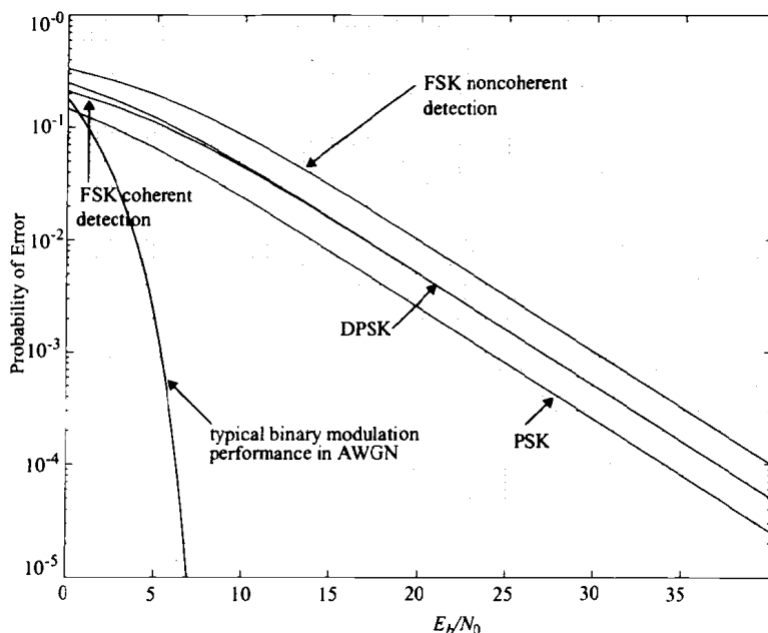
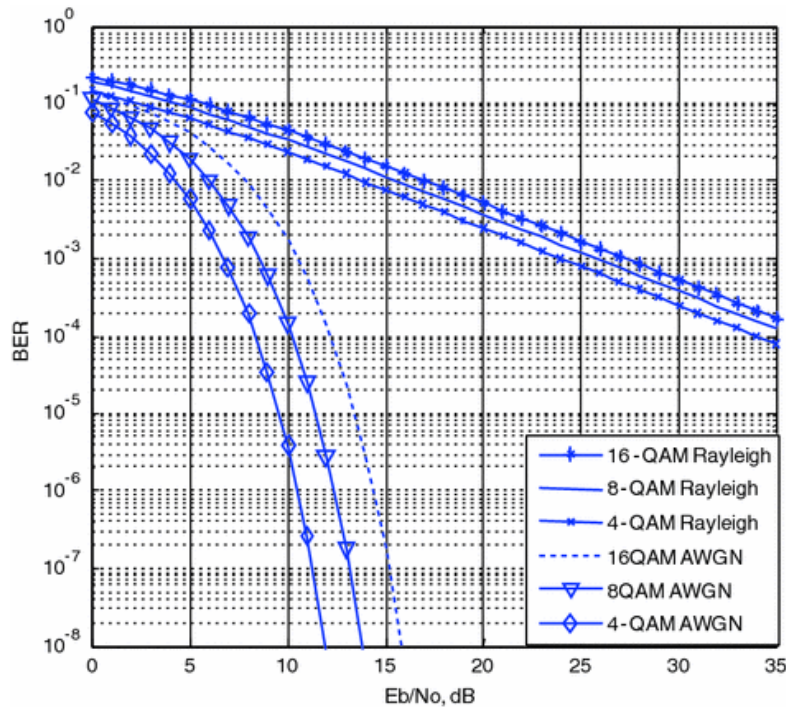


3. POSTUPCI ZA UMANJIVANJE EFEKATA FEDINGA

Feding se, kao što je pokazano, može opisati tzv. statistikom prvog reda u koju spadaju: funkcija gustine vjerovatnoće i kumulativna funkcija raspodjele, dakle funkcije koje ne zavise od vremena. Pored toga, moguće je uvesti i statistiku drugog reda za opisivanje sjenki u signalu, u koju spadaju veličine koje su funkcije vremena, tipa: lcr, srednje trajanje sjenki i raspodjela trajanja sjenki. Postojanje reflektovanih talasa na prijemu, što odgovara pojavi *multipath* Rayleigh-evog fedinga, predstavlja najgori slučaj sjenki u ambijentu mobilne radio veze. Uz to, činjenica da se pojavljuje Dopplerov pomjeraj kao posledica kretanja mobilnog terminala predstavlja dodatni izazov sa aspekta performansi ovih komunikacionih sistema. Ovi efekti imaju direktan negativan uticaj na nivo vjerovatnoće greške za sve modulacione postupke koji se primjenjuju i dovode do toga da kvalitet prijema bude značajno degradiran u odnosu na kanale koje karakteriše prisustvo bijelog aditivnog Gauss-ovog šuma (AWGN). Jedan primjer koji se odnosi na postupke binarne modulacije je ilustrovan na slici 3.2, dok je na slici 3.2 prikazana situacija koja se odnosi na M-QAM modulacione postupke.



Slika 3.1 Vjerovatnoća greške po bitu za binarne modulacione postupke u kaanalu sa ravnim *multipath* fedingom u poređenju sa tipičnim vrijednostima u kanalu sa AWGN



Slika 3.2 Upoređenje vjerovatnoće greške po bitu kanalu sa i bez fedinga (M-QAM modulacija)

Performanse mobilnih radio sistema u principu mogu biti poboljšane povećanjem emitovane snage, veličine antene i njene efektivne visine, ali su to kako skupa, tako i nepraktična rješenja, a veoma često i neostvariva unutar standarda i propisa koje definišu relevantne organizacije za standardizaciju u telekomunikacijama.

Ono što je prvorazredan zadatak u projektovanju mobilnih radio sistema, odnosi se upravo na implementaciju rješenja za eliminisanje efekata fedinga, prije svega *multipath* fedinga. Riječ je o postupcima koji dovode do redukovanja sjenki koje se registruju u primljenom signalu. Ekvilizacija, diversity i kodiranje su tri tehnike koje se mogu koristiti u tu svrhu, nezavisno ili u međusobnim kombinovanjem. Ekvilizacija u prijemniku kompenzuje intersimbolsku interferenciju (ISI) koja nastaje u vremenski disperzivnim kanalima. Diversity je još jedna tehnika koja se koristi za kompenzaciju degradirajućih efekata mobilnog radio kanala i obično se primjenjuje korišćenjem dvije ili više prijemnih antena. Kao i kod ekvilajzera, kvalitet mobilne komunikacione veze se poboljšava bez povećanja emitovane snage ili propusnog opsega. Pri tome, dok se ekvilizacija koristi za umanjivanje efekata vremenske disperzije (ISI), diversity se obično implementira sa ciljem smanjivanja dubinine i trajanja sjenki u primljenom signal. Kad je riječ o kodiranju, poboljšavanje performansi mobilne komunikacione veze postiže se dodavanjem

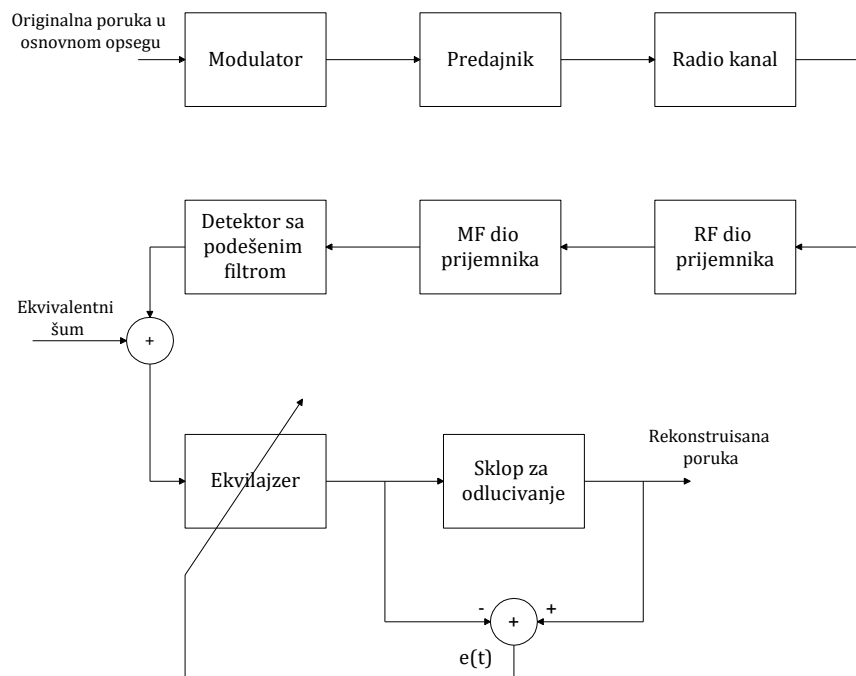
redundantnih simbola podataka u poslatu poruku. Na taj način se u osnovnom opsegu učestanosti mapira sekvenca originalnog digitalnog signala u kodiranu koja sadrži veći broj digitalnih simbola, čime se umanjuje brzina prenosa, ali se stvaraju uslovi da prijemnik otkrije i/ili ispravi greške koje nastaju tokom prenosa mobilnim radio kanalom.

