



PD 15474



003102871

COBISS ◉

UNIVERZITET U BEOGRADU
ELEKTROTEHNIČKI FAKULTET

Adaptivna ekvivalencija linearnih vremenski-
dispersivnih radio kanala
pri vrlo brzom prenosu podataka u
zatvorenim prostorima

DOKTORSKA DISERTACIJA

Aleksandar Žigljó

Beograd, 1995.

10:12748303

100. —

92 15474



UNIVERZITET U BEOGRADU
ELEKTROTEHNIČKI FAKULTET

DOKTORSKA DISERTACIJA

NAZIV

ADAPTIVNA EKVALIZACIJA LINEARNIH VREMENSKI -
DISPERZIVNIH RADIO KANALA
PRI VRLO BRZOM PRENOSU PODATAKA U
ZATVORENIM PROSTORIMA



Disertacija je odbranjena
dana: 14.10.1995.

Pred komisijom u sastavu:

1. Prof. Dr. DUŠAN DRAJIĆ
2. Prof. Dr. ĐORĐE PAUNOVIĆ
3. Dr. VOJISLAV ARANDELOVIĆ
4. Prof. Dr. GROZDAN PETROVIĆ
5. Prof. Dr. MIROSLAV DUKIĆ

ALEKSANDAR DANETA ŽIGIĆ

Abstrakt

Za telekomunikacione sisteme unutar zgrada, koncept "bežičnog" je uveo "novi" prenosni medijum, odnosno kanal za prostiranje radio talasa u zatvorenim prostorima, koji se koristi za povezivanje terminala i ostale opreme u lokalnu računarsku mrežu (LAN). Eksperimentalne studije, uradjene u cilju opisivanja kanala za prostiranje talasa u zatvorenim prostorima, su pokazale da su karakteristike prostiranja talasa u zatvorenim prostorima: velika slabljenja pri prostiranju, prostiranje po više puteva izmedju predaje i prijema, spore vremenske promene kanala i feding.

Neke primene bežičnih kanala u zatvorenim prostorima zahtevaju veoma brz prenos podataka koji je ograničen prostiranjem po više puteva i fedingom. Kad se poveca brzina prenosa podataka, prostiranje po više puteva prouzrokuje interferenciju medju simbolima u toku procesa detekcije simbola. Uobičajeni način borbe protiv fedinga koji nastaje pri prostiranju po više puteva, a kao posledica toga i interferencije medju simbolima, je upotreba adaptivne ekvalizacije na prijemu.

Problem osetljivosti digitalnog radio telekomunikacionog sistema u zatvorenim prostorima na prostiranje po više puteva pri promenljivim parametrima kanala i sistema, je obradjen u ovoj tezi, na primeru 4-QAM telekomunikacionog sistema, sa LMS linearnim ekvalizatorom sa kašnjenjem izmedju susednih koeficijenata kao i sa LMS nelinarnim (DF) ekvalizatorom sa kašnjenjem manjim od 1 simbola izmedju susednih koeficijenata, na prijemu.

Rešavanju problema je pristupljeno iz 3 pravca. Prvo je data teorijska analiza problema. Metodom simulacija na racunaru je izvršena detaljna procena performansi sistema za veoma brzi prenos podataka po disperzivnim kanalima sa sporim fedingom, koristeći statisticki eksponencijalni model kanala sa Relejevim fedingom koji je predlozen u jednoj studiji, kao i Rajsov model kanala sa fedingom koji se bazira na merenjima izvršenim u radnim prostorijama i fabričkom okruženju. Konačno, impulsni odzivi kanala izmereni u istraživačkoj laboratoriji pri različitim uslovima prostiranja, topografijama (konfiguracijama) i frekvencijama, su takodje korišćeni za procenu performansi sistema. Prosečna verovatnoća greške po bitu je korišćena kao performansni kriterijum.

Krive prosečne verovatnoće greške po bitu ukazuju da, bilo kod kanala generisanih uz pomoć računara ili kod izmerenih kanala, linearni ekvalizator smanjuje grešku približno 10 puta (odnos signal-šum od 8dB) u poredjenju sa neekvalizovanim kanalom, a da DF ekvalizator nadmašuje linearni ekvalizator dalje smanjujući grešku 2 puta (SNR=8dB). Zapravo, počevši od slučaja frekvencijski-ravnog fedinga, ustanovljeno je da ekvalizator može da smanji grešku za kanale generisane uz pomoć računara skoro do normalizovane vrednosti brzine prenosa podataka od 4 (Relejev slučaj), i, 2.2, 1 i 0.5 Rajsov slučaj i vrednost Rajsovog faktora od 2, 6.8 i 11dB, respektivno, dok su u slučaju izmerenih kanala vrednosti minimuma krivih verovatnoće greške izmedju 2 i 3, a pozicije minimuma zavise od veličine prostorijske i topografije.

Posle minimuma, performanse sistema degradiraju kad se bilo brzina prenosa ili disperzija kanala povećaju, zbog negativnog efekta interferencije medju simbolima koji potire poboljšanje usled implicitne (vremenske) raznovrsnosti.

Kad je odnos signal-šum nizak (do 12dB zaključno), primećeno je da se javlja efekat prostiranja greške kod DF prijemnika. Ipak, pokazano je da umetanjem nove, "modifikovane" automatske funkcije "čišćenja" u filter povratne sprege kod DF ekvalizatora, se značajno može smanjiti neželjen uticaj efekta prostiranja greške, a samim tim i prosečna verovatnoća greške po bitu i do 2 reda veličine.

Na kraju, performanse ekvalizatora su upoređene i sa teorijskom performansom prilagodjenog filtra za kanale sa Relejevim fedingom, koji predstavljaju performansnu granicu za sve tehnike eliminacije interferencije medju simbolima.

Ustanovljeno je da DF ekvalizator sa tačnim povratnim simbolima, koji ima bolje performanse od bilo linearnog ili DF ekvalizatora sa detektovanim povratnim simbolima, daje prosečnu verovatnoću greške po bitu samo oko dva puta veću od "optimalnog" prijemnika čije performanse predstavljaju teorijsku granicu najvećeg mogućeg poboljšanja koje se može dobiti korišćenjem mnogo komplikovanijih prijemnika sa detektorima koji odlučuju po principu funkcije najvećeg izgleda.

Abstract

The concept of "wireless" for in-building communication systems has introduced a "new" medium, namely the indoor radio propagation channel, to be used for interconnecting terminals and other equipment in Local Area Networks.

Experimental studies, carried out to describe the indoor radio propagation channel, have shown that the indoor radiowave propagation could be characterized by large propagation losses, multipath nature, slow time variations and fading.

Some indoor wireless communication applications require very high signaling rates which are bounded by multipath and fading. When data rate is increased, multipath causes the intersymbol interference in the detection process, thus adversely affecting the system performance. A common approach to combat the multipath fading, and hence the intersymbol interference, is to use adaptive equalizer.

The problem of digital indoor communication system's sensitivity to multipath under varying channel conditions and system parameters is addressed in this thesis, considering a 4-QAM communication system with LMS symbol-spaced linear and LMS fractionally-spaced decision-feedback adaptive equalizer at the receiver.

The problem is approached in three different ways. Firstly the theoretical analysis of the problem is given. The system performance evaluation for high-speed signaling over slow fading dispersive diversity channels is then elaborated, using the statistical exponential Rayleigh fading channel model proposed in an indoor propagation study, and the Rician fading channel model which is based on other propagation measurements performed in office and factory environments. Finally, the channel impulse responses, measured in a research laboratory for different propagation environments, topographies and frequencies, are used for system performance predictions.

The average bit error rate is used as the system performance quality measure.

The average bit error rate curves indicate, for both computer generated as well as for

measured channels, that linear equalizer reduces the error by approximately a factor of ten (SNR=8dB) compared with unequalized channel case, and that DF equalizer surpasses linear equalizer by further reducing the error by approximately a factor of two (SNR=8dB). Actually, starting from the frequency-flat fading case, the equalizer is shown to be able to reduce the error, for computer generated channels, almost until the normalized data rate of 4 (Rayleigh fading), and, 2.2, 1 and 0.5 (Rician fading and the Rice factor values of 2, 6.8 and 11dB, respectively), while the error performance curves for measured channels have their minimum values between the normalized data rates of 2 and 3, with minima positions depending on the room size and topography.

After the averaged bit error rate minima, system performance degrades when either the data rate or the multipath spread are increased, due to the negative effects of the intersymbol interference which counters the time diversity gains.

Low signal-to-noise ratios (SNR \leq 12dB) are observed to cause the error propagation effect in the DF receiver. However, it is shown that the insertion of the novel "modified" automatic clear function to the backward filter of the DFE significantly reduces the error propagation effect, decreasing the average bit error rate by up to two orders of error magnitude.

Finally, equalizer performance is compared with the theoretical matched filter performance for Rayleigh fading diversity channels, that represents the bound for all intersymbol interference elimination techniques.

The DF equalizer with correct symbols fed back, being better in performance than either linear equalizer or the DF equalizer with detected symbols fed back, is shown to perform only approximately a factor of two worse than the "optimum" diversity combining receiver, showing the theoretical limit for maximum possible performance improvement for much more complex receivers with maximum likelihood detectors.

ISKRENO ZAHVALJUJEM MENTORU, PROF. Dr. DUŠANU DRAJIĆU NA PRAVILNOM USMERAVANJU U NAUČNO-ISTRAŽIVAČKOM RADU, NESEBIČNIM I KORISNIM SAVETIMA U TOKU IZRADE OVE DISERTACIJE,

ZAHVALJUJEM Dr. ing. VOJISLAVU ARANDELOVIĆU, DIREKTORU INSTITUTA ZA ELEKTRONIKU INSTITUTA ZA NUKLEARNE NAUKE - VINČA NA RAZUMEVANJU I PODRŠCI,

ZAHVALJUJEM Mr. ing. MIRKU OBRADOVIĆU, RUKOVODIOCU ODELJENJA ZA SPECIJALNU INSTRUMENTACIJU, INSTITUTA ZA ELEKTRONIKU INSTITUTA ZA NUKLEARNE NAUKE - VINČA NA RAZUMEVANJU I PODRŠCI.

Sadržaj

1	Uvod	1
1.1	Merenja prostiranja radio talasa u zatvorenim prostorima	2
1.2	Feding usled prostiranja signala po više puteva (multipath fading)	3
1.3	Adaptivna ekvalizacija	5
1.3.1	Tehnike linearne ekvalizacije	5
1.3.2	Tehnike nelinearne ekvalizacije	8
1.3.3	Preostali problemi razmatrani u tezi	11
1.4	Cilj i pregled teze	13
	Reference	18
2	Analiza performansi linearne i nelinearne (DF) ekvalizacije vremenski disperzivnih radio kanala sa sporim fedingom	23
2.1	Uvod	23
2.2	Model telekomunikacionog sistema	24
2.3	Analiza performansi	24
2.4	Zaključak	31
	Reference	32
3	Linearna ekvalizacija vremenski disperzivnih radio kanala sa Relejevim fedingom u zatvorenim prostorima	34
3.1	Uvod	34
3.2	Model telekomunikacionog sistema	35
3.2.1	Struktura predajnika	35
3.2.2	Matematički model radio kanala u zatvorenim prostorima	35
3.2.3	Struktura prijemnika	39
3.3	Rezultati i diskusija	42

3.4	Zaključak	47
	Reference	49
4	Nelinearna (DF) ekvalizacija vremenski disperzivnih radio kanala sa Relejevim fadingom u zatvorenim prostorima	51
4.1	Uvod	51
4.2	Model telekomunikacionog sistema	52
4.2.1	Struktura predajnika	52
4.2.2	Model kanala	52
4.2.3	Struktura prijemnika	53
4.3	Rezultati simulacija na računaru	56
4.4	Zaključak	68
	Reference	69
5	Predikcija performansi vremenski disperzivnog Rajsovog radio kanala u zatvorenom prostoru sa linearnim i nelinearnim (DF) ekvalizatorom	72
5.1	Uvod	72
5.2	Model telekomunikacionog sistema	73
5.3	Procena performansi sistema	73
5.4	Rezultati i diskusija	76
5.5	Zaključak	85
	Reference	86
6	Adaptivna ekvalizacija izmerenih radio kanala za prenos podataka u zatvorenim prostorima	88
6.1	Uvod	88
6.2	Merenja	89
6.2.1	Uvod	89
6.2.2	Merna aparatura	90
6.2.3	Scenario merenja - radna prostorija	92
6.2.4	Scenario merenja - konferencijska prostorija	92
6.3	Model telekomunikacionog sistema	92

6.4	Rezultati simulacija na računaru	98
6.5	Zaključak	103
	Reference	104
7	Evaluacija performansi adaptivne ekvalizacije vremenski veoma disperzivnih radio kanala za prenos podataka u zatvorenim prostorima	105
	7.1 Uvod	105
	7.2 Model telekomunikacionog sistema	106
	7.3 Procena performansi i zaključak	108
	Reference	113
8	Zaključak i preporuke	114
	8.1 Zaključak	114
	8.2 Preporuke za dalje istraživanje	117
Prilog A:	Simulacioni metod	120
	Reference	124
Prilog B:	Teorijske performanse prilagodjenog filtra za kanale sa raznovrsnošću i Relejevom fadingom	125
	Reference	127
	Spisak simbola	128
	Spisak skraćenica	136

Poglavlje 1

Uvod

Motiv za uvođenje bežičnog prenosa signala govora i podataka u zatvorenim prostorima (npr. u okviru radnih prostorija, fabrika, magacina, bolnica, kongresnih centara ili stambenih prostora) je da se izbegne potreba za postavljanjem kablova [1,2].

Radio telekomunikacije u zatvorenim prostorima, zbog svoje najznačajnije osobine - bežičnog prenosa, omogućavaju jednostavno postavljanje, rekonfiguraciju, prenosivost i pokretljivost telefona, računara i ostale opreme povezane u lokalne računarske mreže (Local Area Network, skraćeno LAN). LAN se sastoji od izvesnog broja terminala koji dele zajednički prenosni medijum (radio kanal u zatvorenom prostoru) i koji se nalaze blizu jedan u odnosu na druge. Terminali, u principu, komuniciraju jedan s drugim ili sa ostalim uređajima izvan lokalnog prostora preko centralno postavljene kontrolne jedinice - bazne stanice.

Telekomunikacione mreže sa višestrukim pristupom, u kojima terminali dele zajednički kanal, zahtevaju korišćenje protokola za pristup kanalu, bilo da su to protokoli sa slučajnim pristupom (ALOHA, Code Division Multiple Access - CDMA, itd.) ili sa fiksnim pristupom (Frequency Division Multiple Access - FDMA i Time Division Multiple Access - TDMA). Kod TDMA vreme je podeljeno u slotove, koji su grupisani u ramove. Jedan odredjeni slot, u okviru svakog rama, je rezervisan za odredjenog



korisnika [3].

Različiti frekventni opsezi su razmatrani za uspostavljanje opsega za prenos radio signala po zatvorenim prostorima (IWC). I optički i radio signali koriste elektromagnetne talase. Pošto je dubina prodiranja talasa obrnuto proporcionalna kvadratnom korenu frekvencije, optički signali ne mogu proći kroz većinu objekata oko nas, dok UHF radio signali mogu. Infracrveno zračenje je takodje uzeto u obzir za prenos signala, ali je uglavnom ograničeno na prostoriju u kojoj je generisano i nije pogodno za veoma velike radne prostore.

Zbog sličnosti sa problemima sa kojima se suočavamo kod mobilnih radio telekomunikacija, pogodni frekventni opsezi za radio telekomunikacije po zatvorenim prostorima su oko 900 MHz [4], za koji je obavljeno nekoliko merenja [4-9], i poredjenja sa karakteristikama kanala za 1.7 GHz opseg uradjena u [10], dok je komparativna studija o prostiranju radio talasa u opsezima oko 4 GHz i 5.8 GHz objavljena u [11] i [12], a rezultati širokopoljnih merenja za 2.4, 4.75 i 11.5 GHz opisani u [13]. Takodje, od nedavno, postoji i interesovanje za korišćenje frekventnog opsega oko 60 GHz za bežični prenos informacija u okviru zatvorenih prostora [14,15].

Niže frekvencije nisu pogodne za radio telekomunikacije po zatvorenim prostorima zbog toga što su frekventni opsezi uglavnom zauzeti, kao i zbog činjenice što su neophodne veće antene.

1.1 Merenja prostiranja radio talasa u zatvorenim prostorima

Merenja se vrše da bi se moglo opisati prostiranje digitalnog radio signala u zgradama, kao i unutar zgrada. Merenja su pokazala da zgrade predstavljaju "neprijateljsko" okruženje pri prostiranju radio talasa, čije karakteristike veoma variraju kako između različitih zgrada, tako i u samim zgradama [16,17].

U daljem tekstu daćemo, sa stanovišta našeg problema, najbitnije funkcije i parametre kanala, koji su opisani u studijama o prostiranju radio talasa u zatvorenim prostorima.

Merenja, obavljena u cilju opisivanja parametara impulsnog odziva kanala,

su pokazala da amplitude β_n imaju Relejevu (Rayleigh) raspodelu, faze θ_n uniformnu raspodelu, a da kašnjenja τ_n obrazuju Poasonov (Poisson) proces dolazaka [18]. Rajsova (Rice) raspodela za amplitude β_n je objavljena u [8,19]. Nekoliko drugih raspodela za parametre impulsnog odziva kanala je dato u [17].

Osnovna ideja kod merenja gubitaka prostiranja na širokom prostoru (large-scale propagation losses) je nalaženje zakona opadanja snage signala na prijemu u odnosu na rastojanje izmedju predajnika i prijemnika. Ta uskopojasna merenja daju makroskopski opis radio kanala u zatvorenom prostoru, obezbedjuju informaciju o izboru optimalnog mesta za baznu stanicu, kao i informaciju o prostoru koje može pokriti dati telekomunikacioni sistem. Većina eksperimentalnih rezultata sugerise da je zakon opadanja snage signala na prijemu dat eksponencijalnom funkcijom rastojanja sa negativnim eksponentom čija je vrednost izmedju 1.5 [19] i 7 [5], dok su neki drugi modeli opadanja snage dati ukratko u [17].

Drugi centralni moment profila snage po kašnjenju τ_{rms} , daje dobru procenu veličine maksimalnog kašnjenja koje unosi kanal. Merenja u zgradi sa radnim prostorijama (office building) su pokazala da je maksimalno kašnjenje koje unosi kanal od 100ns do 200ns u sobama, a nekad i preko 300ns u hodnicima [18]. Eksperimenti, obavljani pri prostiranju radio talasa iz stambene zgrade (residential building) ka spoljašnjem prostoru (inside to outside), su pokazali da je vrednost τ_{rms} u najgorem slučaju 100ns kad postoji optička vidljivost izmedju predaje i prijema (LOS), a 422ns u slučaju da je nema [6]. Merenja u maloj zgradi sa radnim prostorijama su pokazala da je vrednost τ_{rms} u najgorem slučaju 220ns, 250ns u većoj zgradi sa radnim prostorijama, i 420ns u veoma velikom kompleksu zgrada sa radnim prostorijama [7].

Merenja su takodje pokazala da je koren srednje kvadratne vrednosti kašnjenja koje unosi kanal, kao i gubici pri prostiranju radio talasa u zatvorenim prostorima, frekvencijski zavisni. Studije o prostiranju talasa, obavljene u istraživačkoj laboratoriji na frekvencijama od 2.4, 4.75 i 11.5GHz, su pokazali da je srednja vrednost τ_{rms} 30% manja za 11.5GHz nego za dve niže frekvencije [13]. Vrednost eksponenta, koji karakteriše gubitke pri prostiranju, se povećavala sa porastom frekvencije merenja u slučaju da ne postoji optička vidljivost izmedju predaje i prijema (non LOS case - OBS case), i bila je 3.3, 3.8 i 4.5 za 2.4, 4.75 i 11.5GHz, respektivno.

1.2 Feding usled prostiranja signala po više puteva (multipath fading)

U ovom Poglavlju izlažemo probleme fedinga na osnovu referenci [35] i [21]. Jedna od glavnih osobina prostiranja talasa u zatvorenim prostorima je prostiranje radio signala izmadju predaje i prijema po više puteva, što dovodi do velikih varijacija u snazi signala na prijemu (feding).

Kad je brzina signalizacije mala, tad su kašnjenja koja odgovaraju pojedinim putevima prostiranja signala mala u poredjenju sa dužinom trajanja simbola, i interferencija izmedju simbola na prijemu je zanemarljiva. Ako se brzina signalizacije poveća, trajanje simbola se smanji i kašnjenje koje unosi kanal počinje da utiče na performanse sistema prouzrokujući intersimbolsku interferenciju (ISI) u procesu detekcije simbola (frequency-selective fading) [35,21].

Znači, prostiranje radio talasa u zatvorenim prostorima ima sledeće najznačajnije osobine: veliko slabljenje signala pri prostiranju kroz zidove, podova, tavanica, itd., prostiranje po više puteva prouzrokovano refleksijom signala od spoljašnjih zidova, podova, tavanica ("delay spread" multipath), spore promene karakteristika kanala u vremenu u poredjenju sa brzinom signalizacije ("local scattering" multipath) koje se javljaju kao posledica refleksije signala od unutrašnjih zidova, nameštaja, ljudi i opreme u pokretu [21].

U nekim primenama telekomunikacionih mreža (npr. veoma brz prenos podataka, prenos slike u video sistemima, itd.) javlja se potreba za veoma brzom signalizacijom, čija je brzina ograničena prostiranjem po više puteva (koji dovodi do preklapanja signala podataka koji potiču od susednih simbola, odnosno do intersimbolske interferencije), kao i fedingom. Moguće je poboljšati performanse sistema koristeći nekoliko tehnika za poboljšanje performansi koje ili izbegavaju ili se bore protiv intersimbolske interferencije, odnosno fedinga usled prostiranja po više puteva. Osim korišćenja više antena (antenna diversity) [20], usmerenosti antena [21] i zaštitnog kodovanja [22], postoji i veliko interesovanje istraživača za tehniku proširenog spektra (spread spectrum/code division multiple access technique) [23 - 26]. Još jedan uobičajen postupak borbe protiv fedinga usled prostiranja po više puteva je korišćenje adaptivne ekvalizacije [27], koji će biti razmatran u ovoj tezi. Kratak pregled tehnika adaptivne

ekvalizacije, korišćenih da bi se ublažili efekti intersimbolske interferencije koje unosi vremensko-disperzivni kanal, te povećala brzina signalizacije i poboljšale performanse telekomunikacionog sistema, je dat u sledećem odeljku.

1.3 Adaptivna ekvalizacija

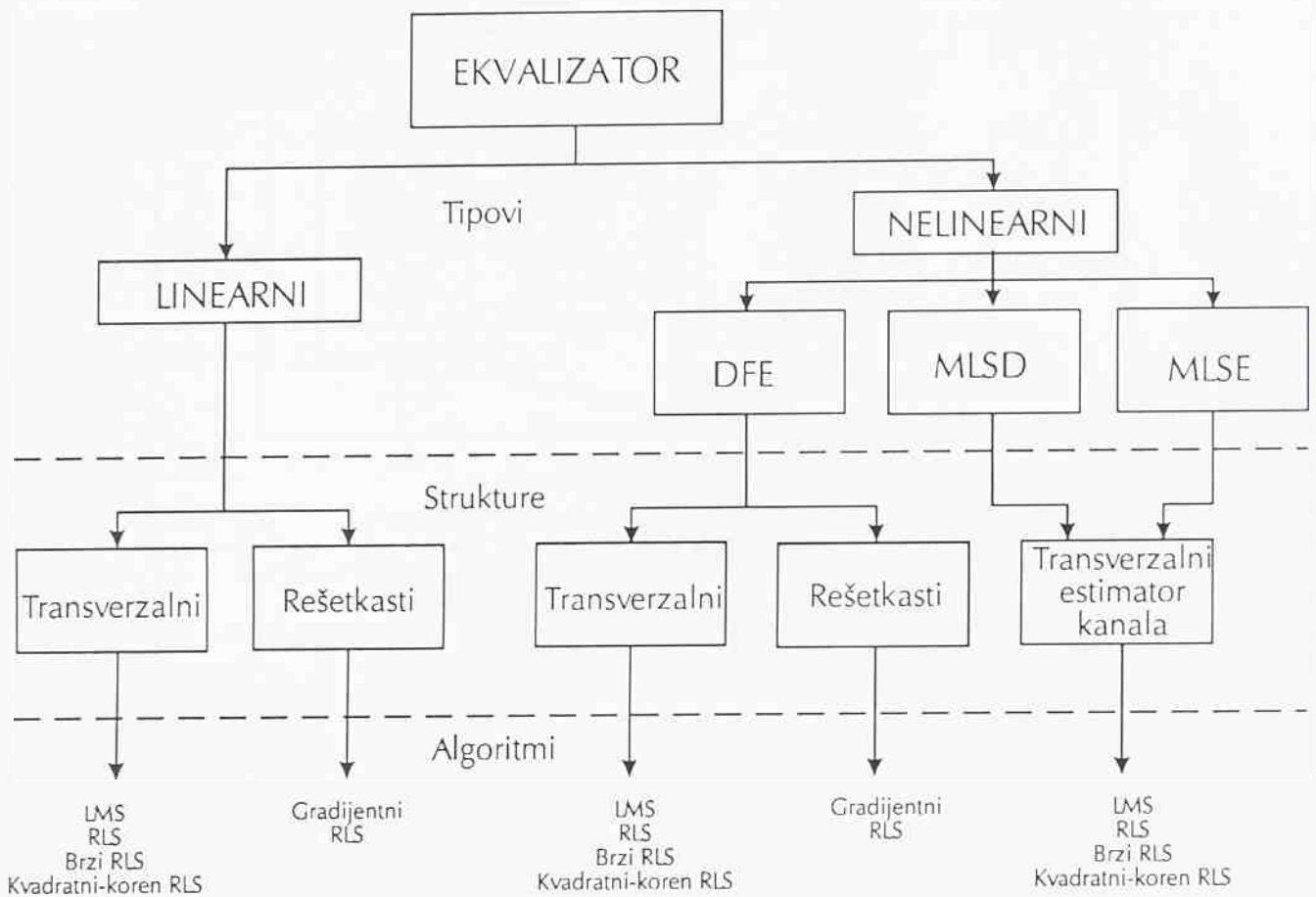
Različite tehnike adaptivne ekvalizacije se mogu, u opštem slučaju, porediti međusobno na osnovu tri važna kriterijuma: tip, struktura i adaptacioni algoritam (slika 1.1). Postoje dva glavna tipa ekvalizacije, linearna i nelinearna, i nekoliko struktura implementacije ekvalizatora. Više adaptacionih algoritama, pridruženih odredjenim strukturama ekvalizatora, se koriste za podešavanje parametara ekvalizatora prema nekom performansnom kriterijumu onda kad su karakteristike kanala a priori nepoznate ili vremenski promenljive, ili i jedno i drugo.

1.3.1 Tehnike linearne ekvalizacije

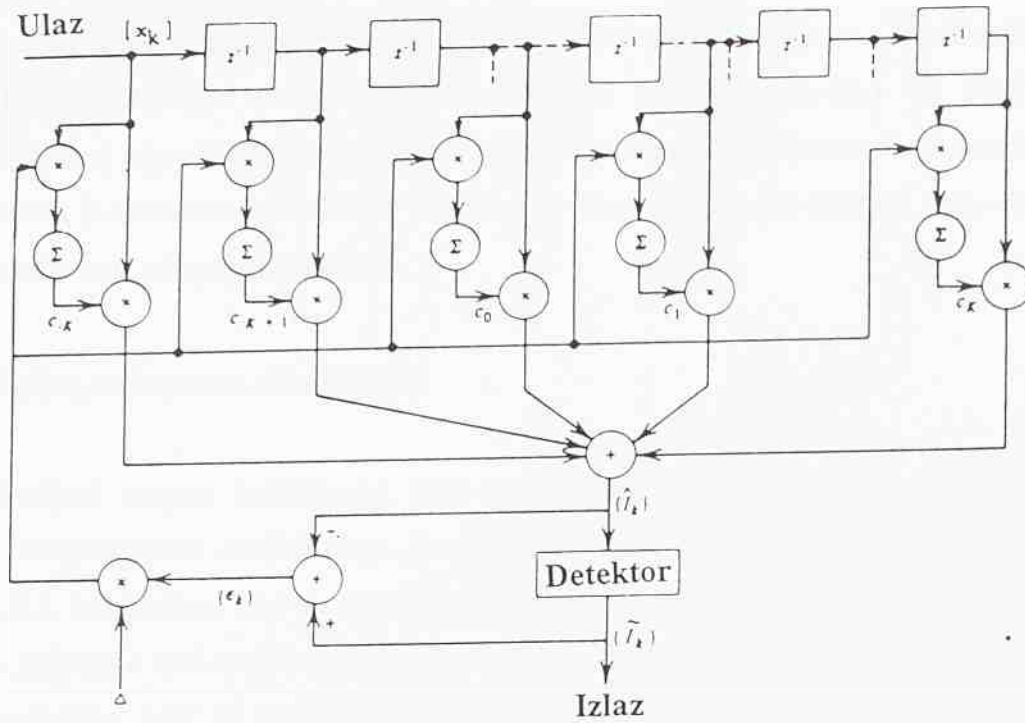
Transverzalni filter (filter sa konačnim impulsnim odzivom) se često koristi za implementaciju linearnog ekvalizatora. Često korišten optimizacioni kriterijum za podešavanje parametara ekvalizatora je minimizacija srednje-kvadratne greške između ostvarene i željene vrednosti signala na izlazu ekvalizatora. Ovaj algoritam je poznat kao algoritam najbržeg silaska, koji se može realizovati rekurzivno koristeći stohastički gradijentni (najmanji srednje-kvadratni - LMS) algoritam [29 - 31]. Linearni adaptivni ekvalizator koji koristi LMS adaptacioni algoritam je prikazan na slici 1.2. Na slici su odmerci signala na ulazu u ekvalizator označeni sa x_k , jedinično kašnjenje z^{-1} , koeficijenti ekvalizatora $c_{k,1}, \dots, c_{k,K}$, ekvalizovan signal \hat{I}_k , detektovan signal \tilde{I}_k , signal greške ϵ_k

i korak podešavanja koeficijenata ekvalizatora sa Δ .

Kad je potrebna veća brzina konvergencije ili bolje praćenje promena vremenski-promenljivih karakteritika kanala nego što se to može postići jedno-parametarskim (korak podešavanja) LMS algoritmom, može se koristiti rekurzivni adaptacioni algoritam najmanjih-kvadrata (RLS) za podešavanje parametara ekvalizatora [32]. Medjutim, brža konvergencija zahteva povećanu kompleksnost algoritma, proporcionalnu kvadratu broja



Slika 1.1 Tehnike ekvalizacije: tipovi, strukture i algoritmi [28]



Slika 1.2 Adaptivni linearni transversalni ekvalizator sa LMS algoritmom [28]



koeficijenata ekvalizatora. Brzi RLS algoritam je računski efikasniji, jer je njegova računaska kompleksnost linearno proporcionalna dužini ekvalizatora [33].

LMS algoritam je najjednostavniji od svih adaptacionih algoritama prikazanih na slici 1.1. Njegova računaska kompleksnost takodje linearno zavisi od broja koeficijenata ekvalizatora, ali je oko deset puta manja nego kod brzog RLS algoritma.

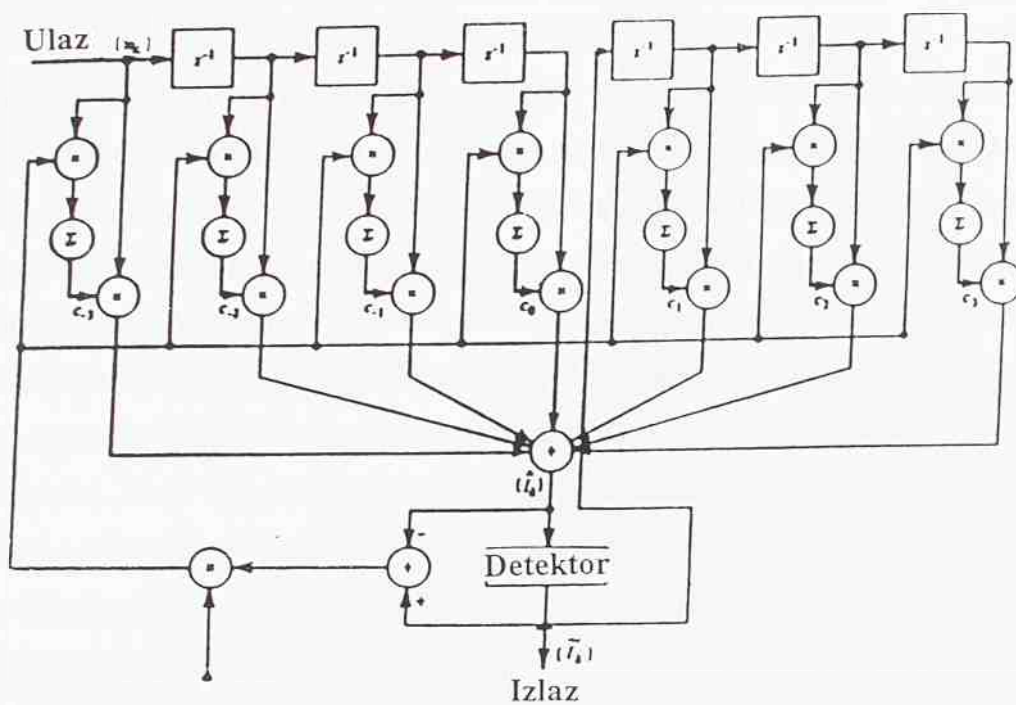
Linearni ekvalizator se takodje može implementirati koristeći strukturu rešetkastog filtra [34], u kombinaciji sa ili gradijentnim (sporije konvergirajućim) ili RLS (brže konvergirajućim) algoritmom za podešavanje parametara filtra. Računska kompleksnost oba algoritma je linearno zavisna od dužine ekvalizatora, ali gradijentni algoritam ima manju konstantnu proporcionalnosti.

1.3.2 Tehnike nelinearne ekvalizacije

Jedan odredjeni stepen izobličenja, koje unosi linearni vremenski-disperzivni kanal, može se kompenzovati korišćenjem linearnih tehnika ekvalizacije koje su opisane u odeljku 1.3.1. Medjutim, kad su izobličenja koje unosi kanal (amplitudska izobličenja) izraženija, odnosno kad kanal izrazito slabi ili čak anulira neke spektralne komponente signala podataka koji se prenosi, linearni ekvalizator, pokušavajući da sintetizuje inverznu karakteristiku kanala, značajno pojačava šum u blizini velikih slabljenja (ili nula) frekvencijskog spektra signala. Tehnike nelinearne ekvalizacije su razvijene u cilju efikasnije borbe protiv opisanog problema značajnih amplitudskih izobličenja koje unosi kanal.

Slika 1.1 prikazuje tri osnovne metode nelinearne ekvalizacije. Nelinearna ekvalizacija sa kvantovanom povratnom spregom (DFE) je najjednostavnija metoda i može biti implementirana korišćenjem ili transverzalnih ili rešetkastih filtara. Kao i kod linearnih ekvalizatora, parametri nelinearnog (DF) ekvalizatora sa transverzalnom strukturom (i prednji i povratni filter su transverzalni filteri) se mogu podešavati korišćenjem ili LMS algoritma ili klase bržih RLS adaptacionih algoritama. Ako je nelinearni (DF) ekvalizator realizovan kao rešetkasti filter, onda se ili gradijentni ili brži RLS algoritam mogu koristiti za podešavanje parametara ekvalizatora.

Nelinearni (DF) ekvalizator, sa transverzalnim prednjim filtrom sa 4 koeficijenta c_{-3}, \dots, c_0 i jediničnim kašnjenjem, kao i transverzalnim povratnim filtrom sa 3 koeficijenta c_1, \dots, c_3 i jediničnim kašnjenjem, je prikazan na slici 1.3. Manje kašnjenje od jediničnog je



Slika 1.3 Adaptivni nelinearni (DF) ekvalizator sa LMS algoritmom i transverzalnomo strukturom filtra [28]

moгуće (ponekad i poželjno). U slučaju da je kašnjenje jednako polovini simbol intervala, onda je vremensko rastojanje između susednih koeficijenata prednjeg filtra ekvalizatora $z^{-1/2}$ umesto z^{-1} . Na slici 1.3 su odmerci signala na ulazu u ekvalizator, ekvalizovani i detektovani signal, signal greške, i korak podešavanja koeficijenata prednjeg i povratnog filtra označeni istim simbolima kao i na slici 1.2.

Do sad razmatrana pitanja u vezi sa tehnikama adaptivne ekvalizacije su se odnosila na njihove performansne karakteristike i ograničenja, ako i računsku kompleksnost. Još jedan bitan problem, u vezi sa praktičnim realizacijama adaptivnih ekvalizatora, predstavlja numerička stabilnost predloženog adaptacionog algoritma. Pokazano je da linearni adaptivni ekvalizator ima dobre performanse čak i kad je u aritmetici sa nepomičnim zarezom dužina reči za predstavljanje koeficijenata ekvalizatora kod LMS adaptacionog algoritma smanjena na samo 12 bita; čak i kad je dužina reči još više smanjena na 8 bita, LMS algoritam nije pokazivao nestabilnost iako su tad njegove performanse bitno pogoršane. RLS algoritam je nestabilan čak i za dužine reči od 16 bita zbog akumulacije greški usled konačne (ograničen broj bita) preciznosti, dok je brza verzija RLS algoritma postizala dobre performanse, u kraćim vremenskim intervalima, i sa smanjenom preciznošću od 11 bita. Oba algoritma sa rešetkastim filtrima su se pokazala da imaju dobra numerička svojstva [35].

Pored nelinearnog (DF) ekvalizatora, koji predstavlja najjednostavniji metod implementacije postupka nelinearne ekvalizacije, slika 1.1 prikazuje dve kompleksnije metode nelinearne ekvalizacije, odnosno detekciju simbola maksimiziranjem funkcije izgleda (MLSD) i estimaciju sekvenci simbola maksimiziranjem funkcije izgleda (MLSE) [36 - 39]. One predstavljaju optimalne metode detekcije signala na prijemu, optimalne u smislu minimiziranja verovatnoće greške po simbolu. Oba od pomenutih probabilističkih algoritama detekcije zahtevaju poznavanje karakteritika kanala (estimator kanala na slici 1.1) i statistike šuma, da bi se izračunale verovatnoće korišćene u procesu detekcije.

Detektori koji rade na principu maksimiziranja funkcije izgleda, čija računaska kompleksnost raste eksponencijalno sa dužinom memorije kanala, mogu da posluže kao performansne granice za suboptimalne, ali mnogo jednostavnije linearne i nelinearne (DF) tehnike ekvalizacije.

Linearne i nelinearne adaptivne tehnike ekvalizacije se koriste za ekvalizaciju više vrsta praktičnih kanala, odnosno telefonskih kanala [40 - 42] i radio kanala kao što su mikrotalasni LOS [43], troposketer [44,45], kratko-talasni [39] i mobilni [39,46] kanali. Istraživanja u oblasti korištenja adaptivne ekvalizacije u digitalnim radio telekomunikacijama u zatvorenim prostorima su takodje radjena i rezultati su objavljeni u [47 - 50]. U referenci [47], razmatrani 4-QAM radio sistem sa linearnom ekvalizacijom kanala sa $\tau_{rms} = 25ns$ i Relejevim fedingom, za prenos signala govora, je mogao da podrži brzine signalizacije do 4 Mbit/s. Performanse QPSK/DFE modema, za kanale sa Relejevim fedingom i $\tau_{rms} = 50ns$, dva različita modela kanala (diskretni i kontinualni) i dva tipična oblika profila snage po kašnjenju (uniformni i eksponencijalni), su proučavane u [48]. Rezultati su pokazali da su performanse nelinearnog (DF) ekvalizatora malo zavisile od oblika profila snage po kašnjenju, nisu zavisile od izbora modela kanala pri većim frekvencijama dolazaka komponenata širokopojasnog signala, i, kad se koriste po 3 koeficijenta u prednjem i povratnom filtru, nelinearni (DF) ekvalizator je mogao podržati brzine prenosa podataka do približno 13 Mbit/s. Istraživački rad je proširen u referenci [49], gde je izračunavanje performansi za BPSK/DFE modem uradjeno na osnovu ekvivalentnog profila snage po kašnjenju, dobijenog merenjima stvarnih profila snage u pet fabričkih okruženja. Ponovo je potvrđeno se sa nelinearnim (DF) ekvalizatorom sa po 3 koeficijenta u prednjem i povratnom filtru, mogu ostvariti brzine signalizacije reda veličine 10 Mbit/s.

1.3.3 Preostali problemi razmatrani u tezi

Iako je dosadašnji istraživački rad u oblasti digitalnih radio telekomunikacija u zatvorenim prostorima sa adaptivnom ekvalizacijom pokrio odredjen broj pitanja, neki dodatni problemi bi trebalo da budu razmotreni.

Performanse različitih tipova (strukture, adaptacioni algoritmi) ekvalizatora u odnosu na slučaj bez ekvalizacije daju podatke o poboljšanju koje se može dobiti korišćenjem određene tehnike ekvalizacije. Poboljšanje performansi sa ekvalizatorom se može proceniti simulacijama na računaru, merenjima ili se može analizirati teorijski. Ipak, potpun uvid u to koliko uspešno ekvalizator radi u prisustvu fedinga usled prostiranja po više puteva se može postići ako se zna najbolja moguća performansa, odnosno, donja



granica performansi koju postiže prilagodjeni filter. Gornje i donje granice performansi, kao i performanse linearne i nelinearne tehnike ekvalizacije su razmatrane u ovoj tezi.

Posebni problem koji se sreće pri relativno malim odnosima signal-šum kod suboptimalnih nelinearnih (DF) ekvalizatora, je efekat prostiranja greške detekcije. On može značajno da pogorša performanse ekvalizatora, a samim tim i celokupnog radio sistema. U ovoj tezi je razvijena nova tehnika koja predstavlja praktičnu metodu borbe protiv neželjenog efekta prostiranja greške. Performanse ekvalizatora su uporedjene prvo sa slučajem kad se ne pokušava uticati na efekat prostiranja greške, a zatim, sa teorijskim slučajem kad nema prostiranja greške odlučivanja.

Procene performansi za različite tipove ekvalizatora koji rade u raznim tipičnim vremenski-disperzivnim okruženjima sa fadingom u okviru zatvorenih prostora predstavljaju glavni objekat istraživanja u ovoj tezi. Proučavanje adaptivne ekvalizacije vremenski-disperzivnih kanala sa Rajsovim fadingom je motivisano raspoloživošću rezultata više merenja koja su obavljena u različitim radnim prostorijama i fabrikama, gde je radio kanal u zatvorenom prostoru predstavljen Rajsovim modelom kanala sa fadingom i to kako za male pomeraje predaje i/ili prijema, tako i za promene karakteristika kanala u vremenu. Rezultati za Rajsov model kanala su zatim uporedjeni sa onima dobijenim za kanale sa Relejevim vremenski-disperzivnim fadingom.

Slučaj veoma izraženog Relejevog vremenski-disperzivnog fadinga, koji se sreće u radio telekomunikacijama između susednih zgrada, je posebno obradjen.

