



UNIVERZITET U NIŠU
ELEKTRONSKI FAKULTET



Suad N. Suljović

**ANALIZA POBOLJŠANJA PERFORMANSI
PRENOSA RELEJNIH SISTEMA SA
ASPEKTA PRIMENE DIVERZITI
TEHNIKA KOMBINOVANJA**

DOKTORSKA DISERTACIJA

Niš, 2019.



UNIVERSITY OF NIŠ
FACULTY OF ELECTRONIC ENGINEERING



Suad N. Suljović

**ANALYSIS OF PERFORMANCE
IMPROVEMENT IN RELAY
COMMUNICATION SYSTEMS FROM
THE ASPECT OF DIVERSITY
COMBINING TECHNIQUES**

DOCTORAL DISSERTATION

Niš, 2019.

Podaci o doktorskoj disertaciji

Mentor:	Dr Dejan N. Milić, redovni profesor, Univerzitet u Nišu, Elektronski fakultet
Naslov:	Analiza poboljšanja performansi prenosa relejnih sistema sa aspekta primene diverziti tehnika kombinovanja
Rezime:	<p>U ovoj disertaciji su razmatrane performanse bežičnog relejnog prenosa signala u prisustvu generalnih tipova smetnji, kao i mogućnost poboljšanja performansi u posmatranom okruženju primenom tehnika diverziti kombinovanja. Proučavano je smanjenje uticaja različitih tipova smetnji: ko-kanalne interferencije, brzog fedinga i efekta senke na relejni prenos signala kroz komunikacione kanale bežičnog medijuma.</p> <p>Poseban akcenat je stavljen na proučavanje generalnih modela fedinga, koji kao posebni slučajevi unutar sebe sadrže ostale jednostavnije modele fedinga. Postignuto unapređenje performansi sistema je razmatrano u funkciji parametara posmatranih sistema za koje su određene optimalne vrednosti.</p> <p>U cilju poboljšanja performansi sistema za bežični prenos signala u prisustvu raznih vrsta smetnji predložene su nove metode kombinovanja diverziti tehnika u releju i na prijemnoj strani. Prilikom primene diverziti tehnika kombinovanja pokazalo se značajno unapređenje performansi bežičnog relejnog prenosa signala, a time i manja verovatnoća otkaza sistema.</p>
Naučna oblast:	Telekomunikacije
Naučna disciplina:	Relejni komunikacioni sistemi
Ključne reči:	Modeli fedinga, tehnike prenosa signala AF i DF, diverziti tehnike kombinovanja, modulacioni formati QPSK i BPSK
UDK:	(621.396.94+621.395.38):004.383.3
CERIF klasifikacija:	T180 Telekomunikacioni inženjering
Tip licence Kreativne zajednice:	CC BY-NC-ND

Data on Doctoral Dissertation

Doctoral Supervisor:	Dr Dejan N. Milić, regular professor, University of Nis, Faculty of Electronic Engineering
Title:	Analysis of performance improvement in relay communication systems from the aspect of diversity combining techniques
Abstract:	<p>In this dissertation the performance of wireless relay signal transmission in the presence of general types of interference is considered, as well as the possibility of improving the performance in the observed environment using the techniques of combining combinations. It has been studied to reduce the influence of various types of interference, such as co-channel interference, fast fading, and shadow effect on relay signal transmission through wireless communication channels.</p> <p>A special emphasis is placed on the study of general models of fading, which as special cases contain other simplicity of fading models. The achieved performance improvement of the system is considered in the function of the parameters of the observed systems for which the optimal values are determined.</p> <p>In order to improve the performance of the wireless signal transmission system in the presence of various types of interruptions, new methods of combining diversion techniques in the relay and on the receiving side. During the application of the diversification of combining techniques, there has been a significant improvement in the performance of the wireless relay signal transmission, and hence the lower probability of failure of the system.</p>
Scientific Field:	Telecommunications
Scientific Discipline:	Relay communication systems
Key Words:	Fading models, AF and DF signal transfer techniques, diversity combining techniques, QPSK and BPSK modulation formats
UDC:	(621.396.94+621.395.38):004.383.3
CERIF Classification:	T180 Telecommunications engineering
Creative Commons License Type:	CC BY-NC-ND

ZAHVALNICA

Koristim ovu priliku da izrazim iskrenu i neizmernu zahvalnost svom mentoru Prof. dr. Dejanu Miliću, kao i profesorima dr. Mihajlu Stefanoviću i dr. Stefanu Paniću, na nesebično prenesenom znanju i svesrdnoj podršci, tokom rada na disertaciji, naučno-istraživačkog rada i školovanja na doktorskim studijama.

Na kraju, duboku zahvalnost dugujem svojim roditeljima i porodici na razumevanju i podršci, koju su mi pružali tokom studiranja.

SADRŽAJ

UVOD	1
1 RELEJNI PRENOS SIGNALA	6
1.1 Dvostruki pojačaj-i-prenosi prenos sa CSI	6
1.2 Dvostruki pojačaj-i-prenosi prenos sa fiksnim pojačanjem	7
1.3 Standardne mere performansi na prijemu	8
1.3.1 Srednja vrednost odnosa signal-šum (SNR)	8
1.3.2 Verovatnoća otkaza	9
1.3.3 Srednja verovatnoća greške po bitu (ABER)	10
1.3.4 Količina fedinga (AoF)	12
1.4 Diverziti tehnika prijema	12
1.4.1 Kombinovanje sa selekcijom (SC)	14
1.4.2 Kombinovanje sa prebacivanjem (SSC)	15
1.4.3 Kombinovanje sa maksimalnim odnosom (MRC)	17
1.4.4 Kombinovanje sa istim težinskim odnosom (EGC)	18
1.5 Modeli bežičnog prostiranja	18
1.5.1 Model k - μ fedinga	19
1.5.2 Model η - μ fedinga	21
2 KARAKTERISTIKE RELEJNOG PRENOSA SIGNALA U SPECIFIČNOM BEŽIČNOM OKRUŽENJU	23
2.1 Performanse relejnog prenosa signala pri uticaju k - μ fedinga na linkovima S-R i R-D dobijene tehnikom AF	23
2.1.1 Verovatnoća otkaza sistema na prijemu	26
2.1.2 Srednja verovatnoća greške po bitu na prijemu	29
2.1.2.1 Performanse sistema za slučaj QPSK modulacije	31
2.1.2.2 Performanse sistema za slučaj BPSK modulacije	32
2.2 Performanse relejnog prenosa signala pri uticaju k - μ fedinga na linkovima S-R i R-D dobijene tehnikom DF	33
2.2.1 Verovatnoća otkaza sistema na prijemu	33
2.2.2 Srednja verovatnoća greške po bitu na prijemu	36
2.2.2.1 Performanse sistema za slučaj QPSK modulacije	38
2.2.2.2 Performanse sistema za slučaj BPSK modulacije	39

2.3 Performanse relejnog prenosa signala pri uticaju η - μ fedinga na linkovima S-R i R-D dobijene tehnikom AF.....	40
2.3.1 Verovatnoća otkaza sistema na prijemu.....	41
2.3.2 Srednja verovatnoća greške po bitu na prijemu	44
2.3.2.1 Performanse sistema za slučaj QPSK modulacije.....	45
2.3.2.2 Performanse sistema za slučaj BPSK modulacije.....	46
2.4 Performanse relejnog prenosa signala pri uticaju η - μ fedinga na linkovima S-R i R-D dobijene tehnikom DF.....	47
2.4.1 Verovatnoća otkaza sistema na prijemu.....	47
2.4.2 Srednja verovatnoća greške po bitu na prijemu	50
2.4.2.1 Performanse sistema za slučaj QPSK modulacije.....	51
2.4.2.2 Performanse sistema za slučaj BPSK modulacije.....	52
2.5 Performanse relejnog prenosa signala pri uticaju k - μ fedinga na linku S-R i η - μ fedinga na linku R-D dobijene tehnikom AF.....	53
2.5.1 Verovatnoća otkaza sistema na prijemu.....	54
2.5.2 Srednja verovatnoća greške po bitu na prijemu	57
2.5.2.1 Performanse sistema za slučaj QPSK modulacije.....	58
2.5.2.2 Performanse sistema za slučaj BPSK modulacije.....	59
2.6 Performanse relejnog prenosa signala pri uticaju k - μ fedinga na linku S-R i η - μ fedinga na linku R-D dobijene tehnikom DF.....	60
2.6.1 Verovatnoća otkaza sistema na prijemu.....	60
2.6.2 Srednja verovatnoća greške po bitu na prijemu	63
2.6.2.1 Performanse sistema za slučaj QPSK modulacije.....	64
2.6.2.2 Performanse sistema za slučaj BPSK modulacije.....	66
2.7 Performanse relejnog prenosa signala pri uticaju η - μ fedinga na linku S-R i k - μ fedinga na linku R-D dobijene tehnikom AF.....	67
2.7.1 Verovatnoća otkaza sistema na prijemu.....	68
2.7.2 Srednja verovatnoća greške po bitu na prijemu	71
2.7.2.1 Performanse sistema za slučaj QPSK modulacije.....	72
2.7.2.2 Performanse sistema za slučaj BPSK modulacije.....	73
2.8 Performanse relejnog prenosa signala pri uticaju η - μ fedinga na linku S-R i k - μ fedinga linku R-D dobijene tehnikom DF	74
2.8.1 Verovatnoća otkaza sistema na prijemu.....	74
2.8.2 Srednja verovatnoća greške po bitu na prijemu	77

2.8.2.1	Performanse sistema za slučaj QPSK modulacije.....	78
2.8.2.2	Performanse sistema za slučaj BPSK modulacije.....	80
3	PRIMENA UNAPREĐENIH DIVERZITI PRIJEMNIKA KOD RELEJNOG PRENOSA SIGNALA	82
3.1	Aspekti primene unapređenih SC diverziti prijemnika.....	83
3.1.1	Performanse sistema za slučaj primene SC diverziti prijemnika dobijene tehtnikom AF	84
3.1.1.1	Verovatnoća otkaza sistema na izlazu SC prijemnika	84
3.1.1.2	Srednja verovatnoća greške po bitu na izlazu SC prijemnika.....	87
3.1.1.2.1	Performanse sistema za slučaj primene QPSK modulacije.....	87
3.1.1.2.2	Performanse sistema za slučaj primene BPSK modulacije.....	88
3.1.2	Performanse sistema za slučaj primene SC diverziti prijemnika dobijene tehtnikom DF	89
3.1.2.1	Verovatnoća otkaza sistema na izlazu SC prijemnika	89
3.1.2.2	Srednja verovatnoća greške po bitu na izlazu SC prijemnika.....	92
3.1.2.2.1	Performanse sistema za slučaj primene QPSK modulacije.....	93
3.1.2.2.2	Performanse sistema za slučaj primene BPSK modulacije.....	95
3.2	Aspekti primene unapređenih MRC diverziti prijemnika.....	97
3.2.1	Performanse sistema za slučaj primene MRC diverziti prijemnika dobijene tehtnikom AF	98
3.2.1.1	Verovatnoća otkaza sistema na izlazu MRC prijemnika	98
3.2.2	Performanse sistema za slučaj primene MRC diverziti prijemnika dobijene tehtnikom DF	101
3.2.2.1	Verovatnoća otkaza sistema na izlazu MRC prijemnika	101
3.3	Aspekti primene unapređenih EGC diverziti prijemnika	102
3.3.1	Performanse sistema za slučaj primene EGC diverziti prijemnika dobijene tehtnikom AF	103
3.3.1.1	Verovatnoća otkaza sistema na izlazu EGC prijemnika	103
3.3.2	Performanse sistema za slučaj primene EGC diverziti prijemnika dobijene tehtnikom DF	105
3.3.2.1	Verovatnoća otkaza sistema na izlazu EGC prijemnika	105
4	UNAPREĐENJE PERFORMANSI RELEJNOG PRENOSA SIGNALA SA ASPEKTA PRIMENE DIVERZITI TEHNIKA	106

4.1	Aspekti primene SC diverziti kombinera u releju i prijemniku	106
4.1.1	Performanse sistema za slučaj primene SC kombinera tehnikom AF	107
4.1.1.1	Verovatnoća otkaza sistema na izlazu SC prijemnika	107
4.1.1.2	Srednja verovatnoća greške po bitu na izlazu SC prijemnika.....	112
4.1.1.2.1	Performanse sistema za slučaj QPSK modulacije.....	113
4.1.1.2.2	Performanse sistema za slučaj BPSK modulacije	114
4.1.2	Performanse sistema za slučaj primene SC kombinera tehnikom DF	115
4.1.2.1	Verovatnoća otkaza sistema na izlazu SC prijemnika	115
4.1.2.2	Srednja verovatnoća greške po bitu na izlazu SC prijemnika.....	119
4.1.2.2.1	Performanse sistema za slučaj QPSK modulacije.....	120
4.1.2.2.2	Performanse sistema za slučaj primene BPSK modulacije	122
4.2	Aspekti primene SC i MRC diverziti kombinera u releju i prijemniku	124
4.2.1	Performanse sistema za slučaj primene SC i MRC kombinera dobijene tehnikom AF	124
4.2.1.1	Verovatnoća otkaza sistema na izlazu MRC prijemnika	125
4.2.2	Performanse sistema za slučaj primene SC i MRC kombinera dobijene tehnikom DF	127
4.2.2.1	Verovatnoća otkaza sistema na na izlazu MRC prijemnika	127
4.3	Aspekti primene SC i EGC diverziti kombinera u releju i prijemniku.....	129
4.3.1	Performanse sistema za slučaj primene SC i EGC kombinera dobijene tehnikom AF	130
4.3.1.1	Verovatnoća otkaza sistema na izlazu EGC prijemnika	130
4.3.2	Performanse sistema za slučaj primene SC i EGC kombinera dobijene tehnikom DF	131
4.3.2.1	Verovatnoća otkaza sistema na izlazu EGC prijemnika	131
5	POREĐENJE NUMERIČKIH REZULTATA.....	133
5.1	Poređenje numeričkih rezultata dobijenih bez primene diverziti tehnika.....	133
5.2	Poređenje numeričkih rezultata dobijenih primenom diverziti tehnika.....	135
	ZAKLJUČAK.....	139
	LITERATURA	143
	SPISAK SKRAĆENICA	151
	SPISAK SLIKA.....	153
	SPISAK TABELA.....	156

UVOD

Razvoj modernih telekomunikacionih sistema dovodi do razmatranja i proučavanja njihovih performansi. Usled prostiranja digitalno moduliranih korisnih signala kroz bežični medijum često dolazi do pojave neželjenih efekata, među kojima je pojava promene nivoa korisnog signala u vremenu, nazvana fading [1, 2]. Zbog ekspanzije komunikacionih servisa i javlja se potreba za proučavanjem i analizom raznih faktora koji utiču na njihov kvalitet.

U ovoj disertaciji proučavaće se performanse bežičnog relejnog signala u prisustvu opštih tipova smetnji, kao i mogućnost unapređenja nekih od mera performansi prenosa u posmatranom okruženju [1, 3]. Analiza postojećih modela i primena novih, opštijih pri modelovanju ovih pojava, verno bi reprezentovala sve kompleksne osobine prenosnog medijuma. Ovi opšti modeli uključuju postojeće modele kao specijalne slučajeve.

Relejni prenos signala kroz komunikacione kanale bežičnog medijuma izložen je uticaju različitih tipova smetnji od kojih su najznačajnije pojave brzog fadinga, efekta senke i međukanalne interferencije [4]. Do pojave brzog fadinga dolazi usled perelamanja, difrakcije i rasejanja korisnog signala duž prenosnog puta, pa se na kraju linka pojavljuje nekoliko kopija željenog signala, različitih amplituda i faza, koje interferiraju i stvaraju rezultujući signal, čiji se nivo menja tokom vremena. Do pojave međukanalne interferencije dolazi usled činjenice da se osim željenog signala na nosećoj frekvenciji detektuje i neki drugi signal.

U ovoj disertaciji akcenat je stavljen na proučavanju uticaja dva opšta modela brzog fadinga, kojima će se modelovati slučajni proces promene amplitude signala, i to na k - μ i η - μ modele fadinga [5, 6, 7, 8]. Unutar njih su sadržani i ostali značajni modeli slučajnih procesa promena amplituda signala: Rejljev, Rajsov, Nakagami- m i Hojtov model, koji se mogu dobiti zadavanjem odgovarajućih vrednosti karakterističnim parametrima opštih modela [9].

Model k - μ fadinga pretpostavlja postojanje linije optičke vidljivosti na prenosnom putu, odnosno postojanje dominantne komponente signala, koja se zajedno sa ostalim rasejanim komponentama signala nehomogeno prostire u prenosnom okruženju. Model η - μ fadinga pretpostavlja nejednake srednje snage komponenti signala u fazi i u kvadraturi, koje se nehomogeno prostiru kroz klastere u prenosnom okruženju. Kada je usled kretanja predajnika i prijemnika u odnosu na relejne stanice prenosno okruženje takvo, da se u njemu nalazi neka dominantna prepreka kretanju signala npr. visoka zgrada ili gusta vegetacija, tada dolazi do kompleksne propagacije čiji je rezultat spora promena snage signala, odnosno efekat senke.

Usled potrebe za efikasnim korišćenjem ograničenog resursa spektra, česta je pojava da se teži ponovnoj dodeli pojedinih frekencijskih kanala u oblastima koje su geografski udaljene. Međutim, usled porasta broja korisnika servisa bežičnog prenosa dolazi do pojave da međukanalna interferencija postaje dominantna smetnja pri prenosu [10, 11]. Zbog toga će biti proučavani principi rada različitih tipova relejnih sistema prenosa: regenerativni i neregenerativni relejni prenos, odnosno tehnike prenosa: dekoduj i prenesi (Decode-and-Forward, DF) i pojačaj i prenesi (Amplify-and-Forward, AF) [12, 13]. Razmatraće se neregenerativni relejni sistemi sa fiksnim pojačanjem, kao i neregenerativni relejni sistemi sa pojačanjem koje je zasnovano na informaciji o trenutnom stanju u komunikacionom kanalu.

Za navedene tipove prenosa će biti određene vrednosti standardnih mera performansi signala na prijemu: verovatnoća otkaza (outage probability, P_{out}) i srednja verovatnoća greške po simbolu (Average Symbol Error Probability, ASEP) za slučajeve prenosa signala različitim koherentnim i nekoherentnim modulacionim formatima: BPSK (Binary Phase Shift Keying), QPSK (Quadrature Phase Shift Keying), CPSK (Coherent Phase Shift Keying), NCFSK (Non-coherent Frequency Shift Keying), M-QAM (M-level Quadrature Amplitude Modulation) [14].

Ciljevi naučnog istraživanja

Cilj ovog istraživanja je da se pokaže da je primenom prostornog diverziti kombinovanja moguće poboljšanje standardnih mera performansi relejnih komunikacionih sistema. U disertaciji će biti formulisani analitički modeli na osnovu kojih će biti određivane performanse relejnog komunikacionog sistema kada nisu primenjivane prostorne diverziti tehnike kombinovanja, a zatim će biti formulisani analitički modeli na osnovu kojih će se određivati performanse relejnih komunikacionih sistema za slučajeve primene tehnika prostornog diverziti kombinovanja i to: kombinovanje sa selekcijom (Selection Combining, SC), kombinovanje sa prebacivanjem (Switch-and-Stay Combining, SSC), kombinovanja sa maksimalnim odnosom (Maximal Ratio Combining, MRC) i kombinovanja sa jednakim težinama (Equal Gain Combining, EGC).

Direktnim poređenjem ovih slučajeva pokazaće se mogućnost i nivo unapređenja performansi sa aspekta primene tehnika prostornog diverziti kombinovanja. Unapređenje performansi sistema biće analizirano u funkciji parametara relejnih sistema prenosa i diverziti terminala, kao što su: broj grana na diverziti terminalima, nivoi korelisanosti između signala sa grana diverziti terminala, uravnoteženost vrednosti srednjih snaga signala (odnos signal-interferencija, gde je interferencija dominantna smetnja) na granama diverziti terminala.

Analiza unapređenja performansi primenom prostornih diverziti tehnika kombinovanja će biti izvršena za različite modele prostiranja, pa i za slučajeve kada su različiti linkovi pojedinih relejnih sistema izloženi uticajima različitih tipova smetnji, odnosno kada se uticaji brzog fedinga i signala međukanalnih interferencija na različitim linkovima posmatranih relejnih sistema modeluju različitim modelima. Razmatraće se i uticaj posmatranih propagacionih modela na nivo unapređenja performansi posmatranih relejnih sistema i to kroz razmatranje uticaja sledećih parametara sistema: snaga dominantnih komponenti signala, broja propagacionih klastera kroz koji se signal prostire, odnosa snaga komponenti u fazi i komponentata u kvadraturi u pojedinim klasterima prostiranja, kao i trenutnih i srednjih vrednosti nivoa odnosa signal-šum (signal-to-noise ratio, SNR) i odnosa signal-interferencija (signal-to-interference ratio, SIR). Na osnovu uticaja navedenih parametara biće određeni modeli sistema za koje je moguće ostvariti najbolje poboljšanje performansi.

Očekivani rezultati, naučna zasnovanost i doprinos istraživanja

Na osnovu direktnog poređenja predloženih relejnih sistema sa diverziti kombinovanjem predstavljenih u disertaciji, sa slučajem relejnog prenosa signala bez upotrebe diverziti tehnika, može se očekivati poboljšanje svih posmatranih standardnih mera performansi bežičnih telekomunikacionih sistema. Pri nepromenjenim prenesenim snagama korisnog signala i signala smetnje, kao i pri istom dometu veze, očekivanja su da će se dobiti manje vrednosti verovatnoće otkaza sistema, kao i srednje verovatnoće greške po simbolu, za slučaj kada se pri relejnom prenosu signala primenjuju tehnike prostornog diverziti kombinovanja.

Za slučaj primene opisanih tehnika prijema pri istom dometu veze i istoj snazi smetnje, očekivanja su da se zahtevane vrednosti verovatnoće otkaza i srednje verovatnoće greške po bitu mogu ostvariti smanjenjem potrebne snage korisnog signala pri prenosu. Takođe, biće prikazano da se pri istoj snazi korisnog signala, istom nivou smetnji u kanalu, prenos signala može ostvariti na većim rastojanjima od predajnog terminala u slučaju primene diverziti tehnika prijema. U slučaju primene diverziti tehnika kada su diverziti grane nekorelisane, možemo očekivati povećanje kapaciteta kanala, a samim time i najbolje performanse sistema.

Primenjene naučne metode

Od naučnih metoda u ovoj disertaciji su primenjivane: analitičke metode, metode modelovanja i simulacije, kao i statističke metode. Primenom statističkih metoda mogu se odrediti statističke karakteristike prvog reda signala koji se prenosi relejnim sistemom:

verovatnoća otkaza i srednja verovatnoća greške po bitu. Na osnovu predstavljenih statističkih veličina prvog reda u zatvorenom obliku mogu se izvršiti analize uticaja raznih parametara, i opisati performanse bežičnih telekomunikacionih sistema.

Zatim će biti formirani modeli neregenerativnog relejnog prenosa sa fiksnim i adaptivnim pojačanjem i primenom neke od posmatranih tehnika prostornog diverziti kombinovanja. Na osnovu ovih modela analitički će biti određene standardne mere performansi sistema: verovatnoća otkaza i srednja verovatnoća greške po bitu za posmatrane relejne sisteme sa diverziti kombinovanjem kao i za slučajeve relejnog prenosa bez diverziti tehnika. Primenom predloženih metoda pri bežičnom relejnom prenosu signala korišćenjem diverziti tehnika očekuje se smanjenje uticaja fedinga, što dovodi do poboljšanja performansi sistema.

Organizacija disertacije

Organizacija disertacije u nastavku je sledeća:

U poglavlju 1 je opisan relejni prenos signala, kao i vrste relejnih sistema. Zatim su opisane tehnike komunikacije relejnog prenosa signala od izvora (source, S) do odredišta (destination, D) preko releja (relay, R): prenos sa informacijom o stanju u kanalu (channel state information CSI) i sa fiksnim pojačanjem. Takođe su opisane neke od standardnih mera performansi sistema na prijemu: srednja vrednost odnosa signal-šum (SNR), kao jedna od važnijih mera performansi koja opisuje osetljivost prijema komunikacionog kanala, verovatnoća otkaza sistema, srednja verovatnoća greške po bitu (average bit error rate ABER), kao i količina fedinga (amount of fading, AoF). U drugom poglavlju takođe su opisane diverziti tehnika prijema, čijom primenom je smanjen uticaj smetnji na korisni signal, kao i tehnike kombinovanja SC, SSC, MRC i EGC. Zatim su opisani modeli bežične propagacije, podele fedinga, kao i feding $k\text{-}\mu$ i $\eta\text{-}\mu$ feding, čiji se uticaj na promene anvelope signala koji se prenosi relejnim putem proučava u doktoratu.

Poglavljje 2 opisuje karakteristike relejnog prenosa u specifičnom bežičnom okruženju pri prenosu signala uz prisustvo $k\text{-}\mu$ i $\eta\text{-}\mu$ fedinga, kao i njihove kombinacije preko relejnog sistema koristeći tehnike AF i DF. U ovom poglavlju matematički su proračunate i grafički prikazane neke od mera performansi prvog reda, kao i tabele za konvergenciju dobijenih izraza za prenos signala preko releja. Primenom programskog paketa Matematica dobijene su koordinate za grafički prikaz nekih od statističkih veličina prvog reda prikazane u programu Origin, na osnovu čijih razmatranja su izvršene analize, konstatacije i tvrđenja o dobijenom transmissionom korisnom signalu na prijemnoj strani u D, bez upotrebe diverziti tehnika.

U poglavlju 3 je definisana terminologija i objašnjena primena kao i vrste diverziti tehnika na prijemnoj strani. Razmatrani su slučajevi primene SC, MRC i EGC terminala sa dva ulaza na prijemu, pri čemu na prvi ulaz terminala dolazi korisni signal linkom R-D na koji utiče feding, a na drugi ulaz u terminal dolazi signal direktnim linkom S-D uz pojavu fedinga. U ovom poglavlju je na osnovu dobijenih izraza za neke performanse prvog reda izvršena analiza, grafički i tabelarno, za slučaj prenosa signala u prisustvu $k-\mu$ fedinga, koji preko releja dolazi na prvi ulaz kombinera na prijemu i signala uz pojavu $\eta-\mu$ fedinga, koji linkom S-D dolazi na drugi ulaz kombinera, a pri tome su korišćene tehnike AF i DF.

U poglavlju 4 je opisan postupak primene diverziti tehnika u relejnoj stanici i na prijemu pri prenosu signala u prisustvu $k-\mu$ i $\eta-\mu$ fedinga, a zatim je izvršeno razmatranje tako dobijenog signala na prijemnoj strani. Na izlazu iz terminala u relejnoj stanici dobijeni signal preko releja se dalje prenosi do prvog ulaza u terminal koji se nalazi na prijemnoj strani. U ovom poglavlju je razmatran slučaj prenosa signala uz pojavu $k-\mu$ fedinga od predajnika do terminala u releju linkom S-R, a linkom R-D prenos signala koji dolazi na prvi ulaz u terminal na prijemnoj strani uz prisutnost takođe $k-\mu$ fedinga, dok na drugi ulaz u terminal na prijemu dolazi signal uz pojavu $\eta-\mu$ fedinga linkom S-D, uključujući tehnike AF i DF. Najznačajniji doprinos ove disertacije se ogleda u primeni diverziti tehnika kojima se značajno povećava efikasnost i poboljšanje performansi telekomunikacionog sistema pri prenosu signala.

U poglavlju 5 je prikazano poređenje dobijenih numeričkih rezultata. Poređenje je izvršeno za dobijene performanse sistema na prijemu posmatrajući pojedine slučajeve prenosa signala bez primene diverziti tehnika, kao i sa primenom diverziti tehnika na prijemu i u relejnoj stanici, uz korišćenje tehnika prenosa AF i DF.

Na kraju su predstavljeni zaključci disertacije, dobijeni na osnovu teorijske analize i eksperimentalne numeričke i grafičke evaluacije.

1 RELEJNI PRENOS SIGNALA

Veoma praktična komunikaciona tehnika za pružanje šire i efikasnije pokrivenosti, kako u modernim (ad hoc, WLAN) tako i u tradicionalnim komunikacionim mrežama je relejni prenos. Razvoj relejnog multi-hop prenosa je uslovljen kontinuiranim porastom brzine prenosa podataka u sadašnjim i budućim bežičnim mrežama. Multi-hop prenos je komunikaciona tehnika koja ima mnoge prednosti kao što su: postizanje šire pokrivenosti bez potrebe da se koriste velike snage na predajniku; omogućava komunikaciju putem ad-hoc mreža gde čvorovi komuniciraju bez pomoći centralne kontrole/infrastrukture; ublažavanje oštećenja bežičnog telekomunikacionog kanala kroz prostorno/višekorisnički diverziteti. Osnovni princip multi-hop prenosa je da mobilni terminal prenosi signal između bazne stanice (base station, BS) i obližnjih mobilnih stanica (mobile station, MS) kada je direktna veza između BS i originalne MS u dubokom fadingu, a signali od izvora (S-predajna strana) do odredišta (D-prijemna strana) prostiru se po dva ili više puteva [4, 15].

Multi-hop prenosni sistemi se mogu svrstati u dve glavne kategorije, zavisno od prirode i složenosti releja: 1) regenerativni sistemi i 2) neobnovljivi (ne-regenerativni) sistemi. U slučaju regenerativnog sistema (dekoduj-i-prenesi), relej potpuno dekodira signal koji je prošao kroz prvu deonicu-link i ponovo šalje dekodovanu verziju u drugu deonicu-link. U suprotnom, neobnovljivi sistemi koriste manje složene releje koji samo pojačavaju i prosleđuju dolazni signal bez obavljanja bilo kakvog dekodiranja (pojačaj-i-prenesi). Neobnovljivi relejni sistemi mogu se svrstati u dve kategorije: 1) "slepi" releji i 2) releji sa informacijom o stanju u kanalu (CSI). Sistemi sa "slepim" relejima koriste se u relejnim pojačavačima sa fiksnim pojačanjem, što dovodi do signala sa promenljivom snagom na izlazu releja. Sa druge strane, ne-regenerativni sistemi sa CSI relejima koriste trenutni CSI prvog linka za kontrolu pojačanja uvedenog od strane releja i kao rezultat toga fiksira se snaga re-emitovanog signala [11, 16].

1.1 Dvostruki pojačaj-i-prenesi prenos sa CSI

U dvostrukom prenosu tehnika komunikacije od izvora S do odredišta D preko releja R se odvija u dva vremenska intervala. U prvom S šalje signal do R, dok u drugom vremenskom intervalu, R prvo pojačava primljeni signal faktorom pojačanja G i zatim prosleđuje

rezultantni signal do D. Pretpostavlja se da ne postoji direktan put između S i D. Trenutni SNR, γ_{eq} na odredištu se može definisati kao [13]:

$$\gamma_{eq} = \frac{(P_1 / N_0) |h_{SR}|^2 (P_2 / N_0) |h_{RD}|^2}{(P_1 / N_0) |h_{RD}|^2 (1 / G^2 N_0)} \quad (1.1)$$

gde h_{SR} i h_{RD} označavaju amplitude fedinga u bežičnom kanalu za S-R i R-D deonice, P_1 i P_2 označavaju prenete snage na S i R, i N_0 označava snagu aditivnog belog Gausovog šuma (additive white Gaussian noise, AWGN). Ako je G izabran u skladu sa trenutnim CSI onda se γ_{eq} se može izraziti kao [16]:

$$\gamma_{eq} = \frac{\gamma_1 \gamma_2}{\gamma_1 + \gamma_2 + c} \quad (1.2)$$

gde su $\gamma_1 = |h_{SR}|^2 P_1 / N_0$ i $\gamma_2 = |h_{RD}|^2 P_2 / N_0$ odnosi snage signala i šuma na deonicama. Tačan γ_{eq} se dobija zamenom $c=1$ u izrazu (1.2). Takođe, u nekim slučajevima γ_{eq} se može aproksimirati na nekom nivou zamenom $c=0$. Zanimljivo je razmatrati verovatnoću otkaza (P_{out}) takvog sistema. Matematički, verovatnoća otkaza P_{out} se definiše kao verovatnoća da trenutna vrednost SNR padne ispod praga γ_{eq} , poznatog kao prag zaštite, i definisati se kao:

$$P_{out} = F_{\gamma_{eq}}(\gamma_{th}) = P_r \left[\frac{\gamma_1 \gamma_2}{\gamma_1 + \gamma_2 + c} < \gamma_{th} \right], \quad (1.3)$$

gde $F_{\gamma_{eq}}(\gamma)$ označava kumulativnu funkciju raspodele (cumulative distribution function, CDF) od SNR. Nakon primene nekih algebarskih manipulacija, $F_{\gamma_{eq}}(\gamma)$ se može izraziti kao [16]:

$$P_{out} = F_{\gamma_{eq}}(\gamma_{th}) = 1 - \int_0^{+\infty} C_{\gamma_1} \left[\gamma_{th} + \frac{\gamma_{th}^2 + c\gamma_{th}}{w} \right] P_{\gamma_2}[\gamma_{th} + w] dw, \quad (1.4)$$

gde $C_{\gamma_i}(\cdot)$ predstavlja komplementarnu CDF od γ_i datu sledećim izrazom:

$$C_{\gamma_i}(\cdot) = |1 - F_{\gamma_i}(\cdot)|. \quad (1.5)$$

U literaturi γ_{eq} može biti aproksimirano koristeći gornju granice γ_b pomoću [17]:

$$\gamma_b = \min(\gamma_1, \gamma_2). \quad (1.6)$$

Iz tog razloga, zatvoreni oblik donje granice, koja postaje čvrsta za visoke SNR iz (1.6), može se napisati matematički u sledećem obliku:

$$P_{out} = P_r \left[\min(\gamma_1, \gamma_2) < \gamma_{th} \right] = 1 - C_{\gamma_1}(\gamma_{th}) C_{\gamma_2}(\gamma_{th}). \quad (1.7)$$

1.2 Dvostruki pojačaj-i-prenosi prenos sa fiksnim pojačanjem

Kod dualnog AF sistema, svaki period prenosa je podeljen na dva signalizaciona intervala. U prvom signalizacionom intervalu-periodu prenosa primljeni signal na R se množi

faktorom pojačanja G , a zatim u drugom intervalu se prenosi do D. Kada R radi u režimu fiksnog pojačanja (režim skaliranja prosečne snage, APS mod), G iz (1.1) jednako je $G^2=1/(cN_0)$ [12]. Pod pretpostavkom da su snage komponenti belog Gausovog šuma (AWGN) sa ulaza releja i na odredištu jednake, a c je pozitivna konstanta, trenutni SNR dvostrukog puta iz (1.1) se može izraziti kao [12]:

$$\gamma_{eq} = \frac{\gamma_1 \gamma_2}{\gamma_2 + c} \quad (1.8)$$

Za ovaj slučaj P_{out} posmatranog sistema se može definisati kao [12]:

$$P_{out} = F_{\gamma_{eq}}(\gamma_{th}) = P_r \left[\frac{\gamma_1 \gamma_2}{\gamma_2 + c} \langle \gamma_{th} \rangle \right] \quad (1.9)$$

Na osnovu P_{out} dobijenog za oba slučaja u (1.4) i (1.9), može se dobiti druga standardna mera performansi—srednja verovatnoća greške po simbolu (average symbol error probability, ASEP), za neke modulacione formate kao što su QPSK ($\beta=1$) i BPSK ($\beta=2$) [13], u obliku:

$$P_e = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^{+\infty} F_{\gamma_{th}} \left(\frac{t^2}{\beta} \right) \exp \left(-\frac{t^2}{2} \right) dt \quad (1.10)$$

1.3 Standardne mere performansi na prijemu

U ovom poglavlju su dati standardni kriterijumi na osnovu kojih se vrši procena performansi signala na prijemu u D. Na osnovu ovih kriterijuma u disertaciji su izračunate neke performanse sistema, iscrtani grafici i urađene tabele za konvergenciju dobijenih izraza. Pri projektovanju bežičnih telekomunikacionih sistema, kako bi stekli što bolju predstavu o performansama, potrebno je poznavati statističke karakteristike signala, posebno prvog reda.