Sve tri navedene tehnike omogućavaju poboljšanje performansi mobilne radio veze (tj. minimiziraju vrijednost vjerovatnoće greške po bitu), s tim što se pristup, cijena, složenost i efikasnost svake od njih značajno razlikuju kad je u pitanju njihova implementacija u realnim mobilnim radio sistemima.

3.1 Osnovi ekvilizacije

Intersimbolska interferencija (ISI) uzrokovana višestrukim putevima prostiranja signala u vremenskim disperzivnim kanalima sa ograničenim opsegom (frekvencijski selektivnim) prouzrokuje veliku vjerovatnoće greške po bitu (*Bit Error Rate*, BER) koja se ne može smanjiti povećanjem predajne snage signala, jer bi se na taj način takođe povećala i interferencija. Upravo zbog toga, ISI je prepoznata kao glavna prepreka postizanju velikih brzina prenosa podataka u mobilnim radio sistemima. Generalno, termin ekvilizacija se može koristiti da opiše bilo koji postupak obrade signala koja minimizira ISI. Kako mobilni radio kanal sa fadingom ima slučajnu prirodu i promjenljiv je u vremenu, ekvilajzeri treba da prate karakteristike kanala i da im se prilagođavaju, pa se zato i nazivaju adaptivnim. Pozicija ekvilajzera u komunikacionom sistemu prikazana je u blok dijagramu na slici 3.3.

Uobičajeno, ekvilizacija se sastoji od dvije faze: *training* i *tracking*. Prvo se šalje poznata *training* sekvenca fiksne dužine, tako da ekvilajzer na prijemu može da procijeni svoje parametere. *Training* sekvenca je obično pseudoslučajna binarna sekvenca. Odmah nakon nje šalju se informacioni biti, a adaptivni ekvilajzer na prijemu koristi rekurzivne algoritme za procjenu kanala i težinskih koeficijenata koji će kompenzovati uticaj kanala. *Training* sekvenca se kreira tako da omogući ekvilajzeru da odredi koeficijente u najgorim mogućim uslovima u kanalu, tako da kada se završi prenos *training* sekvence, koeficijenti filtra imaju približno optimalne vrijednosti za prijem korisnikove informacije. Dok se informacija prima, adaptivni algoritam prati promjene kanala (*tracking* faza). Kao posledica toga, adaptivni ekvilajzer se kontinualno mijenja i prati karakteristike filtra tokom vremena.



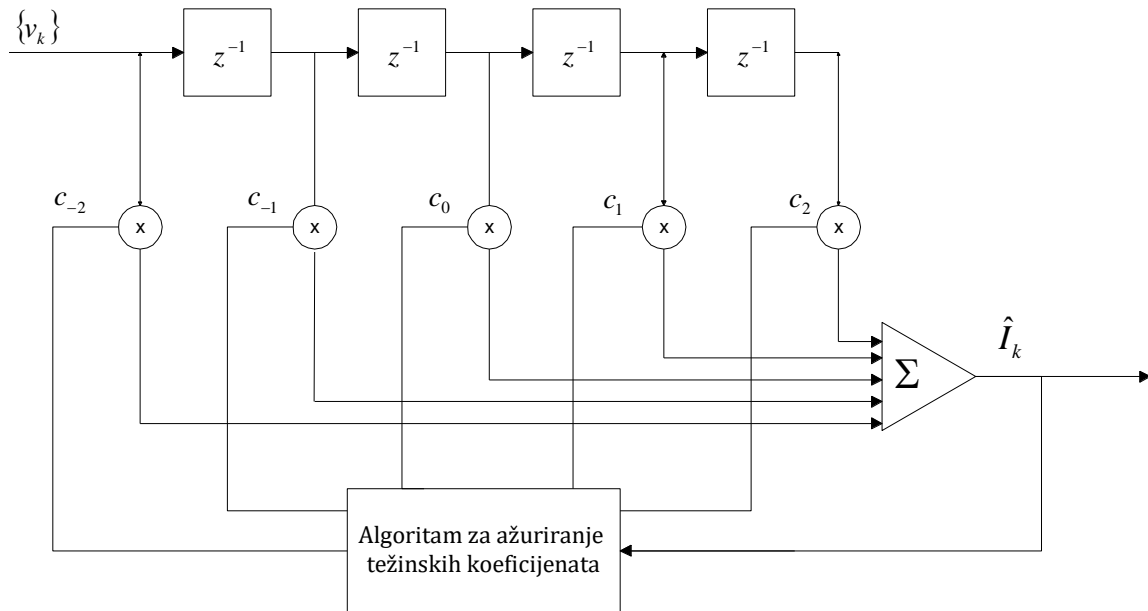
Slika 3.3 Blok dijagram pojednostavljenog komunikacionog sistema sa adaptivnim ekvilajzerom na prijemu

Tehnike ekvilizacije se mogu podijeliti u dvije kategorije: linearne i nelinearne. Linearna ekvilizacija je generalno lakša za analizu, ali i implementaciju. Ipak, uzrokuje pojačanje šuma na frekvencijama u kojima kanal ima spektralne nule, pa često nije pogodna za primjenu u frekvencijski selektivnim kanalima. Među nelinearnim, najčešće se koristi *Decision Feedback* ekvilajzer (DFE) koji ima bolje performanse od linearnih. Ipak, u kanalima sa malim odnosom signal/šum (SNR), dolazi do umnožavanja grešaka, što značajno obara njegove performanse. Optimalna tehnika ekvilizacije u smislu minimizovanja vjerovatnoće greške po sekvenci je *Maximum Likelihood Sequence Estimation* (MLSE). Nažalost, njegova kompleksnost se eksponencijalno povećava sa povećanjem *delay spread*-a, pa to otežava korišćenje. Osim toga, računanje velikog broja metrika unosi i određeno kašnjenje, pa je stoga teško pratiti kanale sa brzim fadingom. Ipak, performanse MLSE-a se koriste kao gornja granica performansi drugih ekvilizacionih postupaka.

3.1.1 Linearni ekvilajzeri

Najčešće praktično korišćeni filtri za smanjenje ISI jesu linearni filtri. Obično se implementiraju u transverzalnoj formi, a pokazuju se kao vrlo učinkoviti na kanalima kod kojih ISI nije ozbiljna,

kao npr. u fiksnoj telefoniji. Ograničenije su mu loše performanse na kanalima čiji odziv ima spektralne nule, a takvi kanali se često sreću u radiokomunikacijama. Na slici 3.4 je data struktura takvog filtra.