Impulsni odzivi kanala, dobijeni merenjima u istraživačkoj laboratoriji na tri različite frekvencije (2.4, 4.75 i 11.5 GHz), su korišćeni za procene performansi ekvalizatora na tim "novim" frekvencijama. Performanse ekvalizatora za izmerene kanale su uporedjene sa rezultatima dobijenim za računarski generisane kanale sa Relejevom, kao i Rajsovom statistikom fadinga.

Takodje je data teorijska analiza ekvalizacije kanala sa Relejevim vremenski-disperzivnim fadingom, kao i analiza modela kanala sa Rajsovim fadingom.

1.4 Cilj i pregled teze

Problem osetljivosti digitalnog radio telekomunikacionog sistema u zatvorenim prostorima na prostiranje po više puteva pri promenljivim uslovima prostiranja i parametrima sistema, je obradjen u ovoj tezi. Problem je prvo teoretski analiziran. Zatim su uradjene simulacije na računaru za slučaj veoma brzog prenosa signala podataka po linearnim, vremenski sporo promenljivim i disperzivnim kanalima sa Relejevim i Rajsovim fadingom. Merenja, obavljena u istraživačkoj laboratoriji, su obezbedila podatke za procenu performansi sistema na osnovu izmerenih impulsnih odziva kanala.

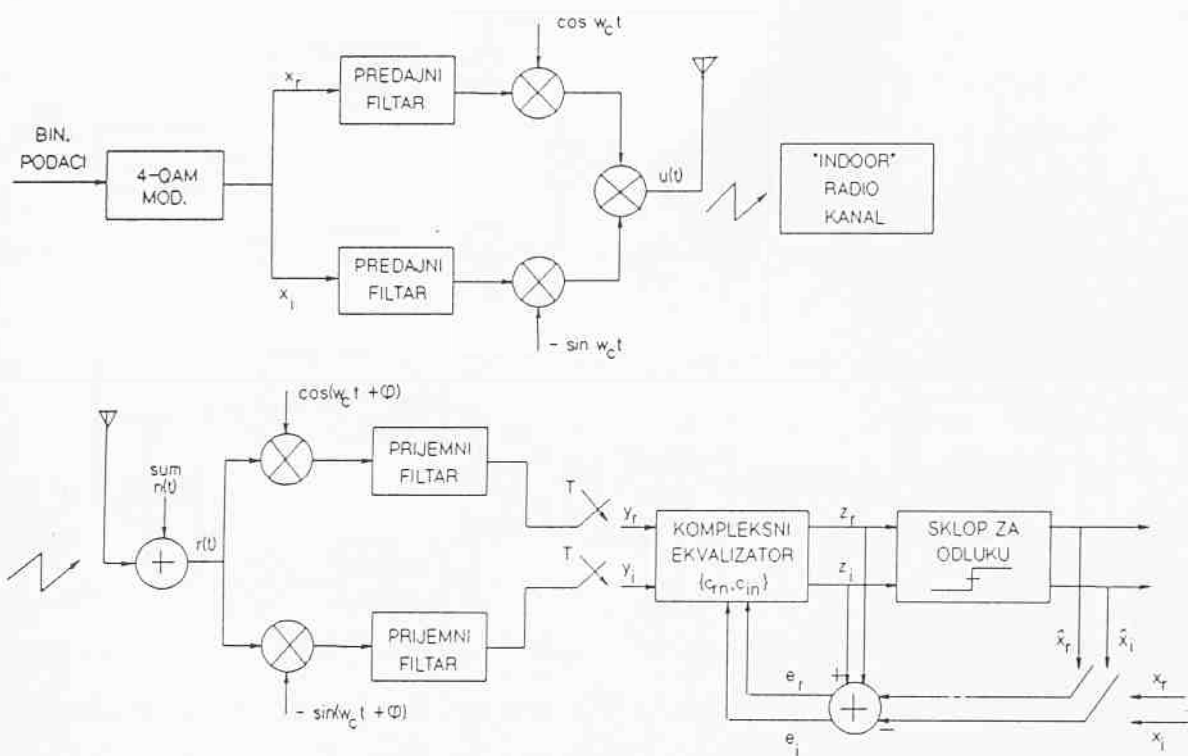
Performanse prilagodjenog filtra (najbolje moguće performanse) kao "optimalnog" prijemnika (diversity combiner) su korišćene kao teorijske performansne granice za posmatranu praktičnu strukturu prijemnika telekomunikacionog sistema.

Posmatrani digitalni telekomunikacioni sistem pri sinhronom, serijskom prenosu podataka po vremenski disperzivnim kanalima u zatvorenim prostorima, koristi 4-QAM tehniku modulacije, tehniku uzdignutog kosinusa ("raised" cosine) za uobličavanje elementarnih signala podataka sa promenljivim parametrom, TDMA telekomunikacionu tehniku za pristup kanalu i adaptivni linearni ili nelinearni (DF) ekvalizator u prijemniku. Model sistema sa linearnim ekvalizatorom je dat na slici 1.4, a model sistema sa nelinearnim (DF) ekvalizatorom dat na slici 1.5. Blok dijagram prijemnika sa linearnim adaptivnim ekvalizatorom je dat u Poglavlju 3, slika 3.3, dok je blok dijagram prijemnika sa nelinearnim adaptivnim (DF) ekvalizatorom dat u Poglavlju 4, slika 4.1.

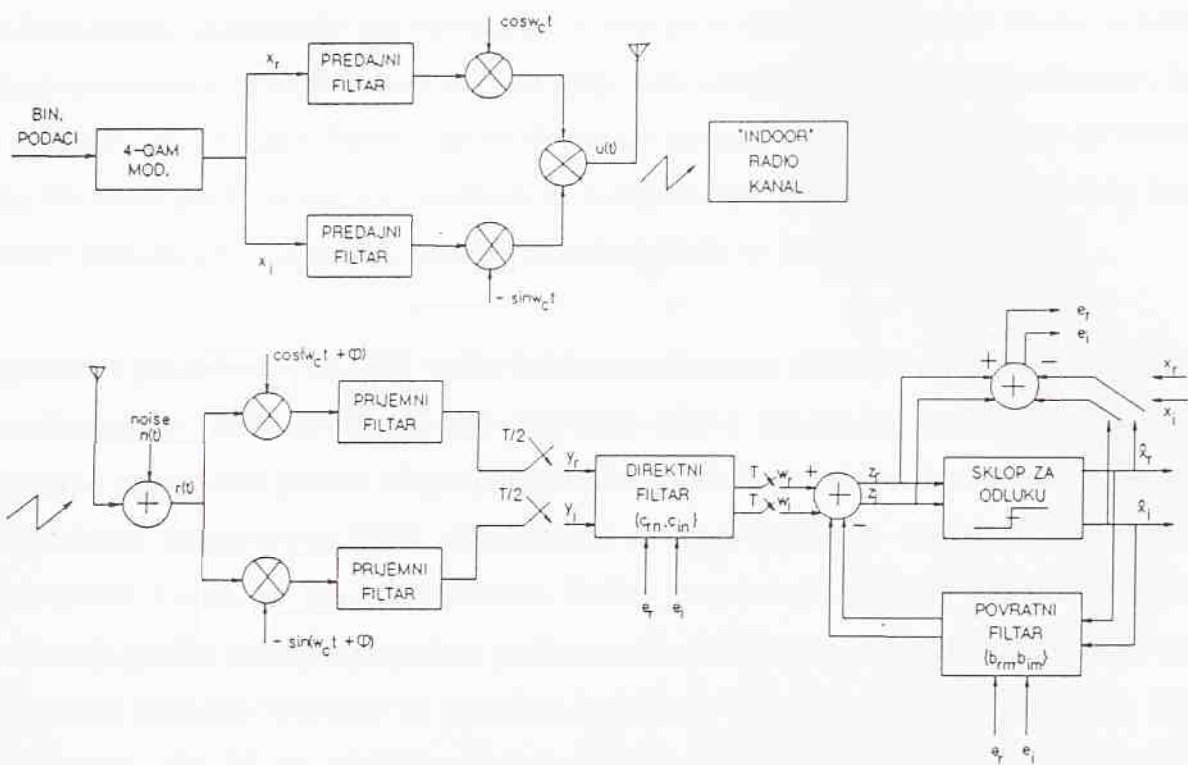
Neželjeni efekti koje unosi kanal, a koji su uzeti u razmatranje su različite statistike fadinga signala na prijemu i promenljivi koren srednje-kvadratne vrednosti kašnjenja koje unosi kanal τ_{rms} (u tezi uzet da je jednak maksimalnoj vrednosti kašnjenja koje unosi kanal T_m). Parametri sistema koji su uzeti u razmatranje su: različite vrednosti brzine signalizacije i promenljiva vrednost parametra tehnike uzdignutog kosinusa α . Prosečna verovatnoća greške po bitu je uzeta kao performansni kriterijum.

Ova teza je organizovana na sledeći način:

U Poglavlju 2 je data analiza performansi posmatranog 4-QAM digitalnog



Slika 1.4 Blok dijagram radio telekomunikacionog sistema sa linearnim ekvalizatorom sa simboličkim kašnjenjem između koeficijenata



Slika 1.5 Blok dijagram radio telekomunikacionog sistema sa nelinearnim (DF) ekvalizatorom sa polu-simbolskim kašnjenjem izmedju koeficijenata

telekomunikacionog sistema sa linearnim i nelinearnim (DF) ekvalizacijom vremenski-disperzivnih sporo promenljivih kanala sa Relejevim i Rajsovim fedingom. Performanse ekvalizatora, izražene kroz prosečnu verovatnoću greške po bitu koja je određena kao funkcija kašnjenja koje unosi kanal, energije na prijemu po bitu i spektralne gustine snage šuma, su izvedene tačno za vremenski-disperzivni kanal sa Relejevim fedingom. Za slučaj Rajsovog fedinga, približan izraz za prosečnu verovatnoću greške po bitu je dat.

Poglavlje 3 daje rezultate performansi za 4-QAM radio telekomunikacioni sistem u zatvorenom prostoru za prenos podataka sa linearnim adaptivnim MMSE equalizatorom. Simulacije na računaru su uradjene da bi se proučio uticaj nekoliko važnih parametara kanala i sistema (kašnjenje koje unosi kanal, brzina signalizacije, itd.) na performanse sistema. Poredjenja performansi sistema sa i bez ekvalizatora su takodje data. Procene performansi ekvalizatora su uradjena na osnovu pojednostavljenog "one-cluster" statističkog eksponencijalnog modela kanala sa Relejevim fedingom.

Poglavlje 4 predstavlja 4-QAM radio telekomunikacioni sistem u zatvorenom prostoru sa nelinearnim (DF) ekvalizatorom. Impulsni odzivi kanala su, kao i u prethodnom Poglavlju, generisani prema eksponencijalnom modelu kanala sa Relejevim fedingom. Performanse nelinearnog (DF) ekvalizatora su uporedjene sa slučajevima linearnog ekvalizatora i sistema bez ekvalizatora. Pošto je za male odnose signal-šum efekat prostiranja greške ozbiljno pogoršao performanse ekvalizatora, specijalna modifikovana automatska funkcija "čišćenja" je razvijena i ubačena u povratni filter nelinearnog (DF) ekvalizatora, da bi se ublažilo dejstvo pomenutog neželjenog efekta. Teorijske performanse prilagodjenog filtra za vremenski-disperzivne kanale sa Relejevim fedingom, izvedene u Prilogu B, su uzete kao donja granica performansi za performanse nelinearnog (DF) kao i linearnog ekvalizatora.

U Poglavlju 5 su date performanse 4-QAM telekomunikacionog sistema sa linearnim i nelinearnim (DF) ekvalizatorom za brz prenos podataka u frekvencijski-selektivnom radio kanalu sa sporim Rajsovim fedingom. Procene performansi, dobijene simulacijama na računaru, su bazirane na izmerenim podacima iz jedne radne i nekoliko fabričkih zgrada. Relativno mali Rajsov faktor od $K = 2$ dB se koristi za modeliranje prostorni

feding za male pomeraje antena predaje i/ili prijema, dok se veći Rajsovi faktori od $K = 6.8$ i 11 dB koriste kao gornja i donja granica vrednosti koje predstavljaju vremenski feding. Poredjenja performansi sa modelom kanala sa Relejevim fedingom su takodje uradjena.

Poglavlje 6 prvo daje opis i rezultate širokopojsnih merenja, uradjenih u istraživačkoj laboratoriji, za prostorije različite veličine (radna i konferencijska), dve tipične topografije (LOS i OBS) i tri frekvencije (2.4, 4.75 i 11.5 GHz). Zatim su procenjene performanse za pomenuti 4-QAM telekomunikacioni sistem sa i bez ekvalizatora (linearnog ili DF). Takodje su u Poglavlju 6 uradjena i poredjenja sa performansnim rezultatima dobijenim za računarski generisane impulsne odzive kanala.

U Poglavlju 7 su dati rezultati performansi za posmatrani 4-QAM radio telekomunikacioni sistem kad radi u veoma vremenski-disperzivnoj okruženju sa Relejevim fedingom, koja odgovara ili brzom komunikaciji između susednih zgrada u velikom kompleksu zgrada (na primer kampus, itd.), ili veoma brzom prenosu podataka u zatvorenom prostoru manjih dimenzija. Ublažavanje neželjenih efekata koje unose veoma vremenski-disperzivni kanali sa fedingom se obavlja uz pomoć linearnih i nelinearnih (DF) ekvalizatora.

U Poglavlju 8 su sadržani glavni rezultati, opšti zaključci, kao i neke preporuke za dalji istraživački rad.

U Prilogu A je dat opis simulacionog metoda. Simulacije na računaru su uradjene da bi se procenio uticaj različitih parametara kanala i sistema na performanse posmatranog bežičnog telekomunikacionog sistema za prenos podataka. Rezultati simulacija su dati i detaljno objašnjeni u Poglavljima 3 - 7.

Prilog B daje performanse prilagodjenog filtra za vremenski-disperzivne kanale sa Relejevim fedingom (pretpostavljajući prijem usamljenog elementarnog signala podataka bez intersimbolske interferencije). Performanse su date kroz izvedeni izraz za prosečnu verovatnoću greške po bitu. Pošto se radi o najboljim ostvarivim performansama, one mogu poslužiti kao performansna granica za sve postupke obrade signala na prijemu

koje imaju za cilj ukidanje intersimbolske interferencije, kao što su linearna i nelinearna (DF) ekvalizacija. Ovi rezultati su iskorišćeni u Poglavlju 4 kao teorijska performansna granica.

Reference

- [1] Cox, D.C.: "Universal Portable Radio Communications", IEEE Trans. VT-34, pp. 117-121, Aug. 1985.
- [2] Pahlavan, K.: "Wireless Communications for Office Information Networks", IEEE Commun. Mag., 23, pp. 19-27, Jun. 1985.
- [3] Li, V.O.K.: "Multiple Access Communications Networks", IEEE Commun. Mag., 25, pp. 41-48, Jun. 1987.
- [4] Alexander, S.E.: "Radio Propagation Within Buildings at 900 MHz", Electron. Lett., 18, pp. 913-914, Oct. 1982,
- [5] Alexander, S.E.: "Characterising Buildings for Propagation at 900 MHz", Electron. Lett., 19, pp. 860, Sep. 1983.
- [6] Devasirvatham, D.M.J.: "Time Delay and Signal Level Measurements of 850 MHz Radiowaves in Building Environment", IEEE Trans., AP-34, pp. 1300-1305, Nov. 1986.
- [7] Devasirvatham, D.M.J.: "Multipath Time Delay Spread in the Digital Portable Radio Environment", IEEE Commun. Mag., 25, pp. 13-21, Jun. 1987.
- [8] Bultitude, R.J.C.: "Measurement, Characterization and Modeling of Indoor 800/900 MHz Radio Channels for Digital Communications", IEEE Com. Mag., 25, pp. 5-12, Jun. 1987.
- [9] Arnold, H.W., R.R. Murray and D.C. Cox: "815 MHz Radio Attenuation Measured within two Commercial Buildings", IEEE Trans., AP-37, pp. 1335-1339, Oct. 1989.
- [10] Bultitude, R.J.C., S.A. Mahmoud and W.A. Sullivan: "A Comparison of Indoor Radio Propagation Characteristics at 910 MHz and 1.75 GHz", IEEE J. on Selected Areas in Commun., SAC-7, pp. 20-30, Jan. 1989.
- [11] Devasirvatham, D.M.J., C. Banerjee, M.J. Crain, D.A. Rappaport: "Multi-

- frequency Radiowave Propagation Measurements in the Portable Radio Environment", in the Proc. of the IEEE Int. Conf. on Commun., pp. 1334-1340, Atlanta, Apr. 1990.
- [12] Devasirvatham, D.M.J., C. Banerjee, R.R. Murray and D.A. Rappaport: "Four-frequency Radiowave Propagation Measurements of the Indoor Environment in a Large Metropolitan Commercial Building", in the Proc. IEEE GLOBECOM Conf., pp. 1282 - 1286, Phoenix, 1991.
- [13] Janssen, G.J.M. and R Prasad: "Propagation Measurements in an Indoor Radio Environment at 2.4 GHz, 4.75 GHz and 11.5 GHz", in the Proc. of the IEEE Veh. Tech. Conf., pp. 617-620, Denver, 1992.
- [14] Davies, R.M., M. Bensebti, M. Beach, J.P. McGeehan, D. Rickard, C. Shepherd and S. Wales: "A Comparison of Indoor and Urban Propagation at 1.7, 39 and 60GHz", in the Proc. of the IEEE Veh. Tech. Conf., pp. 589-593, Saint Louis, May 1991.
- [15] Prasad, R.: "An Overview of Milimetric Waves for Future Personal Wireless Communication Systems", in the Proc. of IEEE First Symposium on Commun. and Veh. Tech. in the Benelux, pp. K3-1 - K3-8, Delft, The Netherlands, Oct. 1993.
- [16] Molkdar, D.: "Review on Radio Propagation into and within Buildings", IEE-Proceedings-H, Vol. 138, No. 1, pp. 61-73, Feb. 1991.
- [17] Hashemi, H.: "The Indoor Propagation Channel", Proc. of the IEEE, 81, pp. 943-967, Jul. 1993.
- [18] Saleh, A.A.M. and R.A. Valenzuela: "A Statistical Model for Indoor Multipath Propagation", IEEE J. on Selected Areas in Commun., SAC-5, pp. 128-137, Feb. 1987.
- [19] Rappaport, S.T. and C.D. McGillem: "UHF Fading in Factories", IEEE J. on Selected Areas in Commun., SAC-7, pp. 40-48, Jan. 1989.
- [20] Winters, J.H. and Y.S. Yeh: "On the Performance of Wideband Digital Radio Transmission within Buildings Using Diversity", IEEE GLOBECOM Proceedings, pp. 32.5.1-6, Dec. 1985.
- [21] Mitzlaff, J.E.: "Radio Propagation and Anti-Multipath Techniques in the WIN Environments", IEEE Network Magazine, 5, pp. 21-26, Nov. 1991.
- [22] Saleh, A.A.M. and L.J. Cimini Jr.: "Indoor Radio Communications Using

- Time-Division Multiple Access with Cyclical Slow Frequency Hopping and Coding", IEEE J. on Selected Areas in Commun., SAC-7, pp. 59-70, Jan. 1989.
- [23] Kavehrad, M.: "Performance of Nondiversity Receivers for Spread Spectrum in Indoor Wireless Communications", B.S.T.J., 64, pp. 1181-1210, Aug. 1985.
- [24] Kavehrad, M. and P.J. McLane: "Performance of Low-Complexity Channel Coding and Diversity for Spread Spectrum in Indoor Wireless Communication", B.S.T.J., 64, pp. 1927-1965., Oct. 1985.
- [25] Prasad, R., H.S. Misser and A. Kegel: "Performance Analysis of Direct-Sequence Spread-Spectrum Multiple-Access Communication in an Indoor Rician-Fading Channel with DPSK Modulation", Electron. Lett., 26, pp. 1366-1367, Aug. 1990.
- [26] Misser, H.S., C.A.F.J. Wijffels and R. Prasad: "Throughput Analysis of CDMA with DPSK Modulation and Diversity in Indoor Rician Fading Radio Channels", Electron. Lett., 27, pp. 601-603, Mar. 1991.
- [27] Clark, A.P.: "Equalizers for Digital Modems", Pentech Press, London, 1985.
- [28] Proakis, J.G.: "Adaptive Equalization for TDMA Digital Mobile Radio", IEEE Trans., VT-40, pp. 333-341, May 1991.
- [29] Gersho, A.: "Adaptive Equalization of Highly Dispersive Channels for Data Transmission", B.S.T.J., 48, pp. 55-70, Jan. 1969.
- [30] Proakis, J.G. and J.H. Miller: "An Adaptive Receiver for Digital Signaling Through Channels with Intersymbol Interference", IEEE Trans., IT-15, pp. 484-497, Jul. 1969.
- [31] Lucky, R.W., J. Salz and E.J. Weldon: "Principles of Data Communications", New York: McGraw-Hill, 1968.
- [32] Godard, D.: "Channel Equalization Using a Kalman Filter for Fast Data Transmission", IBM J. Res. Dev., 18, pp. 267-273, May 1974.
- [33] Falconer, D.D. and L. Ljung: "Application of Fast Kalman Estimation to Adaptive Equalization", IEEE Trans., COM-26, pp. 1439-1446, Oct. 1978.
- [34] Satorius, E.H. and S.T. Alexander: "Channel Equalization Using Adaptive Lattice Algorithms", IEEE Trans., COM-27, pp. 899-905, Jun. 1979.

- [35] Proakis, J.G.: "Digital Communications", New York: McGraw-Hill, 1989.
- [36] Forney, G.D., Jr.: "Maximum Likelihood Sequence Estimation of Digital Sequences in the the Presence of Intersymbol Interference", IEEE Trans., IT-18, pp. 363-378, May 1972.
- [37] Forney, G.D., Jr.: "The Viterbi Algorithm", Proceedings of the IEEE, 61, pp. 268-278, Mar. 1973.
- [38] Qureshi, S.U.H.: "Adaptive Equalization", Proceedings of the IEEE, 73, pp. 1349-1387, Sep. 1985.
- [39] Clark, A.P.: " Adaptive Detectors for Digital Modems", Pentech Press, London, 1989.
- [40] Lucky, R.W.: "Techniques for Adaptive Equalization of Digital Communication Systems", B.S.T.J., 45, pp. 255-286, Feb. 1966.
- [41] Falconer, D.D.: "Applications of Passband Decision Feedback Equalization in Two-Dimensional Data Communications Systems", IEEE Trans., COM-24, pp. 1159-1166, Oct. 1976.
- [42] Falconer, D.D. and F.R. Magee: "Evaluation of Decision Feedback Equalization and Viterbi Algorithm Detection for Voiceband Data Transmission", IEEE Trans., COM-24, pp. 1130-1138 and 1238-1245, 1976.
- [43] Wong, W.C.L. and L.J. Greenstein: "Multipath Fading Modeling and Adaptive Equalizers in Microwave Digital Radio", IEEE Trans., COM-32, pp. 928-934, Aug. 1984.
- [44] Brady, D.M.: "An Adaptive Coherent Diversity Receiver for Data Transmission Through Dispersive Media", IEEE Int. Conf. on Commun. Proceedings, pp. 21-35 to 21-39, Jun. 1970.
- [45] Mosen, P.: "Adaptive Equalization of the Slow Fading Channel", IEEE Trans., COM-22, pp. 1064-1075, Aug. 1974,
- [46] Lo, N.W.K., D.D. Falconer and A.U.H. Sheikh: "Adaptive Equalization and Diversity Combining for Mobile Radio Using Interpolated Channel Estimates", IEEE Trans., VT-40, pp. 636-645, Aug. 1991.
- [47] Valenzuela, R.A.: "Performance of Adaptive Equalization for Indoor Radio Communications", IEEE Trans., COM-37, pp. 291-293, Mar. 1989.
- [48] Sexton, T.A. and K. Pahlavan: "Channel Modeling and Adaptive Equalization of Indoor Radio Channels", IEEE J. on Selected Areas in

Commun., SAC-7, pp. 114-120, Jan. 1989.

- [49] Pahlavan, K., S.J.Howard and T.A. Sexton: " Decision Feedback Equalization of the Indoor Radio Channel", IEEE Trans., COM-41, pp. 164-170, Jan. 1993.
- [50] Zigic, A.: "Adaptive Equalization for High - Speed Indoor Wireless Data Communications", Wireless Personal Communications - An International Journal, vol. 1, no. 3, pp. 229-251, 1995.

Poglavlje 2

Analiza performansi linearne i nelinearne (DF) ekvalizacije vremenski disperzivnih radio kanala sa sporim fedingom

2.1 Uvod

Performanse digitalnog telekomunikacionog sistema sa linearnim i nelinearnim (DF) ekvalizatorom pri brzom prenosu podataka kroz linearne, vremenski disperzivne radio kanale u zatvorenim prostorima sa Relejevim i Rajsovim fedingom, su analizirane u ovom poglavlju. Korišćena je 4-QAM tehnika modulacije. Prosečna verovatnoća greške po bitu, određena u funkciji kašnjenja koje unosi kanal, prosečne energije po bitu na prijemu i spektralne gustine snage šuma, je uzeta kao performansni kriterijum uspešnosti rada linearnog i DF modema u unutrašnjem okruženju.

2.2 Model telekomunikacionog sistema

Modeli posmatranih telekomunikacionih sistema sa linearnim i nelinearnim (DF) ekvalizatorom su dati u Poglavlju 1 na slikama 1.4 i 1.5, respektivno.

2.3 Analiza performansi

Eksperimentalne studije su pokazale da radio kanali u zatvorenim prostorima unose izvestan broj neželjenih efekata u signal podataka koji se prenosi, i to: veliko slabljenje, prostiranje po više puteva izmedju predaje i prijema sa putevima koji se mogu razlikovati na prijemu ako je brzina signalizacije dovoljno velika, spore promene karakteristika kanala u vremenu i feding sa nekoliko tipičnih funkcija gustine verovatnoće.

Brzina promene strukture radio kanala u zatvorenom prostoru, objavljena u [1,2], je spora u poredjenju sa brzinom adaptacije koeficijenata linearnog ili nelinearnog (DF) ekvalizatora koji minimizira srednje-kvadratnu grešku [3-5] za veoma brz prenos podataka. Koristeći tu činjenicu, performanse ekvalizatora su izračunate na osnovu verovatnoće greške po bitu, koja je dobijena za određenu realizaciju impulsnog odziva kanala, usrednjavanjem po ansamblu odmeraka kanala.

U [6] je analiziran slučaj performansi nelinearne (DF) ekvalizacije sa razlomljenim kašnjenjem za kanale sa Relejevim fedingom.

U tezi je dato proširenje analize iz [6] za slučaj linearnog ekvalizatora sa jediničnim kašnjenjem. Date su razlike u izvodjenju izraza za prosečnu verovatnoću greške po bitu izmedju nelinearnog (DF) ekvalizatora sa razlomljenim kašnjenjem i linearnog ekvalizatora sa jediničnim kašnjenjem.

Pored modela kanala sa Relejevim fedingom, u tezi je takodje data analiza performansi nelinearne (DF) i linearne ekvalizacije kanala sa Rajsovim fedingom izvodjenjem aproksimativnog izraza za prosečnu verovatnoću greške po bitu.

Jedan drukčiji pristup [7] je korišćen u [8] da bi se izračunao integral verovatnoće greške za M-QAM radio sistem u zatvorenom prostoru sa ekvalizatorom.

Analiza performansi nelinearnog (DF) ekvalizacije vremenski disperzivnih kanala sa Relejevim fedingom može započeti definisanjem ekvivalentnog impulsnog odziva sistema u osnovnom opsegu

$$q(t) = \frac{1}{\sqrt{E_b}} g_1(t) * h(t) * g_2(t) \quad (2.1)$$

ili

$$q(t) = \frac{1}{\sqrt{E_b}} \int_{-\infty}^{+\infty} g(t-\tau) h(\tau) d\tau \quad (2.2)$$

gde $g_1(t)$ je talasni oblik predajnog filtra, $g_2(t)=g_1(t)$ je filtar na prijemu prilagodjen talasnom obliku predajnog filtra, $g(t)=g_1(t)*g_2(t)$ je ekvivalentni filtar i $h(t)$ je impulsni odziv kanala.

Sledi da je signal u osnovnom opsegu na prijemu

$$r(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} \sum_{k=-\infty}^{\infty} x_k g(t-kT-\tau) h(\tau) d\tau + n(t) \quad (2.3)$$

gde x_k je k-ti simbol podataka koji se prenosi i $n(t)$ je beli Gausov šum sa nultom srednjom vrednošću.

Zbir odmerka signala na izlazu iz direktnog (forward) filtra i korekcionni odmerak iz povratnog (backward) filtra daje varijablu na ulazu u odlučivač, koja se u trenutku odmeravanja t_0 može predstaviti kao

$$z = \sum_{n=-N_1}^{N_2} c_n^* \left[\sum_{k=-\infty}^{\infty} \sqrt{E_b} x_k q(t_0-kT-n\tau_s) \right] + v(t_0-n\tau_s) - \sum_{m=1}^M b_m \hat{x}_{k-m} \quad (2.4)$$

gde je ukupan broj direktnih koeficijenata filtra $N=N_1+N_2+1$, M je broj povratnih koeficijenata filtra, a varijabla šuma je

$$v(t_0) = \int_{-\infty}^{+\infty} g_2(\tau) n(t_0-\tau) d\tau \quad (2.5)$$

pri čemu je njena srednje-kvadratna vrednost

$$\overline{v(t_0 - n\tau_s) v^*(t_0 - m\tau_s)} = N_0 g(n\tau_s - m\tau_s) \quad (2.6)$$

a snaga odmerka šuma koji odgovara realnoj (u fazi) komponenti varijable na ulazu u odlučivač je

$$\gamma_0^2 = [\overline{\text{Re}(c^T v)}]^2 = \frac{1}{2} N_0 (c^T G_0 c) \quad (2.7)$$

gde c je vektor direktnih koeficijenata filtra, a G_0 je pozitivno definitna matrica čiji su elementi $g(n\tau_s - m\tau_s)$ iz jednačine (2.6).

Ako se snaga odmerka koji potiče od intersimbolske interferencije sabere sa (2.7), snaga ukupnog "šuma" koji utiče na proces detekcije realnog dela varijable z na ulazu u detektor postaje

$$\gamma^2 = \overline{[\text{Re}(c^T (v+v_1))]^2} = \frac{1}{2} N_0 (c^T G_0 c) + \frac{1}{2} c^T \overline{v_1 v_1^T} c \quad (2.8)$$

gde

$$v_1 = \sqrt{E_b} \sum_{k=1}^l x_k q_k \quad (2.9)$$

predstavlja komponentu usled intersimbolske interferencije, pretpostavljajući da povratni filter može potpuno eliminisati intersimbolsku interferenciju koja potiče od prethodnih simbola podataka (simboli poslani pre simbola x_k). Prema tome, v_1 predstavlja intersimbolsku interferenciju koja potiče od budućih simbola (poslatih posle simbola x_k). Sad, jednačina (2.8) se može predstaviti na sledeći način

$$\gamma^2 = \frac{1}{2} N_0 (c^T G c) \quad (2.10)$$

gde je matrica G definisana kao

$$G = G_0 + \frac{E_b}{N_0} \sum_{k=1}^l q_k q_k^T \quad (2.11)$$

Izraz u jednačini (2.11) zahteva izvesna dodatna objašnjenja. Matrica G_0 je deterministička, dok kvadratna forma $q_0^T G_0 q_0$, koja odgovara izrazu u jednačini (2.7), sadrži jednu slučajnu komponentu, tačnije kompleksni Gausov vektor q_0 koji označava ekvivalentni impulsni odziv sistema posle odmeravanja za posmatran (željeni) simbol

podataka x_0 . Sad se prosečna verovatnoća greške po bitu može naći dijagonalizacijom kvadratne forme $q_0^T G_0 q_0$. Kad se detekcija simbola podataka x_0 vrši u prisustvu intersimbolske interferencije, tad su i q_0 i G slučajne promenljive, što dovodi do poteškoća pri nalaženju prosečne verovatnoće greške po bitu. Zbog toga su učinjene dve pretpostavke [6]. Prvo, pretpostavlja se da je raspodela simbola podataka x_k Gausova umesto kompleksno binarna, i druga, da je komponenta usled intersimbolske interferencije u izrazu za G zamenjena sa njenom srednjom vrednošću, očuvajući na taj način determinističku prirodu matrice G_0 .

Koristeći drugu pretpostavku, jednačina (2.11) postaje

$$G = G_0 + \frac{\overline{E_b}}{N_0} \sum_{k=1}^I \overline{q_k q_k^T} \quad (2.12)$$

Sada je moguće izraziti odnos signal-šum, za optimalne vrednosti koeficijenata direktnog filtra, pre odluke kao

$$SNR = \frac{\overline{E_b} [Re(c^T q_0)]^2}{2\gamma^2} \quad (2.13)$$

ili

$$SNR = \frac{\overline{E_b}}{N_0} q_0^T G^{-1} q_0 \quad (2.14)$$

Dijagonalizacijom izraza u (2.14) dobija se

$$SNR = \frac{\overline{E_b}}{N_0} (a^T a) \quad (2.15)$$

gde

$$a = A G^{-1/2} q_0 \quad (2.16)$$

i predstavlja, za kanale sa Relejevim fadingom, kompleksni Gausov vektor nulte srednje vrednosti koji odgovara dijagonalnoj matrici $\Gamma_{n,m} = \lambda_n \delta_{n,m}$, gde $\{\lambda_n\}$ je skup sopstvenih vrednosti.

Matrica A je ortogonalizirajuća matrica za matricu $G^{-1/2} \overline{q_0 q_0^T} G^{-1/2}$ odnosno

$$\overline{aa^T} = \overline{A G^{-1/2} q_0 q_0^T G^{-1/2} A^T} = A G^{-1/2} \overline{q_0 q_0^T} G^{-1/2} A^T = \Gamma \quad (2.17)$$

Sad su sve komponente za izračunavanje prosečne verovatnoće greške po bitu poznate. Prosečna verovatnoća greške za koherentnu demodulaciju 4-QAM signala podataka je

$$\bar{P} = \int_0^{\infty} \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{u} w(u) du \quad (2.18)$$

gde $w(u)$ je funkcija gustine verovatnoće odnosa signal-šum (SNR), čija se karakteristična funkcija može dobiti pošto su komponente vektora a (samim tim i elementi dijagonale, tj. sopstvene vrednosti matrice Γ) su određeni, odnosno

$$P_1(j\omega) = \prod_{n=-N_1}^{N_2} \left(1 - \frac{\overline{E_b}}{N_0} j\omega \lambda_n\right)^{-1} \quad (2.19)$$

ili

$$P_1(j\omega) = \sum_{n=-N_1}^{N_2} B_n \left(1 - \frac{\overline{E_b}}{N_0} j\omega \lambda_n\right)^{-1} \quad (2.20)$$

gde su koeficijenti razvoja u parcijalne razlomke $\{B_n\}$ dati u [9]

$$B_n = \prod_{m=-N_1}^{N_2} \frac{\lambda_n}{\lambda_n - \lambda_m}, \quad m \neq n \quad (2.21)$$

Tako da je funkcija gustine verovatnoće varijable u data u [3] kao

$$w(u) = \sum_{n=-N_1}^{N_2} \frac{B_n \exp\left(-\frac{u}{\Lambda_n}\right)}{\Lambda_n} \quad ; \quad \Lambda_n = \frac{\overline{E_b}}{N_0} \lambda_n \quad (2.22)$$

Zamenjujući (2.22) u (2.19), izraz za prosečnu verovatnoću greške po bitu postaje

$$\bar{P}_1 = \sum_{n=-N_1}^{N_2} \frac{B_n}{2\Lambda_n} \int_0^{\infty} \operatorname{erfc}(\sqrt{u}) \exp\left(-\frac{u}{\Lambda_n}\right) du \quad (2.23)$$

gde se integral može rešiti koristeći formulu iz [10]

$$\int_0^{\infty} \operatorname{erfc}(\sqrt{yu}) \exp(-xu) du = \frac{\sqrt{y}}{x\sqrt{x+y}} \quad (2.24)$$

tako dajući sledeći konačni izraz za prosečnu verovatnoću greške po bitu

$$\bar{P}_1 = \frac{1}{2} \sum_{n=-N_1}^{N_2} B_n \left(1 - \sqrt{\frac{\Lambda_n}{\Lambda_n + 1}}\right) \quad (2.25)$$

gde su koeficijenti razvoja u parcijalne razlomke B_n ($n = -N_1, \dots, N_2$) dati u jednačini (2.21).

Analiza performansi linearnog ekvalizatora sa jediničnim kašnjenjem sledi istu proceduru izvođenja kao i za nelinearni (DF) ekvalizator sa izuzetkom jednačine (2.4), gde je korekcionni odmerak signala koji potiče od povratnog filtra izostavljen i, kao i u jednačini (2.6), odmeravanje se vrši posle svakog simbol intervala (T) a ne razlomljenog simbol intervala (τ_s), odnosno

$$z = \sum_{n=-N_1}^{N_2} c_n^* \left[\sum_{k=-\infty}^{\infty} \sqrt{E_b} x_k q(t_0 - kT - nT) \right] + v(t_0 - nT) \quad (2.26)$$

$$\overline{v(t_0 - nT) v^*(t_0 - mT)} = N_0 g(nT - mT) \quad (2.27)$$

Takodje, u jednačinama (2.9), (2.11) i (2.12), gde suma komponentata intersimbolske interferencije bi trebalo da obuhvati ne samo interferenciju usled budućih simbola podataka, kao što je to bio slučaj sa nelinearnim (DF) ekvalizatorom, nego i interferenciju usled prošlih simbola podataka koju je po pretpostavci nelinearni (DF) ekvalizator bio u mogućnosti da eliminiše potpuno. Zbog toga, jednačina (2.9) sada postaje

$$v_1 = \sqrt{E_b} \sum_{k=-I_1}^{I_2} x_k q_k \quad ; \quad k \neq 0 \quad (2.28)$$

gde x_0 predstavlja posmatrani (željeni) simbol podataka, čiju vrednost procenjuje (estimira) ekvalizator. Slično, jednačine (2.11) i (2.12) su sada

$$G = G_0 + \frac{\overline{E_b}}{N_0} \sum_{k=-I_1}^{I_1} q_k q_k^T \quad ; \quad k \neq 0 \quad (2.29)$$

$$G = G_0 + \frac{\overline{E_b}}{N_0} \sum_{k=-I_1}^{I_1} \overline{q_k q_k^T} \quad ; \quad k \neq 0 \quad (2.30)$$

Analiza performansi sistema sa linearno i nelinearno (DF) ekvalizovanim kanalima sa Rajsovim fedingom, je veoma slična izvedenim performansama ekvalizatora za kanale sa Relejevim fedingom, s tim što su sad promenjene statističke osobine slučajnih varijabli koje zavise od kanala. U stvari, vektor a , definisan u jednačini (2.16), za kanal sa Rajsovim fedingom predstavlja kompleksni Gausov vektor sa ne-nultim srednjim vrednostima pojedinih komponenti vektora. Kao posledica toga, analiza performansi ekvalizatora za slučaj Rajsovog fedinga se razlikuje od prethodne analize počevši od jednačine (2.19), gde je nova karakteristična funkcija, koja odgovara Rajsovoj statistici fedinga, sada definisana kao [3]

$$P_2(j\omega) = \prod_{n=N_1}^{N_2} \left(1 - \frac{\overline{E_b}}{N_0} j\omega \lambda_n\right)^{-1} \exp\left(\frac{j\omega s^2}{1 - \frac{\overline{E_b}}{N_0} j\omega \lambda_n}\right) \quad (2.31)$$

gde $s^2 = m_1^2 + m_2^2$ predstavlja snagu fiksne (dominantne) komponente kompleksne Gausove slučajne varijable čije su srednje vrednosti realnog i imaginarnog dela m_1 i m_2 , respektivno. Ipak, dalje izvodjenje najopštijeg slučaja za $N_1 + N_2 + 1$ članova proizvoda datog u jednačini (2.31) je prilično komplikovano jer razvoj u parcijalne razlomke u ovom slučaju ne postoji, te zbog toga analiza koja sledi važi u specijalnom slučaju kad postoji samo jedna komponenta u proizvodu. Sad izraz za prosečnu verovatnoću greške po bitu postaje

$$\overline{P}_2 = \int_0^{\infty} \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\sqrt{u} \frac{1}{\Lambda_n} \exp\left(-\frac{s^2+u}{\Lambda_n}\right) I_0\left(2\sqrt{u} \frac{s}{\Lambda_n}\right) du \quad (2.32)$$

gde $I_0(v)$ je modifikovana Beselova funkcija 0-tog reda prve vrste, koja se može

predstaviti neograničenim redom [3]

$$I_0(v) = \sum_{j=0}^{\infty} \frac{(\frac{v}{2})^j}{j! \Gamma(j+1)} ; \quad v \geq 0 \quad (2.33)$$

Uzimajući prva dva člana reda (jednačina (2.33)), aproksimativna formula za prosečnu verovatnoću greške po bitu postaje

$$\bar{p}_2 = \exp(-\frac{s^2}{\Lambda_n}) \left[0.5 \left(1 - \sqrt{\frac{\Lambda_n}{\Lambda_n + 1}} \right) + 0.5 \frac{s^2}{\Lambda_n} \left(2 - 0.5 \sqrt{\frac{\Lambda_n}{1 + \Lambda_n}} \left(2 - \frac{1}{1 + \Lambda_n} \right) \right) \right] \quad (2.34)$$

Izrazi za prosečnu verovatnoću greške po bitu za ekvalizovane vremenski disperzivne kanale sa Relejevim (2.25) [6] i Rajsovim (2.34) (izveden u ovom Poglavlju) fedingom daju teorijske rezultate, koji se mogu uporediti sa performansnim rezultatima dobijenim na osnovu računarski generisanih (Poglavlja 3-5 i 7) i izmerenih kanala (Poglavlje 6). U [11], teorijska izračunavanja (jednačina (2.25)) su bazirana na "ekvivalentnoj funkciji" profila snage po kašnjenju, koja je određena na osnovu izmerenih profila i iskorišćena za nalaženje sopstvenih vrednosti u jednačinama (2.21) i (2.25).

Teorijske performanse prilagodjenog filtra (**Prilog B**) za vremenski disperzivne kanale sa fedingom (dobijene za slučaj prenosa usamljenog elementarnog signala jednog simbola podataka tj. za slučaj prenosa bez intersimbolske interferencije), koje predstavljaju najbolje performanse koje se mogu ostvariti, mogu da posluže za teorijsko poredjenje performansi svih metoda za uklanjanje intersimbolske interferencije, kao što su linearna i nelinearna (DF) ekvalizacija, i koriste se u ovoj tezi kao teorijska granica performansi (Poglavlje 4).

2.4 Zaključak

Analitički izrazi za prosečnu verovatnoću greške po bitu, kao funkcije veličine kašnjenja koje unosi kanal, prosečne energije signala na prijemu po bitu i spektralne gustine snage šuma, su dobijeni za ekvalizovane vremenski disperzivne kanale u zatvorenim prostorima sa sporim fedingom i dve tipične statistike fedinga signala na prijemu. Prosečna verovatnoća greške po bitu, kao osnovni korišćeni kriterijum performansi sistema, za

vremenski disperzivni kanale sa Relejevim fedingom i sa $N=N_1+N_2+1$ različitih puteva je izveden tačno za opšti slučaj nelinearnog (DF) ekvalizatora sa razlomljenim kašnjenjem. Razlike u proceduri izvodjenja performansi za linearni ekvalizator sa jediničnim kašnjenjem su naglašene. Iako teorijska analiza performansi sistema za ekvalizovane vremenski disperzivne kanale sa Rajsovim fedingom sledi veoma slične korake pri izvodjenju, samo aproksimativna formula za prosečnu verovatnoću greške po bitu je data, zbog poteškoća oko rešavanja problema u najopštijem slučaju.