Koristeći definicije, kao i matematičke forme nekih standardnih mera performansi signala na prijemu, možemo odrediti statističke karakteristike bežičnog telekomunikacionog sistema pri prenosu signala, bez primene i sa primenom diverziteti tehnika kombinovanja.

1.3.1 Srednja vrednost odnosa signal-šum (SNR)

Jedan od važnijih parametara na osnovu kojeg se određuje i opisuje osetljivost prijema komunikacionog kanala je odnos signal-šum. Šum u komunikacionom kanalu često ne predstavlja dominantnu, odnosno najznačajniju smetnju. Razmatrajući sistem koji je izložen uticaju fedinga, realnija mera za opisivanje osetljivosti prijemnika je srednja vrednost odnosa SNR koju dobijamo statističkim usrednjavanjem odnosa SNR u odnosu na funkciju gustine

verovatnoće (probability density function, PDF) datog procesa [18], i ona se može odrediti na osnovu sledećeg izraza:

$$\bar{x} = \int_0^{+\infty} x f_x(x) dx, \quad (1.11)$$

gde $f_x(x)$ predstavlja PDF trenutne vrednosti slučajnog procesa x koji opisuje odnos SNR. Srednja vrednost odnosa SNR se može odrediti pomoću funkcije generatriše momenata (moment generation function, MGF) trenutne vrednosti odnosa SNR:

$$\bar{x} = \left. \frac{\partial M_x(s)}{\partial s} \right|_{s=0}. \quad (1.12)$$

Kada je primenjena tehnika prostornog kombinovanja signala sa više nekorelisanih prijemnih grana, za određivanje SNR-a na izlazu prijemnika često se koristi ovaj pristup. Tehnika koja se koristi u ovim slučajevima naziva se kombinovanje sa maksimalnim odnosom (MRC). Odnos SNR na izlazu prijemnika u takvim slučajevima predstavlja sumu odnosa SNR-a pojedinačnih kanala, x_i , matematički predstavljeno:

$$x = \sum_{i=1}^N x_i, \quad (1.13)$$

gde je N broj kanala (grana više-antenskog sistema čiji se signali kombinuju). Ako pretpostavimo da su kanali međusobno nekorelisani, tada se ukupna MGF određuje kao proizvod MGF-ova pojedinačnih kanala $M_{x_i}(s)$, matematički prikazano izrazom:

$$M_x(s) = \prod_{i=1}^N M_{x_i}(s). \quad (1.14)$$

Primenom ove osobine može se jednostavnije izračunati srednja vrednost odnosa SNR diferenciranjem izraza (1.14) po promenljivoj s , umesto komplikovanijeg postupka određivanja združene funkcije gustine verovatnoće (joint probability density function, JPDF) odnosa SNR-a konvolucijom funkcija gustina verovatnoća pojedinačnih odnosa SNR-a.

1.3.2 Verovatnoća otkaza

Jedna od sledećih standardnih mera za određivanje performansi diverziti prijema u prisustvu fadinga je verovatnoća otkaza (P_{out}). Verovatnoća otkaza sistema je od velikog značaja prilikom dizajniranja parametara bežičnih komunikacionih sistema u cilju zadovoljenja zahteva koji su definisani standardima kvaliteta usluge: QoS (Quality of Service) i GoS (Grade of Service). U odnosu na statistiku signala na prijemu, P_{out} definiše se kao verovatnoća da vrednost odnosa SNR-a x na prijemu bude ispod vrednosti unapred

definisano praga prekida x_{th} , koji se naziva nivo zaštite. Verovatnoću otkaza možemo izračunati preko unapred poznate CDF za x pomoću sledećeg izraza [19, eq. (5.1)]:

$$P_{out} = \int_0^{x_{th}} f_x(t) dt = F_x(x_{th}). \quad (1.15)$$

Na osnovu veze između funkcija MGF i PDF, P_{out} se takođe može odrediti primenom Laplasove transformacije na količnik $M_x(-s)/s$ za zadatu vrednost $x=x_{th}$, [20, eq. (4.6)]:

$$P_{out} = \frac{1}{2\pi j} \int_{\sigma-j\infty}^{\sigma+j\infty} \frac{M_x(-s)}{s} \exp(sx_{th}) ds, \quad (1.16)$$

gde se arametar σ p uzima se iz oblasti konvergencije integrala u kompleksnoj s ravni. Kod sistema gde interferencija predstavlja dominantnu smetnju, P_{out} se može definisati kao verovatnoća da odnos signal-interferencija SIR na prijemnoj strani padne ispod određene granične vrednosti praga γ_{th} . Na osnovu verovatnoće otkaza može se odrediti oblast pokrivanja celularnog sistema i minimalno rastojanje između dve bazne stanice za koje je moguća ponovna upotreba frekventnog područja [21].

Minimalno rastojanje između dve bazne stanice predstavlja redukcionni faktor ko-kanalne interferencije (co-channel interference, CCI), i primenjuje se u spektralnoj analizi sistema [14], kao i prilikom definisanja obrasca na osnovu koga se odabiraju frekventna područja za ponovno korišćenje. Oblast pokrivanja celularnog sistema je oblast u kojoj P_{out} uzima manje vrednosti od definisane granične vrednosti praga.

1.3.3 Srednja verovatnoća greške po bitu (ABER)

Srednja verovatnoća greške po simbolu (average symbol error probability, ASEP, average symbol error rate, ASER) kao mera performansi, opisuje na najbolji način prirodu ponašanja bežičnog komunikacionog sistema. Kada je broj bita koji služe za kodovanje pojedinačnog simbola prilikom njegovog prenosa jednak broju 2 (simboli 0 i 1), tada je ASEP ekvivalentna srednjoj verovatnoći greške po bitu (average bit error probability, ABEP, average bit error rate, ABER). U protivnom, za određivanje ABER je potrebno energiju po simbolu pretvoriti u odgovarajuću energiju po bitu prenosa.

Vrednosti za srednju verovatnoću greške po simbolu (ASEP) dobijaju se pomoću relacija uslovne verovatnoće greške po simbolu (symbol error probability, SEP) u zavisnosti od fading okruženja u kome se odvija komunikacija. Ako uslovnu SEP označimo sa $P_s(e|x)$, onda se usrednjavanjem po odnosu SNR, ASEP dobija na osnovu sledećeg izraza [20, eq. (4.7)]:

$$\bar{P}_e = \int_0^{+\infty} P_s(e|x) f_x(x) dx. \quad (1.17)$$

Uslovne verovatnoće greške po simbolu su funkcije trenutnih vrednosti odnosa SNR-a, a funkcionalna zavisnost se dobija na osnovu tipa modulacionog formata kojim se vrši prenos.

Tabela 2.1 Vrednosti SEP za neke poznatije modulacione formate

Modulacioni format	Uslovna SEP $P_s(e x)$
Koherentni binarni formati	
CPSK Koherentna fazna modulacija	$0.5\text{erfc}\sqrt{x}$
Koherentna diferencijalna fazna modulacija	$\text{erfc}\sqrt{x} - 0.5\text{erfc}^2\sqrt{x}$
CFSK Koherentna frekvencijska modulacija	$0.5\text{erfc}\sqrt{x/2}$
Nekoherentni binarni formati	
DPSK Diferencijalna fazna modulacija	$0.5\exp(-x)$
NCFSK Nekoherentna frekvencijska modulacija	$0.5\exp(-x/2)$
Kvadraturene modulacije	
QPSK Kvadraturna fazna modulacija	$\text{erfc}\sqrt{x} - 0.25\text{erfc}^2\sqrt{x}$
MSK Minimalna modulacija	$\text{erfc}\sqrt{x} - 0.25\text{erfc}^2\sqrt{x}$
$\pi/4$ diferencijalna kvadratna fazna modulacija sa Gray-ovim kodovanjem [24]	$\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} \frac{\exp(-x(2 - \sqrt{2} \cos \theta))}{\sqrt{2} - \cos \theta} d\theta$
Višenojske modulacije	
SQAM Kvadratno-kvadraturna amplitudska modulacija	$2q\text{erfc}\sqrt{px} - q^2\text{erfc}^2\sqrt{px};$ $q = 1 - \frac{1}{\sqrt{M}}; p = 1.5 \log_2 \frac{M}{M-1};$
MPSK Višestruka fazna modulacija	$\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi-\pi/M} \exp\left(\frac{-x \sin^2(\pi/M) \log_2 M}{\sin \theta}\right) d\theta$
MDPSK M-arna diferencijalna fazna modulacija [25]	$\frac{\sin(\pi/M)}{\pi} \int_0^{\pi/2} \frac{\exp(-x \log_2 M [1 - \cos(\pi/M) \cos \theta])}{1 - \cos(\pi/M) \cos \theta} d\theta$ ili $\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi-\pi/M} \exp\left(\frac{-x \sin^2(\pi/M) \log_2 M}{1 + \cos(\pi/M) \cos \theta}\right) d\theta$
Modulacija sa dvodimenzionalnim M-arnim konstalacijama [26]	$\frac{1}{2\pi} \sum_{k=1}^N P_r(S_k) \int_0^{\eta_k} \exp\left(\frac{-x \alpha \sin^2(\psi_k)}{\sin^2(\theta + \psi_k)}\right) d\theta$ N je broj signalnih tačaka, a $\Pr(S_k)$ je <i>a priori</i> verovatnoća da je k -ta signalna tačka prenesena.

U Tabeli 2.1 prikazane su vrednosti za neke od poznatih modulacionih formata [22], gde je komplementarna funkcija greške označena sa $erfc(x)$ [23, eq. (8.250.4)].

1.3.4 Količina fedinga (AoF)

Količina fedinga (AoF) predstavlja meru performansi koja opisuje oštrinu uticaja fedinga u funkciji prvog i drugog centralnog momenta odnosa SNR-a [27]. Ova mera može poslužiti za opisivanje diverziti kombinovanja na prijemu, i veoma lako se analitički određuje [28]. Korišćenje ove mere performansi kod diverziti kombinovanja na prijemu doprinosi smanjenju relativne varijanse primljene anvelope, bez povećanja emitovane snage. Ako sa x označimo trenutnu vrednost odnosa SNR na prijemu, tada je AoF [20, eq. (4.11)]:

$$AoF = \frac{Var(x)}{(E(x))^2} = \frac{E(x^2) - (E(x))^2}{(E(x))^2}, \quad (1.18)$$

gde su $Var(x)$ i $E(x)$ operatori matematičkog očekivanja i varijanse. Količina fedinga se može odrediti na osnovu MGF funkcije od x , odnosno matematički prikazano [20, eq. (4.12)]:

$$AoF = \left(\frac{\partial^2 M_x(s)}{\partial s^2} \Big|_{s=0} - \left(\frac{\partial M_x(s)}{\partial s} \Big|_{s=0} \right)^2 \right) / \left(\frac{\partial M_x(s)}{\partial s} \Big|_{s=0} \right)^2. \quad (1.19)$$

Bez obzira na primenu tehnike prostornog diverzitija na prijemu, AoF treba razmatrati kao meru performansi celokupnog telekomunikacionog sistema na prijemu.

1.4 Diverziti tehnika prijema

Diverziti kombinovanje predstavlja tehniku za poboljšanje performansi sistema na prijemu, koju realizujemo kombinacijom dve ili više kopija informacionog signala. Primenom diverziti tehnika manja je verovatnoća pojave intenzivnog uticaja smetnje na sve kopije istog signala. Višestruke kopije istog signala se mogu ostvariti na više načina, a neki od njih su:

- kanalno kodovanje sa kombinacijom *interlivinga-tehnika vremenskog diverzitija*,
- prenošenje istog uskopojasnog signala na različitim nosećim frekvencijama, sa nosiocima međusobno udaljenim za iznos koherentnog propusnog opsega datog kanala-*tehnika frekvencijskog diverzitija (diverziti puteva*, npr. frekvencijski preskoci kod globalnih sistema za mobilnu komunikaciju (Global System for Mobile communications, GSM), sistemi proširenog spektra, sistemi sa više nosioca, ...),
- upotrebom po dve predajne/dve prijemne antene sa različitim polarizacijama signala-*tehnika polarizacionog diverzitija* [29,30].

U praktičnoj primeni ove tehnike postoje neka ograničenja u odnosu na tehniku prostornog diverzitija [18]. Upotrebom višestrukih prijemnih antena, antenskog terminala, na diverziti terminalu kod diverziti tehnike dolazi do pojave nezavisnih kopija informacionog signala, bez povećanja emitovane snage signala i propusnog opsega. Da bi se dobio visok stepen primene prostornog diverziti sistema potrebno je ispuniti dva kriterijuma.

Prvi kriterijum podrazumeva da postoji niska korelisanost između signala sa prijemnih grana u datom fading okruženju. Primenom više-antenskog diverziti sistema na terminale malih dimenzija dolazi do pojave korelacije između signala na prijemnim antenama. Ukoliko je nivo korelacije veći od očekivanog, tada može doći do istovremene pojave smetnji visokog nivoa na svim antenama terminala. U tom slučaju, poželjno je da rastojanje između prijemnih antena bude takvo da može doći do pojave signala nekorelisanih amplituda (npr. oko 0.38 od talasne dužine u okruženju sa ravnomernim izotropnim rasejanjem, dok je za usmerene antene potrebno veće rastojanje, itd...) [2]. *Drugi kriterijum* podrazumeva da srednje snage signala na nekim granama budu približno jednake.

U slučaju pojave male korelacije između signala na prijemnim granama kada su signali na njima različitih srednjih snaga, tada grana sa manjom srednjom snagom primljenog signala može postati neupotrebljiva sa gledišta kombinovanja signala iako je izložena manjem uticaju fadinga. Korisni signal može se kombinovati i izdvojiti na više načina: kombinovanje sa maksimalnim odnosom (MRC), kombinovanje sa istim težinama, kombinovanje sa selekcijom (SC) i kombinovanje sa prebacivanjem (SSC) [31]. Kako bi se obezbedili zahtevani nivoi kvaliteta na prijemu, definisani na osnovu standarda QoS i GoS, prilikom projektovanja bežičnih sistema potrebno je razmotriti razna ograničenja i kombinacije primenjenih modulacija/kodovanja/diverziti prijema, i na osnovu precizne kvantitativne evaluacije mera performansi svih mogućih kombinacija odrediti najbolju [32, 33].

U dosadašnjem naučnom testiranju prenosa signala primenom diverziti tehnika kojima se smanjuje uticaj fadinga i povećava kapacitet kanala, najbolje rezultate su pokazale MRC i EGC tehnike kombinovanja, a zatim SC i SSC tehnike [34, 35]. S obzirom na složenost realizacije prijemnika sa MRC i EGC kombinerima, u praksi je realnije i praktičnije rešenje primena SC kombineru, posebno za slučajeve kada je korelacija između kanala minimalna.

U ovoj doktorskoj disertaciji su analizirane standardne mere performansi u funkciji različitih parametara, poput: oštine uticaja fadinga, statističkih parametara korisnog signala izloženog uticaju fadinga, tipa primenjene diverziti tehnike, reda primenjenog diverzitija, nivoa korelacije između prijemnih grana, kao i uravnoteženosti prijema terminala.

1.4.1 Kombinovanje sa selekcijom (SC)

Tehnike kombinovanja sa maksimalnim odnosom (MRC) i kombinovanja sa istim težinskim odnosom (EGC) su teže za praktičnu realizaciju jer zahtevaju celokupnu ili delimičnu informaciju o stanju kanala primljenog signala i razdvojene prijemne veze za svaku granu diverziti sistema, što povećava njihovu kompleksnost. Za razliku od ove dve navedene tehnike, tehnika kombinovanja sa selekcijom je puno jednostavnija za praktičnu realizaciju sa nešto slabijim prijemnim performansama signala, jer kod ove tehnike u svakom trenutku se obrađuje signal samo sa jedne prijemne grane. Pretpostavljajući da je uticaj šuma ne sve prijemne grane jednak, SC prijemnik bira granu sa najvećom vrednošću odnosa SNR, odnosno granu sa najačim signalom. Postoji takva vrsta SC prijemnika, koji bira prijemnu granu koja ima najveću vrednost zbira korisnog signala i signala šuma [36]. Diverziti prijemnik SC tipa kod sredina u kojima je nivo termičkog šuma zanemarljiv u odnosu na nivo međukanalne interferencije odabira, i na izlaz vodi, prijemnu granu sa najvećom vrednošću odnosa signal-interferencija (SIR) [37, 38].

SC prijemnik koji radi na pomenutom principu je realizovan pomoću specifičnih SIR estimatora, prisutan je u baznim stanicama i na mobilnim terminalima (npr. GSM, IS-54), gde se u svakom trenutku neprekidno vrši procena SIR odnosa [39, 40]. Prednost diverziti tehnike sa SC terminalom u odnosu na ostale tehnike se ogleda u jednostavnosti realizacije jer u svakom trenutku obrađuje signal samo sa jedne prijemne grane. Diverziti tehnika sa SC kombinovanjem se može primenjivati u kombinaciji sa koherentnim i nekoherentnim modulacionim tehnikama, jer kod SC kombinera nije neophodno dovesti u fazu signale sa svih prijemnih grana [41]. SC diverziti prijemnik bira i na izlaz vodi granu sa najvećom trenutnom vrednošću amplitude korisnog signala, matematički prikazano [19, eq. (3.9)]:

$$R = R_{out} = \max (R_1, R_2, \dots, R_N) \quad (1.20)$$

Funkcija gustine verovatnoće (PDF) anvelope slučajnog procesa na izlazu SC prijemnika može se odrediti na osnovu izraza [42]:

$$\begin{aligned} f_R(r) = & \int_0^r \int_0^r \dots \int_0^r \underbrace{f_{R_1, \dots, R_N}(r, r_2 \dots r_N) dr_2 dr_3 \dots dr_N}_{n-1} + \\ & + \int_0^r \int_0^r \dots \int_0^r \underbrace{f_{R_1, \dots, R_N}(r_1, r \dots r_N) dr_1 dr_3 \dots dr_N}_{n-1} + \\ & \vdots \end{aligned}$$

$$+ \underbrace{\int_0^r \int_0^r \dots \int_0^r}_{n-1} f_{R_1, \dots, R_N}(r_1, r_2, \dots, r_N) dr_1 dr_2 \dots dr_{N-1}, \quad (1.21)$$

gde je $f_{R_1, \dots, R_N}(r_1, r_2, \dots, r_N)$ združena funkcija gustine verovatnoće (JPDF) anvelopa slučajnih procesa ulaznih grana. Ukoliko se radi o prijemu pomoću nekorelisanih grana na terminalu, tada se izraz (1.21) može napisati u sledećem obliku [20, eq. (4.26)]:

$$f_R(r) = \sum_{i=1}^n f_{R_i}(r) \prod_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^n F_{R_j}(r), \quad F_{R_i}(r_i) = \int_0^{r_i} f_{t_i}(t_i) dt_i. \quad (1.22)$$

Funkcija CDF na izlazu SC kombinera se određuje prema izrazu [42]:

$$F_R(r) = \underbrace{\int_0^r \int_0^r \dots \int_0^r}_{n-1} f_{R_1, \dots, R_N}(r_1, r_2, \dots, r_n) dr_1 dr_2 \dots dr_n. \quad (1.23)$$

Ako se radi o prijemu pomoću nekorelisanih grana na terminalu, tada se prethodni izraz (1.23) može napisati u sledećem obliku [20, eq. (4.28)]:

$$F_R(r) = \prod_{i=1}^N F_{R_i}(r). \quad (1.24)$$

1.4.2 Kombinovanje sa prebacivanjem (SSC)

Kombinovanje sa prebacivanjem (SSC) je tehnika prostornog diverziti prijema slična SC tehnici koja se primenjuje kako bi izbegavao simultani i neprekidni monitoring svih kanala. SSC je najmanje kompleksna tehnika prijema i ona se može primenjivati i sa koherentnim i sa nekoherentnim modulacionim tehnikama. Kod SSC kombinovanja princip rada se ogleda u tome da se izabere i procesira signal sa jedne prijemne grane sve dok odnos SNR na toj grani ima vrednost veću od odgovarajuće unapred određene vrednosti praga prekidanja [37]. Prelazak na procesiranje signala sa sledeće grane se dešava kada odnos SNR posmatrane grane opadne u trenutku odmeravanja ispod vrednosti praga prekidanja.

Pri projektovanju SSC prijemnika, jedna od stavki predstavlja izbor praga prekidanja. Izbor velikih vrednosti praga prekidanja izaziva često prebacivanje sa jedne na drugu granu, a time dobijamo slabije performanse na prijemu. Izbor niskih vrednosti praga prekidanja dovodi do toga da performanse na prijemu postaju slične kao u slučaju kada se ne primenjuje diverziti tehnika, a to važi i u slučaju pojave niskih vrednosti odnosa SNR na prijemnim granama. Iz tih razloga potrebno je izabrati optimalnu vrednost praga prekidanja čiji se izbor zasniva na kriterijumima minimizacije vrednosti ASEP i/ili vrednosti P_{out} na prijemu.

Ako označimo definisani prag prekidanja za obe ulazne grane sa R_T , tada funkciju PDF signala na izlazu SSC prijemnika možemo napisati u sledećem obliku [43, 44]:

$$f_{SSC}(r) = \begin{cases} v_{SSC}(r), & r \leq R_T, \\ v_{SSC}(r) + f_{R_1}(r), & r > R_T, \end{cases}$$

$$v_{SSC}(r) = \int_0^{R_T} f_{R_1, R_2}(r, r_2) dr_2, \quad (1.25)$$

Funkcija CDF na izlazu SSC kombinera, kao i na pojedinim granama je [43]:

$$F_{SSC}(r) = \begin{cases} F_{R_1, R_2}(r, R_T), & r \leq R_T, \\ F_{R_1}(r) - F_{R_2}(R_T) + F_{R_1, R_2}(r, R_T), & r > R_T, \end{cases}$$

$$F_{R_1, R_2}(r, R_T) = \int_0^r \int_0^{R_T} f_{R_1, R_2}(R_1, R_2) dR_1 dR_2,$$

$$F_{R_1}(r) = \int_0^r f_{R_1}(t) dt, \quad F_{R_2}(R_T) = \int_0^{R_T} f_{R_2}(t) dt. \quad (1.26)$$

Kada se razmatra slučaj SSC prijema sa nekorelisanim granama, tada CDF funkciju iz izraza (1.26) možemo svesti na sledeći oblik [20], [45]:

$$F_{SSC}(r) = \begin{cases} \frac{F_{R_1}(R_T)F_{R_2}(R_T)}{F_{R_1}(R_T) + F_{R_2}(R_T)} (F_{R_1}(r) + F_{R_2}(r)), & r \leq R_T, \\ \frac{F_{R_1}(R_T)F_{R_2}(R_T)}{F_{R_1}(R_T) + F_{R_2}(R_T)} (F_{R_1}(r) + F_{R_2}(r) - 2) + \frac{F_{R_1}(r)F_{R_2}(R_T) + F_{R_1}(R_T)F_{R_2}(r)}{F_{R_1}(R_T) + F_{R_2}(R_T)}, & r > R_T \end{cases}. \quad (1.27)$$

Ako posmatramo SSC prijem sa nezavisnim granama koje su izložene uticaju istih smetnji (independent identically distributed branches, i.i.d branches), tada izraz (1.27) postaje:

$$F_{SSC}(r) = \begin{cases} F_R(R_T)F_R(r), & r \leq R_T, \\ F_R(r) - F_R(R_T) + F_R(R_T)F_R(r), & r > R_T. \end{cases} \quad (1.28)$$

Za ova dva specijalna slučaja PDF funkciju signala na izlazu SSC prijemnika možemo izraziti u sledećem obliku [43, eq. (4.33)]:

$$p_{SSC}(r) = \begin{cases} \frac{F_{R_1}(R_T)F_{R_2}(R_T)}{F_{R_1}(R_T) + F_{R_2}(R_T)} (f_{R_1}(r) + f_{R_2}(r)), & r \leq R_T, \\ \frac{F_{R_1}(R_T)F_{R_2}(R_T)}{F_{R_1}(R_T) + F_{R_2}(R_T)} (f_{R_1}(r) + f_{R_2}(r)) + \frac{f_{R_1}(r)F_{R_2}(R_T) + F_{R_1}(R_T)f_{R_2}(r)}{F_{R_1}(R_T) + F_{R_2}(R_T)}, & r > R_T \end{cases}. \quad (1.29)$$

Funkciju CDF u oba slučaja možemo napisati u obliku [43, eq. (4.34)]:

$$F_{SSC}(r) = \begin{cases} F_R(R_T)f_R(r), & r \leq R_T, \\ (1 + F_R(R_T))f_R(r), & r > R_T. \end{cases} \quad (1.30)$$

1.4.3 Kombinovanje sa maksimalnim odnosom (MRC)

Za ralik od SC i SSC tehnika, kod kojih se na izlaz prijelnika prosleđuje signal sa jedne od grana, kod MRC i EGC tehnika izlazni signal predstavlja kombinaciju signala sa svih grana. MRC tehnika kombinovanja signala je optimalna tehnika diverziti kombinovanja jer obezbeđuje najbolje rezultate u kompenzovanju fedinga na svojim ulazima.

Primljeni signali na ulazima u MRC kombiner množe se odgovarajućim faktorom, a zatim se sumiraju primljeni signali iz svih antena [20], [45]. Izjednačavanje faza svih signala se postiže množenjem odgovarajućim faktorom, a pri tome se svakom signalu dodeljuje odgovarajuća težina koja je određena na osnovu merenja SNR-a u svakoj grani diverziti sistema, s time da se jačim diverziti signalima dodeljuju veći težinski faktori.

MRC tehnika zahteva poznavanje faze i amplitude signala u svakoj od grana, što je čini veoma složenom za realizaciju. Kod MRC kombinera primljeni signali R_i na M ulaznih grana su različitih faza, gde se svaki signal množi na odgovarajući način za optimalno kombinovanje, tako da za izlazni signal R iz ovog kombinera važi sledeća relacija:

$$R = \sqrt{\sum_{i=1}^M R_i^2} . \quad (1.31)$$

PDF anvelope signala na izlazu MRC kombinera se računa prema [38, 46, 47, 48, 49]:

$$p_R(r) = \int_0^r \int_0^{\sqrt{r^2 - r_N^2}} \dots \int_0^{\sqrt{r^2 - \sum_{i=3}^N r_i^2}} \frac{r}{\sqrt{r^2 - \sum_{i=2}^N r_i^2}} p_{R_1, \dots, R_N} \left(\sqrt{r^2 - \sum_{i=2}^N r_i^2}, r_2, \dots, r_N \right) dr_2 \dots dr_N , \quad (1.32)$$

gde $p_{R_1, \dots, R_N}(r_1, r_2, \dots, r_N)$ označava zajednički PDF primljenih signala na ulazima. Za slučaj MRC terminala sa nekorelisanim ulaznim granama, PDF izlaznog signala je [19, eq. (3.3)]:

$$p_R(r) = \int_0^r \int_0^{\sqrt{r^2 - r_N^2}} \dots \int_0^{\sqrt{r^2 - \sum_{i=3}^N r_i^2}} \frac{r}{\sqrt{r^2 - \sum_{i=2}^N r_i^2}} p_{R_1, \dots, R_N} \left(\sqrt{r^2 - \sum_{i=2}^N r_i^2} \right) \prod_{i=2}^N p_{R_i}(r_i) dr_2 \dots dr_N . \quad (1.33)$$

Na izlazu MRC kombinera, kumulativna funkcija raspodele CDF rezultujućeg signala može se odrediti pomoću sledećeg izraza [20, eq. (4.18)]:

$$F_R(r) = \int_0^r \int_0^{\sqrt{r^2 - r_N^2}} \dots \int_0^{\sqrt{r^2 - \sum_{i=3}^N r_i^2}} \int_0^{\sqrt{r^2 - \sum_{i=2}^N r_i^2}} p_{R_1, \dots, R_N}(r_1, r_2, \dots, r_N) dr_1 dr_2 \dots dr_N \quad (1.34)$$

1.4.4 Kombinovanje sa istim težinskim odnosom (EGC)

Nešto jednostavnija realizacija tehnike kombinovanja praćena i nešto lošijim performansama u odnosu na MRC kombinovanje je EGC tehnika. U odnosu na MRC tehniku, EGC tehnika ne zahteva poznavanje amplituda signala u granama, a izjednačavanje faza signala u svim granama i njihovo sumiranje vrši se sa istim težinskim faktorom.

U slučajevima kada se ne može izvršiti koherentna detekcija i kada ne treba sprovesti nekoherentnu detekciju, MRC tehnika se ne može primeniti, a prijem se često izvodi pomoću post-detekcione EGC tehnike. Za izlazni signal R iz EGC kombinera sa N ulaznih grana važi sledeća relacija [47, 49]:

$$R = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{i=1}^N R_i. \quad (1.35)$$

Za izlazni signal iz EGC kombinera PDF se može odrediti kao [38, 47, 48, 49]:

$$p_R(r) = \sqrt{N} \int_0^{\sqrt{N_r}} \int_0^{\sqrt{N_r - r_N}} \cdots \int_0^{\sqrt{N_r - \sum_{i=3}^N r_i}} p_{R_1, \dots, R_N} \left(r\sqrt{N} - \sum_{i=2}^N r_i, r_2, \dots, r_N \right) dr_2 \dots dr_N, \quad (1.36)$$

gde $p_{R_1, \dots, R_N}(r_1, r_2, \dots, r_N)$ oznaćava zajednički PDF primljenih signala na ulaznim granama. Ako su dolazni signali na EGC nekorelisani, onda je PDF izlaznog signala [19, eq. (3.7)], [46, 47]:

$$p_R(r) = \sqrt{N} \int_0^{\sqrt{N_r}} \int_0^{\sqrt{N_r - r_N}} \cdots \int_0^{\sqrt{N_r - \sum_{i=3}^N r_i}} p_{R_1} \left(r\sqrt{N} - \sum_{i=2}^N r_i \right) \prod_{i=2}^N p_{R_i}(r_i) dr_2 \dots dr_N. \quad (1.37)$$

Za CDF izlaznog signala iz EGC kombinera važi izraz [19, eq. (3.8)] i [48]:

$$F_R(r) = \int_0^{\sqrt{N_r}} \int_0^{\sqrt{N_r - r_N}} \cdots \int_0^{\sqrt{N_r - \sum_{i=3}^N r_i}} \int_0^{\sqrt{N_r - \sum_{i=2}^N r_i}} p_{R_1, \dots, R_N}(r_1, r_2, \dots, r_N) dr_1 dr_2 \dots dr_{N-1} dr_N. \quad (1.38)$$

1.5 Modeli bežičnog prostiranja

Prostiranje u bežičnom komunikacionom kanalu je složen proces na koji utiču različita izoblićenja, kao što su fading i efekat senke. Taćna matematićka karakterizacija ovih pojava je kompleksna, tako da je analiza sistema vrlo složenana. Uprkos tome, do sada su napravljene znaćajni koraci za pronalaženje jednostavnih i taćnih statistićkih modela koji opisuju različite vrste propagacionih kanala. Tokom bežičnog prenosa, anvelopa i faza posmatranog signala se menjaju tokom vremena. Varijacije faze prouzrokovane različitim preprekama, mogu biti zanemarive, jer za neke digitalne modulacione formate (nekoherentne modulacije) ne uzimaju se u obzir na prijemniku. Međutim, postoji skup digitalnih modulacionih šema (koherentnih),

gde su informacije o fazi potrebne na prijemniku, pa ako se na prijemu ne primeni neka tehnika, varijacije faze mogu ozbiljno degradirati performanse sistema.

Prva podela tipova fedinga bazirana je na tome kako se impulsni odziv kanala menja u toku trajanja simbola. Ako je trajanje simbola manje od vremenskog intervala, nakon čega je korelaciona funkcija dva odmerka odziva kanala uzeta na istoj frekvenciji, ali u različitim vremenskim trenucima padne ispod definisane vrednosti, tada se feding smatra sporim (senka), suprotno brzom fedingu sa manjom vrednošću vremena koherencije.

Druga podela je na frekventno ravne (ne-selektivne) kanale i frekventno selektivne kanale sa fedingom. U sistemima uskog propusnog opsega, propusni opseg signala je manji od koherentnog propusnog opsega, a na sve spektralne komponente utiču isti efekti, tako da je feding ravan. Ovo je suprotno širokopoljnim signalima gdje je feding selektivni, pošto je propusni opseg veći od koherentnog propusnog opsega.

Brzi feding je uzrokovan atmosferskim uslovima, refrakcijom u jonosferi i refleksijom od različitih objekata, tako da se slučajno zakašnjene, reflektovane, raspršene i difrakcione komponente signala kombinuju na različite konstruktivne ili destruktivne načine.