Slika 3.4 Linearni transversalni filter

Pretpostavimo da na ulaz filtra sa slike 3.4 pristiže sekvenca $\{v_k\}$:

$$v_k = \sum_{n=0}^L f_n I_{k-n} + \eta_k \quad (3-1)$$

gdje je $\{\eta_k\}$ sekvenca AWGN šuma, a $\{f_k\}$ sekvenca koeficijenata ekvivalentnog transversalnog filtra čija je prenosna funkcija $F(z)$, a kojim se modeluje kanal sa ISI. Sa $\{I_k\}$ je označena informaciona sekvenca. Izlaz ekvilajzera je procijenjena vrijednost poslate sekvence $\{I_k\}$. Procjena k -tog simbola može se računati kao:

$$\hat{I}_k = \sum_{j=-K}^K c_j v_{k-j} \quad (3-2)$$

gdje je $\{c_j\}$ sekvenca koja sadrži težinske koeficijente filtra. Izlazni simbol se u sklopu za odlučivanje proglašava onim simbolom koji mu je u konstalacionom dijagramu najbliži, \bar{I}_k . Ukoliko simbol \bar{I}_k nije isti kao i poslati simbol I_k , to znači da je došlo do greške.

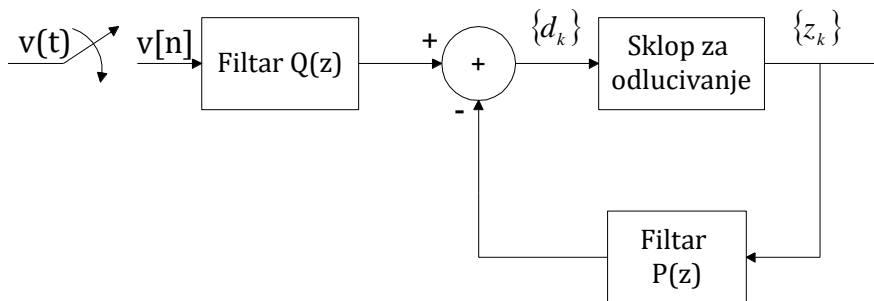
Postoji više kriterijuma za optimizaciju težinskih koeficijenata $\{c_j\}$. Kako je najbitnija mjera performansi u digitalnom komunikacionom sistemu vjerovatnoća greške, koeficijente treba birati tako da minimizuju ovu vjerovatnoću.

3.1.2 Nelinearni ekvilajzeri

Zbog ograničenja koja imaju linearni ekvilajzeri, prvenstveno u vezi sa pojačanjem šuma, uvedeni su nelinearni ekvilajzeri, kao optimalnija rješenja. Glavne vrste nelinearnih EQ koji su veoma efikasni su *decision feedback equalizer* (DFE) i *maximum likelihood sequence estimator* (MLSE).

DFE je nelinearni ekvilajzer koji koristi prethodne odluke detektora da eliminiše ISI sa simbola koji se trenutno demoduliše. ISI koju treba odstraniti je posledica proširenih impulsa iz prethodnih intervala, pa treba oduzeti izobličenje trenutnog impulsa uzrokovano prethodnim impulsima.

DFE ekvilajzer se sastoji od dva filtra: filtra u direktnoj i filtra u povratnoj grani, što je i prikazano na slici 3.5. Ova dva filtra imaju veoma važnu ulogu u rješavanju problema sa pojačavanjem šuma. Filtar u direktnoj grani će uticati na ISI od prethodno poslatih simbola, dok $P(z)$ nastoji da smanji ISI u simbolima koji slijede. $P(z)$ mora biti strogo kauzalan, inače će cijeli sistem biti nestabilan. Pri tome, oba navedena filtra mogu biti linearna i realizovani u, na primjer, transverzalnjoj formi.



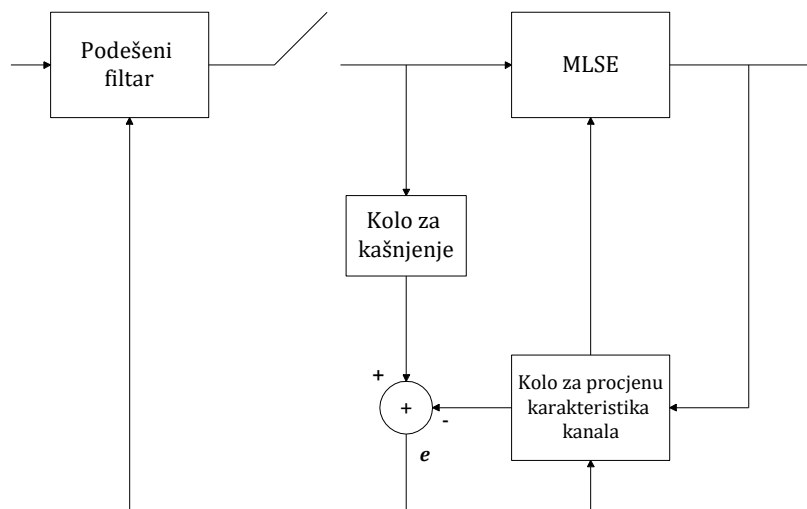
Slika 3.5 Struktura *Decision Feedback Equalizera*

DFE počiva na jednostavnoj premisi: kada se bit ispravno detektuje, to saznanje se može iskoristiti zajedno sa informacijama o impulsnom odzivu kanala da bi se izračunala ISI koju prouzrokuje ovaj bit, tj. određuje se njegov uticaj na odbirke primljenog signala koji slijede. ISI koju prouzrokuje svaki bit se zatim oduzima od tih odbiraka koji slijede. Čim prijemnik odluči koji je simbol poslat, računa se njegov uticaj na sve sledeće (*postcursor ISI*), a putem povratne grane,

taj uticaj se oduzima od primljenog signala. Ključ je u tome da se nivo intersimbolske interferencije računa nakon odlučivanja, što eliminiše AWGN iz povratnog signala. Stoga, DFE rezultira manjom vjerovatnoćom greške nego linearni ekvilajzer.

Koristeći simulator impulsnog odziva kanala u sklopu algoritma, *Maximum Likelihood Sequence Estimator* testira sve moguće sekvence podataka, umjesto dekodiranja svakog simbola posebno, i bira sekvencu sa najvećom vjerovatnoćom kao izlaznu. MLSE je obično kompleksniji od ostalih vrsta ekvilajzera, naročito kada je *delay spread* u kanalu veliki.

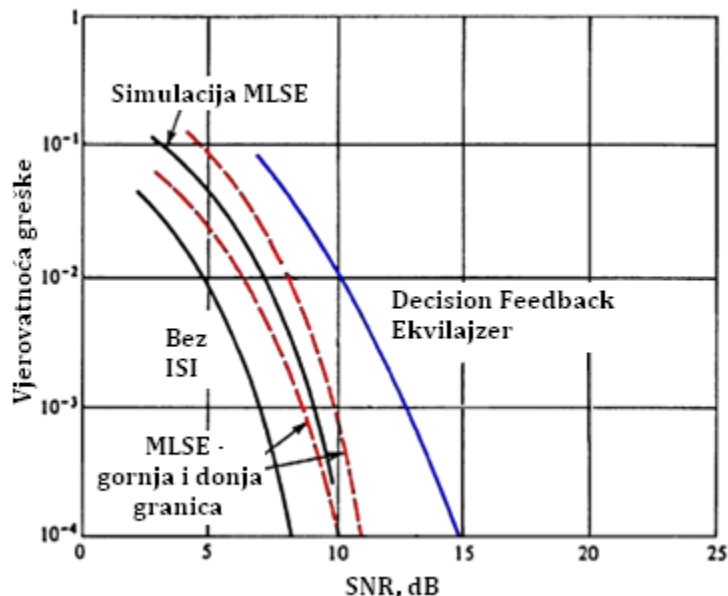
Iako je optimalan po pitanju vjerovatnoće greške, MLSE ima i određene nedostatke, a prvi među njima je to što su potrebne informacije o impulsnom odzivu kanala da bi se izračunale metrike za donošenje odluke. MLSE-u je takođe potrebna informacija o statističkoj raspodjeli šuma koji narušava signal. Prijemnik koristi *trellis* dijagram veličine M^L , gdje je M broj simbola, a L broj izvoda filtra kojim se modeluje kanal. Nakon toga se primjenjuje *Viterbi* algoritam koji, na osnovu poslednjih L prenesenih simbola, daje M^L najvjerovatnijih sekvenci. Blok dijagram MLSE-a je dat na slici 3.6.



