u (recimo kod frekvencijskog skakanja) moraju se koristiti širokopojasni združioći signala koji unose bitno veće gušenje. Takvi širokopojasni sklopovi se koriste i kod ćelija s velikim opterećenjem tako da se na jednoj lokaciji koristi više kanala maksimalno razmaknutih frekvencija. Selektivni združioći se koriste kod ćelija gdje se želi postići maksimalno moguće pokrivanje tako da je malo unešeno gušenje jedan od uvjeta balansa snaga. Tipični unešeni gubici uskopojasnih združioća signala su reda 3 do 5 dB a širokopojasnih od 5 do 7 dB.

Prijemni višestruki sprežnici su pasivni sklopovi s vrlo malim unesenim gubicima tako da se prema združiocima signala u proračunu mogu zanemariti. U ovu grupu pasivnih komponenti se moraju uključiti i gubici pojnih vodova i priključnica u opremi bazne stanice. Ovisno o tipu koaksijalnog pojnog voda, gušenja se mogu bitno razlikovati na radnim frekvencijama 900 i 1800 MHz. Tipične vrijednosti su prikazane u tablici.

Tablica 2.2 Gušenja tipičnih vrsta kabela na frekvencijama 900/1800 MHz

Vrsta kabela (dijametar u ")	900 MHz (dB/100m)	1800 MHz (dB/100m)
1/2"	7.7	12.0
7/8"	4.0	7.0
1 5/8"	3.0	5.0

## 2.2. Antene baznih stanica

Antena u ovom slučaju predstavlja zračeći (ili prijemni) element i jedan je od osnovnih elemenata radio sučelja. Iako se pod pojmom antena često misli na jedan element, u slučaju BTS-a to su najčešće antenski nizovi koji se isto tako karakteriziraju sa osnovnim parametrima i promatraju se kao zasebna cjelina. Antene se bitno razlikuju glede osnovne namjene. Naime ukoliko su namijenjene za bazne stanice u makroćelijama onda su to relativno veliki antenski nizovi, usmjereni i relativno velikog dobitka, za razliku od pikoćelijskih antena koje su često višepojasne, malene po dimenzijama, slabe usmjerenosti i dobitka te bez prostornog diverzitija. Osnovni parametri antena za bazne stanice su:

- dobitak (niski - srednji - veliki)
- kut usmjerenosti, širina snopa (u horizontalnoj i vertikalnoj ravnini)
- dimenzije
- polarizacija
- diverziteti tehnika
- frekvencijsko područje
- mogućnost naginjanja dijagrama zračenja

Dobitak antene, dimenzije i širina snopa su veličine koje su usko povezane. Za makroćelijske antene, koje se instaliraju iznad ravnine krovova tj. relativno visoko, bitno je pokrivanje velikog područja. Dobitak takovih antena je red veličine 18 dBi<sup>1</sup> na 900MHz. Zbog relativno velikih dimenzija (1.5 do 2.0 m) instalacija je dosta zahtjevna. Za dobro pokrivanje i postizivi kapacitet (antena može izrazito utjecati na kapacitet mobilnog sustava) uzima se kutna usmjerenost (3 dB točke u dijagramu zračenja) reda veličine od 60° do 120°. Komercijalne antene velikog dobitka (18 dBi na 900 MHz) tipično imaju horizontalni kut usmjerenosti 65° a u vertikalnoj ravnini oko 7° - 9°. U makroćelijama uski vertikalni dijagram zračenja je prednost jer se izračena snaga može usmjeriti na određeno područje.

Ukoliko je antena instalirana ispod razine krova ili unutar zgrade, dimenzije antene postaju ograničavajući parametar. Ukoliko je antena izvan zgrade a želi se dobiti pokrivanje i unutar zgrade tada je potreban veliki dobitak. Isto tako široki vertikalni dijagram (oko 45°) je pogodan zbog pokrivanja više katova. Ukoliko je antena smještena unutar zgrade dimenzije bi trebale biti što manje a dobitak ne mora biti velik (pokrivanje je ionako predviđeno samo za unutrašnjost zgrade). Horizontalni kut usmjerenosti može biti i puni kut (omnidirekionalna antena) ili se pak dijagram zračenja modificira prema obliku unutrašnjosti zgrade.

U mobilnim komunikacijama se prvenstveno koristi vertikalna polarizacija zbog boljih propagacijskih svojstava u urbanim sredinama. Vertikalna polarizacija ima manje gubitke uslijed ogiba i refleksije od zgrada. Isto tako ima mnogo više

<sup>1</sup> "i" označava dobitak prema izotropnom radijatoru

vertikalnih površina (napose u gradskim sredinama) za refleksiju. Horizontalna polarizacija je preporučljiva samo za pokrivanje specijalno oblikovanih zatvorenih prostora kao što su tuneli.

Diverziti prijem se koristi za poboljšanje prijemne statistike signala i najčešće se koristio u obliku prostornog diverzitija s razmaknutim antenama. U novije vrijeme se često koriste i polarizacijski diverziti obzirom da se antene ne moraju fizički razmicati.

Antene se mogu projektirati za određeni frekvencijski pojas, za dualno frekvencijsko područje ili pak za višestruko frekvencijsko područje. Promotri li se karakteristike propagacije u makro i mikro sredini za pojedina frekvenijska područja 900/1800 te 2100 MHz, rijetko će se dogoditi da će ista lokacija bazne stanice odgovarati za sva tri pojasa. Prema tome češće će se koristiti antene za pojedina frekvencijska područja. Višepojasne antene se koriste u rješenjima kada je od posebna interesa ekonomičnost.

Vrlo važno svojstvo antene je upravljanje s nagibom dijagrama zračenja, posebno u ćelijama sa zahtjevima za velikim kapacitetom gdje je RF snagu posebno potrebno ograničiti i usnopiti. Nagib se može tipično mijenjati između  $5\text{-}20^\circ$  (u ovisnosti o širini vertikalnog snopa) od horizonta prema površini tla. Upravljanje snopom se može izvesti mehanički ili pak elektronički. Najčešće se dijagram zračenja naginje prema dolje, rjeđe prema gore (brdovita područja). Pregled tipičnih vrijednosti za područje od 900 MHz je dano u tablici.

Tablica 2.3 Pregled parametara antene za 900 MHz, za pojedine vrste ćelija

	Makro - urbana	Makro - ruralna	Mikro	Unutrašnja
Dobitak (dBi)	12-18	16-18	7	7
Kut usmjeren. <sup>(°)</sup> H	65-80	65-80	65-90	65-360
Kut usmjeren. <sup>(°)</sup> V	7-10	7-10	>45	Proizvoljno
Diverziti	Polarizacijski	Polarizacijski	Polarizacijski	Ne
Polarizacija	V	V	V	V/H
Nagib dijagrama	Da	Da/Ne	Ne	Ne
Frekvenc. pojas	Singl./Dual	Singl./Dual	Multi.	Multi.
Dimenzije	Velik/Srednji	Velik/Srednji	Mali	Mali

Kada je određena lokacija za instaliranje bazne antene potrebno je uzeti u obzir posebno kritične parametre:

- Visinu antene
- Prepreke u blizini antene
- Sekundarne laticе, zračenje unatrag
- Međusobna sprega

Ovi parametri utječu izravno na kvalitetu mobilnog sustava. *Visina antene* je posebno kritičan parametar i izravno utječe na procjenu pokrivanja ćelije signalom što pak utječe na cjelokupno ćelijsko planiranje. Neposredni okoliš antene (posebno kod makroćelije) treba biti slobodan od prepreka da bi rezultati dobiveni modelima bili što vjerodostojniji. Visina antene isto tako izravno utječe na ponavljanje pojedinih kanala te isto tako i na cjelokupni kapacitet.

Zračenje preko sekundarnih latica se može minimizirati ukoliko se antene postavе uz zidove zgrada ili ako se koristi usmjeravanje glavne laticе na dolje.

Odašiljačka i prijemna antena se ne smiju postaviti preblizu na istoj lokaciji i tu se obično treba držati preporuke proizvođača o minimalnom horizontalnom razmaku u cilju osiguravanja izolacije. Polarizacijski diverziti i duplekseri su obično projektirani za vrijednosti izolacije od 30 dB.

### **2.3. Diverziti na strani prijemnika bazne stanice**

Diverziti tehnika se primjenjuje kod prijemnika bazne stanice da bi se poboljšala statistika prijemnog signala koja je osjetno narušena brzim fadingom (Rayleigh). Osnova ove tehnike je višestruki prijem iste informacije i to tako da iste nisu korelirane (ili barem slabo) tj. informacija se prima preko različitih kanala i za pretpostaviti je da ti kanali neće imati istu statistiku signala. Najčešće vrste diverziti tehnika su:

- razdvajanje prijemnih antena (prostorni diverziti)
- polarizacijski diverziti (najčešće ortogonalne polarizacije)
- individualni dijagrami zračenja (frekvencijski diverziti)
- vremenski diverziti (vremensko kašnjenje)

Tradicionalno se najčešće koristi tzv. prostorni diverziti koji zahtijeva fizičko razdvajanje dvije ili više prijemnih antena. Očito je da za takav diverziti treba dosta prostora pa zbog toga ne dolazi u obzir kod antena mobilnih uređaja. Pored ove tehnike često se koriste polarizacijski diverziti te diverziti individualnih antenskih snopova.

Dobitak prostornog diverzitija jako ovisi o razmaku antena. U mikroćelijskim sustavima te u zatvorenim prostorima taj antenski razmak je malen i kreće se od  $1-4\lambda$  ( $\lambda$  - valna duljina) pa je takav sustav dosta kompaktan i mogu se ostvariti dobici do 5 dB. Da bi se ostvario isti dobitak u makroćelijama urbanog i suburbanog tipa potrebno je razmaknuti antene od  $10-15\lambda$ . Problem postoji u ruralnim sredinama

gdje bi se taj razmak trebao povećati do  $20\lambda$ , što je preglomazno. Ukoliko se taj razmak smanji još uvijek se mogu očekivati dobici reda veličine 3 dB. Što se tiče izvedbe, polarizacijski diverziti je lakše izvediv a prema mjerenjima ima nešto lošiji dobitak prema prostornom diverzitetu (tipično oko 1 dB lošije).

Frekvencijsko skakanje nije u osnovi vrsta diverziti tehnike no primjena daje poboljšanja što se tiče odnosa C/I (neki nazivaju ovu tehniku i interferencijskim diverzitetom). Istovremeno promjena frekvencije poboljšava statistiku signala što se tiče brzog fedinga i sa te se strane može promatrati kao vid frekvencijskog diverzitija. Imajući u vidu sve elemente balansa snage sada se isti može predložiti u cjelovitijoj formi.

Tablica 2.4 Balans snaga uzlazne i silazne veze za sustav GSM900

UZLAZNA VEZA				
Kol.	MOBILNA STANICA (MS)	Jedinica	Vrijednost	Algoritam
A	RF snaga	dBm	33	
B	Gubici pojnog voda	dB	0	
C	TX dobitak antene	dBi	0	
D	Vršni EIRP	dBm	33	A-B+C
BAZNA STANICA (BS)				
E	RX dobitak antene	dBi	16	
F	Dobitak diverzitija	dB	5	
G	Gubici uslijed depolarizacije	dB	0	
H	Niskošumno pojačalo	dB	5	
I	Gubici pojnog voda	dB	3	
J	Osjetljivost BTS	dBm	-108	
K	Prag degradacije uslijed interf.	dB	1	
L	Minimalna prijemna razina	dBm	-130	-E-F+G-H+I+J+K
M	Izotropno gušenje trase	dB	163	D-L



SILAZNA VEZA				
Kol.	BAZNA STANICA (BS)	Jedinica	Vrijednost	Algoritam
A	RF snaga	dBm	45.0	
B	Gubici u združiocu snage	dB	3.0	
C	Pojačalo snage	dB	4.0	
D	Gubici pojnog voda	dB	3.0	
E	TX dobitak antene	dBi	16.0	
F	Vršni EIRP	dBm	59.0	A-B+C-D+E
MOBILNA STANICA (MS)				
G	RX dobitak antene	dBi	0.0	
H	Gubici pojnog voda	dB	0.0	
I	Osjetljivost MS	dBm	-105.0	
J	Prag degradacija uslijed interf.	dB	1.0	
K	Minimalna prijemna razina	dBm	-104.0	-G+H+I+J
L	Izotropno gušenje trase	dB	163.0	F-K

Pri projektiranju pokrivanja određene ćelije signalom potrebno je koristiti određene propagacijske modele koji su najčešće ugrađeni u programsku podršku koja se koristi pri određivanju pokrivanja. Programska podrška nije univerzalna, tako da je potrebno mijenjati pojedine parametre modela prema modelu okoline tj. prema rasporedu i gustoći prepreka. Svaki model dozvoljava fino ugađanje no ono se ne može izvršiti bez da se naprave barem osnovna kontrolna mjerenja pokrivanja određenog područja signalom. Na taj se način ne može izbjeći pogreška procjene prigušenja signala no može se smanjiti nesigurnost (poželjno je da bude oko 8 dB ili čak i manje).

### 2.3.1. Planiranje kapaciteta i frekvencija

Planiranje kapaciteta i frekvencija je jedan od posljednjih faza u planiranju sveukupnog sustava i nema previše stupnjeva slobode obzirom da je raspored frekvencija i kanala već određen prethodnim procesom. To znači da se od ponuđenih konfiguracija mora izabrati optimalna što se tiče kapaciteta. Ovaj proces počinje tek

kada su određene lokacije za bazne stanice i kada su određene sve granične vrijednosti signala (prekapčanje i rub ćelije). Ovi posljednji parametri ovise pak o instaliranim uređajima i primjenjenoj programskoj podršci.

## 2.4. Tipizacija ćelija u mobilnim sustavima

Tablica daje pregled vrsta ćelija u mobilnim sustavima i to u odnosu na smještaj antene bazne stanice i na veličinu (radijus). Iz tablice je vidljivo da karakterizacija prvenstveno ovisi o smještaju antene (antenskog sustava) dok se isti (ili slični) radijus ćelije može javiti kod različitih tipova ćelija. U tablici su dane značajke najčešćih tipova ćelija s time da su numerički podaci okvirni i umnogome ovise o specifičnostima okoliša.

Tablica 2.5 Tipizacija ćelija u mobilnim sustavima

Tip ćelije	Tipični radijus	Tipični smještaj bazne stanice
makroćelija (velika ćelija)	1-30 km	izvan zgrade; postavljena na prosječno visoki krov, visine svih okolnih zgrada su ispod visine bazne stanice
mala makro- ćelija	0,5-3 km	izvan zgrade; postavljena na prosječno visoki krov, visine nekih okolnih zgrada su iznad visine bazne stanice
mikroćelija	do 1 km	izvan zgrade; postavljena ispod razine prosječno visokog krova
pikoćelija (unutrašnji prostori)	do 500 m	unutar ili izvan zgrade; postavljena ispod razine krova

U slučaju velikih ili malih makroćelija bazne stanice su postavljene iznad razine krovova s određenim slobodnim prostorom bez prepreka u blizini antenskog sustava (ovisno o frekvenciji – stotinjak metara). Gubici propagacije su određeni mahom preko difrakcije (ogiba) i raspršenja na krovovima zgrada u blizini mobilne stanice, tj. glavna zraka se širi iznad krovova zgrada. Dodatni mehanizam može biti i refleksija od zidova koji su u blizini MS.

U mikroćelijama su bazne stanice smještene ispod prosječne razine krova tako da su propagacijski mehanizmi određeni ogibom i raspršenjem oko zgrada tj. glavna zraka se može širiti u procjepu neke ulice (efekt valovoda).

Pikoćelije su namjenjene za pokrivanje unutrašnjih prostora ili vrlo malih vanjskih prostora. Bazna stanica je smještena neposredno na krovu ili negdje na zgradi ili pak unutar zgrade.

Za točno određivanje (predviđanje) gubitaka pri širenju elektromagnetskog vala kod kojeg na UHF-u dominira prvenstveno raspršenje, potrebno je izvršiti što točniju karakterizaciju površina koje vrše raspršenje elektromagnetskog vala.

Određivanje modela kanala preko predviđanja propagacije (širenja) elektromagnetskog vala se vrši najčešće u tri ciklička koraka. Prvi korak je stvaranje najjednostavnijeg modela površine iznad koje se širi val koji daje dovoljno točne rezultate. Drugi korak je pronalaženje što efikasnijih rješenja (aproksimativna ili

numerička) procesa raspršenja. Treći korak je verifikacija ovog procesa u prvom koraku.

#### **2.4.1. Kanonička rješenja raspršenja vala**

U praksi nas najviše interesira karakterizacija radio kanala u mobilnim sustavima za određeni dio prostora. U procesu određivanja raspršenja vala može se pristupiti sa cjelovitim matematičkim formalizmom što ustvari nikad neće dati cjelovito rješenje obzirom da je nemoguće precizno modelirati realne raspršivače. Raspršenje vala je nelinearni problem, mala odstupanja u površini ne moraju značiti i mala odstupanja u cjelovitoj raspodjeli polja. Na svu sreću rješenja se skoro nikada ne traže za jako bliska polja.

Najčešći kanonički problem u propagaciji vala uključuje jednodimenzionalnu idealno vodljivu neravnu površinu. U tom slučaju je rješenje TMz ili TEz problema skalar. Ukoliko je površina glatka a upadni kut vala malen, prevladavat će glavna propagacijska zraka. Ovaj model se može proširiti pretpostavkom da je površina homogeni dielektrik. Daljnje proširenje može pretpostaviti da je površina homogeni dielektrik po pojedinim segmentima. Ovaj tip modela je našao značajnu primjenu u modeliranju propagacije vala iznad neravne površine pod uvjetom da su upadni kutevi relativno mali. Kao najvažnije potrebno je odrediti visinski profil površine. Kao izravnu metodu na određenom visinskom profilu može se koristiti metoda konačnih razlika ili integralne jednadžbe.

Nepovezana jednodimenzionalna površina se koristi pri propagaciji vala u horizontalnoj ravnini. Ukoliko se određuje polje u okolini zgrada u slučaju mikročelija, dovoljno je uzeti višestruke paralelne idealno vodljive paralelopipede kojima se mogu predstaviti zgrade. Nadogradnja modela bi uključivala homogene ili po dijelovima homogene dielektričke paralelopipede (gdje bi se prikazivala vanjska i unutrašnja struktura zgrada). Ovdje se najčešće koristi vektorska (više kutna) baza podataka. Svaki diskretni paralelopiped prikazan je preko jednog ili više mnogokuta. Ukoliko se želi upotpuniti model (ako je to moguće), može se dodati i neke posebne značajke mnogokutima (postotak prozorskih površina).

#### **2.4.2. Dvodimenzionalne površine**

Dvodimenzionalna površina se može isto kao i jednodimenzionalna modelirati kao savršeno vodljiva ili pak dielektrik homogen ili homogen po odsječcima. Kao pandan linearnom prikazu po segmentima ovdje se može koristiti aproksimacija preko triangularne regularne mreže. Povećana rezolucija se može postići ukoliko se koristi neregularna triangulacija ili regularna mreža sa višestrukom skalom.

Najsloženija dvodimenzionalna površina (trodimenzionalna baza podataka) nastaje kada se rješava problem širenja vala unutar i izvan zgrada na neravnom terenu. Osnovna razlika između ovog modela i prije spominjanog su nagli prijelazi (promjene) u visini površine koje mogu doći na mjestu zidova zgrada te na mjestu

nehomogenosti (prostorije, prozori). Ovaj tip podataka se najbolje prikazuje preko vektora.

Mreže se rijetko koriste u samom modeliranju no mogu često puta biti dobar početak u slučaju širenja vala u procjepima ulica.

### 2.4.3. Poteškoće kod određivanja propagacijskih mehanizama kod mobilnih sustava

- Udaljenosti bazne i mobilne stanice su od nekoliko metara pa do nekoliko kilometara.
- Objekti koje je stvorio čovjek imaju dimenzije od malenih pa do mnogo većih u odnosu na valnu duljinu.
- Okolina se teško može detaljno modelirati.

Postoje načini da se nekako ublaže navedene poteškoće:

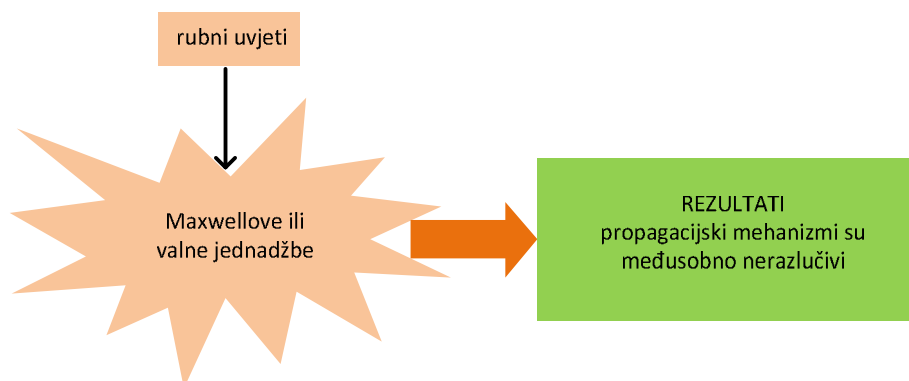
Eksperimentalna istraživanja koja su bliska stvarnosti no na taj način je slabija veza prema kontroli i opisu okoline. Poteškoća je u izradi instrumentarija za mjerenja i pri pravilnoj interpretaciji dobivenih rezultata.

Teoretska istraživanja koja pretpostavljaju uprošćen model stvarnog stanja no zato je kontrola nad karakteristikama okoline vrlo dobra. Tu je prisutna simulacija preko računala i proračuni preko analitičkih izraza. Geometrija okoline se relativno lagano simulira i po potrebi mijenja. Nedostatak je što takva studija u osnovi vrijedi samo za određeni, promatrani slučaj. Teoretska razmatranja se mogu i trebaju potvrditi mjerenjima i eksperimentom.

Prisutne dvije velike grupe mehanizama koji se koriste pri teoretskim razmatranjima:

### Simulacija širenja elektromagnetskog vala

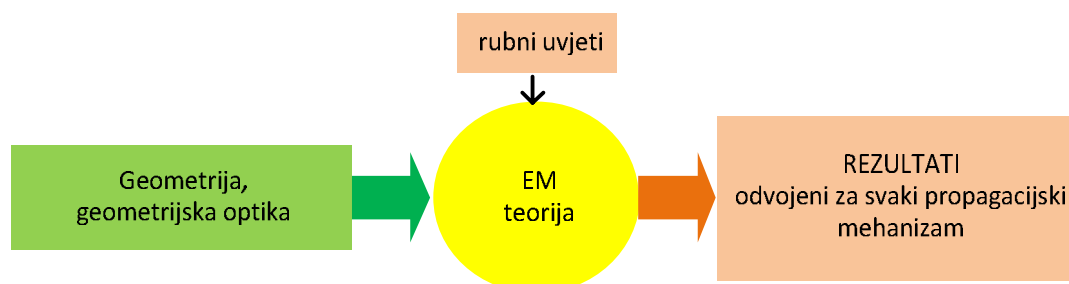
Uzevši Maxwellove jednadžbe te valne jednadžbe sa određenim rubnim uvjetima, propagacijski mehanizmi se mogu istraživati sa čistog teoretskog stanovišta koristeći se rigoroznim pristupom spomenutim jednadžbama. Ovaj pristup je u osnovi sličan pristupu s mjerenjima samo što se u ovom slučaju okolina može daleko bolje kontrolirati.



Slika 2.1 Blok shema determinističkog pristupa modelu

## Teorija zrake slijeđenja zrake

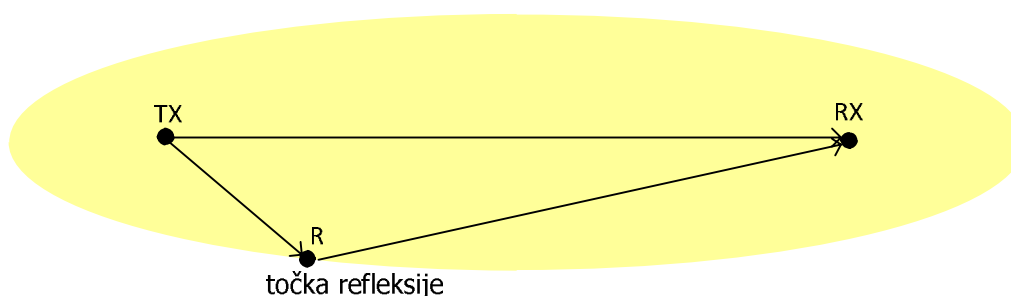
Uključuje pojednostavljenje tako da se valna duljina smatra dovoljno malom da se može prikazati kao kvazioptički val. Ovako modificirani val prolazi promjene uslijed okoline u kojoj se širi i to u slobodnom prostoru, neravnoj površini, zgradama itd. i to kroz mehanizme apsorpcije, refleksije, ogiba i raspršenja. U globalnom prikazu može se raditi i sa nekoliko zraka tako da se može istraživati i vođeni val (valovodni efekt). Ova teorija razlikuje pojedine propagacijske fenomene i tretira ih potpuno odvojeno u fizikalnom i matematičkom smislu. Koliko će se ova teorija poklapati s praktičkim mjerenjima ovisi prvenstveno o frekvenciji, okolišu te koliko se točno mogu analizirati rezultati proračuna i mjerenja.



Slika 2.2 Geometrijska optika u modeliranju propagacije EM vala

## Propagacijski mehanizmi u teoriji zrake

Pretpostavlja se da se EM val širi u obliku ravne linije koja se lomi (svija) samo u slučaju loma, refleksije, ogiba i raspršenja. To je koncept geometrijske optike. Ne postoji poprečna dimenzija koja bi bila pridružena zraci. Konačna valna duljina odražava ipak transverzalnu komponentu što se najbolje vidi iz koncepta Fresnelovih zona. Ta zona se definira kao skup točaka R oko izvora TX (odašiljač) i točke promatranja RX (prijemnik) sa svojstvom da je faza u stazi TX-R-RX jednaka sumi faza najkraće udaljenosti plus neka konstanta. Ukoliko fazna razlika između reflektirane i izravne zrake bude  $\pi$  (ili cjelobrojni višekratnik), prijemnik koji prima vektorski zbroj signala bilježi pad prijemne razine (teoretski nulu). Točke koje zadovoljavaju taj uvjet definiraju prvu Fresnelovu zonu.



Slika 2.3 Načelo Fresnelovih zona

## Refleksija

Upada li val pod nekim kutem na dovoljno glatku površinu (određuje se prema kriteriju hrapavosti površine) on će se reflektirati od te površine pod jednakim kutem pod kojim je došlo do upada vala. Vektori reflektiranog električkog polja su vezani s upadnim vektorima električkog polja preko koeficijenta refleksije (Fresnelovi koeficijenti) koji je predstavljen matricom u kojoj je dana cjelovita slika polarizacije vala. Najčešća definicija Fresnelova koeficijenta refleksije odnosi se na neizmjereno veliku površinu koja predstavlja granicu dvaju sredstava (npr. zrak - beton). Koeficijent refleksije ovisi prvenstveno o polarizaciji i valnoj duljini upadnog vala te o permitivnosti i vodljivosti svakog sredstva.

Neki autori uzimaju koeficijente refleksije stalnim veličinama dok neki uzimaju da je isti funkcija kuta upada napose kod modeliranja prolaza i refleksije vala unutar i izvan zgrada.

## Ogib

Ogib je jedan od najznačajnijih mehanizama širenja vala, napose u urbanim sredinama sa mnoštvom prepreka. U takvom okolišu je vrlo velika vjerojatnost da mobilna stanica neće imati izravnu vidljivost prema baznoj stanici. Ogib se temelji na Huygensovom principu gdje svaka točka valne fronte predstavlja sekundarni izvor novog vala. To omogućava postojanje prijemnog polja i iza neke fizičke prepreke. Određivanje prigušenja uslijed ogiba je dosta složeno čak i za idealizirani slučaj tanke, apsorbirajuće prepreke, beskonačne duljine (model poznat kao "oštrica noža"). Mehanizam ogiba se odnosi najčešće na uglove zgrada ili rubove krovova. U stvarnom propagacijskom okolišu ostaje problem dobrog modeliranja stvarnog ugla (zgrade i krov) tako da se najčešće koriste UTD (*Uniform Theory of Diffraction*) formule koje se dadu iskoristiti u pojedinim računalnim programima.

Ukoliko ima više prepreka na propagacijskoj stazi tada se složenost proračuna dramatično povećava. Postoji mnogo modela koji uključuju ovaj problem koji je najviše izražen pri širenju vala iznad gradskih krovova. Primjenjeni modeli su ustvari numerički izrazi koji ne daju uvid u stvarni mehanizam propagacije (i ovdje se najčešće koristi UTD).