Brzi fading uzrokuje kratkotrajne promene signala, a njegov uticaj na anvelopu signala je statistički modelovan različitim modelima. Neki od njih će biti predstavljeni u nastavku. Na osnovu (1.3), PDF α - μ raspodeljenog SNR-a po simbolu je dat u obliku:

$$f_x(x) = \frac{\alpha x^{(\alpha\mu/2)-1}}{2\Gamma(\mu)(T\beta)^{\alpha\mu/2}} e^{-(x/T\beta)^{\alpha/2}}, \quad T = \frac{\Gamma(\mu)}{\Gamma(\mu + 2/\alpha)}. \quad (1.39)$$

Odgovarajuća MGF se tada može napisati u sledećem obliku [24, 50]:

$$M_x(x) = \int_0^{+\infty} f_x(x) e^{-xs} dx = \frac{\alpha k^{\frac{1}{2}} l^{\frac{\alpha\mu-1}{2}}}{2\Gamma(\mu)(T\beta s)^{\frac{\alpha\mu}{2}} (2\pi)^{\frac{l+k-2}{2}}} G_{lk}^{kl} \left(\frac{l'}{s^l k^k (T\beta s)^{\frac{\alpha\mu}{2}}} \middle| \begin{matrix} \mathbb{V} \left(l, 1 - \frac{\alpha\mu}{2} \right) \\ \mathbb{V}(k, 0) \end{matrix} \right), \quad (1.40)$$

gde je $\Delta(k; \alpha)$ definisano kao $\Delta(k; \alpha)$, α/k , $(\alpha+1)/k, \dots, (\alpha+k-1)/k$, pri čemu α ima proizvoljnu realnu vrednost i k je pozitivan ceo broj. Osim toga, k i l su pozitivni celi brojevi, tako da važi $l/k = \alpha/2$, a $G[\cdot]$ je Majerova funkcija [23, 51], [52, eq. (9.301)]. U zavisnosti od specifičnih vrednosti parametra α , skup minimalnih k i l može biti proizvoljno izabran.

1.5.1 Model k- μ fedinga

Neka su X_{1i} i X_{2i} međusobno nezavisni Gausovi procesi, sa varijansama: $E(X_{1i}) = E(X_{2i}) = \sigma^2$. Modelovanjem srednjih vrednosti komponenti u fazi i kvadraturi za talase i-tog

klastera koji se kreću po više puteva sa p_i i q_i , i pod pretpostavkom da je μ celo broj, dobija se rezultujuća anvelopa koja sledi k - μ raspodelu [20, eq. (2.35)], [53]:

$$r = \sqrt{\sum_{i=1}^{\mu} (X_{1i} + p_i)^2 + \sum_{i=1}^{\mu} (X_{2i} + q_i)^2}, p^2 = \sum_{i=1}^{\mu} p_i^2, q^2 = \sum_{i=1}^{\mu} q_i^2, \quad (1.41)$$

gde su p_i^2 i q_i^2 snage realnih i imaginarnih delova i -te dominantne komponente, respektivno. Funkcija gustine verovatnoće k - μ raspodele je prikazana u sledećem obliku [53, 54]:

$$f_R(r) = \frac{2\mu r^\mu \left(\frac{(1+k)/\Omega}{k}\right)^{(\mu+1)/2}}{k^{(\mu-1)/2} e^{\mu k}} e^{-\frac{\mu(1+k)r^2}{\Omega}} I_{\mu-1} \left[2\mu \sqrt{\frac{k(1+k)r^2}{\Omega}} \right], k = \frac{p^2 + q^2}{2\mu\sigma^2}, \Omega = 2\mu\sigma^2(1+k), \quad (1.42)$$

gde je $\Omega = E[R^2]$ srednja snaga željenog signala, a $I_\nu(\cdot)$ modifikovana Besselova funkcija prve vrste reda ν [55, eq. (8.445)].

Raspodela k - μ fedinga odgovara signalu koji se sastoji od grupa (klastera) talasa koji se prostiru po više puteva (multipat talasi). Faze rasejanih talasa su slučajne i imaju slična vremena kašnjenja u okviru jedne grupe, a kašnjenja različitih klastera su relativno velika [56]. Pretpostavlja se da klasteri multipath talasa imaju rasejane talase sa identičnim snagama, kao i da svaki klaster ima dominantnu komponentu sa proizvoljnom snagom.

Ova raspodela je pogodna za primene sa linijom optičke vidljivosti (LoS), jer svaki klaster multipath talasa ima dominantnu komponentu (sa proizvoljnom snagom). Raspodela k - μ je generalni, opšti fizički model fedinga, koji uključuje Rajsovu i Nakagami- m raspodelu kao specijalne slučajeve, kao i jednostranu Gausovu i Rejljevu raspodelu, jer one takođe predstavljaju specijalne slučajeve Nakagami- m raspodele [57].

Parametar k predstavlja odnos između ukupne snage dominantne komponente i ukupne snage rasejanih komponenti. Parametar μ se odnosi na multipath grupisanje, i predstavlja oštrinu fedinga. Kada se μ smanjuje, oštrina fedinga se povećava. Za slučaj $k=0$, k - μ raspodela je ekvivalentna Nakagami- m raspodeli [58]. Kada je $\mu=1$, k - μ raspodela postaje Rajsova (Rician) raspodela, gde je k Rajsov faktor [58, 59].

Osim toga, k - μ raspodela potpuno opisuje karakteristike signala u smislu merljivih fizičkih parametara. Feding, koji se javlja u komunikacionim kanalima telo uz telo na 2.45 GHz za gašenje i spašavanje osoblja je opisan k - μ modelom [6], sa parametrima $k=2.31$ i $\mu=1.19$ i dobijeno je odlično slaganje sa izmerenim podacima. Na osnovu izraza za PDF funkciju (1.42), CDF funkcija amplitude k - μ slučajnog procesa je [60, 61]:

$$F_r(r) = \int_0^r f_T(t) dt = \sum_{p=0}^{+\infty} \frac{(k\mu)^p}{e^{k\mu} \Gamma(\mu+p) p!} \gamma\left(\mu+p, \frac{\mu(k+1)}{\Omega} r^2\right), \quad (1.43)$$

gde $\Gamma(\cdot)$ predstavlja Gamma funkciju [23, eq. 8.310.1], [62, eq. (6.1.1)], a $\gamma(b,c)$ je donja Gama funkcija [23, eq. (8.356.3)], [63, eq. (11.1.9)], [62, eq. (6.5.12)]. PDF k- μ raspedljenog SNR po simbolu kanala (x) je [20, eq. (2.38)]:

$$f_x(x) = \frac{\mu}{e^{\mu k}} \left(\frac{1+k}{\beta} \right)^{(\mu+1)/2} \left(\frac{x}{k} \right)^{(\mu-1)/2} e^{-\frac{\mu(1+k)x}{\beta}} I_{\mu-1} \sqrt{\frac{k(1+k)x}{\beta}}. \quad (1.44)$$

Odgovarajuća karakteristična MGF funkcija može se predstaviti kao [50, 64]:

$$M_x(s) = \int_0^{+\infty} f_x(x) e^{-xs} dx = \frac{e^{-s(p^2+q^2)(1+2s\sigma^2)}}{(1+2s\sigma^2)^\mu}. \quad (1.45)$$

1.5.2 Model η - μ fedinga

Neka su X_{1i} i X_{2i} , $i=1, \dots, \mu$, Gausovi procesi sa nultom srednjom vrednošću u fazi i kvadraturi ($E(X_{1i})=E(X_{2i})=0$). Pod pretpostavkom da je μ ceo broj, rezultirajuća anvelopa Gausovih procesa se može napisati u sledećem obliku [53]:

$$r = \sqrt{\sum_{i=1}^{\mu} (X_{1i}^2 + X_{2i}^2)}. \quad (1.46)$$

Rezultirajuća anvelopa ima η - μ raspodelu sa PDF funkcijom u sledećem obliku [7, 65]:

$$f_r(r) = \frac{4\sqrt{\pi} h^\mu r^{2\mu}}{\Gamma(\mu) H^{\mu-1/2}} \left(\frac{\mu}{\Omega} \right)^{\mu+1/2} e^{-\frac{2\mu h r^2}{\Omega}} I_{\mu-1/2} \left[\frac{2\mu H r^2}{\Omega} \right], \quad (1.47)$$

gde je $\Omega=E(R^2)$ prosečna snaga signala, dok su H i h parametri raspodele, koji se mogu definisati u skladu sa posmatranim formatom, jer η - μ raspodela pokriva dva formata, format 1 i format 2. U formatu 1, varijanse nezavisnih Gausovih procesa u fazi i kvadraturi su proizvoljne sa odnosom definisanim parametrom $\eta=E(X_{1i}^2)/E(X_{2i}^2)$. Parametri raspodele H i h za format 1 prikazani su sledećim izrazima [20, eq. (2.42)], [8, 53]:

$$H = \frac{\eta^{-1} - \eta}{4}, h = \frac{2 + \eta^{-1} + \eta}{4}, \eta \geq 0 \quad (1.48)$$

U formatu 2, varijanse zavisnih Gausovih procesa u fazi i kvadraturi su identični sa koeficijentom korelacije definisanim kao $\eta=E(X_{1i}X_{2i})/E(X_{2i}^2)$ ili $\eta=E(X_{1i}X_{2i})/E(X_{1i}^2)$. Tada su parametri raspodele definisani na sledeći način [20, eq. (2.43)], [18]:

$$H = \frac{\eta}{1-\eta^2}, h = \frac{1}{1-\eta^2}, -1 \leq \eta \leq 1. \quad (1.49)$$

Transformacija iz formata 1 u format 2 može se dobiti pomoću relacije [7]:

$$\eta_{Format1} = \frac{1 - \eta_{Format2}}{1 + \eta_{Format2}}. \quad (1.50)$$

U bežičnim komunikacijama η - μ raspodela fedinga se koristi kao opšta raspodela za predstavljanje malih varijacija signala u uslovima bez linije optičke vidljivosti [66, 67]. Grubo govoreći, parametar μ se odnosi na broj klastera u kanalu.

Kao generalna raspodela, ovaj model uključuje i neke posebne slučajeve raspodele fedinga kao što su: Nakagami- q (Hoyt), jednostrana Gaussova, Relijeva (Rayleigh) i Nakagami- m [56]. Hoyt (ili Nakagami- q) raspodela može se dobiti iz η - μ raspodele, postavljanjem $\mu=0,5$. U ovom slučaju, Hoyt (ili Nakagami- q) parametar je dat kao:

$$b = \frac{\eta_{Format1} - 1}{\eta_{Format1} + 1}, q^2 = \eta_{Format1}, b = -\eta_{Format2}, q^2 = \frac{1 - \eta_{Format2}}{\eta_{Format2} + 1}. \quad (1.51)$$

Nakagami- m raspodela se može dobiti iz η - μ raspodele, na tačan način, postavljanjem parametara $\mu=m$ i $\eta \rightarrow 0$ (ili $\eta \rightarrow \infty$) [7] u formatu 1, ili $\eta \rightarrow \pm 1$ u formatu 2. Takođe, to se može dobiti [68] postavljanjem $\mu=m/2$ i $\eta \rightarrow 1$ u formatu 1 ili $\eta \rightarrow 0$ u formatu 2. Nakon integracije, CDF amplitude η - μ slučajnog procesa može biti predstavljena u obliku [20, eq. (2.46)]:

$$F_R(r) = \int_0^r f_T(t) dt = \frac{\sqrt{\pi}}{\Gamma(\mu)} \sum_{p=0}^{+\infty} \frac{H^{2p} \gamma(4p + 4\mu, 2\mu hr^2 / \Omega)}{2^{2p+2\mu-1} \Gamma(\mu + p + 1/2) p! h^{\mu+2p}}. \quad (1.52)$$

Funkcija gustine verovatnoće (PDF) od η - μ raspodeljenog SNR po simbolu može biti predstavljena u sledećem obliku [20, eq. (2.47)]:

$$f_X(x) = \frac{2\sqrt{\pi}\mu^{\mu+1/2} h^\mu x^{\mu-1/2}}{\Gamma(\mu) H^{\mu-1/2} \beta^{\mu+1/2}} e^{-\frac{2\mu Hx}{\beta}} I_{\mu-1/2} \left[\frac{2\mu Hx}{\beta} \right]. \quad (1.53)$$

Odgovarajuća karakteristična MGF funkcija je predstavljena u sledećem obliku [69, 70]:

$$M_X(s) = \int_0^{+\infty} f_X(x) e^{-xs} dx = \frac{1}{\left(1 + \frac{\beta s}{2\mu(h-H)}\right)^\mu \left(1 + \frac{\beta s}{2\mu(h+H)}\right)^\mu}. \quad (1.54)$$

2 KARAKTERISTIKE RELEJNOG PRENOSA SIGNALA U SPECIFIČNOM BEŽIČNOM OKRUŽENJU

U ovom poglavlju razmatra se prenos signala pod uticajem k - μ i η - μ fedinga sa snagama γ_1 i γ_2 , kojima se modeluje slučajni proces promene amplitude korisnog signala preko jednog relejnog sistema primenom tehnika pojačaj i prenesi (AF) i dekoduj i prenesi (DF). Ceo sistem se sastoji od predajnika (source, S), releja (relay, R) i prijemika (destination, D). Pri relejnom prenosu signala prvim linkom, S-R, i drugim linkom, R-D, zanemaren je signal koji dolazi trećim linkom, S-D. Kod relejnog prenosu signala, pojava brzog fedinga se ogleda u promeni amplitude signala koji se prenosi linkom S-R-D, tako da na osnovu dobijenih statističkih veličina prvog i drugog reda na prijemu možemo izvršiti analizu i procenu performansi celokupog bežičnog sistema kada se ne primenjuje diverzitetna tehnika [4, 5, 6, 71].

Pri transmisiji signala, usled uticaja navedenih tipova fedinga i njihovih kombinacija na linkovima S-R-D, u ovom poglavlju su matematički izračunate i grafički prikazane statističke veličine prvog reda: verovatnoća otkaza sistema (P_{out}) i srednja verovatnoća greške po bitu (P_e) na prijemu primenom programskih paketa Mathematica i Origin.

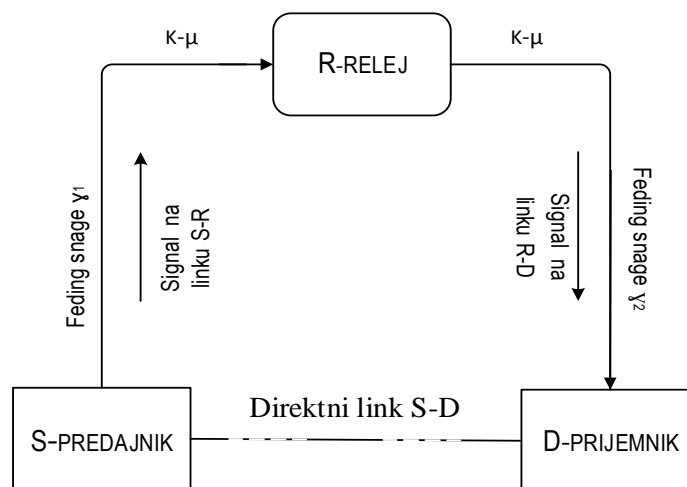
Osim grafičkih prikaza za navedene statističke veličine prvog reda kod kojih je razmatran uticaj raznih parametara sredine na performanse bežičnog telekomunikacionog sistema, takođe su urađene i tabele za konvergenciju dobijenih izraza za P_{out} i P_e u kojima je prikazan broj članova suma niza koje treba sabrati da bi se postigla tačnost izraza, zaokružena na petu decimalu u odnosu na promenljivu w [dB]. Grafici i tabele za P_{out} i P_e sistema su urađeni pod pretpostavkom da su parametri na prijemnoj strani: $\mu_1=\mu_2=\dots=\mu_n=\mu$, $k_1=k_2=\dots=k_n=k$, $\gamma_{th1}=\gamma_{th2}=\dots=\gamma_{thn}=\gamma_{th}$, $H_1=H_2=\dots=H_n=H$, $h_1=h_2=\dots=h_n=h$, $\bar{\gamma}_1=\bar{\gamma}_2=\dots=\bar{\gamma}_n=\bar{\gamma}=w$.

2.1 Performanse relejnog prenosu signala pri uticaju k - μ fedinga na linkovima S-R i R-D dobijene tehnikom AF

Model prenosu transmissionog korisnog signala preko relejnog sistema korišćenjem tehnike AF, kada je na linku S-R prisutan uticaj k_1 - μ_1 fedinga snage γ_1 , a na linku R-D uticaj istog tipa fedinga k_2 - μ_2 snage γ_2 , prikazan na slici 3.1. Relejni čvor usmerava signal dobijen od izvora S do odredišta D množenjem signala sa nekim dobitkom (faktor G). Rezultat multiplikacije signala se vrši bez ikakvih regenerativnih metoda, tako da tehniku AF možemo

nazvati ne-regenerativni relej [72]. Zbog množenja signala, nije samo pojačan signal dobijen od S već se i šum takođe množi dobitkom. Međutim, retransmisija je prilično jednostavna, tako da je hardver za obradu signala AF tehnikom u releju takođe manje kompleksan u poređenju sa DF protokolom [73]. U slučaju ako je poznat parametar kanala CSI, relej može prilagoditi dobitak adaptivno kako bi se postigle bolje performanse bežičnog telekomunikacionog sistema [74, 75]. CSI je poznat na releju pod nazivom CSI-pomoć, odnosno informacija o stanju u kanalu [76]. Sa druge strane primenom AF tehnike za referisanje releja koji pojačava izvorni signal sa nepoznatim CSI, potrebno je poznavati samo statistički parametar kanala izvor-relej [76, 77]. Stoga, relej sa informacijom o stanju u kanalu CSI je komplikovaniji za implementaciju, u odnosu na slepi relej. U ovoj disertaciji, za relejni prenos signala tehnikom AF, vrednost konstante snage releja c iznosi jedan.

Performanse sistema koje su matematički izračunate, a zatim i grafički prikazane primenom programskih paketa Matematica i Origin su: verovatnoća otkaza sistema i verovatnoća greške po bitu na prijemu, bez primene modulacionih tehnika. Osim grafičkih prikaza za P_{out} i P_e , takođe su urađene i tabele za konvergenciju dobijenih izraza, pod pretpostavkom da su parametri: $\gamma_1 = \gamma_2 = \gamma$, $\mu_1 = \mu_2 = \mu$, $k_1 = k_2 = k$, $\bar{\gamma}_1 = \bar{\gamma}_2 = \bar{\gamma} = w$.



Slika 2.1 Model relejnog prenosa signala pri uticaju k - μ fedinga na oba linka

Za određivanje performansi sistema na prijemu neophodno je odrediti funkciju gustine verovatnoće (probability density function, PDF) i kumulativnu funkciju raspodele (cumulative distribution function, CDF) signala, koji se prenosi linkovima S-R i R-D, i koji je izložen uticaju fedinga, modelovanog k - μ raspodelom na pomenutim linkovima. Koristeći izraz (1.42), PDF anvelope signala x u prisustvu k - μ fedinga, na bilo kom od dva linka (S-R ili R-D), sa slike 3.1, možemo analitički napisati u obliku [53, 78], [79, eq. (2.6)], [80, 81]:

$$p(x) = \frac{2\mu x^\mu}{k^{(\mu-1)/2} e^{\mu k}} \left(\frac{1+k}{\Omega} \right)^{\frac{\mu+1}{2}} e^{-\frac{\mu(1+k)x^2}{\Omega}} I_{\mu-1} \left(2\mu x \sqrt{\frac{k(1+k)}{\Omega}} \right). \quad (2.1)$$

Modifikovana Besselova funkcija $I_\nu(\cdot)$ može se izraziti pomoću izraza [63, eq.(17.7.1.1)]:

$$I_\nu(x) = \sum_{k=0}^{+\infty} \frac{(x/2)^{\nu+2k}}{k! \Gamma(\nu+k+1)}, \quad (2.2)$$

gde je parametar x trenutna vrednost signala, Ω je srednja vrednost snage signala, μ je broj klastera i $\Gamma(\cdot)$ je Gama funkcija [52, eq. (8.310)]. Koristeći izraz (2.2), možemo napisati da je PDF trenutne vrednosti anvelope signala iz izraza (2.1) jednaka:

$$p(x) = 2e^{-\frac{\mu(1+k)x^2}{\Omega}} e^{-\mu k} \sum_{i=0}^{+\infty} \frac{\mu^{2i+\mu} k^i x^{2i+2\mu-1}}{\Gamma(i+\mu) i!} \left(\frac{1+k}{\Omega} \right)^{i+\mu}. \quad (2.3)$$

Uvodeći oznaku γ za vrednost snage gustine verovatnoće odnosa signal-šum (signal-to-noise ratio, SNR) [20, eq. (2.3)], odnosno trenutnu vrednost SNR po simbolu dobija se izraz:

$$x^2 = \frac{\gamma}{\bar{\gamma}} \Omega, \quad x = \sqrt{\frac{\gamma}{\bar{\gamma}}} \Omega, \quad |J| = \frac{\partial x}{\partial \gamma} = \frac{dx}{d\gamma} = \frac{d}{d\gamma} \left(\sqrt{\frac{\gamma}{\bar{\gamma}}} \Omega \right) = \frac{1}{2\sqrt{\bar{\gamma}}} \sqrt{\frac{\Omega}{\bar{\gamma}}}, \quad x = f(\gamma), \quad (2.4)$$

gde je $\bar{\gamma}$ -srednja vrednost SNR, a njegova oznaka na graficima i tabelama je w . Uvodeći oznaku p_γ umesto p_x možemo napisati da je PDF trenutne vrednosti SNR [20, eq. (2.3)]:

$$p_\gamma(\gamma) = p_x(f(\gamma)) |J| = p_x \left(\sqrt{\frac{\gamma \Omega}{\bar{\gamma}}} \right) \frac{1}{2\sqrt{\bar{\gamma}}} \sqrt{\frac{\Omega}{\bar{\gamma}}} = \frac{1}{2\sqrt{\bar{\gamma}}} \sqrt{\frac{\Omega}{\bar{\gamma}}} p_x \left(\sqrt{\frac{\Omega \gamma}{\bar{\gamma}}} \right). \quad (2.5)$$

Zamenom izraza (2.3) i (2.4) u izraz (2.5), dobija se PDF odnosa SNR za k - μ raspodelu signala u obliku:

$$p_\gamma(\gamma) = e^{-\mu k - \frac{\mu(1+k)\gamma}{\bar{\gamma}}} \sum_{i=0}^{+\infty} \frac{\mu^{2i+\mu} k^i \gamma^{i+\mu-1}}{\Gamma(i+\mu) i!} \left(\frac{1+k}{\bar{\gamma}} \right)^{i+\mu}. \quad (2.6)$$

Koristeći izraz (2.43), CDF trenutne vrednosti SNR za k - μ raspodelu [82, 83] je:

$$F_\gamma(\gamma) = \int_0^\gamma p(t) dt = \frac{1}{e^{\mu k}} \sum_{i=0}^{+\infty} \frac{(\mu k)^i}{\Gamma(i+\mu) i!} \int_0^{\frac{\mu(1+k)\gamma}{\bar{\gamma}}} s^{i+\mu-1} e^{-s} ds. \quad (2.7)$$

Integral u izrazu (2.7) se rešava pomoću matematičkog identiteta [63, eq. (11.1.9)]:

$$\int_0^c x^{b-1} e^{-x} dx = \gamma(b, c), \quad (2.8)$$

gde je $\gamma(b, c)$ donja Gama funkcija, i ona se može predstaviti pomoću niže ili komplementarno nepotpune Gama funkcije $\Gamma(\alpha, x)$, i Gama funkcije $\Gamma(\cdot)$ [23, eq (8.356.3)] kao:

$$\gamma(n, x) = \Gamma(n) - \Gamma(n, x), \quad \Gamma(n, x) = (n-1)! e^{-x} \sum_{k=0}^{n-1} \frac{x^k}{k!} = \Gamma(n) e^{-x} \sum_{k=0}^{n-1} \frac{x^k}{k!}. \quad (2.9)$$

Primenom izraza (2.8) i (2.9) u izraz (2.7), CDF od SNR sa k - μ raspodelom postaje:

$$\begin{aligned}
F_\gamma(\gamma) &= \frac{1}{e^{\mu k}} \sum_{i_1=0}^{+\infty} \frac{(\mu k)^{i_1}}{\Gamma(i_1 + \mu) i_1!} \gamma \left(i_1 + \mu, \frac{\mu(1+k)}{\bar{\gamma}} \gamma \right) = \\
&= \frac{1}{e^{\mu k}} \sum_{i_1=0}^{+\infty} \frac{(\mu k)^{i_1}}{i_1!} \left(1 - e^{-\frac{\mu(1+k)}{\bar{\gamma}} \gamma} \sum_{i_2=0}^{i_1+\mu-1} \frac{1}{i_2!} \left(\frac{\mu(1+k)}{\bar{\gamma}} \gamma \right)^{i_2} \right). \tag{2.10}
\end{aligned}$$

2.1.1 Verovatnoća otkaza sistema na prijemu

Verovatnoća otkaza sistema se definiše kao verovatnoća da vrednost posmatranog odnosa SNR na prijemnoj strani padne ispod očekivane unapred određene neke granične vrednosti praga γ_{th} , koja se zadaje na osnovu standarda QoS i GoS na prijemu [2, 45]. Primenom izraza (2.10) u izraz (1.5), komplementarnu kumulativnu funkciju $C\gamma_1(x)$ od kumulativne funkcije za SNR, za link (S-R) pri k - μ raspodeli, možemo napisati u sledećem obliku:

$$\begin{aligned}
C_{\gamma_1}(x) &= 1 - F_{\gamma_1}(x) = C_{\gamma_1} \left(\gamma_{th} + \frac{\gamma_{th}^2 + c\gamma_{th}}{w} \right) = 1 - F_{\gamma_1} \left(\gamma_{th} + \frac{\gamma_{th}^2 + c\gamma_{th}}{w} \right) = 1 - \\
&- \frac{1}{e^{\mu k}} \sum_{i_1=0}^{+\infty} \frac{(\mu k)^{i_1}}{i_1!} \left(1 - e^{-\frac{\mu(1+k)}{\bar{\gamma}} \left(\gamma_{th} + \frac{\gamma_{th}^2 + c\gamma_{th}}{w} \right)} \sum_{i_2=0}^{i_1+\mu-1} \frac{1}{i_2!} \left(\frac{\mu(1+k)}{\bar{\gamma}} \left(\gamma_{th} + \frac{\gamma_{th}^2 + c\gamma_{th}}{w} \right) \right)^{i_2} \right), \tag{2.11}
\end{aligned}$$

gde je parametar c u izrazima 0 ili 1, k je odnos direktne i rasejane komponente, a γ_{th} je prag odnosno nivo i označava kolika je verovatnoća da se na prijemnoj strani javi manji SNR (signal/šum) od nekog očekivanog unapred određenog γ_{th} . Koristeći izraze (1.4) i (2.6) gustina verovatnoće SNR za link S-R-D, na prijemu je:

$$p_{\gamma_2}(\gamma_{th} + w) = \frac{1}{e^{\mu k}} \sum_{i_3=0}^{+\infty} \frac{\mu^{2i_3+\mu} k^{i_3} (\gamma_{th} + w)^{i_3+\mu-1}}{\Gamma(i_3 + \mu) i_3!} \left(\frac{1+k}{\bar{\gamma}} \right)^{i_3+\mu} e^{-\frac{\mu(1+k)}{\bar{\gamma}} (\gamma_{th} + w)}, \tag{2.12}$$

Zamenom izraza (2.11) i (2.12) u izraz (1.4), verovatnoća otkaza sistema za deo S-R-D pri prenosu signala uz prisustvo k - μ fedinga, na prijemnoj strani je data sledećim izrazom:

$$\begin{aligned}
P_{out} &= 1 - \frac{1}{e^{\mu k}} \sum_{i_3=0}^{+\infty} \frac{\mu^{2i_3+\mu} k^{i_3}}{\Gamma(i_3 + \mu) i_3!} \left(\frac{1+k}{\bar{\gamma}} \right)^{i_3+\mu} \left[\int_0^{+\infty} dw (\gamma_{th} + w)^{i_3+\mu-1} e^{-\frac{\mu(1+k)}{\bar{\gamma}} (\gamma_{th} + w)} - \frac{1}{e^{\mu k}} \cdot \right. \\
&\cdot \sum_{i_1=0}^{+\infty} \frac{(\mu k)^{i_1}}{i_1!} \left(\int_0^{+\infty} (\gamma_{th} + w)^{i_3+\mu-1} e^{-\frac{\mu(1+k)}{\bar{\gamma}} (\gamma_{th} + w)} dw - e^{-\frac{2\mu(1+k)}{\bar{\gamma}} \gamma_{th}} \sum_{i_2=0}^{i_1+\mu-1} \frac{1}{i_2!} \left(\frac{\mu \gamma_{th} (1+k)}{\bar{\gamma}} \right)^{i_2} \cdot \right. \\
&\left. \left. \cdot \int_0^{+\infty} (\gamma_{th} + w)^{i_3+\mu-1} (\gamma_{th} + c + w)^{i_2} \frac{1}{w^{i_2}} e^{-\frac{\mu(1+k)}{\bar{\gamma}} w} e^{-\frac{\mu \gamma_{th} (1+k)}{\bar{\gamma} w} (\gamma_{th} + c)} dw \right) \right]. \tag{2.13}
\end{aligned}$$

U izrazu (2.13) postoje sledeći integrali:

$$I_1 = \int_0^{+\infty} (\gamma_{th} + w)^{i_3 + \mu - 1} e^{-\frac{\mu(1+k)}{\bar{\gamma}}(\gamma_{th} + w)} dw, \quad (2.14)$$

$$I_2 = \int_0^{+\infty} (\gamma_{th} + w)^{i_3 + \mu - 1} (\gamma_{th} + c + w)^{i_2} \frac{1}{w^{i_2}} e^{-\frac{\mu(1+k)}{\bar{\gamma}}w} e^{-\frac{\mu\gamma_{th}(1+k)}{\bar{\gamma}w}(\gamma_{th} + c)} dw. \quad (2.15)$$

Rešavanjem integrala I_1 dobijamo integral u obliku:

$$I_1 = \left(\frac{\bar{\gamma}}{\mu(1+k)} \right)^{i_3 + \mu} \int_{\frac{\mu(1+k)}{\bar{\gamma}}\gamma_{th}}^{+\infty} t^{i_3 + \mu - 1} e^{-t} dt. \quad (2.16)$$

Primenom obrasca [63, eq. (11.1.9)]:

$$\Gamma(a, x) = \int_x^{+\infty} t^{a-1} e^{-t} dt, \quad (2.17)$$

i izraza (2.9) u izrazu (2.16), integral I_1 možemo napisati u sledećem obliku:

$$I_1 = \Gamma(i_3 + \mu) e^{-\frac{\mu(1+k)}{\bar{\gamma}}\gamma_{th}} \sum_{i_4=0}^{i_3 + \mu - 1} \frac{\gamma_{th}^{i_4}}{i_4!} \left(\frac{\bar{\gamma}}{\mu(1+k)} \right)^{i_3 - i_4 + \mu}. \quad (2.18)$$

Koristeći binomni obrazac [23, eq. (1.111)]:

$$(a + x)^n = \sum_{k=0}^n \binom{n}{k} a^{n-k} x^k, \quad (2.19)$$

integral I_2 iz izraza (2.15) možemo napisati:

$$I_2 = \sum_{i_5=0}^{i_3 + \mu - 1} \sum_{i_6=0}^{i_2} \binom{i_2}{i_6} \binom{i_3 + \mu - 1}{i_5} \gamma_{th}^{i_3 - i_5 + \mu - 1} (\gamma_{th} + c)^{i_2 - i_6} \int_0^{+\infty} w^{i_5 + i_6 - i_2 + 1 - 1} e^{-\frac{\mu(1+k)}{\bar{\gamma}}w} e^{-\frac{\mu\gamma_{th}(1+k)}{\bar{\gamma}w}(\gamma_{th} + c)} dw. \quad (2.20)$$

Primenom obrazca [23, eq(3.471)]:

$$\int_0^{+\infty} x^{\nu-1} e^{-\frac{\beta}{x} - \gamma x} dx = 2 \left(\frac{\beta}{\gamma} \right)^{\frac{\nu}{2}} K_{\nu} \left(2\sqrt{\beta\gamma} \right), \quad (2.21)$$

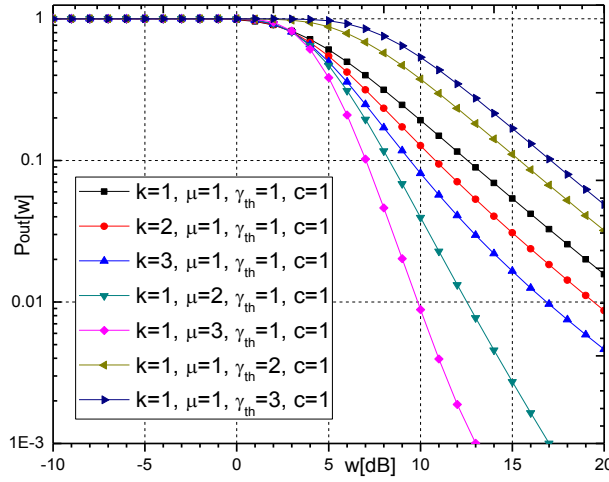
za rešenje integrala u izrazu (2.20), gde je $K_{\nu}(x)$ Besellova funkcija drugoga reda, integral I_2 posle sređivanja možemo napisati u obliku:

$$I_2 = 2 \sum_{i_5=0}^{i_3 + \mu - 1} \sum_{i_6=0}^{i_2} \binom{i_2}{i_6} \binom{i_3 + \mu - 1}{i_5} \gamma_{th}^{\frac{2i_3 + i_6 - i_2 - i_5 + 2\mu - 1}{2}} \cdot (\gamma_{th} + c)^{\frac{i_2 + i_5 - i_6 + 1}{2}} K_{i_5 + i_6 - i_2 + 1} \left(\frac{2\mu(1+k)}{\bar{\gamma}} \sqrt{\gamma_{th}(\gamma_{th} + c)} \right). \quad (2.22)$$

Posle zamene izraza (2.18) i (2.22) u izraz (2.13), dobijamo kumulativnu funkciju raspodele trenutne vrednosti odnosa SNR na izlazu prijemnika, odnosno verovatnoću otkaza sistema na prijemu za slučaj prenosa signala sa k- μ raspodeleom, u sledećem obliku:

$$\begin{aligned}
P_{out} = & 1 - e^{-\frac{\mu(1+k)}{\bar{\gamma}}\gamma_{th}-\mu k} \sum_{i_3=0}^{+\infty} \frac{\mu^{2i_3+\mu} k^{i_3}}{\Gamma(i_3+\mu) i_3!} \left(\frac{1+k}{\bar{\gamma}}\right)^{i_3+\mu} \left[\Gamma(i_3+\mu) \sum_{i_4=0}^{i_3+\mu-1} \frac{\gamma_{th}^{i_4}}{i_4!} \left(\frac{\bar{\gamma}}{\mu(1+k)}\right)^{i_3-i_4+\mu} \right. \\
& - e^{-\mu k} \sum_{i_1=0}^{+\infty} \frac{(\mu k)^{i_1}}{i_1!} \left(\Gamma(i_3+\mu) \sum_{i_4=0}^{i_3+\mu-1} \frac{\gamma_{th}^{i_4}}{i_4!} \left(\frac{\bar{\gamma}}{\mu(1+k)}\right)^{i_3-i_4+\mu} - 2e^{-\frac{\mu(1+k)}{\bar{\gamma}}\gamma_{th}} \sum_{i_2=0}^{i_1+\mu-1} \sum_{i_5=0}^{i_1+\mu-1-i_2} \sum_{i_6=0}^{i_2} \binom{i_3+\mu-1}{i_5} \right. \\
& \cdot \binom{i_2}{i_6} \left(\frac{\mu(1+k)}{\bar{\gamma}}\right)^{i_2} \frac{\gamma_{th}^{\frac{i_2+2i_3+i_6-i_5+2\mu-1}{2}} (\gamma_{th}+c)^{\frac{i_2+i_5-i_6+1}{2}}}{i_2!} K_{i_5+i_6-i_2+1} \left(\frac{2\mu(1+k)}{\bar{\gamma}} \sqrt{\gamma_{th}(\gamma_{th}+c)}\right) \left. \right]. \quad (2.23)
\end{aligned}$$

Na slici 2.2 je grafički prikazana P_{out} na prijemnoj strani, dobijena iz izraza (2.23), u zavisnosti od srednje vrednosti SNR, označene sa w , pri promeni parametara k , μ i γ_{th} .