Reference

- [1] Bultitude, R.J.C.: "Measurement, Characterization and Modeling of Indoor 800/900 MHz Radio Channels for Digital Communications", IEEE Com. Mag., 25, pp. 5-12, Jun. 1987.
- [2] Howard S.J. and K. Pahlavan: "Doppler Spread Measurements of the Indoor Radio Channels", Electron. Lett., 26, pp. 107-109, Jan. 1990.
- [3] Proakis, J.G.: "Digital Communications", New York: McGraw-Hill, 1989.
- [4] Clark, A.P.: "Equalizers for Digital Modems", Pentech Press, London, 1985.
- [5] Qureshi, S.U.H.: "Adaptive Equalization", Proceedings of the IEEE, 73, pp. 1349-1387, Sep. 1985.
- [6] Monsen, P.: "Theoretical and Measured Performance of a DFE Modem on a Fading Multipath Channel", IEEE Trans., COM-25, pp. 1144-1153, Oct. 1977.
- [7] Levy, A.J.: "Fast Error Rate Evaluation in the Presence of Intersymbol Interference", IEEE Trans., COM-33, pp. 479-481, May 1985.
- [8] Casadevall, F.J.: "Performance of Joint Diversity and Equalization Techniques in M-QAM Indoor Radio Systems", in Proc. of the Veh. Tech. Conf., pp. 228-233, Saint Louis, May 1991.
- [9] Nagrath, I.J. and M. Gopal: "Control Systems Engineering", New York: Wiley, pp. 681-685, 1982.
- [10] Magnus, W., F. Oberhettinger and R.P. Sony: "Formulas and Theorems for the Special Functions of Mathematical Physics", vol. 52, New York:

Springer, pp. 351, 1966.

- [11] Pahlavan, K., S.J. Howard and T.A. Sexton: "Decision Feedback Equalization of the Indoor Radio Channel", IEEE Trans., COM-41, Jan. 1993.

Poglavlje 3

Linearna ekvalizacija vremenski disperzivnih radio kanala sa Relejevim fadingom u zatvorenim prostorima

3.1 Uvod

Glavni razlog za uvođenje bežičnog umesto žičnog prenosa podataka u zatvorenim prostorima je da se izbegne potreba za kablovima, i na taj način omogući prava mobilnost za razne uređaje (npr. terminale). Radio kanali u unutrašnjim prostorima se karakterišu: velikim gubicima pri prostiranju, prostiranjem po više pravaca, sporim promenama u vremenu i fadingom. Prostiranje u više pravaca i fading ograničavaju maksimalnu brzinu signalizacije. Jedan od mogućih načina da se poveća brzina signalizacije je upotreba adaptivne ekvalizacije na prijemu.

U ovom Poglavlju su predstavljeni rezultati procena performansi dobijenih simulacijama na računaru 4-QAM telekomunikacionog sistema, sa i bez linearne adaptivne ekvalizacije vremenski disperzivnog radio kanala sa raznovrsnošću u unutrašnjem

okruženju, koristeći TDMA tehniku pristupa kanalu koji je predstavljen statističkim ekspancijalnim modelom kanala predloženim u [1].

Efekti sledećih parametara sistema i kanala na performanse radio kanala za prenos podataka u unutrašnjim prostorima su razmatrani kao funkcija odnosa signal-šum (SNR): zgrade sa kašnjenjem koje unosi kanal do 200ns, brzine prenosa podataka do 25 Mbit/s, varijacije parametra filtra za uobličavanje signala od 0.5 do 1.0.

Prosečna verovatnoća greške po bitu (BER) se koristi kao performanski kriterijum.

3.2 Model telekomunikacionog sistema

U ovom odeljku su predstavljeni predajnik, kanal i prijemnik sa linearnim ekvalizatorom korišćenim za simulacije na racunaru.

3.2.1 Struktura predajnika

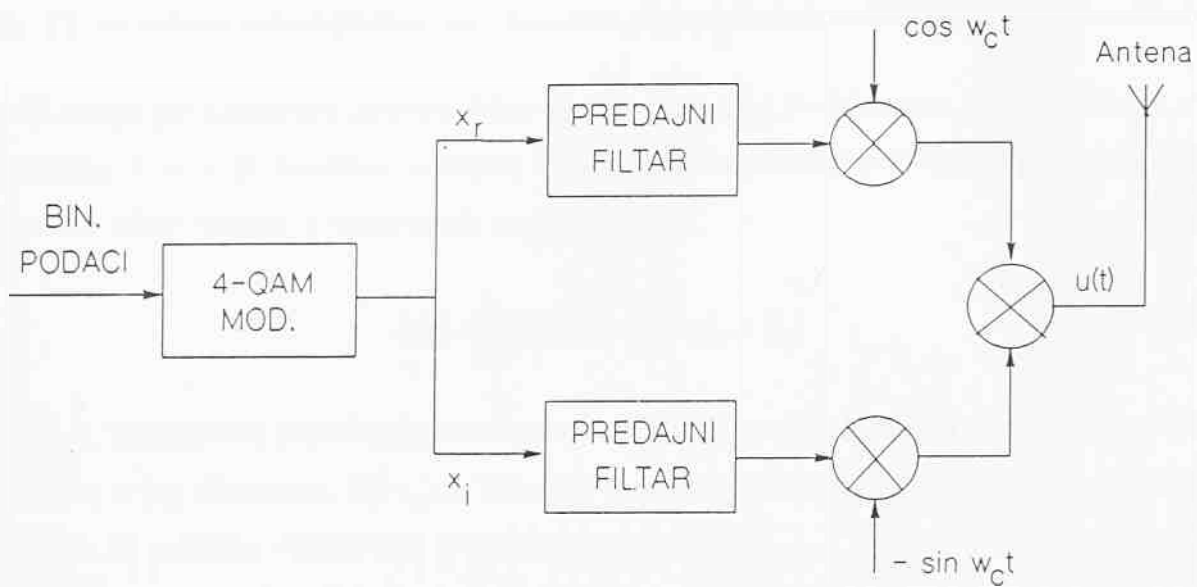
Struktura predajnika posmatranog 4-QAM radio telekomunikacionog sistema za prenos podataka u zatvorenim prostorima je prikazana na slici 3.1. Modulator deli ulazni niz bita u niz 2-bitnih bajtova i preslikava ga u odgovarajuće tačke u 4-QAM kompleksnoj signal konstelaciji. Zatim, realni i imaginarni deo k-tog bajta podataka $x_k = x_{rk} + x_{ik}$, modulišu po amplitudi elementarni signal $g_1(t-kT)$, gde $g_1(t)$ je realni uobličavač signala predajnika u osnovnom opsegu čija predstava u frekventnom domenu je data kvadratnim korenom spektra "uzdignutog" kosinusa sa promenljivim parametrom α . Talasni oblik signala na izlazu iz predajnika je

$$u(t) = \sum_k x_k g_1(t - kT) \quad (3.1)$$

gde T je simbol interval.

3.2.2 Matematički model radio kanala u zatvorenim prostorima

Uopšteno govoreći, možemo opisati kanal kao vezu izmedju predajnika i prijemnika. U radio telekomunikacijama, karakteristike kanala su da se prostiranje talasa izmedju



Slika 3.1 Blok dijagram predajnika radio telekomunikacionog sistema u zatvorenom prostoru

predaje i prijema vrši po više puteva, kao i da je zbog konstantno promenljive strukture prenosnog medijuma impulsni odziv kanala vremenski promenljiv. Kad je broj puteva velik, kanal se može modelirati kao kompleksni Gausov proces. Pojedinačni kanali, koji odgovaraju pojedinim putevima prostiranja između predaje i prijema, se mogu smatrati nezavisnim jednim u odnosu na druge [2]. Radio kanal u zatvorenom prostoru (slika 3.2) je sporo vremenski promenljiv (sporo promenljiva struktura fizičkog okruženja i uglavnom stacionarni terminali) [3,4].

Na osnovu prethodnih napomena, na zadovoljavajući način se statistički može opisati takav kanal ako je poznata njegova autokorelaciona funkcija [5]

$$\overline{h(\tau)h^*(\tau+x)} = Q(\tau)\delta(x) \quad (3.2)$$

gde $\overline{(\cdot)}$ označava usrednjavanje po ansamblu, $Q(\tau)$ je autokorelaciona funkcija, odnosno profil snage po kašnjenju (power delay profile) [5], $\delta(\cdot)$ je Dirakova delta funkcija, τ je kašnjenje, a sa x je označen pomeraj kašnjenja. Vremenski nepromenljiv kompleksni impulsni odziv kanala u osnovnom opsegu $h(t)$ je

$$h(t) = \sum_{n=1}^L \beta_n \delta(t - \tau_n) \exp(-j \theta_n) \quad (3.3)$$

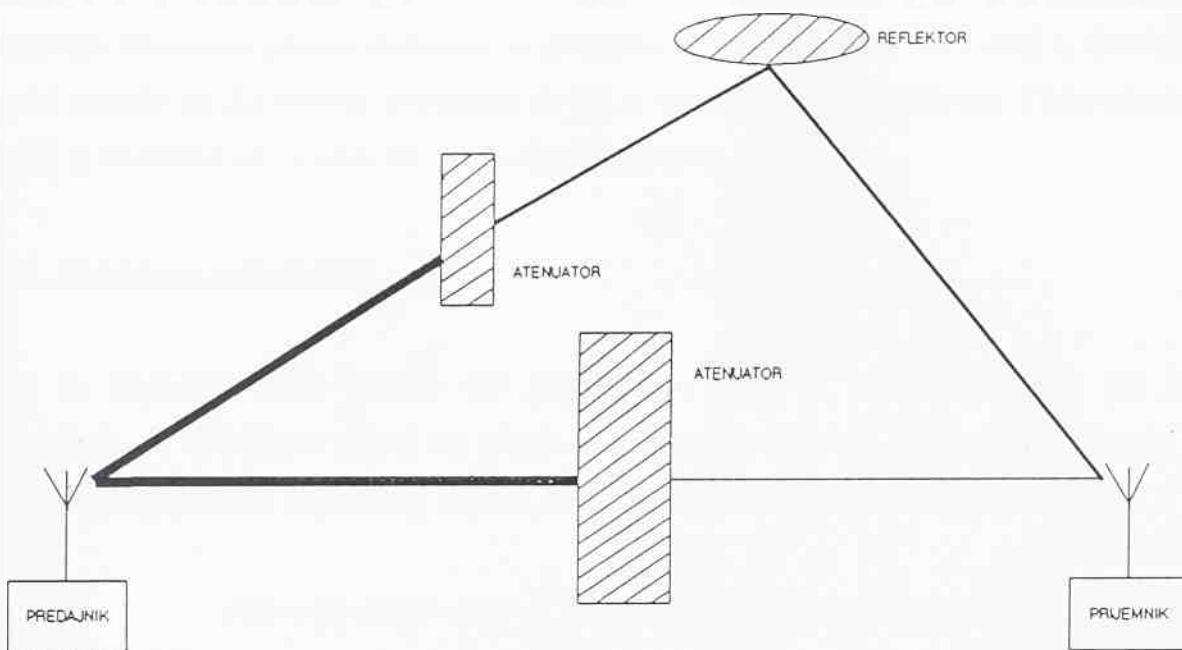
gde je β_n magnituda (apsolutna vrednost amplitude) n -tog elementa impulsnog odziva, θ_n je faza n -tog elementa, $\delta(t - \tau_n)$ je Dirakov impuls u trenutku τ_n , a L je broj puteva koji se mogu na prijemu razlikovati (resolvable paths).

Kod širokopojasne signalizacije, kad simbol interval postane kraći od maksimalne dužine trajanja kašnjenja koje unosi kanal, odnosno kad frekventni opseg signala postane širi od korelacionog (koherentnog) frekventnog opsega kanala [2], pojedini putevi signala se mogu razlikovati na prijemu. Kao što se može videti iz jednačine (3.3), vremenski disperzivni kanal slabi signal koji je pridružen n -toj putanji prostiranja za β_n , unosi kašnjenje τ_n kao i fazni pomak θ_n . Broj različitih puteva prostiranja L je

$$L = \lfloor T_m/T \rfloor + 1 \quad (3.4)$$

gde je T_m maksimalno kašnjenje koje unosi kanal, T simbol interval, a $\lfloor T_m/T \rfloor$ označava celobrojni deo T_m/T .

Važan parametar kanala je srednje-kvadratno kašnjenje kanala τ_{rms} (kvadratni koren



Slika 3.2 Radio kanal u zatvorenom prostoru

drugog centralnog momenta profila snage po kašnjenju), definisano kao

$$\tau_{ms} = \left[\frac{\sum_n (\tau_n - \tau_m - \tau_A)^2 \beta_n^2}{\sum_n \beta_n^2} \right]^{1/2} \quad (3.5)$$

gde je τ_A vreme dolaska prvog signala u profilu (put signala koji odgovara minimalnom kašnjenju), a τ_m je prvi moment profila snage po kašnjenju definisan kao

$$\tau_m = \left[\frac{\sum_n (\tau_n - \tau_A) \beta_n^2}{\sum_n \beta_n^2} \right] \quad (3.6)$$

Eksperimentalne studije [1], obavljene u zgradi srednje veličine sa radnim prostorijama u prigradskom naselju pokazuju da amplitude β_n impulsnog odziva kanala imaju Relejevu raspodelu, faze θ_n uniformnu raspodelu u intervalu $[0, 2\pi]$, a kašnjenja τ_n formiraju Poasonov proces dolazaka sa prosečnom frekvencijom dolazaka λ . Statistički model kanala sa Relejevim fedingom iz [1] u svojoj pojednostavljenoj ("one-cluster") verziji je korišćen za predikciju performansi sistema.

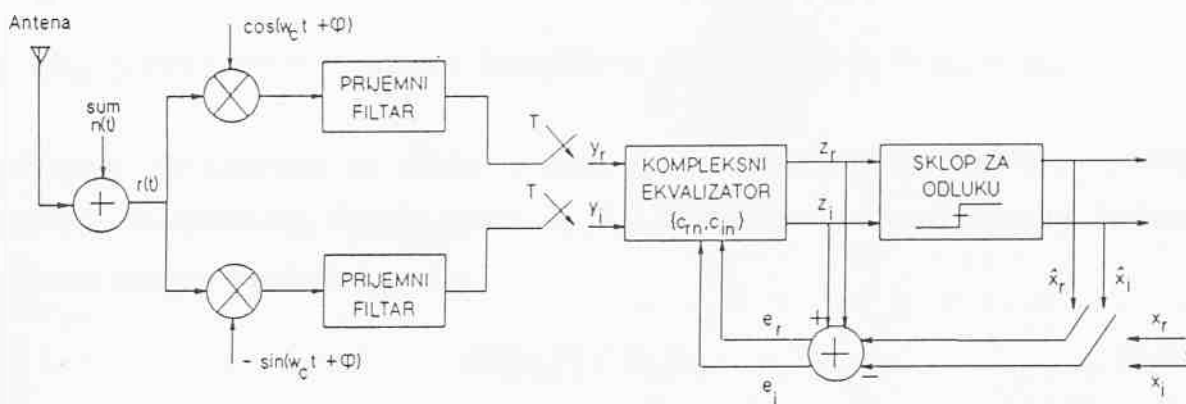
3.2.3 Struktura prijemnika

Izraz za impulsni odziv kanala dat jednačinom (3.3) je veoma pogodan jer nam omogućuje da dobijemo signal na ulazu u prijemnik $r(t)$ kao konvoluciju signala na izlazu iz predajnika i impulsnog odziva kanala. Signal na prijemu $r(t)$ je dat kao

$$r(t) = u(t) * h(t) + n(t) = \sum_{n=1}^L \beta_n u(t - \tau_n) \exp(-j \theta_n) + n(t) \quad (3.7)$$

gde $u(t)$ je signal na predaji, a $n(t)$ je aditivan, beo Gausov šum.

Pošto se signal na prijemu, kod prijemnika opremljenim linearnim ekvalizatorom (slika 3.3), koherentno demoduliše i propusti kroz prijemne filtre koji su prilagodjeni na talasni oblik signala na predaji, odmerava se simbolskom brzinom $1/T$ (signal $y(kT) = y_r(kT) + jy_i(kT)$ na slici 3.3), i unosi u liniju za kašnjenje ekvalizatora (susedni koeficijenti ekvalizatora su zakašnjeni za po jedan simbol interval). Ekvalizovan signal se zatim dovodi na ulaz odlučivača bez memorije koji donosi odluke simbol po simbol. Tako da je signal na ulazu u sklop za odluku dat kao



Slika 3.3 Blok dijagram prijemnika sa linearnim adaptivnim ekvalizatorom radio telekomunikacionog sistema u zatvorenom prostoru

$$z(kT) = \sum_{n=-K}^K c_n^* y(kT-nT) + n''(kT) \quad (3.8)$$

gde $c_n = c_{rn} + jc_{in}$ su kompleksni koeficijenti ekvalizatora, c_n^* predstavlja konjugovano kompleksno od c_n , $2K+1$ je ukupan broj koeficijenata ekvalizatora, a $y(kT-nT)$ je n -ti odmerak signala zapamćen u ekvalizatoru u k -toj iteraciji (slika 3.3), a $n''(kT)$ je odmerak šuma. Signal $y(kT)$ je dat kao

$$y(kT) = \sum_m x_m^* q(kT-mT) + n'(kT) \quad (3.9)$$

gde $q(t)$ je kombinovani (ekvivalentni) impulsni odziv sistema, koji se sastoji od predajnog filtra $g_1(t)$, kanala $h(t)$ i prijemnog filtra $g_2(t)$, dat kao $q(t) = g_1(t) * h(t) * g_2(t)$. Razlike između ekvalizovanih signala koji odgovaraju estimiranim vrednostima simbola z_{rk} i z_{ik} , i stvarnih simbola koje šalje izvor informacija x_{rk} and x_{ik} (ili detektovanih simbola \hat{x}_{rk} i \hat{x}_{ik}), respektivno, formiraju kompleksni signal greške $e_k = e_{rk} + je_{ik}$

Koeficijenti ekvalizatora se zatim podešavaju da minimiziraju srednju vrednost magnitude kompleksnog signala greške e_k [2,6,7]. Zapravo, umesto stvarnog (tačnog) gradijenta srednje-kvadratne greške

$$\partial E[|e_k|^2] / \partial c_n(k) \quad (3.10)$$

procenjena vrednost bez polarizacije, ali sa šumom (a noisy but unbiased estimate)

$$\partial |e_k|^2 / \partial c_n(k) = 2e_k^* y(kT-nT) \quad (3.11)$$

se koristi za podešavanje koeficijenata.

Tako da je, kontinualni algoritam za podešavanje koeficijenata linearnog ekvalizatora

$$c_n(k+1) = c_n(k) - \Delta e_k^* y(kT-nT), \quad n = -K, \dots, 0, \dots, K \quad (3.12)$$

gde Δ je korak podešavanja algoritma za podešavanje koeficijenata.

Koeficijenti ekvalizatora se podešavaju sve dok ne dostignu svoje optimalne vrednosti. Za sporo promenljive radio kanale u unutrašnjim prostorima, koeficijenti ekvalizatora se kontinualno podešavaju i posle dostizanja ustaljenog stanja da bi se omogućilo ekvalizatoru da prati spore promene karakteristika kanala, čije su brzine manje od brzine konvergencije adaptacionog algoritma.

Simulacije na računaru (simulacioni metod je opisan u Prilogu A) su obavljene da bi se ispitao uticaj različitih parametara sistema i kanala na performanse radio telekomunikacionog sistema u zatvorenim prostorima, kao i između zatvorenih prostora. Osetljivost sistema na kašnjenje koje unosi kanal, performanse sistema za različite raspodele fedinga signala na prijemu (Relejeva i Rajsova), kao i njihovo poredjenje sa rezultatima dobijenim za izmerene impulsne odzive kanala u zatvorenom prostoru su detaljno ispitane.

Performansni rezultati za linearnu adaptivnu ekvalizaciju vremenski-disperzivnih radio kanala sa raznovrsnošću i Relejevim fedingom u zatvorenim prostorima, su dati u odeljku 3.3.

Dijagram toka simulacija na računaru za posmatrani radio telekomunikacioni sistem sa linearnim ekvalizatorom je dat na slici 3.4.

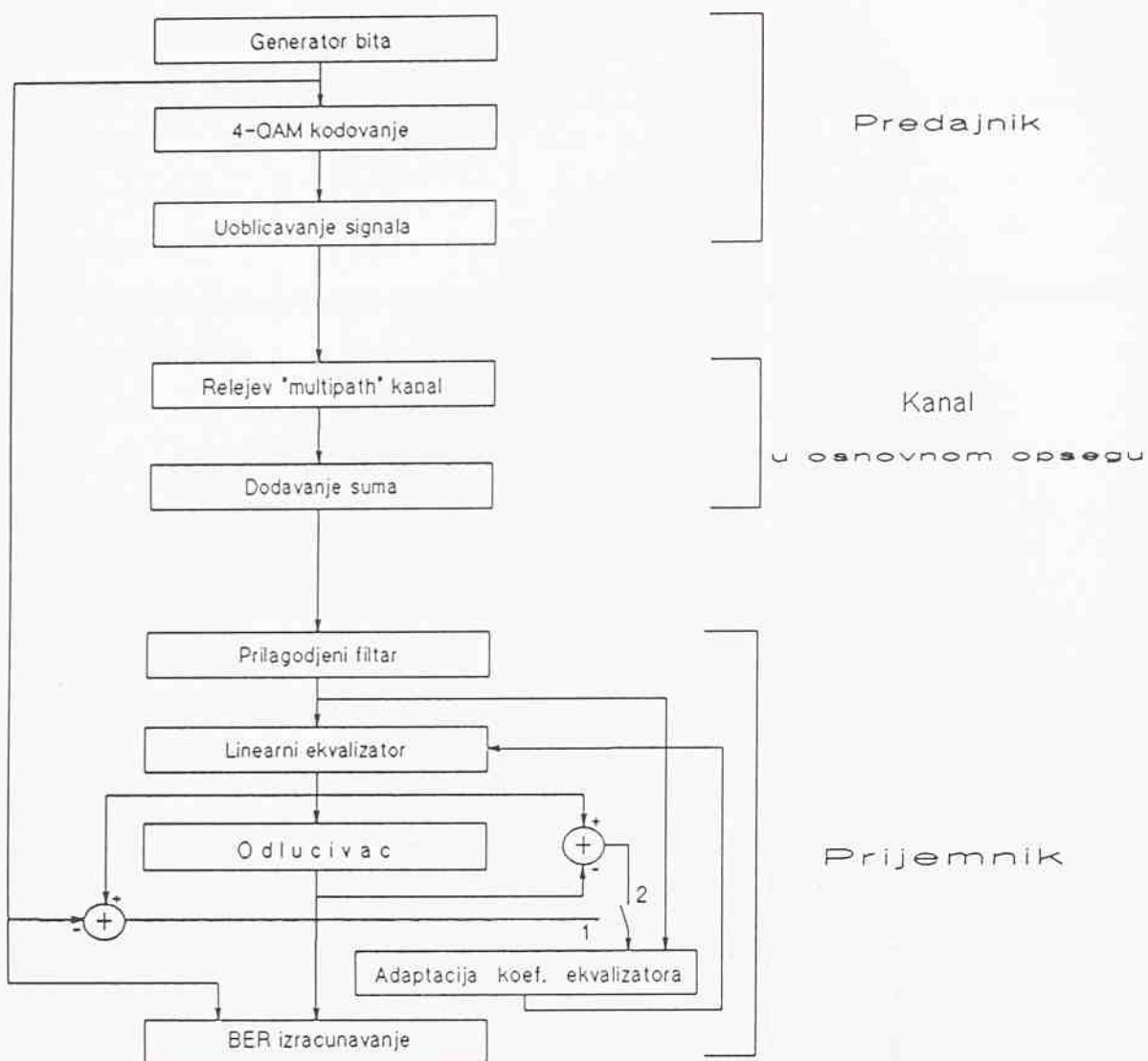
3.3 Rezultati i diskusija

Slika 3.5a poredi performanse 4-QAM telekomunikacionog sistema bez ekvalizatora i sa linearnim ekvalizatorom. Mera performansi, prosečna verovatnoća greške po bitu (BER), je prikazana kao funkcija brzine prenosa ($R_b \leq 25$ Mbit/s), za odnos signal-šum $SNR = 8$ dB, kašnjenje koje unosi kanal $T_m = 200$ ns i parametar filtra za uobličavanje $\alpha = 0.5$.

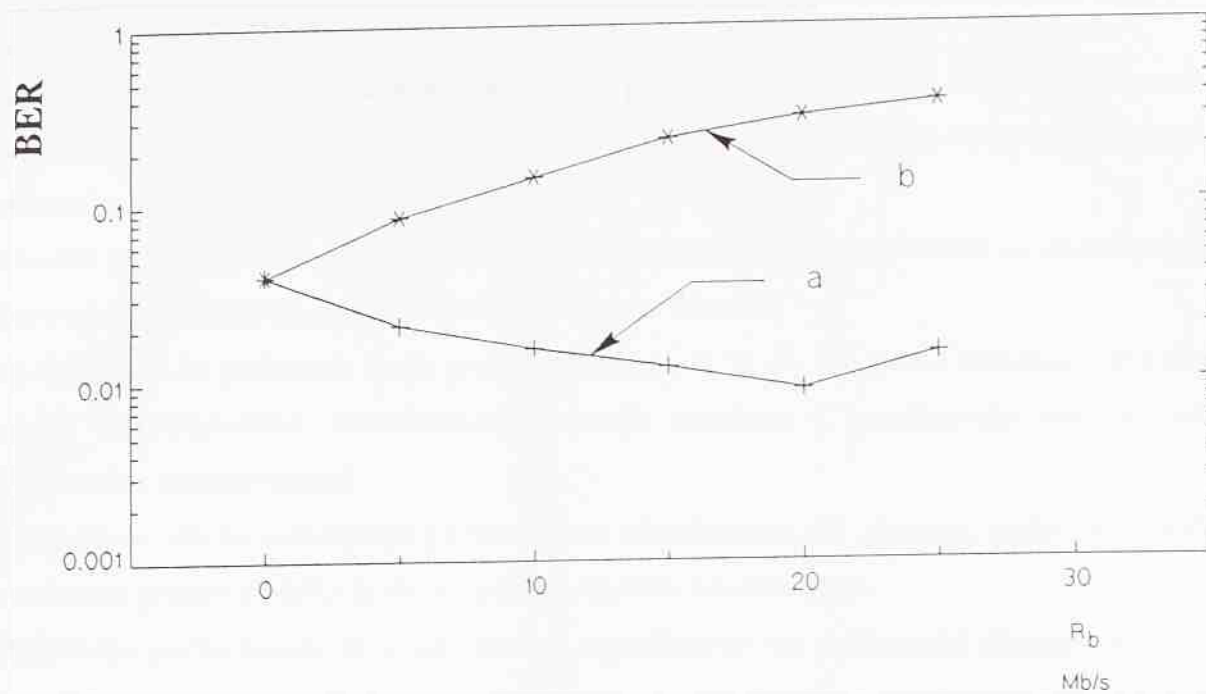
Za linearni ekvalizator broj korišćenih koeficijenata je:

- 1) $LE = 3$ za $T_m R_b = 0.2$ i 0.5 ,
- 2) $LE = 7$ za $T_m R_b = 1$,
- 3) $LE = 11$ za $T_m R_b = 1.5, 2$ i 3 ,
- 4) $LE = 13$ za $T_m R_b = 4$ i 5 .

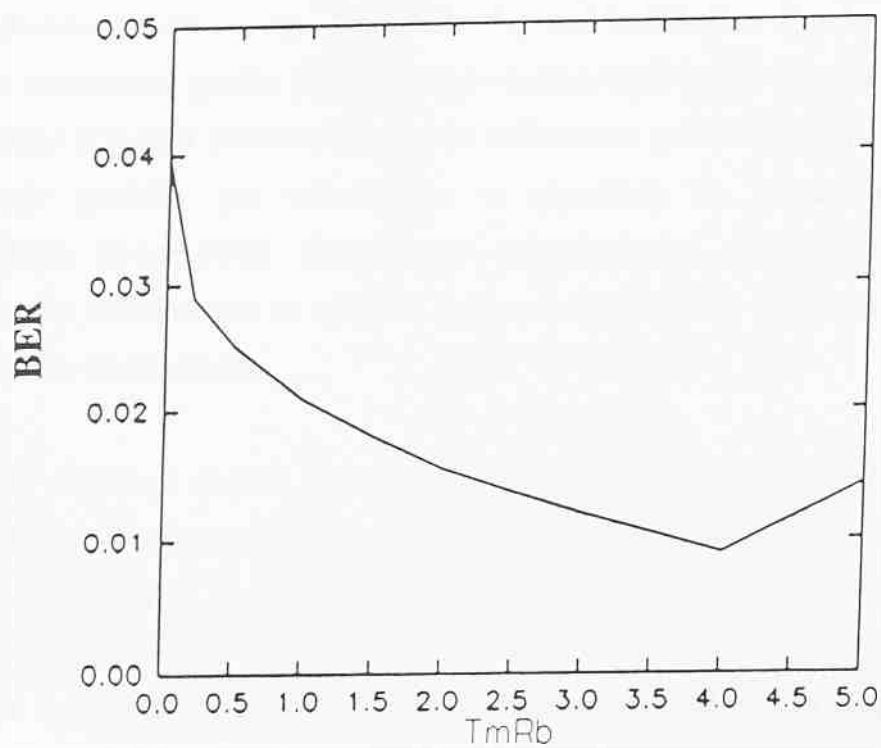
Slika 3.5a prikazuje da greška (BER) opada od analitičke donje granice za frekvencijski ravan (vremenski nedisperzivan) Relejev feding ($T_m R_b \rightarrow 0$) sve do približno $T_m R_b = 4$, a zatim sporo raste kad se brzina signalizacije dalje povećava. Performanse su poboljšane jer za vremenski disperzivne kanale linija za kašnjenje sa ekvidistantno raspoređenim koeficijentima linearnog ekvalizatora može da iskoristi strukturu kanala



Slika 3.4 Simulacije na računaru radio telekomunikacionog sistema sa linearnim adaptivnim ekvalizatorom



Slika 3.5a BER prema brzini prenosa: a) linearni ekvalizacija i b) neekvalizovan kanal



Slika 3.5b BER prema normalizovanoj brzini prenosa za linearni ekvalizator

gde se prostiranje radio talasa vrši po više puteva, tj. ekvalizator može da koherentno kombinuje višestruke puteve signala kod radio kanala u zatvorenom prostoru (implicit diversity gain).

Greška je smanjena do trideset puta, kad se linearni ekvalizator koristi za obradu signala izmenjenog posmatranim neželjenim efektima kanala.

Ipak, slika 3.5a prikazuje da je greška povećana za $T_m R_b > 4$, pošto neželjeni efekti koje unosi intersimbolska interferencija postaju značajni i poništavaju dobitak usled vremenske raznovrsnosti.

Mogućnost da se poboljšaju performanse ekvalizatora, tj. sistema, posle minimalnih vrednosti greške (BER) je da se poveća dužina ekvalizatora.

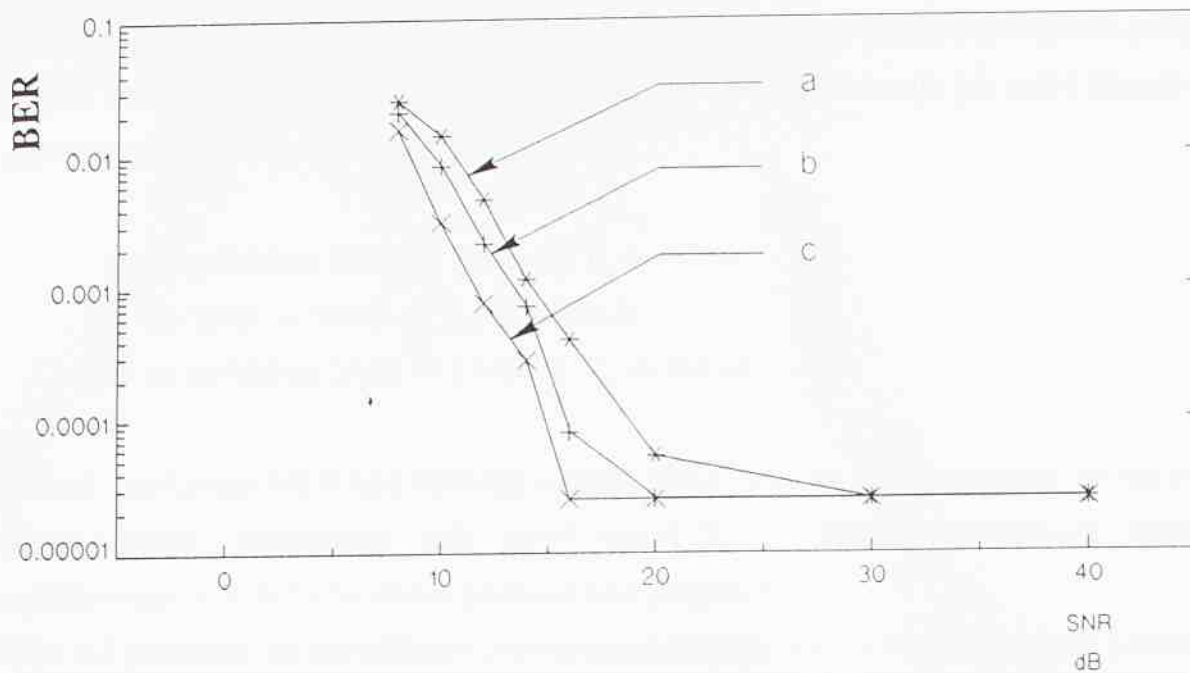
Predikcije performansi za velike brzine signalizacije po vremenski disperzivnim radio kanalima sa sporim Relejevim fadingom u zatvorenim prostorima sa linearnim ekvalizatorom sa svega 3 koeficijenta [8], su pokazale da performanse ekvalizatora degradiraju prilično brzo kad se normalizovana brzina prenosa $T_m R_b$ poveća iznad određene vrednosti, jer "kratki" ekvalizator ne može da kompenzuje efikasno povećanu intersimbolsku interferenciju. "Duži" ekvalizator, korišćen za simulacije na računaru, je pomerio minimume greške prema većim vrednostima brzine prenosa, iako nije mogao da značajno poboljša performanse posle minimuma greške (BER).

Prostiranje grešaka pri odlučivanju u algoritam za podešavanje koeficijenata ekvalizatora, prouzrokuje nestabilnost adaptacionog algoritma, pomerajući skup koeficijenata ekvalizatora sa njihovih optimalnih vrednosti i na taj način degradirajući performanse ekvalizatora.

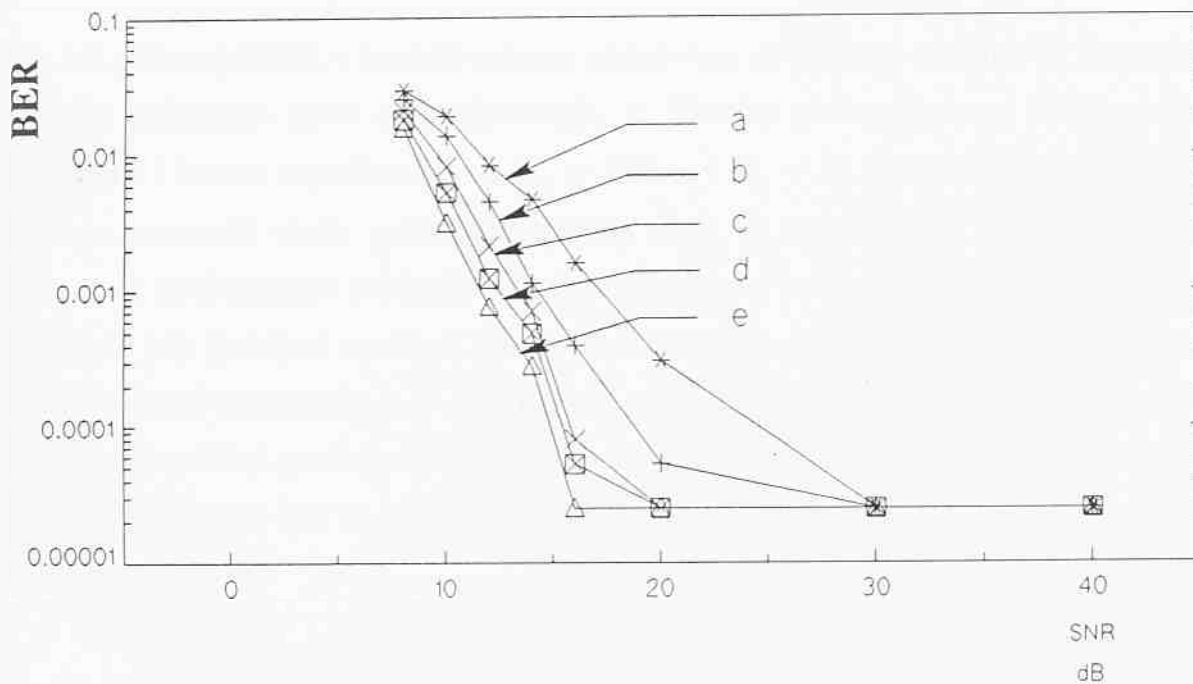
Slika 3.5b prikazuje grešku kao funkciju normalizovane brzine prenosa, za sistem sa linearnim ekvalizatorom, sa nešto više detalja nego slika 3.5a, tj. necelobrojne vrednosti za $T_m R_b$ su dodate.

Slika 3.6 predstavlja BER u funkciji odnosa signal-šum za sistem sa linearnim ekvalizatorom, brzinom prenosa $R_b = 10$ Mbit/s, parametrom filtra za uobličavanje $\alpha = 0.5$ i nekoliko tipičnih vrednosti kašnjenja koje unosi kanal.

Slika 3.6 pokazuje da povećanje kašnjenja od $T_m = 50$ to 200 ns, ili ekvivalentno, kad se normalizovana brzina prenosa poveća od $T_m R_b = 0.5$ to 2 , performanse ekvalizatora su poboljšane, što se moglo i očekivati posmatrajući na slikama 3.5a i 3.5b odnose između



Slika 3.6 Efekti kašnjenja koje unosi kanal: a) $T_m = 50$ ns, b) $T_m = 100$ ns i c) $T_m = 200$ ns, za linearni ekvalizator



Slika 3.7 Efekti brzine prenosa: a) $R_b = 2$ Mb/s, b) $R_b = 5$ Mb/s, c) $R_b = 10$ Mb/s, d) $R_b = 15$ Mb/s i e) $R_b = 20$ Mb/s za linearni ekvalizator

greške i normalizovane brzine prenosa $T_m R_b$. Za linearni ekvalizator, vrednost praga za grešku $BER = 10^{-4}$, za prenos podataka bez zaštitnog kodovanja po radio kanalima u zatvorenim prostorima, se dostiže:

- 1) sa približno $SNR = 20\text{dB}$ za $T_m = 50\text{ns}$,
- 2) sa $SNR = 16\text{dB}$ za $T_m = 100\text{ns}$ i
- 3) sa približno $SNR = 15\text{dB}$ za $T_m = 200\text{ns}$.

Slika 3.7 prikazuje BER kao funkciju odnosa signal-šum sa konfiguracijom sa linearnim ekvalizatorom, kašnjenjem koje unosi kanal $T_m = 100\text{ns}$, parametrom filtra za uobličavanje $\alpha = 0.5$ i brzinom prenosa kao parametrom.

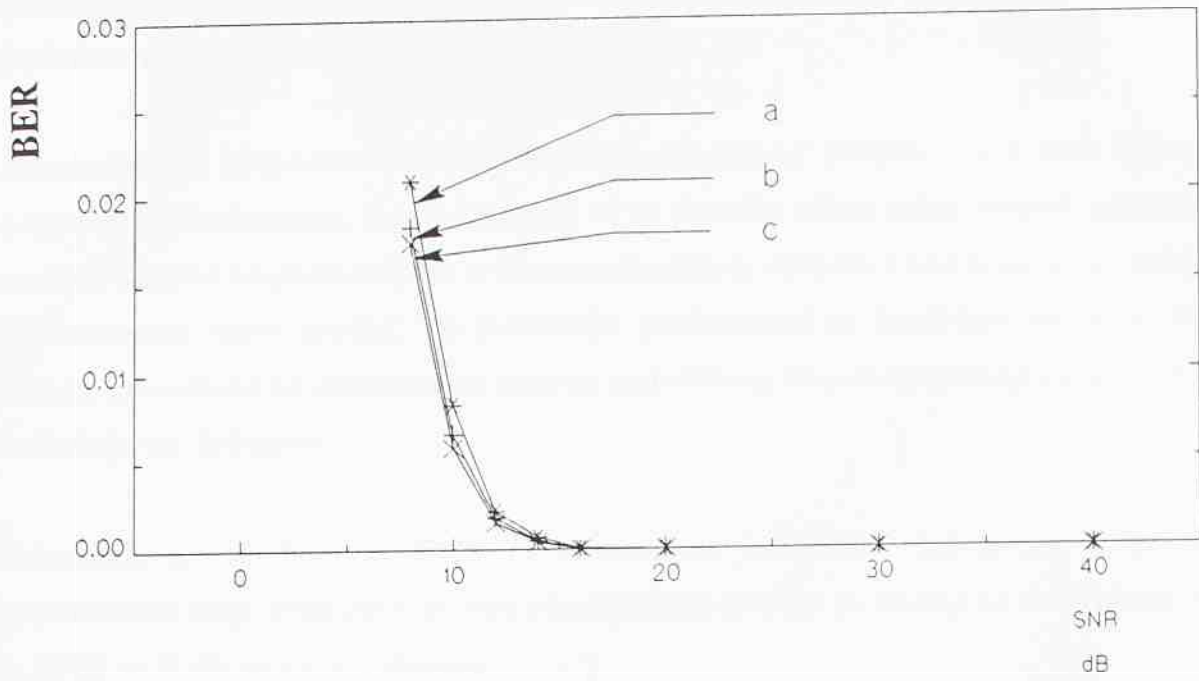
Slika 3.7 pokazuje da poboljšanja performansi sistema, kad se brzina prenosa poveća od $R_b = 2\text{ Mbit/s}$ ($T_m R_b = 0.2$) do $R_b = 20\text{ Mbit/s}$ ($T_m R_b = 1.5$). Može se izvesti zaključak da povećanje brzine prenosa, ili povećanje kašnjenja koje unosi kanal, imaju sličan efekat na performanse ekvalizatora, pod uslovom da normalizovana brzina prenosa $T_m R_b$ ne prekorači određenu vrednost.

Slika 3.8 prikazuje BER u funkciji odnosa signal-šum za linearni ekvalizator i 3 različite vrednosti parametra filtra za uobličavanje, sa fiksnim vrednostima za kašnjenje koje unosi kanal i brzinu signalizacije od $T_m = 100\text{ ns}$ i $R_b = 10\text{ Mbit/s}$, respektivno.