### 3. Empirijski modeli

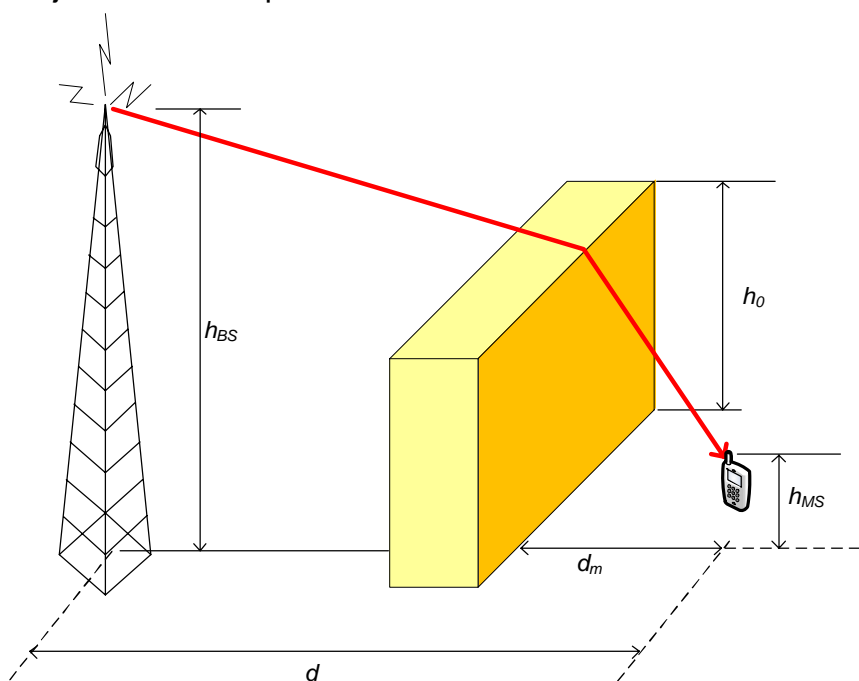
Prigušenja staze u mobilnim sustavima je jedan od polazišnih parametara za određivanje pokrivanja područja usluge dostatnim signalom (za određeni postotak vremena i prostora). Dostatni signal podrazumijeva prekoračenje nekog praga (potrebnog za minimalnu kvalitetu usluge) što ne znači određivanje točne vrijednosti prijemne snage na nekoj lokaciji.

Jednostavniji modeli koji će se koristiti određuju prigušenje staze ovisno o udaljenosti pretpostavljaju da su okolne prepreke relativno jednoliko raspoređene. Model će dati približno kružno pokrivanje oko antene bazne stanice što je u osnovi netočno no za namjenu (procjenu razine) dovoljno dobro. Promotrit će se empirijski makroćelijski modeli, koji bi se kasnije, uz neke manje preinake, mogli iskoristiti i za ostale tipove ćelija.

#### 3.1. Makroćelijski empirijski propagacijski modeli

Cilj je odrediti prigušenje staze za vrstu okoliša uz smještaj antene bazne stanice koje bi bile tipične za makroćeliju. Potrebno je odrediti prigušenje staze za sve profile tj. između bazne stanice i svake mobilne stanice u tom području. Za proračun prigušenja potrebni su između ostalog podaci o okolišu, što je najčešće velika količina parametara što može učiniti takav proračun jako zahtjevnim.

Modeli koji će se koristiti određuju gušenje staze ovisno o udaljenosti pretpostavljajući pri tome da su okolne prepreke relativno jednoliko raspoređene. Model će dati približno kružno pokrivanje oko antene bazne stanice što je općenito netočno, no doljno dobro kao početni korak.



Slika 3.1 Definicija parametara za makroćelijski propagacijski model

Osnovni parametri makroćelijskog propagacijskog modela:

- $h_{BS}$  visina bazne stanice iznad lokalnog terena (m)  
 $h_{MS}$  visina mobilne stanice iznad lokalnog terena (često 1,5 m)  
 $h_0$  tipična (uobičajeno srednja) visina zgrada iznad lokalnog terena (m)  
 $d_m$  udaljenost mobilne stanice do najbliže zgrade (posebno je definirana jedinica mjere)  
 $d$  udaljenost mobilne stanice i bazne stanice (posebno je definirana jedinica mjere)

Prigušenje vala unutar makroćelije može se promatrati preko dvije komponente (pojednostavljeno) - prigušenje slobodnog prostora (LOS) te gubici uslijed prepreka (površina zemlje, različite vrste prepreka). Primjeni li se teorija rasprostiranja elektromagnetskog vala bilo bi potrebno točno poznavanje položaja i vrste svake prepreke što uključuje oblik (stupanj hrapavosti) i dodatne značajke kao permitivnost i vodljivost na pojedinim frekvencijama. Za općeniti okoliš je određivanje ovih parametara vrlo teško (neizvedivo) tako da se za određivanje prigušenja često koriste tzv. empirijski modeli koji su rezultat cijelog niza mjerenja polja u području potencijalne usluge. Postupak je u stvaranju baze podataka za određeno područje pokrivanja preko niza mjerenja izvedenih pod određenim uvjetima (visina antene odašiljača i prijemnika). Svaki podatak je rezultat uprosječivanja izmjerenih vrijednosti na nekom dijelu područja. Na taj se način isključuje utjecaj brzog fedinga, pa se dobije lokalna srednja vrijednost za mjerenja unutar manje površine (kvadrati sa stranicom od 10 do 50 m).

Jedan od jednostavnijih izraza za prigušenje staze ima u sebi konstantu proporcionalnosti i udaljenost od odašiljača na neku potenciju  $n$  (za slobodni prostor 2, a za modele s preprekama tipično od 2 do 6).

$$\frac{P_{TX}}{P_{RX}} = L = \frac{d^n}{k_1} \text{ odnosno } L \text{ (dB)} = 10n \log d + K_1$$

gdje su  $P_{TX}$  i  $P_{RX}$  efektivna izotropna izračena i primljena snaga,  $L$  je prigušenje staze,  $d$  udaljenost između mobilne i bazne stanice a  $K_1 = -10 \log k_1$  i  $n$  su konstante modela. Parametar  $n$  se naziva eksponent prigušenja staze. On je funkcija visina antena i vrste okoliša te je osobito važan u procjeni pokrivanja i kapaciteta ćelijskog sustava. Parametar  $k_1$  može se uzeti kao recipročna vrijednost propagacijskih gubitaka koji bi postojali na udaljenosti od 1m. Ovaj oblik modela eksponencija češće se koristi u obliku

$$L \text{ (dB)} = 10n \log \left( \frac{d}{d_{ref}} \right) + L_{ref}$$



gdje je  $L_{ref}$  prigušenje na nekoj referentnoj udaljenosti  $d_{ref}$ . Referentna udaljenost se uzima obično u dalekoj zoni odašiljača (ovisno o frekvenciji i dimenzijama antenskog sustava).

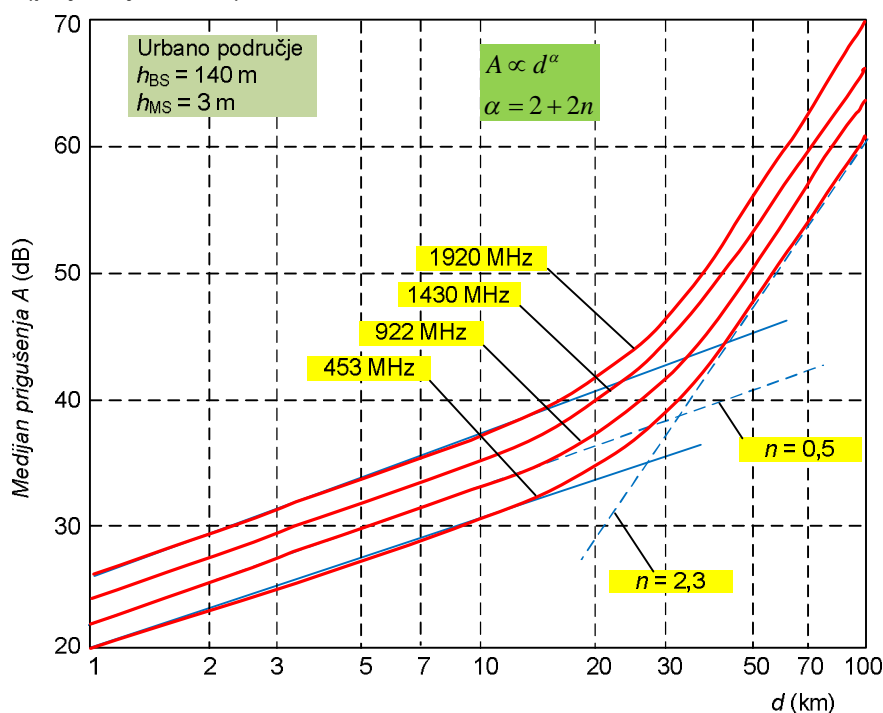
Mjerenja u gradskim i prigradskim područjima daju eksponent blizu 4 no javlja se veća apsolutna vrijednost prigušenja tj. manji  $K_1$  u jednadžbi. Zato je preporuka (kod nekih modela) da se vrijednosti prigušenja doda korekcijski faktor koji sadržavao utjecaj prepreka ("clutter" faktor).

### 3.1.1. Okumura model

Jedan od svakako najpoznatijih empirijskih modela nastao je u Japanu, 1968 g. gdje su Okumura i suradnici napravili veliki broj mjerenja u frekventijskom području od 450 do 1900 MHz (na nekoliko diskretnih vrijednosti frekvencija). U literaturi se mogu naći različite donje granice područja, no to su najčešće rezultati ekstrapolacije. U svakom slučaju, ne preporučuje se koristiti model za frekvencije niže od 150 MHz.

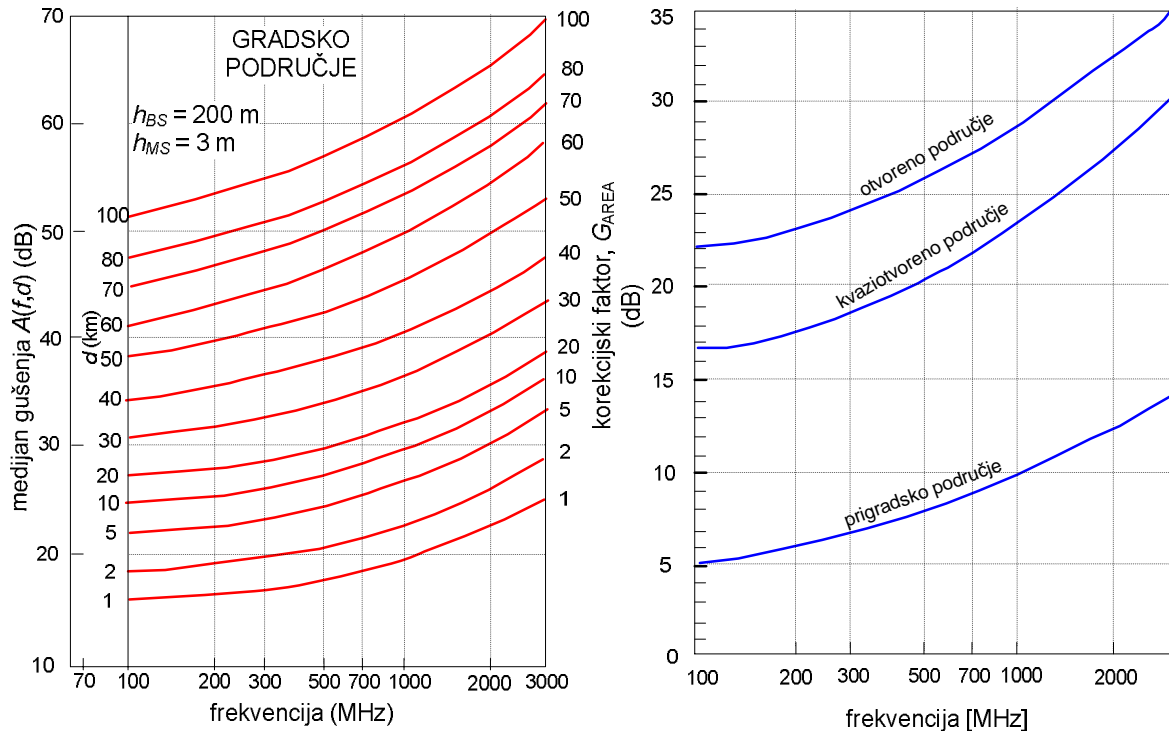
Empirijske krivulje dobivene su iz mnogostrukih mjerenja propagacijskih gubitaka u urbanim i suburbanim sredinama Tokija i okolice. Pri tome su dane tipizacije okoline s pripadajućim korekcijskim faktorima. Korekcijski faktori u sebi nose podatke o terenu, gustoći zgrada, orijentaciji ulica i sl. Problem se javlja (kao i kod svih empirijskih modela) u primjeni na područjima koja su dosta različita od izvornih.

Osnovna mjerenja su izvedena za frekvencije 453, 922, 1430 i 1920 MHz u rasponu udaljenosti od 1 do 100 km. Visina bazne stanice bila je 140 m a mobilne 3 m. Krivulje pokazuju oblik pravaca s dvostrukim nagibom, što je u skladu s modelom eksponenta (prijašnji izrazi!).



Slika 3.2 Rezultati izvornih, Okumurinih mjerenja

Ove izvorne krivulje su prikazane u obliku koji dozvoljava kontinuirano očitavanje frekvencija (udaljenost je diskretni parametar) uz dodatni dijagram za korekciju okoliša.



Slika 3.3 Dijagrami prigušenja staze i korekcija za Okomura model

Empirijski modeli daju medijan prigušenja, obzirom da su rezultati mjerenja stohastičke veličine. Izraz za medijan prigušenja ( $L_{50}$ ) po Okumuri bio bi

$$L_{50} = L_{FS} + A(f, d) - a(h_{BS}) - a(h_{MS}) - G_{AREA}$$

Prvi član u izrazu  $L_{FS}$  je prigušenje slobodnog prostora (LOS)

$$L_{FS} = 10 \log \left( \frac{4\pi d}{\lambda} \right)^2 = 20 \log \left( \frac{4\pi d f}{c} \right) \text{ ili } L_{FS} (\text{dB}) = 32,4 + 20 \log f|_{\text{MHz}} + 20 \log d|_{\text{km}}$$

Drugi član je korekcija sveukupnog medijana prigušenja i vrijedi za gradsko područje. Korekcija se određuje za neku udaljenost (parametar  $d$  (km)), s time da je model definiran između 1 i 100 km. Krivulje su dane za visinu antene bazne stanice od 200 m i mobilne stanice od 3m. Određuje li se prigušenje za neke druge vrijednosti, potrebno je odrediti korekcijske faktore  $a(h_{BS})$  te  $a(h_{MS})$ . Izvorno, Okumura je dao dijagrame za određivanje tih korekcijskih faktora, no pokazalo se da vrlo jednostavni numerički izrazi daju dovoljno točne vrijednosti.

$$a(h_{BS})|_{\text{dB}} = 20 \log \left( \frac{h_{BS}}{200} \right)$$

$$a(h_{MS})|_{\text{dB}} = 10 \log \left( \frac{h_{MS}}{3} \right)$$

Posljednji član u izrazu je  $G_{AREA}$ , korekcija okoliša ukoliko to nije gradska sredina. Procjena okoliša može biti izvor pogreške u određivanju prigušenja, samim tim što između krivulja postoji nedefinirano područje.

Potrebno je obratiti pažnju na mjerne jedinice u izrazima. Ukoliko iste ne spadaju SI sustav mjera, to je posebno naznačeno.

### 3.1.2. Okumura-Hata model

Rezultati mjerenja u obliku dijagrama nisu bila previše spretna kao model u projektiranju sustava. Naime krivulje su se morale posebno očitavati što je prepreka bilo kakvoj automatizaciji. Iza 70-tih godina prošlog stoljeća počinje sustavna kompjuterizacija, pa se pojavila potreba za numeričkim algoritmima koji bi se mogli uključiti u neku programsku podršku za određivanje prigušenja.

Hata je Okumurine empirijske krivulje aproksimirao izrazima koji su bili specifični za pojedini tip okoliša. Okumurine krivulje pokrivaju udaljenosti do 100 km i pri tome imaju promjenu nagiba što može predstavljati poteškoću u aproksimaciji. Hata je taj problem riješio tako da je u svojim izrazima predvidio raspon udaljenosti samo do 20 km (točka loma Okumurinih krivulja) što u kasnijim primjenama i nije predstavljalo veći problem obzirom da je velika većina ćelija (napose urbanih) manja od 20 km. Kao ograničenje je veći problem minimalna udaljenost – 1 km!

#### *Parametri Okumura – Hata modela*

Raspon frekvencija $f$ :	150 – 1500 MHz
Raspon visina antene bazne stanice $h_{BS}$ :	30 – 200 m
Raspon visina antene mobilne stanice $h_{MS}$ :	1 – 10 m
Raspon udaljenosti $d$ :	1 – 20 km

Model se temelji na podjeli okoline i prepreka u nekoliko osnovnih kategorija:

**Ruralno područje:** Otvoreni prostor, bez visokog drveća ili zgrada na liniji staze, prostor oko antena čist barem u području 300-400 m (seoska gospodarstva, otvorena polja, šumarci itd).

**Suburbano područje:** Sela ili autoput gdje su u prostoru sporadički raspoređene zgrade, manji broj prepreka u blizini antene mobilne stanice no ne izrazito grupirane.

**Urbano područje:** Grad ili velegrad sa visokim zgradama, gusto raspoređenim s dva ili više katova te sa visokim i gusto sraslim drvećem i ostalom gustom vegetacijom.

Ova se kategorizacija okoline koristi u izboru korekcijskih faktora za određivanje medijana gušenja prema Hata formulama. Da bi se dobila što bolja točnost određivanja gušenja staze, kategorizacija okoline je proširena na podvrste, tako da je svaka kategorija podijeljena na nekoliko podvrsta.

Osnovni izrazi za medijan gubitaka po Hati

$$\text{Urbano područje} \quad L|_{\text{dB}} = A + B \log d|_{\text{km}} - E$$

$$\text{Suburbano područje} \quad L|_{\text{dB}} = A + B \log d|_{\text{km}} - E - C$$

$$\text{Otvoreno područje} \quad L|_{\text{dB}} = A + B \log d|_{\text{km}} - E - D$$

$$A = 69,55 + 26,16 \log f|_{\text{MHz}} - 13,82 \log h_{\text{BS}}$$

$$B = 44,9 - 6,55 \log h_{\text{BS}}$$

$$C = 2 \left( \log \left( \frac{f|_{\text{MHz}}}{28} \right) \right)^2 + 5,4$$

$$D = 4,78 \left( \log f|_{\text{MHz}} \right)^2 - 18,33 \log f|_{\text{MHz}} + 40,94$$

$$E = 3,2 \left( \log(11,75 h_{\text{MS}}) \right)^2 - 4,97 \text{ za velike gradove } f \geq 300 \text{ MHz}$$

$$E = 8,29 \left( \log(1,54 h_{\text{MS}}) \right)^2 - 1,1 \text{ za velike gradove } f < 300 \text{ MHz}$$

$$E = (1,1 \log f|_{\text{MHz}} - 0,7) h_{\text{MS}} - (1,56 \log f|_{\text{MHz}} - 0,8) \text{ za srednjih do malih gradova}$$

### 3.1.3. COST 231- Hata model

Ograničenje frekvencijskog područja na 1500 MHz predstavlja istovremeno ograničenje modela na primjenu za GSM1800, 3G te za sve komunikacijske sustave koji koriste područje do 2000 MHz. Da bi se modeli donekle prilagodili novim zahtjevima, rađene su modifikacije osnovnih modela. Jedna takva modifikacija je i COST 231-Hata model.

Frekvencijsko područje $f$ :	1500 – 2000 MHz
Raspon visina antene bazne stanice $h_{\text{BS}}$ :	30 – 200 m
Raspon visina antene mobilne stanice $h_{\text{MS}}$ :	1 – 10 m
Raspon udaljenosti $d$ :	1 – 20 km

Osnovni izraz za medijan prigušenja po COST 231-Hata modelu, bio bi

$$L|_{\text{dB}} = F + B \log d|_{\text{km}} - E + \mathbf{G}$$

$$F = 46,3 + 33,9 \log f|_{\text{MHz}} - 13,82 \log h_{\text{BS}}$$

$$\mathbf{G} = \begin{cases} 0 \text{ dB} & \text{suburbano područje i gradovi srednje veličine} \\ 3 \text{ dB} & \text{gradsko područje} \end{cases}$$

Posebno su istaknute promjene prema dosadašnjim izrazima (uspravno, podebljano).

### 3.1.4. Lee model

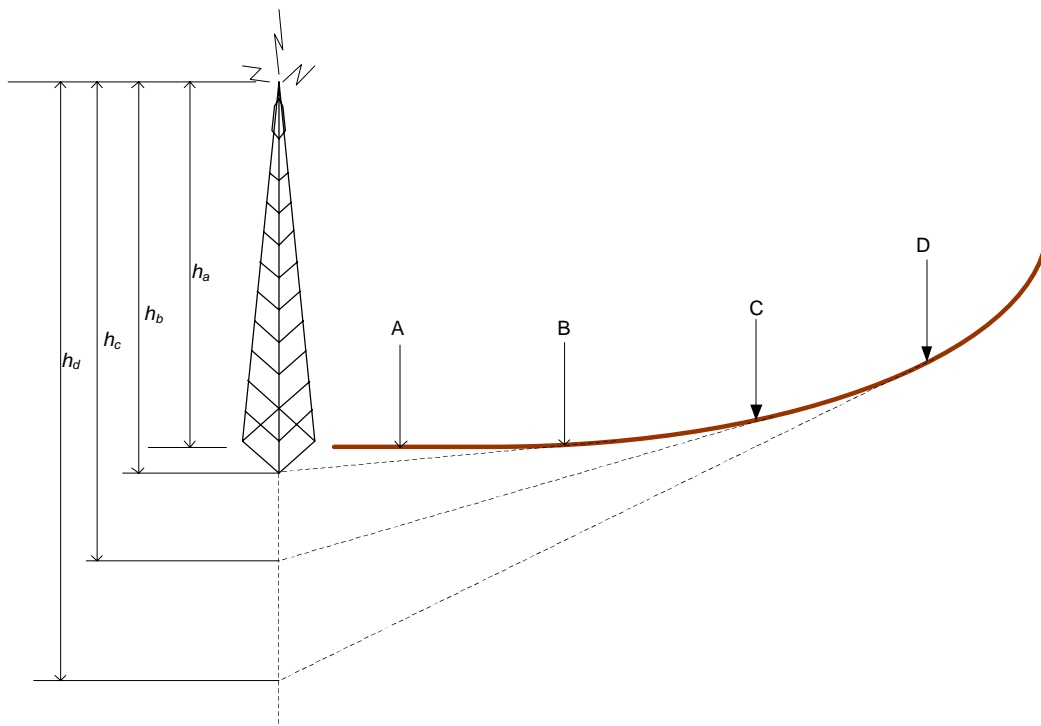
Ovo je model gdje je gušenje izraženo preko eksponenta, parametri modela su uzeti isto tako iz mjernih rezultata dobivenih mjerenjima na mnoštvu lokacija sa posebnim postupkom određivanja visine antene bazne stanice gdje se uzima u obzir varijacija u profilu terena. Model je mahom predviđen za određivanje parametara na prosječno ravnom terenu. Dva se parametra moraju poznavati za Lee model: prijemnu snagu na udaljenosti od 1 milje (1,6 km) što predstavlja točku loma  $P_{rd0}$  te eksponent prigušenja staze  $n$ . Prijemna snaga se može izraziti kao

$$P_r(\text{dBm}) = 10 \log \left[ P_{rd0} \left( \frac{d_0}{d} \right)^n \left( \frac{f_c}{f} \right)^\beta \alpha_0 \right]$$

gdje je  $d$  u km a  $d_0 = 1,6$  km. Parametar  $\alpha_0$  je korekcijski faktor koji uzima u obzir različite visine antena BS i MS, odašiljačke snage te dobitaka antene. Nominalne, referentne vrijednosti za Lee model su:

- frekvencija  $f_c = 900$  MHz
- BS visina antene 30,48 m
- BS odašiljačka snaga 10 W
- BS dobitak antene 6 dBd
- MS visina antene 3 m
- MS dobitak antene 0 dBd

Ukoliko su parametri drugačiji nego nominalni može poslužiti tablica empirijskih vrijednosti dobivenih mjerenjima.



Slika 3.4 Određivanje efektivne visine antene bazne stanice za Lee-jev model

Efektivna visina bazne stanice se određuje tako da se projicira zakrivljenost terena blizu mobilne stanice preko tangente do podnožja bazne stanice.

Tablica 3.1 Parametri vezani uz Leejev model

Okoliš	$n$	$P_{r0}$
Slobodni prostor	2	- 45
Otvoreni prostor	4,35	- 49
Sjeverno američko suburbano područje	3,84	- 61,7
Sjeverno američko urbano: Philadelphia	3,68	- 70
Sjeverno američko urbano: Newark	4,31	- 64
Japansko urbano: Tokyo	3,05	- 84
Sjeverno američko urbano: New York City	4,8	- 77

$$\alpha_1 = \left( \frac{\text{visina BS antene (m)}}{30,48 \text{ (m)}} \right)^2$$

$$\alpha_2 = \left( \frac{\text{visina MS antene (m)}}{3 \text{ (m)}} \right)^\xi$$

$$\alpha_3 = \left( \frac{\text{odašiljačka snaga (W)}}{10 \text{ (W)}} \right)^2$$

$$\alpha_4 = \left( \frac{\text{BS dobitak u odnosu na } \lambda_c / 2 \text{ dipol}}{4} \right)$$

$$\alpha_5 = (\text{različite korekcije dobitka antene za MS})$$

Sveukupni korekcijski faktor  $\alpha_0$  bio bi:

$$\alpha_0 = \alpha_1 \alpha_2 \alpha_3 \alpha_4 \alpha_5$$

Faktor  $b$  se nalazi u intervalu između 2 i 3 i točna vrijednost ovisi o frekvenciji nosioca te o morfologiji terena. Za frekvencije  $f_c < 450$  MHz u otvorenim ili suburbanim područjima, preporuča se vrijednost 2. U urbanim područjima sa  $f_c > 450$  MHz preporuča se vrijednost 3. Vrijednost eksponenta  $\xi$  se određuje iz mjerenih vrijednosti.

$$\xi = \begin{cases} 2 & \text{za MS visine antena} > 10 \text{ m} \\ 3 & \text{za MS visine antena} < 3 \text{ m} \end{cases}$$

Prigušenje staze se jednostavno dobije kao razlika između odašiljačke i primljene snage

$$L = P_{TX} - P_{RX}.$$

$$L = \begin{cases} 80,92 + 20 \log d_{km} + n \log(f/900) - 10 \log \alpha_0 & \text{Slobodni prostor} \\ 80,12 + 43,5 \log d_{km} + n \log(f/900) - 10 \log \alpha_0 & \text{Otvoreno područje} \\ 93,86 + 38,4 \log d_{km} + n \log(f/900) - 10 \log \alpha_0 & \text{Suburbano područje} \\ 102,49 + 36,8 \log d_{km} + n \log(f/900) - 10 \log \alpha_0 & \text{Philadelphia} \\ 95,20 + 43,1 \log d_{km} + n \log(f/900) - 10 \log \alpha_0 & \text{Newark} \\ 117,77 + 30,5 \log d_{km} + n \log(f/900) - 10 \log \alpha_0 & \text{Tokyo} \end{cases}$$

### 3.1.5. Model Ibrahima i Parsona

Ovaj model je baziran na nizu mjerenja u okolici Londona i nije prvenstveno namijenjen iole točnijoj predikciji gušenja staze u gradskim sredinama već kao dobar početni korak u optimizacijskom procesu modeliranja.

### 3.1.6. Kategorizacija okoline

U empirijskom modelu je vidljivo da je od posebne važnosti pravilno klasificirati okolinu i prepreke. Da bi se neki model s uspjehom koristio mora aktualna okolina što bolje odgovarati okolini za koju je model projektiran. Što je kategorizacija grublja, veća je mogućnost pogreške. Postoje pokušaji da se karakterizacija terena detaljnije prikaže i jedan od takvih primjera je dan u slijedećoj tablici British Telecoma.

Tablica 3.2 Kategorizacija okoline po British Telecomu

Kateg.	Opis
0	Rijeke, jezera i mora
1	Otvorena ruralna područja, velike površine sa sporadičnim drvećem
2	Otvorena ruralna područja, kao prije, no sa pošumljenim područjima, parkovi
3	Šumovita ruralna područja
4	Brdovita ruralna područja
5	Suburbana područja, moderna rezidencijalna područja male gustoće
6	Suburbana područja, moderna rezidencijalna područja veće gustoće
7	Urbana područja sa zgradama do četiri kata, no sa dosta otvorenog područja između zgrada
8	Urbana područja veće gustoće gdje pojedine zgrade imaju više od četiri kata
9	Gusta urbana područja gdje najveći broj zgrada ima više od četiri kata, neke zgrade se mogu svrstati u nebodere, ova kategorija je vezana uz centralne dijelove pojedinih veliki gradova

Izvori za ovakvu podjelu su često podaci (snimke) sa satelita gdje se kategorija određuje na osnovu raspršenja vala pojedine valne duljine.

### 3.2. Fizikalni modeli, hibridni modeli

Bez obzira što se empirijski modeli primjenjuju u praksi sa relativno dosta uspjeha, mogu im se naći dosta veliki broj zamjerki.

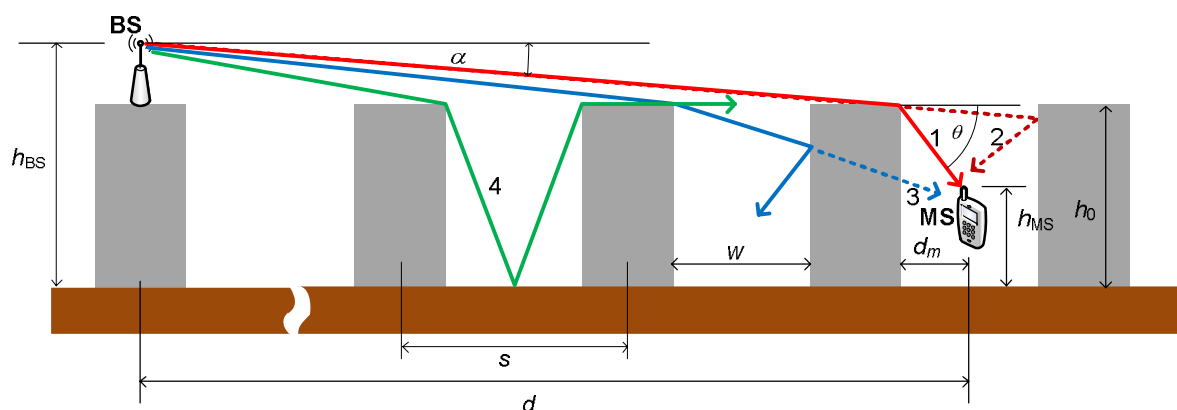
Točnost je zadovoljavajuća samo u području koje je korišteno u originalnim mjerenjima (inače se moraju odrediti korekcionni faktori).