Slika 2.2 Verovatnoća otkaza sistema iz izraza (2.23), pri promeni parametara k , μ i γ_{th}

Povećanjem k i μ parametara, P_{out} opada i sistem postaje stabilniji. Ako je γ_{th} parametar u porastu, P_{out} приметно raste, sistem postaje nestabilniji i ima lošije performanse. Za vrednosti parametara $k=\mu=\gamma_{th}=2$, pri $w=5$ dB, P_{out} sistema iznosi 0.5453, 0.4677 i 0.8799.

U tabeli 2.1 je prikazan broj potrebnih elemenata niza za konvergenciju izraza (2.23), pri promeni parametara sistema k , μ i γ_{th} .

Tabela 2.1 Broj članova suma za konvergenciju izraza (2.23), kada se menjaju parametri k , μ i γ_{th}

	w=-10 dB	w=0 dB	w=10 dB
k=1, $\mu=1$, $\gamma_{th}=1$, c=1	5	6	7
k=2, $\mu=1$, $\gamma_{th}=1$, c=1	5	11	11
k=3, $\mu=1$, $\gamma_{th}=1$, c=1	5	14	14
k=1, $\mu=2$, $\gamma_{th}=1$, c=1	5	7	8
k=1, $\mu=3$, $\gamma_{th}=1$, c=1	5	7	8
k=1, $\mu=1$, $\gamma_{th}=2$, c=1	5	6	8
k=1, $\mu=1$, $\gamma_{th}=3$, c=1	5	6	7

Za vrednost $w=-10$ dB postiže se konvergencija izraza, kada se broj članova sume u izrazu ograniči na 5, za sve vrednosti parametara k , μ i γ_{th} . Porastom parametra γ_{th} , za $w=0$ dB postiže se konvergencija, kada se broj članova u izrazu ograniči na 6, dok je za $w=10$ dB potreban veći broj članova i niz sporije konvergira. Kada su parametri μ i k u porastu, za $w=0$ dB i $w=10$ dB potreban je veći broj elemenata suma i niz sporije konvergira.

2.1.2 Srednja verovatnoća greške po bitu na prijemu

Jedna od značajnih statističkih veličina prvog reda je srednja verovatnoća greške po bitu (Average Bit Error Rate, ABER), koja opisuje karakteristike kanala sa aspekta greški nastalih pri penosu signala. Na osnovu ABER mogu se razmatrati performanse bežičog telekomunikacionog sistema pri relejnom prenosu signala modeliranog k - μ i η - μ rapodelama. Primenom izraza (2.23) u izraz (1.10), gde je $\gamma_{th}=t^2/\beta$, srednju verovatnoću greške po bitu na prijemnoj strani sistema u zavisnosti od srednje vrednosti SNR možemo napisati kao:

$$\begin{aligned}
P_e = & \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \left[\int_0^{+\infty} e^{-\frac{t^2}{2}} dt - \frac{1}{e^{\mu k}} \sum_{i_3=0}^{+\infty} \frac{\mu^{2i_3+\mu} k^{i_3}}{\Gamma(i_3+\mu) i_3!} \left(\frac{1+k}{\bar{\gamma}} \right)^{i_3+\mu} \left(\Gamma(i_3+\mu) \sum_{i_4=0}^{i_3+\mu-1} \frac{1}{i_4!} \left(\frac{\bar{\gamma}}{\mu(1+k)} \right)^{i_3-i_4+\mu} \right. \right. \\
& \cdot \int_0^{+\infty} \left(\frac{t^2}{\beta} \right)^{i_4} e^{-\frac{\mu(1+k)t^2}{\bar{\gamma}\beta}} e^{-\frac{t^2}{2}} dt - \frac{1}{e^{\mu k}} \sum_{i_1=0}^{+\infty} \frac{(\mu k)^{i_1}}{i_1!} \left(\Gamma(i_3+\mu) \sum_{i_4=0}^{i_3+\mu-1} \frac{1}{i_4!} \left(\frac{\bar{\gamma}}{\mu(1+k)} \right)^{i_3-i_4+\mu} \int_0^{+\infty} \left(\frac{t^2}{\beta} \right)^{i_4} e^{-\frac{t^2}{2}} \right. \\
& \cdot e^{-\frac{\mu(1+k)t^2}{\bar{\gamma}\beta}} dt - 2 \sum_{i_2=0}^{i_1+\mu-1} \sum_{i_5=0}^{i_2} \sum_{i_6=0}^{i_2-i_5} \binom{i_2}{i_6} \binom{i_3+\mu-1}{i_5} \frac{1}{i_2!} \left(\frac{\mu(1+k)}{\bar{\gamma}} \right)^{i_2} \int_0^{+\infty} \left(\frac{t^2}{\beta} \right)^{\frac{i_2+2i_3+i_6-i_5+2\mu-1}{2}} \\
& \cdot \left. \left. \left(\frac{t^2}{\beta} + c \right)^{\frac{i_2+i_5-i_6+1}{2}} e^{-\frac{2\mu(1+k)t^2}{\bar{\gamma}\beta}} e^{-\frac{t^2}{2}} K_{i_5+i_6-i_2+1} \left(\frac{2\mu(1+k)}{\bar{\gamma}} \sqrt{\frac{t^2}{\beta} \left(\frac{t^2}{\beta} + c \right)} \right) dt \right) \right) \right]. \quad (2.24)
\end{aligned}$$

U izrazu (2.24) postoje integrali J_1 , J_2 i J_3 , koje ćemo rešiti koristeći [23, eq. (3.321)]:

$$\int_0^{+\infty} e^{-q^2 x^2} dx = \frac{\sqrt{\pi}}{2q}, \quad (2.25)$$

integral J_1 iz izraza (2.24) možemo sada napisati u obliku:

$$J_1 = \int_0^{+\infty} e^{-\frac{t^2}{2}} dt = \frac{\sqrt{2\pi}}{2}. \quad (2.26)$$

Primenom smene $t^2/\beta=s$, integral J_2 iz izraza (3.24) dobija sledeći oblik:

$$J_2 = \int_0^{+\infty} \left(\frac{t^2}{\beta} \right)^{i_4} e^{-\frac{\mu(1+k)t^2}{\bar{\gamma}\beta}} e^{-\frac{t^2}{2}} dt = 2^{i_4-\frac{1}{2}} \sqrt{\beta} \left(\frac{\bar{\gamma}}{2\mu(1+k)+\beta\bar{\gamma}} \right)^{i_4+\frac{1}{2}} \int_0^{+\infty} n^{i_4+\frac{1}{2}-1} e^{-n} dn. \quad (2.27)$$

Koristeći obrazac [62, eq. (6.1.1)]:

$$\Gamma(z) = \int_0^{+\infty} t^{z-1} e^{-t} dt, \quad (2.28)$$

integral J_2 možemo napisati kao:

$$J_2 = 2^{i_4 - \frac{1}{2}} \sqrt{\beta} \left(\frac{\bar{\gamma}}{2\mu(1+k) + \beta\bar{\gamma}} \right)^{i_4 + \frac{1}{2}} \Gamma(i_4 + 1/2). \quad (2.29)$$

Pomoću smene $t^2/\beta=s$, integral J_3 iz izraza (2.24) dobija sledeći oblik:

$$\begin{aligned} J_3 &= \int_0^{+\infty} \left(\frac{t^2}{\beta} \right)^{\frac{i_2+2i_3+i_6-i_5+2\mu-1}{2}} \left(\frac{t^2}{\beta} + c \right)^{\frac{i_2+i_5-i_6+1}{2}} e^{-\frac{2\mu(1+k)t^2}{\bar{\gamma}\beta}} e^{-\frac{t^2}{2}} K_{i_5+i_6-i_2+1} \left(\frac{2\mu(1+k)}{\bar{\gamma}} \sqrt{\frac{t^2}{\beta} \left(\frac{t^2}{\beta} + c \right)} \right) dt = \\ &= \frac{\sqrt{\beta}}{2} \int_0^{+\infty} s^{\frac{i_2+2i_3+i_6-i_5+2\mu-2}{2}} (s+c)^{\frac{i_2+i_5-i_6+1}{2}} K_{i_5+i_6-i_2+1} \left(\frac{2\mu(1+k)}{\bar{\gamma}} \sqrt{s(s+c)} \right) e^{-\frac{4\mu(1+k)+\beta\bar{\gamma}}{2\bar{\gamma}}s} ds. \end{aligned} \quad (2.30)$$

Primenjujući pravilo za Beselovu funkciju drugog reda $K_\nu(x)$ [62, eq. (9.6.9)]:

$$K_\nu(z) \sim \frac{1}{2} \Gamma(\nu) \left(\frac{1}{2} z \right)^{-\nu}, \quad (2.31)$$

kao i izraze (2.19) za binomni obrazac i (2.28), za Gama funkciju u izrazu (2.30), integral J_3 daljim rešavanjem možemo približno napisati u sledećem obliku:

$$J_3 \approx \frac{\sqrt{\beta} \Gamma(i_5 + i_6 - i_2 + 1)}{(\mu(1+k))^{i_5+i_6-i_2+1}} \sum_{i_7=0}^{i_2-i_6} \binom{i_2-i_6}{i_7} 2^{\frac{i_2+i_3+i_7-i_5+\mu-5}{2}} c^{i_2-i_6-i_7} \bar{\gamma}^{-i_3+i_6+i_7+\mu+\frac{1}{2}} \Gamma(i_2 + i_3 + i_7 - i_5 + \mu - 1/2) \frac{1}{(4\mu(1+k) + \beta\bar{\gamma})^{i_2+i_3+i_7-i_5+\mu-\frac{1}{2}}}. \quad (2.32)$$

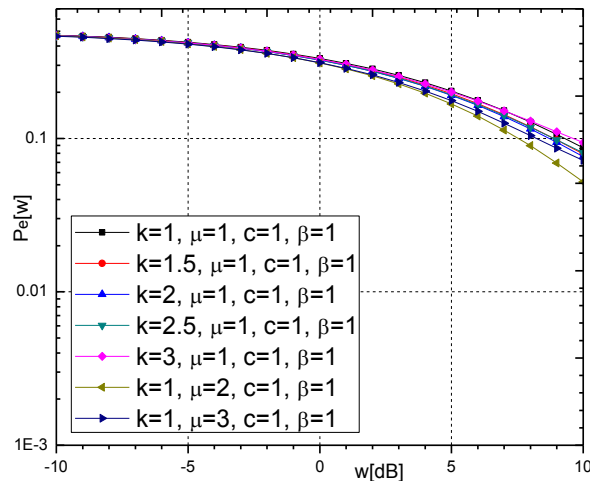
Zamenom izraza (2.26), (2.29) i (2.32) u izraz (2.24) dobijamo izraz za P_e na prijemu za slučaj prenosa signala sa k - μ rapodelom na oba linka:

$$\begin{aligned} P_e &\approx \frac{1}{2\sqrt{\pi}} \left[\sqrt{\pi} - \frac{\sqrt{\beta\bar{\gamma}}}{e^{\mu k}} \sum_{i_3=0}^{+\infty} \frac{\mu^{2i_3+\mu} k^{i_3} ((1+k)/\bar{\gamma})^{i_3+\mu}}{\Gamma(i_3+\mu) i_3!} \left(\Gamma(i_3+\mu) \sum_{i_4=0}^{i_3+\mu-1} \frac{2^{i_4} \bar{\gamma}^{i_3+\mu}}{(\mu(1+k))^{i_3-i_4+\mu}} \right. \right. \\ &\cdot \frac{\Gamma(i_4+1/2)}{(2\mu(1+k) + \beta\bar{\gamma})^{i_4+1/2}} \frac{1}{i_4!} - \frac{1}{e^{\mu k}} \sum_{i_1=0}^{+\infty} \frac{(\mu k)^{i_1}}{i_1!} \left(\Gamma(i_3+\mu) \sum_{i_4=0}^{i_3+\mu-1} \frac{2^{i_4} \bar{\gamma}^{i_3+\mu}}{(2\mu(1+k) + \beta\bar{\gamma})^{i_4+1/2}} \right. \\ &\cdot \frac{\Gamma(i_4+1/2)}{(\mu(1+k))^{i_3-i_4+\mu}} \frac{1}{i_4!} - \sum_{i_2=0}^{i_3+\mu-1} \sum_{i_5=0}^{i_2} \sum_{i_6=0}^{i_2-i_6} \sum_{i_7=0}^{i_2-i_6} \binom{i_3+\mu-1}{i_5} \binom{i_2}{i_6} \binom{i_2-i_6}{i_7} \frac{2^{i_2+i_3+i_7-i_5+\mu-1} c^{i_2-i_6-i_7}}{(\mu(1+k))^{i_5+i_6-2i_2+1}} \\ &\left. \left. \left. \cdot \frac{\bar{\gamma}^{i_3+i_6+i_7-i_2+\mu} \Gamma(i_5+i_6-i_2+1) \Gamma(i_2+i_3+i_7-i_5+\mu-1/2)}{i_2! (4\mu(1+k) + \beta\bar{\gamma})^{i_2+i_3+i_7-i_5+\mu-1/2}} \right) \right) \right]. \end{aligned} \quad (2.33)$$

Za vrednosti parametra $\beta=2^n=1$ i $\beta=2$ imamo QPSK i BPSK modulaciju.

2.1.2.1 Performanse sistema za slučaj QPSK modulacije

Za kvaternarnu QPSK modulaciju [84, 85] kada je vrednost parametra $\beta=2^n=1$, na slici 2.3 je prikazan grafik za srednju verovatnoću greške po bitu, iz izraza (2.24), u zavisnosti od srednje vrednosti SNR, w , pri promeni parametara k i μ .



Slika 2.3 Srednja verovatnoća greške po bitu iz izraza (2.24), pri promeni parametara k i μ , za $\beta=1$

Sa slike 2.3, pri porastu parametara k i μ , P_e opada i sistem ima bolje performanse. Na osnovu vrednosti parametara $k=\mu=2$, pri iznosu $w=5$ dB, P_e sistema iznosi 0.1912 i 0.1681.

U nastavku je data tabela 2.2, koja prikazuje potreban broj članova suma za postizanje konvergencije izraza (2.24), na petu decimalu, pri promeni vrednosti parametara sistema k i μ .

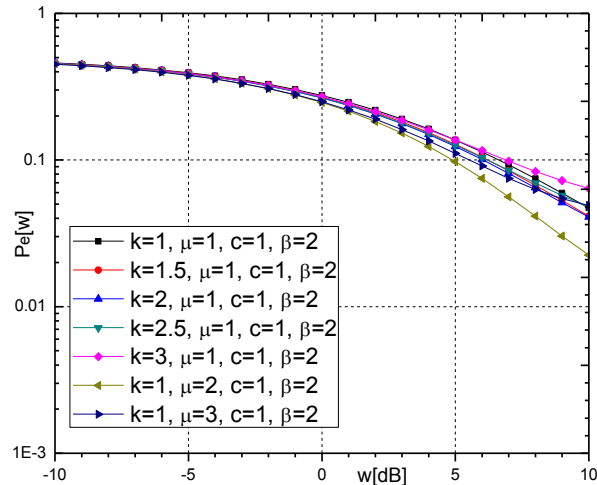
Tabela 2.2 Broj članova suma za konvergenciju izraza (2.24), kada se menjaju parametri k i μ , pri $\beta=1$

	$w=-10$ dB	$w=0$ dB	$w=10$ dB
$k=1, \mu=1, c=1, \beta=1$	6	7	7
$k=1.5, \mu=1, c=1, \beta=1$	6	9	9
$k=2, \mu=1, c=1, \beta=1$	8	9	10
$k=2.5, \mu=1, c=1, \beta=1$	9	11	12
$k=3, \mu=1, c=1, \beta=1$	10	13	13
$k=1, \mu=2, c=1, \beta=1$	8	10	10
$k=1, \mu=3, c=1, \beta=1$	10	12	13

Kada se parametri k i μ povećavaju, potrebno je sabrati veći broj članova u svakoj sumi za postizanje konvergencije izraza, i niz sporije konvergira. Na primer pri porastu parametra k sa $k=1$ na $k=2$, za iznos $w=0$ dB, broj članova suma u izrazu se poveća sa $7^2=49$ na $9^2=81$.

2.1.2.2 Performanse sistema za slučaj BPSK modulacije

Za binarnu BPSK modulaciju [86] ($\beta=2^n=2$), na slici 2.4 je prikazan grafikon zavisnosti srednje verovatnoće greške po bitu na prijemu, P_e , od srednje vrednosti SNR, w , iz izraza (2.24), pri promeni parametara k i μ .



Slika 2.4 Srednja verovatnoća greške po bitu iz izraza (2.24), pri promeni parametara k i μ , za $\beta=2$

Povećanjem parametra k i μ , P_e na prijemu opada, i sistem postaje stabilniji. Za vrednosti parametara $k=\mu=2$, pri iznosu $w=5$ dB, P_e iznosi 0.1235 i 0.0974.

Osim grafičkog prikaza data je i tabela 2.3, za konvergenciju izraza (2.24), u kojoj je prikazan broj elemenata niza, potrebnih za postizanje tačnosti izraza na petu decimalu, pri promeni parametara sistema k i μ .

Tabela 2.3 Broj članova suma za konvergenciju izraza (2.24), kada se menjaju parametri k i μ , pri $\beta=2$

	$w=-10$ dB	$w=0$ dB	$w=10$ dB
$k=1, \mu=1, c=1, \beta=2$	5	7	7
$k=1.5, \mu=1, c=1, \beta=2$	6	9	9
$k=2, \mu=1, c=1, \beta=2$	8	10	10
$k=2.5, \mu=1, c=1, \beta=2$	9	11	12
$k=3, \mu=1, c=1, \beta=2$	10	13	12
$k=1, \mu=2, c=1, \beta=2$	8	10	11
$k=1, \mu=3, c=1, \beta=2$	10	13	13

Iz tabele 2.3 se vidi, da se pri povećanju vrednosti parametara k i μ , broj članova u izrazu (2.24) povećava kako bi se postigla tačnost izraza i niz sporije konvergira.

2.2 Performanse relejnog prenosa signala pri uticaju k-μ fedinga na linkovima S-R i R-D dobijene tehnikom DF

Model relejnog prenosa signala modelovanog k-μ raspodelom na oba linka celokupnog bežičnog sistema je prikazan na slici 2.1. Na deonici S-R-D prenosi se signal pri uticaju k₁-μ₁ fedinga snage γ₁ na linku S-R, i k₂-μ₂ fedinga snage γ₂ na linku R-D. Kod primene DF tehnike, relej dekodira signal dobijen iz izvora, a potom vrši ponovno kodiranje pre nego što signal pošalje ka odredištu [87]. Alternatino DF protokol se može nazvati Regenerativni relej. U slučaju da je kanal kojim se prenosi korisni signal loš, releju je potrebno puno više vremena za dekodiranje primljenog signala u odnosu kada je kanal dobar, što dovodi do gubitka vremena efikasnosti i lošijih performansi bežičnog telekomunikacionog sistema [88]. Emitovana snaga signala, koji se prenosi relejnim putem tehnikom DF, zavisi i od konstante snage releja c, pri čemu za veće iznose (c>1) signal se re-emituje manjom snagom. Za slučaj prenosa korisnog signala, prikazanog na slici 2.1, tehnikom DF, u ovom odeljku su matematički izračunate i grafički prikazane pomoću programskih paketa Matematika i Oridžin statističke veličine prvog reda sistema P_{out} i P_e na prijemnoj strani pod pretpostavkom da su parametri: γ₁=γ₂=γ, μ₁=μ₂=μ, k₁=k₂=k, $\bar{\gamma}_1 = \bar{\gamma}_2 = \bar{\gamma} = w$.

2.2.1 Verovatnoća otkaza sistema na prijemu

Verovatnoća otkaza sistema za drugi deo linka od releja do prijemnika [38], u D je:

$$P_{out} = F_{\gamma_{eq}}(\gamma_{th}) = \int_0^{+\infty} P_{\mu} \left(\gamma_1 \left\langle \frac{\gamma_{th} c}{\gamma_1 - \gamma_{th}} \right\rangle \gamma_2 \right) p_{\gamma_1}(\gamma_1) d\gamma_2 = \int_0^{+\infty} F_{k-\mu} \left(\frac{\gamma_{th}(c + \gamma_2)}{\gamma_2} \right) p_{k-\mu}(\gamma_2) d\gamma_2 \quad (2.34)$$

Koristeći izraz (2.6), dobijamo PDF odnosa SNR, pri uticaju k-μ fedinga, u obliku:

$$p_{k-\mu}(\gamma_2) = \frac{1}{e^{\mu k}} \sum_{i_3=0}^{+\infty} \frac{\mu^{2i_3+\mu} k^{i_3} \gamma_2^{i_3+\mu-1}}{\Gamma(i_3 + \mu) i_3!} \left(\frac{1+k}{\bar{\gamma}} \right)^{i_3+\mu} e^{-\frac{\mu(1+k)}{\bar{\gamma}} \gamma_2}. \quad (2.35)$$

Primenom izraza (2.10) dobijamo CDF odnosa SNR u D, pri uticaju k-μ fedinga:

$$F_{k-\mu} \left(\frac{\gamma_{th}(c + \gamma_2)}{\gamma_2} \right) = \frac{1}{e^{\mu k}} \sum_{i_1=0}^{+\infty} \frac{(\mu k)^{i_1}}{i_1!} \left(1 - e^{-\frac{\mu(1+k)\gamma_{th}(c+\gamma_2)}{\bar{\gamma} \gamma_2}} \sum_{i_2=0}^{i_1+\mu-1} \frac{1}{i_2!} \left(\frac{\mu(1+k)}{\bar{\gamma}} \right)^{i_2} \left(\frac{\gamma_{th}(c + \gamma_2)}{\gamma_2} \right)^{i_2} \right). \quad (2.36)$$

Primenjujući izraze (2.35), (2.36) i (2.19) za binomni obrazac u izraz (2.34), dobijamo verovatnoću otkaza sistema na prijemu pri prenosu signala sa k-μ raspodelom na oba linka:

$$P_{out} = \frac{1}{e^{2\mu k}} \sum_{i_1=0}^{+\infty} \sum_{i_3=0}^{+\infty} \frac{\mu^{i_1+2i_3+\mu} k^{i_1+i_3}}{\Gamma(i_3 + \mu) i_1! i_3!} \left(\frac{1+k}{\bar{\gamma}} \right)^{i_3+\mu} \left(\int_0^{+\infty} \gamma_2^{i_3+\mu-1} e^{-\frac{\mu(1+k)}{\bar{\gamma}} \gamma_2} d\gamma_2 - e^{-\frac{\mu(1+k)\gamma_{th}}{\bar{\gamma}}} \right).$$

$$\cdot \sum_{i_2=0}^{i_1+\mu-1} \sum_{i_4=0}^{i_2} \binom{i_2}{i_4} \frac{c^{i_2-i_4}}{i_2!} \left(\frac{\mu \gamma_{th} (1+k)}{\bar{\gamma}} \right)^{i_2} \int_0^{+\infty} \gamma_2^{i_3+i_4-i_2+\mu-1} e^{-\frac{\mu(1+k)}{\bar{\gamma}} \gamma_2} e^{-\frac{\mu c(1+k) \gamma_{th}}{\bar{\gamma} \gamma_2}} d\gamma_2. \quad (2.37)$$

U izrazu (2.37) postoje integrali I_1 i I_2 . Pomoću određenih smena, i primenom obrasca (2.28) za Gama funkciju, integral I_1 iz izraza (2.37) možemo napisati u sledećem obliku:

$$I_1 = \int_0^{+\infty} \gamma_2^{i_3+\mu-1} e^{-\frac{\mu(1+k)}{\bar{\gamma}} \gamma_2} d\gamma_2 = \left(\frac{\bar{\gamma}}{\mu(1+k)} \right)^{i_3+\mu} \Gamma(i_3 + \mu). \quad (2.38)$$

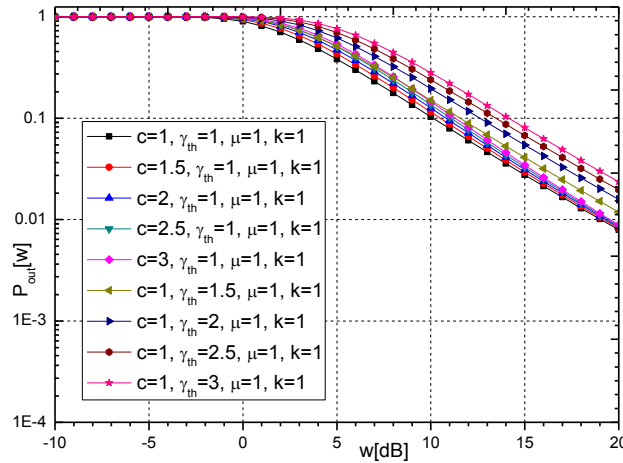
Koristeći obrazac (2.21), integral I_2 u izrazu (2.37) možemo napisati u obliku:

$$I_2 = \int_0^{+\infty} \gamma_2^{i_3+i_4-i_2+\mu-1} e^{-\frac{\mu(1+k)}{\bar{\gamma}} \gamma_2} e^{-\frac{\mu c(1+k) \gamma_{th}}{\bar{\gamma} \gamma_2}} d\gamma_2 = 2(c\gamma_{th})^{\frac{i_3+i_4-i_2+\mu}{2}} K_{i_3+i_4-i_2+\mu} \left(\frac{2\mu(1+k)\sqrt{c}}{\bar{\gamma}} \sqrt{\gamma_{th}} \right). \quad (2.39)$$

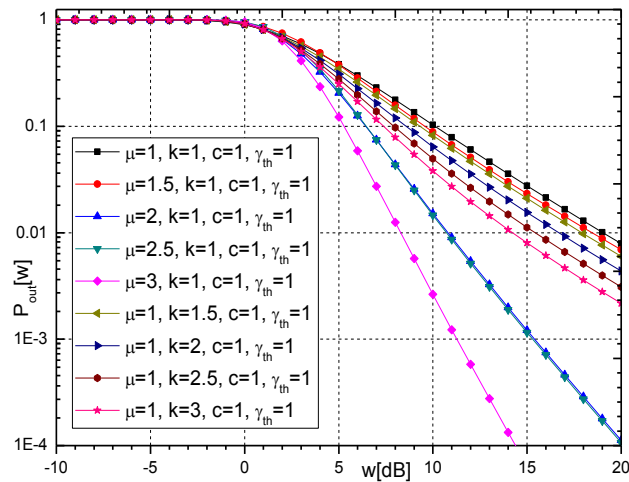
Zamenom izraza (2.38) i (2.39) u izrazu (2.37), dobijamo konačni oblik za verovatnoću otkaza sistema u D na prijemnoj strani pri prenosu signala sa k - μ raspodelom na oba linka:

$$P_{out} = \frac{1}{e^{2\mu k}} \sum_{i_1=0}^{+\infty} \sum_{i_3=0}^{+\infty} \frac{\mu^{i_1+2i_3+\mu} k^{i_1+i_3}}{\Gamma(i_3 + \mu) i_1! i_3!} \left(\frac{1+k}{\bar{\gamma}} \right)^{i_3+\mu} \left(\left(\frac{\bar{\gamma}}{\mu(1+k)} \right)^{i_3+\mu} \Gamma(i_3 + \mu) - 2e^{-\frac{\mu(1+k)\gamma_{th}}{\bar{\gamma}}} \right) \sum_{i_2=0}^{i_1+\mu-1} \sum_{i_4=0}^{i_2} \binom{i_2}{i_4} \frac{1}{i_2!} \left(\frac{\mu(1+k)}{\bar{\gamma}} \right)^{i_2} c^{\frac{i_2+i_3-i_4+\mu}{2}} \gamma_{th}^{\frac{i_2+i_3+i_4+\mu}{2}} K_{i_3+i_4-i_2+\mu} \left(\frac{2\mu(1+k)\sqrt{c}}{\bar{\gamma}} \sqrt{\gamma_{th}} \right). \quad (2.40)$$

Na slikama 2.5 i 2.6 je prikazana grafički verovatnoća otkaza sistema P_{out} na prijemnoj strani iz izraza (2.40), u zavisnosti od srednje vrednosti SNR, oznake w .



Slika 2.5 Verovatnoća otkaza sistema iz izraza (2.40), pri promeni parametara c i γ_{th}



Slika 2.6 Verovatnoća otkaza sistema iz izraza (2.40), pri promeni parametara μ i k

Na slici 2.5 prikazana je grafička promena verovatnoće otkaza sistema u zavisnosti od SNR, pri prenosu signala relejnim putem, iz izraza (2.40), usled porasta parametara c i γ_{th} . Pri porastu vrednosti parametra c , P_e sistema sporije raste i sistem postaje nestabilniji. Ako je parametar γ_{th} u porastu, P_e raste, i sistem takođe postaje nestabilan. Za vrednosti promenljivih $c=2$ i $\gamma_{th}=2$ pri iznosu $w=5$ dB, P_e sistema iznosi 0.4719 i 0.6161.

Slika 2.6 prikazuje grafičke promene verovatnoće otkaza sistema iz izraza (2.40), kada se menjaju parametri μ i k . Usled povećanja parametara μ i k , verovatnoća otkaza sistema za pozitivne vrednosti w opada, i sistem postaje stabilniji. Na osnovu uzetih vrednosti $\mu=k=2$, pri iznosu $w=5$ dB, P_e sistema iznosi 0.2053 i 0.3088.

U tabelama 2.4 i 2.5 je prikazan potreban broj članova niza iz izraza (2.40), koje treba sabrati kako bi se postigla željena tačnost izraza, zaokružena na petoj decimali.

Tabela 2.4 Broj članova suma za konvergenciju izraza (2.40), kada se menjaju parametri c i γ_{th}

	w=-10 dB	w=0 dB	w=10 dB
c=1, $\gamma_{th}=1$, $\mu=1$, k=1	9	8	6
c=1.5, $\gamma_{th}=1$, $\mu=1$, k=1	9	8	7
c=2, $\gamma_{th}=1$, $\mu=1$, k=1	9	8	7
c=2.5, $\gamma_{th}=1$, $\mu=1$, k=1	9	9	6
c=3, $\gamma_{th}=1$, $\mu=1$, k=1	9	9	6
c=1, $\gamma_{th}=1.5$, $\mu=1$, k=1	9	8	7
c=1, $\gamma_{th}=2$, $\mu=1$, k=1	9	9	7
c=1, $\gamma_{th}=2.5$, $\mu=1$, k=1	9	8	8
c=1, $\gamma_{th}=3$, $\mu=1$, k=1	9	8	8

U tabeli 2.4 je prikazan potreban broj članova iz izraza (2.40), pri promeni parametara c i γ_{th} . Pri rastu parametara c i γ_{th} , za iznos $w=-10$ dB, postiže se konvergencija izraza i dostiže

tačnost, kada se broj članova suma u izrazu ograniči na 9. Iz tabele se može zaključiti da je zbog promena koeficijenata c i γ_{th} , neophodno veći broj članova niza sabrati za $w=0$ dB i $w=10$ dB da bi se postigla konvergencija izraza, i niz sporije konvergira.

Tabela 2.5 Broj članova suma za konvergenciju izraza (2.40), kada se menjaju parametri μ i k

	w=-10 dB	w=0 dB	w=10 dB
$\mu=1, k=1, c=1, \gamma_{th}=1$	9	8	6
$\mu=1.5, k=1, c=1, \gamma_{th}=1$	9	10	8
$\mu=2, k=1, c=1, \gamma_{th}=1$	12	10	8
$\mu=2.5, k=1, c=1, \gamma_{th}=1$	12	13	9
$\mu=3, k=1, c=1, \gamma_{th}=1$	13	14	9
$\mu=1, k=1.5, c=1, \gamma_{th}=1$	9	9	8
$\mu=1, k=2, c=1, \gamma_{th}=1$	12	11	9
$\mu=1, k=2.5, c=1, \gamma_{th}=1$	12	12	10
$\mu=1, k=3, c=1, \gamma_{th}=1$	13	13	11

Tabela 2.5 prikazuje broj članova za konvergenciju izraza (2.40), pri promeni koeficijenata μ i k . Kada su parametri μ i k u porastu, potreban je veći broj članova u svakoj sumi za postizanje konvergencije izraza, i niz sporije konvergira.