Da bi se procenili efekti proširenja spektra filtra za uobličavanje tipa "uzdignutog" kosinusa na performanse telekomunikacionog sistema, parametar filtra α je menjan od $\alpha = 0.5$ do 1.0 . Dobijeni rezultati govore da sužavanje signala u vremenskom domenu, tj. povećavanje parametra $\alpha = 0.5$ do 1.0 smanjuju intersimbolsku interferenciju i, samim tim i veličinu greške. Greška je smanjena više kad se parametar α poveća od $\alpha = 0.5$ do 0.75 , nego kad se još više poveća od $\alpha = 0.75$ do 1.0 .

3.4 Zaključak

Neke primene radio telekomunikacija u zatvorenim prostorima, npr. kad je potreban brzi prenos bloka podataka u relativno stacionarnom unutrašnjem okruženju, zahtevaju velike brzine signalizacije koje su ograničene prostiranjem po više puteva i fadingom.



Slika 3.8 Efekti parametra filtra za uobličavanje: a) $\alpha=0.5$, b) $\alpha=0.75$ i c) $\alpha=1.0$

Pored ostalih metoda za poboljšanje performansi sistema, može se koristiti i adaptivna ekvalizacija sa TDMA tehnikom za pristup kanalu, za brzu signalizaciju i/ili prenos podataka u većim zgradama.

Simulacije na računaru 4-QAM telekomunikacionog sistema sa i bez linearnog adaptivnog ekvalizatora, su uradjene da bi se proučio uticaj nekih važnih parametara kanala i sistema na performanse telekomunikacionog sistema, i kao rezultat su dobijene performansne krive greške. Za predikciju performansi su korišćeni impulsni odzivi kanala, generisani na računaru na osnovu statističkog eksponencijalnog modela kanala sa Relejevim fadingom.

Primećeno je da linearni LMS ekvalizator sa jediničnim kašnjenjem daje bolje performanse nego konfiguracija bez ekvalizatora. Greška je smanjena do trideset puta za $SNR = 8$ dB sa ekvalizatorom.

Povećanje kašnjenja koje unosi kanal ili brzine slanja simbola podataka, se pokazalo da prouzrokuju sličan efekat na performanse ekvalizatora. U stvari, pokazalo se da linearni ekvalizator sa promenljivom dužinom može da koherentno kombinuje različite puteve radio signala i na taj način poboljša performanse sistema sve do približno $T_m R_b = 4$, iako nije primećeno značajnije poboljšanje performansi za dalje povećanje normalizovane brzine prenosa, čak i kad su korišćeni "duži" ekvalizatori.

Izvesna poboljšanja performansi se takodje mogu postići povećanjem parametra filtra za uobličavanje pogotovo od $\alpha = 0.5$ do 0.75 , i manje od $\alpha = 0.75$ do 1.0 .

Reference

- [1] Saleh, A.A.M. and R.A. Valenzuela: "A Statistical Model for Indoor Multipath Propagation", IEEE J. on Selected Areas in Commun., SAC-5, pp. 128-137, Feb. 1987.
- [2] Proakis, J.G.: "Digital Communications", New York: McGraw-Hill, 1989, 2nd ed.
- [3] Bultitude, R.J.C.: "Measurements, Characterization and Modeling of

- Indoor 800-900 MHz Radio Channels for Digital Communications", IEEE Com. Mag., 25, pp. 5-12, Jun. 1987.
- [4] Howard, S.J. and K. Pahlavan: "Doppler Spread Measurements of the Indoor Radio Channels", Electron. Lett., 26, pp. 107-109, Jan. 1990.
- [5] Sexton, T.A. and K. Pahlavan: "Channel Modeling and Adaptive Equalization of Indoor Radio Channels", IEEE J. on Selected Areas in Commun., SAC-7, pp. 114-120, Jan. 1989.
- [6] Qureshi, S.U.H.: "Adaptive Equalization", Proceedings of the IEEE, 73, pp. 1349-1387, Sep. 1985.
- [7] Haykin, S.: "Adaptive Filter Theory", Prentice-Hall, Englewood Cliffs, 1986.
- [8] Zigic, A. and R. Prasad: "Computer Simulation of Indoor Data Channels with a Linear Adaptive Equaliser", Electron. Lett., 26, pp. 1596-1597, Sep. 1990.
- [9] Zigic, A. and R. Prasad: "Computer Simulation of a 4-QAM Indoor Data Communication System with a Linear Adaptive Equaliser", in Proc. Third IEE Conf. on Telecom. pp. 95-100, Edinburgh, Mar. 1991.

Poglavlje 4

Nelinearna (DF) ekvalizacija vremenski disperzivnih radio kanala sa Relejevim fedingom u zatvorenim prostorima

4.1 Uvod

Prosečna verovatnoća greške po bitu je evaluirana simulacijama na računaru za 4-QAM radio telekomunikacioni sistem za prenos podataka u zatvorenim prostorima sa nelinearnim (DF) ekvalizatorom. Radio kanal u zatvorenom prostoru je modeliran vremenski disperzivnim modelom sa sporim Relejevim fedingom.

Slično slučaju radio telekomunikacionog sistema sa linearnim ekvalizatorom opisanim u Poglavlju 3, posmatrane brzine signalizacije su u opsegu $2 \text{ Mbit/s} \leq R_b \leq 25 \text{ Mbit/s}$, a kašnjenje koje unosi kanal je varirano od 50 do 200 ns, što su vrednosti za koja su merenja pokazala da su približno maksimalne srednje-kvadratne vrednosti kašnjenja koje unosi kanal za tipična unutrašnja okruženja u zavisnosti od veličine zgrade i njene morfologije [1-3].

Rezultati za nelinearni (DF) ekvalizator su upoređena sa sistemom bez ekvalizatora i

sistemom koji koristi linearni adaptivni ekvalizator.

4.2 Model telekomunikacionog sistema

U ovom odeljku su opisani modeli predajnika, kanala i prijemnika.

4.2.1 Struktura predajnika

Struktura predajnika za posmatrani 4-QAM radio telekomunikacioni sistem u zatvorenom prostoru je pokazana u Poglavlju 3, slika 3.1. Talasni oblik signala na izlazu iz predajnika je

$$u(t) = \sum_k x_k g_1(t - kT) \quad (4.1)$$

gde $g_1(t)$ je realni talasni oblik filtra za uobličavanje signala u predajniku, čija je reprezentacija u frekvencijskom domenu data kvadratnim korenom spektra "uzdignutog" kosinusa sa promenljivim parametrom α , a T je simbol interval.

4.2.2 Model kanala

Radio kanali u zatvorenim prostorima predstavljaju slučajne i vremenski promenljive veze između predajnika i prijemnika (Poglavlje 3, slika 3.2). Vremenski nepromenljiv kompleksni ekvivalentni impulsni odziv u osnovnom opsegu $h(t)$, (Poglavlje 3, jednačina (3.3)), je dat sa

$$h(t) = \sum_{n=1}^L \beta_n \delta(t - \tau_n) \exp(-j \theta_n) \quad (4.2)$$

gde β_n je magnituda n-tog elementa odziva, θ_n je faza n-tog elementa, $\delta(t-\tau_n)$ je Dirakov impuls u trenutku τ_n , a L (Poglavlje 3, jednačina (3.4)) je broj različitih puteva dat sa

$$L = \lfloor T_m/T \rfloor + 1 \quad (4.3)$$

gde T_m je maksimalno kašnjenje koje unosi kanal, T je simbol interval, a $\lfloor T_m/T \rfloor$ označava celobrojnu vrednost T_m/T .

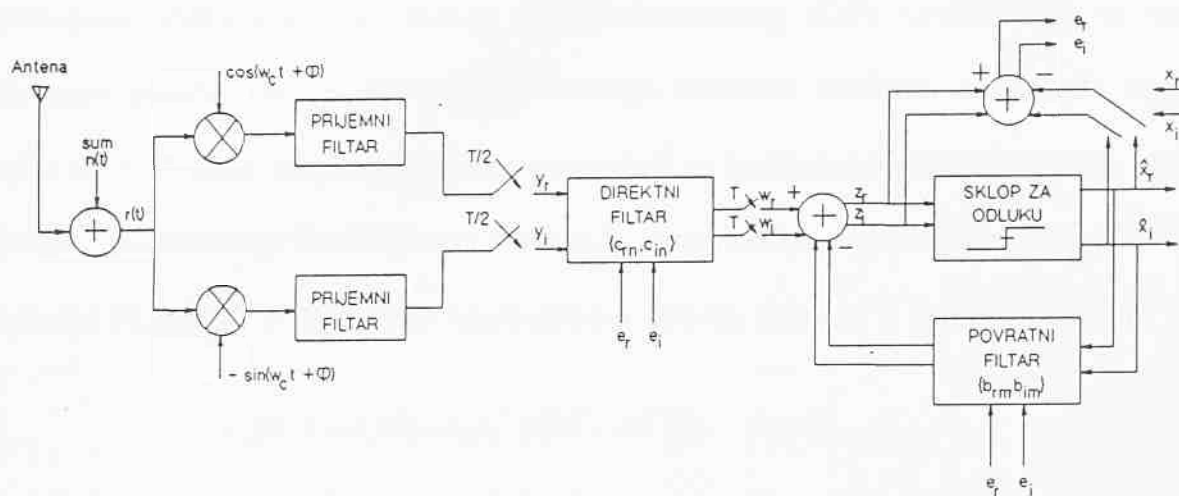
4.2.3 Struktura prijemnika

Posle koherentne demodulacije, obrada prijemnog signala kod prijemnika sa nelinearnim (DF) ekvalizatorom (slika 4.1) započinje odmeravanjem signala brzinom $2/T$ (signal $y(kT/2) = y_r(kT/2) + jy_i(kT/2)$ na slici 4.1). Zatim, prijemni signal se unosi u liniju za kašnjenje direktnog filtra nelinearnog (DF) ekvalizatora, čije kašnjenje između susednih koeficijenata je jednako polovini simbol intervala T . Kompleksni signal $w(t)$, na izlazu iz direktnog filtra sa razlomljenim kašnjenjem se odmerava brzinom $1/T$ (pošto se odluke donose jednom u svakom simbol intervalu), je dat sa

$$w(kT) = \sum_{n=-N}^N c_n^* y(kT - nT/2) + n'(kT) \quad (4.4)$$

gde kompleksni koeficijenti direktnog filtra su predstavljeni sa $c_n = c_{rn} + jc_{in}$, c_n^* predstavlja konjugovano kompleksnu vrednost od c_n , a $2N+1$ je ukupan broj koeficijenata direktnog filtra.

Ekvalizovan signal kod nelinearne (DF) ekvalizacije se formira kao suma izlaza direktnog i povratnog filtra ekvalizatora. Zatim, se ekvalizovani signal dovodi na ulaz odlučivača koji donosi odluke simbol-po-simbol. Odluke, se unose u liniju za kašnjenje povratnog filtra nelinearnog (DF) ekvalizatora. Signal pre sklopa za odluku je dat sa



Slika 4.1 Blok dijagram prijemnika sa nelinearnim (DF) adaptivnim ekvalizatorom radio telekomunikacionog sistema

$$z(kT) = \sum_{n=-N}^N c_n^* y(kT - nT/2) - \sum_{m=1}^M b_m^* \hat{x}(kT - mT) + n'(kT) \quad (4.5)$$

gde $b_n = b_{rn} + jb_{in}$ su kompleksni koeficijenti povratnog filtra, M je ukupan broj koeficijenata povratnog filtra, a $\hat{x}(kT)$ je k -ti detektovani simbol.

Kompleksni signal greške $e_k = e_{rk} + je_{ik}$ se zatim formira kao razlika izmedju signala na izlazu iz ekvalizatora $z_k = z_{rk} + jz_{ik}$, i simbola koji šalje izvor informacija $x_k = x_{rk} + jx_{ik}$, ili detektovanog simbola $\hat{x}_k = \hat{x}_{rk} + j\hat{x}_{ik}$.

Koeficijenti direktnog i povratnog filtra nelinearnog (DF) ekvalizatora se zatim simultano podešavaju da minimiziraju srednju vrednost kvadrata magnitude signala greške e_k [4-7]. Sledi da je adaptaciona procedura za koeficijente direktnog filtra (slično postupku podešavanja koeficijenata linearnog ekvalizatora sa jediničnim kašnjenjem iz Poglavlja 3), gde se podešavanje koeficijenata obavlja jednom u simbol intervalu, je

$$c_n(k+1) = c_n(k) - \Delta_F e_k^* y(kT - nT/2), \quad n = -N, \dots, 0, \dots, N \quad (4.6)$$

a koeficijenti povratnog filtra se podešavaju prema

$$b_m(k+1) = b_m(k) + \Delta_B e_k^* \hat{x}(kT - mT), \quad m = 1, \dots, M \quad (4.7)$$

Procenjena vrednost sa šumom a bez polarizacije pravog gradijenta srednje-kvadratne greške

$$\partial |e_k|^2 / \partial b_m(k) = 2e_k^* \hat{x}(kT - mT) \quad (4.8)$$

se koristi za podešavanje koeficijenata, a, Δ_F i Δ_B su pozitivne konstante adaptacionog algoritma koeficijenata direktnog i povratnog filtra, respektivno.

Slično slučaju linearnog ekvalizatora, koeficijenti nelinearnog (DF) ekvalizatora se

podešavaju dok ne postignu svoje optimalne vrednosti u toku perioda podešavanja (training period). Za kvazi-stacionarno unutrašnje okruženje algoritam podešavanja koeficijenata se zatim prebacuje u režim praćenja da bi se omogućilo ekvalizatoru da prati spore promene karakteristika kanala, gde je brzina tih promena manja od brzine konvergencije adaptacionog algoritma.

Dijagram toka računarskih simulacija radio telekomunikacionog sistema u zatvorenom prostoru sa nelinearnim (DF) ekvalizatorom je dat na slici 4.2.

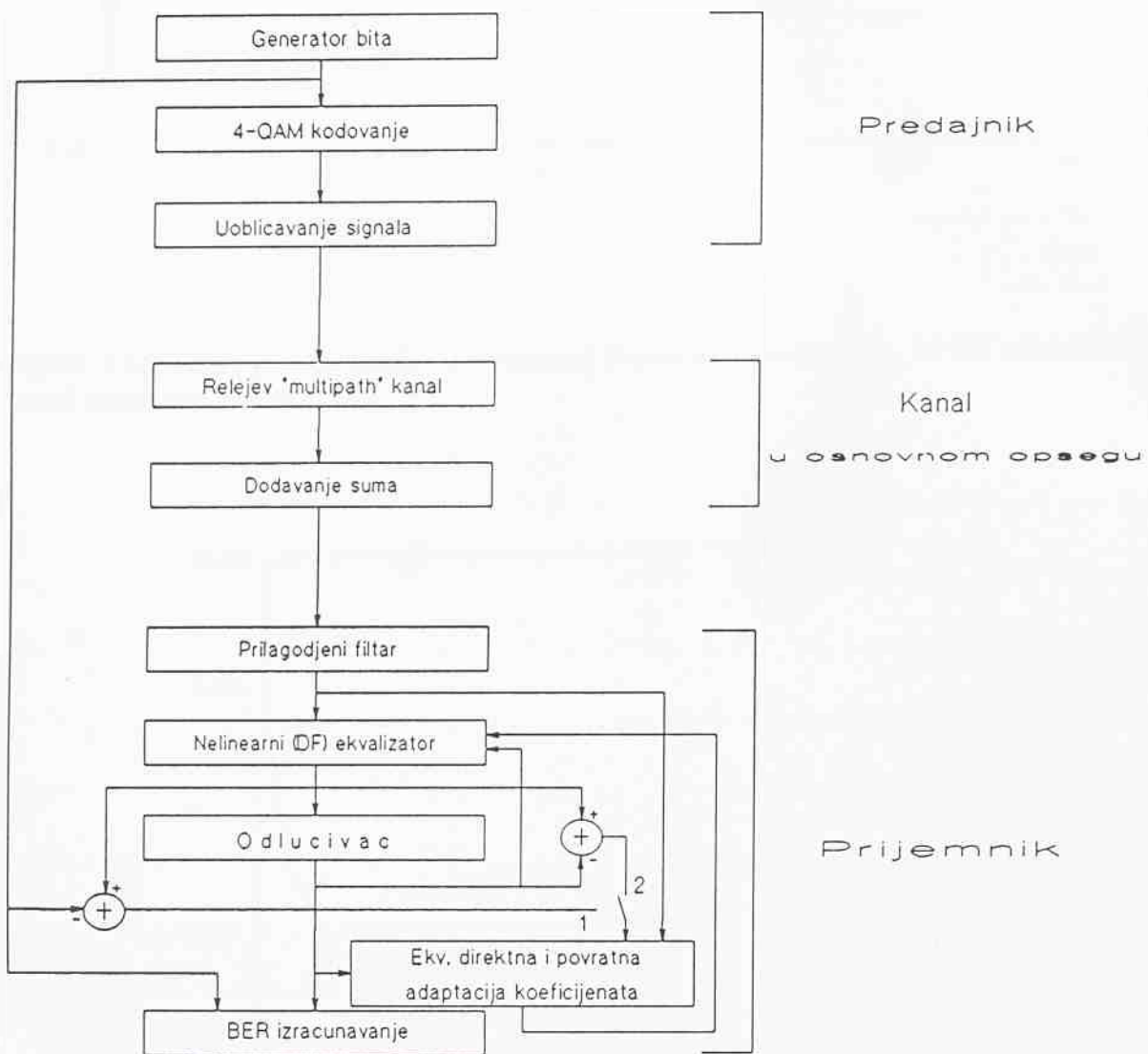
4.3 Rezultati simulacija na racunaru

Slika 4.3a poredi performanse 4-QAM radio telekomunikacionog sistema bez ekvalizatora, sa linearnim ekvalizatorom i sa nelinearnim (DF) ekvalizatorom. Performansni kriterijum, prosečna verovatnoća greške po bitu (BER), je prikazan u funkciji brzine prenosa ($R_b \leq 25$ Mbit/s), za odnos signal-šum $SNR = 8$ dB, kašnjenje koje unosi kanal $T_m = 200$ ns i parametar filtra za uobličavanje signala $\alpha = 0.5$.

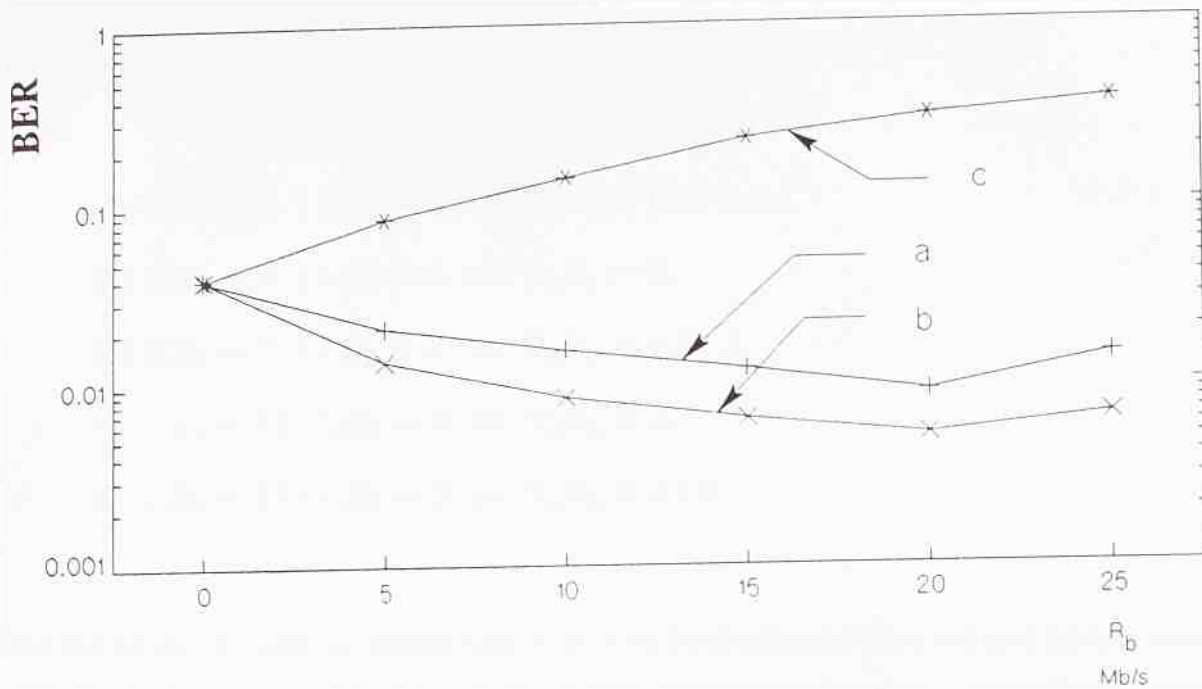
Za linearni ekvalizator broj korišćenih koeficijenata je:

- 1) $LE = 3$ za $T_m R_b = 0.2$ i 0.5 ,
- 2) $LE = 7$ za $T_m R_b = 1$,
- 3) $LE = 11$ za $T_m R_b = 1.5, 2$ i 3 ,
- 4) $LE = 13$ za $T_m R_b = 4$ i 5 .

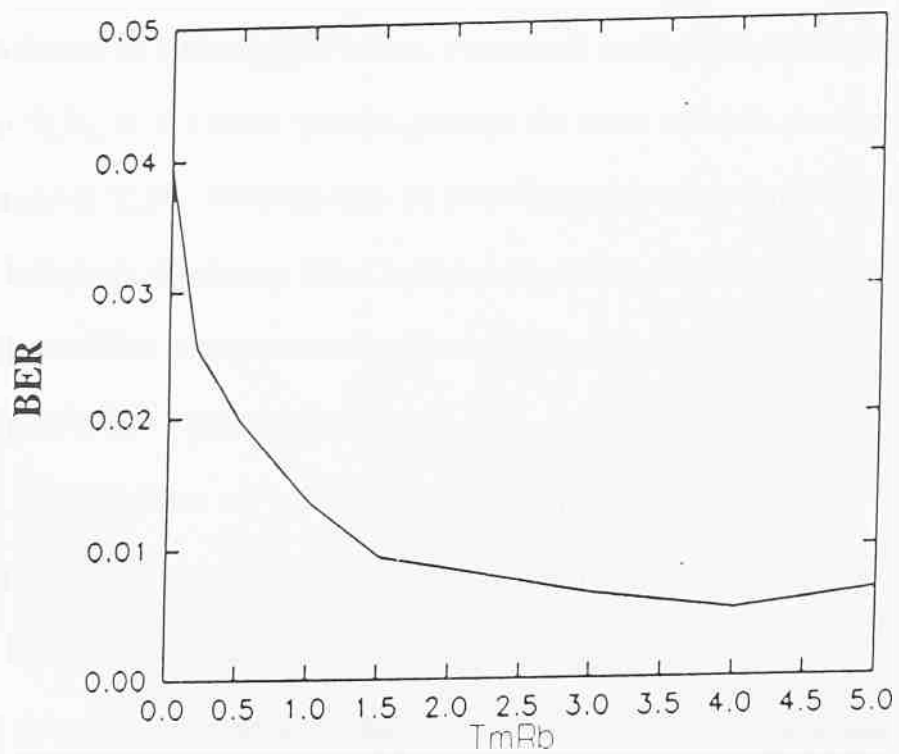
U slučaju konfiguracije sa nelinearnim (DF) ekvalizatorom, broj korišćenih koeficijenata



Slika 4.2 Simulacija na računaru radio telekomunikacionog sistema sa nelinearnim DF adaptivnim ekvalizatorom



Slika 4.3a BER prema brzini prenosa: a) linearna ekvalizacija, b) DF ekvalizacija i c) neekvalizovan kanal



Slika 4.3b BER prema normalizovanoj brzini prenosa za DF ekvalizator

ekvalizatora je:

- 1) $LE_F = 3$ i $LE_B = 1$ za $T_m R_b = 0.2$ i 0.5 ,
- 2) $LE_F = 5$ i $LE_B = 1$ za $T_m R_b = 1$,
- 3) $LE_F = 7$ i $LE_B = 3$ za $T_m R_b = 1.5$ i 2 ,
- 4) $LE_F = 11$ i $LE_B = 4$ za $T_m R_b = 3$,
- 5) $LE_F = 13$ i $LE_B = 5$ za $T_m R_b = 4$ i 5 .

Kao što se može videti iz spiska koji daje broj koeficijenata ekvalizatora prema veličini kašnjenja koje unosi kanal, vreme koje obuhvataju linearni i nelinearni (DF) ekvalizator su približno ista, sa malo izuzetaka.

Za nelinearni (DF), kao i za linearni ekvalizator, vidi se da greška opada od analitičke donje vrednosti za frekvencijski ravan, vremenski nedisperzivan kanal ($T_m R_b \rightarrow 0$) sve do približno $T_m R_b = 4$ i onda polako počinje da raste za veće vrednosti normalizovane brzine prenosa $T_m R_b$. Performanse su poboljšane jer za vremenski disperzivne kanale, linija za kašnjenje direktnog filtra nelinearnog (DF) ekvalizatora, može koherentno da kombinuje različite komponente signala na prijemu, koje odgovaraju različitim putevima između predajnika i prijemnika.

Kao što je prikazano na slici 4.3a, povećanjem brzine prenosa, greška (BER) se povećava za $T_m R_b > 4$, zbog toga što efekti intersimbolske interferencije (ISI) postaju značajni i poništavaju dobitak usled raznovrsnosti po vremenu.

Jedna od mogućnosti da se poboljšaju performanse ekvalizatora, a samim tim i sistema, posle minimuma greški, je da se poveća broj koeficijenata (direktnog i povratnog filtra) nelinearnog (DF) ekvalizatora.

Procena performansi za veoma brze veze u zatvorenim prostorima sa Relejevim fadingom sa "kratkim" DF ekvalizatorom (5 direktnih i 1 povratnim koeficijentom) na prijemu [7], su pokazale da se performanse brzo pogoršavaju zbog nemogućnosti ekvalizatora da kompenzuje intersimbolsku interferenciju (ISI) za kašnjenja koja unosi kanal počevši od neke određene vrednosti. Kad se broj koeficijenata poveća, minimumi greške su pomereni ka većim vrednostima normalizovane brzine prenosa, iako su neki simulacioni testovi obavljani sa dužim ekvalizatorima posle minimuma greški, nisu značajnije poboljšali performanse sistema. Slično slučaju linearne ekvalizacije, greške u procesu odlučivanja se prostiru u algoritam podešavanja koeficijenata DF ekvalizatora (direktnog i povratnog filtra) prouzrokujući pomeranje njihovih vrednosti dalje od optimalnih vrednosti koeficijenata.

Takodje se na slici 4.3a vidi da ekvalizacija kanala značajno poboljšava performanse sistema u poredjenju sa slučajem bez ekvalizacije, a da nelinearni (DF) prijemnik daje bolje performanse nego prijemnik sa linearnim ekvalizatorom. Direktni filter nelinearnog (DF) ekvalizatora sa razlomljenim (subsimbolskim) kašnjenjem medju koeficijentima, zbog bržeg odmeravanja signala na ulazu u ekvalizator, može da kompenzuje veće promene kašnjenja pri prostiranju signala nego ekvalizator sa jediničnim (simbolskim) kašnjenjem medju koeficijentima, što je već pokazano za telefonske kanale [8]. Povratni filter sa jediničnim (simbolskim) kašnjenjem, radeći sa prošlim (detektovanim) simbolima, ukida interferenciju koja potiče od već detektovanih simbola, pod pretpostavkom da su prošli simboli ispravno detektovani sa velikom verovatnoćom.

Dobijeni rezultati pokazuju da nelinearni (DF) ekvalizator poboljšava performanse sistema približno 2 puta u odnosu na linearni ekvalizator za $SNR = 8$ dB. Simulacioni

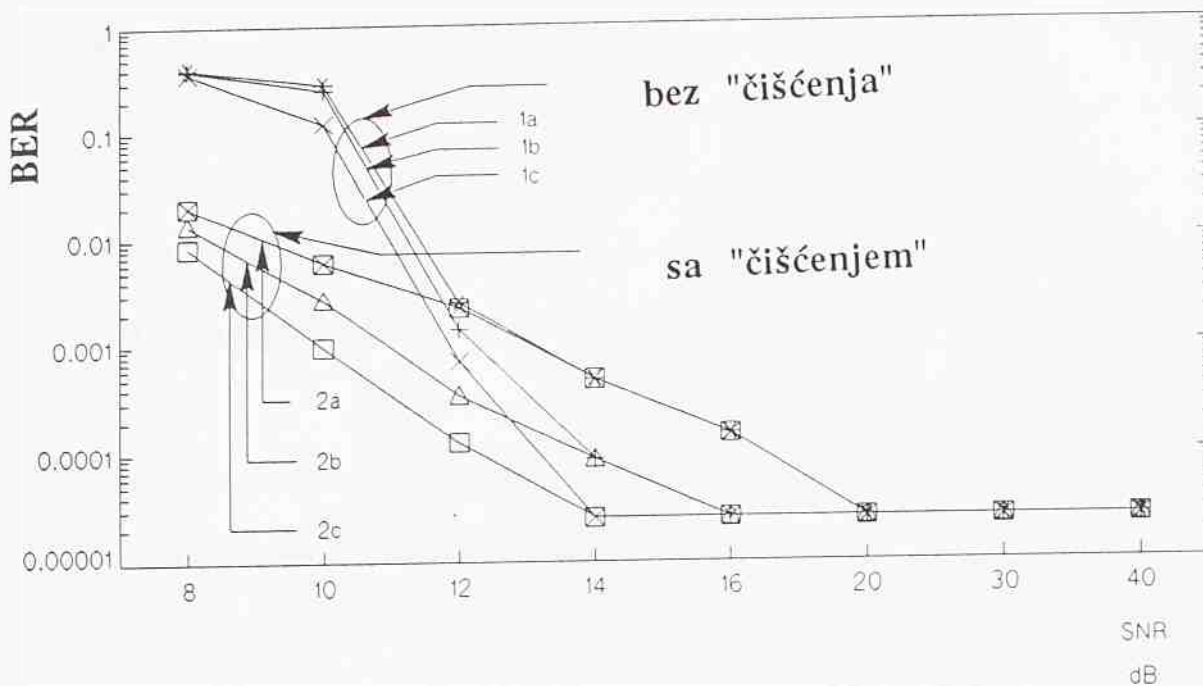
testovi, obavljani da bi se procenio doprinos bržeg odmeravanja signala na ulazu u direktni filter ekvalizatora, su to potvrdili za kanale sa relativno malom vremenskom disperzijom ($T_m R_b = 1$) sa:

- 1) DF ekvalizator sa direktnim filtrom sa $T/2$ kašnjenjem (5 direktnih i 1 povratni koeficijent),
- 2) linearni ekvalizator sa $T/2$ kašnjenjem (5 koeficijenata),
- 3) linearni ekvalizator sa T kašnjenjem (3 koeficijenta - isto obuhvaćeno vreme kao i linearni sa $T/2$ kašnjenjem) i
- 4) linearni sa T kašnjenjem (5 koeficijenata - isti broj koeficijenata kao linearni sa $T/2$ kašnjenjem).

Uzimajući performanse DF ekvalizatora sa $T/2$ kašnjenjem kao referencu, linearni ekvalizator sa $T/2$ kašnjenjem daje 2 puta slabije performanse, linearni sa T kašnjenjem sa 5 koeficijenata daje 2.4 puta slabije performanse, i konačno, linearni sa T kašnjenjem i 3 koeficijenta daje približno 3.2 puta slabije performanse, tj. daje najslabije performanse od sva 4 posmatrana ekvalizatora.

Slika 4.3b prikazuje grešku (BER) u funkciji normalizovane brzine prenosa za sistem sa DF ekvalizatorom (detektovani simboli se unose u liniju za kašnjenje povratnog filtra i modifikovana funkcija "čišćenja" se koristi) sa više detalja nego slika 4.3a, pri čemu su necelobrojne vrednosti normalizovane brzine prenosa dodate i prikazane na slici.

Slika 4.4 predstavlja grešku (BER) u funkciji odnosa signal-šum za sistem sa DF ekvalizatorom, brzina prenosa $R_b = 10$ Mbit/s, parametar filtra za uobličavanje signala



Slika 4.4 Efekti kasnjenja kanala bez "cisćenja": 1a) $T_m=50\text{ns}$, 1b) $T_m=100\text{ns}$, 1c) $T_m=200\text{ns}$; sa "cisćenjem": 2a) $T_m=50\text{ns}$, 2b) $T_m=100\text{ns}$ i 2c) $T_m=200\text{ns}$ za DF ekvalizator

$\alpha = 0.5$ i nekoliko vrednosti za kašnjenje koje unosi kanal.

Povećavanje kašnjenja od $T_m = 50$ do 200 ns, tj. povećavanje normalizovane brzine prenosa od $T_m R_b = 0.5$ do 2 se vidi da poboljšava performanse sistema. Kod DF ekvalizatora, prag greške od $BER = 10^{-4}$ za prenos podataka bez zaštitnog kodovanja, se dostiže za:

- 1) približno $SNR = 18$ dB za $T_m = 50$ ns,
- 2) sa $SNR = 14$ dB za $T_m = 100$ ns i
- 3) sa približno $SNR = 13$ dB za $T_m = 200$ ns.

Pomenuto poboljšanje performansi je očekivano imajući u vidu odnos između greške (BER) i normalizovane brzine prenosa $T_m R_b$ na slici 4.3a.

Medjutim, za DF prijemnik, performanse sistema mogu biti značajno degradirane kad je odnos signal-šum nizak ($SNR \leq 12$ dB), zbog efekta prostiranja greške. Kad se donese pogrešna odluka, ona se prostire kroz povratni filter ekvalizatora, utičući na proces estimacije sledećih nekoliko simbola. Efekat prostiranja greške je značajniji kad je broj koeficijenata povratnog filtra velik [9]. Pokazano je da, kad je odnos signal-šum (SNR) visok i vrednosti koeficijenata povratnog filtra brzo opadaju sa kašnjenjem, prostiranje greške nije katastrofalno i DF ekvalizator daje bolje performanse nego linearni ekvalizator [10].

Da bi se smanjio efekat prostiranja greške, koji prouzrokuje zakočenje povratnog filtra [11], bilo bi neophodno da se ili spreči zakočenje korišćenjem režima podešavanja u adaptacionom algoritmu ekvalizatora, ili "čišćenje" povratnog filtra kad se desi zakočenje. Modifikovana verzija ove druge metode se koristi za poboljšanje performansi

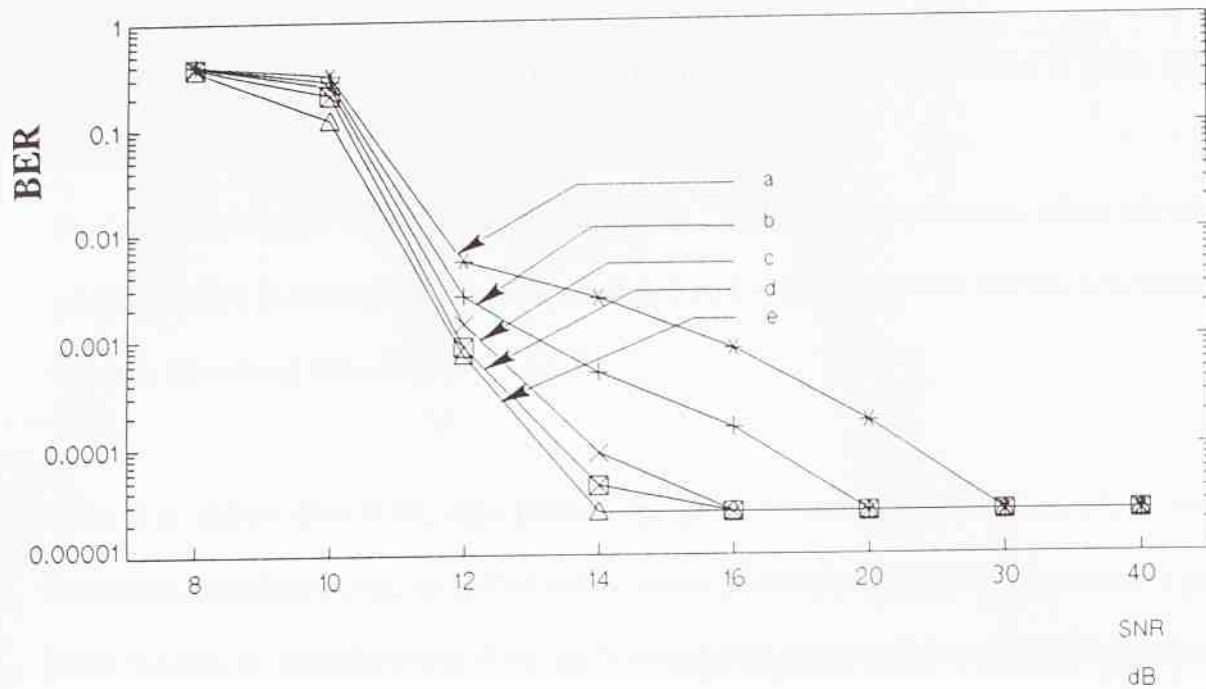
sistema sa DF ekvalizatorom za $\text{SNR} \leq 12$ dB.

Pošto efekat prostiranja greške prouzrokuje divergenciju ("naduvavanje") koeficijenata povratnog filtra, što ima za posledicu da koeficijenti direktnog filtra "idu" ka nuli, specijalna procedura (praktična metoda za kontrolu efekta prostiranja greške) je razvijena koja kontinualno testira vrednosti koeficijenata direktnog filtra. Kad se detektuje da je glavni (centralni) koeficijent direktnog filtra opao ispod vrednosti praga, procedura podesi koeficijente povratnog filtra na vrednosti koje su imali posle prijema trening sekvence za početno podešavanje koeficijenata na njihove optimalne vrednosti, na taj način sprečavajući njihovu divergenciju, i samim tim i zakočenje povratnog filtra. Približna optimalna vrednost za prag poredjenja pri testiranju glavnog koeficijenta je procenjena na 90% vrednosti glavnog koeficijenta na kraju trening sekvence.

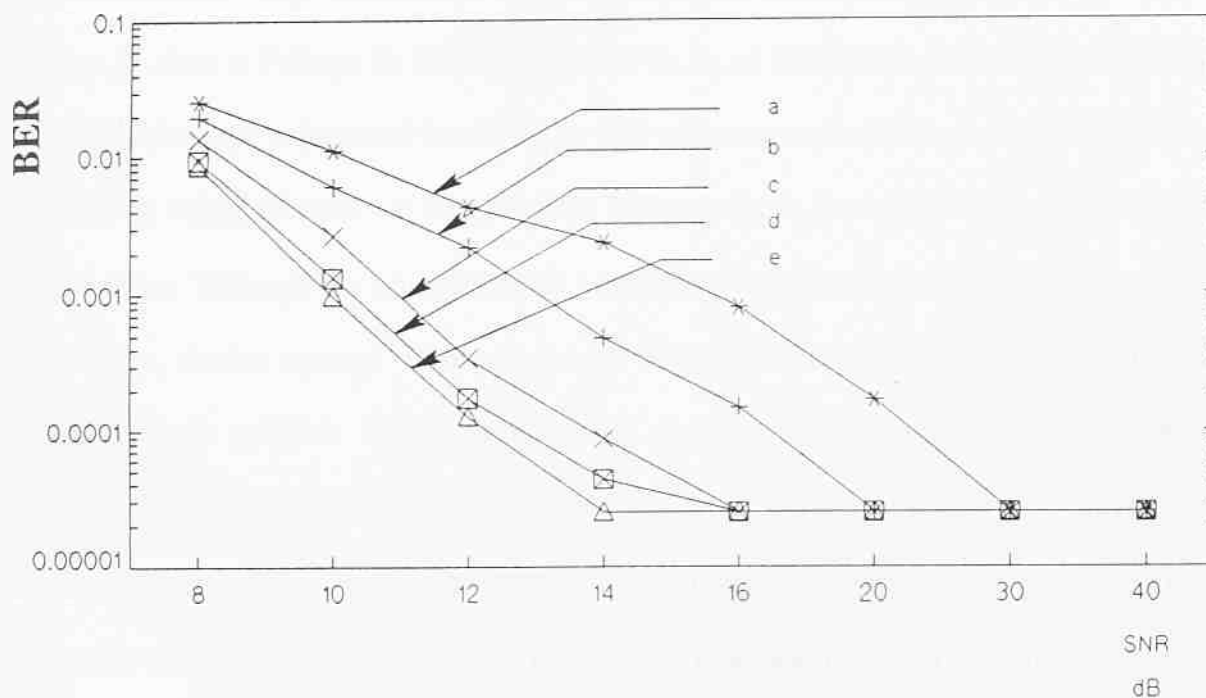
Slike 4.5a i 4.5b prikazuju grešku (BER) u funkciji odnosa signal-šum za konfiguraciju sa DF ekvalizatorom bez i sa modifikovanom funkcijom "čišćenja", respektivno; kašnjenje koje unosi kanal $T_m = 100$ ns, parametar filtra za uobličavanje $\alpha = 0.5$ i brzinom prenosa kao parametrom.

Kao što se može videti sa slike 4.5b, povećanje brzine prenosa ima sličan efekat na veličinu greške (BER) kao i povećanje kašnjenja koje unosi kanal, tj., pri povećanju normalizovane brzine prenosa $T_m R_b$ od 0.2 ($R_b = 2$ Mbit/s) do 1.5 ($R_b = 20$ Mbit/s), performanse se poboljšavaju za ekvalizovani vremenski disperzivni kanal.