- Okolina i prepreke podliježu subjektivnoj kategorizaciji
- Ne daju fizikalni uvid u propagacijske mehanizme

Posljednja točka je važna jer takvi modeli nisu u stanju dati rezultate u slučaju atipičnih odstupanja okoline (blizina velikog brijega, vrlo velika zgrada i sl.).

Da bi se iskoristile prednosti empirijskog i determinističkog pristupa modelima, najčešće se koriste tzv. hibridni modeli gdje su u većoj ili manjoj mjeri zastupljene sve tehnike modeliranja prigušenja. Razmotrit će se urbani makroćelijski modeli koji su specifični po okolišu i po velikoj gustoći prometa.

Za analizu propagacijskih fenomena u tipičnoj gradskoj sredini koristi se idealizirani prikaz niza zgrada (pravilni paralelopipedi na međusobno jednakim udaljenostima), sa ulicama jednake širine. Korisnik može biti iza cijelog bloka zgrada (tada nema refleksije od susjednog zida) ili pak u nekoj ulici (mogući upliv reflektirane zrake). Intuitivno je jasno da orijentacija ulica u odnosu na baznu stanicu ima utjecaja na prigušenje. Neki modeli to ugrađuju u izraze kao neki općeniti faktor (kut nije eksplicite vidljiv), dok neki modeli imaju posebne korekcijske članove koji izravno ovise o kutu između smjera širenja vala i ulica.



Slika 3.5 Gradska makroćelijska sa blokom zgrada jednake visine

1– Zraka koja prolazi najkraći put pa se uzima kao LOS (mada redovito ne postoji optička vidljivost). Zraka se ogiba od horizontalnog ruba krova zgrade koja se nalazi neposredno ispred mobilne stanice.

2 – Zraka koja dolazi do antene MS uređaja posredstvom refleksije od zida zgrade iza mobilne stanice. Zrake 1 i 2 nose najveći dio prijemne snage.

3– Zraka koja prodire kroz pretposljednju zgradu (blok). Doprinos na sveukupnu prijemnu snagu je u najvećem broju slučajeva zanemariv.

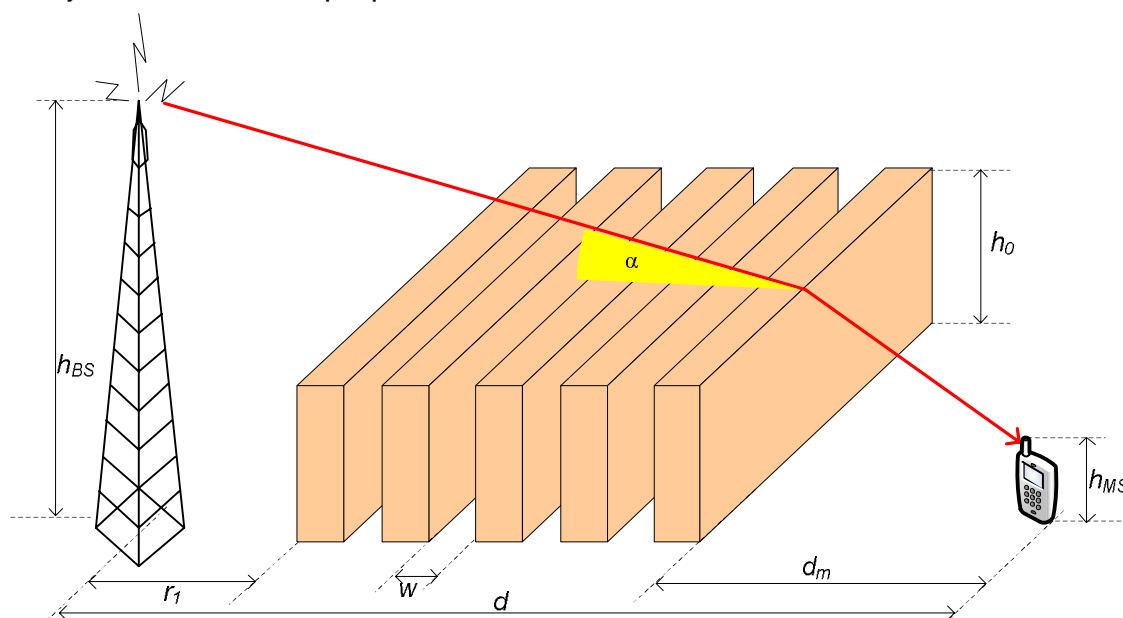


4– Zraka nastala jednostrukom (višestrukom) refleksijom od tla kombinirano sa jednostrukim i višestrukim ogibom. Doprinos prijemnoj snazi u većini slučajeva nije izrazit.

Prikazana konfiguracija može prikazivati veliku (malu) makroćeliju ili pak mikroćeliju. Tip ćelije, te model koji se uspješno može primjeniti ovisi o smještaju antene bazne stanice. Ona može biti viša od okolnih prepreka (zgrada) ili pak niža od njih.

### 3.2.1. Ogib od ravnog krova

Kada se propagacija u makroćeliji odvija na relativno ravnom izgrađenom području tada u propagaciji dominira višestruki ogib od krovova zgrada. Javlja se i difrakcija sa bokova zgrada, međutim, ista je značajno prigušena kod većih udaljenosti mnoštvom prepreka.



Slika 3.6 Višestruki ogib od krovova zgrada

Kut ogiba kod višestrukog ogiba i kod prosječnih udaljenosti i visina antene bazne stanice je relativno mali i iznosi oko  $1^\circ$ . U ovom slučaju oblik prepreke ima vrlo malu ulogu osim kod posljednje prepreke (krova). Tako se obično odvajaju  $n-1$  prepreka koje se modeliraju kao oštrica noža od posljednje koja se isto tako može modelirati odnosno može se prikazati kao kompleksnija geometrijska forma. Mali kut upada može imati negativne posljedice na proračun polja. Krovovi mogu biti u prvoj Fresnelovoj zoni što povećava gušenje i čini proračun složenijim. Ako se želi dobiti točna vrijednost mora se odrediti vrijednost višestrukog integrala modela oštrice noža što čini ovaj proračun prilično složenim, napose ako se radi o slučaju pokrivanja veće površine što zahtijeva proračun više staza. Razvijene su metode za brzi proračun ovih ogibnih integrala ako se zahtijeva u predikciji polja povećana točnost odnosno ako svi podaci stoje na raspolaganju.

Općeniti slučaj ukazuje na NLOS komunikaciju (bazna stanica nije izravno vidljiva). Sveukupno prigušenje se mogu raščlaniti na tri dijela (vrlo općenito):

- Gubici propagacije u slobodnom prostoru (Friisova formula). Ukoliko takova staza postoji, ona je relativno kratka.
- Propagacija uz prisustvo mnogostrukih prepreka (vrhovi zgrada). Mada po geometriji propagacije (po slici) izlazi da je ista neometana do ruba krova prethodnje zgrade - to nije točno. Naime velika većina krovova su u prvoj Fresnelovoj zoni te dolazi do prigušenja vala mehanizmom višestrukih prepreka (višestruka oštrica noža). Egzaktno rješenje problema je vrlo složeno pa se koriste aproksimativni izrazi.
- Prigušenje uslijed ogiba krov - mobilna stanica. Tu položaj mobilne stanice igra veliku ulogu. Naime "radio sjena" je izraženija ukoliko je  $d_m$  manji.

Sveukupno prigušenje bi bilo:

$$L_{DS} = \underbrace{L_{FS}}_{LOS} + \underbrace{L_{mds}}_{\text{višestruke prepreke}} + \underbrace{L_{rts}}_{\text{ogib krov-MS}}$$

$$L_{FS}|_{dB} = 32,45 + 20 \log(d)|_{km} + 20 \log(f)|_{MHz}$$

Drugi član je moguće odrediti preko faktora prigušenja električkog polja  $Q$ , koji se pak dobije numerički ili pak preko polinomskih aproksimacija. Obzirom da se radi o polju (što je pandan naponu) prigušenje snage bit će oblika:

$$L_{mds}|_{dB} = -10 \log |g_{BS} Q^2| \quad g_{BS} \text{ dobitak antene BS-a.}$$

$$Q \doteq 2,35 \left( \alpha \sqrt{\frac{s}{\lambda}} \right)^{0,9} \quad \alpha|_{rad} = \arctan \left( \frac{h_{BS} - h_0}{d - d_m} \right) \text{ Za izotropni radijator } g_{BS} = 1$$

Potrebno je napomenuti da  $Q$  u prethodnom izrazu vrijedi samo u slučaju  $h_{BS} - h_0 > 0$ . Treći član su gubici uslijed ogiba od ruba krova prema ulici.

$$L_{rts}|_{dB} = -10 \log \left[ \frac{g_m(\theta)}{\pi k \sqrt{(h_0 - h_{MS})^2 + d_m^2}} \left( \frac{1}{\theta} - \frac{1}{2\pi + \theta} \right)^2 \right]$$

$$\theta|_{rad} = \arctan \left( \frac{h_0 - h_{MS}}{d_m} \right) \quad g_m(\theta) \text{ dobitak MS antene } (\approx 1). \quad k = \frac{2\pi}{\lambda}$$

Prva dva člana sveukupnog prigušenja ovise izravno o udaljenosti. U izrazu za LOS eksponent na udaljenosti je 2 a na drugom članu se dobije dodatnih 1,8 što sveukupno čini 3,8 (očekivana vrijednost - blizu 4).

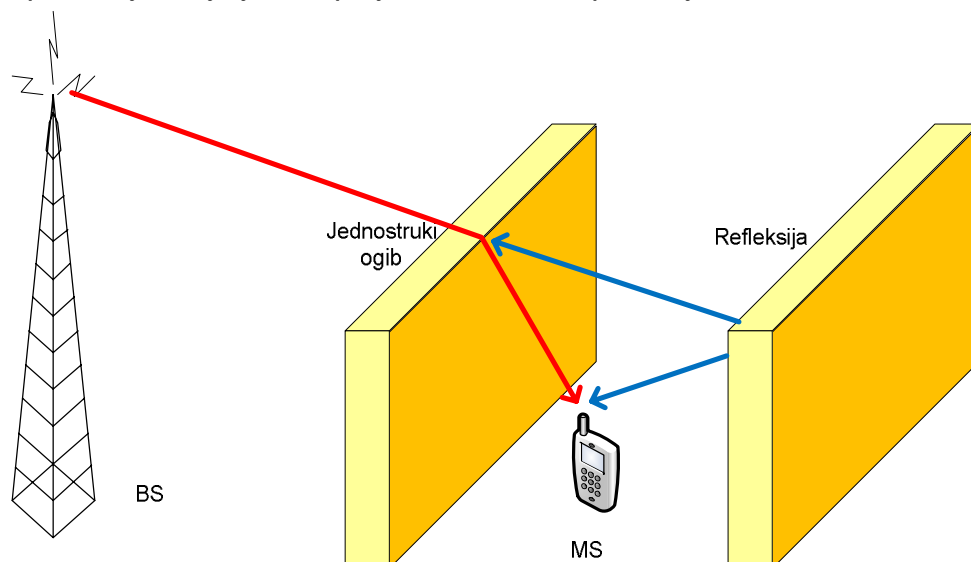
### 3.2.2. Ikegami model

Ovaj model koristi determinističku metodu predviđanja jakosti polja u određenoj točki. Koristi se detaljni prikaz terena (zgrade i sve prepreke) u smjeru glavne zrake između odašiljača bazne stanice i mobilne stanice. Ogib se računa kao jednostruki i to od posljednje zgrade tj. one koja je najbliža mobilnoj stanici. Refleksija od zida se uzima da je fiksna i uvijek iste vrijednosti.

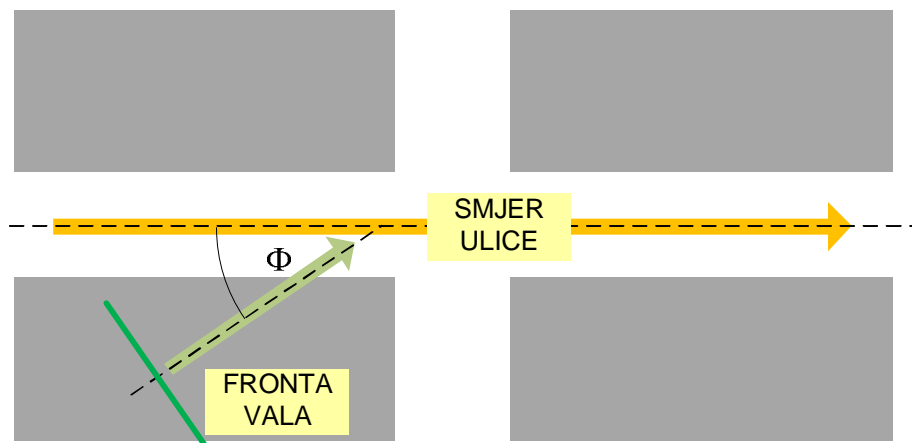
Zbroj dviju zraka na mjestu prijema poslije ogiba i refleksije, mogu se prikazati slijedećim modelom:

$$L_p = 10 \log f + 10 \log(\sin \Phi) + 20 \log(h_0 - h_{MS}) - 10 \log w - 10 \log \left( 1 + \frac{3}{L_r^2} \right) - 5.8$$

gdje je  $\Phi$  kut između ravnine ulice i izravne linije između bazne i mobilne stanice a  $L_r=0.25$  su gubici uslijed refleksije. Analiza pretpostavlja da je mobilna stanica u sredini ulice. Pretpostavlja se da je kut elevacije prema baznoj stanici sa ruba prepreke mnogo veći nego kut ogiba prema mobilnoj stanici. Mjerenja na 200, 400 i 600 MHz pokazuju da je jakost polja nezavisna o položaju mobilne stanice na ulici.



Slika 3.7 Fizikalna interpretacija Ikegami modela



Slika 3.8 Uključivanje orijentacije ulica u gradski makroćelijski model

### 3.2.3. Walfisch - Bertoni model

Ovaj model se može uzeti kao krajnji slučaj ravne oštrice kada je broj zgrada u nizu dovoljno velik da se polje ustali. Višestruki ogib je rješavan preko Kirchhoff - Huygensova integrala i formule za eksponencijalno gušenje i to tako da se dobije vrijednost spomenuta polja. Aproksimacija ustaljena polja može se prikazati kao:

$$A_{ust}(t) = 0.1 \left( \frac{\alpha}{0.03} \sqrt{\frac{w}{\lambda}} \right)^{0.9} = 0.1 \left( \frac{-t}{0.03} \right)^{0.9}$$

Ova formula vrijedi za parametar  $t$  u području  $0.03 \leq t \leq 0.4$ . Za veći raspon vrijednosti može se koristiti

$$t = -\alpha \sqrt{\frac{\pi w}{\lambda}} = -\frac{h_b - h_m}{d} \sqrt{\frac{\pi w}{\lambda}}$$

Iz toga proizlazi da je  $L_{ust} \propto d^{-1.8}$ . Model propagacije je proporcionalan sa  $d^2$ , tako da ovaj model predviđa gušenje staze proporcionalno sa  $d^{3.8}$ , što je blizu eksponentu -4. Kompletni model se može izraziti kao

$$L_{ex} = 57.1 + L_A + \log f_c + 18 \log d - 18 \log(h_b - h_0) - 18 \log \left[ 1 - \frac{d^2}{17(h_b - h_0)} \right]$$

gdje je

$$L_A = 5 \log \left[ \left( \frac{w}{2} \right)^2 + (h_0 - h_m)^2 \right] - 9 \log w + 20 \log \left\{ \tan^{-1} \left[ \frac{2(h_0 - h_m)}{w} \right] \right\}$$

### 3.2.4. COST 231 – Walfisch – Ikegami model

Walfisch-Bertoni model za ustaljeno polje je kombinirano sa Ikegami modelom za ogib prema ulici te sa još nekim empirijskim korekcijskim faktorima da bi se dobilo što bolje slaganje sa mjerenim rezultatima što daje jedan integralni model razvijen unutar COST 231.

Za stazu koja nema vidljivost, sveukupno gušenje dano je sa

$$L = L_{FS} + L_{msd} + L_{rts}$$

gdje su  $L_{FS}$  prigušenje slobodnog prostora,  $L_{msd}$  gušenje uslije ogiba na krovovima do posljednjeg objekta a  $L_{rts}$  je jednostruki ogib i raspršenje prema ulici. Pojedini članovi izraza su

$$L_{rts} = -16.9 + 10 \log f \Big|_{\text{MHz}} + 10 \log \frac{(h_0 - h_{MS})^2}{w} + L_{ori}$$

gdje  $w$  razmak između pročelja zgrada na svakoj strani ulice koja sadrži mobilnu stanicu (tipično  $w=s/2$ ). Posljednji član ukazuje na kutnu orijentaciju ( $\Phi$ ) ulice prema glavnoj zruci (veliki radijus):

$$L_{ori} = \begin{cases} -10 + 0.354\Phi & \text{za } 0^\circ < \Phi < 35^\circ \\ 2.5 + 0.075(\Phi - 35^\circ) & \text{za } 35^\circ \leq \Phi \leq 55^\circ \\ 4.0 + 0.114(\Phi - 55^\circ) & \text{za } 55^\circ \leq \Phi \leq 90^\circ \end{cases}$$

Članovi koji opisuju ogib na krovu su dani kao:

$$L_{msd} = L_{bsh} + k_a + k_d \log d + k_f \log f \Big|_{\text{MHz}} - 9 \log w$$

gdje je

$$L_{bsh} = \begin{cases} -18 \log[1 + (h_{BS} - h_0)] & \text{za } h_{BS} > h_0 \\ 0 & \text{za } h_{BS} \leq h_0 \end{cases}$$

$$k_a = \begin{cases} 54 & \text{za } h_{BS} > h_0 \\ 54 - 0,8(h_{BS} - h_0) & \text{za } d \geq 0,5 \text{ km i } h_{BS} \leq h_0 \\ 54 - 0,8 \frac{(h_{BS} - h_0)}{0,5} d & \text{za } d < 0,5 \text{ km i } h_b \leq h_0 \end{cases}$$

$$k_d = \begin{cases} 18 & \text{za } h_{BS} > h_0 \\ 18 - 15 \frac{(h_{BS} - h_0)}{h_0} & \text{za } h_{BS} \leq h_0 \end{cases}$$

$k_f = -4 + 0,7 \left( \frac{f}{925} - 1 \right)$  za gradove srednje veličine i za suburbana područja sa prosječnom gustoćom vegetacije

$k_f = -4 + 1,5 \left( \frac{f}{925} - 1 \right)$  za središta velegradova.

Za približni proračun, mogu se iskoristiti slijedeći izrazi

$$h_0 = \begin{cases} 3n_{kat} & \text{za ravni krov} \\ 3n_{kat} + 3 & \text{za kosi krov} \end{cases}$$

$w=20$  do  $50$  m,  $d_m=w/2$ ,  $\Phi=90^\circ$  a  $n_{kat}$  je broj katova u zgradi. Model je primjenjiv za frekvencijsko područje između  $800$  i  $2000$  MHz,  $h_{BS}$  u rasponu od  $4$  do  $20$  m,  $h_{MS}$  od  $1$  do  $3$  m a  $d$  od  $20$  m do  $5$  km.

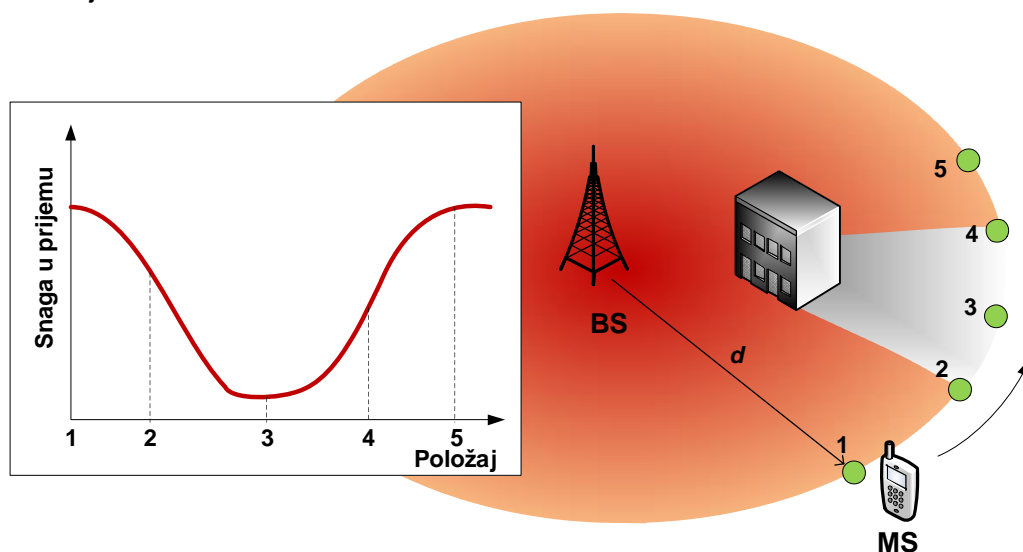
### 3.2.5. Usporedba modela

Tablica 3.3 Usporedba pojedinih parametara nekih modela

Model	EkspONENT			
	Prigušenje	$h_{BS}$	$h_{MS}$	$f$
Slobodni prostor	2	0	0	2
Ravna površina (refleksija od tla)	4	-2	-2	0
Egli	4	-2	-1( $h_{MS}<10$ ) -2( $h_{MS}>10$ )	2
Okomura - Hata	4,5-0,66log $h_{BS}$	-1,38 -0,66log $d$	formule	$\approx 2,6$
COST 231 - Hata				
Lee	2 do 4,3	-2	-1	nema
Ibrahim - Parsons	4	-2	-2	$f/400$
Allsebrook - Parsons	4	-2	$(h_0-h_{MS})^2$	$\approx 2,0$
Ikegami	1	0	$(h_0-h_{MS})^2$	2
Ravna oštrica	2 do 4	$\approx -2,0$	$(h_0-h_m)^2$	$\approx 2,1$
Walfisch - Bertoni	3,8	$\approx -1,8$	$\approx -1,0$	2,1
COST 231 - Walfisch -Ikegami	3,8	$\approx -1,8$	$\approx -1,0$	izrazi

### 3.3. Spori fading - zasjenjenje

Za istu ćeliju na određenoj udaljenosti  $d$  od bazne stanice može se primjenom propagacijskih modela odrediti prigušenje staze uzimajući u obzir prepreke. Pretpostavi li se centralno pobuđivanje ćelije nisu u svim radijalnim smjerovima prepreke jednake niti jednako raspoređene. Promatra li se prijem na obodu ćelije (pretpostavka kružnog oblika) primjetit će se spora promjenljivost razine. Ovakve spore varijacije polja nazivaju se spori fading ili zasjenjenje. U literaturi se ova pojava naziva i fadingom "velikih pomaka", obzirom da je zamjetan na većim pomacima lokacije mobilne stanice.



Slika 3.9 Promjena prijemne razine na obodu ćelije uslijed sjenjenja

Ako se uzme da je prigušenje signala za svaki smjer i prepreku neovisno jedno od drugog tada je sveukupno prigušenje  $A$  u jednoj točki na obodu ćelije jednostavno umnožak svih individualnih prigušenja

$$A = \prod_{i=1}^N A_i \quad \text{odnosno} \quad L(\text{dB}) = \sum_{i=1}^N L_i$$

Statistika signala na istoj udaljenosti no u drugom radijalnom smjeru je log-normalna tj. Gaussova ukoliko se razina promatra u dB. Standardna devijacija u decibelima se naziva promjenljivost (nesigurnost) lokacije  $\sigma_L$ . Ova veličina ovisi o frekvenciji, visinama antena i okolini. Osjetno je veća u suburbanim područjima a najmanja na otvorenim prostorima. Kreće se u intervalu od 5 do 12 dB (tipična vrijednost je 8 dB).

Svi članovi sume se uzimaju kao slučajne varijable tako da se može primjeniti središnji granični teorem. U praksi ne doprinose pojedina gušenja jednako sveukupnom gušenju niti su sva parcijalna gušenja neovisna (to je posebno slučaj kod ogiba).

### 3.3.1. Utjecaj sporog fedinga na pokrivanje

#### Rub ćelije

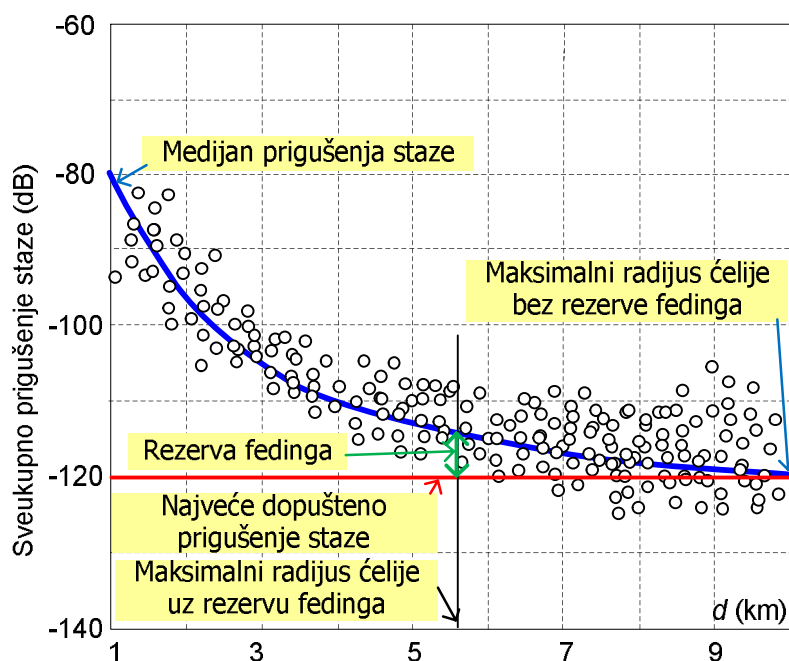
Kada je prisutan spori feding, sveukupno prigušenje postaje slučajna varijabla oblika

$$L = L_{50} + L_s$$

gdje je  $L_{50}$  iznos prigušenja koje nije veće za 50% lokacija na danoj udaljenosti i dobiveno je kao predviđanje medijana za standardni model prigušenja staze. Veličina  $L_s$  je slučajna varijabla sa srednjom vrijednošću nula te standardnom devijacijom  $\sigma_L$ . Gustoća vjerojatnosti za ovu slučajnu varijablu je:

$$p(L_s) = \frac{1}{\sigma_L \sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{L_s^2}{2\sigma_L^2}\right)$$

Da bi se osigurala pouzdana komunikacija, u proračun je potrebno dodati kompenzaciju prijemne nesigurnosti, rezervu fedinga koja je ovisna o potrebnoj pouzdanosti sustava. Mehanizam rezerve fedinga je vidljiv na dijagramu gdje su prikazane prijemne razine za neku propagacijsku trasu. Zbog stohastičkog člana prigušenje se mijenja više ili manje oko linije medijana.



Slika 3.10 Prikaz jedne trase sa slučajnim vrijednostima prigušenja

Promotri li se slika 3.10, tada na rubu ćelije (oko 9,5 km) uz zanemarenje sporog fedinga, samo 50% lokacija će biti pokriveno odgovarajućim signalom. Doda li se rezerva fedinga, radijus se smanjuje na oko 5,5 km no pouzdanost je znatno povećana.

Neka je propagacijsko prigušenje u kanalu definirano preko modela s eksponentom, a na mjestu prijema se dobije neka srednja vrijednost snage (određeno preko statistike prigušenja te odašiljačke snage).

$$\bar{x} = x_R - 10 \cdot n \cdot \log\left(\frac{r}{R}\right)$$

$x_R$  je vrijednost snage na rubu ćelije ( $r=R$ ).

Ukoliko se žele odrediti uvjeti prijema za prihvatljivu kvalitetu usluge, tada vrijednost prijemne snage na rubu ćelije mora biti veća ili jednaka od nekog praga  $x_0$  (najčešće prag prijema).