2.2.2 Srednja verovatnoća greške po bitu na prijemu

Primenom izraza (2.40) u izraz (1.10), pri čemu je $\gamma_{th}=t^2/\beta$, srednju verovatnoću greške po bitu na prijemnoj strani u D, možemo napisati u sledećem obliku:

$$P_e = \frac{1}{\sqrt{2\pi} e^{2\mu k}} \sum_{i_1=0}^{+\infty} \sum_{i_3=0}^{+\infty} \frac{\mu^{i_1+2i_3+\mu} k^{i_1+i_3}}{\Gamma(i_3+\mu) i_1! i_3!} \left(\frac{1+k}{\bar{\gamma}} \right)^{i_3+\mu} \left[\left(\frac{\bar{\gamma}}{\mu(1+k)} \right)^{i_3+\mu} \Gamma(i_3+\mu) \int_0^{+\infty} e^{-\frac{t^2}{2}} dt - 2 \sum_{i_2=0}^{i_1+\mu-1} \sum_{i_4=0}^{i_2} \left(i_2 \right) \left(\frac{\mu(1+k)}{\bar{\gamma}} \right)^{i_2} \frac{c^{\frac{i_2+i_3-i_4+\mu}{2}}}{i_2!} \int_0^{+\infty} \left(\frac{t^2}{\beta} \right)^{\frac{i_2+i_3+i_4+\mu}{2}} e^{-\frac{\mu(1+k)t^2}{\bar{\gamma}\beta}} e^{-\frac{t^2}{2}} K_{i_3+i_4-i_2+\mu} \left(\frac{2\mu(1+k)\sqrt{c}}{\bar{\gamma}} \sqrt{\frac{t^2}{\beta}} \right) dt \right]. \quad (2.41)$$

Integral J_1 u izrazu (2.41) ima isti oblik kao u relaciji (2.26). Koristeći određenu smenu $t^2/\beta=s^2$, integral J_2 iz izraza (2.47) dobija sledeći oblik:

$$J_2 = \int_0^{+\infty} \left(\frac{t^2}{\beta} \right)^{\frac{i_2+i_3+i_4+\mu}{2}} e^{-\frac{\mu(1+k)t^2}{\bar{\gamma}\beta}} e^{-\frac{t^2}{2}} K_{i_3+i_4-i_2+\mu} \left(\frac{2\mu(1+k)\sqrt{c}}{\bar{\gamma}} \sqrt{\frac{t^2}{\beta}} \right) dt = \\ = \sqrt{\beta} \int_0^{+\infty} s^{i_2+i_3+i_4+\mu} e^{-\frac{2\mu(1+k)+\beta\bar{\gamma}}{2\bar{\gamma}} s^2} K_{i_3+i_4-i_2+\mu} \left(\frac{2\mu(1+k)\sqrt{c}}{\bar{\gamma}} s \right) ds. \quad (2.42)$$

Primenjujući pravilo [23, eq. (6.631)]:

$$\int_0^{+\infty} x^\mu e^{-\alpha x^2} k_\nu(\beta x) dx = \frac{1}{2} \alpha^{-\frac{1}{2}\mu} \beta^{-1} \Gamma((1+\nu+\mu)/2) \Gamma((1-\nu+\mu)/2) e^{8\alpha} W_{-\frac{1}{2}\mu, \frac{1}{2}\nu} \left(\frac{\beta^2}{4\alpha} \right). \quad (2.43)$$

na izraz (2.42), gde je $W_{k,m}(z)$ Witakerova funkcija, integral J_2 možemo napisati kao:

$$J_2 = \sqrt{\frac{\beta}{c}} \frac{2^{(i_2+i_3+i_4+\mu-4)/2} \bar{\gamma}^{(i_2+i_3+i_4+\mu+2)/2}}{\mu(1+k)(2\mu(1+k)+\beta\bar{\gamma})^{(i_2+i_3+i_4+\mu)/2}} \Gamma(i_3+i_4+\mu+1/2) \cdot \Gamma(i_2+1/2) e^{\frac{\mu^2(1+k)^2 c}{\bar{\gamma}(2\mu(1+k)+\beta\bar{\gamma})}} W_{-\frac{i_2+i_3+i_4+\mu}{2}, \frac{i_3+i_4-i_2+\mu}{2}} \left(\frac{2\mu^2(1+k)^2 c}{\bar{\gamma}(2\mu(1+k)+\beta\bar{\gamma})} \right). \quad (2.44)$$

Witakerovu funkciju možemo predstaviti preko konfluentne hipergeometrijske funkcije prvog reda [62, eq. (13.1.33)]:

$$W_{k,m}(z) = e^{-\frac{z}{2}} z^{m+\frac{1}{2}} U \left(\frac{1}{2} + m - k, 1 + 2m; z \right). \quad (2.45)$$

Konfluentnu hipergeometrijsku funkciju prvog reda, možemo napisati u obliku [89]:

$$\Psi(\alpha, b, z) = {}_1F_1(\alpha, b; z) = U = \sum_{k=0}^{+\infty} \frac{a_k}{b_k} \frac{z^k}{k!}, \quad (2.46)$$

gde je ${}_1F_1(\alpha, b; z)$ Kramerova konfluentna hipergeometrijska funkcija prvog reda [23, eq. (9.210.1)], a_k i b_k su Poshamerovi simboli. Primenom izraza (2.45) i (2.46) Witakerovu funkciju iz izraza (2.44), možemo napisati u sledećem obliku:

$$W_{-\frac{i_2+i_3+i_4+\mu}{2}, \frac{i_3+i_4-i_2+\mu}{2}} \left(\frac{2\mu^2(1+k)^2 c}{\bar{\gamma}(2\mu(1+k)+\beta\bar{\gamma})} \right) = e^{-\frac{\mu^2(1+k)^2 c}{\bar{\gamma}(2\mu(1+k)+\beta\bar{\gamma})}} \cdot \sum_{i_5=0}^{+\infty} \frac{(i_3+i_4+\mu+1/2)_{i_5}}{(i_3+i_4-i_2+\mu+1)_{i_5} i_5!} \left(\frac{2\mu^2(1+k)^2 c}{\bar{\gamma}(2\mu(1+k)+\beta\bar{\gamma})} \right)^{\frac{i_3+i_4+2i_5-i_2+\mu+1}{2}}. \quad (2.47)$$

Koristeći osobinu za Poshamerovu funkciju [62, eq. (6.1.22)]:

$$(z)_n = \frac{\Gamma(z+n)}{\Gamma(z)}, \quad (2.48)$$

posle zamene izraza (2.47) u izraz (2.44), i sređivanja dobijamo integral J_2 u obliku:

$$J_2 = \sqrt{\beta} \sum_{i_5=0}^{+\infty} \frac{2^{i_3+i_4+i_5+\mu-3/2} (\mu(1+k)\sqrt{c})^{i_3+i_4+2i_5-i_2+\mu} \bar{\gamma}^{i_2-i_5+1/2} \Gamma(i_2+1/2) \Gamma(i_3+i_4+i_5+\mu+1/2)}{(2\mu(1+k)+\beta\bar{\gamma})^{i_3+i_4+i_5+\mu+1/2} (i_3+i_4-i_2+\mu+1)_{i_5} i_5!}. \quad (2.49)$$

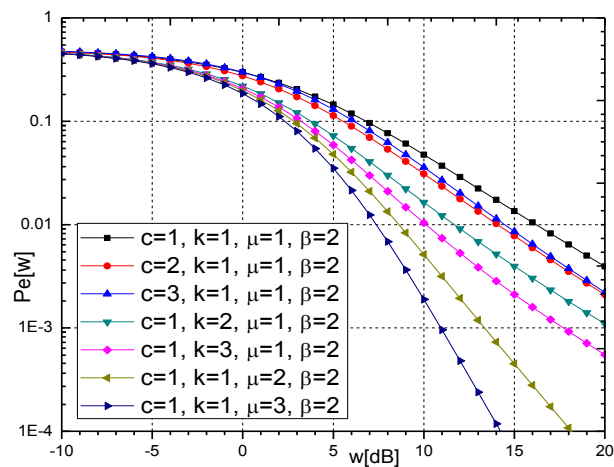
Zamenom izraza (2.26) i (2.49) u izraz (2.41), dobijamo izraz za P_e na prijemu za slučaj prenosa signala modelovanog k - μ raspodelom primenom DF tehnike:

$$P_e = \frac{1}{2\sqrt{2\pi} e^{2\mu k}} \sum_{i_1=0}^{+\infty} \sum_{i_3=0}^{+\infty} \frac{\mu^{i_1+2i_3+\mu} k^{i_1+i_3}}{\Gamma(i_3+\mu) i_1! i_3!} \left(\frac{1+k}{\bar{\gamma}} \right)^{i_3+\mu} \left[\sqrt{2\pi} \left(\frac{\bar{\gamma}}{\mu(1+k)} \right)^{i_3+\mu} \Gamma(i_3+\mu) - \sqrt{\beta} \sum_{i_2=0}^{i_1+\mu-1} \sum_{i_4=0}^{i_2} \sum_{i_5=0}^{+\infty} \binom{i_2}{i_4} \frac{(\mu(1+k))^{i_3+i_4+2i_5+\mu} c^{i_3+i_5+\mu} \Gamma(i_2+1/2) \Gamma(i_3+i_4+i_5+\mu+1/2)}{\bar{\gamma}^{i_5-1/2} (i_3+i_4-i_2+\mu+1)_{i_5} i_2! i_5!} \left(\frac{2}{(2\mu(1+k)+\beta\bar{\gamma})} \right)^{i_3+i_4+i_5+\mu+1/2} \right]. \quad (2.50)$$

Potreban broj članova u prikazanoj tabeli 2.6, za postizanje konvergencije izraza (2.50) pri promeni navedenih koeficijenata kreće se od 6 do 13. Pri povećanju parametra c potreban je manji broj članova u izrazu i niz brže konvergira. Kada su parametri k i μ u porastu, niz sporije konvergira, i potreban je veći broj članova u sumi da bi se postigla tačnost izraza.

2.2.2.2 Performanse sistema za slučaj BPSK modulacije

Kod BPSK modulacije na slici 2.8 je prikazan grafik od izraza (2.50) za P_e na prijemnoj strani u zavisnosti od srednje vrednosti SNR, pri promeni parametara c , k i μ .



Slika 2.8 Srednja verovatnoća greške po bitu iz izraza (2.50), pri promeni parametara c , k i μ , za $\beta=2$

Srednja verovatnoća greške po bitu na prijemnoj strani, usled povećanja parametra c sporije raste, lošije su performanse i sistem postaje delimično nestabilan. Usled povećanja parametra k i μ na prijemu, P_e opada i sistem postaje stabilniji. Na osnovu vrednosti parametra $c=k=\mu=2$, pri iznosu $w=5$ dB, P_e iznosi 0.1133, 0.0723 i 0.0479.

Osim grafika, urađena je i tabela 2.7, u kojoj je prikazan broj članova iz izraza (2.50) za konvergenciju, koje treba sumirati da bi se postigla preciznost izraza na petoj decimali.

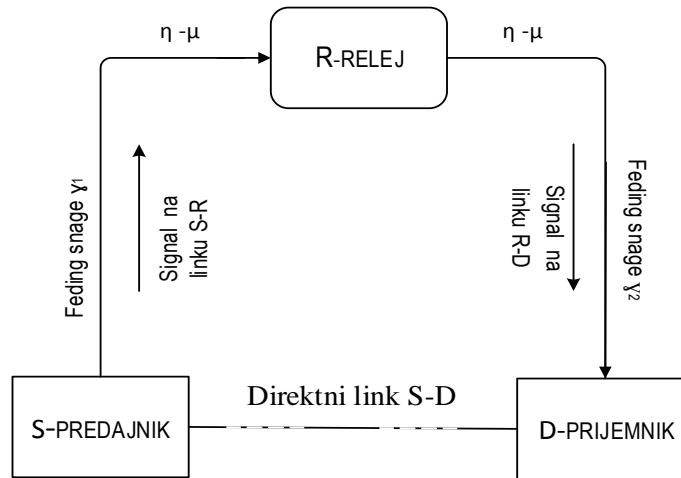
Tabela 2.7 Broj članova suma za konvergenciju izraza (2.50), kada se menjaju parametri c , k i μ , pri $\beta=2$

	w=-10 dB	w=0 dB	w=10 dB
c=1, k=1, $\mu=1$, $\beta=2$	8	7	7
c=2, k=1, $\mu=1$, $\beta=2$	8	7	6
c=3, k=1, $\mu=1$, $\beta=2$	8	7	6
c=1, k=2, $\mu=1$, $\beta=2$	10	10	8
c=1, k=3, $\mu=1$, $\beta=2$	13	12	10
c=1, k=1, $\mu=2$, $\beta=2$	11	10	7
c=1, k=1, $\mu=3$, $\beta=2$	13	12	8

Tabela 2.7 prikazuje broj članova za konvergenciju izraza (2.50), pri promeni parametara c , k i μ . Pri porastu parametra c postiže se konvergencija izraza, kada je broj članova u izrazu ograničen na 8, za $w=-10$ dB, i na 7 za $w=0$ dB. Pri povećanju parametra c , za $w=10$ dB, potrebno je sabrati manji broj članova i niz brže konvergira. Porastom parametra k i μ niz sporije konvergira, i potreban je veći broj elemenata da bi se postigla konvergencija izraza.

2.3 Performanse relejnog prenosa signala pri uticaju η - μ fedinga na linkovima S-R i R-D dobijene tehnikom AF

Model prenosa signala preko relejne stanice, modifikovanog η - μ raspodelom na oba linka koji se odvija tehnikom AF je prikazan na slici 2.9. U ovom odeljku je prikazan slučaj prenosa signala od izvora S do odredišta D, pri uticaju η_1 - μ_1 fedinga, snage γ_1 na linku S-R, i η_2 - μ_2 fedinga, snage γ_2 na linku R-D. Na prijemu, bez primene modulacionih tehnika su izračunate i grafički prikazane performanse prvog reda: verovatnoća otkaza sistema i verovatnoća greške po bitu, smatrajući da su: $\gamma_1=\gamma_2=\gamma$, $\mu_1=\mu_2=\mu$, $\eta_1=\eta_2=\eta$, $\bar{\gamma}_1 = \bar{\gamma}_2 = \bar{\gamma} = w$.



Slika 2.9 Model relejnog prenosa signala pri uticaju η - μ fedinga na oba linka

Koristeći izraz (1.47), funkciju gustine verovatnoće (PDF) signala modelovanog η - μ raspodelom za bilo koji od 2 linka (S-R, R-D) možemo napisati u obliku [53, 90], [91, 92]:

$$p_x(x) = \frac{4\sqrt{\pi} h^\mu x^{2\mu}}{\Gamma(\mu) H^{\mu-1/2}} \left(\frac{\mu}{\Omega}\right)^{\mu+1/2} e^{-\frac{2\mu h x^2}{\Omega}} I_{\mu-1/2} \left(\frac{2\mu H x^2}{\Omega}\right) \quad (2.51)$$

gde je x -trenutna vrednost SNR, Ω -srednja vrednost SNR, μ je broj klastera, H -parametar fazne komponente, h -parametar fedinga koji opisuje snage u fazi, $I_\nu(\cdot)$ modifikovana Beselova funkcija prvog reda, i $\Gamma(\cdot)$ je Gamma funkcija. Koristeći izraz (2.2) za modifikovanu Beselovu funkciju prvog reda, izraz (2.51) za PDF signala, pri uticaju η - μ fedinga postaje:

$$p_x = \frac{4\sqrt{\pi} h^\mu}{\Gamma(\mu)} e^{-\frac{2\mu h x^2}{\Omega}} \sum_{i=0}^{+\infty} \frac{H^{2i} x^{4i+4\mu-1}}{\Gamma(i+\mu+1/2) i!} \left(\frac{\mu}{\Omega}\right)^{2i+2\mu}. \quad (2.52)$$

Koristeći izraze (2.4) i (2.5), možemo napisati da je PDF funkcija trenutne vrednosti SNR, pri uticaju η - μ fedinga, na predajnoj strani sledećeg oblika:

$$p_\gamma(\gamma) = \frac{2\sqrt{\pi} h^\mu}{\Gamma(\mu)} e^{-\frac{2\mu h \gamma}{\bar{\gamma}}} \sum_{i=0}^{+\infty} \frac{H^{2i} \gamma^{2i+2\mu-1}}{\Gamma(i+\mu+1/2) i!} \left(\frac{\mu}{\bar{\gamma}}\right)^{2i+2\mu}. \quad (2.53)$$

Primenom izraza (1.52), kumulativnu funkciju raspodele (CDF) od SNR, pri uticaju η - μ fedinga, na prijemnoj strani možemo predstaviti u sledećem obliku [93]:

$$F_\gamma(\gamma) = \int_0^\gamma p_\gamma(t) dt = \frac{\sqrt{\pi}}{\Gamma(\mu)} \sum_{i_1=0}^{+\infty} \frac{H^{2i_1}}{2^{2i_1+2\mu-1} h^{2i_1+\mu} \Gamma(i_1+\mu+1/2) i_1!} \int_0^{\frac{2\mu h \gamma}{\bar{\gamma}}} n^{2i_1+2\mu-1} e^{-n} dn. \quad (2.54)$$

Integral u izrazu (2.54) rešava se primenom izraza (2.8) za donju Gama funkciju $\gamma(b, c)$, tako da CDF od SNR pri dejstvu η - μ fedinga, na prijemu možemo napisati u sledećoj formi:

$$F_\gamma(\gamma) = \frac{\sqrt{\pi}}{\Gamma(\mu)} \sum_{i_1=0}^{+\infty} \frac{H^{2i_1}}{2^{2i_1+2\mu-1} h^{2i_1+\mu} \Gamma(i_1+\mu+1/2) i_1!} \gamma\left(2i_1+2\mu, \frac{2\mu h}{\bar{\gamma}} \gamma\right). \quad (2.55)$$

Primenom izraza (2.9), izraz (2.55) za CDF trenutne vrednosti SNR na predajnoj strani, pri uticaju η - μ fedinga posle sređivanja možemo napisati u sledećem obliku:

$$F_\gamma(\gamma) = \frac{\sqrt{\pi}}{\Gamma(\mu)} \sum_{i_1=0}^{+\infty} \frac{H^{2i_1} \Gamma(2i_1+2\mu)}{2^{2i_1+2\mu-1} h^{2i_1+\mu} \Gamma(i_1+\mu+1/2) i_1!} \left(1 - e^{-\frac{2\mu h \gamma}{\bar{\gamma}}} \sum_{i_2=0}^{2i_1+2\mu-1} \frac{1}{i_2!} \left(\frac{2\mu h}{\bar{\gamma}} \gamma\right)^{i_2}\right). \quad (2.56)$$

2.3.1 Verovatnoća otkaza sistema na prijemu

Primenom izraza (2.56) u izraz (1.5), komplementarna kumulativna funkcija $C_{\gamma_1}(x)$ od kumulativne funkcije za SNR za link (S-R), pri η - μ raspodeli je:

$$C_{\gamma_1}(x) = 1 - F_{\gamma_1}(x) = C_{\gamma_1}\left(\gamma_{th} + \frac{\gamma_{th}^2 + c\gamma_{th}}{w}\right) = 1 - F_{\gamma_1}\left(\gamma_{th} + \frac{\gamma_{th}^2 + c\gamma_{th}}{w}\right) = 1 - \frac{\sqrt{\pi}}{\Gamma(\mu)} \sum_{i_1=0}^{+\infty} \frac{H^{2i_1}}{h^{2i_1+\mu}} \cdot \frac{\Gamma(2i_1+2\mu)}{2^{2i_1+2\mu-1} \Gamma(i_1+\mu+1/2) i_1!} \left(1 - e^{-\frac{2\mu h}{\bar{\gamma}} \left(\gamma_{th} + \frac{\gamma_{th}^2 + c\gamma_{th}}{w}\right)} \sum_{i_2=0}^{2i_1+2\mu-1} \frac{1}{i_2!} \left(\frac{2\mu h}{\bar{\gamma}} \left(\gamma_{th} + \frac{\gamma_{th}^2 + c\gamma_{th}}{w}\right)\right)^{i_2}\right). \quad (2.57)$$

Koristeći izraz (2.53), PDF za gustinu verovatnoće SNR, za link S-R-D od releja do odredišta, u D na prijemu pri uticaju η - μ fedinga možemo napisati u sledećem obliku:

$$p_{\gamma_2}(\gamma_{th} + w) = \frac{2\sqrt{\pi} h^\mu}{\Gamma(\mu)} e^{-\frac{2\mu h (\gamma_{th} + w)}{\bar{\gamma}}} \sum_{i_3=0}^{+\infty} \frac{H^{2i_3} (\gamma_{th} + w)^{2i_3+2\mu-1}}{\Gamma(i_3+\mu+1/2) i_3!} \left(\frac{\mu}{\bar{\gamma}}\right)^{2i_3+2\mu}. \quad (2.58)$$

Zamenom izraza (2.57) i (2.58) u izraz (1.4), verovatnoća otkaza sistema od srednje vrednosti SNR, za deonicu S-R-D, na prijemu u D, posle sređivanja postaje:

$$\begin{aligned}
P_{out} = & 1 - \frac{2\sqrt{\pi}h^\mu}{\Gamma(\mu)} \sum_{i_3=0}^{+\infty} \frac{\mu^{2i_3+2\mu} H^{2i_3}}{\bar{\gamma}^{2i_3+2\mu} \Gamma(i_3 + \mu + 1/2) i_3!} \left[\int_0^{+\infty} (\gamma_{th} + w)^{2i_3+2\mu-1} e^{-\frac{2\mu h}{\bar{\gamma}}(\gamma_{th}+w)} dw - \frac{2\sqrt{\pi}}{\Gamma(\mu)} \cdot \right. \\
& \cdot \sum_{i_1=0}^{+\infty} \frac{H^{2i_1} \Gamma(2i_1 + 2\mu)}{2^{2i_1+2\mu} h^{2i_1+\mu} \Gamma(i_1 + \mu + 1/2) i_1!} \left(\int_0^{+\infty} (\gamma_{th} + w)^{2i_3+2\mu-1} e^{-\frac{2\mu h}{\bar{\gamma}}(\gamma_{th}+w)} dw - \sum_{i_2=0}^{2i_1+2\mu-1} \left(\frac{2\mu h \gamma_{th}}{\bar{\gamma}} \right)^{i_2} \cdot \right. \\
& \left. \left. \cdot \frac{1}{i_2!} e^{-\frac{4\mu h}{\bar{\gamma}}\gamma_{th}} \int_0^{+\infty} (\gamma_{th} + w)^{2i_3+2\mu-1} (\gamma_{th} + c + w)^{i_2} \frac{1}{w^{i_2}} e^{-\frac{2\mu h}{\bar{\gamma}}w} e^{-\frac{2\mu h \gamma_{th}}{\bar{\gamma}w}(\gamma_{th}+c)} dw \right) \right]. \quad (2.59)
\end{aligned}$$

U izrazu (2.59) postoje integrali I_1 i I_2 . Rešavanjem i primenom obrasca (2.17) za komplementarno nepotpunu Gamma funkciju, integral I_1 iz izraza (2.59) postaje:

$$I_1 = \int_0^{+\infty} (\gamma_{th} + w)^{2i_3+2\mu-1} e^{-\frac{2\mu h}{\bar{\gamma}}(\gamma_{th}+w)} dw = \left(\frac{\bar{\gamma}}{2\mu h} \right)^{2i_3+2\mu} \Gamma\left(2i_3 + 2\mu, \frac{2\mu h}{\bar{\gamma}}\gamma_{th}\right). \quad (2.60)$$

Primenom osobine iz izraza (2.9) za $\Gamma(n, x)$ funkciju, integral I_1 u izrazu (2.60), posle sređivanja dobija sledeći oblik:

$$I_1 = \Gamma(2i_3 + 2\mu) e^{-\frac{2\mu h}{\bar{\gamma}}\gamma_{th}} \sum_{i_4=0}^{2i_3+2\mu-1} \frac{\gamma_{th}^{i_4}}{i_4!} \left(\frac{\bar{\gamma}}{2\mu h} \right)^{2i_3-i_4+2\mu}. \quad (2.61)$$

Primenom izraza (2.19) za binomni obrazac, integral I_2 iz izraza (2.59) ima sledeći oblik:

$$\begin{aligned}
I_2 = & \int_0^{+\infty} (\gamma_{th} + w)^{2i_3+2\mu-1} \left(\frac{\gamma_{th} + c + w}{w} \right)^{i_2} e^{-\frac{2\mu h}{\bar{\gamma}}w} e^{-\frac{2\mu h \gamma_{th}}{\bar{\gamma}w}(\gamma_{th}+c)} dw = \sum_{i_5=0}^{2i_3+2\mu-1} \sum_{i_6=0}^{i_2} \binom{i_2}{i_6} \cdot \\
& \cdot \binom{2i_3 + 2\mu - 1}{i_5} \gamma_{th}^{2i_3-i_5+2\mu-1} (\gamma_{th} + c)^{i_2-i_6} \int_0^{+\infty} w^{i_5+i_6-i_2+1-1} e^{-\frac{2\mu h}{\bar{\gamma}}w} e^{-\frac{2\mu h \gamma_{th}}{\bar{\gamma}w}(\gamma_{th}+c)} dw. \quad (2.62)
\end{aligned}$$

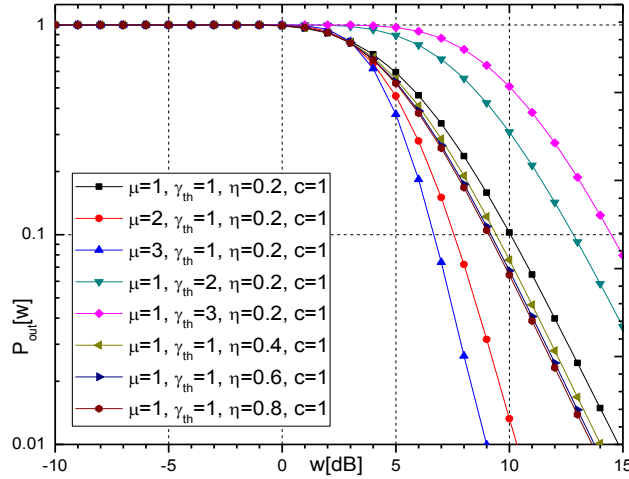
Koristeći izraz (2.22) za rešavanje integrala u izrazu (2.62), integral I_2 posle sređivanja možemo napisati u sledećem obliku:

$$I_2 = 2 \sum_{i_5=0}^{2i_3+2\mu-1} \sum_{i_6=0}^{i_2} \binom{2i_3 + 2\mu - 1}{i_5} \binom{i_2}{i_6} \gamma_{th}^{\frac{4i_3+i_6-i_2-i_5+4\mu-1}{2}} (\gamma_{th} + c)^{\frac{i_2+i_5-i_6+1}{2}} K_{i_5+i_6-i_2+1} \left(\frac{4\mu h}{\bar{\gamma}} \sqrt{\gamma_{th}(\gamma_{th} + c)} \right). \quad (2.63)$$

Primenjujući izraze (2.61) i (2.63) u izraz (2.59), dobijamo verovatnoću otkaza sistema od SNR na prijemu, u D za prenos signala sa η - μ raspodelom na oba linka u sledećem obliku:

$$\begin{aligned}
P_{out} = & 1 - \frac{2\sqrt{\pi}h^\mu}{\Gamma(\mu)} e^{-\frac{2\mu h}{\bar{\gamma}}\gamma_{th}} \sum_{i_3=0}^{+\infty} \frac{H^{2i_3} (\mu/\bar{\gamma})^{2i_3+2\mu}}{\Gamma(i_3 + \mu + 1/2) i_3!} \left[\Gamma(2i_3 + 2\mu) \sum_{i_4=0}^{2i_3+2\mu-1} \frac{\gamma_{th}^{i_4}}{i_4!} \left(\frac{\bar{\gamma}}{2\mu h} \right)^{2i_3-i_4+2\mu} - \frac{\sqrt{\pi}}{\Gamma(\mu)} \sum_{i_1=0}^{+\infty} \frac{H^{2i_1}}{h^{2i_1+\mu}} \cdot \right. \\
& \cdot \frac{\Gamma(2i_1 + 2\mu)}{2^{2i_1+2\mu-1} \Gamma(i_1 + \mu + 1/2) i_1!} \left(\Gamma(2i_3 + 2\mu) \sum_{i_4=0}^{2i_3+2\mu-1} \frac{\gamma_{th}^{i_4}}{i_4!} \left(\frac{\bar{\gamma}}{2\mu h} \right)^{2i_3-i_4+2\mu} - 2e^{-\frac{2\mu h}{\bar{\gamma}}\gamma_{th}} \sum_{i_2=0}^{2i_1+2\mu-1} \sum_{i_5=0}^{i_2} \sum_{i_6=0}^{i_2} \frac{1}{i_6!} \cdot \right. \\
& \left. \left. \cdot \left(\frac{2\mu h}{\bar{\gamma}} \right)^{i_2} \binom{2i_3 + 2\mu - 1}{i_5} \binom{i_2}{i_6} \gamma_{th}^{\frac{i_2+4i_3+i_6-i_5+4\mu-1}{2}} (\gamma_{th} + c)^{\frac{i_2+i_5-i_6+1}{2}} K_{i_5+i_6-i_2+1} \left(\frac{4\mu h}{\bar{\gamma}} \sqrt{\gamma_{th}(\gamma_{th} + c)} \right) \right) \right]. \quad (2.64)
\end{aligned}$$

Na slici 2.10 je prikazana grafička promena za verovatnoću otkaza sistema na prijemu iz izraza (2.64), u zavisnosti od SNR, kada se menjaju parametri μ , γ_{th} i η .



Slika 2.10 Verovatnoća otkaza sistema iz izraza (2.64), kada se menjaju parametri μ , γ_{th} i η

Povećanjem parametra γ_{th} , P_{out} raste, sistem postaje nestabilniji i ima lošije performanse. Ako su parametri μ i η u porastu, P_{out} na prijemu opada, i sistem ima bolje performanse. Za vrednosti parametara $\mu=\gamma_{th}=2$ i $\eta=0.6$, pri iznosu $w=5$ dB, P_{out} iznosi 0.4577, 0.8929 i 0.5343.

U Tabeli 2.8 je dat prikaz broja članova u beskonačnom nizu iz izraza (2.64), za koje se postiže tačnost na petoj cifri za različite vrednosti parametara sistema μ , γ_{th} i η .

Tabela 2.8 Broj članova suma za konvergenciju izraza (2.64), kada se menjaju μ , γ_{th} i η parametri

	$w=-10$ dB	$w=0$ dB	$w=10$ dB
$\mu=1, \gamma_{th}=1, \eta=0.2, c=1$	5	11	13
$\mu=2, \gamma_{th}=1, \eta=0.2, c=1$	5	14	17
$\mu=3, \gamma_{th}=1, \eta=0.2, c=1$	5	17	19
$\mu=1, \gamma_{th}=2, \eta=0.2, c=1$	5	11	13
$\mu=1, \gamma_{th}=3, \eta=0.2, c=1$	5	10	13
$\mu=1, \gamma_{th}=1, \eta=0.4, c=1$	5	5	6
$\mu=1, \gamma_{th}=1, \eta=0.6, c=1$	5	5	5
$\mu=1, \gamma_{th}=1, \eta=0.8, c=1$	5	5	5

Pri porastu parametara μ , γ_{th} i η , za $w=-10$ dB postiže se konvergencija izraza, kada je broj članova u izrazu ograničen na 5. Kada je parametar μ u porastu, za $w=0$ dB i $w=10$ dB potreban je veći broj članova u izrazu i niz sporije konvergira. Kada je parametar γ_{th} u porastu, za $w=10$ dB, postiže se konvergencija izraza, i broj članova je ograničen na 13, dok pri iznosu $w=0$ dB broj članova u izrazu opada i niz brže konvergira.