Slika 4.5b prikazuje performanse sistema sa DF ekvalizatorom kad se koristi modifikovana automatska funkcija "čišćenja" za kontrolu efekta prostiranja greške kod povratnog filtra ekvalizatora. Poredeći slike 4.5a i 4.5b može se videti da je smanjenje greške usled umetanja funkcije "čišćenja" za $\text{SNR} \leq 10$ dB do dva reda veličine ($R_b \geq$



Slika 4.5a Efekti brzine prenosa bez "ciscenja": a) $R_b=2$ Mb/s, b) $R_b=5$ Mb/s, c) $R_b=10$ Mb/s, d) $R_b=15$ Mb/s i e) $R_b=20$ Mb/s za DF ekvalizator

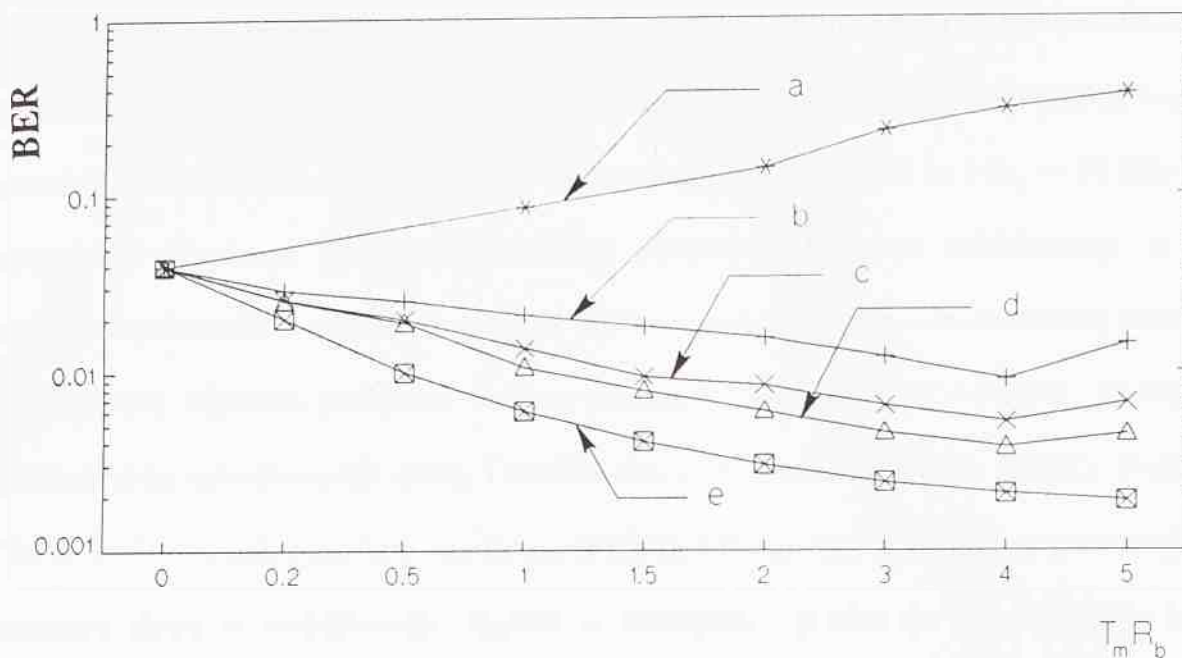


Slika 4.5b Efekti brzine prenosa sa "ciscenjem": a) $R_b=2$ Mb/s, b) $R_b=5$ Mb/s, c) $R_b=10$ Mb/s, d) $R_b=15$ Mb/s i e) $R_b=20$ Mb/s, za DF ekvalizator

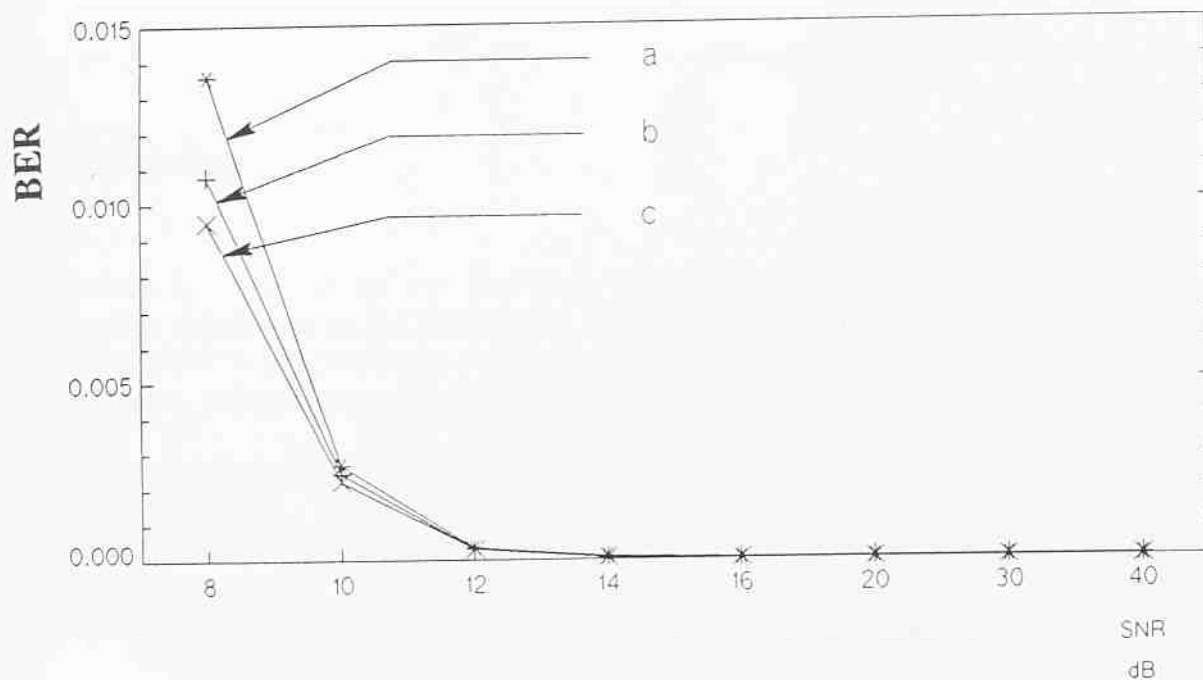
10 Mbit/s), dok su za $\text{SNR} = 12$ dB performanse poboljšane do 6 puta ($R_b = 20$ Mbit/s).

Sa modifikovanom automatskom funkcijom "čišćenja" za povratni filter ekvalizatora, greška (BER) je smanjena od 14% do skoro red veličine, kad se koristi nelinearni (DF) umesto linearnog ekvalizatora.

Slika 4.6, slično slici 4.3a, daje poredjenje performansi za sistem bez ekvalizatora, sa linearnim ekvalizatorom, sa DF ekvalizatorom (detektovani simboli se unose u povratni filter i koristi se modifikovana funkcija "čišćenja" za povratni filter), sa DF ekvalizatorom (tačni simboli se unose u povratni filter) i teorijske performanse prilagodjenog filtra (najbolje moguće performanse dobijene za prenos jednog, izolovanog elementarnog signala koji odgovara jednom simbolu podataka, odnosno prenos bez intersimbolske interferencije [12]). Izvodjenje izraza za teorijsku performansnu granicu prilagodjenog filtra je dato u Prilogu B. Brzine prenosa su $R_b \leq 25$ Mbit/s, odnos signal-šum $\text{SNR} = 8$ dB, kašnjenje koje unosi kanal $T_m = 200$ ns i parametar filtra za uobličavanje $\alpha = 0.5$. Može se videti na slici 4.6 da praktični DF prijemnik (sa modifikovanom automatskom funkcijom "čišćenja" za povratni filter i detektovanim simbolima koji se unose u povratni filter), u datom opsegu normalizovanih brzina prenosa ($0 \leq T_m R_b \leq 5$), ostvaruje performanse prilično bliske optimalnom slučaju. Čak i za maksimalnu posmatranu brzinu ($R_b = 25$ Mbit/s), njegove performanse su samo malo više od 3 puta slabije od prilagodjenog filtra. Sa tačnim simbolima podataka koji se unose u povratni filter, DF ekvalizator ostvaruje performanse približno 2 puta slabije od prilagodjenog filtra, što bi bio maksimalni teorijski dobitak koji bi se mogao ostvariti koristeći detektore koji rade na principu maksimiziranja funkcije izgleda da bi ukinuli efekte intersimbolske interferencije na prijemu.



Slika 4.6 BER prema normalizovanoj brzini prenosa: a) neekvalizovan kanal, b) linearna ekvalizacija, c) DF ekvalizacija (sa "ciscenjem"), d) DF ekvalizacija (bez prostiranja greske) i e) prilagodjeni filtar



Slika 4.7 Efekti parametra filtra za uobličavanje: a) $\alpha=0.5$, b) $\alpha=0.75$ i c) $\alpha=1.0$, za DF ekvalizator

Slika 4.7 prikazuje grešku (BER) u funkciji odnosa signal-šum (SNR) za DF ekvalizaciju i 3 različite vrednosti parametra filtra za uobličavanje signala, sa kašnjenjem koje unosi kanal i brzinom prenosa fiksiranim na vrednostima od $T_m = 100$ ns i $R_b = 10$ Mbit/s, respektivno. Uopšteno govoreći, povećanje parametra filtra za uobličavanje α , ili proširenje spektra filtra za uobličavanje je ekvivalentno sužavanju elementarnog signala koji odgovara simbolu podataka koji se prenosi u vremenskom domenu, smanjuje intersimbolsku interferenciju (ISI), i samim tim, i verovatnocu greške (BER). Uočava se da se za DF ekvalizator, kao i za linearni (slika 3.8), greška smanjuje sa povećanjem parametra filtra za uobličavanje signala α . Medjutim, greška se više smanjuje kod linearnog nego kod DF prijemnika. Takodje se uočava da je smanjenje greške značajnije za povećanje parametra filtra za uobličavanje od $\alpha = 0.5$ do 0.75 , nego od $\alpha = 0.75$ do 1.0 .

4.4 Zaključak

Računarske simulacije za 4-QAM radio telekomunikacioni sistem za prenos podataka u zatvorenim prostorima sa nelinearnim (DF) ekvalizatorom su uradjene koristeći pojednostavljenu verziju vremenski disperzivnog modela kanala sa Relejevim fadingom, koja je opisana u [1]. Njegove performanse su zatim upoređene sa rezultatima dobijenim za linearni ekvalizator i 4-QAM modem bez ekvalizatora.

Pokazano je da DF ekvalizator ostvaruje približno 2 puta bolje performanse od linearnog ekvalizatora za $SNR = 8$ dB, kad se detektovani simboli unose u povratni filter ekvalizatora i kad se koristi posebno projektovana "modifikovana" automatska

funkcija "čišćenja" za povratni filter ekvalizatora. Međutim, kad je $\text{SNR} \leq 12$ dB i kad nema kontrole prostiranja greške, dešava se zakločenje povratnog filtera ekvalizatora, što degradira performanse DF ekvalizatora za približno 2 reda veličine, tako da njegove performanse postaju slabije nego bez ekvalizatora.

Teorijske performanse prilagodjenog filtera za kanale sa raznovrsnošću i Relejevom fadingom, daju performanske granice za sve metode ublažavanja efekata intersimbolske interferencije. Pokazano je da za realistični slučaj DF ekvalizatora sa detektovanim simbolima koji se unose u povratni filter ekvalizatora, u posmatranom opsegu normalizovanih brzina prenosa, daje približno 3 puta slabije performanse nego prilagodjeni filter. Kad su tačni simboli unošeni u povratni filter ekvalizatora, performanse ekvalizatora su bile samo približno 2 puta slabije nego performanse prilagodjenog filtera koje pokazuju granicu maksimalno mogućeg teorijskog poboljšanja performansi ukoliko bi se koristili mnogo komplikovaniji detektori koji maksimiziraju funkciju izgleda na prijemu.

Konačno, takodje je pokazano da širenje spektra filtera za uobličavanje signala u izvesnoj meri poboljšava performanse sistema, ali manje nego kod linearnog ekvalizatora.

Reference

- [1] Saleh, A.A.M. and R.A. Valenzuela: "A Statistical Model for Indoor Multipath Propagation", IEEE J. on Selected Areas in Commun., SAC-5, pp. 128-137, Feb. 1987.

- [2] Devasirvatham, D.M.J.: "Time Delay and Signal Level Measurements of 850 MHz Radiowaves in Building Environment", IEEE Trans., AP-34, pp. 1300-1305, Nov. 1986.
- [3] Devasirvatham, D.M.J.: "Multipath Time Delay Spread in the Digital Portable Radio Environment", IEEE Commun. Mag., 25, pp. 13-21, Jun. 1987.
- [4] Monsen, P.: "Feedback Equalization for Fading Dispersive Channels", IEEE Trans., IT-17, pp. 56-64, Jan. 1971.
- [5] Qureshi, S.U.H.: "Adaptive Equalization", Proceedings of the IEEE, 73, pp. 1349-1387, Sep. 1985.
- [6] Proakis, J.G.: "Digital Communications", New York: McGraw-Hill, 1989, 2nd ed.
- [7] Zigic, A. and R. Prasad: "Bit Error Rate of Decision Feedback Equaliser for Indoor Wireless Communications", Electron. Lett., 28, pp. 1949-1950, Oct. 1992.
- [8] Gitlin, R.D. and S.B. Weinstein: "Fractionally-Spaced Equalization: An Improved Digital Transversal Equalizer", B.S.T.J., 60, pp. 275-296, Feb. 1981.
- [9] Belfiore, C.A. and J.H. Park Jr.: "Decision Feedback Equalization", Proceedings of the IEEE, 67, pp. 1143-1156, Aug. 1979.
- [10] Duttweiler, L.D., J.E. Mazo and D.G. Messerschmitt: "An Upper Bound on the Error Probability in Decision-Feedback Equalization", IEEE Trans., IT-20, pp. 490-497, July 1974.
- [11] Monsen, P.: "Adaptive Equalization of the Slow Fading Channel", IEEE Trans., COM-22, pp. 1064-1075, Aug. 1974.

- [12] Clark, M.V., L.J. Greenstein, W.E. Kennedy and M. Shafi: "Matched Filter Performance Bounds for Diversity Combining Receivers in Digital Mobile Radio", IEEE Trans., VT-41, pp. 356-362, Nov. 1992.

Poglavlje 5

Predikcija performansi vremenski disperzivnog Rajsovog radio kanala u zatvorenom prostoru sa linearnim i nelinearnim (DF) ekvalizatorom

5.1 Uvod

U ovom Poglavlju se evaluiraju performanse 4-QAM radio telekomunikacionog sistema za prenos podataka u zatvorenom prostoru sa adaptivnim ekvalizatorom.

Procenjuje se efikasnost korišćenja linearnog i nelinearnog (DF) ekvalizatora za vremenski disperzivne radio kanale u zatvorenim prostorima sa Rajsovim fedingom, zatim se dobijene performanse prvo porede sa predikcijama performansi dobijenim za ekvalizovane kanale sa Relejevim fedingom, i na kraju, sa rezultatima za 4-QAM modem bez ekvalizatora.

Model Rajsovog kanala sa Rajsovim faktorom od 2 dB je uzet da opiše prostornu

raspodelu signala na prijemu, kad se terminali pomeraju u okviru malih rastojanja. Vremenski feding, koji odgovara slučaju fiksnih (nepokretnih) i pomeranja osoblja i opreme oko terminala, je modeliran kanalom sa Rajsovim fedingom, pri čemu se Rajsov faktor nalazi između 6.8 i 11 dB.

Efekt nekkih značajnih parametara kanala i sistema (kašnjenje koje unosi kanal, brzina prenosa i aditivni, beli Gausov šum) na performanse radio telekomunikacionog sistema u zatvorenim prostorima su ispitani i rezultati simulacija na računaru predstavljeni u ovom Poglavlju.

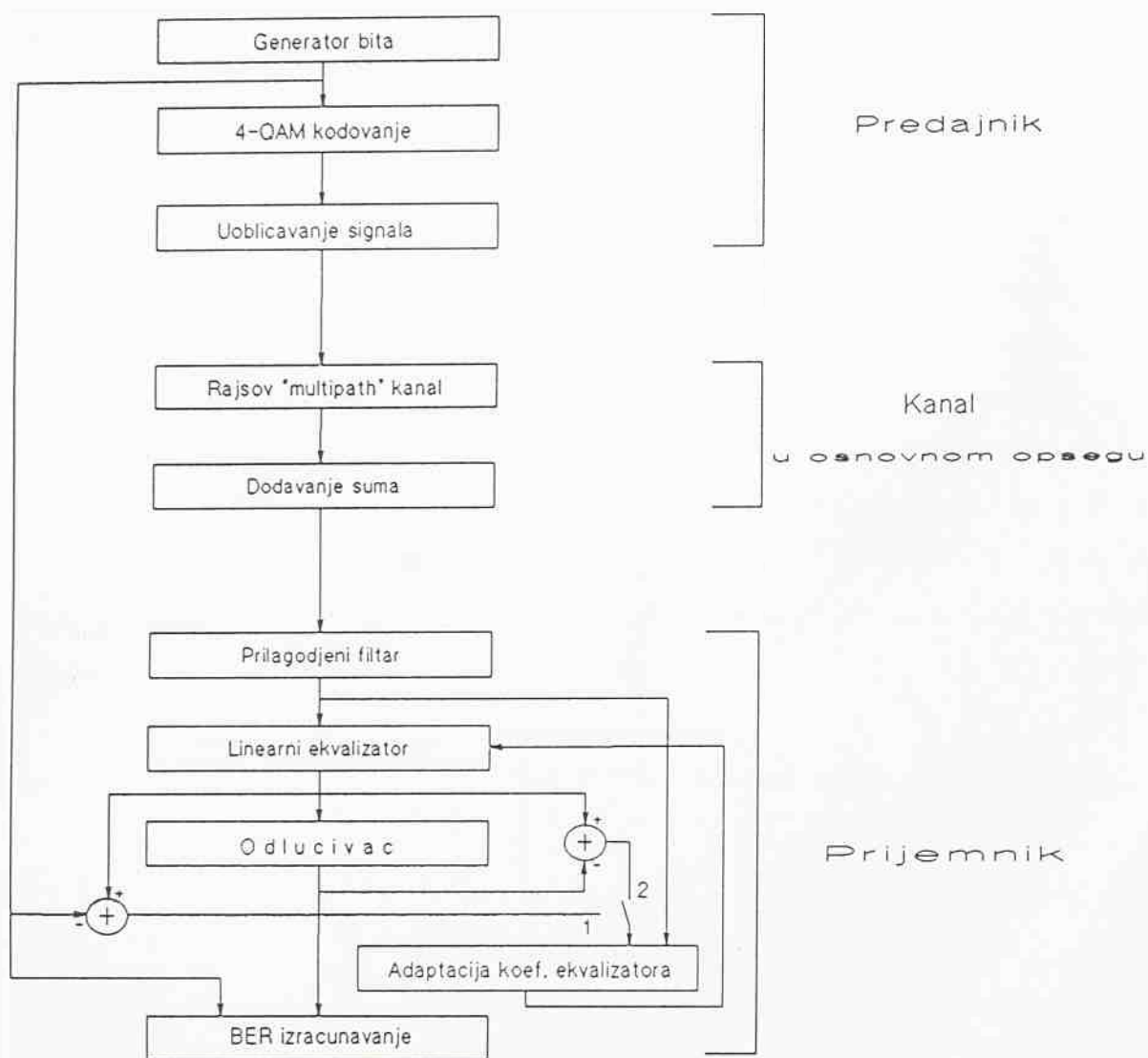
5.2 Model telekomunikacionog sistema

Posmatrani radio telekomunikacioni sistem (slike 3.1, 3.2, 3.3 i 4.1) koristi 4-QAM tehniku modulacije, filter za uobličavanje signala sa spektrom oblika "uzdignutog" kosinusa, TDMA telekomunikacionu tehniku za pristup kanalu i adaptivni ekvalizator na prijemu.

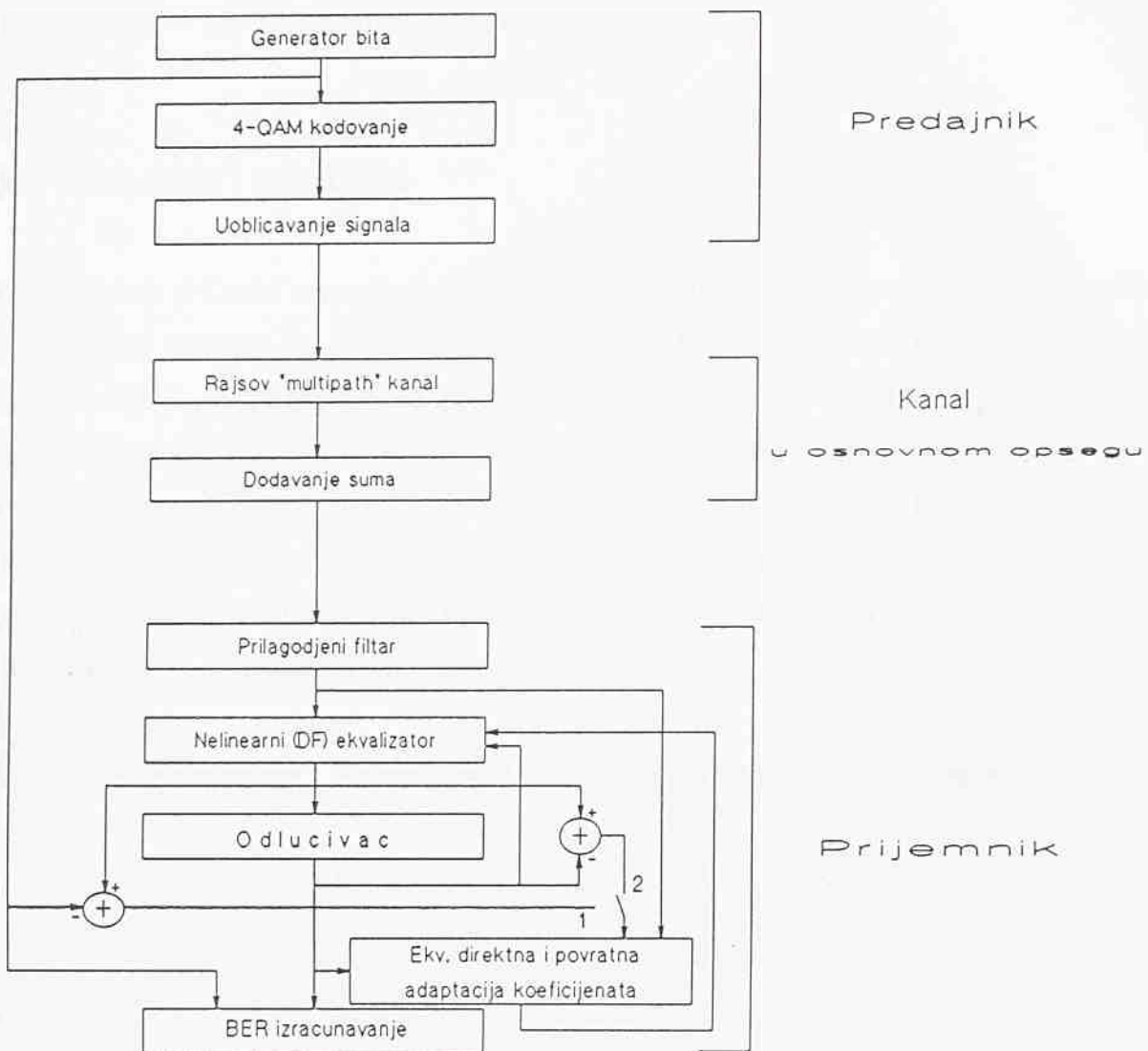
Dijagrami toka simulacija na računaru radio telekomunikacionog sistema u zatvorenom prostoru sa linearnim ekvalizatorom sa jediničnim (simbolskim) kašnjenjem između susednih koeficijenata, i nelinearnim (DF) ekvalizatorom (subsimbolsko T/2 kašnjenje kod direktnog i simbolsko kašnjenje kod povratnog filtra), su dati na slikama 5.1 i 5.2, respektivno.

5.3 Procena performansi sistema

U nedavno obavljenim eksperimentalnim studijama u jednoj zgradi sa radnim prostorijama [1] i u nekoliko fabričkih zgrada [2], je predložena Rajsova raspodela za amplitude signala na prijemu β_n . Ustanovljeno je da prostorne raspodele signala u okviru malih rastojanja imaju Rajsovu raspodelu sa odnosom fiksna/slučajna komponenta signala, tj. Rajsovim faktorom $K=2$ dB [1]. Prostorni feding u okviru malih prostora u fabričkim zgradama je imao Rajsovu raspodelu [2] za neke specifične slučajeve (za topografije sa optičkom vidljivošću između predaje i prijema, i umerenom



Slika 5.1 Simulacija na računaru radio telekomunikacionog sistema sa linearnim adaptivnim ekvalizatorom



Slika 5.2 Simulacija na računaru radio telekomunikacionog sistema sa nelinearnim (DF) ekvalizatorom

količinom opreme oko antena (light surrounding clutter - $K = 2$ dB), i optička vidljivost i velika količina opreme (line-of-sight with heavy clutter $K = 4 - 7$ dB).

Vremenski feding, koji odgovara slučaju fiksnih (nepomičnih) terminala i kretanju osoblja i mašina u prostoru oko terminala, je uzet u razmatranje u obe reference. Ustanovljeno je da je raspodela vremenskih varijacija signala na prijemu Rajsova sa Rajsovim faktorom $K = 6.8 - 11$ dB za zgrade sa radnim prostorima [1], i sa Rajsovim faktorom $K = 10$ dB za fabričke zgrade [2].

5.4 Rezultati i diskusija

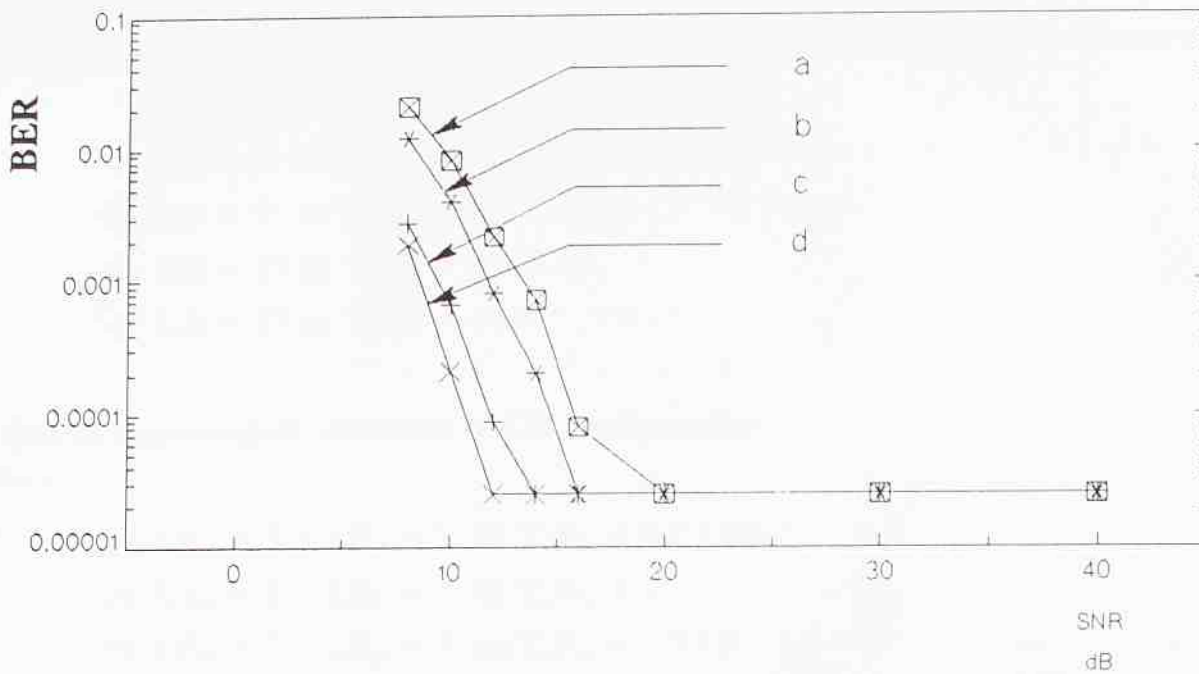
Performanse 4-QAM sistema sa linearnim ekvalizatorom u funkciji odnosa signal-šum, sa nekoliko tipičnih vrednosti Rajsovog faktora K , su prikazane na slici 5.3a. Brzina signalizacije $R_b = 10$ MBit/s, kašnjenje koje unosi kanal $T_m = 100$ ns, a parametar filtra za uobličavanje signala $\alpha = 0.5$. Odgovarajući rezultati za 4-QAM sistem sa DF ekvalizatorom su dati na slici 5.3b. Odabrane vrednosti za Rajsov faktor su: $K = 2$ dB (karakteriše prostorni feding u okviru malog prostora [1]), $K = 6.8 - 11$ dB (donja i gornja granična vrednost koje opisuju vremenski feding [1]) i, u cilju poređenja performansi, $K = 0$ (slučaj Relejeve raspodele).

Za linearni ekvalizator i Rajsov $K = 2$ dB feding izabrane dužine ekvalizatora su:

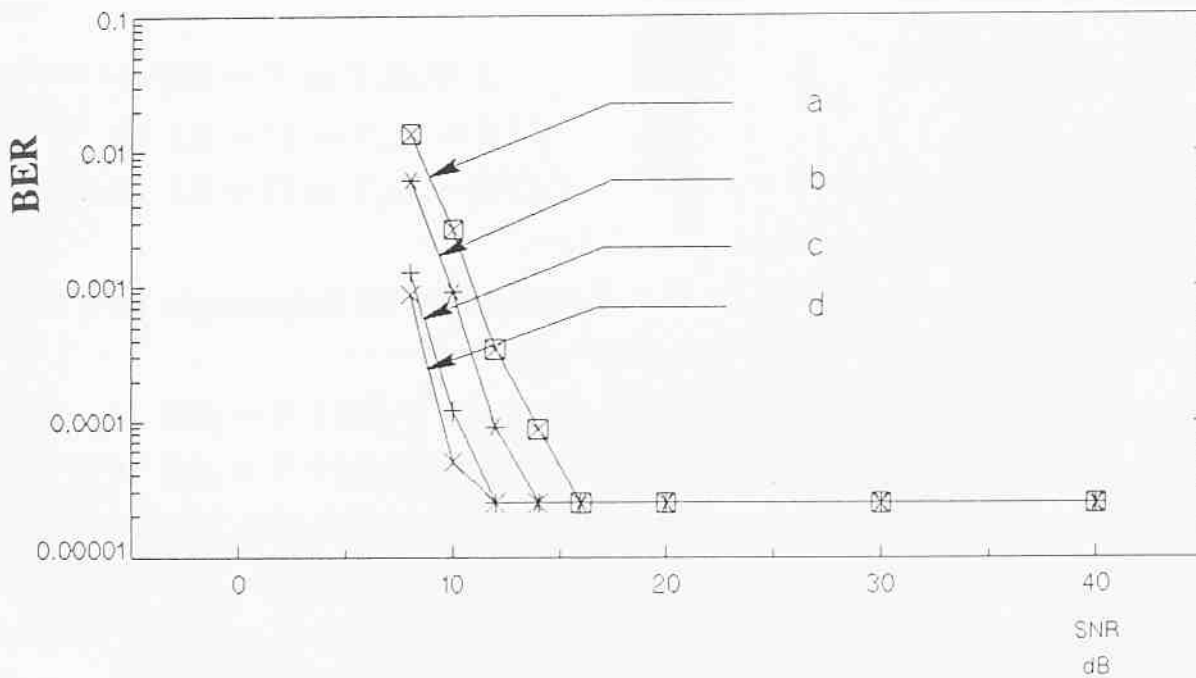
- 1) $LE = 7$ za $T_m R_b = 1$,
- 2) $LE = 13$ za $T_m R_b = 2$ i 3 ,
- 3) $LE = 17$ za $T_m R_b = 4$ i 5 ,

dok su za odgovarajući DF ekvalizator vrednosti:

- 1) $LE_F = 5$ i $LE_B = 1$ za $T_m R_b = 1$,
- 2) $LE_F = 7$ i $LE_B = 3$ za $T_m R_b = 2$,
- 3) $LE_F = 13$ i $LE_B = 5$ za $T_m R_b = 3$,
- 4) $LE_F = 17$ i $LE_B = 7$ za $T_m R_b = 4$ i 5 .



Slika 5.3a Uticaj Rajsovog faktora K: a) $K=0$, b) $K=2$ dB, c) $K=6.8$ dB i d) $K=11$ dB za linearnu ekvalizaciju



Slika 5.3b Uticaj Rajsovog faktora K: a) $K=0$, b) $K=2$ dB, c) $K=6.8$ dB i d) $K=11$ dB za DF ekvalizaciju

Za linearni ekvalizator i Rajsov $K = 6.8$ dB feding broj koeficijenata ekvalizatora je:

- 1) $LE = 3$ za $T_m R_b = 0.2$ i 0.5 ,
- 2) $LE = 7$ za $T_m R_b = 1$,
- 3) $LE = 13$ za $T_m R_b = 1.5, 2$ i 3 ,
- 4) $LE = 17$ za $T_m R_b = 4$ i 5 ,

dok su odgovarajuće vrednosti za DF konfiguraciju:

- 1) $LE_F = 5$ i $LE_B = 1$ za $T_m R_b = 0.2$ i 0.5 ,
- 2) $LE_F = 5$ i $LE_B = 2$ za $T_m R_b = 1$,
- 3) $LE_F = 7$ i $LE_B = 3$ za $T_m R_b = 1.5$ i 2 ,
- 4) $LE_F = 13$ i $LE_B = 5$ za $T_m R_b = 3$,
- 5) $LE_F = 17$ i $LE_B = 7$ za $T_m R_b = 4$ i 5 .

Za linearni ekvalizator i Rajsov $K = 11$ dB feding broj koeficijenata ekvalizatora je:

- 1) $LE = 7$ za $T_m R_b = 1$,
- 2) $LE = 13$ za $T_m R_b = 2$ i 3 ,
- 3) $LE = 17$ za $T_m R_b = 4$ i 5 ,

dok je za odgovarajući DF ekvalizator:

- 1) $LE_F = 5$ i $LE_B = 2$ za $T_m R_b = 1$,
- 2) $LE_F = 7$ i $LE_B = 3$ za $T_m R_b = 2$,
- 3) $LE_F = 13$ i $LE_B = 5$ za $T_m R_b = 3$,
- 4) $LE_F = 17$ i $LE_B = 7$ za $T_m R_b = 4$ i 5 .

Kao što se može videti na slici 5.3a, za linearni ekvalizator i normalizovanu brzinu prenosa $T_m R_b = 1$, greška (BER) opada brže kad se Rajsov faktor K poveća, npr. vrednost praga greške $BER = 10^{-4}$ se dostiže:

- 1) sa $SNR = 16$ dB za Relejevu raspodelu i

2) sa približno $\text{SNR} = 11$ dB za Rajsovu raspodelu ($K = 11$ dB).

U slučaju DF prijemnika (slika 5.3b) greška (BER) opada čak brže nego za linearnu ekvalizaciju, tako da je vrednost praga greške od $\text{BER} = 10^{-4}$ dostignuta:

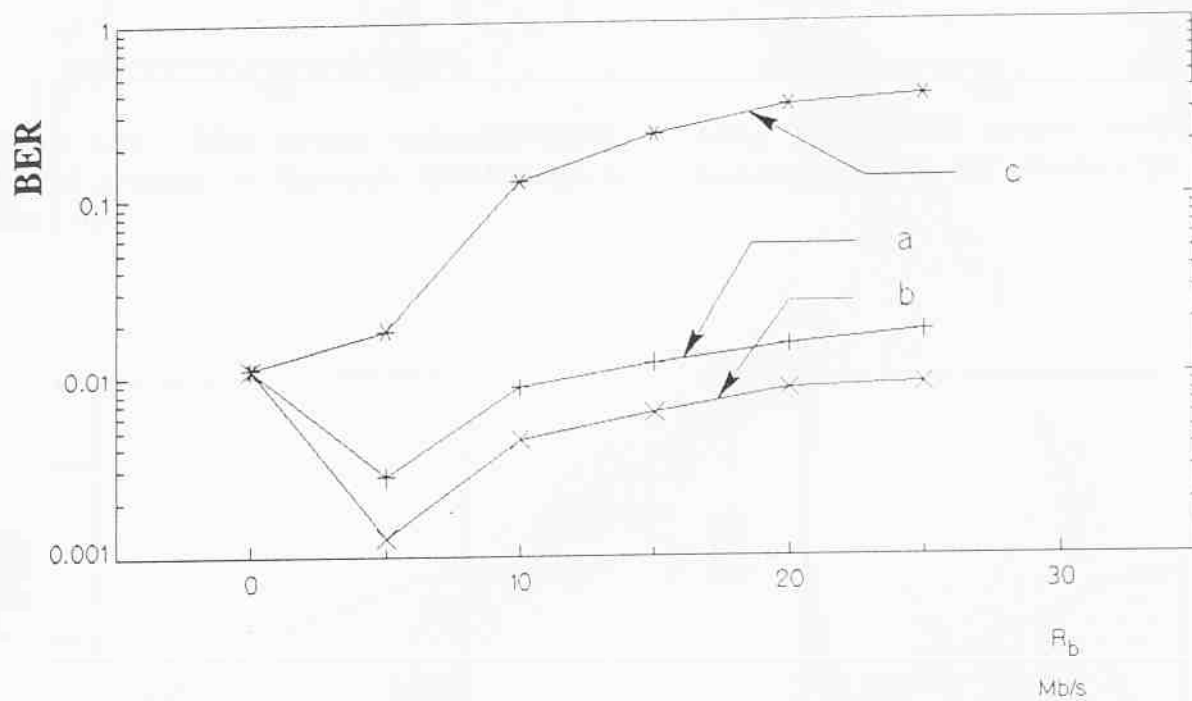
- 1) sa $\text{SNR} = 14$ dB za Relejevu raspodelu i
- 2) sa približno $\text{SNR} = 9$ dB za Rajsovu raspodelu ($K = 11$ dB).

Slika 5.4 prikazuje grešku (BER) u funkciji normalizovane brzine prenosa $T_m R_b$ za 3 slučaja, odnosno: sistem bez ekvalizatora, sistem sa linearnim ekvalizatorom i sistem sa nelinearnim (DF) ekvalizatorom. Rajsov faktor je $K = 6.8$ dB, odnos signal-šum $\text{SNR} = 8$ dB, kašnjenje koje unosi kanal $T_m = 200$ ns i parametar filtra za uobličavanje signala $\alpha = 0.5$. Vidi se sa slike da, počevši od analitičke donje granice greške za frekvencijski ravan (vremenski nedisperzivan) feding ($T_m R_b \rightarrow 0$), greška (BER) opada sve do približno $T_m R_b = 1$, i onda raste za veće vrednosti normalizovane brzine prenosa $T_m R_b$.

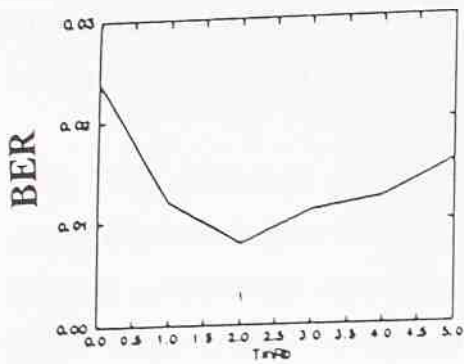
Poboljšanje performansi za DF prijemnik u poredjenju sa prijemnikom sa linearnim ekvalizatorom je približno 2 puta.

Slike 5.5a, 5.5c i 5.5e prikazuju grešku (BER) u funkciji normalizovane brzine prenosa $T_m R_b$ za sistem sa linearnim ekvalizatorom. Odnos signal-šum je $\text{SNR} = 8$ dB, kašnjenje koje unosi kanal $T_m = 200$ ns, parametar filtra za uobličavanje $\alpha = 0.5$, a Rajsov faktor $K = 2, 6.8$ i 11 dB respektivno. Odgovarajući rezultati za DF ekvalizator su dati na slikama 5.5b, 5.5d i 5.5f. Kao što se može videti na slici 5.5a (linearna ekvalizacija i $K = 2$ dB) greška (BER) opada sa porastom normalizovane brzine prenosa $T_m R_b$ do približno $T_m R_b = 2.2$ i onda polako raste za dalje povećanje brzine prenosa. Kod DF ekvalizatora (slika 5.5b) greška (BER) takodje opada sve do približno $T_m R_b = 2.2$, ali vrednosti greške su približno jedna polovina vrednosti grešaka dobijenih za linearni ekvalizaciju.

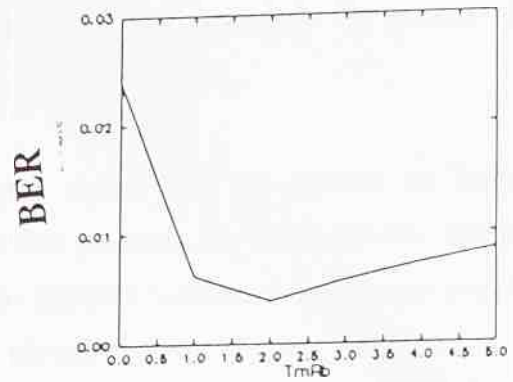
Slike 5.5c i 5.5d prikazuju grešku (BER) u funkciji normalizovane brzine prenosa $T_m R_b$ za Rajsov faktor $K = 6.8$ dB sa nešto više detalja nego što je to već prikazano na slici 5.4, tj. necelobrojne vrednosti za $T_m R_b$ su dodate. Vidi se da greška (BER) opada sve do približno $T_m R_b = 1$ za obe tehnike ekvalizacije.



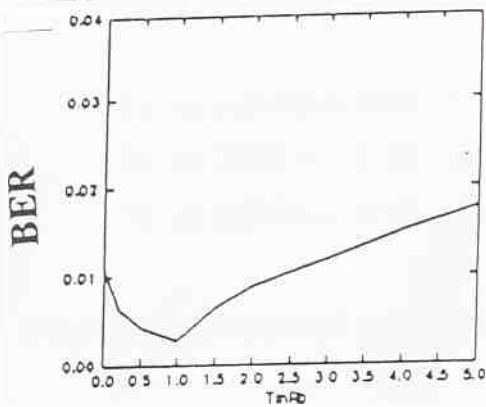
Slika 5.4 BER prema brzini prenosa: a) linearna ekvalizacija, b) DF ekvalizacija i c) neekvalizovan kanal



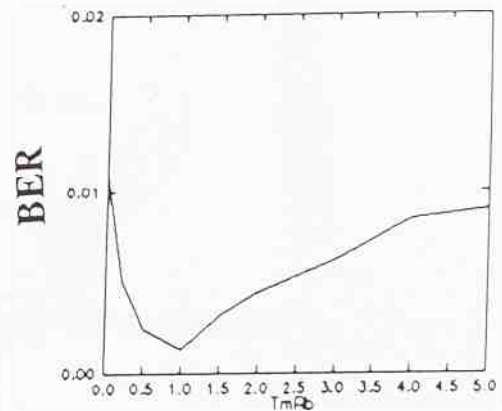
Slika 5.5a BER prema normalizovanoj brzini prenosa za linearnu ekvalizaciju i $K=2$ dB



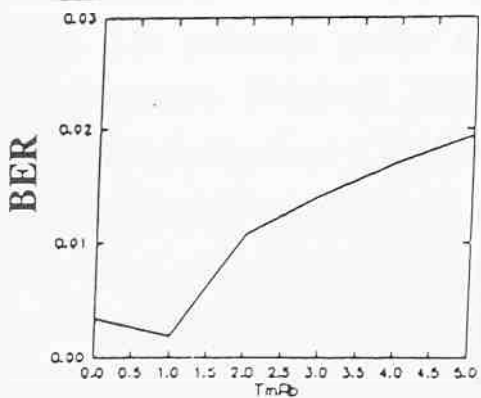
Slika 5.5b BER prema normalizovanoj brzini prenosa za DF ekvalizaciju i $K=2$ dB



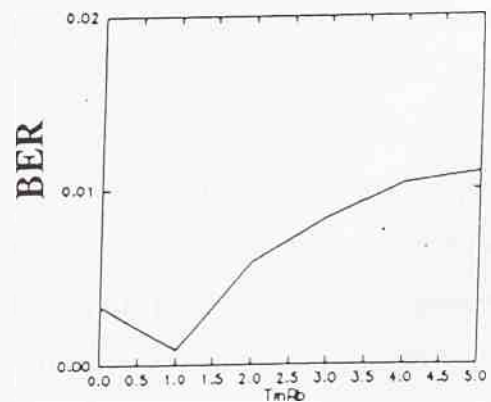
Slika 5.5c BER prema normalizovanoj brzini prenosa za linearnu ekvalizaciju i $K=6.8$ dB



Slika 5.5d BER prema normalizovanoj brzini prenosa za DF ekvalizaciju i $K=6.8$ dB



Slika 5.5e BER prema normalizovanoj brzini prenosa za linearnu ekvalizaciju i $K=11$ dB



Slika 5.5f BER prema normalizovanoj brzini prenosa za DF ekvalizaciju i $K=11$ dB

U slučaju Rajsovog faktora $K = 11$ dB, slike 5.5e i 5.5f pokazuju da greška (BER) opada do približno $T_m R_b = 0.5$ i raste za veće vrednosti $T_m R_b$.