Neodređenost vrijednosti prijemne snage se ravna po Gaussovoj raspodjeli (ukoliko su varijable neke logaritamske veličine), pa vrijedi:

$$\Pr[x > x_0] = \int_{x_0}^{\infty} p(x) dx = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \operatorname{erf}\left(\frac{x_0 - \bar{x}}{\sigma_L \sqrt{2}}\right)$$

Vrijednost  $\sigma_L$  je lokacijska nesigurnost i predstavlja standardnu devijaciju Gaussove razdiobe. Pošto se promatra slučaj ruba ćelije, vrijedi  $\bar{x} = x_R$ . Uzme li se da je  $x_0 = x_R$ , vjerojatnost zadovoljavajućeg prijema je 50% (isto tolika je i vjerojatnost ispada) što je neprihvatljivo. Želi li se smanjiti površina ispod krivulje koja je ispod praga, srednja vrijednost (i cijela krivulja) se moraju pomaknuti za neku vrijednost  $M$ . Veličina  $M$  je rezerva fedinga, čija se vrijednost određuje prema zahtjevu za postotkom uspješne veze (usluge).

$$x_0 + M = \bar{x} = x_R \rightarrow M = x_R - x_0$$

Prethodni izraz za uspješnu vezu uz definirani  $M$  bio bi:

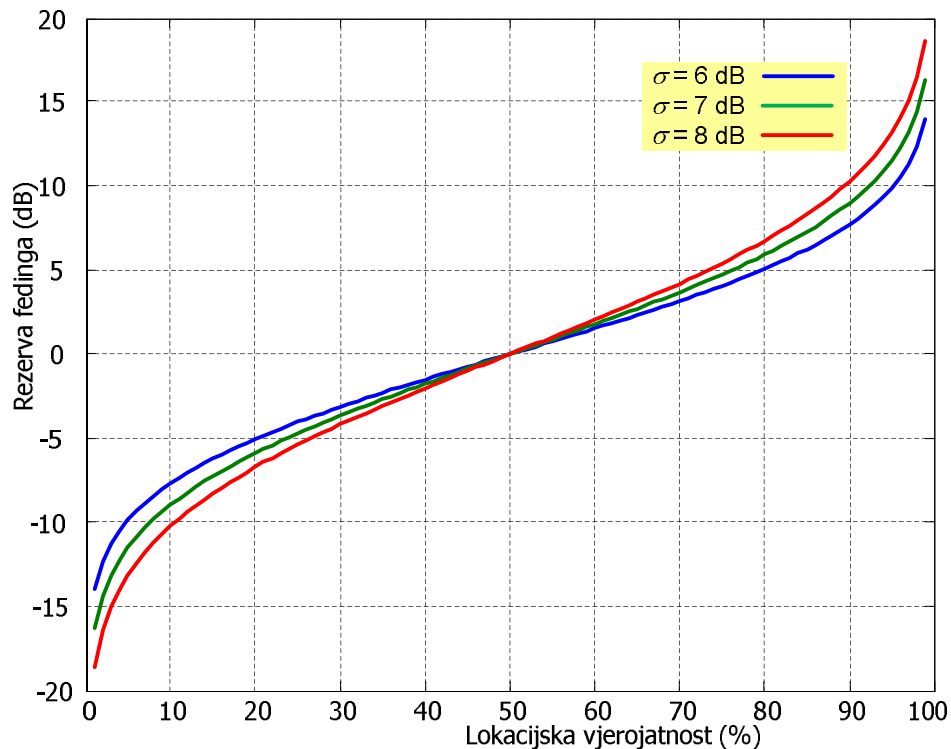
$$\Pr[x > x_0] = p_e = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \operatorname{erf}\left(\frac{-M}{\sigma_L \sqrt{2}}\right) = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \operatorname{erf}\left(\frac{M}{\sigma_L \sqrt{2}}\right)$$

Slijedeći dijagram daje ovisnost vrijednosti  $M$  od tražene statistike signala uz  $\sigma_L$  kao parametar.

Tablica 3.4 Tablica pouzdanosti usluge u ovisnosti o rezervi fedinga -  $\sigma_L$  parametar

		Lokacijska nesigurnost $\sigma_L$			
		4	6	8	10
$x_0$ - $x_R$ (dB)	<b>15</b>	99,991	99,379	96,960	93,319
	<b>10</b>	99,379	95,221	89,435	84,134
	<b>5</b>	89,435	79,767	73,401	69,146
	<b>2</b>	69,146	63,056	59,871	57,926
	<b>0</b>	50,000	50,000	50,000	50,000



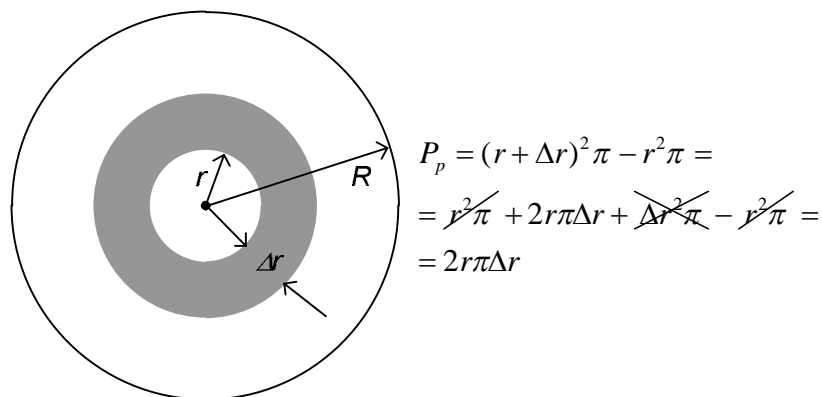


Slika 3.11 Rezerva fedinga u ovisnosti o pouzdanosti usluge

### Pokrivanje cijele ćelije

Za očekivati je da će unutrašnjost ćelije imati bolje uvjete za komunikaciju od oboda, što je bitno, obzirom da je većina mobilnih stanica bliže baznoj stanici.

Slika 3.12 pokazuje kružnu ćeliju maksimalnog radijusa  $R$  u kojoj je smješten prsten



Slika 3.12 Sveukupno pokrivanje ćeliju uz utjecaj pokrivanja za sve udaljenosti radijusa  $r$  te male širine  $\Delta r$ , unutar kojeg je vjerojatnost pokrivanja  $p_e(r)$ . Područje pokriveno prstenom je  $(2r\pi)\Delta r$ . Vjerojatnost pokrivanja cijele ćelije  $p_{cell}$  je zbroj površina svih takvih prstenova od radijusa 0 do  $R$  pomnožena sa pripadajućim postotkom pokrivanja te dijeljenim sa površinom cijele ćelije ( $R^2\pi$ ). Kako se širina kružnih vijenaca smanjuje, zbroj prelazi u integral

$$p_{cell} = \frac{1}{\pi R^2} \int_{r=0}^R p_e(r) 2\pi r dr = \frac{2}{R^2} \int_{r=0}^R r p_e(r) dr$$

Pretpostavi li se za ćeliju jednostavan model potencija, vjerojatnost pokrivanja za bilo koju udaljenost  $r$  bit će:

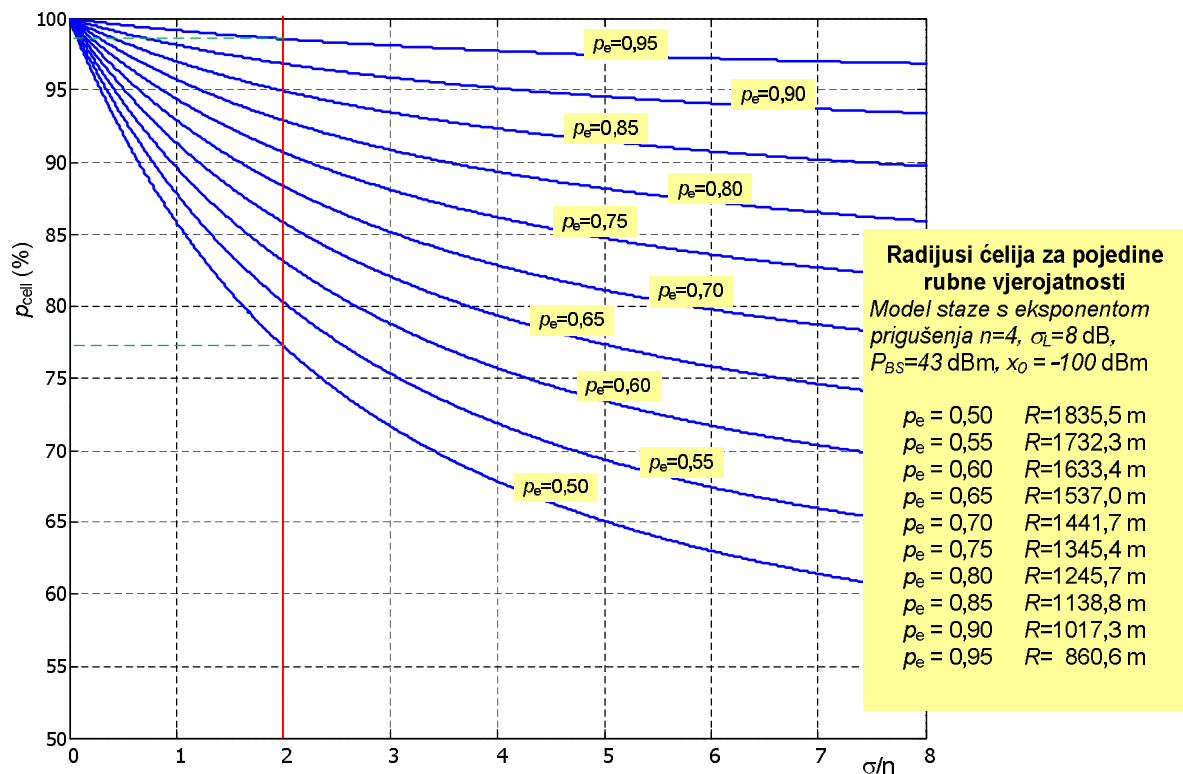
$$\Pr[x > x_0] = p_e(r) = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \operatorname{erf} \left( \frac{x_0 - x_R + 10 \cdot n \cdot \log(r/R)}{\sigma_L \sqrt{2}} \right)$$

Uvrsti li se ovaj izraz u  $p_{\text{cell}}$ , može se za ovaj jednostavan slučaj dobiti vjerojatnost pokrivanja ćelije:

$$p_{\text{cell}} = p_e(R) + \frac{1}{2} \exp \left( \frac{1-2ab}{b^2} \right) \left[ 1 - \operatorname{erf} \left( \frac{1-ab}{b} \right) \right]$$

$p_e(R)$  je vjerojatnost pokrivanja ruba ćelije a "a" i "b" su:

$$a = \frac{x_0 - x_R}{\sigma_L \sqrt{2}} = -\frac{M}{\sigma_L \sqrt{2}} \quad b = \frac{10 \cdot n \cdot \log(e)}{\sigma_L \sqrt{2}}$$



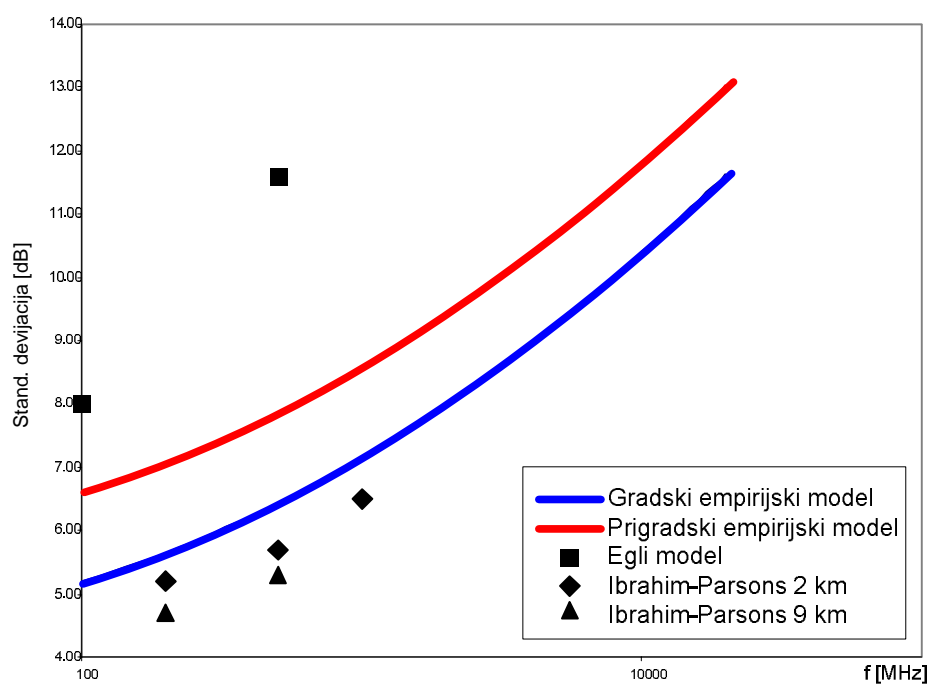
Slika 3.13 Vjerojatnost pokrivanja cijele ćelije (rubna vjerojatnost parametar)

### Promjenljivost lokacijske neodređenosti $\sigma_L$

Na slici je prikazana promjena  $\sigma_L$  sa frekvencijom kao rezultat studija više modela i mjerenja. Uočljivo je da se rasipanje povećava sa frekvencijom i da ovisi o okolini. Suburbana područja imaju najveći raspon promjene rasipanja zbog najvećeg raspona promjene moguće okoline. Urbana područja imaju manje rasipanje premda su gušenja staze mnogo veća. Slika prikazuje i funkcijsko približenje rasipanja rađenog prema Okumuri do frekvencija do 20 GHz.

$$\sigma_L = 0,65(\log f)^2 - 1,3 \log f + A$$

gdje je  $A=5,2$  za slučaj gradske sredine a  $6,6$  za slučaj suburbane sredine. Ovo vrijedi samo za makroćelije.



Slika 3.14 Promena lokacijske nesigurnosti u ovisnosti o frekvenciji

## 4. Pojave u makroćeliji

### 4.1. AWGN (*Additive White Gaussian Noise*) kanal

Signal koji se šalje kroz radiokanal se sastoji od skupa frekvencija unutar nekog pojasa a iste su rezultat modulacije na odašiljačkoj strani. Ukoliko je širina pojasa modulirane informacije mala prema frekvenciji nosioca tada je to uskopojasni pojasnopropusni signal. Signal se može predstaviti valnim oblikom

$$s(t) = a(t) \cos[2\pi f_0 t + \theta(t)]$$

gdje su  $a(t)$  anvelopa,  $\theta(t)$  faza a  $f_0$  frekvencija nosioca. Obzirom da su sve informacije sadržane u anvelopi i fazi, često se koristi samo kompleksna anvelopa tj. niskofrekvencijski ekvivalent signala  $\tilde{s}(t)$ .

$$\tilde{s}(t) = a(t) \exp[j\theta(t)]$$

Znači realni signal je ustvari oblika

$$s(t) = \text{Re}\{\tilde{s}(t) \exp j2\pi f_0 t\}$$

Srednja snaga signala se dobije kao

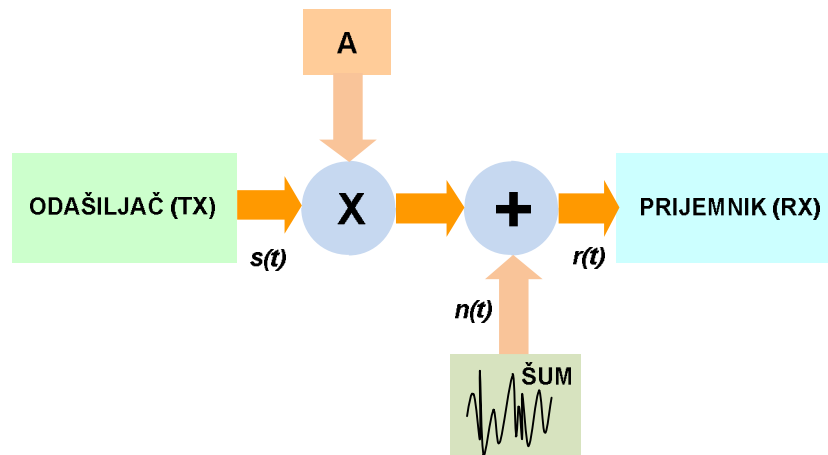
$$P_s = \frac{E[|\tilde{s}(t)|^2]}{2} = \frac{E[\tilde{s}(t) \tilde{s}^*(t)]}{2}$$

Najjednostavniji model radiokanala je AWGN kanal gdje je prisutan samo aditivni bijeli šum. Signal koji dolazi na ulaz prijemnika je pod utjecajem multiplikativnog gušenja staze, bijelog šuma te sporog fedinga (zasjenjenja). Takav kanal se može pridružiti mobilnom sustavu ukoliko sustav nije u gibanju. Za sada će se pretpostaviti da je sustav uskopojasni tj. da sve frekvencijske komponente unutar pojasa zajednički mijenjaju amplitudu. Većina bijelog šuma dolazi uslijed samog prijemnika no jedan dio dolazi i od vanjskih interferencijskih izvora. Ovakav model se može predstaviti blok shemom (Slika 1.1).

Prijemni signal u vremenu  $t$ ,  $r(t)$  može se jednostavno prikazati kao

$$r(t) = A\tilde{s}(t) + n(t)$$

gdje je  $n(t)$  valni oblik bijelog šuma,  $\tilde{s}(t)$  je modulacijski signal a  $A$  je sveukupno prigušenje koje se ne mijenja sa vremenom.



Slika 4.1 Blok shema AWGN kanala

Pretpostavi li se prikaz veličina u obliku kompleksnih brojeva, šum se može predstaviti preko kvadraturnih komponentata kao

$$n(t) = x_n(t) + jy_n(t)$$

svaka komponenta  $x_n(t)$  te  $y_n(t)$  su nezavisni Gauss-ovi procesi sa srednjom vrijednošću nula te svaki sa standardnom devijacijom  $\sigma_n$ .

Srednja snaga šuma dana je izrazom:

$$P_n = \frac{E\{n(t)n^*(t)\}}{2} = \frac{E\{[x_n(t) + jy_n(t)][x_n(t) + jy_n(t)]^*\}}{2} = \frac{E\{x_n^2(t)\} + E\{y_n^2(t)\}}{2} = \frac{\sigma_n^2 + \sigma_n^2}{2} = \sigma_n^2$$

Miješani produkti  $x_n$  i  $y_n$  su nula jer se pretpostavlja da su to nezavisni procesi sa srednjom vrijednošću nula.

Odnos signal-šum u prijemniku na ulazu u demodulator je

$$\gamma = \frac{\text{Snaga signala}}{\text{Snaga šuma}} = \frac{E\{A^2 \tilde{s}^2(t)\}}{2P_n} = \frac{A^2 E\{\tilde{s}^2(t)\}}{2P_n} = \frac{A^2}{2P_n}$$

gdje je u posljednjem koraku pretpostavljeno da je varijanca modulacijskog signala jednaka jedan (digitalni signal - kvadriranje daje otprilike jedan).

Kod digitalnog signala simbol ima trajanje  $T_s$  a energiju  $E_s = A^2 T_s / 2$ . Šum je sadržan unutar pojasa  $1/T_s$ , te ima spektralnu gustoću šuma  $N_0$ , tada je snaga šuma  $P_n = BN_0 = N_0 / T_s = \sigma_n^2$ . Trenutna vrijednost energije simbola prema spektru gustoće snage šuma je

$$\gamma = \frac{E_s}{N_0}$$

Obično se izražava pogreška u odnosu  $SNR$  (odnos signala prema šumu) po bitu

$$\gamma_b = \frac{\gamma}{m} = \frac{E_s}{N_0}$$

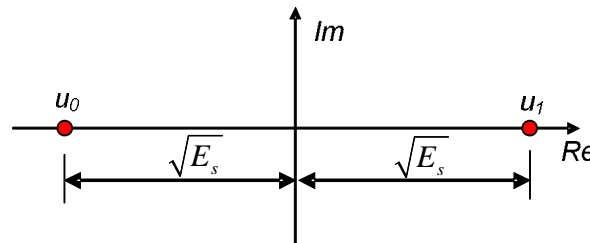
gdje je  $m$  broj bita u simbolu. SNR je osnovni parametar u proračunu svojstava nekog sustava u AWGN kanalu. Može se pokazati da vjerojatnost pogreške u prisustvu  $N_0$  ovisi o Euklidskoj udaljenosti  $d$  u kompleksnoj ravnini (konstelacijski dijagram) između različitih bitova u simbolu te se može iskazati kao

$$P_e = Q\left(\sqrt{\frac{A^2 d^2}{2N_0}}\right)$$

gdje je  $Q(\cdot)$  Q-funkcija.

U slučaju BPSK signala pojedini signali se mogu prikazati kao

$$u_1 = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \quad u_2 = -\sqrt{\frac{2E_s}{T_s}}$$



Slika 4.2 Prikaz BPSK signala u vektorskom prostoru signala

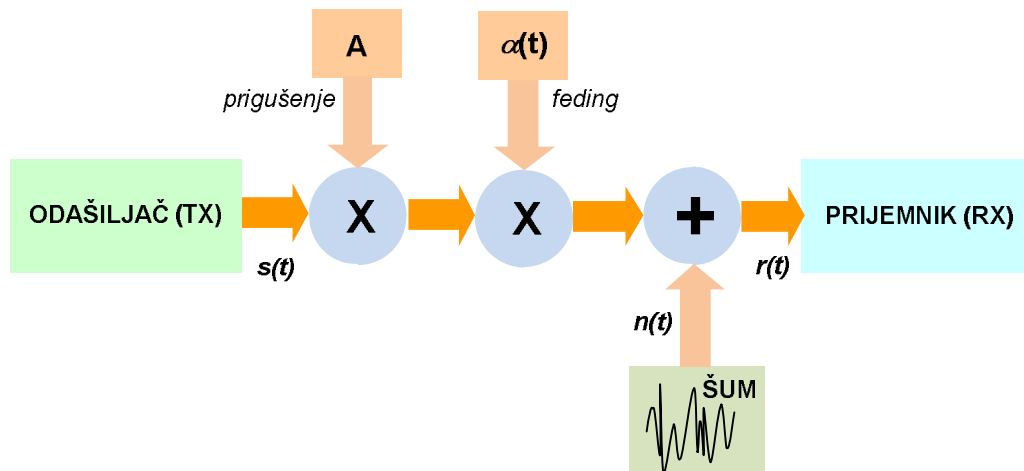
Trajanje svakog simbola je  $T_s$ , energija  $E_s$  a amplituda  $A=1$ . Signali se mogu prikazati kao točke u kompleksnoj ravnini sa faznom razlikom od  $180^\circ$  (antipodalni signali).

Iz slike je vidljivo da je Euklidski razmak  $d = 2\sqrt{E_s}$  tako da je

$$P_e = Q\left(\sqrt{\frac{A^2 d^2}{2N_0}}\right) = Q\left(\sqrt{\frac{4E_s}{2N_0}}\right) = Q(\sqrt{2\gamma})$$

#### 4.1.1. Feding u uskopojasnom kanalu

Za mnoge slučajeve čisti AWGN kanal ne može opisati odlike realnog sustava. Stvarni sustavi uključuju feding koji je multiplikativni vremenski promjenljivi proces.



Slika 4.3 Prikaz djelovanja fedinga u uskopojasnom kanalu

Obzirom da se feding mijenja vremenom, potrebno je razlikovati trenutnu vrijednost  $SNR \gamma(t)$  te srednju vrijednost  $SNR$  kao  $\Gamma$ . Prijemni signal (kompleksna anvelopa) može se prikazati kao

$$\tilde{r}(t) = A\alpha(t)\tilde{s}(t) + n(t)$$

gdje je  $\alpha(t)$  kompleksni koeficijent fedinga kao funkcija vremena  $t$ . Ukoliko se pretpostavi da je feding stalan za vrijeme trajanja simbola, tada je  $\gamma(t)$  također konstantan za trajanja simbola i dan je kao

$$\gamma(t) = \frac{\text{Snaga signala}}{\text{Snaga šuma}} = \frac{A^2 |\alpha(t)|^2 E[\tilde{s}(t)^2]}{2P_n} = \frac{A^2 |\alpha(t)|^2}{2P_n} \quad \Gamma = E[\gamma(t)]$$

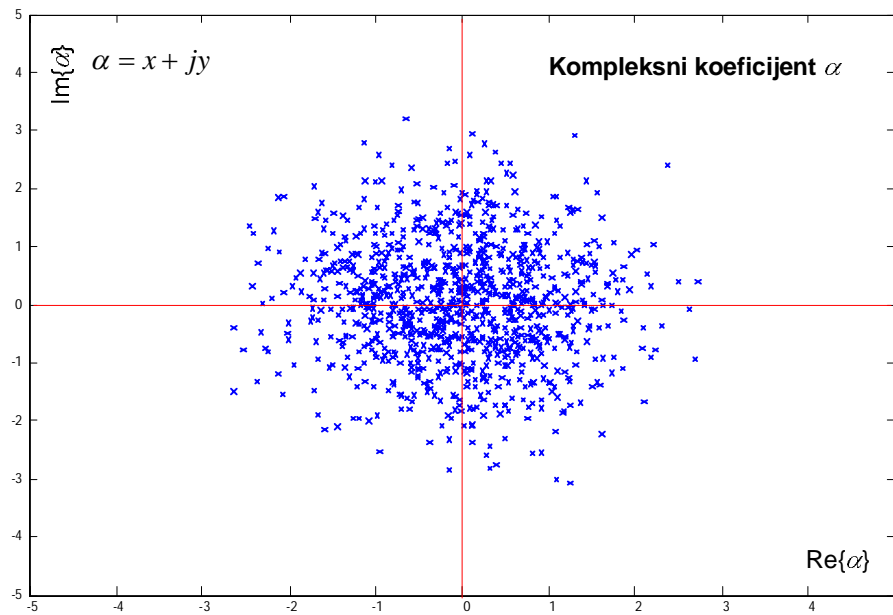
Neka feding ima jediničnu varijancu tako da je

$$\Gamma = E[\gamma(t)] = \frac{A^2}{2P_n}$$

Postoje dva mehanizma nastanka fedinga: NLOS (*Non Line-of-Sight*) feding kao rezultat višestazne refleksije bez izravne zrake te LOS feding kao rezultat višestazne refleksije sa izravnom zrakom.

#### 4.1.2. Rayleighova raspodjela

Središnji granični teorem pokazuje, da zbroj velikog broja nezavisnih slučajnih varijabli (bez obzira na pojedinačnu razdiobu), slijedi normalnu razdiobu. U slučaju NLOS realni i imaginarni dio višestaznih komponenata zadovoljavaju gornju postavku obzirom da se sastoje od zbroja velikog broja zraka. Ako se izgenerira u simulaciji veliki broj slučajnih uzoraka tada je funkcija gustoće vjerojatnosti normalna razdioba. Ako se sada uzme drugi skup uzoraka (jednak broj članova polja), dobiju se polje uzoraka koji imaju kofaznu i kvadraturnu komponentu



Slika 4.4 Prikaz slučajnog procesa u kompleksnoj ravnini

Varijabla  $\alpha$  je kompleksna Gaussova slučajna varijabla slično kao šum u AWGN kanalu. Potrebno je odrediti funkciju gustoće vjerojatnosti udaljenosti svake točke od ishodišta. To je raspodjela po  $r$  (modulu kompleksnih veličina).

$$r = |\alpha| = \sqrt{x^2 + y^2}$$

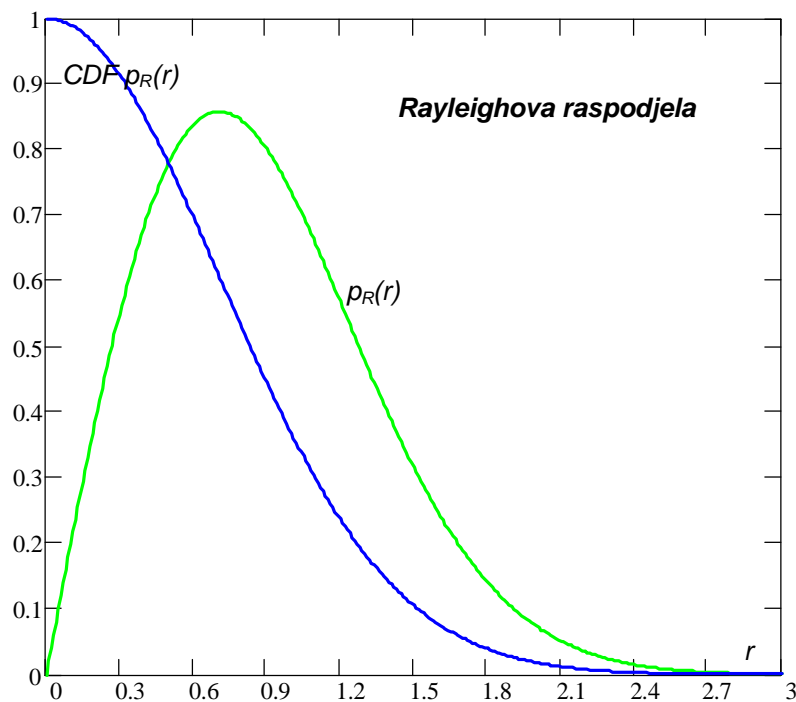
Rezultirajuća raspodjela pdf-a vrijednosti ovojnica je asimetrična Rayleighova raspodjela. Kutevi svakog kompleksnog broja imaju uniformnu raspodjelu, tj. svi su jednako vjerojatni. Rayleighova raspodjela je ustvari združena raspodjela dvaju nezavisnih Gaussovih procesa sa jednakom standardnom devijacijom  $\sigma$ .

$$p_R(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right)$$

Sveukupna snaga sadržana u  $\alpha$  je dana kao

$$P_\alpha = \frac{\mathbb{E}\{|\alpha|^2\}}{2} = \frac{\mathbb{E}\{x^2\} + \mathbb{E}\{y^2\}}{2} = \frac{\sigma^2 + \sigma^2}{2} = \sigma^2$$





Slika 4.5 Pdf i cdf Rayleighove raspodjele

#### 4.1.3. Raspodjela SNR za Rayleighov kanal

Na ulazu u prijemnik, signal koji je prošao Rayleighov kanal ima trenutnu vrijednost  $SNR$

$$\gamma = \frac{\text{Snaga signala}}{\text{Snaga šuma}} = \frac{(A^2 r^2) / 2}{P_n} = \frac{A^2 r^2}{2P_n}$$

Prosječni  $SNR$  za kanal je srednja vrijednost od  $\gamma$  i dana je kao

$$\Gamma = \frac{A^2 E[r^2]}{2P_n} = \frac{2A^2 \sigma^2}{2P_n} = \frac{A^2 \sigma^2}{P_n}$$

Da bi se našla raspodjela od  $\gamma$  uz poznatu raspodjelu od  $r$ , može se iskoristiti

$$p_\gamma(\gamma) = p_R(r) \frac{dr}{d\gamma}$$

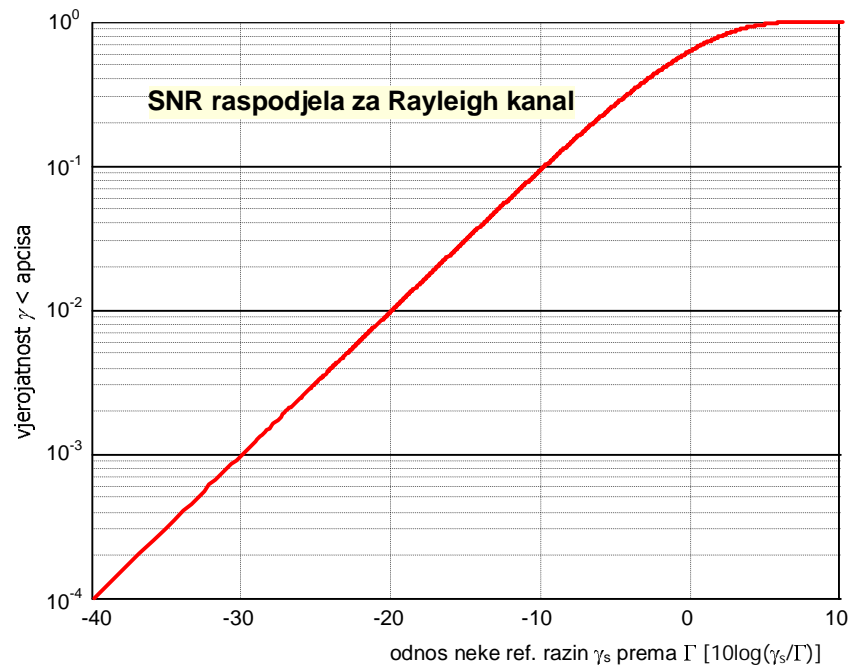
što bi dalo

$$p_\gamma(\gamma) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right) \left(\frac{P_n}{A^2 r}\right) = \frac{P_n}{A^2 \sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right) = \frac{1}{\Gamma} \exp\left(-\frac{\gamma}{\Gamma}\right) \text{ za } \gamma > 0, \text{ drugdje } 0$$

Kumulativna funkcija distribucije (cdf) tj. vjerojatnost je dana kao

$$\Pr(\gamma < \gamma_s) = 1 - \exp\left(-\frac{\gamma_s}{\Gamma}\right)$$

Rezultat je prikazan dijagramom. Iz dijagrama se može odrediti srednji SNR potreban da bi se dobio neki SNR iznad praga za određeni postotak vremena.