Slika 3.6 Struktura MLSE-a

Generalno, MLSE ima bolje performanse od DFE-a. Ipak, to zavisi i od vrste modulacije koja se koristi. Ukoliko se koriste višenivoovske modulacije, DFE je jednostavniji od MLSE-a, što

ponekad može predstavljati odlučujući faktor. Ukoliko se MLSE i DFE upoređuju po vjerovatnoći greške, MLSE je u značajnoj prednosti, što je i prikazano na slici 3.7.



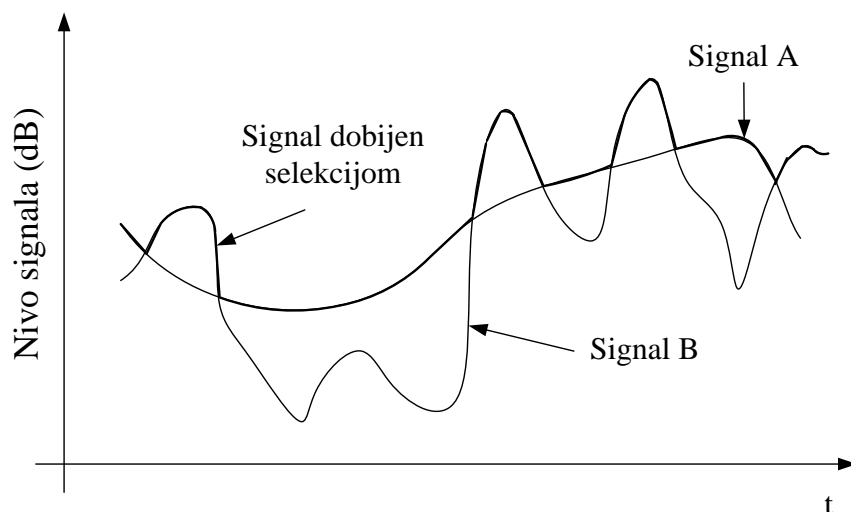
Slika 3.7 Vjerovatnoća greške u zavisnosti od SNR, za DFE i MLSE

Zbog svega navedenog, jasno je da smanjenje ISI, tj. povećanje brzine prenosa informacija, zahtijeva pronalaženje kompromisa između prednosti i mana raznih tehnika. Osim toga, kompromis je neophodan i prilikom kombinovanja ekvilizacije sa drugim tehnikama za poboljšanje performansi sistema, a sve u cilju postizanja zacrtanih brzina za komunikacione sisteme novih generacija.

3.2 Diversity tehnike

Specijalne diversity tehnike prenosa signala doprinose poboljšanju kvaliteta uspostavljene mobilne radio veze. Suština ovog rješenja je u tome da se obezbijedi veći broj puteva sa nezavisnim (nekorelisanim) fadingima kojima se prenosi ista poruka. Adekvatnim kombinovanjem takvih signala formira se rezultatni signal sa značajno umanjenim dubokim sjenkama, čime se povećava pouzdanost uspostavljanja i održavanja veze. Naime, diversity šeme minimiziraju *multipath* fading pošto je mala vjerovatnoća da se duboke sjenke istovremeno pojave u istim vremenskim intervalima na dvije ili više putanja po kojima se signal prostire. Na slici 3.8 su prikazana dva

primljena nekorelisana signala sa fedingom, koji su se prostirali putanjama sa nezavisnim fedinzima.



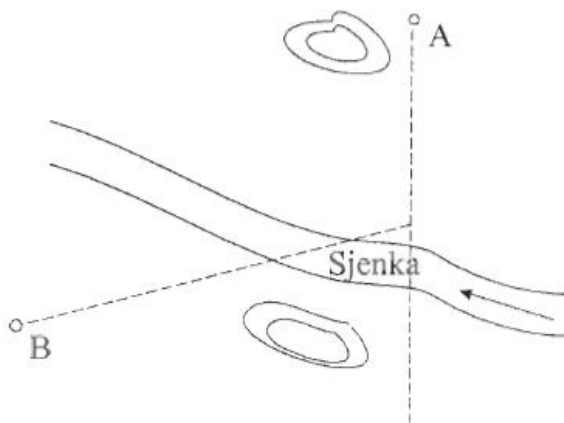
Slika. 3.8 Vremenski oblici nekorelisanih signala sa fedingom

Pošto su šanse pojavljivanja dvije duboke sjenke u dva nekorelirana signala u istom trenutku male, efekat sjenki može biti umanjen kombinovanjem signala. Kada je u pitanju prenos poruke putem dva signala sa nekorelisanim anvelopama, vjerovatnoća simultanog pojavljivanja fedinga dubine 20dB je reda 0,01%, dok je za jedan signal ta vjerovatnoća reda 1%. To znači da će rezultatni signal, sastavljen od komponenti sa nezavisnim fedinzima, imati feding znatno manji u poređenju sa svakim od pojedinačnih signala. Treba napomenuti da potpuno nekorelirani signali nijesu neophodni za postizanje efekta umanjenja fedinga. Pokazano je da se za vrijednost korelacionog koeficijenta od 0,7, performanse diversity sistema drugog reda ne degradiraju.

Postoje dva opšta tipa diversity šema. Jedan se naziva makroskopskim, a drugi mikroskopskim. Mikroskopski se koristi za kombinovanje dva ili više signala sa *multipath* fedingom koji se dobijaju sa putanja sa nezavisnim fedinzima i primaju se sa dvije ili više različitih antena lociranih na jednom prijemnom mjestu. Makroskopski diversity sistemi se koriste za kombinovanje dva ili više signala sa *large-scale* fedingom, dobijena putanjama sa nezavisnim fedinzima i primljena sa dvije ili više različitih antena lociranih na različitim lokacijama.

3.2.1 Makroskopski diversity

Suština ovog rješenja je u umanjivanju efekata *large-scale* koji nastaje usled varijacija profila trase. Naime, mobilni terminal se može naći na lokaciji koja je zaklonjena usled konfiguracije terena (brežuljci, brda, planine) tako da je primljeni signal značajno oslabljen, čime komunikacija može biti dovedena u pitanje. U takvim uslovima, prosječan odnos signal/šum se može poboljšati ako postoji mogućnost uspostavljanja veze sa baznom stanicom koja nije zaklonjena preprekom (slika 3.9).



Slika 3.9 Ilustracija makroskopskog diversity-ja

Isti emitovani signal primljen istovremeno na dvije bazne stanice može poslužiti da se odredi koja bazna stanica je bolja za komunikaciju sa mobilnom jedinicom. Tako se recimo na slici 3.9 pokazuje da je bolja komunikacija sa stanicom A, kada se mobilna jedinica kreće duž puta A, a sa baznom stanicom B, kada se kreće duž dijela puta B. Neka su srednje snage dva primljena signala na dvije bazne stanice:

$$P_{rA}=m_A(x) \text{ i } P_{rB}=m_B(x)$$

gdje $m_A(x)$ i $m_B(x)$ predstavljaju log-normalne lokalne srednje vrijednosti. U makroskopskoj diversity šemi, mobilni terminal će izabrati baznu stanicu sa najvišim nivoom signala, tj. ako je $m_A(x) > m_B(x)$, komunikaciju će uspostaviti preko bazne stanica A.

Makroskopski diversity se može koristiti sa većim brojem baznih stanica ako je potrebno. Ova diversity tehnika se naziva i diversity-jem višestrukih baznih stanica.

3.2.2 Mikroskopski diversity sistem

Mikroskopski diversity sistemi se koriste za ostvarivanje prijema dva ili više nekorelisanih signala sa *multipath*, Rayleigh-evim fadingom, uz pretpostavku da su ti signali izloženi identičnom *large-scale* fadingu. Istovjetni *large-scale* fadingi znače da se sve putanje signala odlikuju istim profilom trase. Zato se različiti signali sa *multipath* fadingom primaju posredstvom antena smještenih na istoj lokaciji, koja može biti mobilni terminal ili bazna stanica. Nakon što se takvim putanjama praktično realizuju diversity grane, vrši se kombinovanje primljenih signala. U osnovi može se govoriti o različitim metodama za ostvarivanje potrebnih prenosnih puteva (grana) za diversity prijem. Saglasno tome, postoje sledeće diversity tehnike: prostorni diversity, polarizacijski diversity, frekvencijski diversity, ugaoni diversity i vremenski diversity.