Slika 5.6a prikazuje (BER) u funkciji odnosa signal-šum za sistem sa linearnim ekvalizatorom. Rajsov faktor je $K = 6.8$ dB, brzina prenosa $R_b = 10$ Mbit/s, parametar filtra za uobličavanje signala $\alpha = 0.5$ i nekoliko tipičnih vrednosti kašnjenja koje unosi kanal. Odgovarajući rezultati za sistem sa DF ekvalizatorom su dati na slici 5.6b. Obe slike pokazuju poboljšanje performansi kad se kašnjenje koje unosi kanal poveća od $T_m = 50$ do 100 ns, ili, ekvivalentno, kad se normalizovana brzina prenosa poveća od $T_m R_b = 0.5$ do $T_m R_b = 1$. Pri daljem povećanju kašnjenja koje unosi kanal do $T_m = 200$ ns, performanse sistema se degradiraju.

Za linearni ekvalizator, prag greške od $BER = 10^{-4}$ se dostiže:

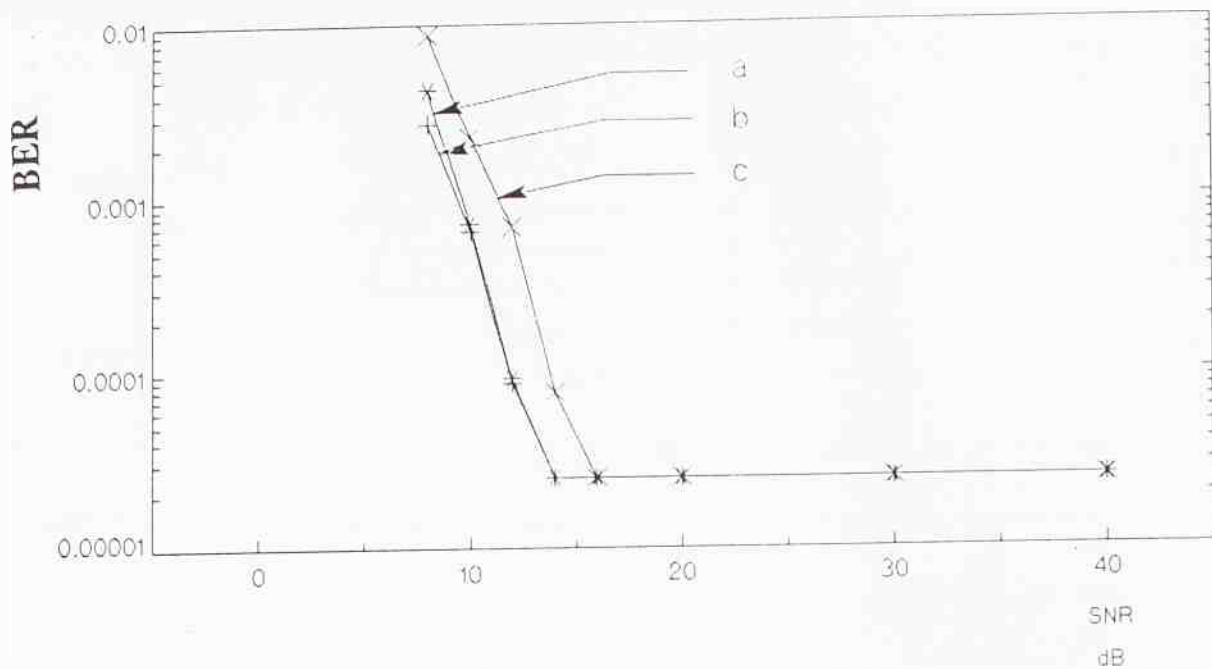
- 1) sa približno $SNR = 12$ dB za $T_m = 50$ ns,
- 2) sa $SNR = 12$ dB za $T_m = 100$ ns i
- 3) sa približno $SNR = 14$ dB za $T_m = 200$ ns.

Odgovarajući rezultati za DF ekvalizator i $BER = 10^{-4}$ se dostižu:

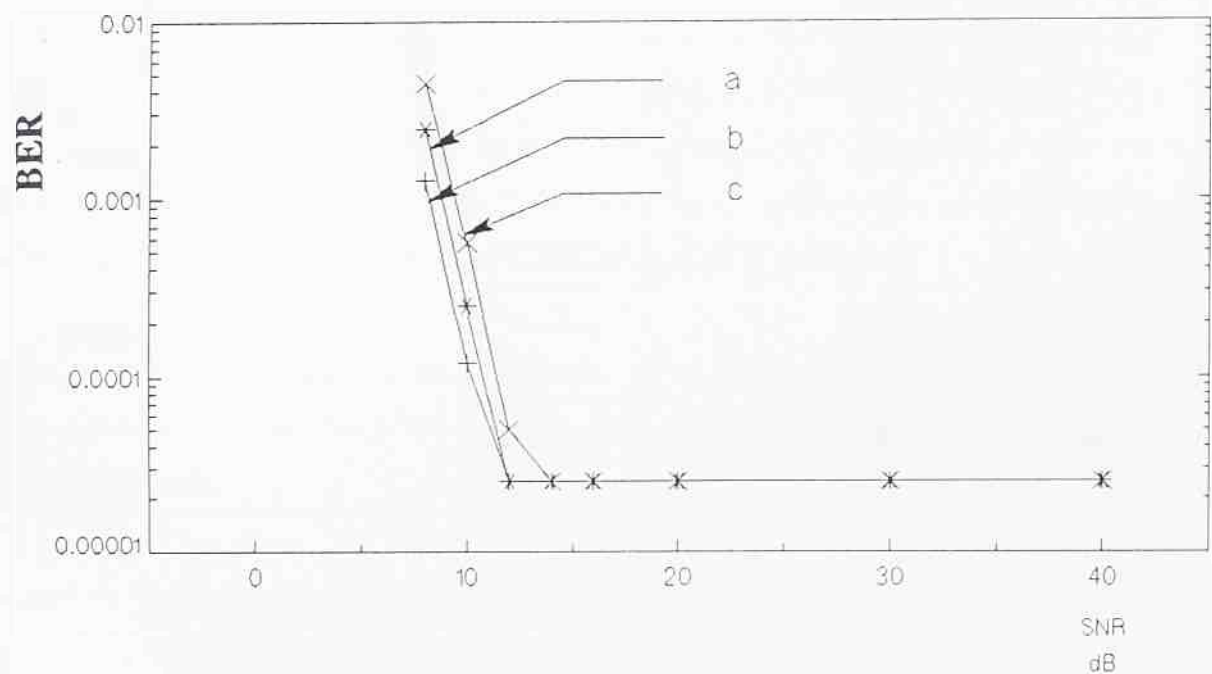
- 1) sa SNR neznatno većim od 10 dB za $T_m = 50$ ns,
- 2) sa $SNR = 10$ dB za $T_m = 100$ ns i
- 3) sa približno $SNR = 11$ dB za $T_m = 200$ ns.

Slika 5.7a prikazuje grešku u funkciji odnosa signal-šum za sistem sa linearnim ekvalizatorom. Kašnjenje koje unosi kanal je $T_m = 100$ ns, parametar filtra za uobličavanje signala $\alpha = 0.5$ i brzine prenosa R_b kao parametra. Odgovarajući rezultati za sistem sa DF ekvalizatorom su prikazani na slici 5.7b. Povećavanje brzine prenosa daje sličan efekat na vrednost greške kao i povećavanje kašnjenja koje unosi kanal, tj. performanse se poboljšavaju za obe vrste ekvalizatora, pri povećanju brzine prenosa do $R_b = 10$ Mbit/s (odgovara normalizovanoj brzini prenosa od $T_m R_b = 1$), a zatim greška se povećava pri daljem povećavanju brzine signalizacije.

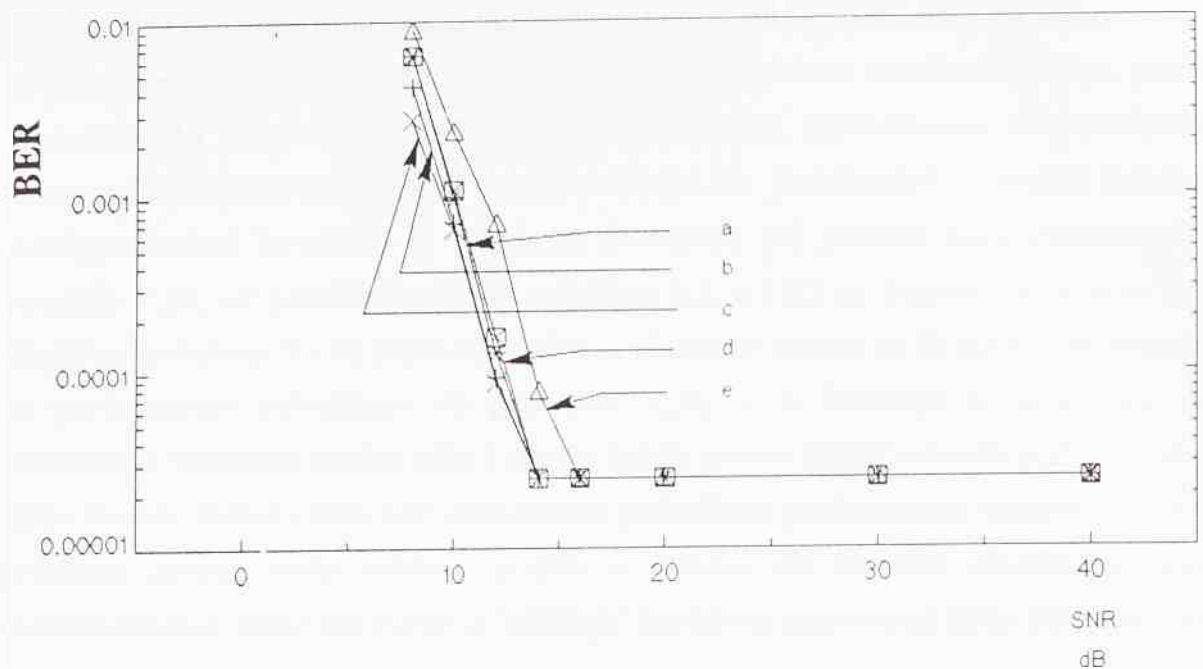
Kao što se može videti na slikama 5.3a do 5.7b, adaptivna ekvalizacija radio kanala u



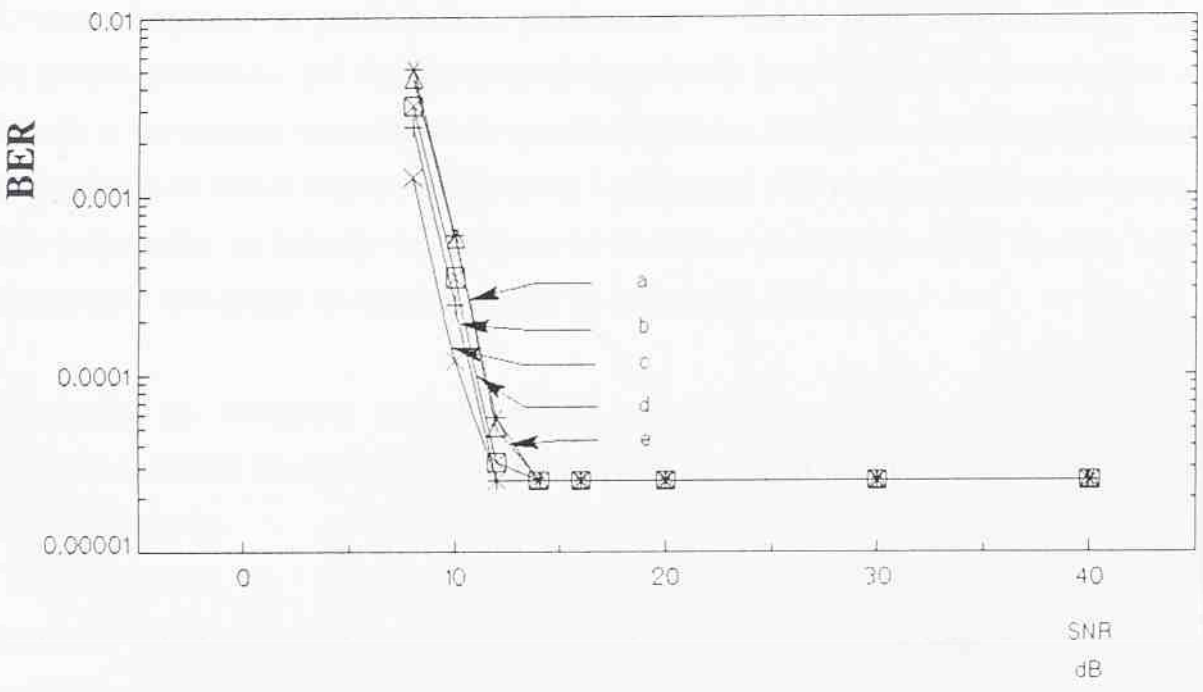
Slika 5.6a Efekti kašnjenja koje unosi kanal: a) $T_m = 50$ ns, b) $T_m = 100$ ns i c) $T_m = 200$ ns za linearnu ekvalizaciju



Slika 5.6b Efekti kašnjenja koje unosi kanal: a) $T_m = 50$ ns, b) $T_m = 100$ ns i c) $T_m = 200$ ns za DF ekvalizaciju



Slika 5.7a Efekti brzine prenosa: a) $R_b = 2$ Mb/s, b) $R_b = 5$ Mb/s, c) $R_b = 10$ Mb/s, d) $R_b = 15$ Mb/s i e) $R_b = 20$ Mb/s za linearnu ekvalizaciju



Slika 5.7b Efekti brzine prenosa: a) $R_b = 2$ Mb/s, b) $R_b = 5$ Mb/s, c) $R_b = 10$ Mb/s, d) $R_b = 15$ Mb/s i e) $R_b = 20$ Mb/s za DF ekvalizaciju

zatvorenim prostorima sa Rajsovim fedingom značajno poboljšava performanse sistema u poredjenju sa radio telekomunikacionim sistemom bez ekvalizatora (npr. greška je smanjena do 20 puta za $\text{SNR} = 8 \text{ dB}$). Takodje, performanse su poboljšane za vremenski disperzivne kanale u poredjenju sa frekvencijski ravnim (vremenski nedisperzivnim) kanalima sa Rajsovim fedingom, pri porastu normalizovane brzine prenosa $T_m R_b$ od približno nula do približno 2.2, 1 i 0.5 za Rajsov faktor $K = 2, 6.8$ i 11 dB respektivno. To se može uporediti sa slučajem kanala sa Relejevim fedingom gde su performanse poboljšane do približno $T_m R_b = 4$. Takodje se primećuje da su minimalne vrednosti greške niže i nagibi krivih greške (BER) strmiji posle minimuma, kako Rajsov faktor raste. DF ekvalizator poboljšava performanse sistema od 25% do približno jednog reda veličine greške u odnosu na linearni ekvalizator, kad je modifikovana automatska funkcija "čišćenja" korišćena za povratni filter DF ekvalizatora.

5.5 Zaključak

U ovom Poglavlju su predstavljene performanse 4-QAM telekomunikacionog sistema za prenos podataka, pri širokopolasnoj signalizaciji kroz vremenski promenljive radio kanale u zatvorenim prostorima sa sporim Rajsovim fedingom. Evaluacije performansi su uradjene za sistem koji koristi linearni i nelinearni (DF) prijemnik. Performanse oba tipa prijemnika su takodje uporedjene sa slučajem neekvalizovanog kanala, kao i sa rezultatima dobijenim za model kanala sa Relejevim fedingom.

Simulacije na računaru modela kanala sa Rajsovim fedingom su bazirane na eksperimentalnim studijama uradjenim u jednoj zgradi sa radnim prostorima i nekoliko fabričkih zgrada.

Rezultati simulacija na računaru su prikazani u obliku krivih koje pokazuju uticaje različitih parametara sistema i kanala na performanse sistema.

Pokazano je da oba tipa ekvalizatora daju značajno poboljšanje performansi sistema u poredjenju sa slučajem neekvalizovanog kanala, za posmatrani opseg brzina prenosa ($R_b \leq 25 \text{ Mbit/s}$) i maksimalno uzetu vrednost kašnjenja koje unosi kanal od $T_m = 200 \text{ ns}$.

Smanjenje greške za linearnu ekvalizaciju i $\text{SNR} = 8 \text{ dB}$ je bilo nešto iznad jednog reda veličine.

DF prijemnik je nadmašio linearni ekvalizator dalje smanjujući grešku približno 2 puta (za $\text{SNR} = 8 \text{ dB}$).

Zapravo, ekvalizator je bio u mogućnosti da smanji grešku (BER) sve do približno $T_m R_b = 2.2, 1$ i 0.5 za Rajsov faktor $K = 2 \text{ dB}$ (prostorni feding u okviru malih prostora), 6.8 i 11 dB (vremenski feding) respektivno. Poredeći te rezultate sa modelom kanala sa Relejevim fedingom, gde je greška (BER) smanjena do približno $T_m R_b = 4$, primećeno je da dobitak zbog raznovrsnosti po vremenu je smanjen sa porastom snage fiksne komponente širokopojasnog signala na prijemu pri Rajsovom fedingu.

Posle minimuma krivih greške (BER), performanse sistema su degradirane pri daljem povećanju brzine prenosa jer su negativni efekti intersimbolske interferencije postali značajni. Slično, ako se kašnjenje koje unosi kanal znatno povećalo, takodje se povećala i intersimbolska interferencija, prouzrokujući degradaciju performansi sistema.

Kao što se i očekivalo, oba ekvalizatora su ostvarila bolje performanse kad je odnos signal-šum povećan, iako je za $\text{SNR} \leq 12 \text{ dB}$ uočen efekat prostiranja greške kod DF prijemnika. Međutim, korišćenje modifikovane automatske funkcije "čišćenja" za povratni filter DF ekvalizatora, je značajno smanjilo efekat prostiranja greške.

Reference

- [1] Bultitude, R.J.C.: "Measurement, Characterization and Modeling of Indoor 800/900 MHz Radio Channels for Digital Communications", IEEE Commun. Mag., 25, pp. 5-12, Jun. 1987.
- [2] Rappaport, S.T. and C.D. McGillem: "UHF Fading in Factories", IEEE J. on Selected Areas in Commun., SAC-7, pp. 40-48, Jan. 1989.
- [3] Zigic, A.: "Adaptive Equalization of the Rician Indoor Radio Channels", in the Proc. of the IEEE Second Symposium on Commun. and Veh. Tech.

in the Benelux, pp. 166 - 173, Louvain-la-Neuve, Nov. 1994.

Poglavlje 6

Adaptivna ekvalizacija izmerenih radio kanala za prenos podataka u zatvorenim prostorima

6.1 Uvod

Merenja pri prostiranju radio talasa u zatvorenim prostorima, obavljena u jednoj istraživačkoj laboratoriji, obezbedila su podatke korišćene za procenu performansi radio telekomunikacionog sistema u zatvorenom prostoru, sa i bez ekvalizatora.

Merenja impulsnih odziva kanala su obavljena pod različitim uslovima prostiranja (radna i konferencijska prostorija), za različite topografije (konfiguracije sa optičkom vidljivošću između predajnika i prijemnika - LOS slučaj i bez optičke vidljivosti između predajnika i prijemnika - OBS slučaj) i na različitim frekvencijama, odnosno na 2.4 GHz, 4.75 GHz i 11.5 GHz.

U ovom Poglavlju su prvo procenjene performanse linearne i nelinearne (DF) ekvalizacije za različite izmerene radio kanale u zatvorenom prostoru i zatim upoređene sa predikcijama performansi dobijenih na osnovu računarski generisanih kanala sa

Relejevim i Rajsovim fedingom.

6.2 Merenja

6.2.1 Uvod

U okviru zajedničkog projekta, Tehnički Univerzitet u Delftu (Delft University of Technology) i Laboratorija za Elektroniku i Fiziku (Electronics and Physics Laboratories TNO-FEL), 1991 godine su obavljena merenja prostiranja radio talasa u zatvorenim prostorima [1,2]. U cilju opisivanja radio kanala, merenja su obavljena za frekvencije merenja od 2.4, 4.75 i 11.5 GHz i za različite uslove merenja u Laboratorijama TNO-FEL, naime:

1. Antene predajnika i prijemnika su u istoj radnoj prostoriji sa 3 prozora,
2. Antene predajnika i prijemnika su u konferencijskoj prostoriji,
3. Antene predajnika i prijemnika su u susednim prostorijama sa 2 prozora,
4. Antene predajnika i prijemnika su u prostorijama sa 2 prozora odeljenim sa jednom prostorijom sa 2 prozora izmedju njih,
5. Predajnik u hodniku, a prijemnik u prostoriji sa 2 prozora. Predajnik i prijemnik menjaju mesta da bi se proverila recipročnost kanala,
6. Antene predajnika i prijemnika su u istoj radnoj prostoriji sa ljudima na različitim mestima u prostoriji.

Merenja, obavljena u radnoj prostoriji (slika 6.2) i konferencijskoj prostoriji (slika 6.5), su korišćena za predikcije performansi. Slučajevi sa (LOS) i bez (OBS) optičke vidljivosti izmedju predajnika i prijemnika su posmatrane posebno.

Prvo je opisana merna aparatura, a zatim su dati rezultati za radnu i konferencijsku prostoriju.

6.2.2 Merna aparatura

Merna aparatura je data na slici 6.1. Bi-konična antena je izabrana zbog svojih osobina: širokopojasnosti, omnidirekcionalnosti, konstantne impedanse u širokom pojasu frekvencija, kao i vertikalne polarizovanosti. Sa različito dimenzionisanim antenama je postignuto da širina glavnog snopa (beamwidth) u vertikalnoj ravni bude 110 stepeni, pri čemu je ostvareno približno konstantno pojačanje od 2.5 dB za svaki posmatrani frekventni opseg. Predajna i prijemna antena su bile povezane sa uređajem Test Set koaksijalnim kablovima koji su unosili slabljenje od 0.4, 0.75 i 1.0 dB/m na 2.4, 4.75 i 11.5 GHz, respektivno. Energijski budžet veze predaja-prijem je bio izračunat tako omogući odnos signal-šum od najmanje $SNR = 20$ dB na ulazu u uređaj Test Set.

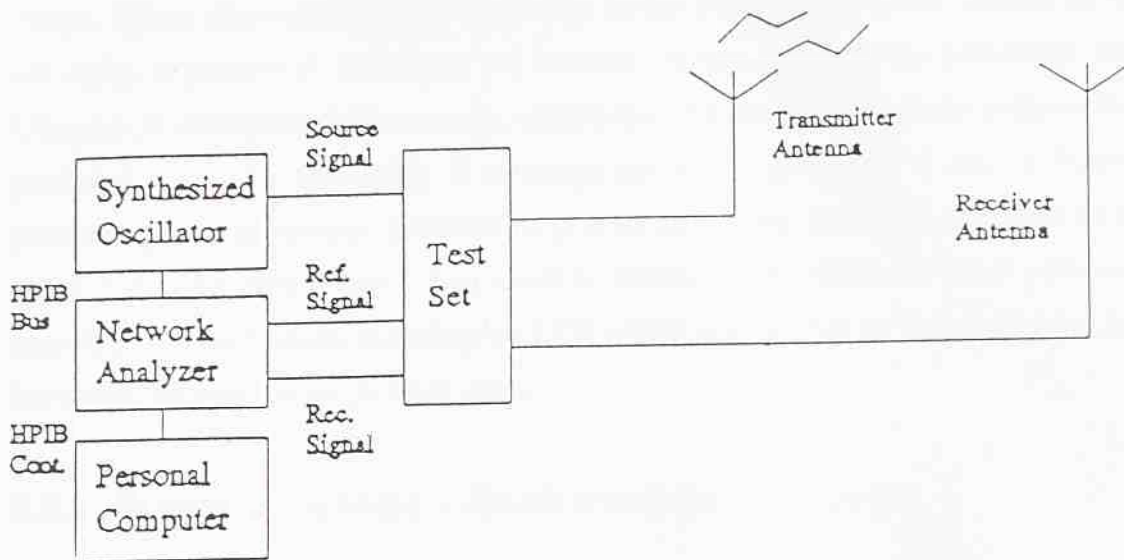
Cilj merenja je bio da se dobiju ekvivalentni impulсни odzivi radio kanala u osnovnom opsegu za 3 različite frekvencije merenja. Koherentna merenja, obavljena u 801 ekvidistantnih frekvencijskih tačaka, su obezbedila amplitude i faze frekventnih odziva kanala, iz kojih se mogu izračunati impulсни odzivi kanala koristeći inverznu diskretnu Furijeovu transformaciju nizova izmerenih podataka. Na frekvencijama od 2.4 i 4.75 GHz, merenja su vršena u opsegu od 500 MHz, dok je za 11.5 GHz taj opseg bio 1 GHz.

Pre merenja izvršena je kalibracija sistema na sve 3 posmatrane frekvencije. Rezultati kalibracije su korišćeni za kompenzaciju uticaja merne opreme (kablovi, pojačavači) na izmerene vrednosti amplitude i faze pojedinih spektralnih komponenti.

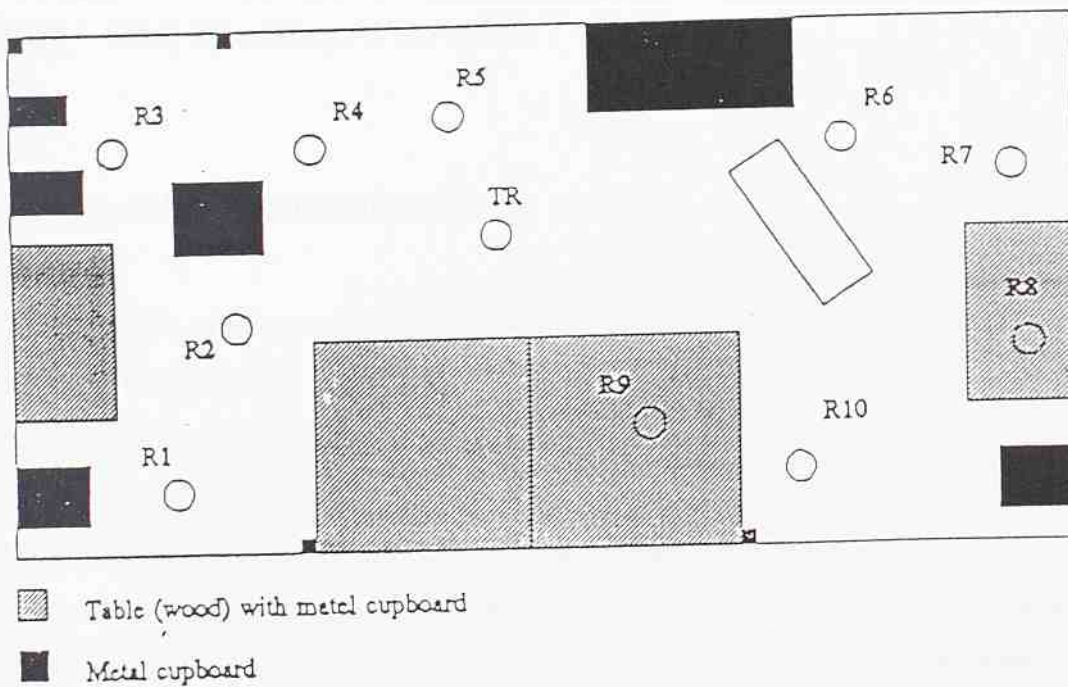
Merenja su obavljena na sledeći način:

Predajnik je bio postavljen u centru prostorije. Prijemnik se nalazio u istoj prostoriji, na različitim izabranim lokacijama, pri čemu je na nekim od lokacija postojala optička vidljivost između predaje i prijema (slučaj LOS), a negde ne (slučaj OBS).

Za svaku lokaciju prijemnika, vršena su merenja na 6 različitim pozicijama koja su se nalazila na krugu prečnika 6 cm. Koherentno izmereni frekventni odzivi su zatim, koristeći DFT, transformisani u vremenski domen, tj, u impulсне odzive kanala. Tako dobijeni ekvivalentni impulсни odzivi kanala u osnovnom opsegu, su korišćeni za evaluaciju performansi radio telekomunikacionog sistema u zatvorenom prostoru.



Slika 6.1 Merna aparatura



Slika 6.2 Plan radne prostorije

6.2.3 Scenario merenja - Radna prostorija

Radna prostorija sa 3 prozora se nalazi na trećem spratu Laboratorije TNO-FEL u Hagu. Njene dimenzije su: dužina 5.4 m, širina 5 m i visina 3.5 m. Zidovi su napravljeni od cigle, a podovi (i tavanice) od betona. Merne pozicije su pokazane na slici 6.2. Ukupno je obavljeno 360 merenja, uključujući 10 različitih pozicija prijemnika (pozicija predajnika se nije menjala), 6 merenja na krugu prečnika 6 cm, 3 frekvencije i 2 položaja po visini antene predajnika (1.5 m and 3 m). Samo su rezultati za položaj po visini predajne antene od 1.5 m uzeti u razmatranje. Slike 6.3 i 6.4 prikazuju tipične impulsne odzive kanala za slučajeve LOS i OBS topografija za 3 posmatrane frekvencije, korištene za predikciju performansi.

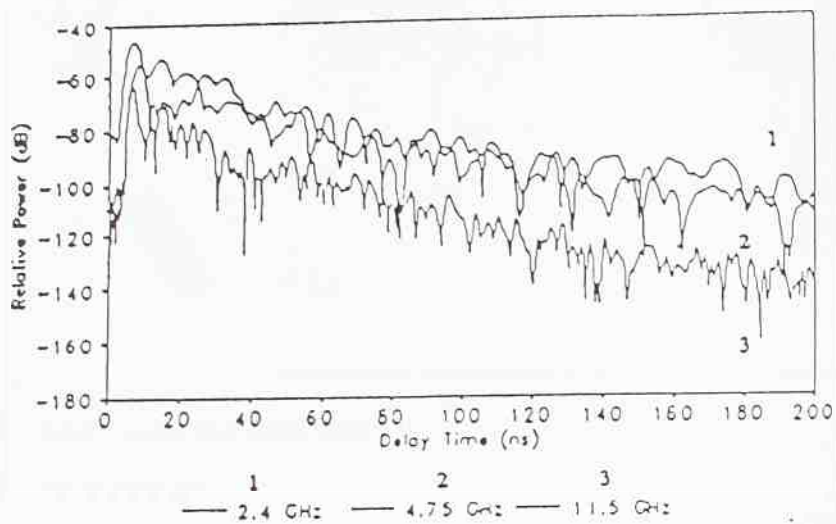
6.2.4 Scenario merenja - Konferencijska prostorija

U konferencijskoj prostoriji merenja su obavljena samo za položaj po visini predajne antene od 3 m, tako da je ukupan broj merenja bio 180. Slika 6.5 prikazuje pozicije merenja za konferencijsku prostoriju. Njene dimenzije su: dužina 27 m, širina 10 m i visina 3.5 - 4 m. Razmatrana su ponovo oba slučaja karakterističnih topografija, tj. LOS i OBS, gde su na slikama 6.6 i 6.7 dati tipični impulsni odzivi kanala za obe topografije (LOS i OBS) i 3 različite frekvencije.

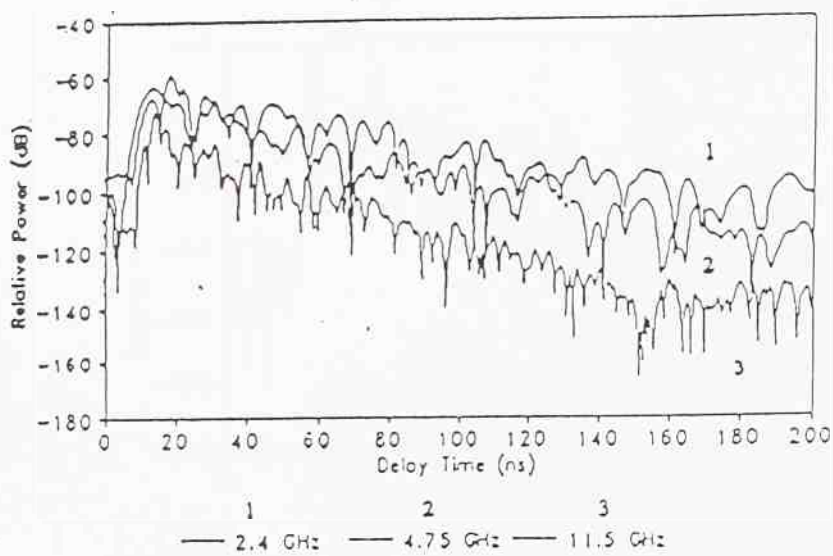
6.3 Model telekomunikacionog sistema

4-QAM radio telekomunikacioni sistem sa TDMA protokolom pristupa kanalu, koristeći tehniku "uzdignutog" kosinusa za uobličavanje signala sa parametrom filtra od 0.5 i konfiguracijom sa i bez adaptivnog ekvalizatora na prijemu (Poglavlje 3, slike 3.1, 3.2, 3.3 i Poglavlje 4, slika 4.1), je posmatran u ovom Poglavlju.

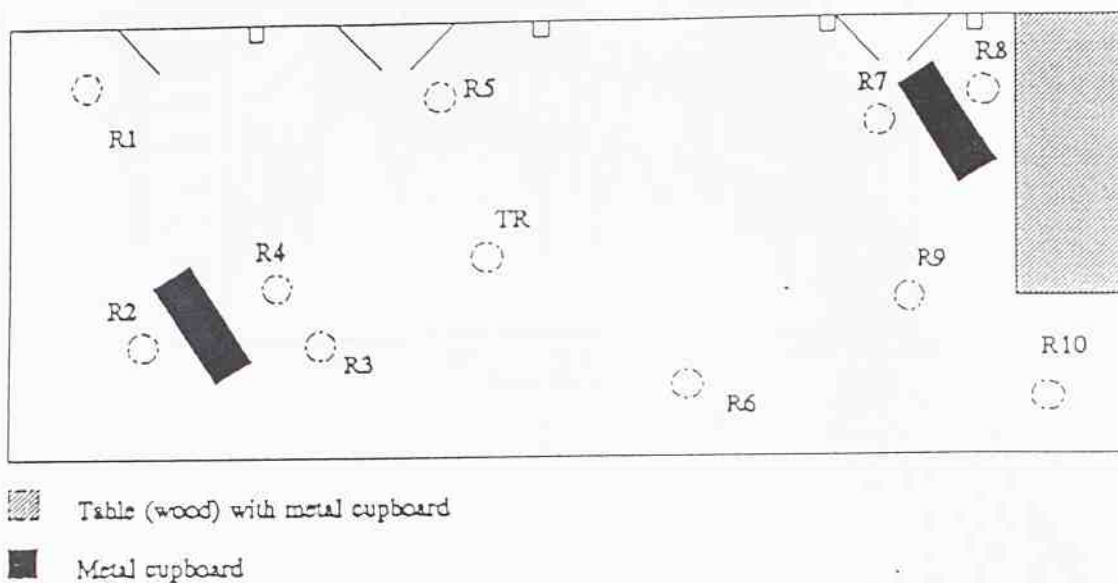
Dijagrami toka simulacija na računaru radio telekomunikacionog sistema u zatvorenom prostoru sa linearnim ekvalizatorom sa jediničnim kašnjenjem i DF ekvalizatorom sa razlomljenim (polovina simbol intervala) kašnjenjem medju koeficijentima, su dati na slikama 6.8 i 6.9, respektivno.



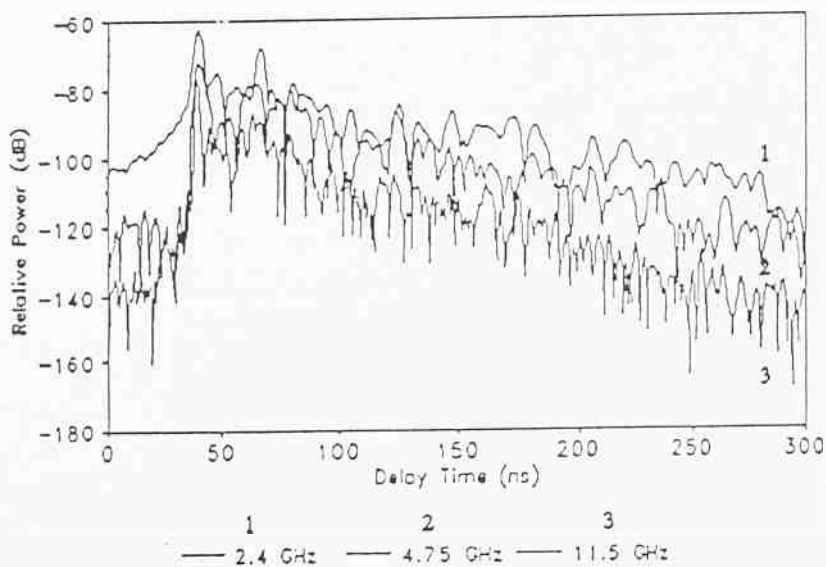
Slika 6.3 Realizacija impulsnog odziva - LOS radna prostorija



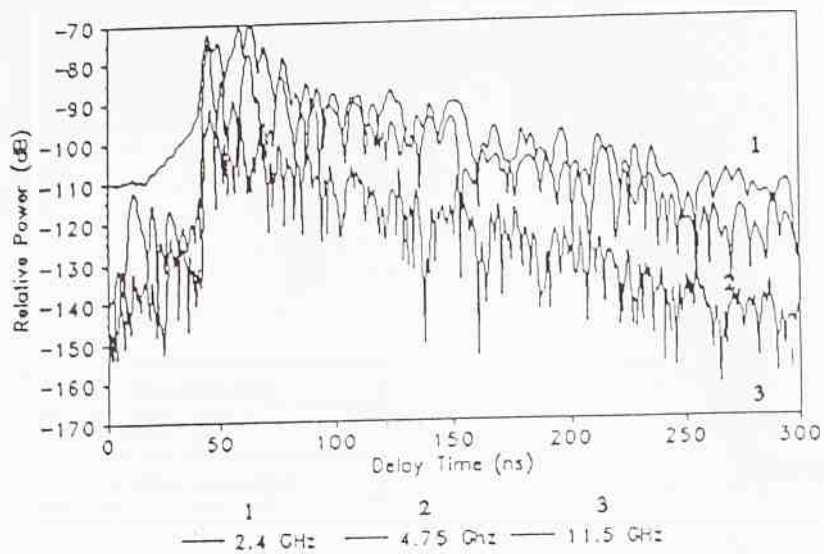
Slika 6.4 Realizacija impulsnog odziva - OBS radna prostorija



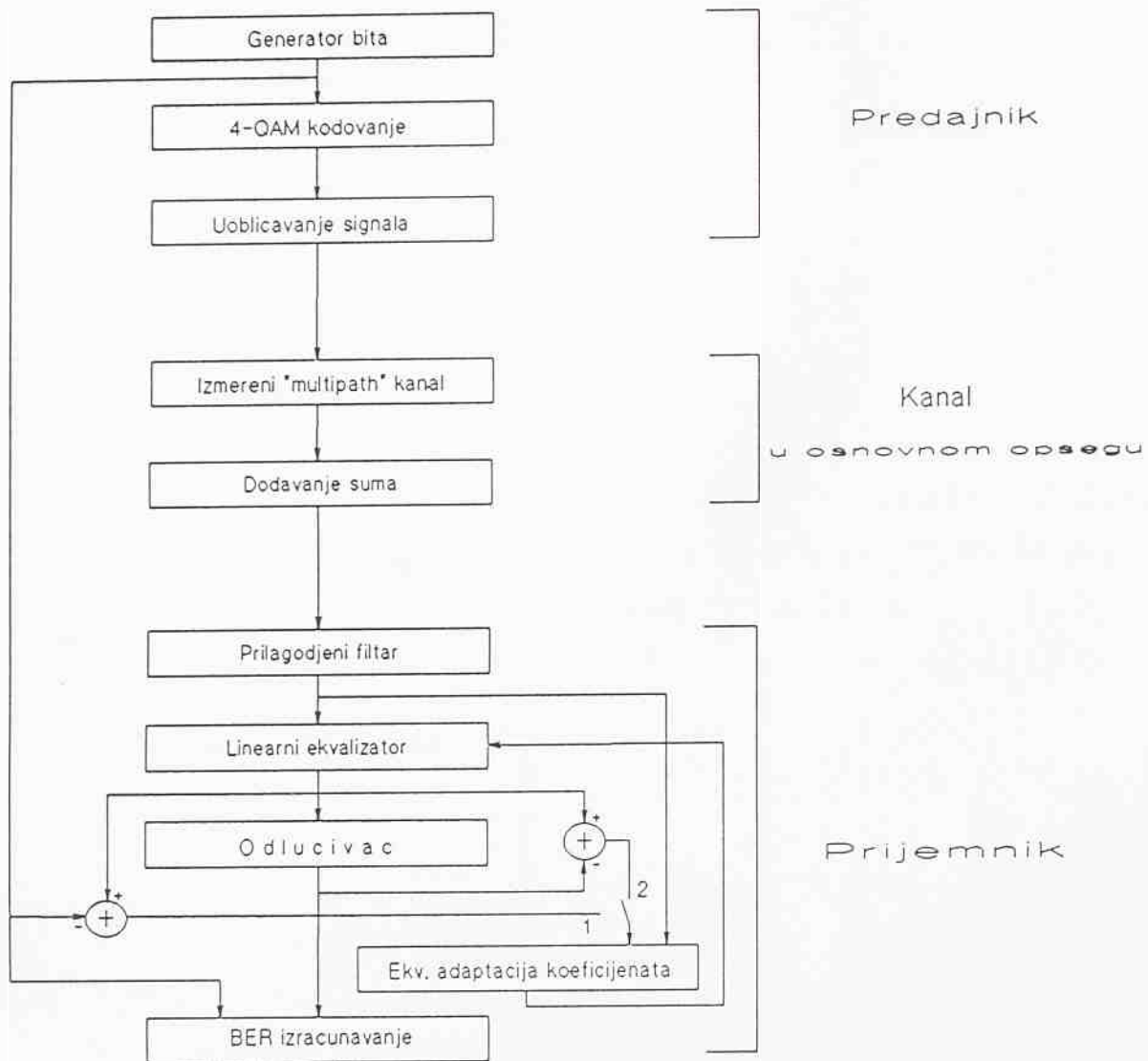
Slika 6.5 Plan konferencijske prostorije



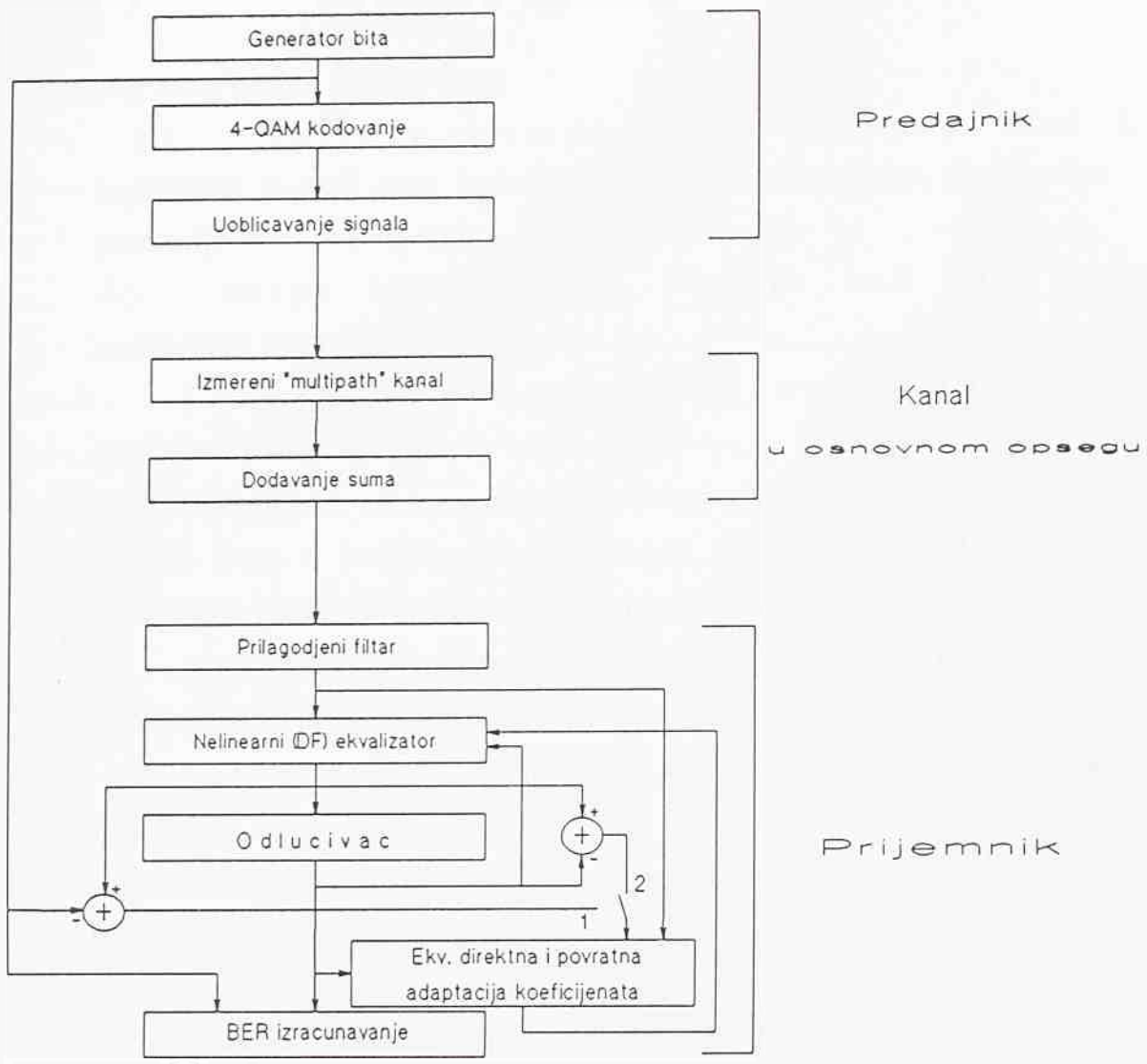
Slika 6.6 Realizacija impulsnog odziva - LOS konferencijska prostorija



Slika 6.7 Realizacija impulsnog odziva - OBS konferencijska prostorija



Slika 6.8 Simulacije na računaru radio telekomunikacionog sistema sa linearnim adaptivnim ekvalizatorom



Slika 6.9 Simulacije na računaru radio telekomunikacionog sistema sa nelinearnim (DF) ekvalizatorom

6.4 Rezultati simulacija na računaru

Impulsni odzivi kanala, izmereni u istraživačkoj laboratoriji [1,2], su korišteni za predikcije performansi sistema. Eksperimentalna studija uključuje širokopolasna merenja za 3 različite frekvencije: 2.4, 4.75 i 11.5 GHz, dva tipična okruženja u okviru zatvorenih prostora: radna i konferencijska prostorija, i dve karakteristične topografije: slučaj LOS i slučaj OBS. Dobijeni rezultati su pokazali:

1. slučaj LOS prema slučaju OBS:

a) najjača komponenta signala kod LOS topografije je veća nego kod OBS topografije za 5-10 dB, za oba tipa prostorije i sve posmatrane frekvencije,

b) snaga komponentata signala kod LOS slučaja opada brže nego kod OBS slučaja,

2. slučaj radne prostorije prema slučaju konferencijske prostorije:

a) najjača komponenta signala u radnoj prostoriji je veća nego u konferencijskoj prostoriji za približno 15 dB za obe topografije (LOS i OBS) i sve posmatrane frekvencije,

b) snaga komponentata signala u radnoj prostoriji opada brže nego u konferencijskoj prostoriji,

3. poredjenja u odnosu na različite frekventne opsege:

a) snaga najjače komponente opada sa porastom frekvencije za obe topografije (LOS i OBS) i prostorije (radna i konferencijska),

b) snaga opada sa porastom frekvencije, i to brže za radnu nego za konferencijsku prostoriju.