Slika 4.6 SNR raspodjela u Rayleighovu kanalu

*Primjer.*

*Mobilni prijemnik radi sa prihvatljivom pogreškom kada je trenutni SNR iznad praga 9 dB. Koliki srednji SNR je potreban za prihvatljivi BER za 99.9% vremena?*

*Rj.*

*Za 99.9% uspješnog rada, vjerojatnost da SNR bude manji od 9 dB je*

*$\frac{100 - 99.9}{100} = 1 \times 10^{-3}$ . Koristeći se dijagramom to je postizivo za SNR 30 dB ispod srednje vrijednosti. Prema tome srednja vrijednost SNR-a je  $30 + 9 = 39$  dB.*

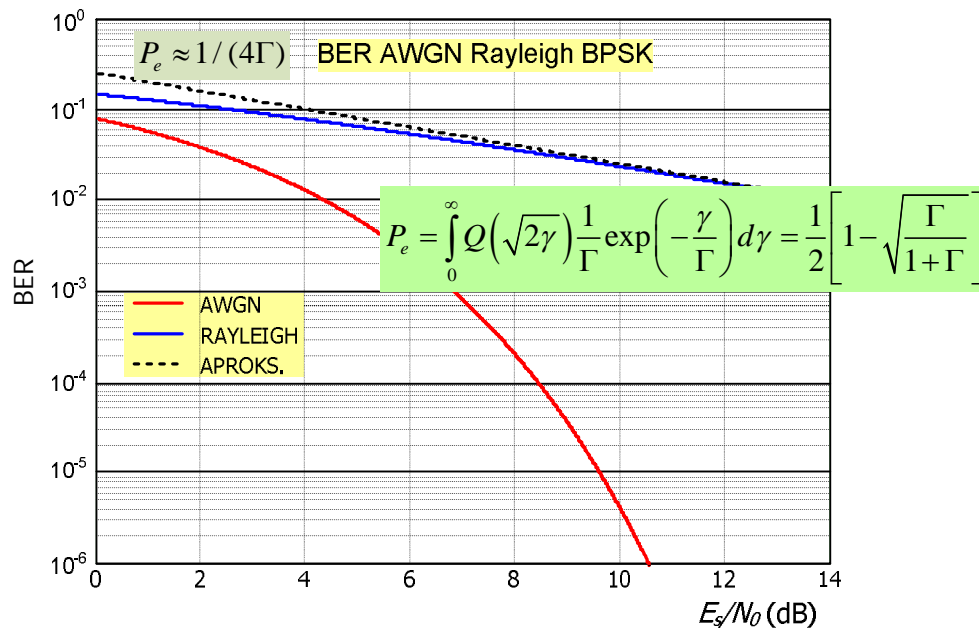
Izraz () se može iskoristi za određivanje BER-a za pojedine digitalne modulacije u Rayleigh-ovu kanalu, pretpostavljajući da se SNR ne mijenja za vrijeme trajanja simbola. Za taj slučaj se BER može izravno odrediti preko AWGN kanala. Za BPSK modulaciju AWGN BER je dan sa  $Q(\sqrt{2\gamma})$ . Prosječni BER u Rayleigh-ovu kanalu može se uzeti kao prosječna vrijednost AWGN procesa, ponderiranog sa Rayleigh-ovom statistikom za trenutni SNR  $\gamma$ .

Prosječni BER se dobije kao

$$P_e = E\{P_e(\gamma)\} = \int_0^{\infty} P_e(\gamma) p_{\gamma}(\gamma) d\gamma$$

Koristeći izraze ( ) i ( ) za BPSK, izraz postaje

$$P_e = \int_0^{\infty} Q(\sqrt{2\gamma}) \frac{1}{\Gamma} \exp\left(-\frac{\gamma}{\Gamma}\right) d\gamma = \frac{1}{2} \left[ 1 - \sqrt{\frac{\Gamma}{1+\Gamma}} \right]$$



Slika 4.7 Prikaz BPSK modulacije u AWGN i Rayleighovu kanalu

BER u Rayleighovu kanalu je prikazan na dijagramu zajedno sa AWGN kanalom. Vidljivo je, da je Rayleighov kanal daleko nepovoljniji od AWGN kanala. Prikazana je i aproksimacija koja se može koristiti kod velikih  $\Gamma$ ,  $P_e \approx 1/(4\Gamma)$ . Ova inverzna relacija je karakteristična za nekodirane informacije u Rayleighovom kanalu koja daje smanjenje BER-a za dekadu za svakih 10 dB porasta SNR. Ovaj slučaj dosta odudara od promjene od oko 1 dB po dekadi za AWGN kanal.

#### 4.1.4. Riceova raspodjela

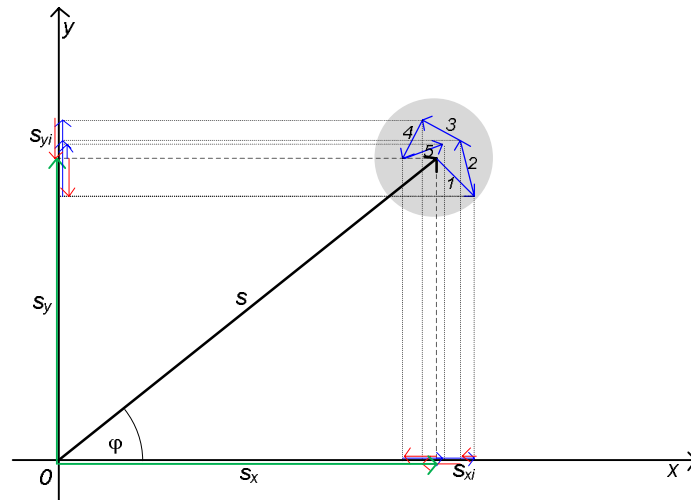
U slučaju LOS, prijemni signal se sastoji od slučajnih komponenti čije se amplitude ravnaju prema Rayleighovoj raspodjeli te jedne koherentne komponente relativno stalne snage (unutar prigušenja te sporog fedinga).

Snaga izravne komponente je veća nego sveukupna snaga svih ostalih slučajnih komponenti. Rezultirajuća distribucija je Riceova i teoretski se može prikazati kao

$$p_R(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left[-\frac{r^2 + s^2}{2\sigma^2}\right] I_0\left(\frac{rs}{\sigma^2}\right) \quad 0 \leq r < \infty$$

gdje je  $\sigma^2$  varijanca realnog ili imaginarnog dijela a  $s$  je vrijednost ovojnice LOS komponente.  $I_0$  je modificirana Besselova funkcija prve vrste i nultog reda. Sveukupna srednja snaga u kanalu je dana kao

$$\overline{r^2} = 2\sigma^2 + s^2$$



Slika 4.8 Prikaz Riceova procesa u kompleksnoj ravnini

Promatra li se proces u kompleksnoj ravnini, tada se stohastički dio sveukupne snage može prikazati kao niz vektora grupiranih u malom dijelu prostora slučajne faze i slučajne amplitude. Izdvojeno, ovaj proces ima srednju vrijednost nula gledajući u  $x$  i  $y$  smjeru te projekcije tih vektora na osi su  $s_{xi}$  i  $s_{yi}$  respektivno. Ovi nizovi  $s_{xi}$  i  $s_{yi}$  su dva odvojena Gaussova procesa, potpuno nezavisna sa standardnom devijacijom  $\sigma_x$  i  $\sigma_y$ . Standardne devijacije ovih procesa su jednake i iznose  $\sigma$ . Za slučaj Riceova fadinga postoji deterministička komponenta (unutar kraćeg vremena promatranja) stalne amplitude  $s$  koja dislocira "oblak" stohastičkih vektora unutar kompleksne ravnine. Promotre li se snage za svaku komponentu  $x$  i  $y$  dobiva se:

$$\text{Snaga u smjeru osi } x: s_x^2 + \sigma_x^2 = [s \cdot \cos(\varphi)]^2 + \sigma_x^2 = s^2 \cdot \cos^2(\varphi) + \sigma_x^2$$

$$\text{Snaga u smjeru osi } y: s_y^2 + \sigma_y^2 = [s \cdot \sin(\varphi)]^2 + \sigma_y^2 = s^2 \cdot \sin^2(\varphi) + \sigma_y^2$$

Procesi su nezavisni, nema člana za križnu korelaciju i uz  $\sigma_x = \sigma_y = \sigma$ , sveukupna snaga je

$s^2 + 2\sigma^2$ , gdje je  $s^2$  snaga u determinističkom dijelu a  $2\sigma^2$  snaga u stohastičkom dijelu.

Rice pdf se izražava preko parametra  $K$ :

$$K = \frac{\text{Snaga u konstantnom dijelu}}{\text{Snaga u stohastičkom dijelu}} = \frac{s^2}{2\sigma^2}$$

Ukoliko je  $s$  nula, izraz prelazi u Rayleighovu raspodjelu obzirom da ostaju samo stohastičke komponente, srednje vrijednosti nula te jednako vjerojatne faze za sve moguće dolazne pravce. S druge strane računa li se granična vrijednost faktora za vrlo male vrijednosti nazivnika, rezultirajući Rice pdf sve više prelazi u čistu Gaussovu raspodjelu. Koristi li se faktor  $K$ , Riceova raspodjela može se izraziti u nešto promijenjenoj formi:

$$p_R(r) = \frac{2Kr}{s^2} \exp\left(-\frac{Kr^2}{s^2}\right) \exp(-K) I_0\left(\frac{2Kr}{s}\right) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right) \exp(-K) I_0\left(\frac{r\sqrt{2K}}{\sigma}\right)$$

Pri prijenosu signala kanalom važno je ustanoviti pouzdanost prijenosa, tj. vjerojatnost da će vrijednost ovojnice biti veća ili manja od neke vrijednosti praga  $r_{\min}$ . Ukoliko se određuje cdf funkcija za Riceovu raspodjelu, može se izračunati vjerojatnost ispada, tj.

$$p_{\text{out}} = \text{cdf}(r_{\min})$$

$$\text{cdf}(r_{\min}) = \int_0^{r_{\min}} \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2 + s^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{rs}{\sigma^2}\right) dr = 1 - Q_M\left(\frac{s}{\sigma}, \frac{r_{\min}}{\sigma}\right) \quad 0 \leq r < \infty$$

gdje je  $Q_M(a, b)$  Marcumova Q funkcija. Gornji integral se može riješiti numerički ili se može iskoristiti prikaz Marcumove funkcije preko reda:

$$Q_M(a, b) = \exp\left(-\frac{a^2 + b^2}{2}\right) \sum_{n=0}^{\infty} \left(\frac{a}{b}\right)^n I_n(a \cdot b)$$

gdje je  $I_n(\cdot)$  modificirana Besselova funkcija prve vrste, reda  $n$ .

Iz krivulje  $\text{cdf}(r_{\min})$  može se dobiti podatak za potrebnu rezervu fedinga za određenu vjerojatnost ispada sa veličinom  $10 \cdot \log\left(\frac{r_{\min}^2}{r^2}\right)$  kao varijablom. Ova varijabla se može iskazati preko faktora  $K$  kao:

$$\frac{r_{\min}^2}{r^2} = \frac{r_{\min}^2}{2\sigma^2(1+K)}$$

Obzirom da je

$$K = \frac{s^2}{2\sigma^2} \rightarrow \frac{s}{\sigma} = \sqrt{2 \cdot K}$$

Neka je

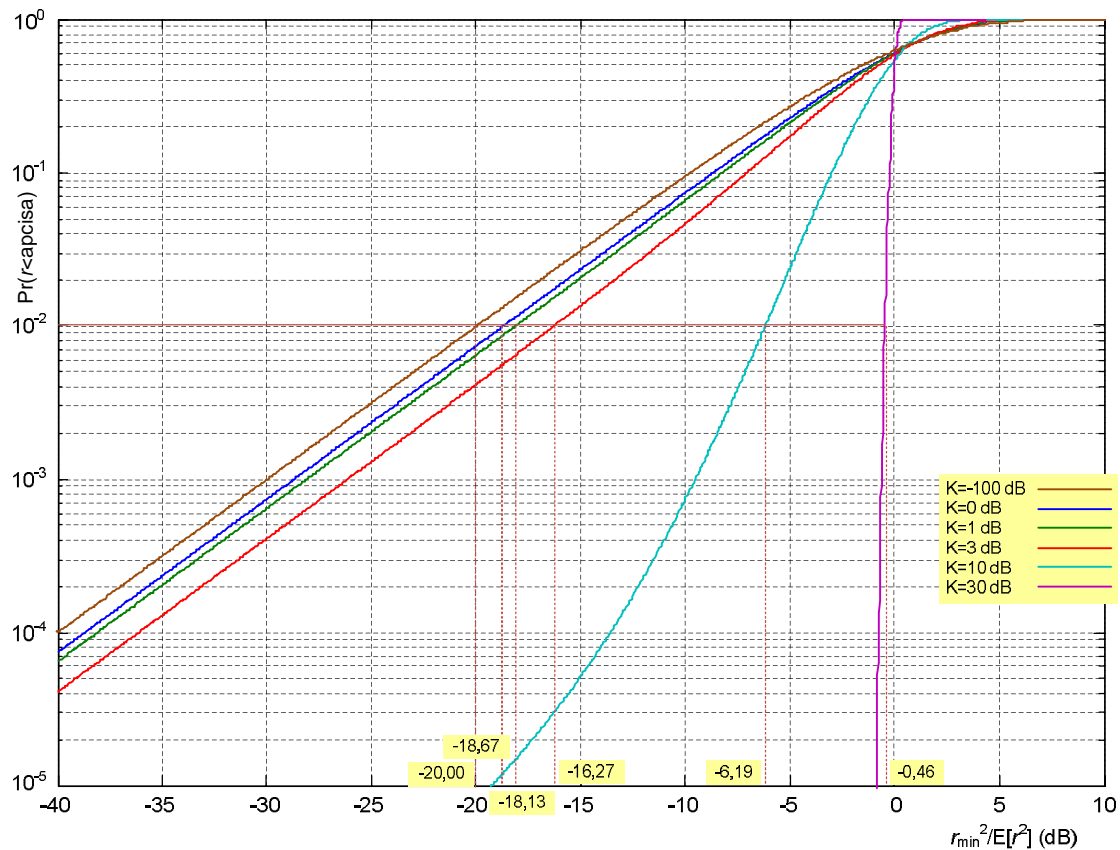
$$10 \cdot \log\left(\frac{r_{\min}^2}{r^2}\right) = x \text{ (dB)} \rightarrow \frac{r_{\min}^2}{r^2} = 10^{x/10}$$

$$10^{x/10} = \frac{r_{\min}^2}{2\sigma^2(1+K)} \rightarrow \frac{r_{\min}}{\sigma} = \sqrt{2(1+K)} \cdot 10^{x/20}$$

Na ovaj su se način dobili parametri Marcum-ove funkcije  $a$  i  $b$ :

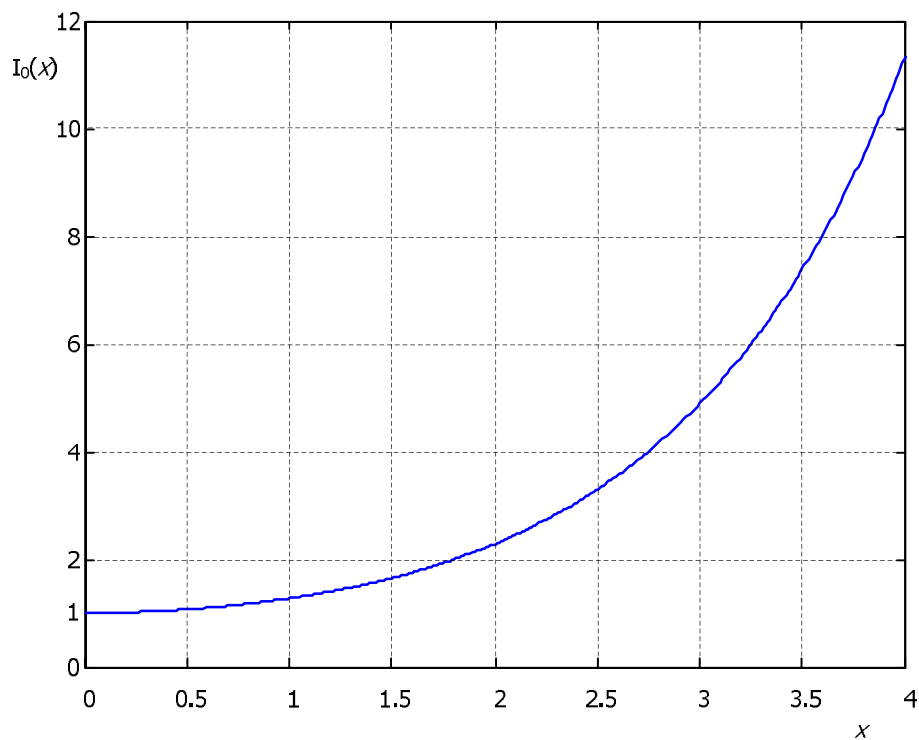
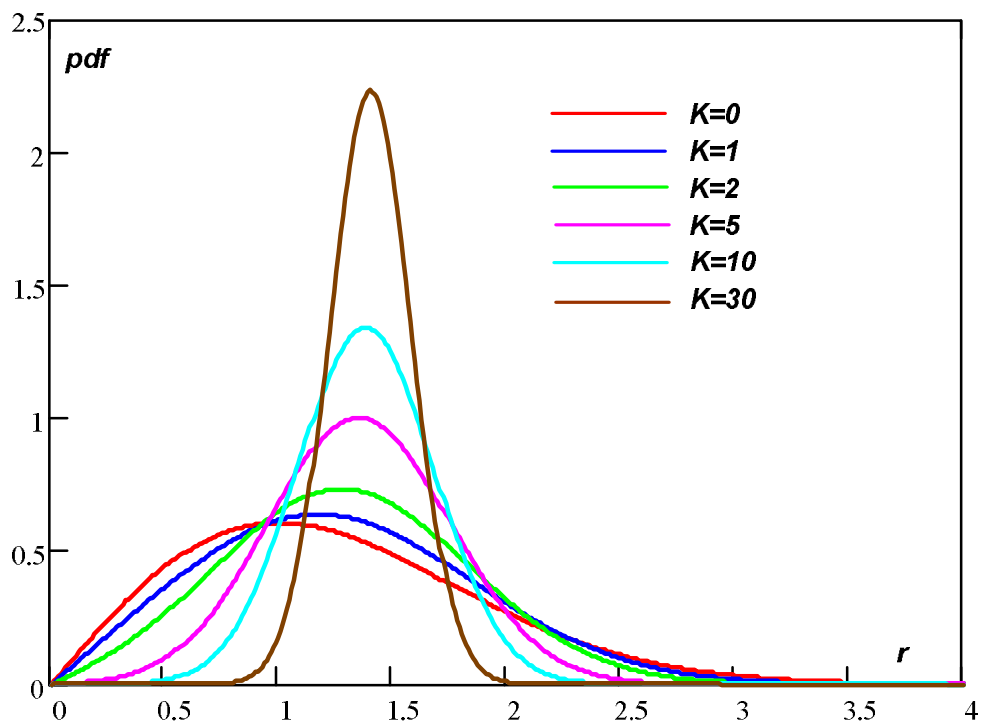
$$a = \frac{s}{\sigma} = \sqrt{2K} \quad b = \frac{r_{\min}}{\sigma} = \sqrt{2(1+K)} \cdot 10^{x/20}$$

Marcum-ova funkcija daje mogućnost dobivanja niza krivulja za  $p_{\text{out}}$  u ovisnosti o vrijednost  $x$  (što je odnos snage nekog minimalnog praga prema srednjoj snazi ovojnice) uz faktor  $K$  kao parametar.



Slika 4.9 Krivulje SNRa za Riceovu raspodjelu

Na dijagramu su vidljive vrijednosti rezerve fedinga za Rice-ovu raspodjelu uz različite vrijednosti  $K$  (dB) [-100, 0, 1, 3, 10, 30] što predstavlja vrijednosti za  $K$  [ $\approx 0$ , 1, 2, 10, 1000]. Kao primjer uzeta je vjerojatnost ispada od 0,01 (1%). Vidljivo je da su potrebne rezerve fedinga  $x$  (dB) [-20; -18,67; -18,13; -16,27; -6,9; -0,46]. Negativne vrijednosti ukazuju na to da je srednja vrijednost snage ovojnice veća od snage minimalnog praga. Za najveću vrijednost  $K$ , krivulja je skoro okomita, ne očekuje se feding, tako da je to je praktički AWGN kanal (zato je i potrebna rezerva fedinga simbolične veličine).

Slika 4.10 Modificirana Besselova funkcija  $I_0$ Slika 4.11 Krivulje pdf-a za Riceovu raspodjelu za različite vrijednosti faktora  $K$  (sveukupna snaga u kanalu je konstantna).

*Primjer:*

*Ako mobilni prijemnik iz prethodnog primjera radi sa vjerojatnošću  $BER=10^{-3}$  te  $K=10$  koliki je srednji SNR potreban?*

*Rj.*

*Uz ove postavke je SNR oko 7 dB ispod medijana. Srednji SNR koji je potreban je  $7+9=16$  dB. Iz toga proizlazi da odašiljačka snaga može biti za 23 dB manja nego kod Rayleighova kanala.*



## 5. Širokopojasni brzi feding

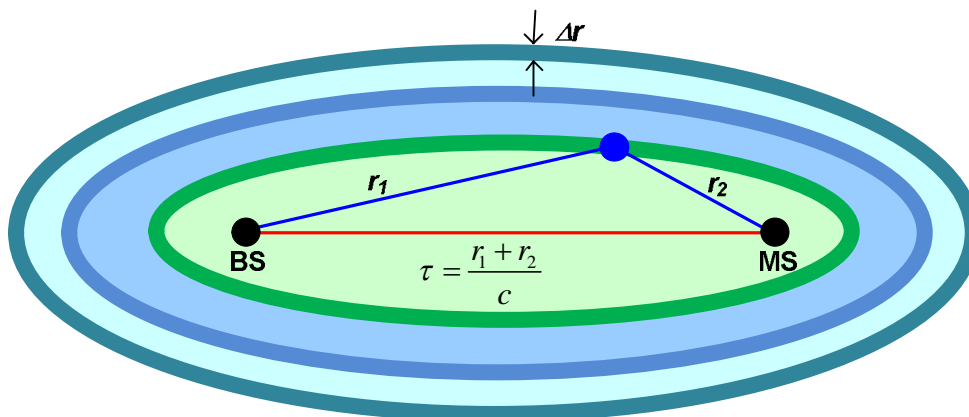
### 5.1. Uvod – uzroci i posljedice

Uobičajeni mobilni kanali za prijenos govora i sporih podataka mogu se smatrati uskopojasnim sustavima. Pojavom multimedije zahtijevaju se sve veće brzine prijenosa tako da prijenosni kanali zahtijevaju sve veći prijenosni pojas.

U uskopojasnom kanalu, višestazni feding rezultira različitim vremenima kašnjenja pojedinih dolaznih staza koje nastaju djelovanjem bliskih objekata. Refleksije od bliskih objekata uzrokuju dolazak svih zraka do prijemnika otprilike u isto (blisko) vrijeme tako da je djelovanje na pojedine komponente spektra podjednako.

Ukoliko se međutim, prepreke nalaze u velikom krugu oko prijemnika, vremenska kašnjenja postaju velika, reda veličine simbola ili čak i veće. Zbog toga dolazi do pojave značajnih izobličenja koja se mogu mijenjati unutar prijenosnog pojasa. Ovakav kanal se mora promatrati kao širokopojasni kanal. Ukoliko je relativno kašnjenje zrake  $\tau$ , tada se širokopojasni feding javlja svaki puta kada sustav odašilje signale koji su po trajanju sumjerljivi  $\tau$  ili kraći. Vidljivo je da u definiciju širokopojasnog kanala ulaze karakteristike odaslanog signala i kanala.

Kod širokopojasnog kanala prijemni signal sadrži energiju signala koji dolazi do mobilne stanice iz izravnog pravca (ne mora postojati izravna vidljivost – LOS) te od prepreka (raspršivača) koji su smješteni izvan pravca najkraće spojnice odašiljač – prijemnik. Neka su BS i MS smješteni u fokusima zamišljene elipse koja povezuje prepreke koje sa reflektiranim zrakama daju isto kašnjenje  $\tau$ .



Slika 5.1 Prikaz reflektirajućih objekata u kanalu sa sličnim vremenom dolaska vala

Signal koji se prima na strani prijemnika  $y$ , sastavljen je od zraka koje dolaze od svih prepreka sa svojim fazama  $\theta$ , amplitude  $a$  (funkcija refleksijskih koeficijenata) te općenito raspršivačkim svojstvima prepreka (neravnost površine). Svaka zraka ima svoje kašnjenje  $\tau_i$ .

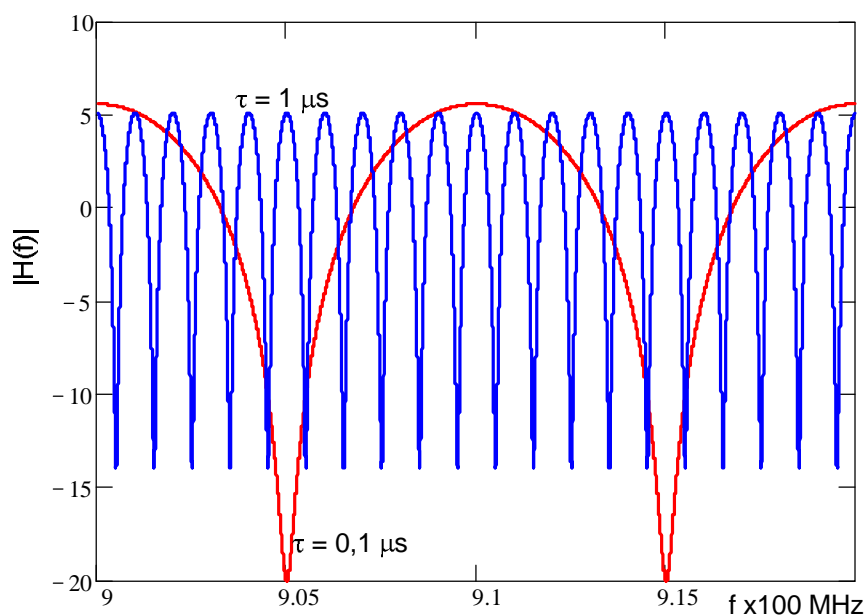
$$y = a_1 \exp[j(\omega\tau_1 + \theta_1)] + a_2 \exp[j(\omega\tau_2 + \theta_2)] + \dots$$

Svaka komponenta gornjeg izraza je svojevrsan "odjek" odašiljačkog signala. Ukoliko je kanal uskopojasan tada su sva kašnjenja otprilike podjednaka tako da

amplituda nije odvisna o prijenosnoj frekvenciji već su sve prijemne frekvencije zahvaćene na isti način sa strane kanala.

$$y \approx \exp(j\omega\tau) [a_1 \exp(j\theta_1) + a_2 \exp(j\theta_2) + \dots]$$

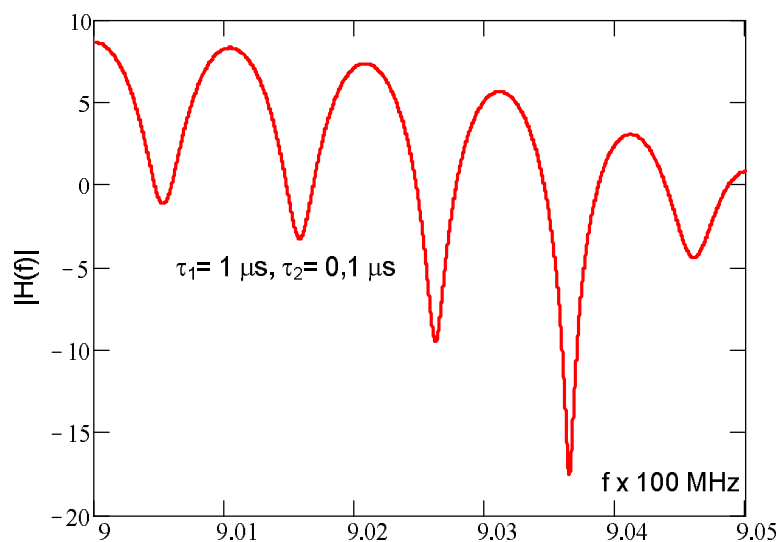
Neka je razlika u kašnjenjima  $\tau_1 - \tau_2 = 0,1 \mu\text{s}$ , u kanalu će doći do poništavanja zraka svakih 10 MHz (model dvije zrake). U ovom slučaju bi se širina kanala manja od 1 MHz prenosila uz minimalnu promjenu amplitude spektralnih komponenti (ukoliko kanal ne padne u okoliš minimuma amplituda). Sasvim je druga situacija uz relativno kašnjenje zraka od  $1 \mu\text{s}$ . Usporedba ta dva slučaja uz frekventijsko područje 900 MHz je vidljivo na slijedećoj slici.