2.3.2 Srednja verovatnoća greške po bitu na prijemu

Primenom izraza (2.64) u izraz (1.10), pri čemu je $\gamma_{th}=t^2/\beta$, srednja verovatnoća greške po bitu, u zavisnosti od srednje vrednosti SNR, na prijemnoj strani dobija sledeći oblik:

$$\begin{aligned}
 P_e = & \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \left[\int_0^{+\infty} e^{-\frac{t^2}{2}} dt - \frac{2\sqrt{\pi}h^\mu}{\Gamma(\mu)} \sum_{i_3=0}^{+\infty} \frac{H^{2i_3} (\mu/\bar{\gamma})^{2i_3+2\mu}}{\Gamma(i_3+\mu+1/2)i_3!} \left(\Gamma(2i_3+2\mu) \sum_{i_4=0}^{2i_3+2\mu-1} \frac{1}{i_4!} \left(\frac{\bar{\gamma}}{2\mu h} \right)^{2i_3-i_4+2\mu} \right. \right. \\
 & \cdot \int_0^{+\infty} \left(\frac{t^2}{\beta} \right)^{i_4} e^{-\frac{2\mu h t^2}{\bar{\gamma}} - \frac{t^2}{2}} dt - \frac{\sqrt{\pi}}{\Gamma(\mu)} \sum_{i_1=0}^{+\infty} \frac{H^{2i_1} \Gamma(2i_1+2\mu)}{2^{2i_1+2\mu-1} h^{2i_1+\mu} \Gamma(i_1+\mu+1/2)i_1!} \left(\Gamma(2i_3+2\mu) \sum_{i_4=0}^{2i_3+2\mu-1} \frac{1}{i_4!} \right. \\
 & \cdot \left. \left. \left(\frac{\bar{\gamma}}{2\mu h} \right)^{2i_3-i_4+2\mu} \int_0^{+\infty} \left(\frac{t^2}{\beta} \right)^{i_4} e^{-\frac{2\mu h t^2}{\bar{\gamma}} - \frac{t^2}{2}} dt - 2 \sum_{i_2=0}^{2i_1+2\mu-12i_3+2\mu-1} \sum_{i_5=0}^{i_2} \sum_{i_6=0}^{i_2} \binom{i_2}{i_6} \binom{2i_3+2\mu-1}{i_5} \frac{1}{i_2!} \left(\frac{2\mu h}{\bar{\gamma}} \right)^{i_2} \int_0^{+\infty} e^{-\frac{t^2}{2}} \right. \\
 & \cdot \left. \left. \left(\frac{t^2}{\beta} \right)^{\frac{i_2+4i_3+i_6-i_5+4\mu-1}{2}} \left(\frac{t^2}{\beta} + c \right)^{\frac{i_2+i_5-i_6+1}{2}} e^{-\frac{4\mu h t^2}{\bar{\gamma}} - \frac{t^2}{\beta}} K_{i_5+i_6-i_2+1} \left(\frac{4\mu h}{\bar{\gamma}} \sqrt{\frac{t^2}{\beta} \left(\frac{t^2}{\beta} + c \right)} \right) dt \right) \right) \right]. \quad (2.65)
 \end{aligned}$$

U izrazu (2.65) integral J_1 ima isti oblik, kao u izrazu (2.26). Rešavanjem i korišćenjem izraza (2.28) za Gama funkciju, integral J_2 dobija sledeću formu:

$$J_2 = \int_0^{+\infty} \left(t^2/\beta \right)^{i_4} e^{-\frac{2\mu h t^2}{\bar{\gamma}} - \frac{t^2}{2}} dt = \sqrt{\beta} 2^{i_4-1/2} \left(\frac{\bar{\gamma}}{4\mu h + \beta\bar{\gamma}} \right)^{i_4+1/2} \Gamma(i_4+1/2). \quad (2.66)$$

Primenom smene $t^2/\beta=s$ u izrazu (2.65) za integral J_3 , i izraza (2.31) za Beselovu funkciju drugog reda $K_\nu(x)$, posle sređivanja dobija se sledeći oblik integrala:

$$\begin{aligned}
 J_3 = & \int_0^{+\infty} \left(\frac{t^2}{\beta} \right)^{\frac{i_2+4i_3+i_6-i_5+4\mu-1}{2}} \left(\frac{t^2}{\beta} + c \right)^{\frac{i_2+i_5-i_6+1}{2}} e^{-\frac{4\mu h t^2}{\bar{\gamma}} - \frac{t^2}{\beta}} K_{i_5+i_6-i_2+1} \left(\frac{4\mu h}{\bar{\gamma}} \sqrt{\frac{t^2}{\beta} \left(\frac{t^2}{\beta} + c \right)} \right) dt \approx \\
 & \approx \frac{\sqrt{\beta} \Gamma(i_5+i_6-i_2+1)}{4} \left(\frac{\bar{\gamma}}{2\mu h} \right)^{i_5+i_6-i_2+1} \int_0^{+\infty} s^{i_2+2i_3-i_5+2\mu-1/2-1} (s+c)^{i_2-i_6} e^{-\frac{8\mu h + \beta\bar{\gamma}}{2\bar{\gamma}} s} ds. \quad (2.67)
 \end{aligned}$$

Primenjujući izraze (2.19) za binomni obrazac, i (2.28) za Gama funkciju, u izrazu (2.67), integral J_3 posle sređivanja dobija sledeći oblik:

$$J_3 \approx \sqrt{\beta} \sum_{i_7=0}^{i_2-i_6} \binom{i_2-i_6}{i_7} \frac{2^{2i_2+2i_3+i_7-2i_5-i_6+2\mu-7/2} \bar{\gamma}^{2i_3+i_6+i_7+2\mu+1/2} \Gamma(i_5+i_6-i_2+1) \Gamma(i_2+2i_3+i_7-i_5+2\mu-1/2)}{c^{i_6+i_7-i_2} (\mu h)^{i_5+i_6-i_2+1} (8\mu h + \beta\bar{\gamma})^{i_2+2i_3+i_7-i_5+2\mu-1/2}}. \quad (2.68)$$

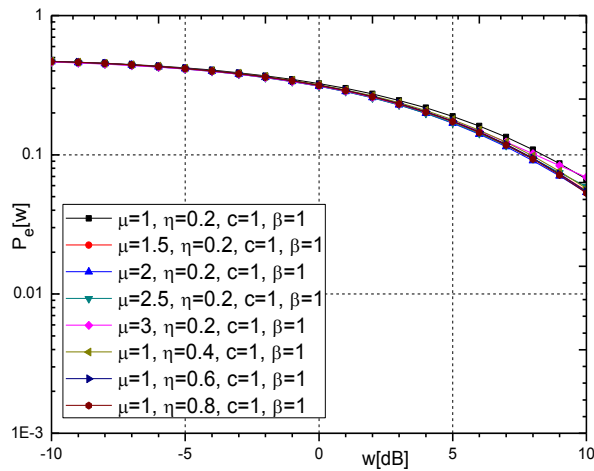
Zamenom izraza (2.26), (2.66) i (2.68) u izraz (2.65), dobijamo da je srednja verovatnoća greške po bitu na prijemnoj strani, za prenos signala sa η - μ raspodelom:

$$\begin{aligned}
 P_e \approx & \left[\frac{1}{2} - \frac{\sqrt{\beta\bar{\gamma}} h^\mu}{\Gamma(\mu)} \sum_{i_3=0}^{+\infty} \frac{H^{2i_3} \mu^{2i_3+2\mu}}{\Gamma(i_3+\mu+1/2)i_3!} \left(\Gamma(2i_3+2\mu) \sum_{i_4=0}^{2i_3+2\mu-1} \frac{1}{2^{2i_3-2i_4+2\mu} (4\mu h + \beta\bar{\gamma})^{i_4+1/2}} \right. \right. \\
 & \cdot \frac{\Gamma(i_4+1/2)}{i_4! (\mu h)^{2i_3-i_4+2\mu}} - \frac{\sqrt{\pi}}{\Gamma(\mu)} \sum_{i_1=0}^{+\infty} \frac{H^{2i_1} \Gamma(2i_1+2\mu)}{2^{2i_1+2\mu-1} h^{2i_1+\mu} \Gamma(i_1+\mu+1/2)i_1!} \left(\Gamma(2i_3+2\mu) \sum_{i_4=0}^{2i_3+2\mu-1} \frac{1}{2^{2i_3-2i_4+2\mu}} \right.
 \end{aligned}$$

$$\cdot \frac{\Gamma(i_4 + 1/2)}{i_4! (\mu h)^{2i_3 - i_4 + 2\mu} (4\mu h + \beta \bar{\gamma})^{i_4 + 1/2}} - \sum_{i_2=0}^{2i_4 + 2\mu - 12i_3 + 2\mu - 1} \sum_{i_5=0}^{i_2 - i_6} \sum_{i_6=0}^{i_2 - i_6} \binom{i_2 - i_6}{i_7} \binom{i_2}{i_6} \binom{2i_3 + 2\mu - 1}{i_5} \left(\frac{\bar{\gamma}}{c}\right)^{i_6 + i_7 - i_2} \cdot \frac{2^{3i_2 + 2i_3 + i_7 - 2i_5 - i_6 + 2\mu - 2} \Gamma(i_5 + i_6 - i_2 + 1)}{(\mu h)^{i_5 + i_6 - 2i_2 + 1} (8\mu h + \beta \bar{\gamma})^{i_2 + 2i_3 - i_5 + i_7 + 2\mu - 1/2} i_2!} \Gamma\left(i_2 + 2i_3 + i_7 - i_5 + 2\mu - \frac{1}{2}\right) \Bigg]. \quad (2.69)$$

2.3.2.1 Performanse sistema za slučaj QPSK modulacije

Za QPSK modulaciju, na slici 2.11 grafički je prikazana srednja verovatnoća greške po bitu na prijemnoj strani iz izraza (2.65), u zavisnosti od srednje vrednosti SNR, pri promeni parametara μ i η . Osim grafičkog prikaza, u tabeli 2.9 je dat broj članova za konvergenciju izraza (2.65), koje treba sabrati kako bi se postigla tačnost izraza na petu decimalu.



Slika 2.11 Srednja verovatnoća greške po bitu iz izraza (2.69), pri promeni parametara μ i η , za $\beta=1$

Sa slike 2.11 se može zaključiti da povećanjem parametra μ i η , performanse sistema su bolje, i sistem postaje stabilniji. Za vrednosti parametara $\mu=2$ i $\eta=0.6$, pri iznosu $w=5$ dB, srednja verovatnoća greške po bitu na prijemu iznosi 0.1688 i 0.1746.

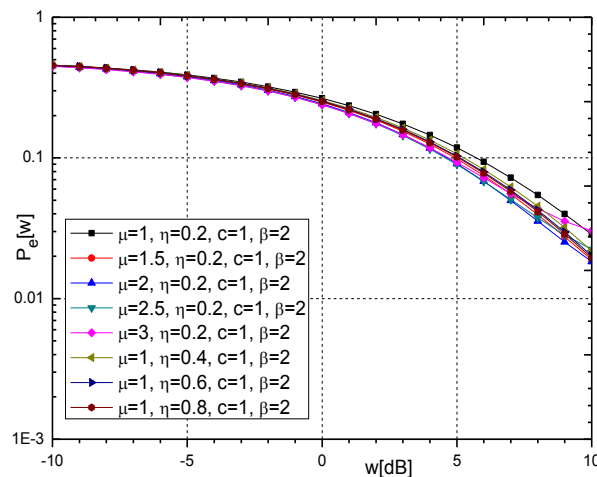
Tabela 2.9 Broj članova suma za konvergenciju izraza (2.65) kada se menjaju parametri μ i η , pri $\beta=1$

	w=-10 dB	w=0 dB	w=10 dB
$\mu=1, \eta=0.2, c=1, \beta=1$	9	12	13
$\mu=1.5, \eta=0.2, c=1, \beta=1$	7	14	14
$\mu=2, \eta=0.2, c=1, \beta=1$	9	14	14
$\mu=2.5, \eta=0.2, c=1, \beta=1$	11	15	16
$\mu=3, \eta=0.2, c=1, \beta=1$	13	17	18
$\mu=1, \eta=0.4, c=1, \beta=1$	5	5	6
$\mu=1, \eta=0.6, c=1, \beta=1$	5	5	5
$\mu=1, \eta=0.8, c=1, \beta=1$	5	5	5

Iz tabele 2.9 se primećuje da je usled porasta parametra μ , potrebno veći broj članova suma u izrazu sabrati da bi se postigla željena tačnost, i niz sporije konvergira. Pri porastu parametra η potreban je manji broj članova suma u izrazu, i niz brže konvergira.

2.3.2.2 Performanse sistema za slučaj BPSK modulacije

Za BPSK modulaciju, na slici 2.12 je prikazana srednja verovatnoća greške po bitu iz izraza (2.65), u zavisnosti od srednje vrednosti SNR, pri promeni parametara μ i η .



Slika 2.12 Srednja verovatnoća greške po bitu iz izraza (2.65), pri promeni parametara μ i η , za $\beta=2$

Porastom parametara μ i η , srednja verovatnoća greške po bitu na prijemu opada, i performanse sistema su bolje. Srednja verovatnoća greške po bitu na prijemu, za vrednosti parametara $\mu=2$ i $\eta=0.6$, pri iznosu $w=5$ dB, iznosi 0.0983 i 0.1030.

U tabeli 2.10 je prikazan potreban broj članova suma iz izraza (2.65), koje treba sabrati kako bi se postigla tačnost izraza na petoj decimali, pri promeni parametara μ i η .

Tabela 2.10 Broj članova suma za konvergenciju izraza (2.65) kada se menjaju parametri μ i η , pri $\beta=2$

	w=-10 dB	w=0 dB	w=10 dB
$\mu=1, \eta=0.2, c=1, \beta=2$	10	12	14
$\mu=1.5, \eta=0.2, c=1, \beta=2$	8	14	15
$\mu=2, \eta=0.2, c=1, \beta=2$	9	16	16
$\mu=2.5, \eta=0.2, c=1, \beta=2$	11	17	17
$\mu=3, \eta=0.2, c=1, \beta=2$	13	18	18
$\mu=1, \eta=0.4, c=1, \beta=2$	5	6	7
$\mu=1, \eta=0.6, c=1, \beta=2$	5	5	5
$\mu=1, \eta=0.8, c=1, \beta=2$	5	5	5

Pri porastu koeficijenta μ broj članova suma raste, i niz sporije konvergira. Pri porastu parametra η potrebno je manji broj članova suma sabrati, i niz brže konvergira.

2.4 Performanse relejnog prenosa signala pri uticaju η - μ fedinga na linkovima S-R i R-D dobijene tehnikom DF

Model prenosa signala raspodele η - μ na oba linka preko relejne stanice je prikazan na slici 2.9. U ovom slučaju primenom tehnike DF na prijemu su matematički izračunate i grafički prikazane u programskim paketima Mathematica i Origin bez korišćenja diverziti tehnika: verovatnoća otkaza sistema P_{out} , i verovatnoća greške po bitu P_e , na prijemu u D, uzimajući u obzir da su parametri: $\gamma_1=\gamma_2=\gamma$, $\mu_1=\mu_2=\mu$, $\eta_1=\eta_2=\eta$, $\bar{\gamma}_1 = \bar{\gamma}_2 = \bar{\gamma} = w$.

2.4.1 Verovatnoća otkaza sistema na prijemu

Koristeći izraz (2.34), verovatnoća otkaza sistema, pri prenosu signala na koji utiče η - μ feding na oba linka, na prijemu tehnikom DF može se prikazati u sledećem obliku:

$$P_{out} = \int_0^{+\infty} F_{\eta-\mu} \left(\frac{\gamma_{th}(c + \gamma_2)}{\gamma_2} \right) P_{\eta-\mu}(\gamma_2) d\gamma_2. \quad (2.70)$$

Posmatrajući izraz (2.53), PDF od SNR pri uticaju η - μ fedinga, snage γ_2 iz izraza (2.70), za drugi deo linka R-D, od releja do prijemnika možemo napisati u obliku:

$$P_{\eta-\mu}(\gamma_2) = \frac{2\sqrt{\pi} h^\mu}{\Gamma(\mu)} e^{-\frac{2\mu h}{\bar{\gamma}} \gamma_2} \sum_{i_3=0}^{+\infty} \frac{H^{2i_3} \gamma_2^{2i_3+2\mu-1}}{\Gamma(i_3 + \mu + 1/2) i_3!} \left(\frac{\mu}{\bar{\gamma}} \right)^{2i_3+2\mu}. \quad (2.71)$$

Primenom izraza (2.56), komplementarnu funkciju CDF odnosa SNR pri uticaju fedinga η - μ , iz izraza (2.70), možemo napisati u sledećem obliku:

$$F_{\eta-\mu} \left(\frac{\gamma_{th}(c + \gamma_2)}{\gamma_2} \right) = \frac{\sqrt{\pi}}{\Gamma(\mu)} \sum_{i_1=0}^{+\infty} \frac{\Gamma(2i_1 + 2\mu)}{2^{2i_1+2\mu-1} i_1! \Gamma(i_1 + \mu + 1/2)} \cdot \frac{H^{2i_1}}{h^{2i_1+\mu}} \left(1 - e^{-\frac{2\mu h \gamma_{th}(c+\gamma_2)}{\bar{\gamma} \gamma_2} 2i_1+2\mu-1} \frac{1}{i_2!} \left(\frac{2\mu h \gamma_{th}(c + \gamma_2)}{\bar{\gamma} \gamma_2} \right)^{i_2} \right). \quad (2.72)$$

Zamenom izraza (2.71) i (2.72) u izraz (2.70), posle sređivanja dobijamo verovatnoću otkaza sistema na prijemu pri prenosu signala modifikovanog η - μ raspodelom u obliku:

$$P_{out} = \frac{\pi}{\Gamma^2(\mu)} \sum_{i_1=0}^{+\infty} \sum_{i_3=0}^{+\infty} \frac{H^{2i_1+2i_3} \Gamma(2i_1 + 2\mu) (\mu / \bar{\gamma})^{2i_3+2\mu}}{2^{2i_1+2\mu-2} h^{2i_1} \Gamma(i_1 + \mu + 1/2) \Gamma(i_3 + \mu + 1/2) i_1! i_3!} \left[\int_0^{+\infty} \gamma_2^{2i_3+2\mu-1} \cdot e^{-\frac{2\mu h}{\bar{\gamma}} \gamma_2} d\gamma_2 - e^{-\frac{2\mu h \gamma_{th}}{\bar{\gamma}}} \sum_{i_2=0}^{2i_1+2\mu-1} \frac{1}{i_2!} \left(\frac{2\mu h \gamma_{th}}{\bar{\gamma}} \right)^{i_2} \int_0^{+\infty} \gamma_2^{2i_3-i_2+2\mu-1} (c + \gamma_2)^{i_2} e^{-\frac{2\mu h}{\bar{\gamma}} \gamma_2} e^{-\frac{2\mu h \gamma_{th}}{\bar{\gamma} \gamma_2}} d\gamma_2 \right]. \quad (2.73)$$

U izrazu (2.73) postoje integrali I_1 i I_2 . Rešavanjem i primenom izraza (2.28) za Gama funkciju, integral I_1 iz izraza (2.73) možemo napisati u sledećem obliku:

$$I_1 = \int_0^{+\infty} \gamma_2^{2i_3+2\mu-1} e^{-\frac{2\mu h}{\bar{\gamma}} \gamma_2} d\gamma_2 = \left(\frac{\bar{\gamma}}{2\mu h} \right)^{2i_3+2\mu} \Gamma(2i_3+2\mu). \quad (2.74)$$

Primenom izraza (2.19) za binomni obrazac, integral I_2 iz izraza (2.75) postaje:

$$I_2 = \int_0^{+\infty} \gamma_2^{2i_3-i_2+2\mu-1} (c+\gamma_2)^{i_2} e^{-\frac{2\mu h}{\bar{\gamma}} \gamma_2} e^{-\frac{2\mu c h \gamma_{th}}{\bar{\gamma} \gamma_2}} d\gamma_2 = \sum_{i_4=0}^{i_2} \binom{i_2}{i_4} c^{i_2-i_4} \int_0^{+\infty} \gamma_2^{2i_3+i_4-i_2+2\mu-1} e^{-\frac{2\mu h}{\bar{\gamma}} \gamma_2} e^{-\frac{2\mu c h \gamma_{th}}{\bar{\gamma} \gamma_2}} d\gamma_2. \quad (2.75)$$

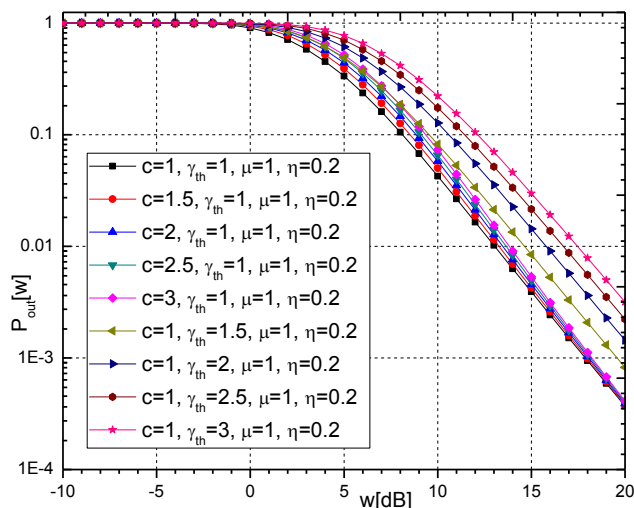
Primenjujući osobinu (2.21) u izraz (2.75), integral I_2 dobija sledeći oblik:

$$I_2 = 2 \sum_{i_4=0}^{i_2} \binom{i_2}{i_4} c^{\frac{2i_3+i_2-i_4+2\mu}{2}} \gamma_{th}^{\frac{2i_3+i_4-i_2+2\mu}{2}} K_{2i_3+i_4-i_2+2\mu} \left(\frac{4\mu h}{\bar{\gamma}} \sqrt{c\gamma_{th}} \right). \quad (2.76)$$

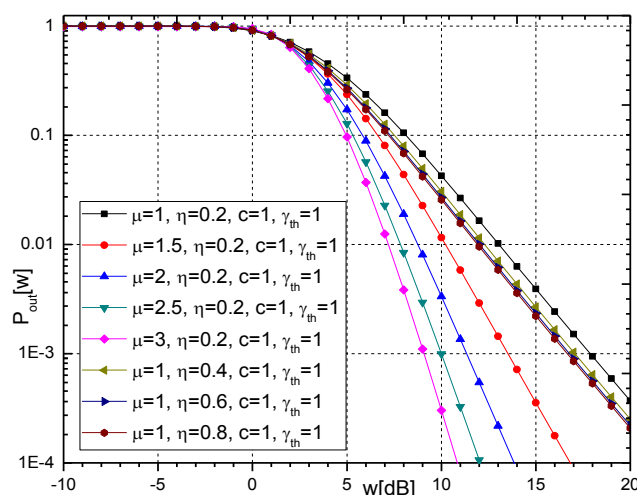
Zamenom izraza (2.74) i (2.76), u izraz (2.73), verovatnoća otkaza sistema na prijemnoj strani, u zavisnosti od srednje vrednosti SNR ima sledeći oblik:

$$P_{out} = \frac{\pi}{\Gamma^2(\mu)} \sum_{i_1=0}^{+\infty} \sum_{i_3=0}^{+\infty} \frac{H^{2i_1+2i_3} \Gamma(2i_1+2\mu) (\mu/\bar{\gamma})^{2i_3+2\mu}}{2^{2i_1+2\mu-2} h^{2i_1} \Gamma(i_1+\mu+1/2) \Gamma(i_3+\mu+1/2) i_1! i_3!} \left[\left(\frac{\bar{\gamma}}{2\mu h} \right)^{2i_3+2\mu} \Gamma(2i_3+2\mu) \right. \\ \left. - 2e^{-\frac{2\mu h \gamma_{th}}{\bar{\gamma}}} \sum_{i_2=0}^{2i_1+2\mu-1} \sum_{i_4=0}^{i_2} \binom{i_2}{i_4} c^{\frac{i_2+2i_3-i_4+2\mu}{2}} \gamma_{th}^{\frac{i_2+2i_3+i_4+2\mu}{2}} \left(\frac{2\mu h}{\bar{\gamma}} \right)^{i_2} K_{2i_3+i_4-i_2+2\mu} \left(\frac{4\mu h}{\bar{\gamma}} \sqrt{c\gamma_{th}} \right) \right]. \quad (2.77)$$

Verovatnoća otkaza sistema na prijemnoj strani, data izrazom (2.77), grafički je prikazana na slikama 2.13 i 2.14, u zavisnosti od srednje vrednosti SNR. Slika 2.13 prikazuje grafički izgled za P_{out} , pri promeni parametara c i γ_{th} . Pri povećanju parametara c i γ_{th} , P_{out} raste i sistem ima lošije performanse. Za vrednosti parametara $c=2$ i $\gamma_{th}=2$, pri iznosu $w=5$ dB, verovatnoća otkaza sistema na prijemu iznosi 0.4411 i 0.6126.



Slika 2.13 Verovatnoća otkaza sistema iz izraza (2.77), kada se menjaju parametri c i γ_{th}



Slika 2.14 Verovatnoća otkaza sistema iz izraza (2.77), kada se menjaju parametri μ i η

Na slici 2.14 prikazana je P_{out} na prijemu iz izraza (2.77), kada se menjaju parametri μ i η . Pri povećanju parametara μ i η , P_{out} opada i sistem ima bolje performanse. P_{out} za vrednosti parametara $\mu=2$ i $\eta=0.6$, pri iznosu $w=5$ dB, iznosi 0.1722 i 0.2700.

Osim grafičkih prikaza, date su i tabelle 2.11 i 2.12, za konvergenciju izraza, u kojima je izračunat i prikazan neophodan broj članova niza koje treba sumirati da bi se postigla željena preciznost izraza, zaokružena na petoj decimali.

Tabela 2.11 Broj članova suma za konvergenciju izraza (2.77), kada se menjaju parametri c i γ_{th}

	w=-10 dB	w=0 dB	w=10 dB
c=1, $\gamma_{th}=1$, $\mu=1$, $\eta=0.2$	14	14	9
c=1.5, $\gamma_{th}=1$, $\mu=1$, $\eta=0.2$	14	14	10
c=2, $\gamma_{th}=1$, $\mu=1$, $\eta=0.2$	14	14	9
c=2.5, $\gamma_{th}=1$, $\mu=1$, $\eta=0.2$	14	14	10
c=3, $\gamma_{th}=1$, $\mu=1$, $\eta=0.2$	14	14	10
c=1, $\gamma_{th}=1.5$, $\mu=1$, $\eta=0.2$	14	14	10
c=1, $\gamma_{th}=2$, $\mu=1$, $\eta=0.2$	14	14	10
c=1, $\gamma_{th}=2.5$, $\mu=1$, $\eta=0.2$	14	14	11
c=1, $\gamma_{th}=3$, $\mu=1$, $\eta=0.2$	14	14	12

Tabela 2.12 Broj članova suma za konvergenciju izraza (2.77), kada se menjaju parametri μ i η

	w=-10 dB	w=0 dB	w=10 dB
$\mu=1$, $\eta=0.2$, c=1, $\gamma_{th}=1$	14	14	9
$\mu=1.5$, $\eta=0.2$, c=1, $\gamma_{th}=1$	16	15	9
$\mu=2$, $\eta=0.2$, c=1, $\gamma_{th}=1$	17	15	8
$\mu=2.5$, $\eta=0.2$, c=1, $\gamma_{th}=1$	19	17	8
$\mu=3$, $\eta=0.2$, c=1, $\gamma_{th}=1$	20	18	6
$\mu=1$, $\eta=0.4$, c=1, $\gamma_{th}=1$	8	6	6
$\mu=1$, $\eta=0.6$, c=1, $\gamma_{th}=1$	5	5	5
$\mu=1$, $\eta=0.8$, c=1, $\gamma_{th}=1$	5	5	5

U tabeli 2.11, prikazan je potreban broj članova suma, pri promeni parametara c i γ_{th} . Pri porastu parametara sistema c i γ_{th} , za $w=-10$ dB i $w=0$ dB, postiže se konvergencija izraza, kada se broj članova suma u izrazu ograniči na 14. Pri promeni parametara c i γ_{th} , za $w=10$ dB, potreban je veći broj članova, i niz sporije konvergira.

Tabela 2.12 prikazuje potreban broj članova suma iz izraza (2.77), u zavisnosti od w , kada se menjaju parametri μ i η . Kada je parametar μ u porastu, za vrednosti $w=-10$ dB i $w=0$ dB potrebno je veći broj članova suma sabrati da bi se dobila tačnost izraza, i niz sporije konvergira, dok pri iznosu $w=10$ dB, potreban je manji broj članova i niz brže konvergira.

2.4.2 Srednja verovatnoća greške po bitu na prijemu

Primenom izraza (2.77) u izraz (1.10), pri čemu je $\gamma_{th}=t^2/\beta$, srednju verovatnoću greške po bitu na prijemnoj strani možemo napisati u sledećem obliku:

$$P_e = \frac{\pi}{\sqrt{2\pi}\Gamma^2(\mu)} \sum_{i_1=0}^{+\infty} \sum_{i_3=0}^{+\infty} \frac{H^{2i_1+2i_3} \Gamma(2i_1+2\mu) (\mu/\bar{\gamma})^{2i_3+2\mu}}{2^{2i_1+2\mu-2} h^{2i_1} \Gamma(i_1+\mu+1/2) \Gamma(i_3+\mu+1/2) i_1! i_3!} \left[\left(\frac{\bar{\gamma}}{2\mu h} \right)^{2i_3+2\mu} \Gamma(2i_3+2\mu) \int_0^{+\infty} e^{-\frac{t^2}{\beta}} dt - 2 \cdot \sum_{i_2=0}^{2i_1+2\mu-1} \sum_{i_4=0}^{i_2} \binom{i_2}{i_4} \left(\frac{2\mu h}{\bar{\gamma}} \right)^{i_2} \frac{c^{\frac{i_2+2i_3-i_4+2\mu}{2}}}{i_2!} \int_0^{+\infty} \left(\frac{t^2}{\beta} \right)^{\frac{i_2+2i_3+i_4+2\mu}{2}} e^{-\frac{2\mu h t^2}{\bar{\gamma} \beta}} e^{-\frac{t^2}{\beta}} K_{2i_3+i_4-i_2+2\mu} \left(\frac{4\mu h}{\bar{\gamma}} \sqrt{c \frac{t^2}{\beta}} \right) dt \right]. \quad (2.78)$$

Integral J_1 u izrazu (2.78) ima isti oblik i rešenje kao u izrazu (2.26). Posle primene smene $t^2/\beta=s^2$ i pravila (2.43), integral J_2 možemo napisati u sledećem obliku:

$$J_2 = \int_0^{+\infty} \left(\frac{t^2}{\beta} \right)^{\frac{i_2+2i_3+i_4+2\mu}{2}} e^{-\frac{2\mu h t^2}{\bar{\gamma} \beta}} e^{-\frac{t^2}{\beta}} K_{2i_3+i_4-i_2+2\mu} \left(\frac{4\mu h}{\bar{\gamma}} \sqrt{c \frac{t^2}{\beta}} \right) dt = \frac{\bar{\gamma} \sqrt{\beta} (2\bar{\gamma})^{\frac{i_2+2i_3+i_4+2\mu}{2}}}{8\mu h \sqrt{c}} \cdot \frac{\Gamma(i_2+1/2) \Gamma(2i_3+i_4+2\mu+1/2)}{(4\mu h + \beta \bar{\gamma})^{\frac{i_2+2i_3+i_4+2\mu}{2}}} e^{\frac{4c(\mu h)^2}{\bar{\gamma}(4\mu h + \beta \bar{\gamma})}} W_{-\frac{i_2+2i_3+i_4+2\mu}{2}, \frac{2i_3+i_4-i_2+2\mu}{2}} \left(\frac{8c(\mu h)^2}{\bar{\gamma}(4\mu h + \beta \bar{\gamma})} \right). \quad (2.79)$$

Primenom izraza (2.45) i (2.46), Witakerova funkcija iz izraza (2.79) postaje:

$$W_{-\frac{i_2+2i_3+i_4+2\mu}{2}, \frac{2i_3+i_4-i_2+2\mu}{2}} \left(\frac{8c(\mu h)^2}{\bar{\gamma}(4\mu h + \beta \bar{\gamma})} \right) = \sum_{i_5=0}^{+\infty} \frac{1}{(2i_3+i_4-i_2+2\mu+1)_{i_5} i_5!} \cdot \left(2i_3+i_4+2\mu+\frac{1}{2} \right)_{i_5} e^{-\frac{4c(\mu h)^2}{\bar{\gamma}(4\mu h + \beta \bar{\gamma})}} \left(\frac{8c(\mu h)^2}{\bar{\gamma}(4\mu h + \beta \bar{\gamma})} \right)^{\frac{2i_3+i_4+2i_5-i_2+2\mu+1}{2}}. \quad (2.80)$$

Zamenom izraza (2.80) u izraz (2.79), i primenom osobine (2.48) za Pochamerovu funkciju, integral J_2 možemo napisati u sledećem obliku:

$$J_2 = \sqrt{\beta\bar{\gamma}}\Gamma\left(i_2 + \frac{1}{2}\right) \sum_{i_5=0}^{+\infty} \frac{2^{4i_3+2i_4+3i_5-i_2+4\mu-3/2} \bar{\gamma}^{i_2-i_5} (\mu h \sqrt{c})^{2i_3+i_4+2i_5-i_2+2\mu} \Gamma(2i_3+i_4+i_5+2\mu+1/2)}{(4\mu h + \beta\bar{\gamma})^{2i_3+i_4+i_5+2\mu+1/2} (2i_3+i_4-i_2+2\mu+1)_{i_5} i_5!}. \quad (2.81)$$

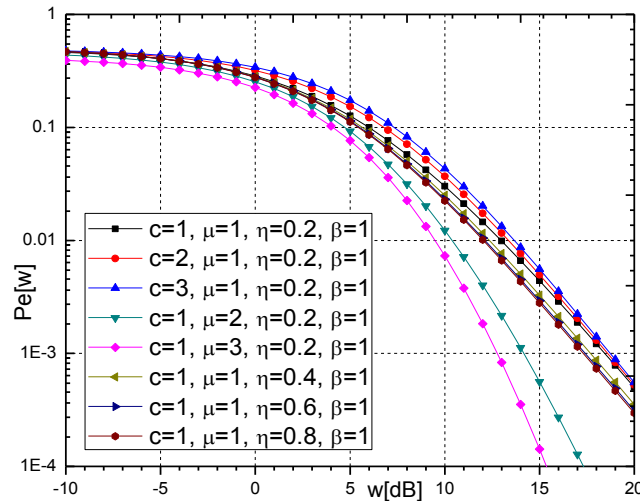
Zamenom izraza (2.26) i (2.81) u izraz (2.78), srednja verovatnoća greške po bitu na prijemnoj strani, posle sređivanja može se napisati u sledećoj formi:

$$P_e = \frac{2\sqrt{\pi}}{\Gamma^2(\mu)} \sum_{i_1=0}^{+\infty} \sum_{i_3=0}^{+\infty} \frac{H^{2i_1+2i_3} \Gamma(2i_1+2\mu) (\mu/\bar{\gamma})^{2i_3+2\mu}}{2^{2i_1+2\mu} h^{2i_1} \Gamma(i_1+\mu+1/2) \Gamma(i_3+\mu+1/2) i_1! i_3!} \left[\sqrt{\pi} \Gamma(2i_3+2\mu) \left(\frac{\bar{\gamma}}{2\mu h}\right)^{2i_3+2\mu} - \sqrt{\beta\bar{\gamma}} \cdot \sum_{i_2=0}^{2i_1+2\mu-1} \sum_{i_4=0}^{i_2} \sum_{i_5=0}^{+\infty} \binom{i_2}{i_4} \frac{2^{4i_3+2i_4+3i_5+4\mu} (\mu h)^{2i_3+i_4+2i_5+2\mu} c^{2i_3+i_5+2\mu} \Gamma(i_2+1/2) \Gamma(2i_3+i_4+i_5+2\mu+1/2)}{\bar{\gamma}^{i_5} (4\mu h + \beta\bar{\gamma})^{2i_3+i_4+i_5+2\mu+1/2} (2i_3+i_4-i_2+2\mu+1)_{i_5} i_2! i_5!} \right]. \quad (2.82)$$

Za vrednosti parametra $\beta=2^n$, odrađeni su slučajevi modulacije QPSK i BPSK.

2.4.2.1 Performanse sistema za slučaj QPSK modulacije

Kod QPSK modulacije, na slici 2.15 je prikazan grafik za P_e na prijemnoj strani iz izraza (2.82), u zavisnosti od srednje vrednosti SNR, pri promeni parametara c , μ i η .



Slika 2.15 Srednja verovatnoća greške po bitu od izraza (2.82), pri promeni parametara c , μ i η , za $\beta=1$

Povećanjem parametra c , srednja verovatnoća greške po bitu na prijemu raste, veća je verovatnoća otkaza sistema i performanse sistema su lošije. Povećanjem parametara μ i η , P_e na prijemu opada, i performanse sistema su bolje. Za vrednosti parametara $c=\mu=2$ i $\eta=0.6$, pri iznosu $w=5$ dB, P_e iznosi 0.1531, 0.0925 i 0.1138.

U tabeli 2.13, za konvergenciju izraza (2.82), je prikazan broj članova niza, koje treba sabrati kako bi se postigla tačnost izraza na 5-toj decimali, pri porastu parametara c , μ i η .

Osim grafika, prikazana je i tabela 2.14 u kojoj je dat potreban broj članova niza, koje treba sumirati da bi se postigla tačnost izraza (2.82), zaokružena na petoj decimali, pri promeni parametara c , μ i η , u odnosu na promenljivu w .

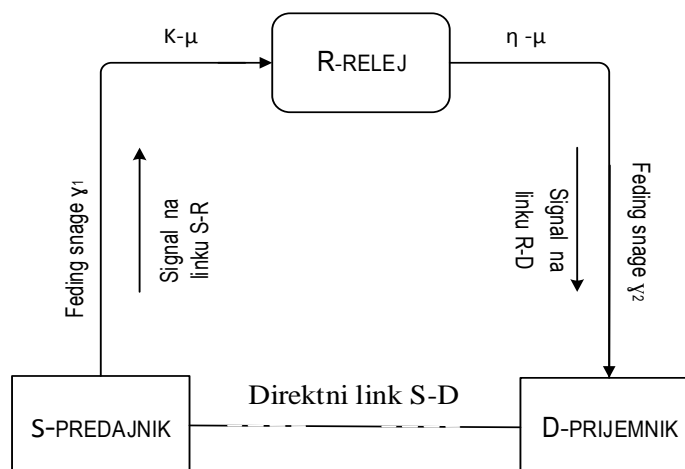
Tabela 2.14 Broj članova suma za konvergenciju izraza (2.82), kada se menjaju parametri c , μ i η , pri $\beta=2$

	$w=-10$ dB	$w=0$ dB	$w=10$ dB
$c=1, \mu=1, \eta=0.2, \beta=2$	13	11	8
$c=2, \mu=1, \eta=0.2, \beta=2$	13	11	9
$c=3, \mu=1, \eta=0.2, \beta=2$	13	12	8
$c=1, \mu=2, \eta=0.2, \beta=2$	17	15	9
$c=1, \mu=3, \eta=0.2, \beta=2$	18	15	8
$c=1, \mu=1, \eta=0.4, \beta=2$	7	5	5
$c=1, \mu=1, \eta=0.6, \beta=2$	5	5	5
$c=1, \mu=1, \eta=0.8, \beta=2$	5	5	5

Pri porastu parametra c , za $w=-10$ dB, postiže se konvergencija izraza, kada se broj članova u izrazu ograniči na 13, dok je za $w=0$ dB i $w=10$ dB, potreban veći broj članova i niz sporije konvergira. Kada parametar μ raste, potreban je veći broj članova i niz sporije konvergira. Porastom parametra η , potreban je manji broj članova u i niz brže konvergira.