Izmereni impulsni odzivi kanala su korišćeni za procenu performansi radio telekomunikacionog sistema u zatvorenom prostoru za:

1. brzine prenosa do 25 Mbit/s,

2. sistem:

- a) bez ekvalizatora,
- b) linearnim ekvalizatorom,
- c) DF ekvalizatorom.

Dobijene performansne krive za $\text{SNR} = 8 \text{ dB}$ su date na slikama 6.10a - 6.10c, 6.11a - 6.11c, 6.12a - 6.12c i 6.13a - 6.13c.

Slike 6.10a, 6.10b i 6.10c prikazuju performanse konfiguracije: bez ekvalizatora, sa linearnim ekvalizatorom i sa nelinearnim (DF) ekvalizatorom respektivno, za radnu prostoriju, LOS topografiju i 3 posmatrane frekvencije. Odgovarajući rezultati za radnu prostoriju i OBS topografiju su dati na slikama 6.11a, 6.11b i 6.11c, respektivno.

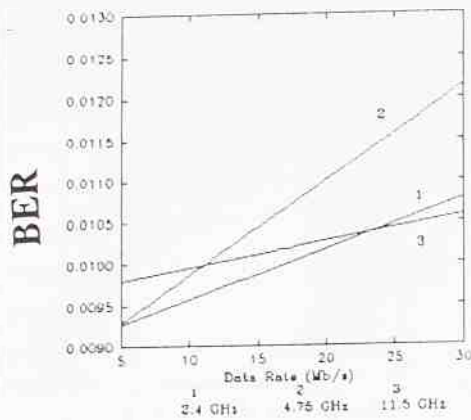
Slike 6.12a, 6.12b i 6.12c prikazuju performansne krive konfiguracije: bez ekvalizatora, sa linearnim ekvalizatorom i sa DF ekvalizatorom, respektivno, za konferencijsku sobu, LOS topografiju i posmatrane frekvencije. Odgovarajući rezultati za konferencijsku prostoriju i OBS topografiju su dati na slikama 6.13a, 6.13b i 6.13c, respektivno.

Kao što se može videti na slikama, oba tipa ekvalizatora daju bolje performanse u odnosu na sistem bez ekvalizatora. U proseku, performanse linearnog ekvalizatora, uzevši prosečnu verovatnoću greške po bitu (BER) kao kriterijum performansi, su za red veličine bolje nego za konfiguraciju bez ekvalizatora. DF ekvalizator poboljšava performanse približno 2 puta u odnosu na linearni ekvalizator.

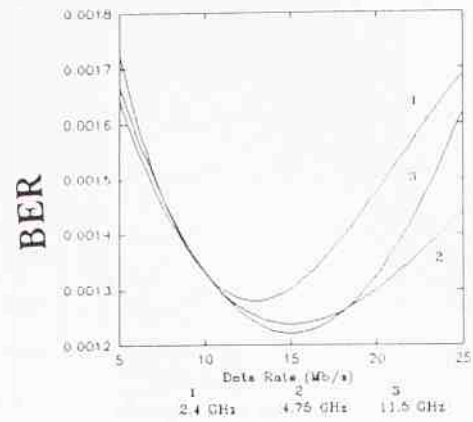
Poredjenja performansi izmedju topografija (LOS u odnosu na OBS), uslova prostiranja radio talasa (radna prostorija u odnosu na konferencijsku prostoriju), kao i izmedju posmatranih frekvencija, su uradjene na osnovu pozicije minimuma performansnih krivih i nagiba krivih posle njihovih minimalnih vrednosti.

Može se videti da su pozicije minimuma pomerene udesno (prema većim brzinama prenosa) za slučaj OBS u odnosu na slučaj LOS topografije. Pozicije minimalnih vrednosti performansnih krivih pri porastu frekvencije merenja su nešto pomerene udesno, posebno u slučaju OBS topografije.

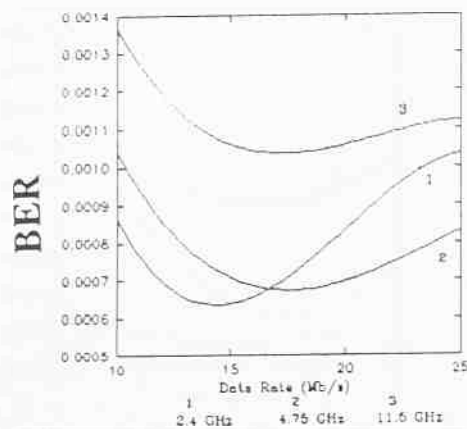
Nagibi performansnih krivih u slučaju konferencijske prostorije su veći nego kod radne prostorije, zbog toga što je broj različitih komponenti signala veći pri većim brzinama



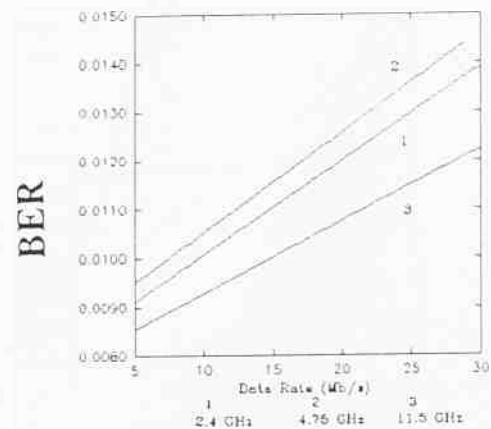
Slika 6.10a BER prema brzini prenosa, neekvalizovani LOS sistem (radna prostorija) za: 1) 2.4 GHz, 2) 4.75 GHz i 3) 11.5 GHz



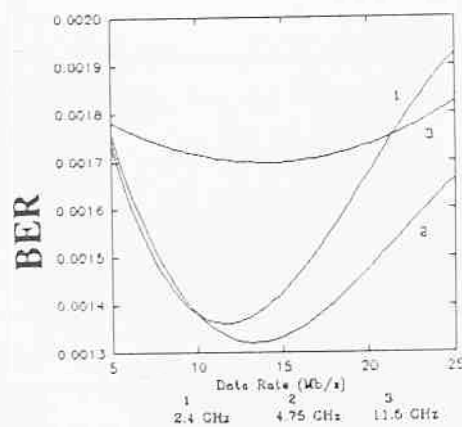
Slika 6.10b BER prema brzini prenosa, linearna ekvalizacija LOS sistem (radna prostorija) za: 1) 2.4 GHz, 2) 4.75 GHz i 3) 11.5 GHz



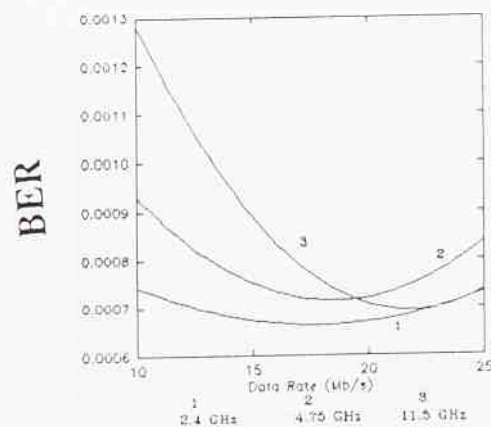
Slika 6.10c BER prema brzini prenosa, DF ekvalizacija LOS sistem (radna prostorija) za: 1) 2.4 GHz, 2) 4.75 GHz i 3) 11.5 GHz



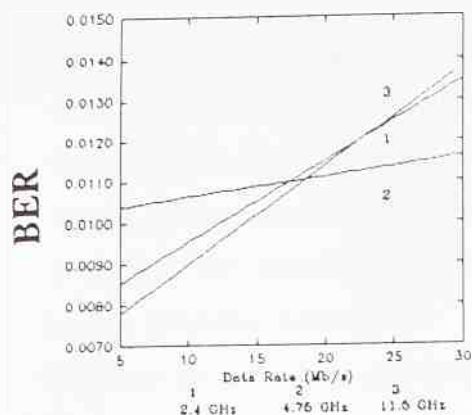
Slika 6.11a BER prema brzini prenosa, neekvalizovan OBS sistem (radna prostorija) za: 1) 2.4 GHz, 2) 4.75 GHz i 3) 11.5 GHz



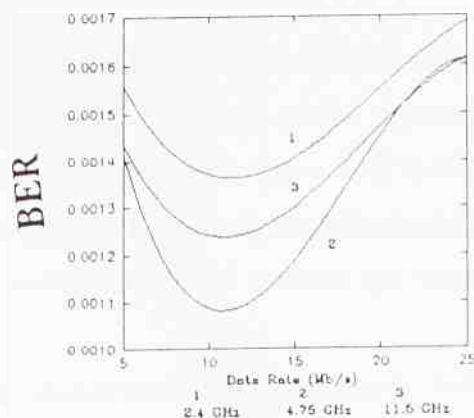
Slika 6.11b BER prema brzini prenosa, linearna ekvalizacija OBS sistem (radna prostorija) za: 1) 2.4 GHz, 2) 4.75 GHz i 3) 11.5 GHz



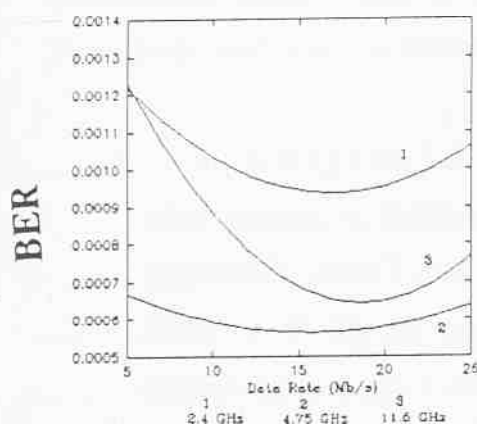
Slika 6.11c BER prema brzini prenosa, DF ekvalizacija OBS sistem (radna prostorija) za: 1) 2.4 GHz, 2) 4.75 GHz i 3) 11.5 GHz



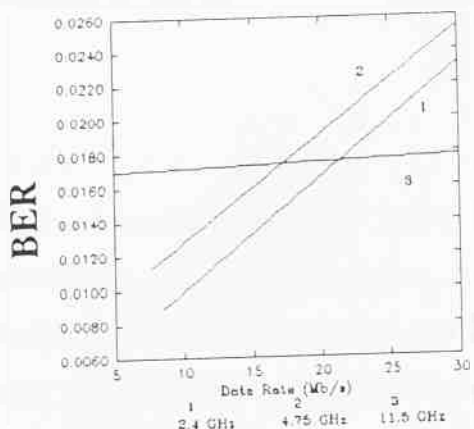
Slika 6.12a BER prema brzini prenosa, neekvalizovan LOS sistem (konferencijska prostorija) za: 1) 2.4 GHz, 2) 4.75 GHz i 3) 11.5 GHz



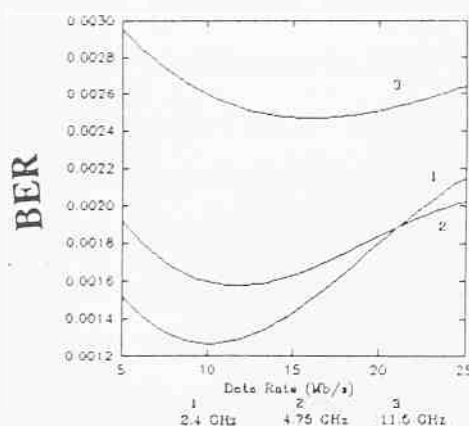
Slika 6.12b BER prema brzini prenosa, linearna ekvalizacija LOS sistem (konferencijska prostorija) za: 1) 2.4 GHz, 2) 4.75 GHz i 3) 11.5 GHz



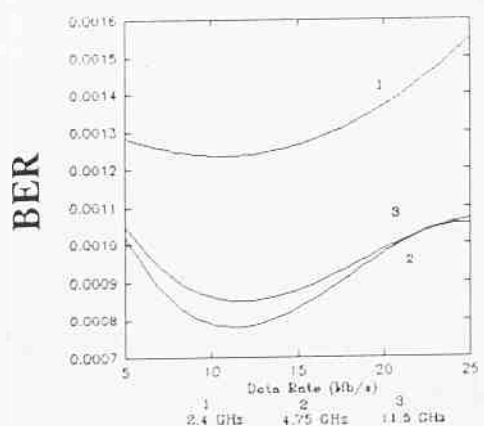
Slika 6.12c BER prema brzini prenosa, DF ekvalizacija LOS sistem (konferencijska prostorija) za: 1) 2.4 GHz, 2) 4.75 GHz i 3) 11.5 GHz



Slika 6.13a BER prema brzini prenosa, neekvalizovan OBS sistem (konferencijska prostorija) za: 1) 2.4 GHz, 2) 4.75 GHz i 3) 11.5 GHz



Slika 6.13b BER prema brzini prenosa, linearni OBS sistem (konferencijska prostorija) za: 1) 2.4 GHz, 2) 4.75 GHz i 3) 11.5 GHz



Slika 6.13c BER prema brzini prenosa, DF ekvalizacija, OBS sistem (konferencijska prostorija) za: 1) 2.4 GHz, 2) 4.75 GHz i 3) 11.5 GHz

prenosa u slučaju konferencijske prostorije sa njenim maksimalnim kašnjenjem koje unosi kanal od 300 ns, u poredjenju sa samo 200 ns u slučaju radne prostorije.

Poredjenjem OBS sa LOS topografijom, vidi se da je nagib krive veći u slučaju OBS. Nagib performansne krive posle minimuma u slučaju linearnog ekvalizatora je veći nego u slučaju DF ekvalizatora, koji daje bolje performanse pri povećanju normalizovane brzine prenosa podataka.

Uočeno je da se sa porastom frekvencije, minimumi performansnih krivih greške pomeraju prema većim vrednostima normalizovane brzine prenosa $T_m R_b$.

Konačno, može se takodje videti da su rezultati procena performansi za slučaj izmerenih kanala, uglavnom u saglasnosti sa rezultatima dobijenim za slučajeve modela vremenski disperzivnih radio kanala sa Relejevim i Rajsovim fadingom.

Poredjenja performansi pokazuju da:

1. poboljšanja performansi za slučaj linearnog ekvalizatora u odnosu na slučaj neekvalizovanog kanala, kako kod izmerenih, tako i kod računarski generisanih kanala je značajan, tj. za $SNR = 8$ dB su performanse poboljšane za približno red veličine (izmereni kanali) i nešto više od reda veličine (računarski generisani kanali). Važno je uočiti da slučaj radne prostorije i LOS topografije se više slaže sa Rajsovim modelom kanala, dok slučaj konferencijske prostorije i OBS topografije se više ponaša kao Relejev model kanala.
2. kod izmerenih i računarski generisanih kanala DF ekvalizator daje približno 2 puta bolje performanse nego linearni ekvalizator, za $SNR = 8$ dB.
3. u oba slučaja (izmereni i računarski generisani impulsni odzivi kanala), performansne krive imaju svoje minimume pri povećanju brzine prenosa i fiksnoj vrednosti kašnjenja koje unosi kanal, tj. kad se normalizovana brzina prenosa $T_m R_b$ poveća. Kod računarski generisanih kanala sa Relejevim fadingom greška opada, tj. performanse su poboljšane do $T_m R_b = 4$. Kod računarski generisanog Rajsovog modela kanala, pri povećanju vrednosti Rajsovog faktora K , minimumi se nalaze na manjim vrednostima $T_m R_b$. Performansne krive za slučaj radne

prostorije i LOS topografije (izmereni kanali) opadaju do približno $R_b = 10$ Mbit/s ($T_m R_b = 2$). Za konferencijsku prostoriju i OBS topografiju, performansne krive dostižu svoje minimume između $R_b = 10$ Mbit/s ($T_m R_b = 2$) i $R_b = 15$ Mbit/s ($T_m R_b = 3$), a zatim rastu brže nego kod radnih prostorija i LOS topografije.

Konačno, takodje je uočeno da performasne krive imaju veće nagibe, posle svojih minimuma, (performanse se brže pogoršavaju) za linearnu nego za DF ekvalizaciju bilo izmerenih ili računarski generisanih kanala.

6.5 Zaključak

Širokopolasna merenja prostiranja radio signala su obavljena u tipičnim radnim prostorima na 3 različite frekvencije, naime, 2.4 GHz, 4.75 GHz i 11.5 GHz, u prostorijama različite veličine, i, za LOS i OBS topografije.

Prvenstveni cilj ovih merenja je da opiše radio kanal u zatvorenom prostoru na posmatranim frekvencijama, i da se impulsni odzivi kanala dobijeni merenjem iskoriste za predikcije performansi 4-QAM radio telekomunikacionog sistema sa i bez ekvalizatora.

Pokazano je da su za $SNR = 8$ dB, u proseku, rezultati linearnog ekvalizatora približno 10 puta bolji nego za slučaj neekvalizovanog kanala, i da DF ekvalizator daje dalje poboljšanje performansi od približno 2 puta.

Performansne krive greške su imale svoje minimume između $T_m R_b = 2$ i 3, pri porastu brzine prenosa do 25 Mbit/s.

Pozicije minimuma su bile iste za obe tehnike ekvalizacije, ali pomerene ka većim vrednostima $T_m R_b$ za veće prostorije, veze između predaje i prijema bez optičke vidljivosti (OBS slučaj) i veće frekvencije.

Linearni ekvalizator je osetljiviji na povećanje kašnjenja koje unosi kanal, jer su nagibi njegovih performansnih krivih veći posle minimuma.

U slučaju izmerenih kanala greška opada do približno $T_m R_b = 2$ (radna prostorija i LOS topografija), i između $T_m R_b = 2$ i 3 (konferencijska prostorija i OBS topografija).

Reference

- [1] Stigter, P.A.: "Indoor Propagation Measurements at 2.4 GHz, 4.75 GHz and 11.5 GHz, Performed at TNO-FEL", TNO-Report, No. FEL-92-S075, Mar. 1992.
- [2] Janssen, G.J.M. and R. Prasad: "Propagation Measurements in an Indoor Radio Environment at 2.4 GHz, 4.75 GHz and 11.5 GHz", in the Proc. of the IEEE Veh. Tech. Conf., pp. 617 - 620, Denver, 1992.
- [3] Zigic, A., M.J. Krapels and G.J.M Janssen: "Performance Evaluation of Adaptive Equalization for Measured Indoor Radio Channels at 2.4 GHz, 4.75 GHz and 11.5 GHz", in Proc. IEEE First Symposium on Commun. and Veh. Tech. in the Benelux, pp. 3.5-1 - 3.5-8, Delft, Oct. 1993.

Poglavlje 7

Evaluacija performansi adaptivne ekvalizacije vremenski veoma disperzivnih radio kanala za prenos podataka u zatvorenim prostorima

7.1 Uvod

Potreba za radio telekomunikacijama sa brзом signalizacijom u velikim kompleksima zgrada, postoji za neke aplikacije, npr. veome brz prenos podataka, prenos slike u video sistemima, itd.

Rezultati merenja prostiranja radio talasa, objavljeni u [1] su pokazali da je, za veoma veliki kompleks zgrada sa radnim prostorijama kao i kompleks stambenih zgrada, maksimalna vrednost korena srednje-kvadratnog kašnjenja koje unosi kanal približno 420 ns na 800 - 900 MHz, sto je približno dva puta veće nego vrednost za zgradu sa

radnim prostorijama srednje veličine [1,2] ili čak za veliku zgradu sa radnim prostorijama [1]. Veličina oblasti pokrivanja za veliki kompleks zgrada, približno odgovara donjoj granici veličine ćelije kod mikrocelularnih spoljašnjih (mobilnih) mreža (200 m - 2 km), gde se vrednosti objavljenih korena srednje-kvadratne vrednosti kašnjenja koje unosi kanal u opsegu oko 2 μ s na 900 MHz [3], i koja bi zbog toga predstavljala veoma disperzivni medijum pri brzinama signalizacije reda veličine 10 Mbit/s.

U okruženjima tipa kampusa (campus environment) (npr. bolnice, istraživačke laboratorije, univerziteti, projektantski biro, itd.) brzina signalizacije od približno 50 Mbit/s bi dala istu normalizovanu brzinu signalizacije. U manjim unutrašnjim okruženjima (srednje velika ili velika zgrada sa radnim prostorijama) odgovarajuća brzina prenosa bi bila približno 100 Mbit/s.

U ovom Poglavlju je izvršena evaluacija performansi radio telekomunikacionog sistema pri brzom prenosu podataka između zgrada u velikom kompleksu zgrada. Veoma izraženi efekat prostiranja po više puteva pri velikim normalizovanim brzinama signalizacije ($T_m R_b \approx 20$) zahteva ekvalizaciju kanala da bi se poboljšale performanse sistema. Performanse digitalnog prijemnika opremljenog linearnim adaptivnim ekvalizatorom, koji se koristi da ublaži efekat izobličenja signala koja unosi vremenski disperzivni kanal sa fadingom, su procenjeni prvo. Zbog veličine oblasti pokrivanja, pretpostavka je da fading ima Relejevu raspodelu. Zatim su procenjene performanse modema sa nelinearnim (DF) ekvalizatorom. Obe predikcije performansi su upoređene sa rezultatima dobijenim u Poglavljima 3 i 4. Na kraju je evaluiran dobitak zbog korišćenja adaptivne ekvalizacije za poboljšanje performansi sistema, poredjenjem rezultata dobijenim za sistem sa i bez ekvalizacije.

7.2 Model telekomunikacionog sistema

Digitalni radio telekomunikacioni sistem, simuliran na računaru, koristi 4 - QAM tip modulacije za prenos podataka. Serija bita, koja potiče od izvora informacija, se prvo podeli u sekvencu reči dužine 2 bita, zatim se svaka reč preslikava u odgovarajući 4 - QAM kompleksni simbol podataka a_m , čija realna i imaginarna komponenta modulišu

po amplitudi realni elementarni signal predajnika (predajni filter za uobličavanje signala čiji frekvencijski spektar ima oblik "uzdignutog" kosinusa).

Suma elementarnih signala pomerenih u vremenu, formira talasni oblik na izlazu iz predajnika u osnovnom opsegu

$$s(t) = \sum_n a_n p(t - nT) \quad (7.1)$$

gde je T simbol interval, a signal na ulazu u prijemnik pomešan sa šumom $r(t)$ je dat sa

$$r(t) = \sum_{k=1}^L \beta_k \exp(-j\theta_k) s(t - \tau_k) + n(t) \quad (7.2)$$

gde β_k , θ_k i τ_k su pojačanje, fazni pomak i kašnjenje koje unosi kanal, respektivno, k -tog puta pri prostiranju radio talasa u vremenski nepromenljivom kompleksnom impulsnom odzivu kanala. L ($= \lfloor T_m R_b \rfloor + 1$) je broj različitih komponenti u impulsnom odzivu kanala, T_m je maksimalno kašnjenje koje unosi kanal, a $\lfloor x \rfloor$ označava celobrojni deo x . Pošto se radi o radio telekomunikacijama između zgrada u okviru relativno velikog prostora, pretpostavljeno je da amplitude impulsnog odziva kanala β_k imaju Relejevu raspodelu, a faze θ_k uniformnu raspodelu u intervalu $[0, 2\pi]$.

Signal na prijemu se koherentno demoduliše u odnosu na svoju prvu komponentu (u okviru L različitih komponenti), tj. $\theta_1 = 0$ i $\tau_1 = 0$. Frekvencija nosioca je 900.54 MHz. Signal na prijemu se zatim propušta kroz filter prilagodjen talasnom obliku predajnog filtra i, nakon toga, predaje adaptivnom ekvalizatoru (linearnom ili nelinearnom) na obradu pre nego što se dovede na ulaz simbol-po-simbol detektora bez memorije. Kriterijum minimiziranja srednje-kvadratne greške [4] se koristi za podešavanje koeficijenata linearnog i nelinearnog (DF) ekvalizatora. Pošto su karakteristike kanala u početku nepoznate, koeficijenti ekvalizatora se postavljaju na početnu vrednost nula. Zatim se šalje sekvenca za podešavanje koeficijenata ekvalizatora (trening sekvenca) od 1000 simbola, da bi se omogućilo koeficijentima da dostignu svoje optimalne vrednosti. Konačno, adaptacioni algoritam se prebacuje u poziciju praćenja (decision - directed mode) pre nego što se otpočne sa slanjem sekvence od 19000 aktualnih (nepoznatih) simbola.

7.3 Procena performansi i zaključak

Slika 7.1a prikazuje verovatnoću greške po bitu (BER) u funkciji signal-šum (SNR) za radio telekomunikacije sa linearnim adaptivnim ekvalizatorom sa jediničnim kašnjenjem na prijemu, pri brzini signalizacije $R_b = 10$ Mbit/s, parametrom filtra za uobličavanje $\alpha = 0.5$ i maksimalnim kašnjenjem koje unosi kanal T_m kao parametrom. Odgovarajući rezultati za nelinearni (DF) ekvalizator sa razlomljenim kašnjenjem u direktnom i jediničnim kašnjenjem u povratnom filtru, su dati na slici 7.1b.

Dužina linearnog ekvalizatora LE (broj koeficijenata), kao jedini stepen slobode za linearni ekvalizator, je:

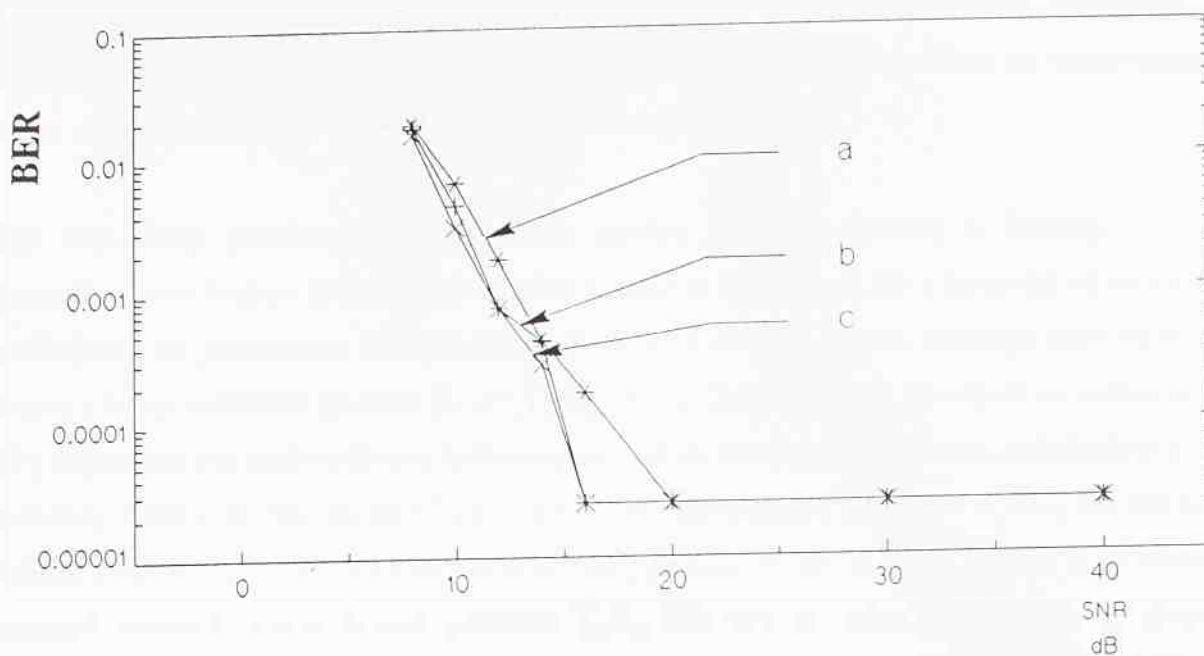
- 1) $LE = 11$ za $T_m R_b = 2$,
- 2) $LE = 15$ za $T_m R_b = 10$ i
- 3) $LE = 21$ za $T_m R_b = 20$.

U slučaju konfiguracije sa nelinearnim (DF) ekvalizatorom, broj koeficijenata koji se koriste je:

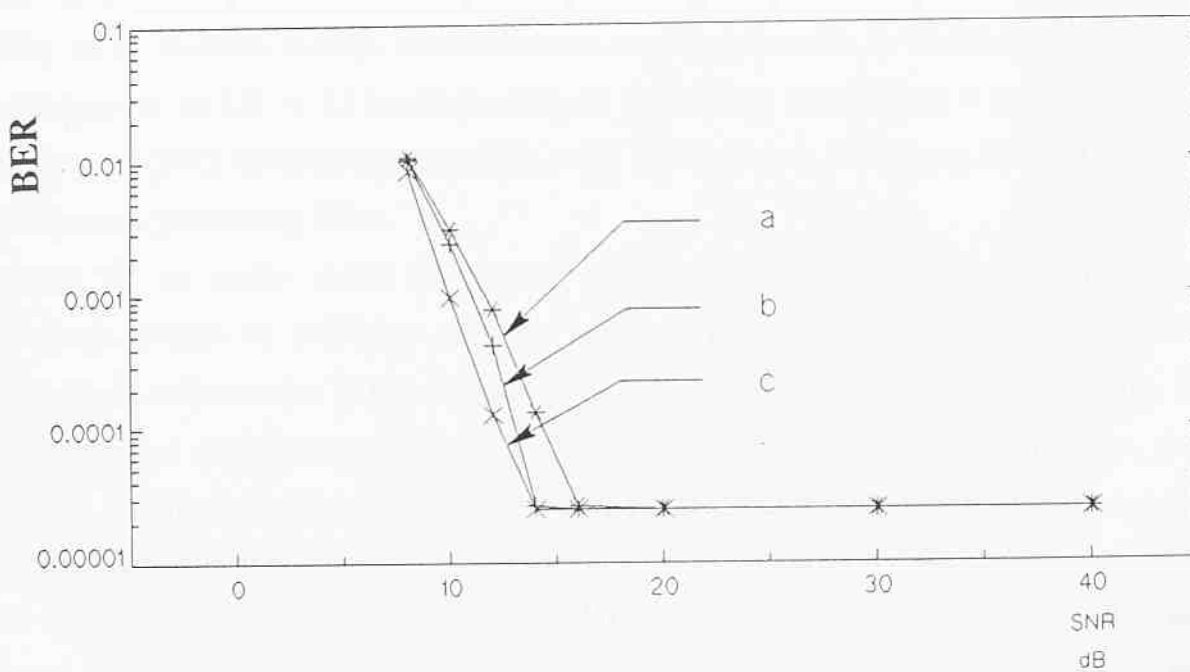
- 1) $LE_F = 7$ i $LE_B = 3$ za $T_m R_b = 2$,
- 2) $LE_F = 17$ i $LE_B = 7$ za $T_m R_b = 10$,
- 3) $LE_F = 25$ i $LE_B = 11$ za $T_m R_b = 20$.

Modifikovana automatska funkcija "čišćenja" povratnog filtra nelinearnog (DF) ekvalizatora je korišćena da bi se smanjio efekat prostiranja greške.

Za radio telekomunikacije između zgrada, "repovi" impulsnog odziva kanala su dugi u poređenju sa slučajem prenosa podataka u okviru jedne zgrade gde kanali imaju relativno malu memoriju. Duži "repovi" prouzrokuju značajno povećanje broja različitih puteva između prijema i predaje za posmatrane brzine prenosa (npr. $L = 11$ za $T_m = 1 \mu s$ i $L = 21$ za $T_m = 2 \mu s$), koji bi, u odsustvu intersimbolske interferencije (ISI), povećao dobitak usled raznovrsnosti u vremenu, i na taj način, poboljšao performanse sistema [5,6]. Istovremeno, zbog velike memorije kanala, intersimbolska interferencija obuhvata mnogo simbola podataka i degradira performanse sistema. Ipak, kao što je pokazano na slikama 7.1a i 7.1b, za izabrani parametar ekvalizatora (broj koeficijenata),



Slika 7.1a BER prema SNR: a) $T_m = 2 \mu s$, b) $T_m = 1 \mu s$ i c) $T_m = 200 ns$, linearna ekvalizacija



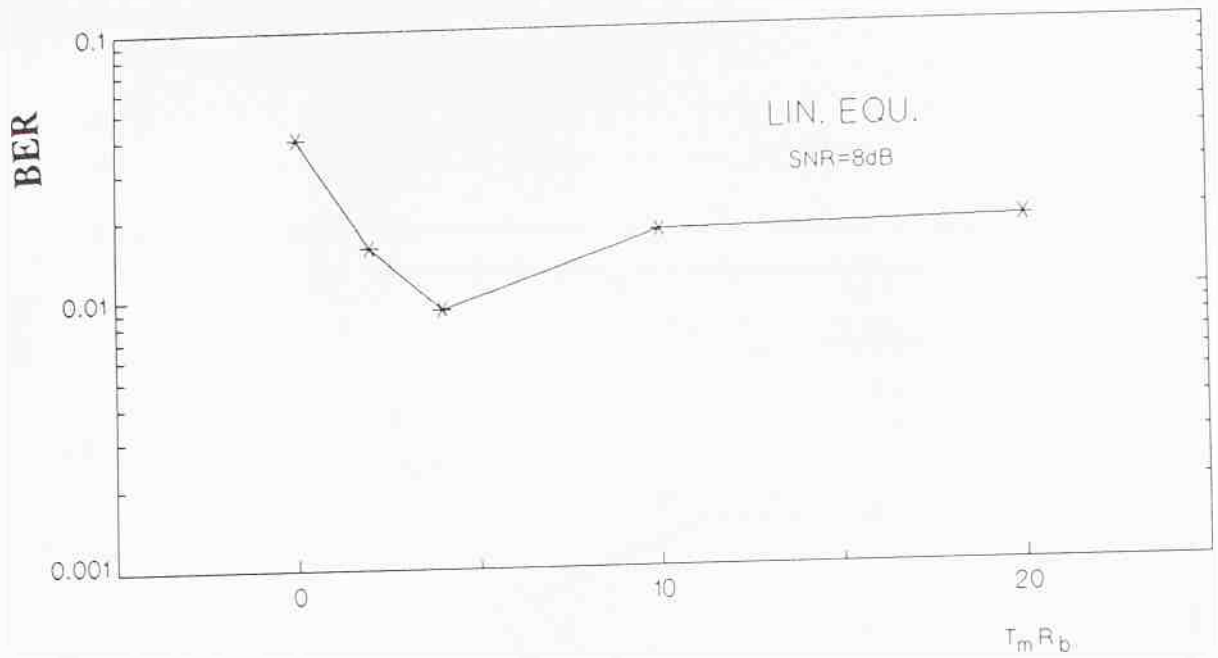
Slika 7.1b BER prema SNR: a) $T_m = 2 \mu s$, b) $T_m = 1 \mu s$ i c) $T_m = 200 ns$, nelinearna (DF) ekvalizacija

degradacija performansi nije velika u poredjenju sa tipičnim radio kanalom u zatvorenom prostoru koji obično ima svega nekoliko različitih puteva za posmatranu brzinu signalizacije (npr. $L = 3$ za $T_m = 200$ ns).

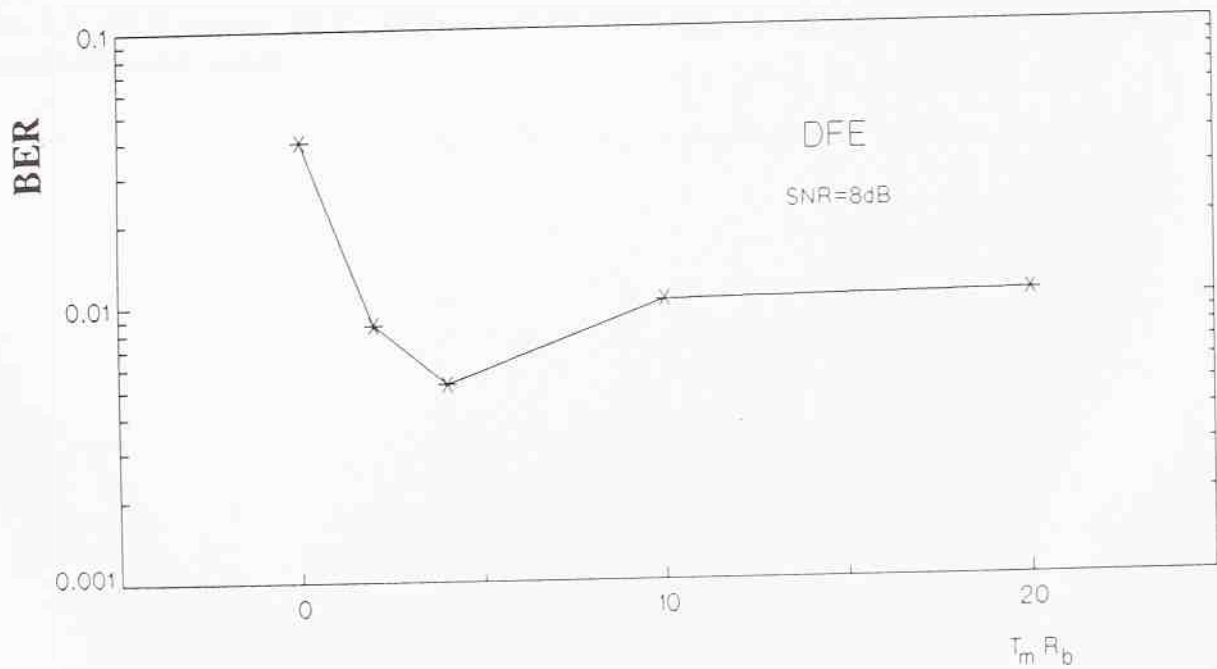
Slika 7.2a, koja predstavlja verovatnoću greške po bitu (BER) u funkciji $T_m R_b$ (normalizovana brzina prenosa) za fiksnu vrednost $SNR = 8$ dB i linearni ekvalizator (koeficijenti sa jediničnim kašnjenjem), daje bolji uvid u odnos između performansi sistema i broja različitih puteva ($L = \lfloor T_m R_b \rfloor + 1$). Odgovarajući rezultati za nelinearni (DF) prijemnik (sa razlomljenim kašnjenjem kod direktnog i jediničnim kašnjenjem kod povratnog filtra), su dati na slici 7.2b. Za linearni ekvalizator i $T_m R_b = 4$, broj korišćenih koeficijenata je $LE = 13$, a za nelinearni (DF) je $LE_F = 13$ i $LE_B = 5$, dok je za ostale vrednosti normalizovane brzine prenosa $T_m R_b$ isto kao za slike 7.1a i 7.1b. U stvari, performanse sistema se prvo poboljšavaju kako raste broj različitih puteva od približno 5, zbog dobitka usled raznovrsnosti po vremenu, a zatim se veoma polako pogoršavaju, kad se broj različitih puteva poveća do $L = 21$.

Slika 7.3 predstavlja verovatnoću greške po bitu (BER) u funkciji odnosa signal-šum (SNR) za tri različita slučaja: neekvalizovan kanal, prijemnik sa linearnim adaptivnim ekvalizatorom sa $LE = 21$ koeficijentom sa jediničnim kašnjenjem i konfiguracija sa nelinearnim (DF) ekvalizatorom sa $LE_F = 25$ koeficijenata direktnog filtra i $LE_B = 11$ koeficijenata povratnog filtra.