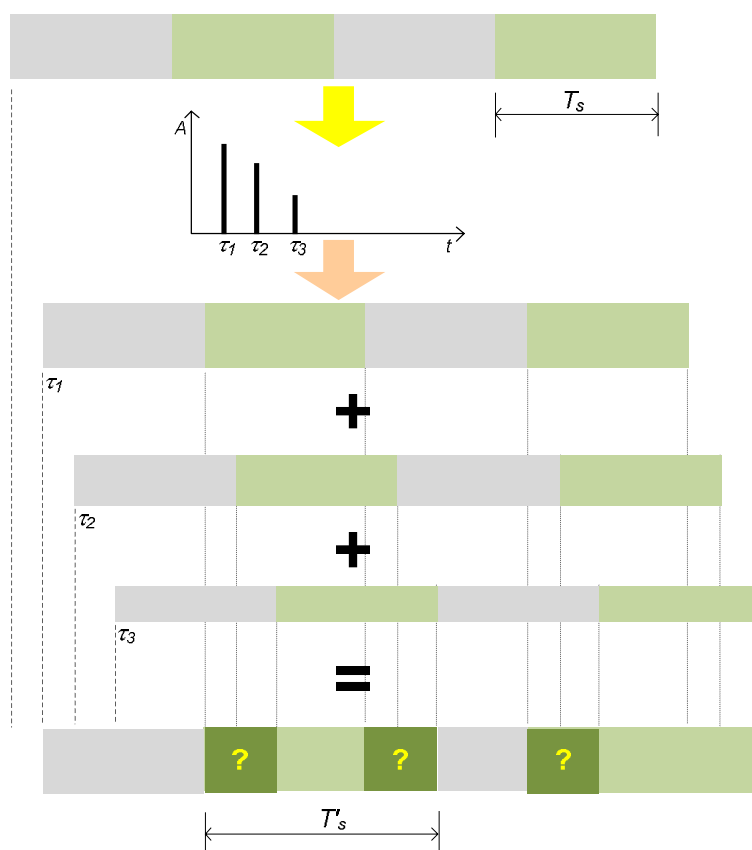
Slika 5.2 Prijenosna funkcija kanala uz različita relativna kašnjenja pojedinih zraka

Ukoliko se gleda skupni odziv širokopojasnog kanala uz dva kašnjenja od 1 i  $0,1 \mu\text{s}$ , u pojasu od 5 MHz, tada je vidljivo da se takav kanal za GSM može tretirati kao uskopojasni dok za WCDMA (5MHz) kao širokopojasni.

Gledajući na elipse koje predstavljaju geometrijsko mjesto reflektirajućih prepreka, energija zraka koje dolaze od udaljenih elipsi je srazmjerno mala. S druge strane, na liniji jedne elipse može biti više prepreka koje daju svaka svoju reflektiranu zraku, čije se onda energije zbrajaju (ukoliko su kašnjenja i inicijalne faze jednake). Male ćelije će imati bliske prepreke pa će energija koja dolazi iz reflektiranih zraka biti srazmjerno velika. Razlika (raspršenje) vremena kašnjenja će biti prema tome i funkcija veličine ćelije. Najlakša je vizualizacija utjecaja rasipanja vremena kašnjenja u vremenskoj domeni gdje dolazi do proširenja pojedinih simbola u vremenskoj domeni što stvara neodređenost prilikom detekcije (ISI).



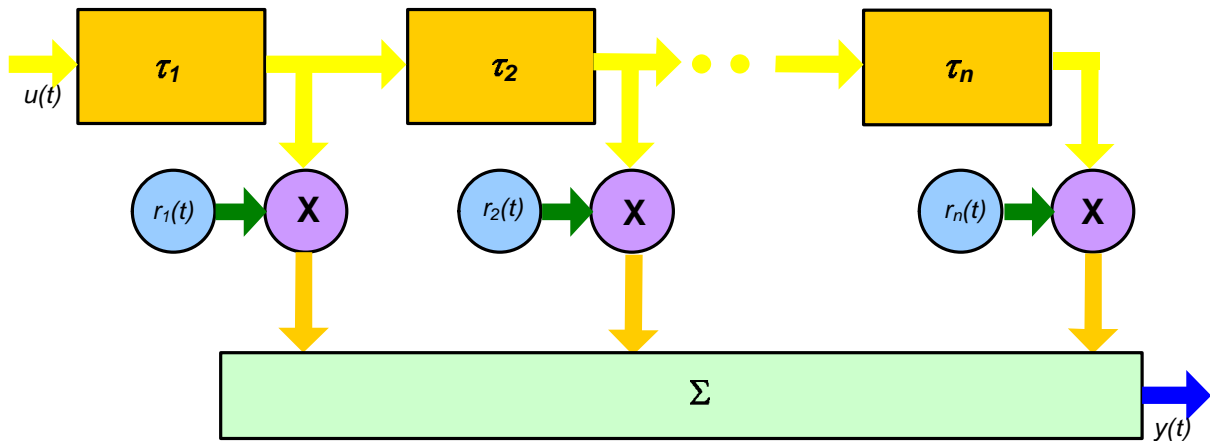
Slika 5.3 Prijenosna funkcija kanala uz dvije zrake različitih kašnjenja



Slika 5.4 Nastanak intersimbolne interferencije

## 5.2. Širokopojasni model kanala

Standardni model za širokopojasni model kanala je ljestvičasta struktura gdje je svaka reflektirajuća prepreka prikazana kao jedan odvojak istog vremena kašnjenja.



Svaki odvojak ima neki ponder amplitude čija se vrijednost mijenja u vremenu s nekom statistikom (najčešće Rice). Pojedini odvojci se uzimaju da su nekorelirani obzirom da su u prostoru odvojeni za više od nekoliko valnih duljina. Ovaj model kanala predstavlja ustvari filter sa vremenski promjenljivim konačnim impulsnim odzivom.

Osnovna karakteristika ovakvog modela je vremenski ovisni impulsni odziv. Odziv  $y$  u vrijeme  $t$  može se odrediti preko konvolucije ulaznog vremenskog niza  $u(t)$  sa impulsnim odzivom  $h(t, \tau)$  kanala koji se promatra u vremenskom trenutku  $t$ .

$$y(t) = u(t) * h(t, \tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t, \tau) u(t - \tau) d\tau$$

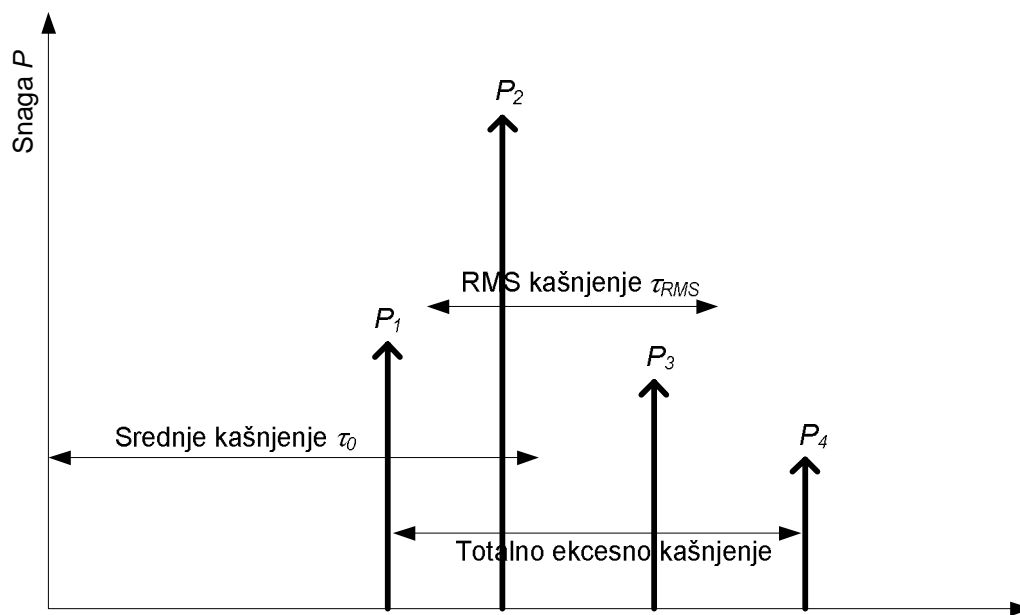
Vremenski promjenljivi impulsni odziv je poznat kao ulazna funkcija vremenskog kašnjenja. Duž osi kašnjenja svaki odziv ima odziv u obliku delta funkcije a duž vremenske osi svaki odvojak ima svoju statistiku fedinga koja je funkcija različitih parametara (npr. brzine mobilne stanice).

## 5.3. Parametri širokopojasnog kanala

Srednje relativne snage pojedinih odvojaka se specificiraju kao profil kašnjenja snaga (*Power Delay Profile* - PDP) za pojedini kanal i definiraju se kao promjena srednje razine snage kanala u ovisnosti o kašnjenju, tj.

$$P(\tau) = \frac{E[|h(t, \tau)|^2]}{2}$$

Prikaz PDP parametra je najčešće diskretni sa vremenom kašnjenja i predstavljen je sa  $n$  pojedinih odvojaka diskretne snage  $P_1, \dots, P_n$ . Svaki odvojak može imati neku od raspodjela (Rayleighovu ili Riceovu).



Slika 5.5 Impulsni odziv kanala u vremenskoj domeni

Parametri jednog tipičnog PDP prikaza:

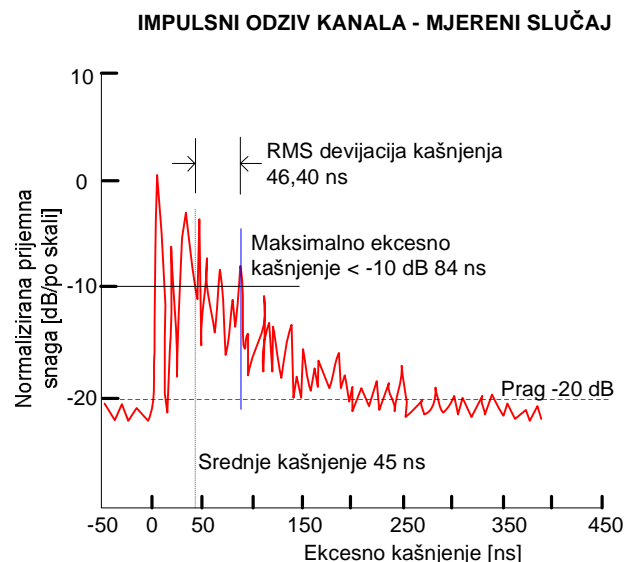
- *Ekcesno kašnjenje* – relativno kašnjenje bilo kojeg odvojka prema prvom odvojku.
- *Totalno ekcesno kašnjenje* – razlika kašnjenja posljednjeg i prvog odvojka ( za ovo vrijeme se proširuje vrijeme trajanja impulsa).
- *Srednje kašnjenje* – kašnjenje koje je pridruženo "centru gravitacije" PDP profila.

$$\tau_0 = \frac{1}{P_T} \sum_{i=1}^n P_i \tau_i \quad P_T = \sum_{i=1}^n P_i$$

- *RMS (srednje kvadratno) rasipanje kašnjenja* – moment drugog reda ili rasipanje odvojaka uzimajući u obzir snage i kašnjenje.

$$\tau_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{P_T} \sum_{i=1}^n P_i \tau_i^2 - \tau_0^2}$$

Općenito se može uzeti da je trajanje  $\tau_{RMS}$  vezano uz pojavu ISI. Ukoliko je ovo vrijeme mnogo manje od trajanja prenošenog simbola utjecaj ISI izobličenja je zanemariv.



Slika 5.6 Izgled realnog, mjerenog, impulsnog odziva kanala

*Primjer 5.1:*

*Potrebno je odrediti sveukupno ekcesno kašnjenje, srednje vrijeme kašnjenja te RMS vrijeme rasipanja za kanal čiji je profil snage i kašnjenja dan s tablicom.*

Tablica 5.1 Primjer 5.1

Relativno kašnjenje ( $\mu\text{s}$ )	Relativna srednja snaga (dB)
0,0	-3,0
0,2	0,0
0,5	-2,0
1,6	-6,0
2,3	-8,0
5,0	-10,0

*Može li se kanal smatrati širokopojasnim za slijed podataka brzine 25 kb/s?*

*Rj:*

*Prvo se relativne snage pretvore u relativne odnose.*

Tablica 5.2 Primjer 5.1

Relativna srednja snaga (dB)	Relativna srednja snaga (W)	Normalizirana snaga na $P_T = 2,64 \text{ W}$
-3,0	0,50	0,189
0,0	1,00	0,379
-2,0	0,63	0,239
-6,0	0,25	0,095
-8,0	0,16	0,061
-10,0	0,10	0,038

Sveukupno ekcesno kašnjenje je očigledno  $5 \mu\text{s}$ .

$$\tau_0 = 0,189 \cdot 0 + 0,379 \cdot 0,2 + 0,239 \cdot 0,5 + 0,095 \cdot 1,6 + 0,061 \cdot 2,3 + 0,038 \cdot 5 =$$

$$= \underline{0,678 \mu\text{s}}$$

$$\tau_{\text{RMS}}^2 = (0,189 \cdot 0^2) + (0,379 \cdot 0,2^2) + (0,239 \cdot 0,5^2) + (0,095 \cdot 1,6^2) + (0,061 \cdot 2,3^2) + (0,038 \cdot 5^2) - 0,678^2 = 1,131 \mu\text{s}^2$$

$$\tau_{\text{RMS}} = 1,064 \mu\text{s}$$

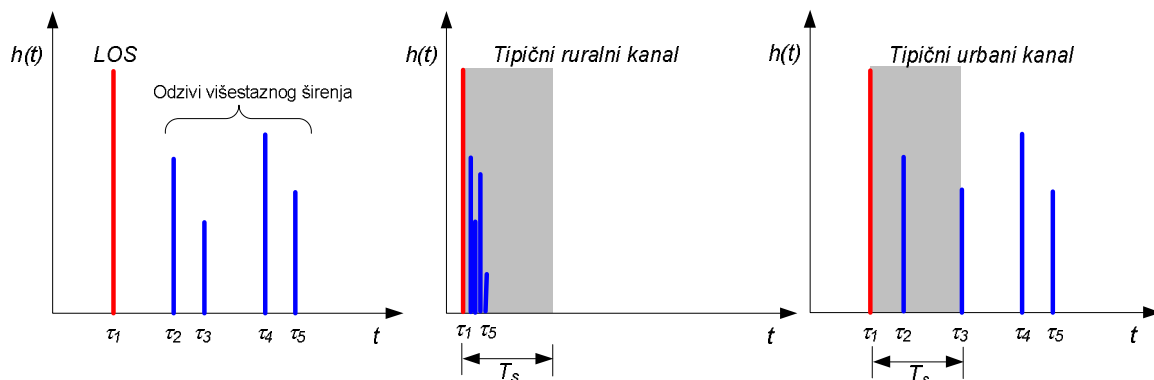
Binarni sustav s navedenom brzinom ima trajanje simbola  $40 \mu\text{s}$  što je daleko veće od  $\tau_{\text{RMS}}$  tako da se ovaj sustav za navedenu brzinu može smatrati uskopojasnim.

Tipične vrijednosti za RMS kašnjenja za pojedine okoline dane su u slijedećoj tablici:

Tablica 5.3 Tipične vrijednosti RMS kašnjenja

OKOLINA	$\tau_{\text{RMS}} (\mu\text{s})$
Unutrašnje ćelije	0,01 - 0,05
Sateliti za mobilne kom.	0,04 - 0,05
Otvoreni prostor	< 0,2
Prigradska makroćelija	< 1
Gradska makroćelija	1 - 3
Brdovito područje	3 -10

Kanali se mogu prikazati u vremenskoj domeni preko impulsnih odziva koji su dobiveni mahom mjerenjem za pojedinu vrstu okoline.



Slika 5.7 Impulsni odzivi za tri vrste okoline, usporedba s trajanjem simbola

## 6. Mikroćelija

### 6.1. Uvod

Pojam mikroćelije vezan je uz manje ćelije u gušće naseljenim područjima gdje se očekuje povećani broj korisnika. Ponavljanje frekvencija ostvaruje se na vrlo malom razmaku a antene baznih stanica smještene su na relativno maloj visini iznad zemlje (3 – 6 m) te montirane najčešće na bočnim zidovima zgrada. Pokrivanje reda veličine nekoliko stotina metara određeno je smještajem prepreka u prostoru. Upravo prostorni smještaj prepreka određuje i oblik mikroćelija koji je najčešće vrlo nepravilan i daleko od kružnog. Osnovni mehanizmi propagacije su donekle slični kao kod makroćelija, no ovdje je prisutna propagacija izravnom vidljivošću (LOS), višestruka refleksija, ogib i raspršenje.

### 6.2. Empirijski model dvojnog nagiba

Za modeliranje propagacijskih mehanizama se u osnovi mogu koristiti empirijski modeli koji se koriste u makroćelijama. Mjerenja pokazuju da se eksponencijalni makroćelijski model ne može u potpunosti primijeniti na mikroćelije. Bolji empirijski model je model dvojnog nagiba. Ovdje se radi o dva područja sa različitim eksponentima koja su razdvojena točkom loma. U tom smislu prigušenje staze može se prikazati kao:

$$\frac{1}{L} = \begin{cases} \frac{k_1}{r^{n_1}} & r \leq r_b \\ \frac{k_1}{\left(\frac{r}{r_b}\right)^{n_2} r_b^{n_1}} & r > r_b \end{cases}$$

Ukoliko se izrazi prikažu u decibelima:

$$L = \begin{cases} 10n_1 \log r + L_1 & r \leq r_b \\ 10n_2 \log \left(\frac{r}{r_b}\right) + 10n_1 \log r_b + L_1 & r > r_b \end{cases}$$

gdje je  $L_1$  referentno prigušenje staze za udaljenost  $r = 1$  m,  $r_b$  je udaljenost za točku loma a  $n_1$  i  $n_2$  su pripadajući eksponenti prigušenja. Da bi se izbjegao oštar prijelaz između ova dva područja, predlaže se modificirani izraz oblika:

$$\frac{1}{L} = \frac{k_1}{r^{n_1} \left[1 + \left(\frac{r}{r_b}\right)\right]^{n_2 - n_1}}$$

Ovaj izraz se može promatrati za dva područja



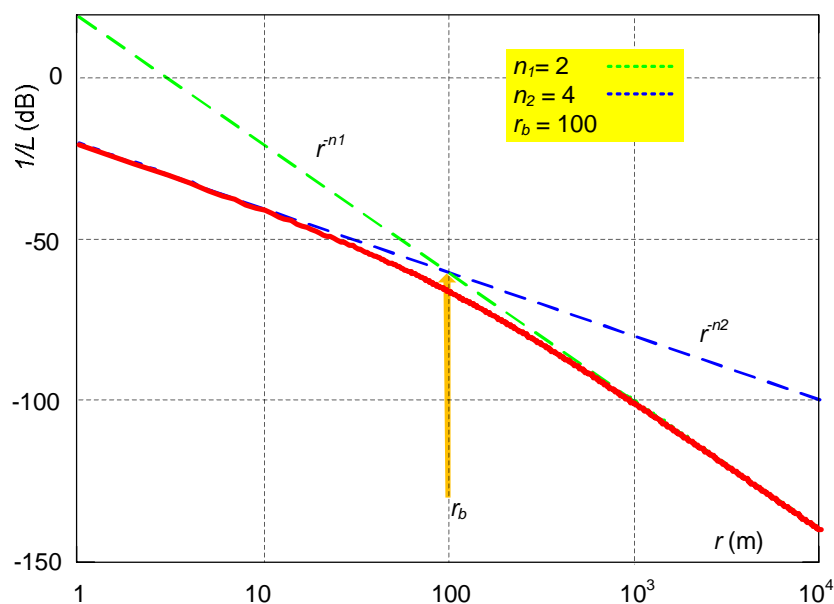
$$\frac{1}{L} \approx k r^{-n_1} \quad r \ll r_b$$

$$\frac{1}{L} \approx k \left( \frac{r}{r_b} \right)^{-n_2} \quad r \gg r_b$$

Eksponent  $n_1$  se uzima za manje udaljenosti dok  $n_2$  vrijedi za veće udaljenosti. Model se može prikazati u decibelima kao

$$L = L_1 + 10n_1 \log r + 10(n_2 - n_1) \log \left( 1 + \frac{r}{r_b} \right)$$

gdje  $L_1$  predstavlja referentno prigušenje za 1 m.



Slika 6.1 Model dvojnog nagiba

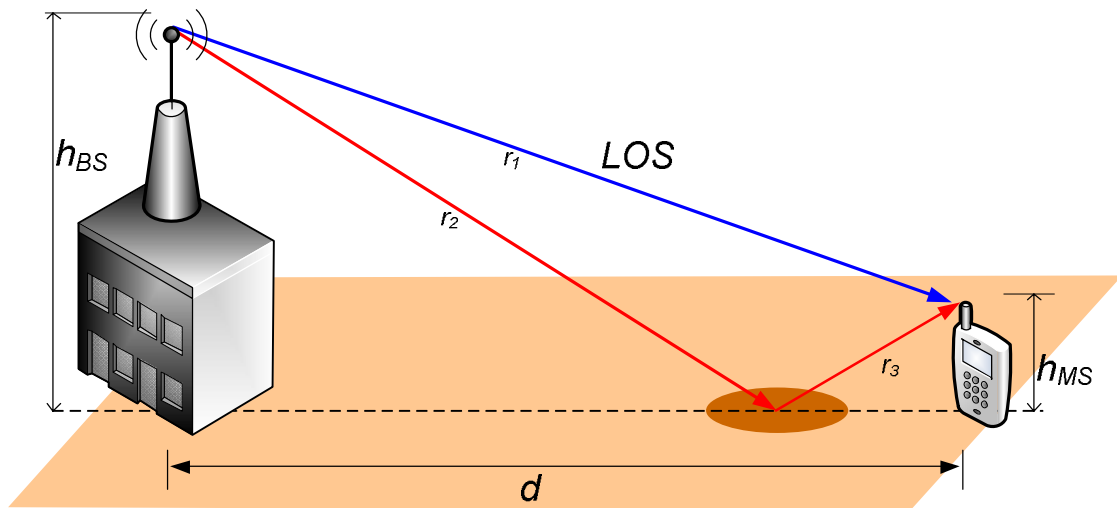
### 6.3. Fizikalni modeli

Fizikalni modeli koji se koriste pri određivanju prigušenja u mikročelijama dijele se u modele za zonu vidljivosti (LOS) sa određenim općim izrazima koji nisu izrazito ovisni o okolini i modele koji se koriste za slučajeve kada ne postoji izravna vidljivost. Za potonji slučaj je potrebna bliža karakterizacija okoline. Mjerenja staza kod kojih ne postoji izravna vidljivost pokazuju veliki stupanj neodređenosti predviđanja prigušenja.

#### 6.3.1. LOS modeli

##### Model dvije zrake

Model dvije zrake je svakako najjednostavniji LOS model kod kojeg postoji najmanje jedna izravna i jedna reflektirana zraka.



Slika 6.2 Model dvije zrake

Sveukupno prigušenje staze ovisit će o udaljenosti ali i o faznim odnosima izravne i reflektirane zrake. Koeficijent refleksije je općenito kompleksna veličina i ima različite vrijednosti za paralelnu (vektor električkog polja je paralelan s ravninom refleksije) i za vertikalnu (vektor električkog polja je vertikalna na ravninu refleksije) polarizaciju. Prigušenje je dano izrazom

$$\frac{1}{L} = \left( \frac{\lambda}{4\pi} \right)^2 \left| \frac{\exp(-jkr_1)}{r_1} + R \frac{\exp(-jkr_2)}{r_2} \right|^2 \quad k = \frac{2\pi}{\lambda}$$

Tlo se može uzeti kao dielektrički materijal s gubicima, pa se definira kompleksna dielektrička konstanta kao

$$\varepsilon' = \varepsilon + \frac{\sigma}{j\omega}$$

gdje je  $\sigma$  vodljivost tla a  $\varepsilon = \varepsilon_0 \varepsilon_r$  gdje je  $\varepsilon_r$  relativna dielektrička konstanta. Uvede li se veličina  $x$  kao

$$x = \frac{\sigma}{\omega \varepsilon_0} \quad \varepsilon_0 = 8,854 \cdot 10^{-12}$$

koeficijenti refleksije za horizontalnu i vertikalnu polarizaciju u ovisnosti o upadnom kutu (kut između smjera upadne zrake i horizontale) dani su izrazima:

$$R_{\perp} = R_h = \frac{\sin \psi - \sqrt{(\varepsilon_r - jx) - \cos^2 \psi}}{\sin \psi + \sqrt{(\varepsilon_r - jx) - \cos^2 \psi}}$$

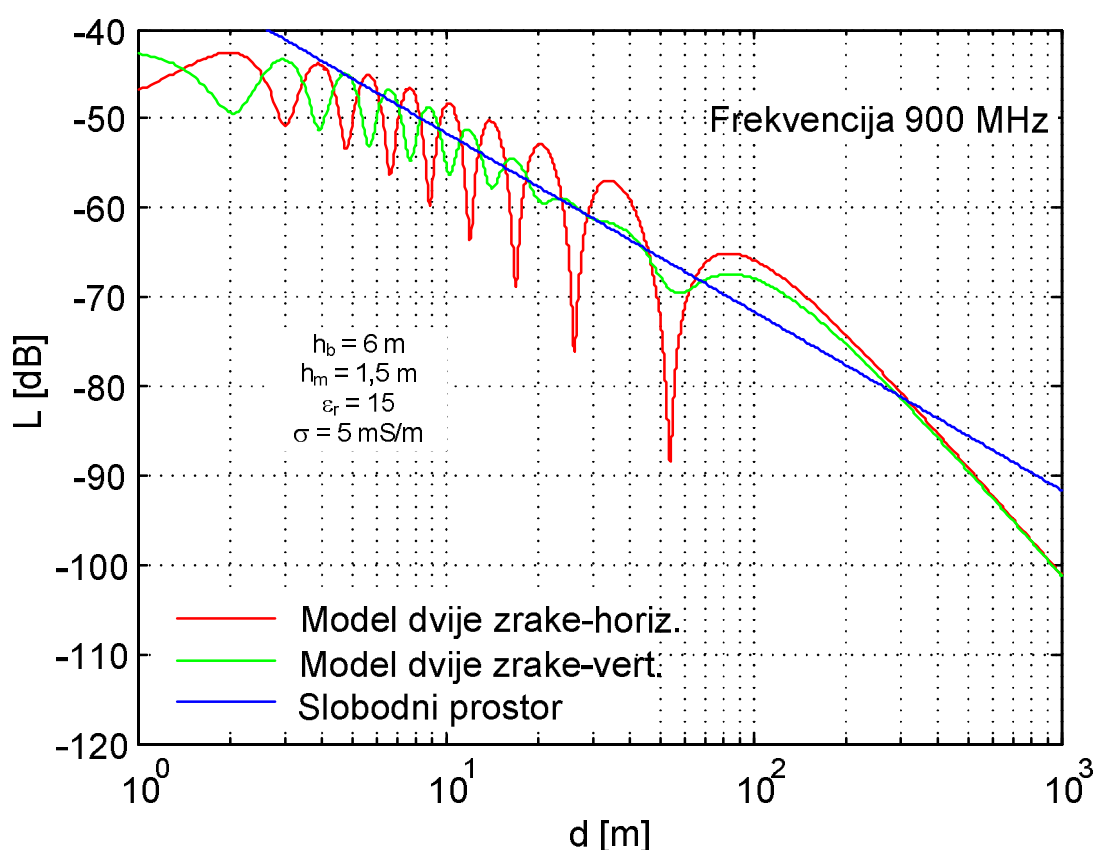
$$R_{\parallel} = R_v = \frac{(\varepsilon_r - jx) \sin \psi - \sqrt{(\varepsilon_r - jx) - \cos^2 \psi}}{(\varepsilon_r - jx) \sin \psi + \sqrt{(\varepsilon_r - jx) - \cos^2 \psi}}$$

gdje je  $\psi$  kut između smjera upadne zrake i podloge.