Prostorni diversity sistem je relativno jednostavan za implementaciju, zbog čega je našao svoju izrazitu primjenu u mobilnim radio-komunikacijama. Suština njegove realizacije je u kreiranju nezavisnih putanja signala pomoću razdvojenih prijemnih antena. Pri tome, osnovni zahtjev je da rastojanje antena bude takvo da pojedinačni signali nijesu korelisani. U idealnom slučaju dovoljno je da taj razmak bude $\lambda/2$. Na prijemu, svaka antena daje nezavisan signal posebnom kolu koje potom vrši kombinovanje tako dobijenog skupa signala u cilju dobijanja najpovoljnijeg izlaznog signala.

Polarizacijski diversity je zasnovan na osobini ortogonalno polarisanih signala da su izloženi nekorelisanim fadingima u mobilnom radio-kanalu. U tom slučaju diversity sistem ima samo dvije grane. Pošto su potrebne dvije predajne antene, javlja se gubitak snage od 3dB.

Za ostvarivanje ugaonog diversity-ja koriste se na mjestu prijema antene usmjerene u različitim pravcima. Tim antenama se primaju signali nastali refleksijom i difrakcijom od zgrada i drugih prepreka. Signal primljen pomoću takve antene velike usmjerenosti uvijek ima manje izražen fading, dok se dodatno poboljšanje postiže nizom takvih antena.

Nezavisne grane diversity sistema moguće je ostvariti i upotrebom različitih frekvencija. Te se frekvencije moraju dovoljno razlikovati kako bi odgovarajući fadingi bili nekorelisani. Kao mjera za utvrđivanje stepena korelacije koristi se koherentni opseg učestanosti. Teorijski, ako su kanali

nekorelisani, vjerovatnoća istovremenog fedinga će biti proizvod individualnih vjerovatnoća fedinga. Nedostaci ovog tipa diversity-ja su u tome što je potreban širok opseg učestanosti, kao i poseban prijemnik za svaku granu.

Još jedna mogućnost za realizaciju diversity prenosa je sadržana u činjenici da su odbirci slučajnog signala sa fedingom međusobno nekorelisani, pod uslovom da su dovoljno vremenski udaljeni. Najmanje zahtijevano vremensko rastojanje odbiraka je reda iznosa recipročne vrijednosti širine opsega fedinga ($1/2f_d$). Nezavisne prenosne putanje se formiraju sukcesivnim emitovanjem odbiraka signala, tako da se javlja kašnjenje $M/2f_d$ sekundi, pri prenosu M grana. Treba još navesti da performanse opisanog tipa diversity sistema bitno zavise od brzine kojom se kreće mobilna stanica. Pored opisanog, postoji još jedan način za realizaciju ovog tipa diversity sistema: signali sa nekorelisanim fadinzima se mogu dobiti i ako se kompletna poruka prenese više puta u različitim vremenskim intervalima.

3.2.3 Prostorni diversity

Prostorni diversity se realizuje kao makroskopski i kao mikroskopski, odnosno kao diversity na strani predaji i na strani prijema.

Makroskopski prostorni diversity sistem se ostvaruje preko više prostorno raspoređenih baznih stanica. Na taj način se prenos signala u oba smjera obavlja preko više nezavisnih putanja, čime se ostvaruju uslovi za kombinovanje kako bi se umanjio feding.

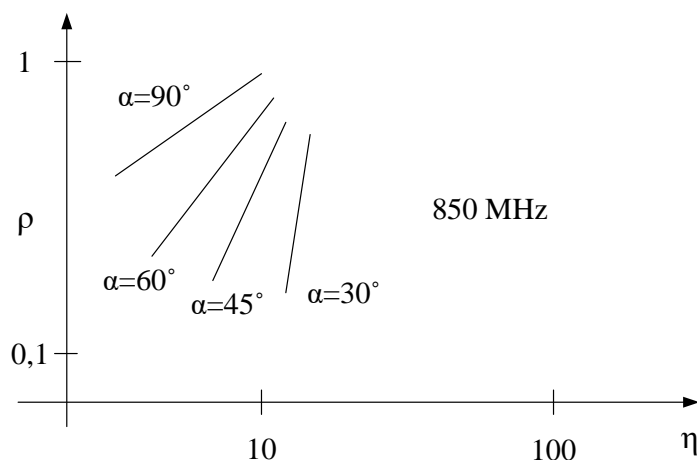
Na mikroskopskom nivou, prostorni diversity se ostvaruje preko niza razdvojenih prijemnih antena. Takav postupak se može primijeniti i na mobilnoj stanici i na baznoj stanici. Suština ovakvog prostornog diversity-a se odnosi na ostvarivanje takvog razmaka antena da se dobiju signali sa malom korelacijom njihovih fedinga. Pri tome, potrebno rastojanje između antena generalno zavisi od visine antene mobilne jedinice, odnosno bazne stanice.

Za baznu stanicu

Rastojanje d između antena je određeno vrijednostima korelacionih koeficijenata. Korelacioni koeficijenti dva signala se fedingom se mogu dobiti eksperimentima sa različitim visinama antena i različitim međusobnim rastojanjima. Tako se uvodi parametar bitan za projektovanje:

$$\eta = \frac{\text{visina antene}}{\text{razmak antena}} = \frac{h}{d} \quad (3-3)$$

Ovaj parametar je koristan u odabiranju razmaka za postizanje potrebnog nivoa dekorelacije između antena. Na slici 3.10 je data zavisnost korelacionih koeficijenata od η za suburbanu oblast koja je dobijena eksperimentalno za različite vrijednosti ugla usmjerenosti antena.



Slika 3.10 Zavisnost korelacionog koeficijenta

Tako npr. za $h=33\text{m}$ i $\rho=0,7$, za $\alpha=0^\circ$ sa slike 3.10 se dobija $\eta=11$, pa se potreban razmak antena dobija kao:

$$\eta = \frac{h}{d} = \frac{100}{d} = 11, \text{ tj. } d = 9 \text{ ft}, \text{ odnosno } 8\lambda \text{ za } 850\text{MHz}.$$

To znači da je za navedeni primjer potreban razmak antena na baznoj stanici od 3m. Za isto η , sa povećanjem h na 45m, povećava se i razmak na 4m.

Navedeni primjer pokazuje da je razmak utoliko veći ukoliko je visina antena veća. Obično je visina antene h koja se upotrebljava u navedenim izrazima efektivna visina. To znači da iako je fizička visina antene 30m, efektivna visina može biti veća ili manja od fizičke usled profila trase između bazne stanice i mobilne jedinice.

Eksperimentalne krive korišćene za određivanje razmaka antena na 850MHz mogu biti korišćene i za druge učestanosti:

$$d' = d \left(\frac{850}{f'} \right) \quad (3.4)$$

gdje je f' frekvencija u MHz. Formula važi za $f' > 30$ MHz. Ako je $f' = 85$ MHz, potreban razmak antena d' je 10 puta veći nego za 850 MHz. Ako je $d = 3$ m, tada je $d' = 30$ m, što je očigledno nepraktično. Stoga, prostorni diversity se ne preporučuje za niže frekvencije, posebno na baznoj stanici jer fizičko rastojanje između antena postaje nepraktično veliko.

Za mobilni terminal

Na mobilnom terminalu visina antene je uvijek niža od okoline i, za razliku od antene bazne stanice koja je izdignuta, nalazi se blizu zemlje. To je pretpostavka sa kojom se polazi u definisanju osnovnog modela mobilnog radio kanala. U takvim uslovima postojanje linije direktne vidljivosti između predajnika i prijemnika nije zagarantovano i rasipanje talasa od brojnih prepreka u blizini mobilnog terminala dovodi do pojave *multipath* fadinga u primljenom signalu. Signali primljeni od adekvatno prostorno razdvojenih antena na mobilnom terminalu će imati značajno nekorelisane anvelope, tako da se njihovim kombinovanjem mogu ostvariti značajni efekti poboljšanja kvaliteta komunikacione veze.