2.5 Performanse relejnog prenosa signala pri uticaju k - μ fedinga na linku S-R i η - μ fedinga na linku R-D dobijene tehnikom AF

Model prenosa signala pri uticaju kombinacije dva različita fedinga, snaga γ_1 i γ_2 , tehnikom AF je prikazan na slici 2.17. Prvim linkom, od predajnika do releja prenosi se signal pri uticaju k - μ fedinga, snage γ_1 , a na drugom linku, od releja do prijemnika se vrši prenos signala koji dolazi na prijemu pri uticaju fedinga η - μ , snage γ_2 .



Slika 2.17 Model relejnog prenosa signala pri uticaju fedinga k - μ i η - μ na oba linka

Primenom tehnike AF, na prijemu su izračunate i grafički prikazane: P_{out} i P_e , bez korišćenja diverziti tehnika kombinovanja. Proračuni izraza za navedene performanse su izvršeni u programu Matematika, na osnovu čega je urađen i grafički prikaz u programskom paketu Oridžin, pod pretpostavkom da su su parametri: $\gamma_1=\gamma_2=\gamma$, $\mu_1=\mu_2=\mu$, $\bar{\gamma}_1=\bar{\gamma}_2=\bar{\gamma}=w$.

2.5.1 Verovatnoća otkaza sistema na prijemu

Primenom izraza (2.11), za komplementarnu kumulativnu funkciju od kumulativne funkcije za SNR, pri k - μ raspodeli, za link od predajnika do releja, i izraza (2.58), za PDF signala η - μ raspodele koji je prisutan od releja do prijemnika u izraz (1.4), verovatnoća otkaza sistema (P_{out}), na prijemnoj strani, sa slike 2.19 se može napisati u obliku:

$$\begin{aligned}
P_{out} = & 1 - \frac{2\sqrt{\pi} h^\mu}{\Gamma(\mu)} \sum_{i_3=0}^{+\infty} \frac{H^{2i_3} (\mu/\bar{\gamma})^{2i_3+2\mu}}{\Gamma(i_3+\mu+1/2) i_3!} \left[\int_0^{+\infty} (\gamma_{th} + w)^{2i_3+2\mu-1} e^{-\frac{2\mu h}{\bar{\gamma}}(\gamma_{th}+w)} dw - \frac{1}{e^{\mu k}} \right. \\
& \sum_{i_1=0}^{+\infty} \frac{(\mu k)^{i_1}}{i_1!} \left(\int_0^{+\infty} (\gamma_{th} + w)^{2i_3+2\mu-1} e^{-\frac{2\mu h}{\bar{\gamma}}(\gamma_{th}+w)} dw - e^{-\frac{\mu(1+k)+2\mu h}{\bar{\gamma}}\gamma_{th}} \sum_{i_2=0}^{i_1+\mu-1} \left(\frac{\mu\gamma_{th}(1+k)}{\bar{\gamma}} \right)^{i_2} \right. \\
& \left. \left. \cdot \frac{1}{i_2!} \int_0^{+\infty} (\gamma_{th} + w)^{2i_3+2\mu-1} \left((\gamma_{th} + c + w)/w \right)^{i_2} e^{-\frac{\mu\gamma_{th}(1+k)(\gamma_{th}+c)}{\bar{\gamma}w}} e^{-\frac{2\mu h}{\bar{\gamma}}w} dw \right) \right]. \quad (2.83)
\end{aligned}$$

U izrazu (2.83), postoje integrali I_1 i I_2 . Integral I_1 je isti kao u izrazu (2.60), a njegov konačni oblik je dat u izrazu (2.61). Primenom izraza (2.19) za binomni obrazac, integral I_2 iz izraza (2.83) možemo napisati u sledećem obliku:

$$\begin{aligned}
I_2 = & \int_0^{+\infty} (\gamma_{th} + w)^{2i_3+2\mu-1} \left(\frac{\gamma_{th} + c + w}{w} \right)^{i_2} e^{-\frac{\mu\gamma_{th}(1+k)(\gamma_{th}+c)}{\bar{\gamma}w}} e^{-\frac{2\mu h}{\bar{\gamma}}w} dw = \sum_{i_5=0}^{2i_3+2\mu-1} \sum_{i_6=0}^{i_2} \\
& \cdot \binom{2i_3+2\mu-1}{i_5} \binom{i_2}{i_6} \gamma_{th}^{2i_3-i_5+2\mu-1} (\gamma_{th} + c)^{i_2-i_6} \int_0^{+\infty} w^{i_5+i_6-i_2} e^{-\frac{\mu\gamma_{th}(1+k)(\gamma_{th}+c)}{\bar{\gamma}w}} e^{-\frac{2\mu h}{\bar{\gamma}}w} dw. \quad (2.84)
\end{aligned}$$

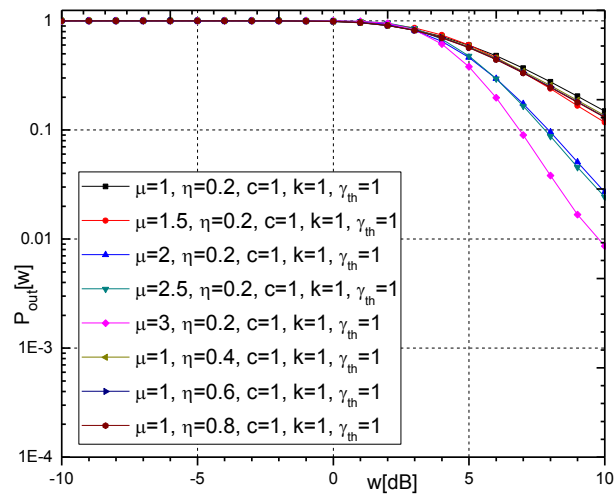
Primenom obrasca (2.21) za rešavanje integrala u izrazu (2.84), posle sređivanja integral I_2 možemo napisati u sledećem obliku:

$$\begin{aligned}
I_2 = & 2 \sum_{i_5=0}^{2i_3+2\mu-1} \sum_{i_6=0}^{i_2} \binom{2i_3+2\mu-1}{i_5} \binom{i_2}{i_6} \left(\frac{1+k}{2h} \right)^{\frac{i_5+i_6-i_2+1}{2}} (\gamma_{th} + c)^{\frac{i_2+i_5-i_6+1}{2}} \\
& \cdot \gamma_{th}^{\frac{4i_3+i_6-i_2-i_5+4\mu-1}{2}} K_{i_5+i_6-i_2+1} \left(\frac{2\mu}{\bar{\gamma}} \sqrt{2h\gamma_{th}(1+k)(\gamma_{th}+c)} \right). \quad (2.85)
\end{aligned}$$

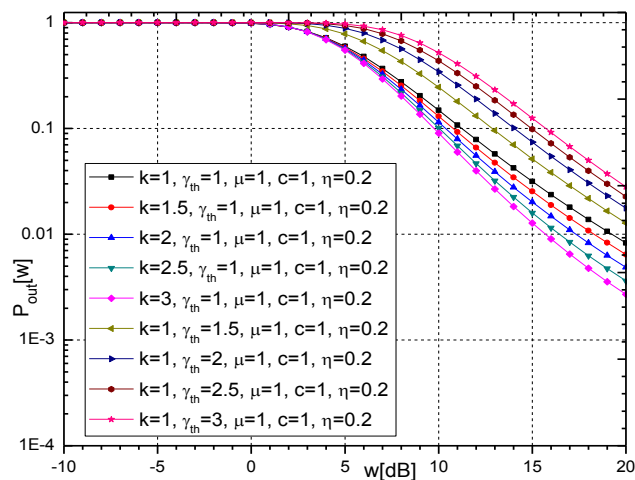
Zamenom izraza (2.61) i (2.85), u izraz (2.83), posle sređivanja dobijamo da je P_{out} na prijemu pri prenosu signala raspodela k - μ na linku S-R, i η - μ na linku R-D, oblika:

$$\begin{aligned}
P_{out} = & 1 - \frac{2\sqrt{\pi}h^\mu}{\Gamma(\mu)} \sum_{i_3=0}^{+\infty} \frac{H^{2i_3}(\mu/\bar{\gamma})^{2i_3+2\mu}}{\Gamma(i_3+\mu+1/2)i_3!} \left[\Gamma(2i_3+2\mu) e^{-\frac{2\mu h}{\bar{\gamma}}\gamma_{th}} \sum_{i_4=0}^{2i_3+2\mu-1} \frac{\gamma_{th}^{i_4}}{i_4!} \cdot \right. \\
& \left. \left(\frac{\bar{\gamma}}{2\mu h}\right)^{2i_3-i_4+2\mu} - \frac{1}{e^{\mu k}} \sum_{i_1=0}^{+\infty} \frac{(\mu k)^{i_1}}{i_1!} \left(\Gamma(2i_3+2\mu) e^{-\frac{2\mu h}{\bar{\gamma}}\gamma_{th}} \sum_{i_4=0}^{2i_3+2\mu-1} \left(\frac{\bar{\gamma}}{2\mu h}\right)^{2i_3-i_4+2\mu} \cdot \right. \right. \\
& \left. \left. \frac{\gamma_{th}^{i_4}}{i_4!} - 2e^{-\frac{\mu(1+k)+2\mu h}{\bar{\gamma}}\gamma_{th}} \sum_{i_2=0}^{i_1+\mu-1} \sum_{i_5=0}^{2i_3+2\mu-1} \sum_{i_6=0}^{i_2} \frac{(1+k)^{(i_2+i_5+i_6+1)/2}}{(2h)^{(i_5+i_6-i_2+1)/2}} \frac{\gamma_{th}^{(i_2+4i_3+i_6-i_5+4\mu-1)/2}}{i_2!} \binom{i_2}{i_6} \cdot \right. \right. \\
& \left. \left. \left(\binom{2i_3+2\mu-1}{i_5} \right) \left(\frac{\mu}{\bar{\gamma}}\right)^{i_2} (\gamma_{th}+c)^{\frac{i_2+i_5-i_6+1}{2}} K_{i_5+i_6-i_2+1} \left(\frac{2\mu}{\bar{\gamma}} \sqrt{2h\gamma_{th}(1+k)(\gamma_{th}+c)} \right) \right) \right] \quad (2.86)
\end{aligned}$$

Verovatnoća otkaza sistema iz izraza (2.86) je prikazana na slikama 2.18 i 2.19.



Slika 2.18 Verovatnoća otkaza sistema iz izraza (2.86), kada se menjaju parametri μ i η



Slika 2.19 Verovatnoća otkaza sistema iz izraza (2.86), kada se menjaju parametri k i γ_{th}

Sa slike 2.18 se vidi da pri povećanju parametara μ i η , dolazi do pada P_{out} i sistem ima bolje performanse. Verovatnoća otkaza sistema na prijemnoj strani, na osnovu vrednosti za parametara $\mu=2$ i $\eta=0.6$, pri iznosu $w=5$ dB, iznosi 0.4628 i 0.5704.

Na slici 2.19, pri porastu parametra k , dolazi do pada P_{out} na prijemu, i sistem ima bolje performanse. Povećanjem parametra γ_{th} dolazi do porasta P_{out} , i sistem ima lošije performanse. Za vrednosti parametara $k=\gamma_{th}=2$, pri iznosu $w=5$ dB, P_{out} iznosi 0.5710 i 0.8866.

Tabele 2.15 i 2.16 prikazuju neophodan broj članova niza iz izraza (2.86), koje treba sumirati da bi se postigla tačnost izraza, zaokružena na petoj decimali.

Tabela 2.15 Broj članova suma za konvergenciju izraza (2.86), kada se menjaju parametri μ i η

	w=-10 dB	w=0 dB	w=10 dB
$\mu=1, \eta=0.2, c=1, k=1, \gamma_{th}=1$	5	12	14
$\mu=1.5, \eta=0.2, c=1, k=1, \gamma_{th}=1$	5	12	15
$\mu=2, \eta=0.2, c=1, k=1, \gamma_{th}=1$	5	14	16
$\mu=2.5, \eta=0.2, c=1, k=1, \gamma_{th}=1$	5	15	17
$\mu=3, \eta=0.2, c=1, k=1, \gamma_{th}=1$	5	16	19
$\mu=1, \eta=0.4, c=1, k=1, \gamma_{th}=1$	5	7	7
$\mu=1, \eta=0.6, c=1, k=1, \gamma_{th}=1$	5	7	5
$\mu=1, \eta=0.8, c=1, k=1, \gamma_{th}=1$	5	8	5

Tabela 2.16 Broj članova suma za konvergenciju izraza (2.86), kada se menjaju parametri γ_{th} i η

	w=-10 dB	w=0 dB	w=10 dB
$k=1, \gamma_{th}=1, c=1, \mu=1, \eta=0.2$	5	12	14
$k=1.5, \gamma_{th}=1, c=1, \mu=1, \eta=0.2$	5	12	14
$k=2, \gamma_{th}=1, c=1, \mu=1, \eta=0.2$	5	12	13
$k=2.5, \gamma_{th}=1, c=1, \mu=1, \eta=0.2$	5	10	13
$k=3, \gamma_{th}=1, c=1, \mu=1, \eta=0.2$	5	11	13
$k=1, \gamma_{th}=1.5, c=1, \mu=1, \eta=0.2$	5	8	14
$k=1, \gamma_{th}=2, c=1, \mu=1, \eta=0.2$	5	6	14
$k=1, \gamma_{th}=2.5, c=1, \mu=1, \eta=0.2$	5	6	13
$k=1, \gamma_{th}=3, c=1, \mu=1, \eta=0.2$	5	5	13

U tabeli 2.15 je prikazan potreban broj članova niza koje treba sabrati, pri promeni parametara μ i η . Pri porastu parametara μ i η , za $w=-10$ dB, postiže se konvergencija izraza, kada se broj članova suma u izrazu ograniči na 5. Porastom parametara μ , za $w=0$ dB i $w=10$ dB, potreban je veći broj članova u izrazu, i niz sporije konvergira. Porastom parametara η , za $w=0$ dB i $w=10$ dB, potreban je manji broj članova u izrazu, i niz brže konvergira.

U tabeli 2.16, pri porastu parametara k i γ_{th} , za $w=-10$ dB postiže se konvergencija izraza, kada se broj članova suma u izrazu ograniči na 5, za sve vrednosti navedenih parametara. Promenom parametara k i γ_{th} , za $w=0$ dB i $w=10$ dB potreban broj članova suma u izrazu za postizanje konvergencije opada, i niz brže konvergira.

2.5.2 Srednja verovatnoća greške po bitu na prijemu

Primenom izraza (2.86) u izraz (1.10), srednju verovatnoću greške po bitu na prijemnoj strani, posle sređivanja možemo napisati u sledećem obliku:

$$\begin{aligned}
 P_e = & \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \left[\int_0^{+\infty} e^{-\frac{t^2}{2}} dt - \frac{2\sqrt{\pi} h^\mu}{\Gamma(\mu)} \sum_{i_3=0}^{+\infty} \frac{H^{2i_3} (\mu/\bar{\gamma})^{2i_3+2\mu}}{\Gamma(i_3+\mu+1/2) i_3!} \left(\Gamma(2i_3+2\mu) \sum_{i_4=0}^{2i_3+2\mu-1} \frac{1}{i_4!} \left(\frac{\bar{\gamma}}{2\mu h} \right)^{2i_3-i_4+2\mu} \right. \right. \\
 & \cdot \int_0^{+\infty} \left(\frac{t^2}{\beta} \right)^{i_4} e^{-\frac{2\mu h t^2}{\bar{\gamma} \beta}} e^{-\frac{t^2}{2}} dt - \frac{1}{e^{\mu k}} \sum_{i_1=0}^{+\infty} \frac{(\mu k)^{i_1}}{i_1!} \left(\Gamma(2i_3+2\mu) \sum_{i_4=0}^{2i_3+2\mu-1} \frac{1}{i_4!} \left(\frac{\bar{\gamma}}{2\mu h} \right)^{2i_3-i_4+2\mu} \int_0^{+\infty} \left(\frac{t^2}{\beta} \right)^{i_4} e^{-\frac{t^2}{2}} \right. \\
 & \cdot e^{-\frac{2\mu h t^2}{\bar{\gamma} \beta}} dt - 2 \sum_{i_2=0}^{i_1+\mu-1} \sum_{i_5=0}^{2i_2-1} \sum_{i_6=0}^{i_2} \frac{1}{i_2!} \binom{i_2}{i_6} \binom{2i_3+2\mu-1}{i_5} \left(\frac{\mu}{\bar{\gamma}} \right)^{i_2} \frac{(1+k)^{\frac{i_2+i_5+i_6+1}{2}}}{(2h)^{\frac{i_5+i_6-i_2+1}{2}}} \int_0^{+\infty} \left(\frac{t^2}{\beta} \right)^{\frac{i_2+4i_3+i_6-i_5+4\mu-1}{2}} \\
 & \left. \left. \cdot \left(\frac{t^2}{\beta} + c \right)^{\frac{i_2+i_5-i_6+1}{2}} \cdot e^{-\frac{\mu(1+k)+2\mu h t^2}{\bar{\gamma} \beta}} e^{-\frac{t^2}{2}} K_{i_5+i_6-i_2+1} \left(\frac{2\mu}{\bar{\gamma}} \sqrt{2h(1+k) \frac{t^2}{\beta} \left(\frac{t^2}{\beta} + c \right)} \right) dt \right) \right] \right]. \quad (2.87)
 \end{aligned}$$

U izrazu (2.87), integral J_1 ima isti oblik kao u izrazu (2.26), a integral J_2 takođe ima isti oblik i rešenje kao u izrazu (2.66). Upotrebom smene $t^2/\beta=s$ i primenom izraza (2.31), integral J_3 iz izraza (2.87), posle sređivanja dobija sledeći oblik:

$$\begin{aligned}
 J_3 = & \int_0^{+\infty} \left(\frac{t^2}{\beta} \right)^{\frac{i_2+4i_3+i_6-i_5+4\mu-1}{2}} \left(\frac{t^2}{\beta} + c \right)^{\frac{i_2+i_5-i_6+1}{2}} e^{-\frac{\mu(1+k)+2\mu h t^2}{\bar{\gamma} \beta}} e^{-\frac{t^2}{2}} K_{i_5+i_6-i_2+1} \left(\frac{2\mu}{\bar{\gamma}} \sqrt{2h(1+k) \frac{t^2}{\beta} \left(\frac{t^2}{\beta} + c \right)} \right) dt \approx \\
 & \approx \frac{\sqrt{\beta} \Gamma(i_5+i_6-i_2+1)}{4} \left(\frac{\bar{\gamma}}{\mu \sqrt{2h(1+k)}} \right)^{i_5+i_6-i_2+1} \int_0^{+\infty} s^{i_2+2i_3-i_5+2\mu-\frac{1}{2}-1} (s+c)^{i_2-i_6} e^{-\frac{2(\mu(1+k)+2\mu h)+\beta \bar{\gamma}}{2\bar{\gamma}} s} ds. \quad (2.88)
 \end{aligned}$$

Primenom izraza (2.19) za binomni obrazac, i (2.28) za Gama funkciju, u izraz (2.88), integral J_3 posle sređivanja možemo napisati u sledećem obliku:

$$\begin{aligned}
 J_3 \approx & \frac{\sqrt{\beta} \Gamma(i_5+i_6-i_2+1)}{4(\mu \sqrt{h(1+k)})} \sum_{i_7=0}^{i_2-i_6} \frac{2^{(i_2+4i_3+i_6+2i_7-i_5+4\mu)/2}}{(2(\mu(1+k)+2\mu h)+\beta \bar{\gamma})^{i_2+2i_3+i_7-i_5+2\mu-1/2}} \cdot \\
 & \cdot \binom{i_2-i_6}{i_7} c^{i_2-i_6-i_7} \bar{\gamma}^{2i_3+i_6+i_7+2\mu+1/2} \Gamma(i_2+2i_3+i_7-i_5+2\mu-1/2). \quad (2.89)
 \end{aligned}$$

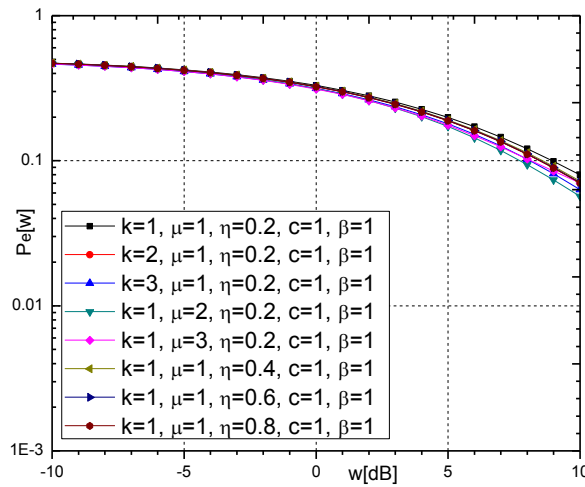
Zamenom izraza (2.26), (2.66) i (2.89), za integrale J_1 , J_2 i J_3 , u izraz (2.87), dobijamo da je srednja verovatnoća greške po bitu (P_e) na prijemnoj strani oblika:

$$\begin{aligned}
 P_e \approx & \left[\frac{1}{2} - \frac{2\sqrt{\beta \bar{\gamma}} h^\mu}{\Gamma(\mu)} \sum_{i_3=0}^{+\infty} \frac{H^{2i_3} (\mu/\bar{\gamma})^{2i_3+2\mu}}{\Gamma(i_3+\mu+1/2) i_3!} \left(\Gamma(2i_3+2\mu) \sum_{i_4=0}^{2i_3+2\mu-1} \frac{\bar{\gamma}^{2i_3+2\mu}}{2^{2i_3-2i_4+2\mu+1} (\mu h)^{2i_3-i_4+2\mu}} \right. \right. \\
 & \cdot \frac{\Gamma(i_4+1/2)}{(4\mu h + \beta \bar{\gamma})^{i_4+1/2} i_4!} - \frac{1}{e^{\mu k}} \sum_{i_1=0}^{+\infty} \frac{(\mu k)^{i_1}}{i_1!} \left(\Gamma(2i_3+2\mu) \sum_{i_4=0}^{2i_3+2\mu-1} \frac{\bar{\gamma}^{2i_3+2\mu}}{2^{2i_3-2i_4+2\mu+1} (\mu h)^{2i_3-i_4+2\mu}} \right. \\
 & \left. \left. \cdot \frac{\Gamma(i_4+1/2)}{(4\mu h + \beta \bar{\gamma})^{i_4+1/2} i_4!} - \frac{1}{e^{\mu k}} \sum_{i_1=0}^{+\infty} \frac{(\mu k)^{i_1}}{i_1!} \left(\Gamma(2i_3+2\mu) \sum_{i_4=0}^{2i_3+2\mu-1} \frac{\bar{\gamma}^{2i_3+2\mu}}{2^{2i_3-2i_4+2\mu+1} (\mu h)^{2i_3-i_4+2\mu}} \right. \right. \right.
 \end{aligned}$$

$$\frac{\Gamma(i_4 + 1/2)}{(4\mu h + \beta\bar{\gamma})^{i_4 + 1/2}} - \sum_{i_2=0}^{i_4 + \mu - 1} \sum_{i_5=0}^{2i_3 + 2\mu - 1} \sum_{i_6=0}^{i_2 - i_6} \sum_{i_7=0}^{i_2 - i_6} \binom{i_2}{i_6} \binom{2i_3 + 2\mu - 1}{i_5} \binom{i_2 - i_6}{i_7} \frac{2^{i_2 + 2i_3 + i_7 - i_5 + 2\mu - 2} c^{i_2 - i_6 - i_7}}{h^{i_5 + i_6 - i_2 + 1} i_2!} \cdot \left. \frac{(1+k)^{(i_2 + i_2)/2} \bar{\gamma}^{2i_3 + i_6 + i_7 - i_2 + 2\mu} \Gamma(i_5 + i_6 - i_2 + 1) \Gamma(i_2 + 2i_3 + i_7 - i_5 + 2\mu - 1/2)}{\mu^{i_5 + i_6 - 2i_2 + 1} (2(\mu(1+k) + 2\mu h) + \beta\bar{\gamma})^{i_2 + 2i_3 + i_7 - i_5 + 2\mu - 1/2}} \right) \quad (2.90)$$

2.5.2.1 Performanse sistema za slučaj QPSK modulacije

Za QPSK modulaciju, na slici 2.20 je prikazan grafik za srednju verovatnoću greške po bitu, iz izraza (2.87), u zavisnosti od srednje vrednosti SNR, pri promeni parametara μ , k i η .



Slika 2.20 Srednja verovatnoća greške po bitu iz izraza (2.87), kada se menjaju parametri k , μ i η , za $\beta=1$

Sa slike 2.20 se može zaključiti da usled povećanja parametara k , μ i η , dolazi do opadanja P_e na prijemu i sistem ima bolje performanse. Za vrednosti parametara $k=\mu=2$ i $\eta=0.6$, pri iznosu $w=5$ dB, P_e po bitu sistema, iznosi 0.1890, 0.1721 i 0.1893.

Za konvergenciju izraza (2.87), prikazana je i tabela 2.17, sa brojem neophodnih članova koje treba sumirati da bi se postigla željena tačnost izraza, zaokružena na petoj decimali.

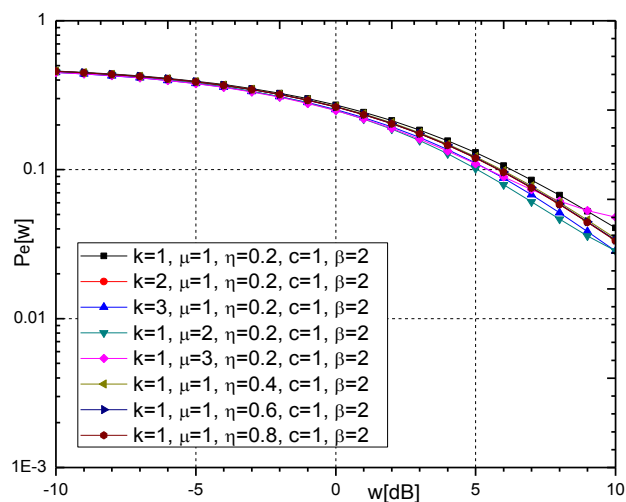
Tabela 2.17 Broj članova suma za konvergenciju izraza (2.87), kada se menjaju parametri k , μ i η , pri $\beta=1$

	w=-10 dB	w=0 dB	w=10 dB
k=1, $\mu=1$, $\eta=0.2$, c=1, $\beta=1$	10	13	13
k=2, $\mu=1$, $\eta=0.2$, c=1, $\beta=1$	11	12	13
k=3, $\mu=1$, $\eta=0.2$, c=1, $\beta=1$	11	11	13
k=1, $\mu=2$, $\eta=0.2$, c=1, $\beta=1$	13	16	15
k=1, $\mu=3$, $\eta=0.2$, c=1, $\beta=1$	15	18	18
k=1, $\mu=1$, $\eta=0.4$, c=1, $\beta=1$	6	6	6
k=1, $\mu=1$, $\eta=0.6$, c=1, $\beta=1$	6	6	5
k=1, $\mu=1$, $\eta=0.8$, c=1, $\beta=1$	6	6	6

Usled porasta parametra k , za iznose $w=-10$ dB i $w=0$ dB, broj članova u izrazu opada i niz brže konvergira, dok se za $w=10$ dB postiže konvergencija izraza, kada se broj članova suma u izrazu ograniči na 13. Kada je parametar μ u porastu potreban je veći broj članova i niz sporije konvergira, dok za parameter η treba manji broj članova i niz brže konvergira.

2.5.2.2 Performanse sistema za slučaj BPSK modulacije

Za BPSK modulaciju (parametar $\beta=2$), na slici 2.21 je prikazan grafik iz izraza (2.87), za P_e na prijemu, u zavisnosti od srednje vrednosti SNR, pri promeni parametara k , μ i η .



Slika 2.21 Srednja verovatnoća greške po bitu iz izraza (2.87), kada se menjaju parametri k , μ i η , za $\beta=2$

Povećanjem parametara k , μ i η , dolazi do opadanja vrednosti P_e na prijemu, sistem ima bolje performanse i veću stabilnost. Na prijemu, za vrednosti parametara $k=\mu=2$ i $\eta=0.6$, pri iznosu $w=5$ dB, srednja verovatnoća greške po bitu iznosi 0.1018, 0.1197 i 0.1202.

Tabela 2.18, prikazuje broj članova suma iz izraza (2.87), koje treba sabrati kako bi dobili tačnost izraza na petu decimalu, pri promeni parametara sistema k , μ i η .

Tabela 2.18 Broj članova suma za konvergenciju izraza (2.87), kada se menjaju parametri k , μ i η , pri $\beta=2$

	$w=-10$ dB	$w=0$ dB	$w=10$ dB
$k=1, \mu=1, \eta=0.2, c=1, \beta=2$	11	12	12
$k=2, \mu=1, \eta=0.2, c=1, \beta=2$	11	13	13
$k=3, \mu=1, \eta=0.2, c=1, \beta=2$	11	12	13
$k=1, \mu=2, \eta=0.2, c=1, \beta=2$	13	15	16
$k=1, \mu=3, \eta=0.2, c=1, \beta=2$	15	17	19
$k=1, \mu=1, \eta=0.4, c=1, \beta=2$	7	7	6
$k=1, \mu=1, \eta=0.6, c=1, \beta=2$	7	7	5
$k=1, \mu=1, \eta=0.8, c=1, \beta=2$	7	7	5

Pri porastu parametra k , za $w=-10$ dB, postiže se konvergencija izraza, kada se broj članova suma u izrazu ograniči na 11. Kada je parametar k u porastu, za $w=0$ dB i $w=10$ dB potreban je veći broj članova suma za postizanje konvergencije izraza i niz sporije konvergira. Pri promeni parametra μ , potreban je veći broj članova suma, i niz sporije konvergira. Usled porasta parametra η , potreban je manji broj članova suma i niz brže konvergira.

2.6 Performanse relejnog prenosa signala pri uticaju k - μ fedinga na linku S-R i η - μ fedinga na linku R-D dobijene tehnikom DF

Model koji se razmatra za prenos signala raspodela k - μ i η - μ je prikazan na slici 2.17. Linkom S-R se prenosi signal raspodele k - μ_1 , snage γ_1 , a linkom R-D signal raspodele η - μ_2 , snage γ_2 koji dolazi na prijemnoj strani. Primenom tehnike DF, na prijemu su izračunate i grafički prikazane bez primene diverziti tehnika verovatnoća otkaza sistema i verovatnoća greške po bitu. Na osnovu dobijenih izraza za P_{out} i P_e urađeni su grafici, i tabele za konvergenciju izraza, pod pretpostavkom da su parametri: $\gamma_1=\gamma_2=\gamma$, $\mu_1=\mu_2=\mu$, $\bar{\gamma}_1 = \bar{\gamma}_2 = \bar{\gamma} = w$.