Tablica 6.1 Vrijednosti vodljivosti i dielektrične konstante za pojedine vrste tala

Tlo	Vodljivost $\sigma$ (S/m)	Rel. dielektrična konstanta
Morska voda	5	80
Slatka voda	0,008	80
Suho, pjeskovito tlo	0,002	10
Močvarno, obraslo tlo	0,008	12
Plodno tlo, brežuljci	0,01	15
Ladanje, niski brežuljci	0,005	13
Stjenovito tlo	0,002	10
Planine (do 1000 m)	0,001	5
Gradovi, rezidencijalni dij.	0,002	5
Gradovi, industrijski dij.	0,0001	3

Primjer prigušenja staze za relativno blisku zonu odašiljača dan je na slijedećem dijagramu:

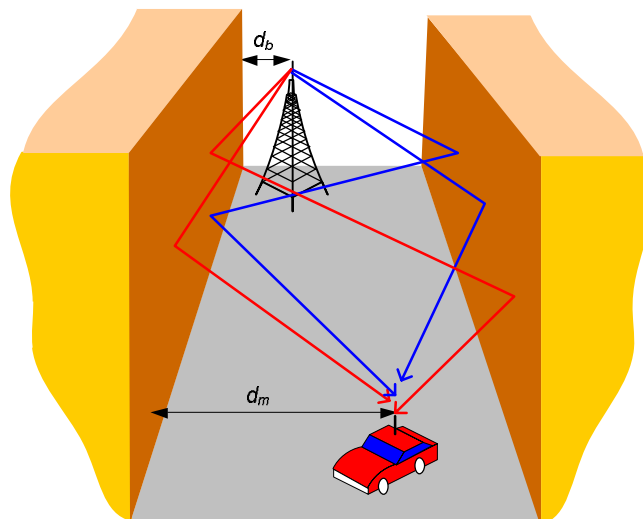


Slika 6.3 Model dvije zrake za slučaj vertikalne i horizontalne polarizacije

### Model uličnog kanjona

Iako u mikročelijama često postoje izravne vidljivosti (LOS) koje su vezane uz prostore trgova unutar gradske jezgre. Zgrade svojim smještajem mogu bitno utjecati na propagaciju elektromagnetskog vala koji se više ne može prikazati preko modela

dvije zrake. Neka su bazna i mobilna stanica smještene u ulici strmih stijenki (gusto smještene zrake), propagacija se može promatrati kao model više zraka od kojih su neke reflektirane od tla, bočnih strana ili pak se šire bez nekih zapreka. To je osnovna slika modela uličnog kanjona.



Slika 6.4 Model uličnog kanjona

Model se može promatrati sa nekoliko zraka (pet do šest), mada se mogu pronaći i više zraka ukoliko se uzmu u obzir višestruke refleksije no njihov utjecaj na sveukupnu prijemnu snagu naglo pada. Prema modelu dvije zrake promjene snage su češće i izrazitije dok su razlike između vertikalne i horizontalne polarizacije zanemarive. Visina antene bazne stanice utječe na eventualnu međusobnu interferenciju između mikroćelija tako da je tu visinu potrebno držati što manjom.

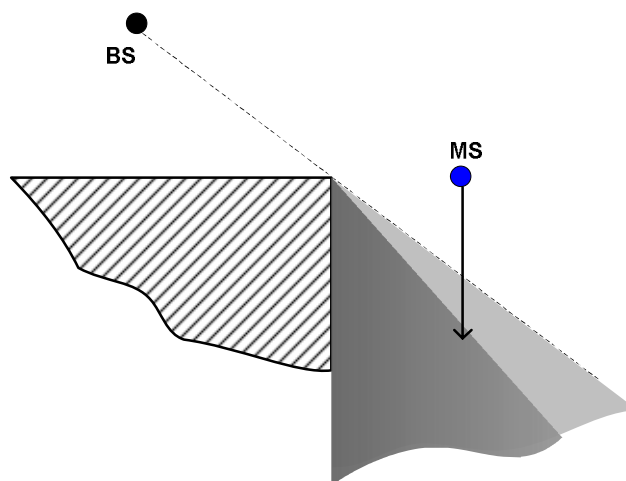
### 6.3.2. Modeli propagacije izvan optičke vidljivosti

Ukoliko u mikroćelijama ne postoji optička vidljivost tada se val može širiti alternativnim mehanizmima kao:

- Ogibom preko krovova zgrada.
- Ogibom oko vertikalnih rubova zgrada.
- Refleksijom ili raspršenjem od zidova i tla.

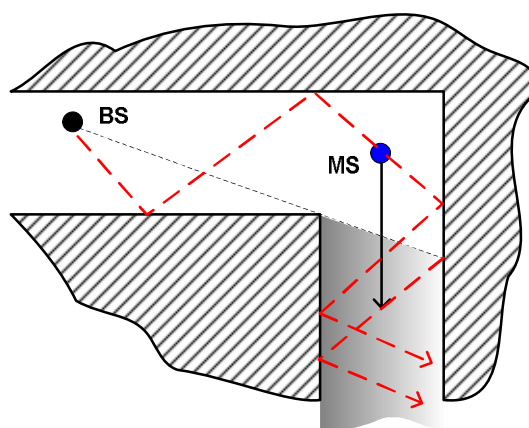
Ti mehanizmi su slični kao i za makroćeliju, no udaljenosti su mnogo manje pa su i gubevi pri ogibu mnogo veći što uzrokuje mnogo veće gubitke ogiba. Ravnoteža između refleksija i ogiba ovisi o specifičnom smještaju zgrada.

Ukoliko postoji izolirani blok zgrada kao na slici tada jedini mehanizam propagacije unutar sjene je ogib bez refleksije tako da snaga signala vrlo brzo pada.



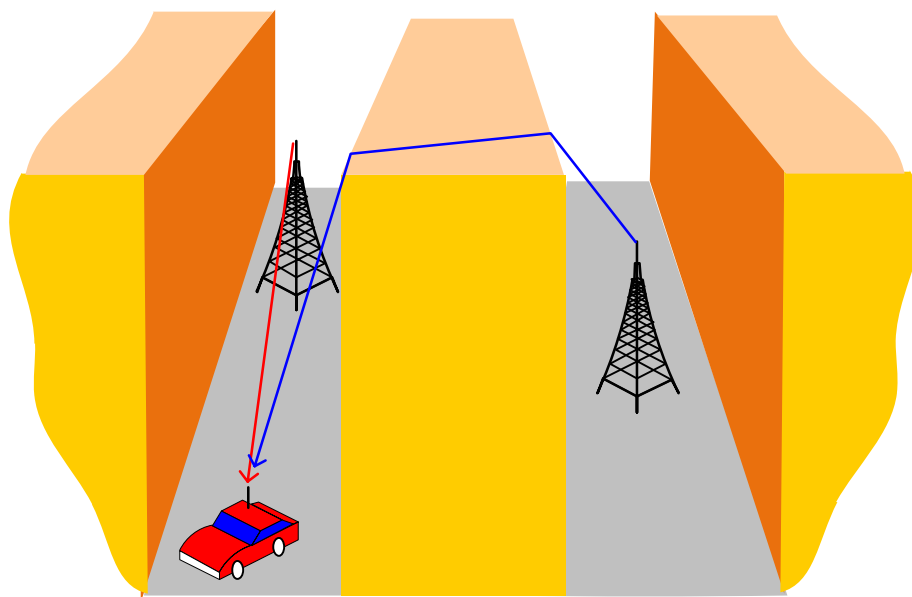
Slika 6.5 Ogib oko vertikalnog ruba bez refleksije

Drugi slučaj je konfiguracija zgrada koja osigurava osim ogiba i refleksiju pa se snaga signala održava dosta dugo obzirom da je refleksija dominantnija prema ogibu.



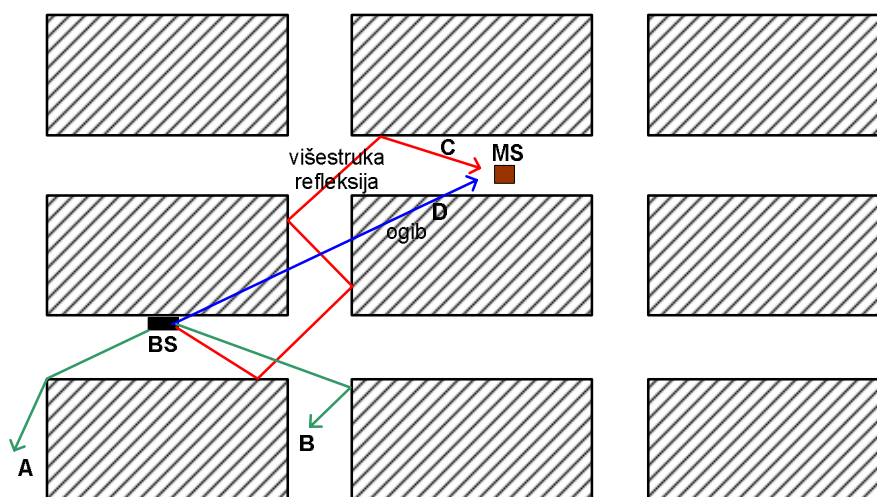
Slika 6.6 Ogib oko vertikalnog ruba sa refleksijom

U slučaju većih udaljenosti između baznih stanica mikroćelija, može doći do interferencije između pojedinih ćelija uslijed ogiba i refleksija koje se javljaju preko krovova zgrada.



Slika 6.7 Slučaj interferencije između dvaju mikročelija

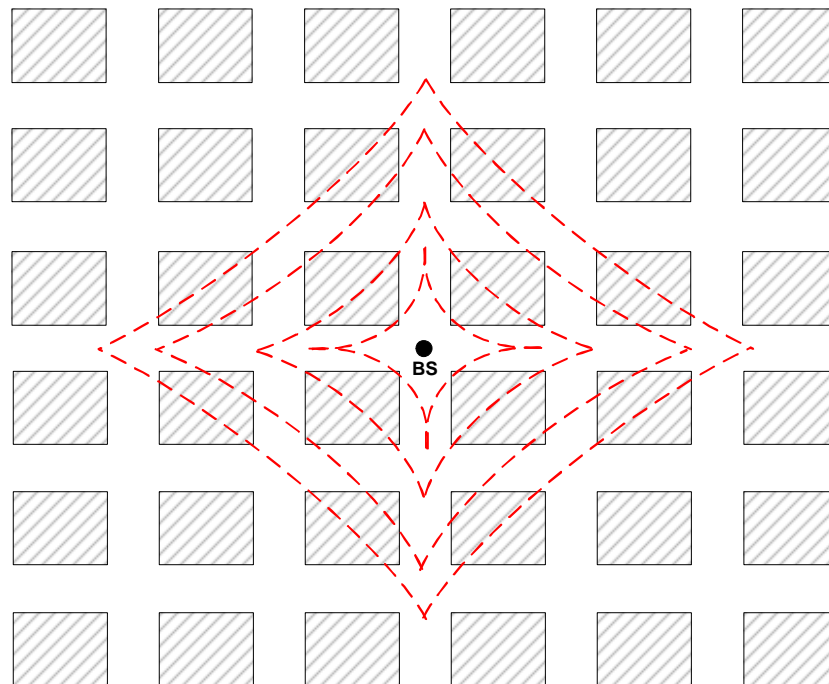
Primjeri propagacija pri regularnim gradskim strukturama gdje su blokovi zgrada postavljeni u pravilnoj geometriji prikazani su tzv. Manhattan modelu. Na takvom modelu se vide mogući mehanizmi širenja gdje dominiraju refleksija i ogib. Najjači signali očekuju se pri jednostrukim refleksijama i srazmjerno kratkim stazama (A,B). Nasuprot tome duge staze nastale višestrukim refleksijama nose na mjesto prijema srazmjerno malo energije (staza C). U usporedbi sa zrakom C, zraka D na istom mjestu prijema a koja je nastala samo ogibom može dominirati po svojoj energiji.



Slika 6.8 Primjeri propagacije u regularnoj gradskoj sredini

Najveći domet se kod takvih gradskih modela ostvaruje u ulicama gdje su smještene bazne stanice. Zađe li se za ulični ugao, signal može pasti i do 20 - 30 dB.

Ukoliko se promotri takav pojednostavljeni model, može se stvoriti geometrijsko mjesto jednakog prigušenja staze (oblik dijamanta).



Slika 6.9 Manhattan model, linije sličnog prigušenja

Ukoliko se povećava visina antene u mikročelijama tada je primjećena promjena oblika geometrijskog mjesta prigušenja koji sve više naginje krugu. Zbog srazmjerno niske montaže antena baznih stanica i njihove blizine preprekama (zgradama) dolazi do značajnog izobličenja dijagrama zračenja prema izvornom dijagramu dobivenog u slobodnom prostoru. Potrebno je nastojati da istokanalne mikročelije budu smještene dijagonalno u odnosu na strukturu razmještaja zgrada da bi se osigurao maksimalni istokanalni razmak.

## 7. Pikoćelije

### 7.1. Uvod

U slučaju da je bazna stanica locirana unutar neke zgrade (zatvorenog prostora) formira se pikoćelija. Pikoćelije su napose česte u zatvorenim prostorima s vrlo velikom koncentracijom potencijalnih korisnika kao što su kolodvori, aerodromi, hoteli (kongresni centri). Širenjem bežičnih LAN mreža na ovakve prostore sugerira širokopojasni karakter ovakvih ćelija. Pikoćelije mogu biti i proširenje makro i mikroćelija iako u pojedinim slučajevima prodor signala iz vanjskih ćelija može predstavljati interferenciju i smetnju. Kao i kod ostalih ćelija, modeli propagacije su isto tako svrstani u dvije osnovne kategorije: empirijski i fizikalni modeli.

### 7.2. Empirijski propagacijski modeli unutrašnjih prostora

Pri empirijskim modelima može se pristupiti na sličan način kao i kod makroćelijskih modela tj. da se modelira neki eksponencijalni izraz a da se parametri tog izraza dobiju iz mjernih rezultata. Ovakav pristup može dovesti do velikih pogrešaka obzirom na izrazitu promjenljivost parametara. To vrijedi i za model dvojnog nagiba korištenog u mikroćelijama.

Mnogo je prihvatljivija metoda da se prigušenje modelira fiksnim eksponentom (npr. 2) a da se razlike dodaju kao dodatna prigušenja koja bi ovisila o osnovnim parametrima kao što su broj katova  $n_f$  ili broj  $n_w$  zidova koji se nađu na smjeru propagacije na udaljenosti  $r$ . Sveukupno prigušenje se dakle može izraziti kao

$$L = L_1 + 20 \log r + n_f a_f + n_w a_w$$

gdje su  $a_f$  i  $a_w$  prigušenje po katu i po zidu (u dB) dok je  $L_1$  prigušenje na referentnoj udaljenosti od 1 m.

Sličan pristup se koristi pri ITU-R modelu jedino što se prigušenje kata računa eksplicitno dok se prigušenje između pojedinih točaka na istom katu računa implicitno promjenom eksponenta u izrazu modela. Osnovna ovisnost o frekvenciji je ista kao i pri slobodnom prostoru

$$L_T = 20 \log f_0 + 10n \log r + L_f(n_f) - 28$$

$L_T$  je sveukupno prigušenje,  $n$  eksponent staze a  $L_f(n_f)$  je gubitak prodiranja kroz kat koji se mijenja sa brojem katova  $n_f$ .

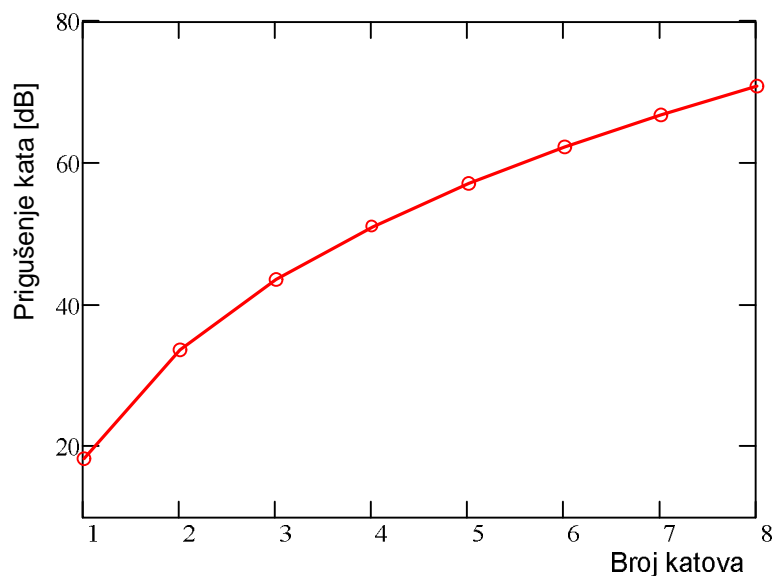
#### 7.2.1. COST 231 model višestrukih zidova

Ovaj model unutrašnjih prostora uključuje linearnu komponentu prigušenja, proporcionalnu broju zidova te složeni član koji ovisi o broju katova te dodaje dodatnu komponentu gušenja koja se mijenja sporije nakon prvog kata u nizu.



$$L_T = L_{FS} + L_C + \sum_{i=1}^W L_{wi} n_{wi} + L_f n_f^{\lceil (n_f+2)/(n_f+1) - b \rceil}$$

gdje je  $L_{FS}$  prigušenje slobodnog prostora za izravnu stazu BS - MS,  $n_{wi}$  broj zidova na putu izravne zrake vrste  $i$ ,  $W$  broj vrste zidova,  $L_{wi}$  gubici prodiranja za zidove tipa  $i$ ,  $n_f$  je broj katova na izravnoj stazi,  $b$  i  $L_C$  su empirijske konstante a  $L_f$  je prigušenje po katu. Neke preporučene vrijednosti za 1800 MHz su  $L_w = 3,4$  dB za lagane (tanke) zidove, 6,9 dB za deblje zidove,  $L_f = 18,3$  dB i  $b = 0,46$ . Prirast prigušenja katova pada s brojem katova.



Slika 7.1 Prigušenje između katova u funkciji broja katova

### 7.2.2. Ericsson model

Ovaj model je prvenstveno predviđen za frekvencijsko područje 900 MHz i uključuje sjenjenje kao slučajnu varijablu jednoliko raspoređenu između granica koje su dane u tablici. EkspONENT staze se mijenja od 2 do 12 ovisno o udaljenosti što daje vrlo strm pad signala. Isti model se može koristiti i za frekvencije od 1800 MHz s dodatkom korekcijskog člana od 8,5 dB.

Tablica 7.1 Ericsson model - segmenti prigušenja

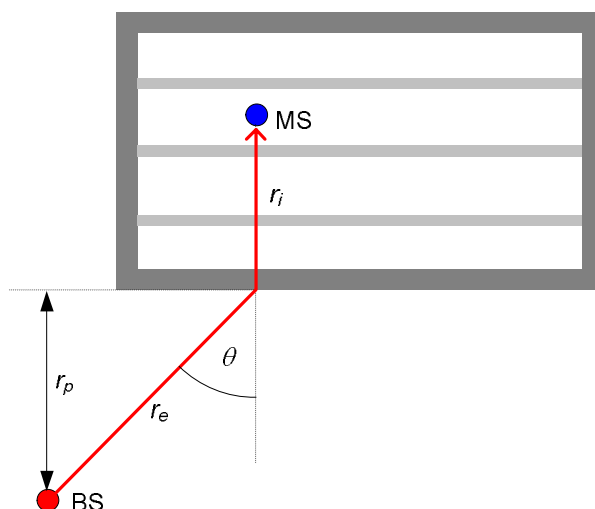
Udaljenost (m)	Donja granica prigušenja (dB)	Gornja granica prigušenja (dB)
$1 < r < 10$	$30 + 20 \log r$	$30 + 40 \log r$
$10 < r < 20$	$20 + 30 \log r$	$40 + 30 \log r$
$20 < r < 40$	$-19 + 60 \log r$	$1 + 60 \log r$
$40 \leq r$	$-115 + 120 \log r$	$-95 + 120 \log r$

### 7.3. Empirijski propagacijski modeli za unutrašnje prostore

Potrebno je poznavati stupanj pokrivenosti unutrašnjih prostora obzirom da većina korisnika često boravi određeni dio vremena unutar zgrada i očekuje mogućnost korištenja usluga mobilnog operatera. Za takav mod rada potrebno je da makro ili mikroćelija ima dovoljan kapacitet za opsluživanje svih korisnika. Ukoliko je potrebno pokriti područja s vrlo velikim brojem korisnika (velike tvrtke i sl.) tada je radi efikasnosti iskorištenja frekvencija potrebno koristiti već postojeće kanale pazeći pri tome da ne dođe do interferencije s vanjskim signalom koji prodire u te zatvorene prostore.

#### 7.3.1. COST 231 LOS model

U slučaju ovog modela pretpostavlja se da postoji izravna vidljivost između vanjske antene i vanjskog zida zgrade. Predlaže se semiempirički model sa parametrima kao  $r_e$  koji predstavlja udaljenost između vanjske antene i određene točke na vanjskom zidu (pošto se radi o malim udaljenostima udaljenost mora biti stvarna – prostorna a ne projekcija na tlu).



Slika 7.2 Prodor vala u unutrašnje prostore

Prigušenje staze se značajno mijenja s promjenom upadnog kuta  $\theta$ . Sveukupno prigušenje je dano sa

$$L_T = L_{FS} + L_e + L_g (1 - \cos \theta)^2 + \max(L_1, L_2)$$

gdje je  $L_{FS}$  prigušenje slobodnog prostora za sveukupnu stazu ( $r_e + r_i$ ),  $L_e$  je prigušenje kroz vanjski zid za okomiti upad,  $L_g$  je dodatno prigušenje za vanjski zid uz upadni kut  $\theta$  od  $90^\circ$ . Veličine  $L_1$  i  $L_2$  dane su kao

$$L_1 = n_w L_i \quad L_2 = \alpha (r_i - 2)(1 - \cos \theta)^2$$

gdje je  $n_w$  broj zidova za unutarnju zraku  $r_i$ ,  $L_i$  je prigušenje po unutrašnjem zidu a  $\alpha$  je specifično prigušenje ( $\text{dB m}^{-1}$ ) što se odnosi na nesmetane unutrašnje staze. Model se može koristiti do 500 m i u frekvencijskom području od 900 – 1800 MHz.

Tablica 7.2 Vrijednosti specifičnog prigušenja pojedinih građevinskih materijala

Parametar	Materijal	Okvirna vrijednost
$L_e$ ili $L_i$ ( $\text{dB m}^{-1}$ )	Drveni zidovi	4
	Beton s nemetaliziranim prozorima	7
	Beton bez prozora	10 - 20
$L_g$ (dB)	Nespecificirano	20
$\alpha$ ( $\text{dB m}^{-1}$ )	Nespecificirano	0,6

### 7.3.2. COST 231 NLOS model

Ovaj model povezuje prigušenje unutar zgrade sa prigušenjem mjerenim izvan zgrade, i to na strani zgrade koja je najbliža promatranom zidu. Referenca je najčešće 2 m iznad tla. Prigušenje je dano izrazom

$$L_T = L_{out} + L_e + L_{ge} + \max(L_1, L_3) - G_{fh}$$

gdje su  $L_3 = \alpha r_i$  a  $r_i$ ,  $L_e$ ,  $\alpha$  i  $L_1$  su definirani u COST 231 LOS modelu. Veličina  $G_{fh}$  je dobitak visine kata i definiran je kao

$$G_{fh} = \begin{cases} nG_n \\ hG_h \end{cases}$$

gdje je  $h$  visina kata u odnosu na neku vanjsku referentnu visinu (m) a  $n$  je broj kata (0, 1, 2, ..). Za sjenjenje se predviđa da je logaritamski normalno sa lokacijskom neodređenosti od 4 – 6 dB. Neki parametri su dani u tablici.

Tablica 7.3 Parametri COST 231 NLOS modela

Parametar	Približna vrijednost
$L_{ge}$ (dB) na 900 MHz	4
$L_{ge}$ (dB) na 1800 MHz	6
$G_n$ (dB) po katu na 900/1800 MHz	1,5 – 2,0 za uobičajene zgrade 4,0 – 7,0 za katove iznad 4 m

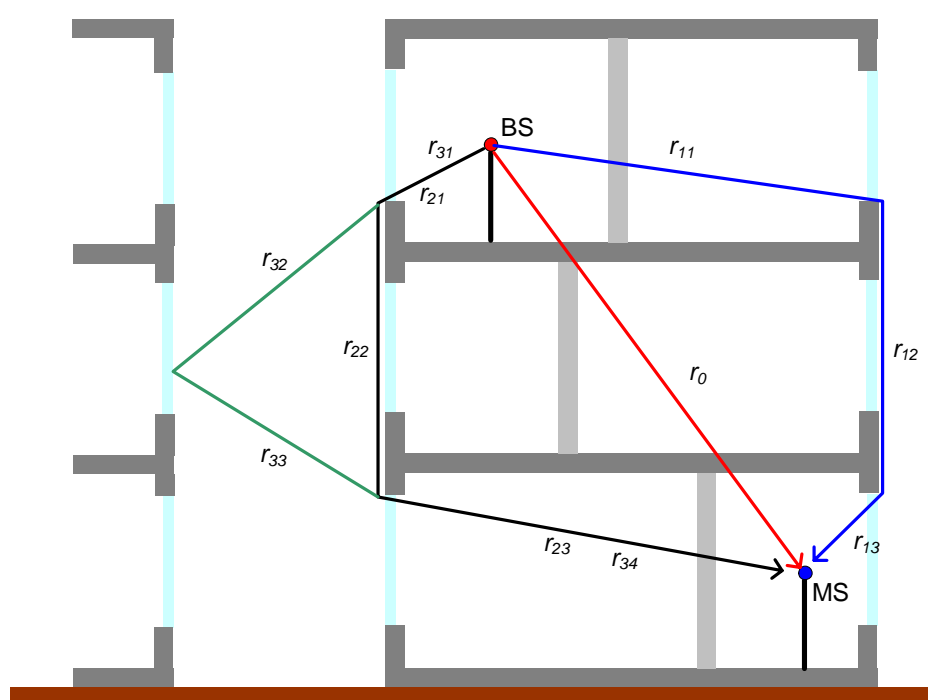
Oba COST modela pretpostavljaju prodor vala kroz samo jedan vanjski zid. Ukoliko se želi ostvariti bolja točnost potrebno je sumirati doprinos svih drugih valova ukoliko oni postoje ili ukoliko njihov utjecaj nije zanemariv.

## 7.4. Fizikalni modeli za unutrašnje prostore

Mehanizmi za proračun prigušenja koji se koriste pri unutrašnjim prostorima slični su mikročelijskim mehanizmima. Ovdje se misli prvenstveno na metodu slijeda zrake (*Ray Tracing*) i GTD tehniku. Sve te tehnike pretpostavljaju poznavanje okoliša i fizikalnih svojstava materijala. Mogu se koristiti i naprednije metode kao npr. FDTD (Finite-Difference Time-Domain) metoda.

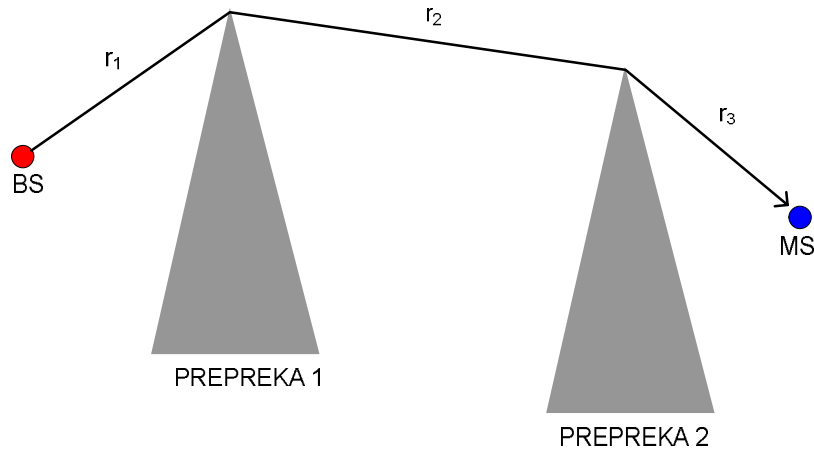
### 7.4.1. Propagacija između katova

Slika prikazuje mogući scenario propagacije vala unutar jedne zgrade uz postojanje barem još jedne u susjedstvu od koje je moguća refleksija.



Slika 7.3 Propagacija unutar zgrade uz vanjsku refleksiju

Zraka s indeksom 0 je izravna staza koja uključuje u sebe prigušenje uslijed katova zgrade. Većina modela pretpostavlja da ova staza najviše doprinosi energiji na prijemnoj strani. Zrake 1 i 2 uključuju ogib prema vanjskoj strani zgrade (uključuju prodor kroz prozore) te povratni ogib na mjestu prijema. Isključe li se prozori ove staze nemaju neku izravnu prepreku. Zraka 3 se također ogiba prema vanjskoj strani zgrade no pod manjim kutevima nego ostale zrake tako da se povrat zrake ostvaruje preko refleksije od susjedne zgrade.