Neka se posmatra slučaj tzv. najgoreg prijema kada je direktni talas od bazne stanice ka mobilnoj jedinici blokiran preprekama između njih. Talasi nastali difrakcijom i rasipanjem dolaze do mobilne jedinice iz okoline formirajući multipath okruženje. Pokazuje se da će fadinzi signala primljenih na više prijemnih antena biti manje korelisani ukoliko se postigne mali razmak antena na mobilnoj jedinici. Stoga se razmak između dvije antene na mobilnom terminalu bira tako da bude $0,5\lambda$. Ovakvo malo rastojanje je zasnovano na tome što je korelacioni koeficijent dva signala manji od 0,2 za taj razmak, za visinu antene od 3 m iznad zemlje. Za frekvenciju od 900 MHz razmak antena od $0,5\lambda$ iznosi 18 cm.

Po istoj logici kao i kod bazne stanice, korišćenjem parametra $\eta = h/d$, pokazuje se da za mobilni terminal takođe važi da što je visina antene h manja, to je i razmak d manji.

3.2.4 Metode kombinovanja

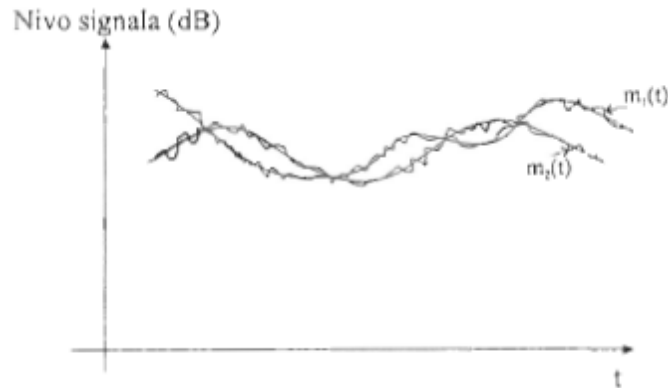
Izlazni signal iz diversity sistema, na osnovu koga se detektuje poruka, dobija se kombinovanjem signala iz pojedinih grana.

U osnovi, može se napraviti sledeća podjela prijemnika u diversity sistemu: sa kombinovanjem prije ili poslije detekcije. Prijemnici kod kojih se kombinovanje signala obavlja poslije detekcije su najjednostavniji i hronološki najstariji. Kod njih se primljeni, pa potom detektovani, signali kombinuju na neki od načina koji će biti opisani u tekstu koji slijedi. Druga grupa diversity prijemnika, sa kombinovanjem prije detekcije, ima bolje performanse, ali i složeniju konstrukciju. Razlog je u tome što je za realizaciju kombinovanja prije detekcije neophodno signale iz različitih grana prethodno dovesti na istu fazu. Time se, naročito u sistemima sa ugaonom modulacijom, postiže značajno poboljšanje izlaznog odnosa signal/šum (S/N). Postupak dovođenja signala iz M grana u fazu, može se ostvariti na različite načine, a obično se obavlja na međufrekvencijama (IF).

3.2.4.1 Kombinovanje za makroskopski diversity

Kao što je već rečeno, kombinovanje na principu selekcije je osnov diversity-ja kojim se vrši redukcija uticaja *large-scale* fadinga. Umanjujući uticaj varijacija srednje vrijednosti signala kombinovanjem dva signala primljena od dvije različito locirane predajne antene je moguće zato što su lokalne srednje vrijednosti dva signala u bilo kom intervalu vremena rijetko iste. Pri tome se može pokazati da se fading efikasno umanjuje samo ako se kombinuju signali koji imaju jednake srednje snage. Takođe, ako dvije bazne stanice nisu stabilne, fazni pomjeraj generisan u svakoj od stanica dodatno će degradirati kombinovani signal. Upravo zato tehnika selekcije se pokazuje efikasnom, jer je u pitanju prosta selekcija između dva signala.

Na slici 3.11, prikazan je postupak kombinovanja signala sa *large-scale* fadingom.



Slika 3.11 Postupak kombinovanja dva signala sa *large-scale* fadingom

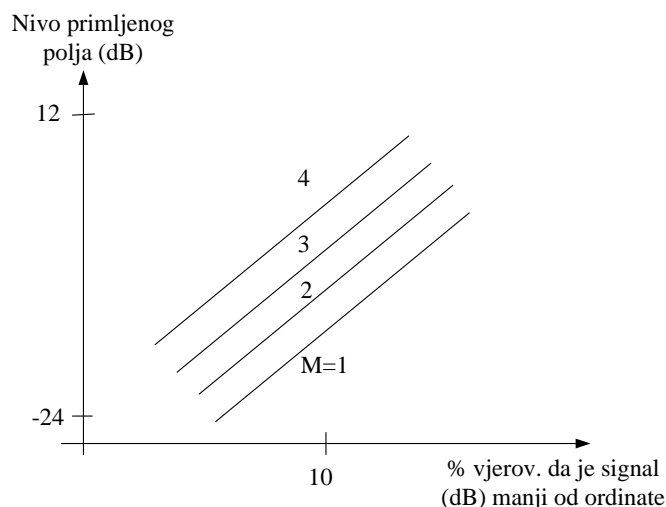
Neka se posmatra situacija u kojoj se dobija M različitih signala, sa $m_k(t)$ lokalnom srednjom vrijednošću k -tog signala. Pri tome, $w_k(t) = 10 \log m_k(t)$ je lokalna srednja vrijednost izražena u dB i ima log-normalnu raspodjelu. Tada će biti:

$$P(w_k(t) \leq A) = \int_{-\infty}^A \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{w_k}} \exp\left[-\frac{(w_k - \mu_{w_k})^2}{2\sigma_{w_k}^2}\right] dw_k = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \operatorname{erf}\left(\frac{A - \mu_{w_k}}{\sqrt{2}\sigma_{w_k}}\right) \quad (3.5)$$

gdje su μ_{w_k} i σ_{w_k} srednja vrijednost i standardna devijacija u decibelima. Ako su svih M signala nekorelisani, tada je vjerovatnoća da na principu selekcije formiran signal $w(t)$ bude ispod nivoa A :

$$P(w(t) \leq A) = \prod_{k=1}^M P(w_k(t) \leq A) \quad (3.6)$$

Takođe se može pretpostaviti da su srednje vrijednosti μ_w i μ_{w_k} iste. Funkcija data relacijom (3.5) je prikazana na slici 3.12 za $M=1, 2, 3$ i 4 .



Slika 3.12

3.2.4.2 Kombinovanje za mikroskopski diversity

U mikroskopskom diversity-ju, koji utiče na *multipath* fading, princip je da se obezbijedi određeni broj signala sa jednakim srednjim snagama. Ako su srednje snage pojedinačnih signala međusobno različite, doći će do određene degradacije performansi.

Izlazni signal iz diversity sistema, na osnovu koga se u detektoru prijemnika donosi odluka o poslatom simbolu, dobija se od signala iz pojedinih grana. To se može ostvariti na različite načine, koji su u literaturi klasifikovani u sledeće tri grupe:

- kombinovanje sa maksimalnim (signal/šum) odnosom;
- kombinovanje sa jednakim pojačanjem;
- selekcija najboljeg primljenog signala.

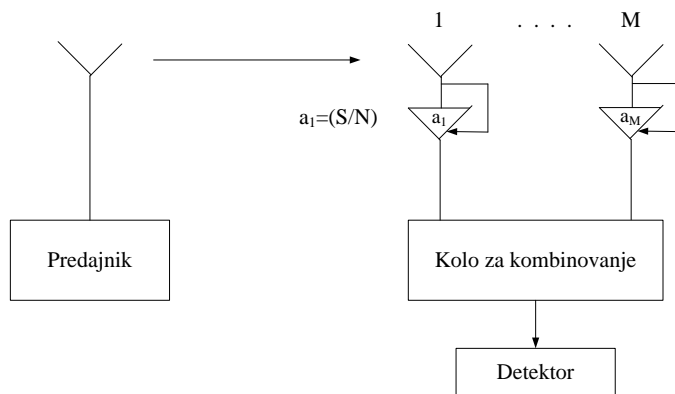
U principu je nevažno da li se formiranje resultantnog signala obavlja prije ili poslije demodulacije, ukoliko je ona linearna, ali je od vitalnog značaja u sistemima sa ugaonom modulacijom, gdje je proces demodulacije nelinearan. Za taj slučaj, kombinovanje prije detekcije daje veći odnos signal/šum (S/N) od kombinovanja poslije detekcije. Zato je za mobilne radio sisteme, koji uglavnom koriste ugaonu modulaciju, kombinovanje prije detekcije prihvatljivije.