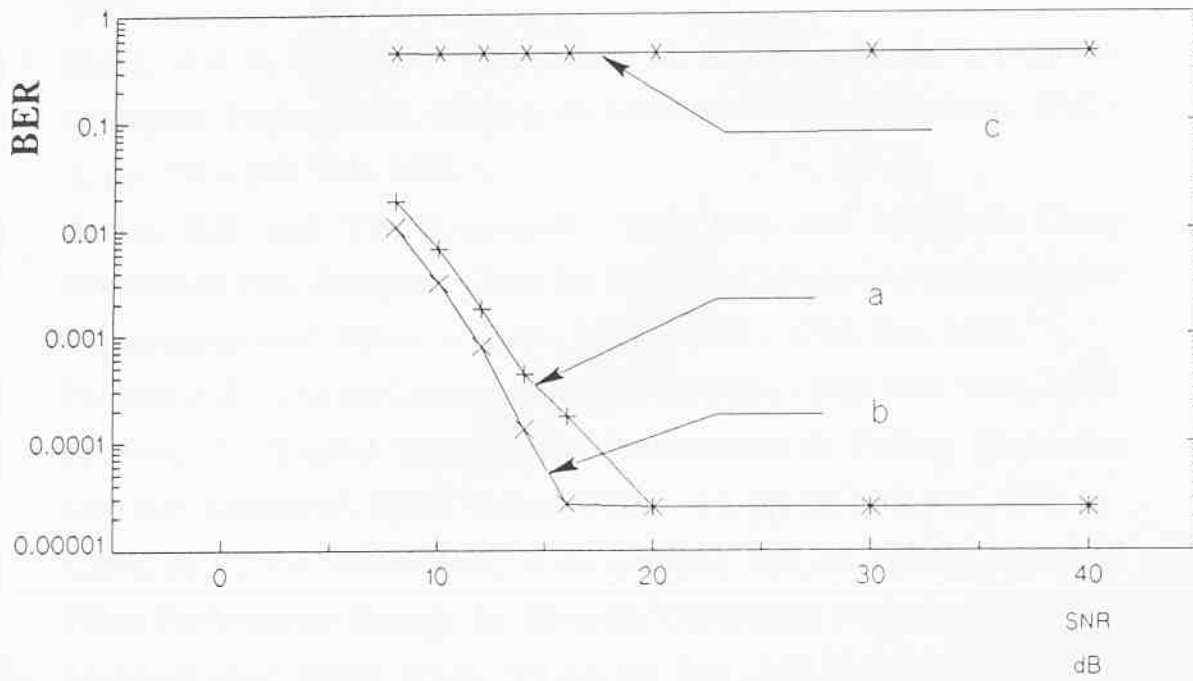
Na slici 7.3 se može videti da postoji značajno poboljšanje performansi sistema (smanjenje greške za približno tri reda veličine) kod modema opremljenog sa bilo linearnim ili nelinearnim (DF) ekvalizatorom u odnosu na slučaj bez ekvalizacije. Šta više, nelinearni (DF) ekvalizator daje bolje rezultate od linearnog ekvalizatora, zbog činjenice da direktni filter nelinearnog (DF) ekvalizatora ne mora da aproksimira inverznu karakteristiku kanala, dok linearni ekvalizator mora da aproksimira impulsni odziv celokupnog sistema (pre odlučivača) jediničnim impulsom. Takođe, adaptivni direktni filter sa razlomljenim kašnjenjem nelinearnog (DF) ekvalizatora može da vrši funkciju adaptivnog prilagodjenog filtra za talasni oblik linearno izobličenog prijemnog signala sa sporim, Relejevim fedingom, pošto nema preklapanja spektra signala na ulazu u direktni filter nelinearnog (DF) ekvalizatora posle odmeravanja signala brzinom koja odgovara polovini simbol intervala ($T/2$).



Slika 7.2a BER prema normalizovanoj brzini prenosa, za linearnu ekvalizaciju



Slika 7.2b BER prema normalizovanoj brzini prenosa, nelinearna (DF) ekvalizacija



Slika 7.3 BER prema SNR: a) linearna ekvalizacija, b) nelinearna (DF) ekvalizacija i c) neekvalizovan kanal

Reference

- [1] Devasirvatham, D.M.J.: "Multipath Time Delay Spread in the Digital Portable Radio Environment", IEEE Commun. Mag., 25, pp. 13 - 21, Jun. 1987.
- [2] Saleh, A.A.M. and R.A. Valenzuela: "A Statistical Model for Indoor Multipath Propagation", IEEE J. on Selected Areas in Commun., SAC - 5, pp. 128 - 137, Feb. 1987.
- [3] Seidel, S.Y. and T.S. Rappaport: "Path Loss and Multipath Delay Statistics in Four European Cities for 900 MHz Cellular and Microcellular Communications", Electron. Lett., 26, pp. 1713 - 1715, Sep. 1990.
- [4] Proakis, J.G.: "Digital Communications", McGraw - Hill, New York, 1989.
- [5] Mosen, P.: "Digital Transmission Performance in Fading Dispersive Diversity Channels", IEEE Trans., COM - 21, pp. 33 - 39, Jan. 1973.
- [6] Clark, M.V., L.J. Greenstein, W.E. Kennedy and M. Schafi: "Matched Filter Performance Bounds for Diversity Combining Receivers in Digital Mobile Radio", IEEE Trans., VT-41, pp. 356 - 362, Nov. 1992.
- [7] Zigic, A.: "Performance Evaluation of Adaptive Equalization for Microcellular Data Communications", in the Proc. of the IEEE First Symposium on Commun. and Veh. Tech. in the Benelux, pp. 3.4-1 - 3.4-5, Delft, Oct. 1993.

Poglavlje 8

Zaključak i preporuke

8.1 Zaključak

Radio telekomunikacije u zatvorenim prostorima omogućavaju prenos informacija bez kablova, kao i mobilnost terminala povezanih u lokalne računarske mreže.

Mnoge eksperimentalne studije su uradjene da bi se opisale karakteristike radio kanala u zatvorenom prostoru, za različite tipove unutrašnjih okruženja, uslove prostiranja i frekvencije.

Prostiranje radio talasa u zatvorenim prostorima ima sledeće najznačajnije osobine: velika slabljenja radio signala pri prostiranju, prostiranje po više puteva, spore promene karakteristika u vremenu i fading.

Neke primene radio telekomunikacionih mreža zahtevaju veoma brzu signalizaciju. Gornja granica brzine signalizacije u zatvorenim prostorima se javlja usled prostiranja radio signala po više puteva izmedju predaje i prijema i fadinga. Kad se brzina signalizacije poveća, dužina simbol intervala se smanji i prostiranje po više puteva utiče na performanse sistema prouzrokujući intersimbolsku interferenciju u procesu detekcije

simbola. Gornja granica brzine signalizacije uglavnom zavisi od korena srednje-kvadratne vrednosti kašnjenja koje unosi kanal. Uobičajeni postupak borbe protiv prostiranja po više puteva je korišćenje adaptivne ekvalizacije.

Problem osetljivosti digitalnog radio telekomunikacionog sistema na prostiranje po više pravaca pri različitim uslovima prostiranja radio signala i varirajućim parametrima sistema, je obradjen u ovoj tezi, koristeći 4-QAM tehniku modulacije, telekomunikacioni sistem sa linearnim LMS adaptivnim ekvalizatorom sa simbol intervalom između koeficijenata i LMS nelinearnim (DF) adaptivnim ekvalizatorom sa intervalom između koeficijenata direktnog filtra manjim od jednog simbol intervala na prijemu.

Problem je prvo analiziran teorijski.

Zatim su procenjene performanse sistema pri širokopojasnoj signalizaciji po sporo promenljivim, vremenski disperzivnim kanalima sa Relejevim i Rajsovim fadingom metodom simulacija na računaru.

Statistički eksponencijalni model kanala, predložen u jednoj eksperimentalnoj studiji, i gde su merenja obavljena u zgradi sa radnim prostorijama srednje veličine, je korišćen za računarsku simulaciju Relejevih kanala.

Simulacije na računaru Rajsovih kanala su bazirane na modelu kanala predloženom u studijama obavljenim u jednoj zgradi sa radnim prostorijama i nekoliko fabrika.

Impulsni odzivi kanala, izmereni u jednoj istraživačkoj laboratoriji pri različitim uslovima prostiranja, topografijama prostorija i frekvencijama, su korišćeni pri proceni performansi sistema.

Prosečna verovatnoća greške po bitu je korišćena kao performansni kriterijum.

Performansne krive su pokazale da oba tipa ekvalizatora, kako kod kanala generisanih na računaru tako i kod izmerenih kanala, značajno poboljšavaju performanse sistema u odnosu na sistem bez ekvalizatora, i to za posmatrani opseg vrednosti brzina signalizacije i maksimalnih kašnjenja koje unosi kanal.

Pokazano je da je kod linearne ekvalizacije greška smanjena za izmerene kanale oko deset puta i nešto više od deset puta za računarski generisane, pri odnosu signal-šum $SNR=8dB$.

DF prijemnik je nadmašio linearni ekvalizator po performansama dalje smanjujući grešku oko dva puta kako za računarski generisane, tako i izmerene kanale, pri odnosu

signal-šum $\text{SNR}=8\text{dB}$.

U stvari, pokazano je da ekvalizator poboljšava performanse sve do brzina signalizacije od $T_m R_b=4$, za računarski generisane kanale sa Relejevim fadingom, dok pri većim brzinama nije primećeno poboljšanje čak i kad su korišćeni "duži" ekvalizatori.

Kod računarski generisanih kanala sa Rajsovim fadingom performanse su poboljšane sve do približno $T_m R_b=2.2$, 1 i 0.5 pri Rajsovom faktoru $K=2$, 6.8 i 11dB, respektivno.

Kod izmerenih kanala, minimumi performansnih krivih su bili za vrednosti $T_m R_b=2$ do 3, pri čemu su pozicije minimuma zavisile od veličine prostorije i topografije.

Posle minimuma, performanse sistema su pogoršane zbog negativnih efekata intersimbolske interferencije koji poništavaju pozitivne efekte usled raznovrsnosti po vremenu. Slično, kad je kašnjenje koje unosi kanal veoma povećano, efekat prostiranja po više puteva, a samim tim i intersimbolska interferencija, je povećan, što je dovelo do degradacije performansi sistema.

Kao što se i očekivalo, oba ekvalizatora su ostvarila bolje performanse kad je povećan odnos signal-šum (SNR), iako je uočeno da $\text{SNR}\leq 12\text{dB}$ prouzrokuje efekat prostiranja greške kod nelinearnog (DF) prijemnika. Ipak, pokazano je da korišćenjem nove metode kontrole efekata prostiranja greške kod nelinearnog (DF) ekvalizatora, odnosno modifikovane automatske funkcije čišćenja koeficijenata povratnog filtra, moguće smanjiti grešku i do dva reda veličine.

Performanse nelinearnog (DF) ekvalizatora sa detektovanim i tačnim simbolima dovedenim u povratni filter, su takodje uporedjene sa teorijskim performansama prilagodjenog filtra za kanale sa Relejevim fadingom, koji predstavlja teorijsku granicu performansi za sve tehnike uklanjanja intersimbolske interferencije.

"Realistični" nelinearni (DF) ekvalizator (sa detektovanim simbolima) se pokazao kao oko tri puta gori, a "teorijski" nelinearni (DF) ekvalizator (sa tačnim simbolima) oko dva puta gori nego "optimalni" prijemnik, pokazujući teorijske granice maksimalno mogućeg poboljšanja performansi sistema koje bi se moglo dobiti od mnogo komplikovanijih detektora koji rade na principu maksimiziranja funkcije izgleda.

Proširivanje spektra filtera za uobličavanje signala veoma malo poboljšava performanse sistema, i to više kod linearnog nego kod nelinearnog (DF) ekvalizatora.

8.2 Preporuke za dalje istraživanje

Dalja istraživanja u oblasti radio telekomunikacionih sistema za veoma brz prenos podataka u zatvorenim prostorima bi se mogla baviti sledećim problemima:

- Performanse ekvalizatora pri još većim brzinama signalizacije nego što su uzeti u ovoj tezi. Brzine signalizacije od $R_b=100\text{Mbit/s}$ ili čak veće bi bile zanimljive (npr. prenos medicinskih podataka u bolnicama, računarske telekomunikacije u projektantskim biroima, itd.) za najveće do sad izmerene vrednosti kašnjenja koje unosi kanal od $T_m=500\text{ns}$.

- Eksponencijalno opadajući profili snage po kašnjenju, kako za Relejev model, tako i za Rajsov model (slučajna komponenta profila snage) kanala, su korišćeni u ovoj tezi. Uzimanje u obzir nekih drugih oblika profila snage po kašnjenju, dobijenih u različitim unutrašnjim okruženjima, uslovima prostiranja i frekvencijama.

- U Rajsovom modelu kanala, korišćenom za simulacije na računaru, raspodela ukupne snage izmedju fiksne i slučajne komponente je određena eksperimentalnim vrednostima Rajsovog faktora, pri čemu je širokopojasna snaga slučajne komponente bila eksponencijalno opadajuća, dok je fiksna komponenta imala konstantnu vrednost u celom opsegu kašnjenja. Ovaj model, korišćen u postupku simulacije na računaru, bi uglavnom odgovarao slučaju kad ne postoji optička vidljivost izmedju predaje i prijema (OBS) a feding, koji unosi kanal u radio signal koji se prenosi ima Rajsovu raspodelu.

Druga mogućnost je da se snaga svake pojedinačne fiksne komponente odredi posebno na osnovu date vrednosti Rajsovog faktora i snage odgovarajuće slučajne komponente za tu određenu vrednost kašnjenja τ_n . Ipak, u slučaju da postoji optička vidljivost izmedju predajne i prijemne antene (LOS), koncentrisanje celokupne snage fiksne komponente u prvu komponentu signala na prijemu, bi verovatno predstavljalo realističniji model za kanal sa Rajsovim fedingom.

- Neka pitanja, u vezi sa koeficijentima linearnog i nelinearnog (DF) ekvalizatora, bi bilo potrebno ispitati. Impulsni odzivi kanala, korišćeni u ovoj tezi, su bili fiksirani za vreme prenosa celokupne test sekvence simbola, dok su koeficijenti ekvalizatora podešavani i posle perioda podešavanja. Bilo bi od interesa takodje ispitati i performanse sistema u slučaju da su koeficijenti ekvalizatora "zamrznuti" na njihove vrednosti posle perioda podešavanja, i to pogotovo za DF prijemnik, kod koga se javlja efekat prostiranja greške. Takodje, bilo bi korisno ispitati za koje "loše" kanale koeficijenti nelinearnog (DF) ekvalizatora divergiraju. Izvesno uobličavanje signala na predaji (predistorzija) posle ispitivanja karakteristika kanala, bi se moglo uzeti u razmatranje za takve kanale. Problem prostiranja greške u algoritam podešavanja koeficijenata ekvalizatora (linearnog i nelinearnog) bi mogao biti uklonjen ukoliko bi se koristili stvarni umesto detektovanih simbola. Iako su obavljena neka poredjenja udela prostiranja greške kroz algoritam podešavanja koeficijenata odnosno kroz povratni filter nelinearnog (DF) ekvalizatora u ukupnim performansama DF prijemnika (vrednosti koeficijenata ekvalizatora su pomereni u odnosu na njihove optimalne vrednosti), detaljnija istraživanja bi bila potrebna.

- Pобољшанја performansi sistema sa detektorom koji maksimizira funkciju izgleda u odnosu na "teoretski" DF prijemnik, bi se mogla ispitati.

- Izvesni problemi u vezi sa interferencijom izmedju kanala (adjacent channel interference), interferencijom u samom kanalu (co-channel interference), kao i nelinearnostima (uvodjenjem pojačavača snage) bi predstavljale zanimljive teme za istraživanje.

- Konačno, bilo bi veoma poželjno da se posle teorijske analize, računarskih simulacija i merenja performansi sistema uradi i praktična realizacija posmatranog radio telekomunikacionog sistema u zatvorenom prostoru. Niz praktičnih problema, npr. automatska kontrola pojačanja,

A/D konverzija i obrada signala u realnom vremenu, sinhronizacija signala u vremenu (faza nosioca i vreme odmeravanja), itd., bi predstavljali pravi izazov za buduća istraživanja.

Prilog A

Simulacioni metod

Performanse linearne i nelinearne (DF) ekvalizacije linearnih, vremenski-disperzivnih radio kanala u zatvorenim prostorima, kao i između zatvorenih prostora, su procenjene koristeći metodu simulacija na računaru.

Procene performansi sistema su uradjene na osnovu modela kanala sa različitim statistikama envelope signala na prijemu (Poglavlja 3 - 5 i Poglavlje 7), kao i na osnovu izmerenih impulsnih odziva kanala (Poglavlje 6).

Linearni ekvalizator sa jediničnim kašnjenjem (simbol interval između koeficijenata) predstavlja jednostavan oblik ekvalizacije kako po tipu tako i po strukturi. Kao čest kriterijum za optimizaciju vrednosti koeficijenata ekvalizatora uzima se minimizacija sredje-kvadratne greske (MMSE) između željene i stvarne vrednosti signala na izlazu iz ekvalizatora [1]. LMS algoritam se koristi izvrši rekurzivno minimizaciju srednje-kvadratne greške.

Upravo ta tehnika adaptivne ekvalizacije je korišćena kao početni korak ka poboljšanju performansi sistema.

Sledeći korak bi bilo korišćenje jednostavnog nelinearnog tipa ekvalizatora, odnosno DF

ekvalizatora sa jediničnim kašnjenjem između koeficijenata kako direktnog, tako i povratnog filtra, sa istim algoritmom podešavanja koeficijenata ekvalizatora. Međutim, zbog odmeravanja prijemnog signala na ulazu u direktni filter ekvalizatora brzinom slanja simbola (symbol rate), ekvalizator sa jediničnim kašnjenjem je osetljiv na izbor faze odmeravanja. Optimalna LMS - DF konfiguracija ekvalizatora bi zahtevala brže odmeravanje da bi se izbegao efekat preklapanja spektra signala.

Prva (najjednostavnija) i treća (optimalna) struktura ekvalizatora se koriste za predikciju performansi sistema, iako su neke procene performansi sistema uradjene i za drugu strukturu da bi se ocenio doprinos bržeg odmeravanja signala na poboljšanje ukupnih performansi sistema.

Širina frekventnog opsega fadinga, kao mera vremenskih promena karakteristika kanala (predajna i prijemna antena su nepomične), je procenjena na manje od 10 Hz (4 Hz u [2], 6.1 Hz u [3]). Znači, da je kanal u osnovi stacionaran u periodu vremena od približno 0.1s. Eksperimentalne studije, obavljene u nekoliko fabričkih zgrada, su pokazale da se struktura kanala ne menja značajno pri malim pomerajima terminala (put od 4.3 talasne dužine = 1m) za veze gde postoji optička vidljivost predajne i prijemne antene (LOS) (ipak, kad ne postoji optička vidljivost - slučaj OBS, prosečni korelacioni koeficijent je bio približno nula) [4,5]. Pretpostavljajući da se struktura kanala menja značajno pri pomeranju terminala od približno jedne talasne dužine, za opseg frekvencija koje su u ovde uzete u obzir (900 MHz - 11.5 GHz), očekuje se da će se kanal promeniti posle između 120msec (900 MHz frekvencijski opseg, računarski generisani kanali) i 9.4 msec (11.5 GHz frekvencijski opseg, izmereni kanali).

Dužina sekvence podataka koja se koristi u postupku simulacije na računaru je 20000 simbola (1000 za režim podešavanje i 19000 za režim praćenje). Vreme trajanja prenosa test sekvence od 20000 simbola podataka pri najmanjoj posmatranoj brzini od 2 Mbit/s je približno 20 msec. Iz toga sledi da, za vreme trajanja simulacionog testa kod računarski generisanih kanala, kanal se ne bi promenio, dok bi se kod izmerenih kanala promena karakteristika kanala desila.

Sekvenca za podešavanje koeficijenata ekvalizatora je izabrana da bude dovoljno duga da bi se osigurala konvergencija koeficijenata ekvalizatora ka njihovim optimalnim

vrednostima čak i za ekvalizatore sa maksimalnim brojem koeficijenata i "najgorim" realizacijama kanala. Iako bi toliko duga trening sekvenca bila neprihvatljiva u praksi, algoritam sa brзом konvergencijom, kao što je Kalmanov algoritam [1], bi predstavljao bolji izbor da bi se zadovoljila stroga ograničenja o maksimalnom broju simbola korišćenim za trening. Ako se oko 10% od ukupnog broja simbola koji se dodeljuju u okviru rama svakom korisniku koristi za trening [6], dužina trening sekvence bi trebalo da se računa u desetinama a ne stotinama simbola podataka.

LMS algoritam može da prati spore promene radio kanala u zatvorenom prostoru (sporije nego što je brzina konvergencije algoritma za podešavanje koeficijenata ekvalizatora) i koji bi se koristio ako je vreme potrebno za prenos aktualne sekvence podataka (režim praćenje) bilo približno isto kao i vreme u kojem su karakteristike kanala nepromenljive, dok bi se koeficijenti ekvalizatora mogli "zamrznuti" na njihovim optimalnim vrednostima (vrednosti koeficijenata na kraju trening perioda) kad su karakteristike kanala praktično fiksne za vreme prenosa celokupne sekvence simbola podataka u vremenskom slotu dodeljenom svakom pojedinačnom korisniku.

LMS algoritam je jednostavan za implementaciju, sa kompleksnošću izračunavanja proporcionalnom $2N$ (N je ukupna dužina ekvalizatora) [9]. Mali broj operacija po iteraciji koje zahteva LMS algoritam može da bude značajna prednost kod obrade signala u realnom vremenu u praktičnim realizacijama sistema.

Statistički model radio kanala u zatvorenom prostoru, koji je korišćen za simulaciju na računaru kanala sa Relejevim fadingom, je baziran na merenjima obavljenim u zgradi srednje veličine sa radnim prostorijama [7]. Merenja su pokazala da je opadanje snage sukcesivnih puteva (komponenti signala) u profilu snage po kašnjenju eksponencijalno. Putevi u profilu snage po kašnjenju su pomnoženi eksponencijalno opadajućom envelopom čija je vremenska konstanta jednaka kvadratnom korenu drugog centralnog momenta profila snage po vremenu (Poglavlje 1, jednačina (1.4)), i profili su normalizovani na jediničnu površinu po generisanju. Pošto je funkcija gustine verovatnoće snaga pojedinih puteva eksponencijalna, amplitude puteva imaju Relejevu raspodelu. Na kraju, ekvivalentni impulsni odziv kanala u osnovnom opsegu se formira kad se uniformno raspodeljena u $[0, 2\pi]$ faza θ_n , pridruži svakom paru amplitude puta

β_n i vremena dolaska τ_n . Pojednostavljeni "one-cluster" model kanala sa Relejevim fadingom je korišćen za evaluaciju performansi.

Slično slučaju simulacija na računaru Relejevog modela kanala, opadanje snage slučajnih komponenti uzastopnih (sukcesivnih) puteva u profilu snage po kašnjenju je eksponencijalno, dok je snaga fiksne (dominantne) komponente uzastopnih puteva uzeto da bude uniformna po celom profilu snage po kašnjenju. Normalizacija na jediničnu površinu profila snage generisanih na računaru je takodje uradjena i za Rajsov model kanala koji se koristi za simulacije na računaru.

Tokom izvodjenja simulacija na računaru, pretpostavlja se da je demodulacija signala na prijemu uradjena koherentno u odnosu na prvu komponentu signala od L komponenti, tj., kašnjenje pri prostiranju $\tau_1 = 0$, i fazni pomak $\theta_1 = 0$. Početni ugao koji unosi modulator je takodje uzet da je nula, a frekvencija nosioca, kako za Relejev, tako i za Rajsov model kanala, je 900.54 MHz.

Kriterijum, korišćen za podešavanje koeficijenata ekvalizatora, je minimizacija srednje-kvadratne greške (MMSE). U početku, svi koeficijenti su postavljeni na nulu. Zatim se šalje sekvenca od 1000 simbola za podešavanje koeficijenata ekvalizatora (režim podešavanje u kojem ekvalizator "uči" o nepoznatim karakteristikama kanala). Posle toga se algoritam prebacuje u režim praćenja u kojem se signal greške dobija na osnovu konačne procene prijemnika o tome koja je sekvenca simbola podataka poslata, pri čemu se pretpostavlja da su simboli podataka detektovani ispravno sa velikom verovatnoćom. Dužina ukupne sekvence aktualnih simbola podataka (nepoznatih na prijemu) je 19000.

Performanse su procenjene uzimajući prosečnu verovatnoću greške po bitu (BER) koja se dobija kao količnik pogrešno detektovanih bitu prema ukupnom broju poslatih bita. Kod računarski generisanih kanala pojedina verovatnoća greške je izracunata za slučajno generisan impulsni odziv kanala, koji se smatra fiksnim za vreme trajanja prenosa sekvence podataka. Slično je i za izmerene kanale, određeni impulsni odziv kanala koji se dobija za određenu kombinaciju predajnik-prijemnik, određene uslove prostiranja (radna ili konferencijska prostorija), određenu topografiju (LOS ili OBS) i frekvenciju

(2.4, 4.75 ili 11.5 GHz), se koristi za izračunavanje greške.

U slučaju računarski generisanih kanala, broj merenja po prosečnoj verovatnoći greške je bio tipično između 20 i 30, povremeno 100. Varijanse greške su se nalazile okvirno u opsegu od 10 do 20%.

Kod izmerenih kanala, prosečna greška je nadjena kao srednja vrednost u ansamblu od 20 pojedinačnih vrednosti greške, dobijenih za sve dostupne rezultate merenja obavljenih za određene uslove prostiranja, topografiju i frekvenciju.

Reference

- [1] Proakis, J.G.: "Digital Communications", New York: McGraw-Hill, 1989, 2nd ed.
- [2] Bultitude, R.J.C.: "Measurement, Characterization and Modeling of Indoor 800/900 MHz Radio Channels for Digital Communications", IEEE Com. Mag., 25, pp. 5-12, June 1987.
- [3] Howard S.J. and K. Pahlavan: "Doppler Spread Measurements of the Indoor Radio Channels", Electron. Lett., 26, pp. 107-108, Jan. 1990.
- [4] Rappaport, S.T. and C.D. McGillem: "UHF Fading in Factories", IEEE J. on Selected Areas in Commun., SAC-7, pp. 40-48, Jan. 1989.
- [5] Hashemi, H: "The Indoor Propagation Channel", Proc. of the IEEE, 81, pp. 943-967, Jul. 1993.
- [6] Proakis, J.G.: "Adaptive Equalization for TDMA Digital Mobile Radio", IEEE Trans., VT-40, pp. 333-341, May 1991.
- [7] Saleh, A.A.M. and R.A. Valenzuela: "A Statistical Model for Indoor Multipath Propagation", IEEE J. on Selected Areas in Commun., SAC-5, pp. 128-137, Feb. 1987.

Prilog B

Teorijske performanse prilagodjenog filtra za kanale sa raznovrsnošću i Relejevim fedingom

Izvodjenje teorijskih performansi prilagodjenog filtra kao optimalnog prijemnika, će slediti, uglavnom, pristup analize performansi iz [1].

Za usamljeni simbol koji se prenosi x_0 , odmerak signala neposredno ispred odlučivača je $y_0 = q_0 x_0 + n_0$, gde

$$q_0 = \int_{-W/2}^{W/2} |G_n(f)H(f)|^2 df \quad (\text{B.1})$$

gde $G_n(f) = G_1(f)\sqrt{N(f)}$ ($G_1(f)$ je frekvencijski odziv predajnog filtra i $N(f)$ je spektar gustine snage šuma), $H(f)$ je frekvetni odziv kanala, W je ukupna širina spektra signala koji se prenosi i n_0 je odmerak šuma sa srednje-kvadratnom vrednošću

$$E[|n_0|^2] = \int_{-W/2}^{W/2} N(f) |P(f)|^2 df = q_0 \quad (\text{B.2})$$

gde $P(f) = G_1^*(f)H^*(f)\exp(-j2\pi ft_0)/N(f)$ je prilagodjeni filter sa ubeljavanjem i t_0 je trenutak odmeravanja signala.

Tad je verovatnoća greške po bitu

$$BER = e(z) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{q_0}) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{\epsilon z}) \quad (\text{B.3})$$

gde ϵ je definisana kao

$$\epsilon = \int_{-W/2}^{W/2} |G_n(f)|^2 df \quad (\text{B.4})$$

a z kao

$$z = \frac{1}{\epsilon} \int_{-W/2}^{W/2} |G_n(f) H(f)|^2 df \quad (\text{B.5})$$

ili

$$z = \int_{-W/2}^{W/2} |Z(f)|^2 df \quad (\text{B.6})$$

gde se $Z(f)$, koristeći Karhunen - Loeve -ov ortogonalni razvoj [2], može predstaviti kao

$$Z(f) = \sum_{i=1}^N \sqrt{\lambda_i} c_i \phi_i(f) \quad (\text{B.7})$$

gde $\{\lambda_i\}$ je skup različitih sopstvenih vrednosti, $\{c_i\}$ je skup nezavisnih kompleksnih Gausovih slučajnih promenljivih sa nultom srednjom vrednošću i jediničnom varijansom i $\{\phi_i\}$ je skup sopstvenih funkcija ortonormalnih u frekventnom opsegu signala $[-W/2, W/2]$.

Zamenom (B.7) u (B.6), i imajući u vidu ortonormalnost sopstvenih funkcija $\{\phi_i\}$, se dobija

$$z = \sum_{i=1}^N \lambda_i |c_i|^2 = \sum_{i=1}^N \gamma_i \quad (\text{B.8})$$

gde γ_i je centralna hi-kvadratna (chi-square) slučajna promenljiva sa dva stepena slobode.

Sledi da je funkcija gustine verovatnoće slučajne promenljive z [3]

$$p(z) = \sum_{i=1}^N \frac{A_i \exp(-\frac{z}{\lambda_i})}{\lambda_i} \quad (\text{B.9})$$

gde su koeficijenti $\{A_i\}$ razvoja u parcijalne razlomke, dobijeni iz [4]

$$A_i = \prod_{j=1, j \neq i}^N \frac{\lambda_j}{\lambda_i - \lambda_j} \quad (\text{B.10})$$

Iz (B.3) i (B.9) prosečna verovatnoća greške po bitu se može predstaviti kao

$$BER = \int_0^{\infty} e(z) p(z) dz \quad (\text{B.11})$$

i koristeći formulu datu u (jed. (2.24)) prosečna verovatnoća greške po bitu konačno postaje

$$BER = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^N A_i \left(1 - \sqrt{\frac{\lambda_i}{1+\lambda_i}}\right) \quad (\text{B.12})$$

gde su vrednosti za A_i ($i=1, \dots, N$) iste kao i u (B.10).

Reference

- [1] Clark, M.V., L.J. Greenstein, W.K. Kennedy and M. Shaffi: "Matched Filter Performance Bounds for Diversity Combining Receivers in Digital Mobile Radio", IEEE Trans, VT-41, pp. 356-362, Nov. 1992.
- [2] Davenport, W.B. and W.L. Root: "An Introduction to the Theory of Random Signals and Noise", New York: McGraw-Hill, pp. 96-101, 1958.
- [3] Proakis, J.G.: "Digital Communications", New York: McGraw-Hill, pp. 25-26, 1989.
- [4] Nagrath, I.J. and M. Gopal: "Control Systems Engineering", New York: Wiley, pp. 681-685, 1982.

Spisak simbola

Poglavlje 1

β_n	magnituda n-tog elementa odziva
τ_n	kašnjenje n-tog elementa odziva
θ_n	faza n-tog elementa odziva
T_m	maksimalno kašnjenje koje unosi kanal
T	simbol interval
τ_{rms}	koren srednje-kvadratnog kašnjenja koje unosi kanal
X_k	k-ti odmerak signala na ulazu u ekvalizator
c_n	n-ti koeficijent ekvalizatora
Z^{-1}	jedinično kašnjenje
$Z^{-1/2}$	kašnjenje jednako polovini simbol intervala
\hat{I}_k	signal na izlazu iz ekvalizatora za k-ti simbol
\tilde{I}_k	signal na izlazu iz detektora za k-ti simbol
ϵ_k	signal greške za k-ti simbol
Δ	korak podešavanja koeficijenata ekvalizatora
K	Rajsov faktor

Poglavlje 2

$q(t)$	ekvivalentni impulсни odziv sistema
\bar{E}_b	srednja energija signala na prijemu po bitu
$g_i(t)$	talasni oblik predajnog filtra
$h(t)$	impulсни odziv kanala

$g_2(t)$	talasni oblik prijemnog filtra
$g(t)$	ekvivalentni filter
$r(t)$	signal na prijemu u osnovnom opsegu
x_k	k-ti simbol podataka
$n(t)$	aditivni beli Gausov šum
z	varijabla na ulazu u odlučivač
N_1	broj koeficijenata direktnog filtra ispred centralnog koef.
N_2	broj koeficijenata direktnog filtra posle centralnog koef.
c_n	n-ti koeficijent direktnog filtra
t_0	trenutak odmeravanja
$q(t_0)$	ekvivalentni impulsni odziv sistema u trenutku odmeravanja
T	simbol interval
τ_s	vremenski razmak izmedju koeficijenata direktnog filtra nelin. ekv.
$v(t_0)$	varijabla šuma iza prijemnog filtra u trenutku odmeravanja
M	broj koeficijenata povratnog filtra nelin. ekv.
b_m	m-ti koeficijent povratnog filtra nelin. ekv.
\hat{x}_k	k-ti detektovani simbol podataka
$n(t_0)$	varijabla šuma u trenutku odmeravanja
N_0	spektralna gustina snage šuma
γ_0^2	snaga šuma iza direktnog filtra nelin. ekv.
c	vektor koeficijenata direktnog filtra
v	vektor varijabli šuma iza direktnog filtra
G_0	matrica koja sadrži samo snagu Gausovog šuma
γ^2	ukupna snaga Gausovog šuma i ISI komponente
v_1	vektor ISI komponenti iza direktnog filtra nelin. ekv.
I	broj značajnih ISI komponenti kod nelin. ekv.
q_k	vektor-ekvivalentni impulsni odziv sistema za k-ti simbol
G	matrica koja sadrži snage Gausovog šuma i ISI komponente
SNR	odnos signal-šum pre detektora
q_0	vektor-ekvivalentni impulsni odziv sistema za 0-ti simbol
a	vektor diagonalizovanih komponenti odnosa signal-šum

A	ortonormalna diagonalizirajuća matrica
Γ	diagonalizirana matrica sopstvenih vrednosti
$w(u)$	funkcija gustine verovatnoće (Relejev slučaj)
ω	argument karakteristične funkcije (Relejev slučaj)
λ_n	n-ta sopstvena vrednost (prosečni SNR za n-ti različiti put)
$P_1(\omega)$	karakteristična funkcija (Relejev slučaj)
B_n	n-ti koeficijent razvoja u parcijalne razlomke
Λ_n	n-ti normalizovana sopstvena vrednost
\hat{p}	prosečna verovatnoća greške po bitu (koherentna 4-QAM)
\hat{p}_1	prosečna verovatnoća greške po bitu (DFE-Relejev slučaj)
I_1	broj značajnih budućih ISI komponenti
I_2	broj značajnih prošlih ISI komponenti
$P_2(\omega)$	karakteristična funkcija (Rajsov slučaj)
s^2	n-ti različit put - snaga fiksne komponente (Rajsov slučaj)
\hat{p}_2	prosečna verovatnoća greške po bitu (DFE-Rajsov slučaj)
$I_0(u)$	modifikovana Beselova funkcija prve vrste nultog reda
s	n-ti različit put - magnituda fiksne komponente (Rajsov slučaj)
$\Gamma(j)$	gama funkcija

Poglavlje 3

$u(t)$	signal na izlazu predajnika u osnovnom opsegu
x_k	k-ti simbol podataka
$g_1(t)$	talasni oblik predajnog filtra
T	simbol interval

$h(\tau)$	vremenski nepromenljiv kompleksni ekvivalentni impulsni odziv kanala
$Q(\tau)$	profil snage po kašnjenju
$\delta(x)$	Dirakova delta funkcija
L	broj različitih puteva
β_n	magnituda n-tog različitog puta
τ_n	kašnjenje n-tog različitog puta
θ_n	faza n-tog različitog puta
T_m	maksimalno kašnjenje koje unosi kanala
τ_{rms}	koren srednje-kvadratnog kašnjenja koje unosi kanal
τ_m	srednja vrednost kašnjenja koje unosi kanal
τ_A	vreme dolaska prve komponente signala na prijemu
λ	prosečna frekvencija dolazaka Poasonovog procesa
$r(t)$	signal na prijemu u osnovnom opsegu
$n(t)$	aditivni beli Gausov šum
$z(kT)$	varijabla na ulazu u odlučivač k-tog simbola
K	broj koeficijenata ekvalizatora posle centralnog koef.
c_n	n-ti koeficijent ekvalizatora
$y(kT)$	signal na ulazu u ekvalizator za k-ti simbol
$n^*(kT)$	šum na izlazu iz ekvalizatora za k-ti simbol
$q(kT)$	ekvivalentni impulsni odziv sistema za k-ti simbol
$n'(kT)$	šum na ulazu u ekvalizator za k-ti simbol
e_k	signal greške za k-ti simbol
$c_n(k)$	n-ti koeficijent ekvalizatora za k-ti simbol
Δ	korak podešavanja koeficijenata linearnog ekvalizatora
LE	dužina linearnog ekvalizatora
$T_m R_b$	normalizovana brzina signalizacije
R_b	brzina signalizacije
α	parametar filtra za uobličavanje elementarnih signala podataka

Poglavlje 4

$u(t)$	signal na izlazu predajnika u osnovnom opsegu
x_k	k-ti simbol podataka
$g_l(t)$	talasni oblik predajnog filtra
T	simbol interval
$h(t)$	impulsni oblik kanala
L	broj različitih puteva
$\delta(t)$	Dirakova delta funkcija
β_n	magnituda n-tog različitog puta
τ_n	kašnjenje n-tog različitog puta
θ_n	faza n-tog različitog puta
T_m	maksimalno kašnjenje koje unosi kanal
$w(kT)$	signal na izlazu direktnog filtra za k-ti simbol
c_n	n-ti koeficijent ekvalizatora
$y(kT)$	signal na ulazu u ekvalizator za k-ti simbol
$n'(kT)$	šum na izlazu iz ekvalizatora za k-ti simbol
$z(kT)$	signal na izlazu iz ekvalizatora za k-ti simbol
N	broj koeficijenata direktnog filtra pre (posle) centralnog koef.
M	broj koeficijenata povratnog filtra
b_m	m-ti koeficijent povratnog filtra
$\hat{x}(kT)$	k-ti detektovani simbol podataka
$c_n(k)$	n-th koeficijent direktnog filtra za k-ti simbol
Δ_F	korak podešavanja koeficijenata direktnog filtra
e_k	signal greške za k-ti simbol
$b_m(k)$	m-ti koeficijent povratnog filtra za k-ti simbol
Δ_B	korak podešavanja koeficijenata povratnog filtra
R_b	brzina signalizacije
α	parametar filtra za uobličavanje elementarnih signala podataka
LE	dužina linearnog ekvalizatora

$T_m R_b$	normalizovana brzina signalizacije
LE_F	dužina direktnog filtra nelin. (DF) ekv.
LE_B	dužina povratnog filtra nelin. (DF) ekv.

Poglavlje 5

K	Rajsov faktor
T_m	maksimalno kašnjenje koje unosi kanal
$T_m R_b$	normalizovana brzina signalizacije
LE	dužina linearnog ekvalizatora
LE_F	dužina direktnog filtra nelin. (DF) ekv.
LE_B	dužina povratnog filtra nelin. (DF) ekv.
R_b	brzina signalizacije

Poglavlje 6

$T_m R_b$	normalizovana brzina signalizacije
R_b	brzina signalizacije

Poglavlje 7

$T_m R_b$	normalizovana brzina signalizacije
$s(t)$	signal na izlazu iz predajnika u osnovnom opsegu
a_m	m-ti simbol podataka
$p(t)$	talasni oblik predajnog filtra
$r(t)$	signal na prijemu
L	broj različitih puteva
β_k	magnituda k-tog različitog puta
τ_k	kašnjenje k-tog različitog puta
θ_k	faza k-tog različitog puta
$n(t)$	aditivni beli Gausov šum
T_m	maksimalno kašnjenje koje unosi kanal
R_b	brzina signalizacije

T	simbol interval
LE	dužina linearnog ekvalizatora
LE_F	dužina direktnog filtra nelin. (DF) ekv.
LE_B	dužina povratnog filtra nelin. (DF) ekv.

Poglavlje 8

$T_m R_b$	normalizovana brzina signalizacije
R_b	brzina signalizacije
T_m	maksimalno kašnjenje koje unosi kanal
τ_n	kašnjenje n-tog različitog puta

Prilog A

N	ukupna dužina ekvalizatora
β_n	magnituda n-tog različitog puta
τ_n	kašnjenje n-tog različitog puta
θ_n	faza n-tog različitog puta

Prilog B

q_0	ekvivalentni impulsni odziv sistema 0-tog simbola
x_0	0-ti simbol podataka
y_0	signal na prijemu za 0-ti simbol
n_0	varijabla šuma za 0-ti simbol
W	frekvencijski opseg prenosnog signala
$G_n(f)$	normalizovani frekvencijski odziv predajnog filtra
$H(f)$	frekvencijski odziv kanala
$G_1(f)$	frekvencijski odziv predajnog filtra
$N(f)$	spektralna gustina snage šuma
$P(f)$	frekvencijski odziv prilagodjenog filtra sa ubeljavanjem
t_0	trenutak odmeravanja

$e(z)$	verovatnoća greške po bitu
ϵ	normalizacijski faktor
z	normalizovan odnos signal-šum
$Z(f)$	frekvencijski odziv normalizovanog odnosa signal-šum
N	broj članova razvoja u parcijalne razlomke
λ_i	i -ta sopstvena vrednost
c_i	i -ta kompleksna Gausova varijabla srednje vrednosti i i nulte varijanse
$\phi_i(f)$	i -ta ortonormalna sopstvena funkcija
γ_i	i -ta centralna hi-kvadrat varijabla sa 2 stepena slobode
$p(z)$	funkcija gustine verovatnoće
A_i	i -ti koeficijent razvoja u parcijalne razlomke
BER	prosečna verovatnoća greške po bitu

Spisak skraćenica

LAN	lokalna računarska mreža (local area network)
CDMA	višestruki pristup mreži na bazi kodnog multipleksa (code - division multiple access)
FDMA	višestruki pristup mreži na bazi frekvencijskog multipleksa (frequency - division multiple access)
TDMA	višestruki prenos mreži na bazi vremenskog multipleksa (time - division multiple access)
IWC	radio telekomunikacije u zatvorenim prostorima (indoor wireless communications)
UHF	ultra visoke frekvencije
ISI	intersimbolska interferencija
4-QAM	4 - kvadraturna amplitudska modulacija
SNR	odnos signal - šum
BER	verovatnoća greške po bitu
LMS	(metoda) najmanjih srednjih kvadrata
MSE	srednje - kvadratna greška
MMSE	minimum srednje - kvadratne greške
LOS	postojanje linije optičke vidljivosti
OBS	ne postojanje linije optičke vidljivosti
DF	kvantovana povratna sprega
DFE	ekvalizator sa kvantovanom povratnom spregom
TNO-FEL	Fysisch en Electronisch Laboratorium - TNO
DFT	diskretna Furijeova transformacija
A/D	analogno - digitalna konverzija