Slika 7.4 Slučaj ogiba za dvostruku prepreku (dvostruka oštrica noža)

Da bi se analizirao doprinos zrake 2 i 3, geometrija presjeka zgrade gdje zraka izlazi i ulazi aproksimira se sa dvostrukom oštricom. Propagacija se dalje analizira preko geometrijske teorije ogiba. Upadno polje na prvoj prepreci može se izraziti kao

$$E_1 = \sqrt{Z_0 \frac{P_{TX}}{4\pi r_1^2}} = \frac{1}{2r_1} \sqrt{Z_0 \frac{P_{TX}}{\pi}}$$

gdje je  $P_{TX}$  efektivna izračena snaga izvora. Ogib na prepreci 1 daje upadno polje na prepreci 2 koje se može odrediti približno koristeći se GTD mehanizmom kao

$$E_2 = E_1 D_1 \sqrt{\frac{r_1}{r_2(r_1 + r_2 + r_3)}}$$

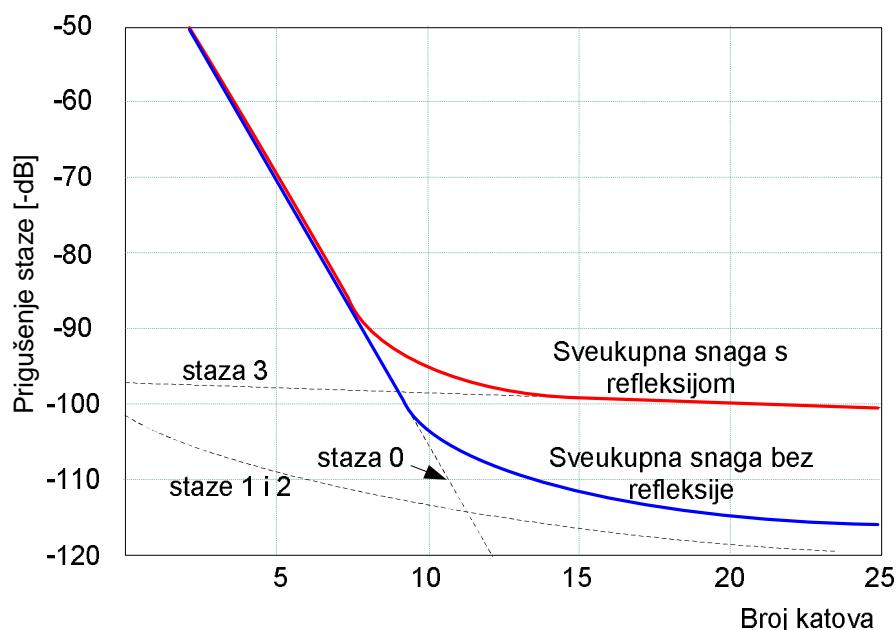
Faktor pod korijenom je raspršni faktor za sferni val koji upada na ravnu prepreku a  $D_1$  je difrakcijski koeficijent. Polje na mjestu prijema se dobije na sličan način

$$E_3 = E_2 D_2 \sqrt{\frac{r_1 + r_2}{r_3(r_1 + r_2 + r_3)}}$$

Snaga raspoloživa na izotropnoj prijemnoj anteni bila bi

$$P_{RX} = P_{TX} \left( \frac{\lambda}{4\pi} \right)^2 D_1^2 D_2^2 \frac{r_1 + r_2}{r_1 r_2 r_3 (r_1 + r_2 + r_3)^2}$$

Ovaj postupak se može primijeniti i na ostale zrake osim što se kod zrake 3 izraz () množi s koeficijentom refleksije obližnje zgrade. Utjecaj pojedinih parametara je vidljiv na slijedećem dijagramu.



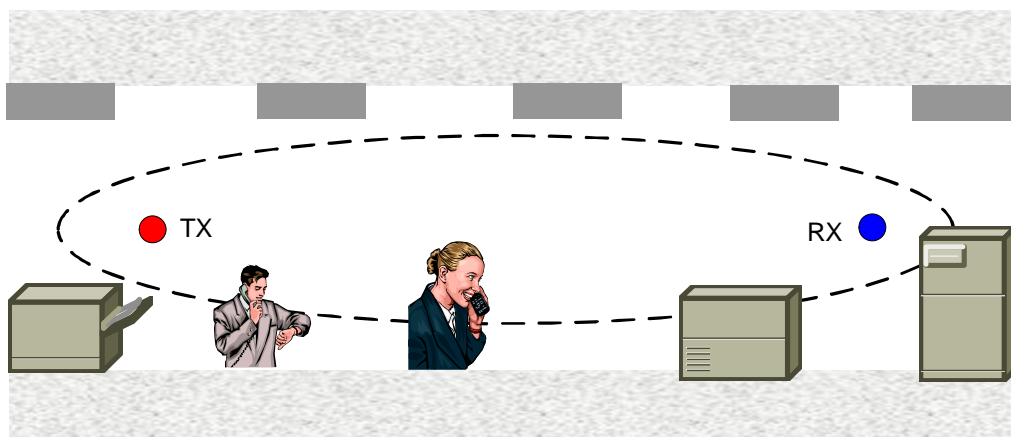
Slika 7.5 Prigušenje unutar zgrade kao funkcija katova (sa i bez vanjske refleksije)

Propagacijsko prigušenje za zgradu široku 30 m, visina katova 4 m, susjedna zgrada je udaljena 30 m a frekvencija je 900 MHz

Za male udaljenosti odašiljača i prijemnika signal naglo pada kako se akumulira prigušenje na osnovnoj zruci (porastom broja katova). Pri većem broju katova upliv ogiba je primjetan s time da pad njegova utjecaja nije tako izrazit. Značajno povećanje razine signala se dobije ukoliko je prisutna refleksija od vanjske zgrade.

#### 7.4.2. Propagacija na jednom katu

Ukoliko su odašiljač i prijemnik smješteni na istom katu, prevladava LOS propagacija. Potrebno je primijetiti da antene koje su smještene na stropu ili tlu imaju u velikom broju slučajeva prepreke u Fresnelovoj zoni što povećava prigušenje propagacije. Efektivni eksponent u modelu prigušenja naglo raste a koristan signal naglo pada s udaljenošću. Sve ovisi o geometriji prepreka a optimalno je smjestiti antene negdje u sredini između stropa i poda (sredina između prepreka). Da bi predviđanja prigušenja bila što točnija potrebno je što bolje opisati pojedine prepreke svojim fizikalnim svojstvima među kojima je osobito značajna kompleksna dielektrična konstanta pojedinih materijala.



Slika 7.6 Fresnelova zona na jednom katu

Tablica 7.4 Dielektrične konstante nekih građevinskih materijala

Materijal	1 GHz	57,5 GHz	78,5 GHz	95,9 GHz
Beton	7,0 - j 0,85	6,50 - j 0,43	-	6,20 - j 0,43
Plinobeton	2,0 - j 0,50	-	-	-
Sintetičke stropne ploče	-	3,91 - j 0,33	3,64 - j 0,37	3,16 - j 0,39
Plastične ploče	-	2,25 - j 0,03	2,37 - j 0,10	2,25 - j 0,06
Stropne ploče od staklene vune	1,20 - j 0,01	1,59 - j 0,01	1,56 - j 0,02	1,56 - j 0,04
Staklo	7,00 - j 0,10	6,81 - j 0,17	-	-
Fiberglas	1,20 - j 0,10	-	-	-

### 7.5. Višestazni efekti

Pri makroćelijskim propagacijskim fenomenima pretpostavlja se da dolazne zrake dolaze s jednakom vjerojatnošću iz svih horizontalnih kuteva. Nasuprot tome prilikom propagacije vala kroz katove u unutrašnjim prostorima postoji jednaka vjerojatnost pristizanja zrake iz svih kuteva (ne samo horizontalnih). Rezultirajući Dopplerov spektar je stoga srazmjerno jednolik pa se može izraziti u obliku

$$S(f) = \begin{cases} 1/2 f_m & |f| \leq f_m \\ 0 & f > f_m \end{cases}$$

gdje je  $f_m$  maksimalna Dopplerova frekvencija.

Što se tiče vremenskih parametara kanala RMS rasipanje vremena kašnjenja su mnogo manja nego što su u makro - i mikroćelijama. Promjenljivost (rasipanje) oko srednje vrijednosti je osjetno veće. Da bi se dobio bolji uvid u veličine one su dane za jedan i drugi slučaj u tablici.

Tablica 7.5 Vrijednosti parametara širokopojasnog kanala za unutrašnje prostore

Srednji kanal $\tau_{\text{RMS}} = 35 \text{ ns}$		Loš kanal $\tau_{\text{RMS}} = 100 \text{ ns}$	
Relativno kašnjenje $\tau$ [ns]	Relativna srednja snaga [dB]	Relativno kašnjenje $\tau$ [ns]	Relativna srednja snaga [dB]
0	0	0	0
50	-3	100	-3,6
110	-10	200	-7,2
170	-18	300	-10,8
290	-26	500	-18,0
310	-32	700	-25,2

Tablica 7.6 Vrijednosti parametara širokopojasnog kanala za vanjsko - unutrašnje prostore

Srednji kanal $\tau_{\text{RMS}} = 45 \text{ ns}$		Loš kanal $\tau_{\text{RMS}} = 750 \text{ ns}$	
Relativno kašnjenje $\tau$ [ns]	Relativna srednja snaga [dB]	Relativno kašnjenje $\tau$ [ns]	Relativna srednja snaga [dB]
0	0	0	0
110	-9,7	200	-0,9
190	-19,2	800	-4,9
410	-22,8	1200	-8,0
-	-	2300	-7,8
-	-	3700	-23,9

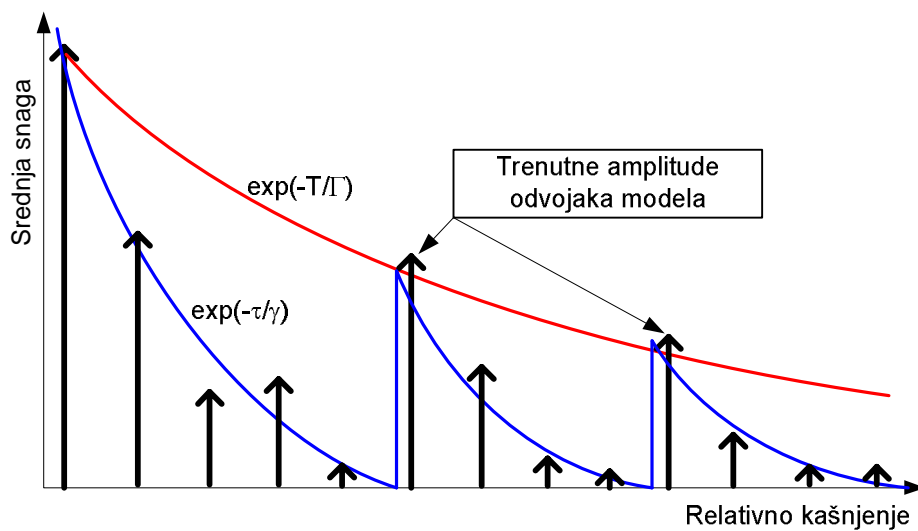
Tablica 7.7 RMS rasipanje kašnjenja u [ns] za vanjsko - unutrašnje okoline

Okolina	Slučaj A	Slučaj B	Slučaj C
Unutrašnji - rezidencijalni	20	70	150
Unutrašnji - poslovni	35	100	460
Unutrašnji - komercijalni	55	150	500

Slučaj A predstavljaju niske ali česte vrijednosti, slučaj B su prosječne vrijednosti dok se slučajevi vrlo rijetko pojavljuju.

Prilikom vremenskog odziva kanala može se uočiti da se on ravna najčešće po dvostrukoj eksponencijalnoj krivulji, gdje se maksimalne vrijednosti za pojedine eksponencijalne krivulje mogu dosta točno odrediti preko metode slijeda zrake. Ukoliko postoji raspršenje koje rezultira relativno slabim signalom, tada predviđanje ovom metodom i nije previše točno. Broj višestaznih komponenti slijedi Gaussovu raspodjelu sa srednjom vrijednošću koja raste sa razmakom antena.





Slika 7.7 Izgled impulsnog odziva kanala u vremenskoj domeni

## 8. Megaćelije

### 8.1. Uvod

Da bi se postiglo globalno pokrivanje mobilnim sustavima koriste se sateliti u niskim i srednjim orbitama koji sa svojim područjem pokrivanja antenskog snopa čine megaćelije. Ovakav "otisak" antenskog snopa čini grozdove ćelija koji se gibaju površinom vrlo velikom brzinom (ovisno o visini orbite). Signal se prima na mobilnom prijemniku pod relativno velikim dolazećim kutom tako da prepreke moraju biti u neposrednoj blizini prijemnika da bi utjecale na sam prijem. Atmosferski efekti utječu na samu propagaciju te višestazno širenje s brzim fadingom te sjenjenje preprekama. Predviđenje prigušenja je iz tih razloga izrazito stohastičko obzirom da se radi o pokrivanju velike površine pa je i lokacijska nesigurnost vrlo velika.

- Niskoorbitalni mobilni satelitski sustavi (LEO - Low Earth Orbit) sa prosječnim visinama od 500 do 2000 km i sa relativno velikim brojem satelita potrebnih za cjelovito pokrivanje.
- Srednjeorbitalni mobilni satelitski sustavi (MEO - Medium Earth Orbit) uključuju satelite u orbitama između 5000 - 12000 km sa nekoliko sporije gibajućih satelita.
- Geostacionarni sateliti (GEO - Geostationary Orbit) sa orbitom oko 36 000 km prividno miruju nad površinom Zemlje i potrebno je svega tri satelita za cjelovito pokrivanje najvećeg dijela površine. Prigušenja staze u ovom slučaju su vrlo velika (186 dB u zenitu za 1,5 GHz) no izostaju problemi s praćenjem i prekapčanjem. Ovi satelitski sustavi se stoga koriste za fiksne veze.

Svi sustavi osim GEO imaju vremenski promjenljivo prigušenje staze. U slučaju LEO sustava vidljivost po satelitu može biti svega nekoliko minuta tako da je promjena prigušenja izrazito brza. Velika relativna brzina u odnosu na neku fiksnu točku na tlu stvara izraziti Dopplerov pomak koji mijenja svoj predznak prolaskom satelita kroz zenit. Kao primjer LEO satelit na visini od 778 km, s frekvencijom od 1,625 GHz trpi maksimalni Dopplerov pomak od  $\pm 37$  kHz. Ovaj pomak se može kompenzirati ili na strani odašiljača ili na strani prijemnika.

Osnovne prepreke koje se mogu javiti u blizini mobilnog prijemnika su:

- Stabla
- Zgrade
- Reljef

Ove prepreke utječu na propagaciju preko slijedećih mehanizama:

- Refleksija
- Raspršenje
- Ogib
- Višestazno širenje

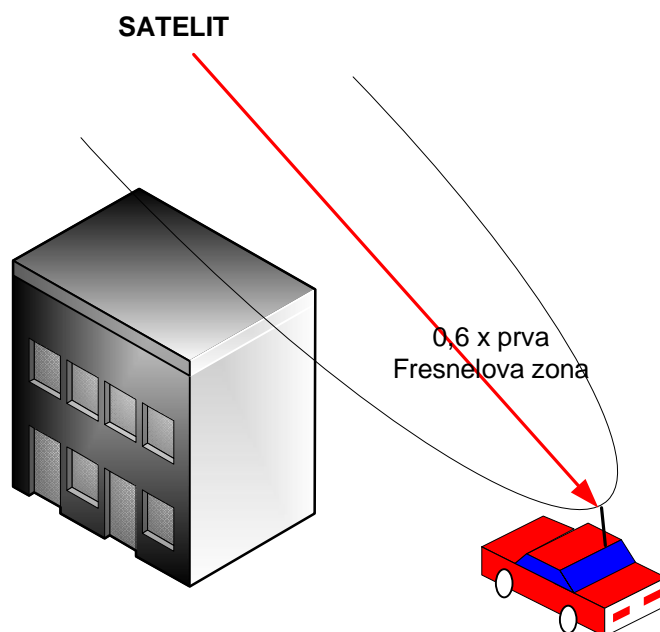
## 8.2. Sjenjenje i brzi feding

### 8.2.1. Uvod

U satelitskim mobilnim sustavima su elevacijski kutevi mobilna stanica - satelit daleko veći nego u zemaljskim vezama (minimalna vrijednost  $8^\circ$  -  $25^\circ$ ). Sjenjenje stoga nastupa mahom od prepreka koje su u neposrednoj blizini mobilne stanice. Ukoliko se radi o gradskom području, samo najbliža zgrada u stvarnosti doprinosi narušavanju vidljivosti staze. Kretanjem unutar skupa prepreka prigušenje (sjenjenje) se može mijenjati vrlo brzo i poprimati vrlo velike vrijednosti. Posljedica je čest i nagli prelaz vidljivosti staze iz LOS u NLOS stanje. Obzirom na brzinu promjene, sjenjenje i brzi feding se u slučaju satelitskih mobilnih komunikacija mogu promatrati kao fenomenološki jedna cjelina. Parametri fedinga kao Rice-ov  $K$  faktor su vremenski promjenljive veličine kao i lokalno polje.

### 8.2.2. Lokalno sjenjenje

Materijali od kojih su građene zgrade se na satelitskim mobilnim frekvencijama mogu uzeti kao potpuni apsorberi, tj. mogu se promatrati kao modeli oštrice noža s fenomenima ogiba. Može se uzeti da blokiraju signal ukoliko je  $0,6 \times$  prve Fresnelove zone blokirano.



Slika 8.1 Fresnelova zona za satelitski kanal

Inače sjenjenje može biti prisutno u manjoj mjeri pri višim frekvencijama obzirom da je elipsa nešto uža. Ustanovi li se ovakav vid opstrukcije staze, prigušenje se može odrediti preko izraza za ogib po modelu oštrice noža. Stabla mogu biti također prepreke no njih se ne može uzeti da su potpuni apsorberi već val djelomice prolazi kroz krošnju ili oko nje.

## 9. Kapacitet ćelijskog sustava

Kapacitet kanala za radio okruženje definira se kao maksimalni broj kanala ili korisnika koji mogu koristiti određeno frekvencijsko područje. To predstavlja mjeru spektralne učinkovitosti radio sustava i vezana je uz  $C/I$  te uz širinu kanala  $B_c$ . U ćelijskom sustavu interferencija dolazi od pretplatnika (korisnika) u susjednim ćelijama (ili od pretplatnika u vlastitoj ćeliji - 3G). To je reverzna interferencija za razliku od interferencije koja dolazi od istokanalnih baznih stanica do mobilne stanice - interferencija silazne staze. Ako je  $R$  polumjer ćelije a  $D$  istokanalni razmak, onda je minimalni odnos  $D/R$  za prihvatljivu interferenciju

$$q = \frac{D}{R}$$

$M$  najbližih interferencijskih ćelija nalazi se u prvom krugu, te je cjelokupni odnos nosioca prema interferenciji dan sa

$$\frac{C}{I} = \frac{D_k^{-n_k}}{\sum_{s=1}^M D_s^{-n_s}}$$

gdje su:

$D_k$  udaljenost MS do korisnog BS-a

$n_k$  eksponent prigušenja staze korisnog signala

$D_s$  udaljenost MS-a do smetajuće ćelije (BS ili MS-a)

$n_s$  eksponent prigušenja staze smetajućeg signala

Ukoliko se radi o prvom krugu smetajućih ćelija tada su to 6 najbližih smetajućih izvora za koje se pojednostavljeno može uzeti da su na istoj udaljenosti te da imaju isti eksponent prigušenja staze, pa vrijedi izraz

$$\frac{C}{I} = \frac{D_k^{-n}}{6D^{-n}}$$

Pretpostavi li se da je maksimalna interferencija prisutna na rubu ćelije uz  $D_k = R$ , te ukoliko je zahtijevani odnos  $C/I$  svakog korisnika veći od nekog minimalnog odnosa  $(C/I)_{\min}$  za prihvatljivu kvalitetu, vrijedi

$$\frac{1}{6} \left( \frac{R}{D} \right)^{-n} \geq \left( \frac{C}{I} \right)_{\min} \rightarrow q = \left[ 6 \left( \frac{C}{I} \right)_{\min} \right]^{\frac{1}{n}}$$

Kapacitet sustava se može odrediti iz izraza

$$m = \frac{B_t}{B_c N} \left[ \frac{\text{kanala}}{\text{ćeliji}} \right]$$

gdje su

$B_t$  sveukupni spektar pridjeljen sustavu

$B_c$  širina jednog kanala

$N$  broj ćelija u grozdu

Nadalje vrijedi izraz

$$q = \sqrt{3N}$$

$$m = \frac{B_t}{B_c \frac{q^2}{3}} = \frac{B_t}{B_c \left[ \frac{6}{3^{\frac{n}{2}}} \left( \frac{C}{I} \right)_{\min} \right]^{\frac{2}{n}}}$$

Uzme li se tipična vrijednost za eksponent prigušenja  $n = 4$ , dobije se izraz za  $m$

$$m = \frac{B_t}{B_c \sqrt{\frac{2}{3} \left( \frac{C}{I} \right)_{\min}}}$$

*Primjer 9.1:*

*Za GSM sustav bi vrijedile tipične vrijednosti*

$$\left( \frac{C}{I} \right)_{\min} = 11 \text{ dB} \Rightarrow 12,6$$

$$B_t = 10 \text{ MHz} \quad B_c = 0,2 \text{ MHz}$$

$$m = \frac{10}{0,2 \sqrt{\frac{2}{3} 12,6}} = 17,25 \frac{\text{kanala}}{\text{ćelija}}$$

Za prosječne digitalne sustave je  $(C/I)_{\min}$  je niži nego kod analognih (tipično oko 12 dB) dok je kod analognih sustava ta vrijedost tipično oko 18 dB (uskopojasni sustavi). Svaki sustav ima drugačiji  $(C/I)_{\min}$  te se za usporedbu različitih sustava mora koristiti ekvivalentni  $C/I$ . Ukoliko se  $B_t$  i  $m$  drži konstantnim u jednadžbi ( ) tada vrijedi izraz

$$\left( \frac{C}{I} \right)_{eq} = \left( \frac{C}{I} \right)_{\min} \left( \frac{B_c}{B_c'} \right)^2$$

gdje je

$B_c$  širina osnovnog sustava

$(C/I)_{\min}$  minimalna vrijednost  $C/I$  za isti sustav

$B_c'$  širina pojasa drugog sustava

$(C/I)_{eq}$  je minimalni  $C/I$  za drugi sustava prema  $(C/I)_{\min}$

Primjer 9.2:

Usporediti dane sustave:

Tablica 9.1 Primjer 9.2

Sustav	$B_c$ [kHz]	$(C/I)_{\min}$ [dB]
A	30	18
B	25	14
C	12,5	12
D	6,25	9

Svaki sustav se može promatrati normiranog na širinu pojasa od 6,25 kHz.

$$A \quad B_c = 6,25 \text{ kHz} \quad \left(\frac{C}{I}\right)_{eq} = 18 + 20 \log \left(\frac{6,25}{30}\right) = 4,375 \text{ dB}$$

$$B \quad B_c = 6,25 \text{ kHz} \quad \left(\frac{C}{I}\right)_{eq} = 14 + 20 \log \left(\frac{6,25}{25}\right) = 1,960 \text{ dB}$$

$$C \quad B_c = 6,25 \text{ kHz} \quad \left(\frac{C}{I}\right)_{eq} = 12 + 20 \log \left(\frac{6,25}{12,5}\right) = 6,000 \text{ dB}$$

$$D \quad B_c = 6,25 \text{ kHz} \quad \left(\frac{C}{I}\right)_{eq} = 9 + 20 \log \left(\frac{6,25}{6,25}\right) = 9,000 \text{ dB}$$

Sustav B nudi najbolji mogući kapacitet obzirom da je  $(C/I)_{eq}$  najmanji.

Izraz  $m$  je maksimalan za  $B_c$  i  $(C/I)_{\min}$  minimalno, mada prethodni izraz pokazuje da su  $(C/I)_{\min}$  i  $B_c$  obrnuto proporcionalni.

$$\frac{C}{I} = \frac{E_b R_b}{I} = \frac{E_c R_c}{I}$$

$E_b$ ,  $E_c$  energija po bitu ili po kodu

$R_b$ ,  $R_c$  brzina protoka bita (koda)

$$\frac{\left(\frac{C}{I}\right)}{\left(\frac{C}{I}\right)_{eq}} = \frac{\frac{E_c R_c}{I}}{\frac{E'_c R'_c}{I}} = \left(\frac{B'_c}{B_c}\right)^2$$

Odnos  $R_c$  i  $B_c$  je uvijek linearan, te ukoliko je  $I$  jednak za oba sustava, može se pisati

$$\frac{E_c}{E'_c} = \frac{R'_c}{R_c} \left(\frac{B'_c}{B_c}\right)^2 = \left(\frac{B'_c}{B_c}\right)^3$$

Kapacitet za FDMA sustav gdje je  $M$  broj kanala, bio bi

$$m = \frac{B_t}{\frac{B_t}{M} \sqrt{3 \left( \frac{C}{I} \right)}}.$$

### 9.1. Kapacitet CDMA sustava

CDMA sustav je za razliku od ostalih izrazito ograničen interferencijski (korisničke i susjedne ćelije). Kvaliteta ovisi o broju korisnika a obzirom da postoji vlastita interferencija, kvaliteta je veća što manji broj korisnika trenutno komunicira. Ukoliko se promatra samo jedna ćelija uz  $N$  korisnika, odnos signal šum bi bio definiran kao

$$SNR = \frac{S}{\underbrace{(N-1)S}_{\text{šum ostalih korisnika}}}$$

Uzme li se u obzir i pozadinski bijeli šum, izraz postaje

$$SNR = \frac{S}{(N-1)S + \eta}$$

gdje je  $\eta$  gustoća snage pozadinskog bijelog šuma. Omjer signal šum se može izraziti i kao

$$SNR = \frac{E_b R_b}{N_0 W}$$

$W$  - sveukupni pojas

$R_b$  - brzina protoka bita

Odnos energije bita prema gustoći snage šuma se dobije kao

$$SNR = \frac{E_b R_b}{N_0 W} \quad \frac{E_b}{N_0} = \frac{W}{R_b} \frac{1}{(N-1) + \eta / S}$$

$$N = 1 + \frac{W / R_b}{E_b / N_0} - \frac{\eta}{S}$$

gdje je  $W/R_b = G_p$  ili procesni dobitak. Ovaj broj korisnika nije veći od konvencionalnih digitalnih sustava tako da se za povećanje tog broja mora iskoristiti prostorna (antenska) sektorizacija te faktor aktivnosti govora.

### 9.1.1. Sektorizacija ćelije

Ukoliko se iskoristi standardna sektorizacija  $3 \times 120^\circ$  isti broj korisnika je sada uslužen na trećini prostora obzirom da je interferencija svega trećina sveukupne. Statistički gledano govor u komunikaciji je prisutan samo neko vrijeme pa se zato uvodi faktor aktivnosti govora  $\alpha$ . Promatra li se samo jedan sektor, odnos energije bita prema šumu u sektoru bio bi

$$\frac{E_b}{N'_0} = \frac{W / R_b}{(N_s - 1)\alpha + (\eta / S)}$$

gdje  $N_s$  broj korisnika po sektoru. Za mnogo korisnika je pozadinski šum zanemariv, pa je broj korisnika po sektoru

$$N_s = 1 + \frac{1}{\alpha} \left[ \frac{W / R_b}{E_b / N'_0} \right]$$

Za slučaj da je  $\alpha = 3/8$  i sektorizacija 3, broj korisnika se povećava osam puta.

### 9.1.2. Faktor opterećenja za uzlaznu vezu (*Load Faktor*)

Teoretska spektralna efikasnost za WCDMA se dobije preko uzlaznog faktora opterećenja koji je zbroj faktora opterećenja  $L$  za sve uzlazne veze svih  $N$  korisnika.

$$\eta_{uz} = \sum_{j=1}^N L_j$$

$$\left( \frac{E_b}{N_0} \right)_j = \text{Procesni dobitak } j \frac{\text{Signal korisnika } j}{\text{Interferencija ostalih korisnika}}$$

$$\left( \frac{E_b}{N_0} \right)_j = \frac{R_c}{\nu_j R_j} \frac{P_j}{I - P_j}$$

$R_c$  - brzina podimpulsa

$P_j$  - primljena snaga od korisnika  $j$

$\nu_j$  - faktor aktivnosti korisnika  $j$

$R_j$  - brzina bita za korisnika  $j$

$I$  - sveukupna primljena interferencija u BS

$$P_j = \frac{1}{1 + \frac{W}{(E_b / N_0)_j R_j \nu_j}} I$$



Pošto je

$$P_j = L_j I$$

$$L_j = \frac{1}{1 + \frac{W}{(E_b / N_0)_j R_j v_j}}$$

Mora se u općem slučaju, uzeti interferencija od ostalih ćelija

$$i = \frac{\text{interferencija ostalih ćelija}}{\text{interferencija vlastite ćelije}}$$

$$\eta_{uz} = (1 + i) \sum_{j=1}^N L_j$$

Porast šuma je dan izrazom

$$-10 \log(1 - \eta_{uz})$$

Ukoliko  $\eta_{uz}$  teži ka 1 granično dolazi do neizmjernog porasta šuma. Za uobičajeni glasovni promet vrijedi

$$\frac{W}{(E_b / N_0) R v} \gg 1$$

$$\eta_{uz} = \frac{E_b / N_0}{W / R} N v (1 + i)$$

Tablica 9.2 Parametri za opterećenje uzlazne veze

	Definicija	Preporučljive vrijednosti
$N$	Broj korisnika po ćeliji	
$v_j$	Faktor aktivnosti po korisniku $j$ u fizičkom sloju	0,67 za govor; 1,00 za data
$E_b/N_0$	QoS odnosno BER - uključuje termički šum i interferenciju	Ovisno o usluzi, brzini bita, višestaznom fedingu.
$R_c$	WCDMA podimpuls	3,84 Mch/s
$R_j$	Brzina bita za korisnika $j$	Ovisno o usluzi
$i$	Odnos interferencije drugih ćelija prema vlastitoj sa stanovišta BS	Makroćelija, omni- antene oko 0,55