Suštinski princip diversity sistema, sadržan u tome da se optimalno koristi grana sa najboljim signalom, ostvaruje se svakim od navedenih načina formiranja izlaznog signala, tako da relativno male međusobne razlike nijesu značajne.

Generalno, ni za jedan postupak se ne može reći da je superiorniji od ostalih u svim uslovima, čak i kada je realizacija sistema idealna.

3.2.4.2.1 Kombinovanje sa maksimalnim odnosom i sa jednakim pojačanjem

Razlike između metoda kombinovanja, nezavisnih primljenih signala, sa maksimalnim odnosom i sa jednakim pojačanjem su u pogledu realizacije, neznatne. Rezultantni signal u prijemniku, i u jednom i u drugom slučaju, dobija se sabiranjem signala primljenih sa nezavisnih transmisionih puteva. Kod kombinovanja sa maksimalnim odnosom, prije sabiranja svaki od signala iz M diversity grana dobija težinu proporcionalnu svom odnosu S/N (slika 3.13).



Slika 3.13 Princip realizacije kombinovanja sa maksimalnim odnosom

Metod kombinovanja sa jednakim pojačanjem razlikuje se samo po tome što se svi signali prije sabiranja pojačavaju za isti iznos, koji je najčešće jednak jedinici. Oznake $1, \dots, M$ na slici 3.13 se odnose na nezavisne grane u diversity sistemu, realizovane pomoću prostorno raspoređenih primopredajnika ili prijemnih antena na međusobnim rastojanjima reda $\lambda/2$.

Pretpostavljajući idealne uslove, kombinovanjem sa slike 3.13, dobija se odnos signal/šum na ulazu u detektor jednak zbiru odnosa iz pojedinih grana, što predstavlja najbolji rezultat koji je moguće postići. Prije svega, time je omogućeno dobijanje prihvatljivog izlaznog odnosa S/N , čak i onda kada nijedan od signala u pojedinim granama ne zadovoljava uslove dobrog prijema. Takva

moćnost je zadržana i kod kombinovanja sa jednakim pojačanjem. Međutim, taj metod je ipak inferiorniji u odnosu na kombinovanje sa maksimalnim odnosom. To naročito dolazi do izražaja u sistemima sa ugaonom modulacijom, gdje se javlja drastično smanjenje izlaznog odnosa S/N kad signal u jednoj od grana padne ispod praga, jer ta grana najviše doprinosi šumu u izlaznom rezultatnom signalu. Kod kombinovanja sa maksimalnim odnosom ne javlja se taj problem, zahvaljujući upotrebi kola sa regulacijom pojačanja ispred detektora. Potrebna pojačanja za svaku granu se mogu dobiti mjerenjem amplitude anvelope primljenog signala prije detekcije ili mjerenjem komponenti šuma van zahtijevanog opsega, na izlazu iz detektora. Prvim načinom mjerenja dobija se odnos S/N na ulazu u prijemnik samo ako je šum konstantan, dok drugi metod mjerenja daje dobre rezultate i kada se ulazni šum mijenja.

3.2.4.2.2 Selekcija najboljeg signala

Diversity prijemnici kod kojih se korisni signal dobija selekcijom, iz skupa signala dobijenih sa nezavisnih transmisionih puteva, su značajno jednostavniji od prethodno opisanih prijemnika sa kombinovanjem. U stvari, sistem sa selekcijom na prijemu može se shvatiti i kao diversity sa prostorno raspoređenim primo-predajnicima od kojih je u toku održavanja veze aktivan samo onaj za koji je utvrđeno da u određenom trenutku daje najbolji signal. Takav metoda kombinovanja može se primijeniti kako na strani mobilnog terminala, tako i na starni bazne stanice s tom razlikom što je potreban veći razmak između antena na baznoj stanici.

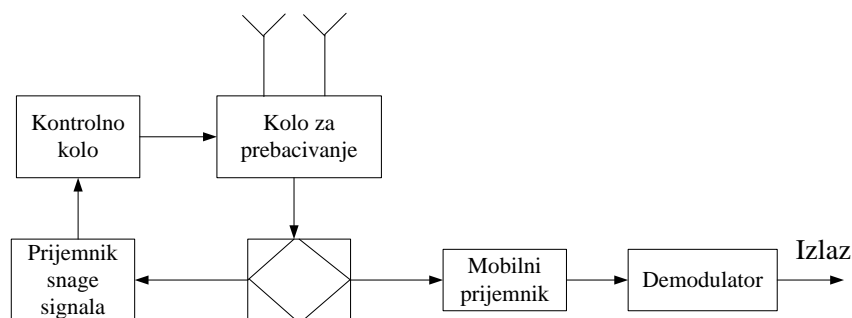
U idealnom diversity prijemniku sa selekcijom, sa M grana, odnosno prijemnih antena, koristi se signal sa najvećim trenutnim odnosom S/N, tako da odnos signal/šum na izlazu iz sistema ima upravo tu vrijednost. Selekcija najboljeg signala se može izvršiti prije detekcije, za šta je potreban samo jedan prijemnik, ili poslije detekcije, kad je potrebno onoliko prijemnika koliko ima grana. Efekat koji se postiže je isti i u jednom i u drugom slučaju.

U praksi selekcija se ne vrši na potpuno trenutnoj osnovi, pa je za uspješan rad neophodno da unutrašnje vremenske konstante prijemnika budu znatno kraće od recipročne vrijednosti brzine fedinga. Da li će se to moći ostvariti zavisi od raspoložovig frekvencijskog opsega prijemnog uređaja. Za praktične sisteme ovog tipa takođe važi da se obično bira grana sa najvećim iznosom S/N, jer se odnos ovih velična teško mjeri, ili se koristi jednostavnija tehnika zasnovana na

sekvencijalnom pretraživanju. Kod takvog tipa diversity prijemnika birač skenira različite grane, utvrđenim redoslijedom, sve dok ne pronađe signal koji je iznad prethodno utvrđenog praga. Taj signal se zatim koristi sve dok ne padne ispod praga, poslije čega proces pretraživanja ponovo počinje i traje sve dok se ponovo ne pronađe prihvatljiv signal. To znači da se kod takvog postupka dobijanja izlaznog signala iz sistema ne traži najbolji signal, već onaj koji je prihvatljiv sa stanovišta ispravnog prijema. Takođe, treba napomenuti da su prijemnici sa selekcijom, bilo da se radi o prostom izboru ili o sekvencijalnom pretraživanju, u jednom pogledu inferiorniji u odnosu na prijemnike sa kombinovanjem signala. Njihov nedostatak je u činjenici da se kod njih ne može dobiti prihvatljiv izlazni signal u uslovima kada nijedan od signala u granama ne zadovoljava uslove dobrog prijema.

Metod dobijanja korisnog signala selekcijom u stvari predstavlja jedan prekidački postupak, i to u smislu što se samo jedan od svih dostupnih ulaza dovodi na izlaz. Osnovni nedostatak čiste selekcije je u tome što treba kontinualno posmatrati signale u svim granama, što je čini nepraktičnom za primjenu u mobilnim radio-sistemima. Iz tog razloga, sekvencijalno pretraživanje, kao izvedena varijanta čiste selekcije, predstavlja pogodniji način dobijanja izlaznog signala u diversity prijemnicima mobilnog radio-sistema.

U najjednostavnijem obliku, za sistem od dvije grane, u prijemniku sa sekvencijalnim pretraživanjem vrši se prebacivanje sa jednog ulaza na drugi uvijek kada aktuelni ulaz padne ispod usvojenog praga. Blok dijagram ovog prijemnika je dat na slici 3.14.



Slika 3.14 Blok dijagram diversity prijemnika drugog reda sa sekvencijalnim pretraživanjem

Kada je riječ o signalu sa fadingom, mogu se razdvojiti dvije varijante realizacije sekvencijalnog pretraživanja ulaza. Kod prve varijante prelazak sa jedne na drugu granu se obavlja sve dok jedan od signala ne dostigne prag. Za drugu varijantu je karakteristično da se na detektor dovede jedan ulaz i to stanje se mijenja tek kada taj signal padne ispod praga, nezavisno od toga da li je u međuvremenu drugi ulaz bio prihvatljiv ili ne.

Upoređenje opisanih postupaka selekcije sa metodama kombinovanja sa maksimalnim odnosom ili jednakim pojačanjem nije jednostavno. Već je rečeno da je prednost prijemnika sa selekcijom u jednostavnoj konstrukciji. S druge strane, njihov značajan nedostatak, u odnosu na prijemnike sa kombinovanjem, je u nemogućnosti dobijanja prihvatljivog rezultatnog signala u uslovima kad su signali u svim granama izloženi dubokom fadingu. Ukoliko se želi doći do dodatnih podataka koji će omogućiti upoređivanje ovih metoda neophodno je izvršiti analizu postupaka sa aspekta njihovog uticaja na vjerovatnoću pojavljivanja greške u signalu na izlazu iz sistema.

3.2.5 Primjer određivanja verovatnoće greške na izlazu iz mobilnog radio sistema sa diversity-jem i *multipath* fadingom

U ovom paragrafu biće opisan postupak izračunavanja vjerovatnoće greške na izlazu iz mobilnog radio-sistema sa diversity-jem na prijemu u uslovima *multipath* fadinga, a na primjeru digitalne frekvencijske modulacije sa nekoherentom detekcijom (NCFSK).

Vjerovatnoća greške na izlazu iz prijemnika NCFSK signala u uslovima bijelog Gauss-ovog šuma određena je relacijom:

$$P_e(\gamma) = \frac{1}{2} e^{-\gamma/2} \quad (3.7)$$

gdje je γ odnos signal/šum na mjestu prijema. U uslovima Gauss-ovog šuma parametar γ je za datu vezu konstantan. U uslovima *multipath* fadinga, anvelopa primljenog signala nije konstantna, već predstavlja slučajnu promjenljivu. U slučaju da fading prati Rayleigh-ovu statistiku, funkcija gustine vjerovatnoće slučajne promjenljive γ je:

$$p(\gamma) = \begin{cases} \frac{1}{\gamma_0} e^{-\frac{\gamma}{\gamma_0}}, & \gamma \geq 0 \\ 0, & \gamma < 0 \end{cases} \quad (3.8)$$

gdje je γ_0 srednji odnos signal/šum. Usrednjavanjem izraza (3.7) po svim mogućim vrijednostima parametra γ dobija se vjerovatnoća greške na izlazu iz mobilnog radio sistema sa NCFSK prijemnikom u uslovima fedinga sa Rayleigh-evom statistikom:

$$P_{e1} = \int_0^{\infty} \frac{1}{2} e^{-\gamma/2} p(\gamma) d\gamma = \frac{1}{2 + \gamma_0} \quad (3.9)$$

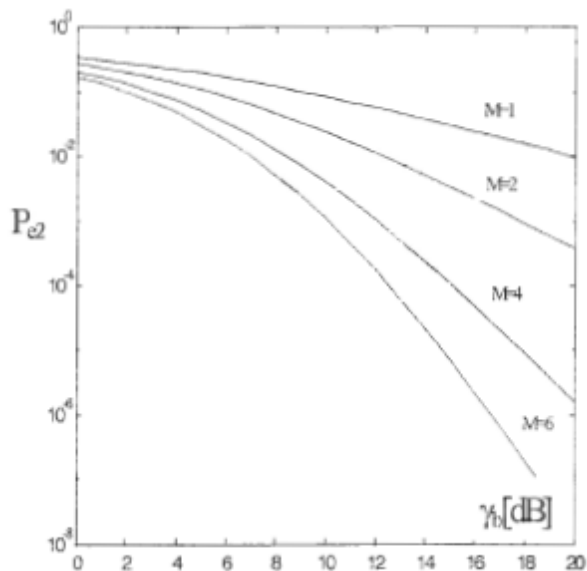
Upotrebom diversity sistema smanjuje se broj sjenki u primljenom signalu, a što dovodi do smanjenja broja grešaka na prijemu. Do željenog izraza za vjerovatnoću greške na izlazu iz sistema kada je upotrijebljen diversity na prijemu dolazi se na osnovu relacije (3.9), pri čemu se modifikuje funkcija gustine vjerovatnoće greške odnosa signal/šum. U slučaju da je primijenjen prostorni diversity sa selekcijom na prijemu od M grana funkcija (3.8) postaje:

$$p_M(\gamma) = \begin{cases} \frac{M}{\gamma_0} \left[1 - e^{-\frac{(M-1)\gamma}{\gamma_0}} \right] e^{-\frac{\gamma}{\gamma_0}}, & \gamma \geq 0 \\ 0, & \gamma < 0 \end{cases} \quad (3.10)$$

pa je:

$$P_{e2} = \int_0^{\infty} \frac{1}{2} e^{-\gamma/2} p_M(\gamma) d\gamma = \frac{1}{2 \prod_{k=1}^M \left(1 + \frac{\gamma_0}{2k} \right)} \quad (3.11)$$

Na slici 3.15 prikazana je vjerovatnoća greške na izlazu iz mobilnog radio-sistema sa selekcijom na prijemu u funkciji srednjeg odnosa signal/šum za različit broj diversity grana.



Slika 3.15 Vjerovatnoća greške na izlazu iz mobilnog radio sistema sa selekcijom i prijemnikom NCFSK signala, u uslovima Rayleigh fedinga

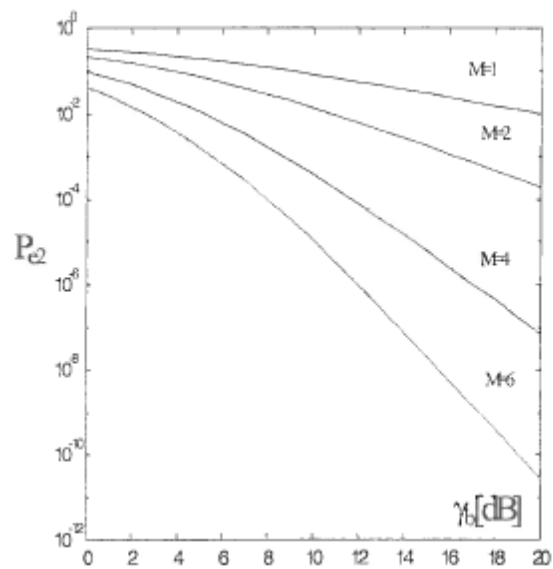
U slučaju da je primijenjen prostorni diversity sa kombinovanjem sa maksimalnim odnosom na prijemu od M grana, funkcija (3.8) postaje:

$$p_M(\gamma) = \begin{cases} \frac{\gamma^{M-1}}{\gamma_0^M (M-1)!} e^{-\frac{\gamma}{\gamma_0}}, & \gamma \geq 0 \\ 0, & \gamma < 0 \end{cases} \quad (3.12)$$

pa je:

$$P_{e2} = \int_0^{\infty} \frac{1}{2} e^{-\gamma/2} p_M(\gamma) d\gamma = \frac{2^{M-1}}{2 + \gamma_0} \quad (3.13)$$

Na slici 3.16 prikazana je vjerovatnoća greške na izlazu iz mobilnog radio-sistema sa kombinovanjem sa maksimalnim odnosom na prijemu u funkciji srednjeg odnosa signal/šum za različit broj diversity grana.



Slika 3.16 Vjerovatnoća greške na izlazu iz mobilnog radio sistema sa kombinovanjem sa maksimalnim odnosom i prijemnikom NCFSK signala, u uslovima Rayleigh fedinga