2.6.1 Verovatnoća otkaza sistema na prijemu

Primenom izraza (2.36), za CDF trenutne vrednosti SNR, pri uticaju fedinga k - μ koji je prisutan od predajnika do releja, i izraza (2.53) za PDF signala, η - μ raspodele koji je prisutan od releja do prijemnika u izraz (2.34), verovatnoća otkaza sistema na prijemu u D je:

$$P_{out} = \int_0^{+\infty} F_{k-\mu} \left(\frac{\gamma_{th}(c+\gamma_2)}{\gamma_2} \right) p_{\tau-\mu}(\gamma_2) d\gamma_2 = \frac{2\sqrt{\pi}h^\mu}{e^{\mu k} \Gamma(\mu)} \sum_{i_1=0}^{+\infty} \sum_{i_3=0}^{+\infty} \frac{\mu^{i_1+2i_3+2\mu} k^{i_1} H^{2i_3}}{\Gamma(\mu+i_3+1/2) \bar{\gamma}^{2i_3+2\mu} i_1! i_3!} \left[\int_0^{+\infty} \gamma_2^{2i_3+2\mu-1} \cdot e^{-\frac{2\mu h}{\bar{\gamma}} \gamma_2} d\gamma_2 - e^{-\frac{\mu(1+k)}{\bar{\gamma}} \gamma_{th}} \sum_{i_2=0}^{i_1+\mu-1} \frac{1}{i_2!} \left(\frac{\mu(1+k)}{\bar{\gamma}} \gamma_{th} \right)^{i_2} \int_0^{+\infty} \gamma_2^{2i_3-i_2+2\mu-1} (c+\gamma_2)^{i_2} e^{-\frac{2\mu h}{\bar{\gamma}} \gamma_2} e^{-\frac{\mu c(1+k)\gamma_{th}}{\bar{\gamma} \gamma_2}} d\gamma_2 \right]. \quad (2.91)$$

U izrazu (2.91), integral I_1 ima isti oblik i rešenje kao u izrazu (2.74). Primenom izraza (2.19) za binomni obrazac, integral I_2 dobija sledeći izgled:

$$I_2 = \int_0^{+\infty} \gamma_2^{2i_3-i_2+2\mu-1} (c+\gamma_2)^{i_2} e^{-\frac{2\mu h}{\bar{\gamma}} \gamma_2} e^{-\frac{\mu c(1+k)\gamma_{th}}{\bar{\gamma} \gamma_2}} d\gamma_2 = \sum_{i_4=0}^{i_2} \binom{i_2}{i_4} c^{i_2-i_4} \int_0^{+\infty} \gamma_2^{2i_3+i_4-i_2+2\mu-1} e^{-\frac{2\mu h}{\bar{\gamma}} \gamma_2} e^{-\frac{\mu c(1+k)\gamma_{th}}{\bar{\gamma} \gamma_2}} d\gamma_2. \quad (2.92)$$

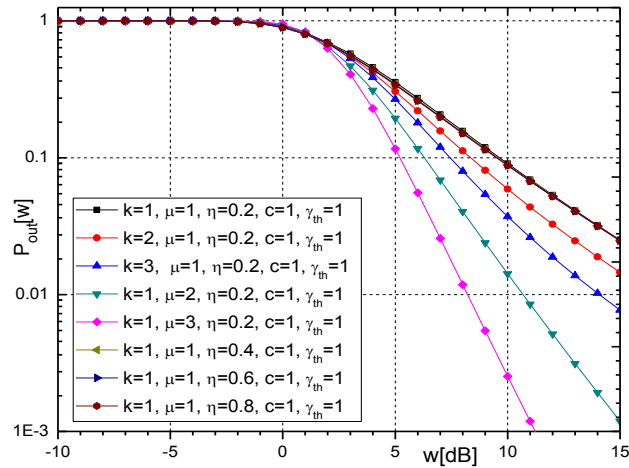
Primenom izraza (2.21) za rešavanje integrala u izrazu (2.92), integral I_2 posle sređivanja možemo napisati u konačnom obliku:

$$I_2 = 2 \sum_{i_4=0}^{i_2} \binom{i_2}{i_4} c^{(i_2+2i_3-i_4+2\mu)/2} \left(\frac{\gamma_{th}(1+k)}{2h} \right)^{(2i_3+i_4-i_2+2\mu)/2} K_{2i_3+i_4-i_2+2\mu} \left(\frac{2\mu}{\bar{\gamma}} \sqrt{2ch(1+k)\gamma_{th}} \right). \quad (2.93)$$

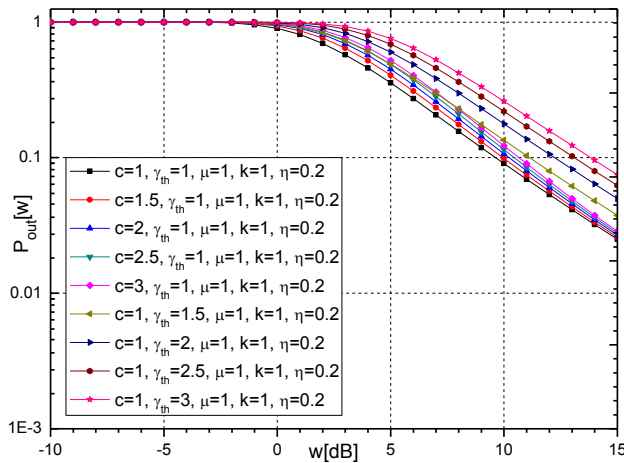
Zamenom izraza (2.74) i (2.93), u (2.91), dobijamo izraz za verovatnoću otkaza sistema u D, za slučaj prenosa signala pri uticaju k- μ i η - μ fedinga kao na slici 2.19, u obliku:

$$P_{out} = \frac{2\sqrt{\pi}h^\mu}{e^{\mu k} \Gamma(\mu)} \sum_{i_1=0}^{+\infty} \sum_{i_3=0}^{+\infty} \frac{\mu^{i_1+2i_3+2\mu} k^{i_1} H^{2i_3}}{\Gamma(\mu+i_3+1/2) \bar{\gamma}^{2i_3+2\mu} i_1! i_3!} \left[\left(\frac{\bar{\gamma}}{2\mu h} \right)^{2i_3+2\mu} \Gamma(2i_3+2\mu) - 2e^{-\frac{\mu(1+k)}{\bar{\gamma}}\gamma_{th}} \right] \cdot \sum_{i_2=0}^{i_1+\mu-1} \sum_{i_4=0}^{i_2} \binom{i_2}{i_4} \frac{c^{(i_2+2i_3-i_4+2\mu)/2} ((1+k)\gamma_{th})^{(i_2+2i_3+i_4+2\mu)/2}}{(2h)^{(2i_3+i_4-i_2+2\mu)/2} i_2!} \left(\frac{\mu}{\bar{\gamma}} \right)^{i_2} K_{2i_3+i_4-i_2+2\mu} \left(\frac{2\mu}{\bar{\gamma}} \sqrt{2ch(1+k)\gamma_{th}} \right). \quad (2.94)$$

Na prijemu, P_{out} iz izraza (2.94) je grafički prikazana na slikama 2.22 i 2.23.



Slika 2.22 Verovatnoća otkaza sistema iz izraza (2.94), kada se menjaju parametri k, μ i η



Slika 2.23 Verovatnoća otkaza sistema iz izraza (2.94), kada se menjaju parametri c i γ_{th}

Sa slike 2.22 se vidi, da povećanjem parametara k i μ dolazi do pada verovatnoće otkaza sistema na prijemu, i sistem ima bolje performanse. Porastom parametra η , P_{out} je u manjem padu, tako da njegove promene ne utiču značajno na stabilnost sistema. Za vrednosti parametara $k=\mu=2$ i $\eta=0.6$, pri iznosu $w=5$ dB, P_{out} iznosi 0.3056, 0.1939 i 0.3418.

Pri povećanju parametara c i γ_{th} dolazi do porasta P_{out} na slici 2.23, i sistem ima lošije performanse. Za vrednosti parametara $c=\gamma_{th}=2$, pri iznosu $w=5$ dB, P_{out} iznosi 0.4493 i 0.6000.

Osim grafika, prikazane su i tabele 2.19 i 2.20 za konvergenciju izraza, u kojima je dat broj članova niza, koje treba sumirati da bi se postigla preciznost izraza na petoj decimali.

Tabela 2.19 Broj članova sume za konvergenciju izraza (2.94) kada se menjaju parametri k , μ i η

	w=-10 dB	w=0 dB	w=10 dB
k=1, $\mu=1$, $\eta=0.2$, c=1, $\gamma_{th}=1$	14	13	10
k=2, $\mu=1$, $\eta=0.2$, c=1, $\gamma_{th}=1$	14	13	10
k=3, $\mu=1$, $\eta=0.2$, c=1, $\gamma_{th}=1$	14	14	9
k=1, $\mu=2$, $\eta=0.2$, c=1, $\gamma_{th}=1$	17	16	11
k=1, $\mu=3$, $\eta=0.2$, c=1, $\gamma_{th}=1$	19	19	10
k=1, $\mu=1$, $\eta=0.4$, c=1, $\gamma_{th}=1$	9	7	5
k=1, $\mu=1$, $\eta=0.6$, c=1, $\gamma_{th}=1$	7	7	5
k=1, $\mu=1$, $\eta=0.8$, c=1, $\gamma_{th}=1$	7	7	5

Tabela 2.20 Broj članova sume za konvergenciju izraza (2.94), kada se menjaju parametri c i γ_{th}

	w=-10 dB	w=0 dB	w=10 dB
c=1, $\gamma_{th}=1$, $\mu=1$, k=1, $\eta=0.2$	14	13	10
c=1.5, $\gamma_{th}=1$, $\mu=1$, k=1, $\eta=0.2$	14	13	11
c=2, $\gamma_{th}=1$, $\mu=1$, k=1, $\eta=0.2$	14	14	11
c=2.5, $\gamma_{th}=1$, $\mu=1$, k=1, $\eta=0.2$	14	13	11
c=3, $\gamma_{th}=1$, $\mu=1$, k=1, $\eta=0.2$	14	13	11
c=1, $\gamma_{th}=1.5$, $\mu=1$, k=1, $\eta=0.2$	14	14	11
c=1, $\gamma_{th}=2$, $\mu=1$, k=1, $\eta=0.2$	14	14	12
c=1, $\gamma_{th}=2.5$, $\mu=1$, k=1, $\eta=0.2$	14	14	12
c=1, $\gamma_{th}=3$, $\mu=1$, k=1, $\eta=0.2$	14	14	11

Pri porastu parametra k (tabela 2.19), za $w=-10$ dB se postiže konvergencija izraza, kada se broj članova suma u izrazu ograniči na 14. Pri porastu parametra k , za $w=0$ dB, potreban je veći broj članova i niz sporije konvergira, dok je za $w=10$ dB potreban manji broj članova i niz brže konvergira. Kada je parametar μ u porastu, potreban je veći broj članova i niz sporije konvergira. Porastom parametra η potreban je manji broj članova suma i niz brže konvergira.

Pri porastu parametra c i γ_{th} (tabela 2.20), za $w=-10$ dB postiže se konvergencija izraza, kada se broj članova suma u izrazu ograniči na 14. Porastom parametra c , za $w=0$ dB postiže se konvergencija izraza kada se broj članova suma ograniči na 13, dok je za iznos $w=10$ dB

potreban veći broj članova i niz sporije konvergira. Porastom parametra γ_{th} , za iznose $w=0$ dB i $w=10$ dB, potreban je veći broj članova u izrazu i niz sporije konvergira.

2.6.2 Srednja verovatnoća greške po bitu na prijemu

Primenom izraza (2.94) u izraz (1.10), pri čemu je $\gamma_{th}=t^2/\beta$, srednju verovatnoću greške po bitu na prijemnoj strani, možemo napisati u sledećoj formi:

$$P_e = \frac{\sqrt{2} h^\mu}{e^{\mu k} \Gamma(\mu)} \sum_{i_1=0}^{+\infty} \sum_{i_3=0}^{+\infty} \frac{\mu^{i_1+2i_3+2\mu} k^{i_1} H^{2i_3}}{\Gamma(\mu+i_3+1/2) \bar{\gamma}^{2i_3+2\mu} i_1! i_3!} \left[\left(\frac{\bar{\gamma}}{2\mu h} \right)^{2i_3+2\mu} \Gamma(2i_3+2\mu) \cdot \int_0^{+\infty} e^{-\frac{t^2}{2}} dt - 2 \sum_{i_2=0}^{i_1+\mu-1} \sum_{i_4=0}^{i_2} \frac{1}{i_2! i_4!} \binom{i_2}{i_4} \frac{c^{(i_2+2i_3-i_4+2\mu)/2} (1+k)^{(i_2+2i_3+i_4+2\mu)/2}}{(2h)^{(2i_3+i_4-i_2+2\mu)/2}} \left(\frac{\mu}{\bar{\gamma}} \right)^{i_2} \int_0^{+\infty} e^{-\frac{t^2}{2}} \cdot e^{-\frac{\mu(1+k)t^2}{\bar{\gamma}\beta}} \left(t^2/\beta \right)^{\frac{i_2+2i_3+i_4+2\mu}{2}} K_{2i_3+i_4-i_2+2\mu} \left(\frac{2\mu}{\bar{\gamma}} \sqrt{2ch(1+k) \frac{t^2}{\beta}} \right) dt \right]. \quad (2.95)$$

U izrazu (2.95), integral J_1 ima isti oblik i rešenje kao u izrazu (2.26), a integral J_2 posle upotrebe smene $t^2/\beta=s^2$ i pravila (2.43) možemo napisati u sledećem obliku:

$$J_2 = \int_0^{+\infty} \left(t^2/\beta \right)^{\frac{i_2+2i_3+i_4+2\mu}{2}} e^{-\frac{\mu(1+k)t^2}{\bar{\gamma}\beta}} e^{-\frac{t^2}{2}} K_{2i_3+i_4-i_2+2\mu} \left(\frac{2\mu}{\bar{\gamma}} \sqrt{2ch(1+k) \frac{t^2}{\beta}} \right) dt = \frac{\sqrt{\beta} \bar{\gamma}^{(i_2+2i_3+i_4+2\mu+2)/2}}{4\mu \sqrt{2ch(1+k)}} \cdot \frac{\Gamma(i_2+1/2) \Gamma(2i_3+i_4+2\mu+1/2)}{(2\mu(1+k)+\beta\bar{\gamma})^{(i_2+2i_3+i_4+2\mu)/2}} e^{\frac{\mu^2 ch(1+k)}{\bar{\gamma}(2\mu(1+k)+\beta\bar{\gamma})}} W_{\frac{i_2+2i_3+i_4+2\mu}{2}, \frac{2i_3+i_4-i_2+2\mu}{2}} \left(\frac{2\mu^2 ch(1+k)}{\bar{\gamma}(2\mu(1+k)+\beta\bar{\gamma})} \right). \quad (2.96)$$

Koristeći izraze (2.45) i (2.46), Witakerovu funkciju $W_{k,m}(z)$ iz izraza (2.96), možemo predstaviti u sledećem obliku:

$$W_{\frac{i_2+2i_3+i_4+2\mu}{2}, \frac{2i_3+i_4-i_2+2\mu}{2}} \left(\frac{2\mu^2 ch(1+k)}{\bar{\gamma}(2\mu(1+k)+\beta\bar{\gamma})} \right) = e^{-\frac{\mu^2 ch(1+k)}{\bar{\gamma}(2\mu(1+k)+\beta\bar{\gamma})}} \cdot \sum_{i_5=0}^{+\infty} \frac{(2i_3+i_4+2\mu+1/2)_{i_5}}{(2i_3+i_4-i_2+2\mu+1)_{i_5} i_5!} \left(\frac{2\mu^2 ch(1+k)}{\bar{\gamma}(2\mu(1+k)+\beta\bar{\gamma})} \right)^{(2i_3+i_4+2i_5-i_2+2\mu+1)/2}. \quad (2.97)$$

Zamenom izraza (2.97), i (2.48) za Pochamerovu funkciju, u izraz (2.96), posle matematičkog sređivanja, integral J_2 možemo napisati u sledećem obliku:

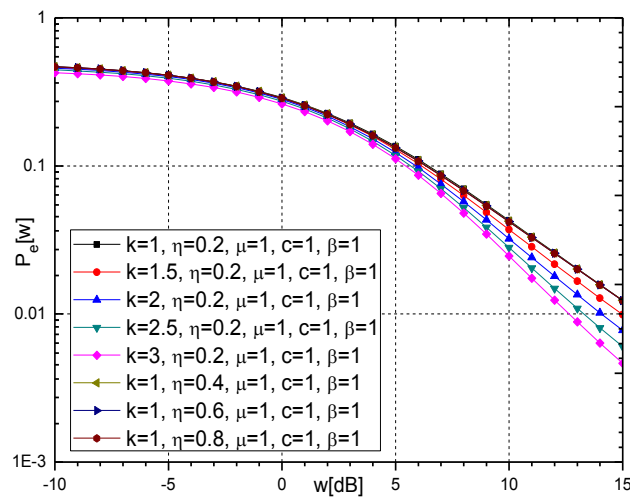
$$J_2 = \sqrt{\beta} \sum_{i_5=0}^{+\infty} \frac{2^{i_3+i_4+i_5+\mu-3/2} (\mu(1+k)\sqrt{c})^{i_3+i_4+2i_5-i_2+\mu} \bar{\gamma}^{i_2-i_5+1/2} \Gamma(i_2+1/2) \Gamma(i_3+i_4+i_5+\mu+1/2)}{(2\mu(1+k)+\beta\bar{\gamma})^{i_3+i_4+i_5+\mu+1/2} (i_3+i_4-i_2+\mu+1)_{i_5} i_5!}. \quad (3.98)$$

Zamenom izraza (2.26) i (2.98), u izraz (2.95), dobijamo srednju verovatnoću greške po bitu na prijemnoj strani u sledećem obliku:

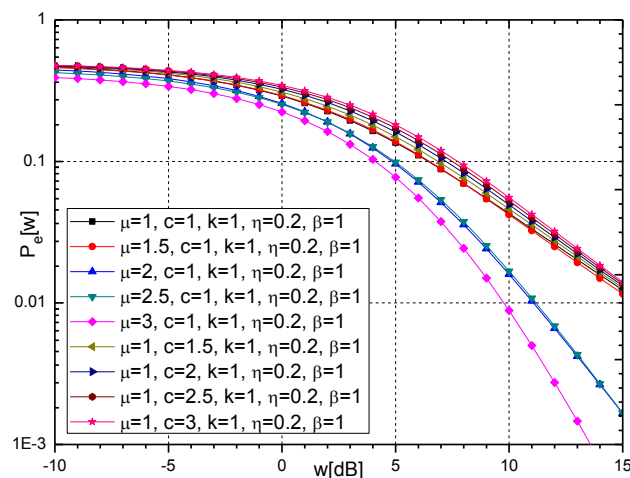
$$P_e = \frac{h^\mu}{e^{\mu k} \Gamma(\mu)} \sum_{i_1=0}^{+\infty} \sum_{i_3=0}^{+\infty} \frac{\mu^{i_1+2i_3+2\mu} k^{i_1} H^{2i_3}}{\Gamma(\mu+i_3+1/2) \bar{\gamma}^{2i_3+2\mu} i_1! i_3!} \left[\sqrt{\pi} \left(\frac{\bar{\gamma}}{2\mu h} \right)^{2i_3+2\mu} \Gamma(2i_3+2\mu) - \sqrt{\beta \bar{\gamma}} \sum_{i_2=0}^{i_1+\mu-1} \sum_{i_4=0}^{i_2} \sum_{i_5=0}^{+\infty} \right. \\ \left. \binom{i_2}{i_4} \left(\frac{h}{\bar{\gamma}} \right)^{i_5} \frac{(2\mu)^{2i_3+i_4+2i_5+2\mu} c^{2i_3+i_5+2\mu} (1+k)^{2i_3+i_4+i_5+2\mu} \Gamma(i_2+1/2) \Gamma(2i_3+i_4+i_5+2\mu+1/2)}{(2\mu(1+k)+\beta \bar{\gamma})^{2i_3+i_4+i_5+2\mu+1/2} (2i_3+i_4-i_2+2\mu+1)_{i_2} i_2! i_5!} \right]. \quad (2.99)$$

2.6.2.1 Performanse sistema za slučaj QPSK modulacije

Za QPSK modulaciju, na slikama 2.24 i 2.25 su prikazani grafici iz izraza (2.99), za srednju verovatnoću greške po bitu u zavisnosti od srednje vrednosti SNR.



Slika 2.24 Srednja verovatnoća greške po bitu iz izraza (2.99), kada se menjaju parametri k i η, za β=1



Slika 2.25 Srednja verovatnoća greške po bitu P_e iz izraza (2.99), kada se menjaju parametri μ i c, za β=1

Sa slike 2.24 se vidi da P_e pri povećanju parametara k i η opada, i sistem ima bolje performanse. Pri uzetim iznosima parametara $k=2$ i $\eta =0.6$, za iznos $w=5$ dB, srednja verovatnoća greške po bitu na prijemu ima vrednosti 0.1232 i 0.1327.

Na slici 2.25, P_e pri promeni parametra μ je u padu i sistem ima bolje performanse. Pri promeni parametra c , P_e je u porastu, i sistem ima lošije performanse i postaje nestabilan. Na osnovu vrednosti za parametre, $\mu=c=2$, pri iznosu $w=5$ dB, P_e iznosi 0.0960 i 0.1615.

U tabelama 2.21 i 2.22, za konvergenciju izraza (2.99), je prikazan potreban broj članova niza koje treba sumirati da bi se postigla tačnost izraza, zaokružena na petoj decimali.

Tabela 2.21 Broj članova sume za konvergenciju izraza (2.99) kada se menjaju parametri k i η , pri $\beta=1$

	w=-10 dB	w=0 dB	w=10 dB
k=1, $\eta=0.2$, $\mu=1$, c=1, $\beta=1$	13	11	10
k=1.5, $\eta=0.2$, $\mu=1$, c=1, $\beta=1$	13	11	10
k=2, $\eta=0.2$, $\mu=1$, c=1, $\beta=1$	13	12	10
k=2.5, $\eta=0.2$, $\mu=1$, c=1, $\beta=1$	13	12	8
k=3, $\eta=0.2$, $\mu=1$, c=1, $\beta=1$	14	13	9
k=1, $\eta=0.4$, $\mu=1$, c=1, $\beta=1$	8	7	6
k=1, $\eta=0.6$, $\mu=1$, c=1, $\beta=1$	8	7	5
k=1, $\eta=0.8$, $\mu=1$, c=1, $\beta=1$	8	7	5

Tabela 2.22 Broj članova sume za konvergenciju izraza (2.99), kada se menjaju parametri μ i c , pri $\beta=1$

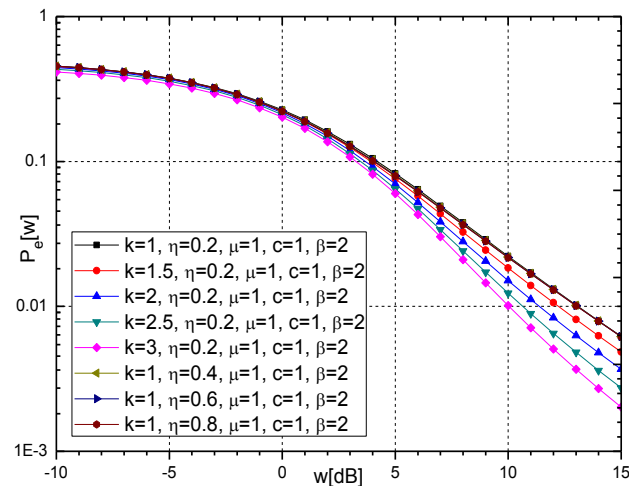
	w=-10 dB	w=0 dB	w=10 dB
$\mu=1$, c=1, k=1, $\eta=0.2$, $\beta=1$	13	11	10
$\mu=1.5$, c=1, k=1, $\eta=0.2$, $\beta=1$	14	13	11
$\mu=2$, c=1, k=1, $\eta=0.2$, $\beta=1$	15	15	11
$\mu=2.5$, c=1, k=1, $\eta=0.2$, $\beta=1$	17	16	11
$\mu=3$, c=1, k=1, $\eta=0.2$, $\beta=1$	18	16	12
$\mu=1$, c=1.5, k=1, $\eta=0.2$, $\beta=1$	13	12	10
$\mu=1$, c=2, k=1, $\eta=0.2$, $\beta=1$	12	12	10
$\mu=1$, c=2.5, k=1, $\eta=0.2$, $\beta=1$	13	12	10
$\mu=1$, c=3, k=1, $\eta=0.2$, $\beta=1$	12	12	10

U tabeli 2.21, pri porastu parametra k , za $w=-10$ dB i $w=0$ dB potreban je veći broj članova u izrazu i niz sporije konvergira, a za $w=10$ dB manji broj članova i niz brže konvergira. Povećanjem parametra η , potreban je manji broj članova, i niz brže konvergira.

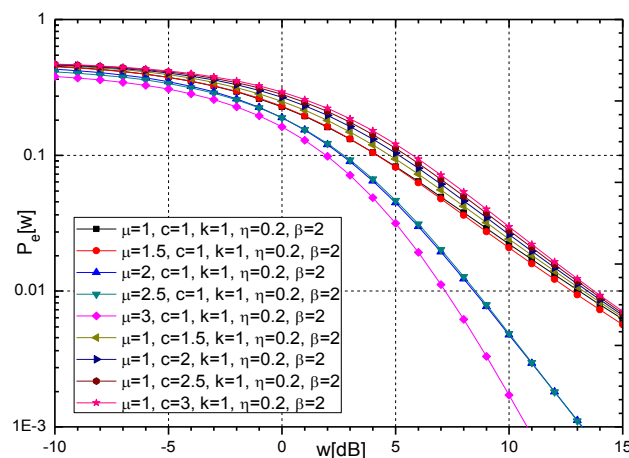
Tabela 2.22, prikazuje broj članova suma, kada se menjaju parametri μ i c . Kada je parametar μ u porastu, potreban je veći broj članova, i niz sporije konvergira. Pri porastu parametra c , za $w=-10$ dB i $w=0$ dB potreban je veći broj članova i niz sporije konvergira, a za $w=10$ dB postiže se konvergencija izraza, kada se broj članova suma u izrazu ograniči na 10.

2.6.2.2 Performanse sistema za slučaj BPSK modulacije

Za BPSK modulaciju, na slikama 2.26 i 2.27 su prikazani grafici iz izraza (2.99), za P_e na prijemu, u zavisnosti od srednje vrednosti SNR, pri promeni parametara c , μ , k i η .



Slika 2.26 Srednja verovatnoća greške po bitu iz izraza (2.99), kada se menjaju parametri k i η , za $\beta=2$



Slika 2.27 Srednja verovatnoća greške po bitu iz izraza (2.99), kada se menjaju parametri μ i c , za $\beta=2$

Sa slike 2.26, vidi se da povećanjem parametra k , dolazi do pada P_e na prijemu i sistem ima bolje performanse, dok promene parametra η znatno ne utiču na P_e . Na osnovu vrednosti parametara $k=2$ i $\eta=0.6$, pri iznosu $w=5$ dB, P_e iznosi 0.0698 i 0.0798.

Na slici 2.27, primećuje se da usled povećanja parametra μ , dolazi do pada P_e i sistem ima bolje performanse. Povećanjem parametra c , dolazi do porasta P_e i performanse sistema su lošije. Za vrednosti parametara $\mu=c=2$, pri iznosu $w=5$ dB, P_e iznosi 0.0447 i 0.1036.

Tabele 2.23 i 2.24 prikazuju potreban broj članova za konvergenciju izraza (2.99).

Tabela 2.23 Broj članova suma za konvergenciju izraza (2.99), kada se menjaju parametri k i η , pri $\beta=2$

	w=-10 dB	w=0 dB	w=10 dB
$k=1, \eta=0.2, \mu=1, c=1, \beta=2$	13	11	9
$k=1.5, \eta=0.2, \mu=1, c=1, \beta=2$	13	12	9
$k=2, \eta=0.2, \mu=1, c=1, \beta=2$	13	11	8
$k=2.5, \eta=0.2, \mu=1, c=1, \beta=2$	13	12	8
$k=3, \eta=0.2, \mu=1, c=1, \beta=2$	13	11	8
$k=1, \eta=0.4, \mu=1, c=1, \beta=2$	7	6	5
$k=1, \eta=0.6, \mu=1, c=1, \beta=2$	7	6	5
$k=1, \eta=0.8, \mu=1, c=1, \beta=2$	7	7	5

Tabela 2.24 Broj članova suma za konvergenciju izraza (2.99), kada se menjaju parametri μ i c , pri $\beta=2$

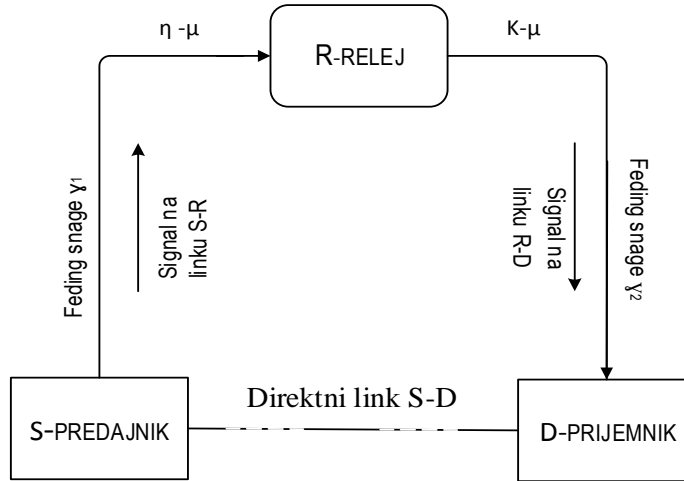
	w=-10 dB	w=0 dB	w=10 dB
$\mu=1, c=1, k=1, \eta=0.2, \beta=2$	13	11	9
$\mu=1.5, c=1, k=1, \eta=0.2, \beta=2$	14	12	10
$\mu=2, c=1, k=1, \eta=0.2, \beta=2$	15	13	10
$\mu=2.5, c=1, k=1, \eta=0.2, \beta=2$	17	16	10
$\mu=3, c=1, k=1, \eta=0.2, \beta=2$	18	16	9
$\mu=1, c=1.5, k=1, \eta=0.2, \beta=2$	12	11	9
$\mu=1, c=2, k=1, \eta=0.2, \beta=2$	12	11	9
$\mu=1, c=2.5, k=1, \eta=0.2, \beta=2$	13	11	9
$\mu=1, c=3, k=1, \eta=0.2, \beta=2$	12	11	9

Iz tabele 2.23 se vidi da se pri porastu parametra k , za $w=-10$ dB postiže konvergencija izraza, kada je broj članova u izrazu 13. Povećanjem parametra k , za $w=0$ dB potreban je veći broj članova i niz sporije konvergira, dok je za $w=10$ dB potreban manji broj članova i niz brže konvergira. Porastom parametra η , broj članova opada, i niz brže konvergira.

Tabela 2.24 prikazuje broj članova pri promeni parametara μ i c . Kada parametar μ raste broj članova se povećava, i niz sporije konvergira. Pri porastu parametra c , za $w=0$ dB postiže se konvergencija izraza kada se broj članova suma u izrazu ograniči na 11, i na 9 za $w=10$ dB, dok je za $w=-10$ dB potreban manji broj članova u izrazu i niz brže konvergira.

2.7 Performanse relejnog prenosa signala pri uticaju η - μ fedinga na linku S-R i k - μ fedinga na linku R-D dobijene tehnikom AF

Model razmatranog relejnog prenosa signala pri uticaju fedinga η - μ na prvom linku S-R, i fedinga k - μ na drugom linku R-D je prikazan na slici 2.28. Kod ovog modela prenosa signala, od predajne do prijemne strane primenom tehnike AF, signal η - μ_1 raspodele, snage γ_1 se prenosi od predajnika do releja linkom S-R, gde se vrši obrada dobijenog signala, a od releja do prijemnika linkom R-D vrši se prenos signala k - μ_2 raspodele, snage γ_2 .



Slika 2.28 Model relejnog prenosa signala pri uticaju fedinga $\eta-\mu$ i $k-\mu$ na oba linka

Na prijemnoj strani, u D su matematički izračunate i grafički prikazane bez primene diverziti tehnika, statističke veličine prvog reda: verovatnoća otkaza sistema i srednja verovatnoća greške po bitu. Matematički proračuni i grafički prikazi za P_{out} i P_e , kao i tabele za konvergenciju izraza u kojima je izračunat potreban broj članova za postizanje željene tačnosti dobijenih izraza su urađeni pod pretposavkom da su: $\gamma_1=\gamma_2=\gamma$, $\mu_1=\mu_2=\mu$, $\bar{\gamma}_1 = \bar{\gamma}_2 = \bar{\gamma} = w$.

2.7.1 Verovatnoća otkaza sistema na prijemu

Primenom izraza (2.57), za komplementarnu kumulativnu funkciju od kumulativne funkcije za SNR, pri $\eta-\mu$ raspodeli na prvom linku (S-R), i izraza (2.12) za PDF anvelope signala, raspodele $k-\mu$ koji je prisutan na drugom linku (R-D), u izraz (1.4), dobijamo P_{out} :

$$\begin{aligned}
 P_{out} = & 1 - e^{-\mu k} \sum_{i_3=0}^{+\infty} \frac{\mu^{2i_3+\mu} k^{i_3}}{\Gamma(i_3+\mu) i_3!} \left(\frac{1+k}{\bar{\gamma}} \right)^{i_3+\mu} \left[\int_0^{+\infty} (\gamma_{th} + w)^{i_3+\mu-1} e^{-\frac{\mu(1+k)}{\bar{\gamma}}(\gamma_{th}+w)} dw - \frac{\sqrt{\pi}}{\Gamma(\mu)} \right. \\
 & \cdot \sum_{i_1=0}^{+\infty} \frac{H^{2i_1} \Gamma(2i_1+2\mu)}{2^{2i_1+2\mu-1} h^{2i_1+\mu} \Gamma(i_1+\mu+1/2) i_1!} \left(\int_0^{+\infty} (\gamma_{th} + w)^{i_3+\mu-1} e^{-\frac{\mu(1+k)}{\bar{\gamma}}(\gamma_{th}+w)} dw - e^{-\frac{2\mu h+\mu(1+k)}{\bar{\gamma}}\gamma_{th}} \right. \\
 & \left. \left. \cdot \sum_{i_2=0}^{2i_1+2\mu-1} \frac{1}{i_2!} \left(\frac{2\mu h \gamma_{th}}{\bar{\gamma}} \right)^{i_2} \int_0^{+\infty} (\gamma_{th} + w)^{i_3+\mu-1} \left(\frac{\gamma_{th} + c + w}{w} \right)^{i_2} e^{-\frac{2\mu h \gamma_{th}}{\bar{\gamma} w}(\gamma_{th}+c)} e^{-\frac{\mu(1+k)}{\bar{\gamma}} w} dw \right) \right]. \quad (2.100)
 \end{aligned}$$

U izrazu (2.100), postoje integrali I_1 i I_2 . Oblik i postupak rešavanja intrgrala I_1 je prikazan u poglavlju (2.1.1), a njegov konačni oblik je dat u izrazu (2.18). Primenom izaraza (2.19), za binomni obrazac, integral I_2 iz izraza (2.100) možemo napisati u obliku:

$$I_2 = \int_0^{+\infty} (\gamma_{th} + w)^{i_3+\mu-1} \left(\frac{\gamma_{th} + c + w}{w} \right)^{i_2} e^{-\frac{2\mu h \gamma_{th}}{\bar{\gamma} w}(\gamma_{th}+c)} e^{-\frac{\mu(1+k)}{\bar{\gamma}} w} dw = \sum_{i_5=0}^{i_3+\mu-1} \sum_{i_6=0}^{i_2} \binom{i_2}{i_6}.$$

$$\cdot \binom{i_3 + \mu - 1}{i_5} \gamma_{th}^{i_3 - i_5 + \mu - 1} (\gamma_{th} + c)^{i_2 - i_6} \int_0^{+\infty} w^{i_5 + i_6 - i_2} e^{-\frac{2\mu\gamma_{th}}{\bar{\gamma}}(\gamma_{th} + c)} e^{-\frac{\mu(1+k)}{\bar{\gamma}}w} dw. \quad (2.101)$$

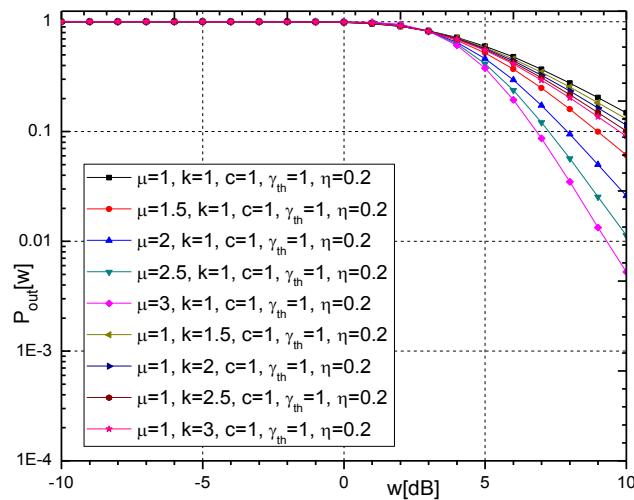
Primenom izraza (2.21) u izraz (2.101), integral I_2 posle sređivanja dobija oblik:

$$I_2 = 2 \sum_{i_5=0}^{i_3+\mu-1} \sum_{i_6=0}^{i_2} \binom{i_2}{i_6} \binom{i_3 + \mu - 1}{i_5} \gamma_{th}^{\frac{2i_3+i_6-i_2-2\mu-1}{2}} (\gamma_{th} + c)^{\frac{i_2+i_5-i_6+1}{2}} \cdot \left(\frac{2h}{1+k} \right)^{(i_5+i_6-i_2+1)/2} K_{i_5+i_6-i_2+1} \left(\frac{2\mu}{\bar{\gamma}} \sqrt{2h\gamma_{th}(1+k)(\gamma_{th} + c)} \right). \quad (2.102)$$

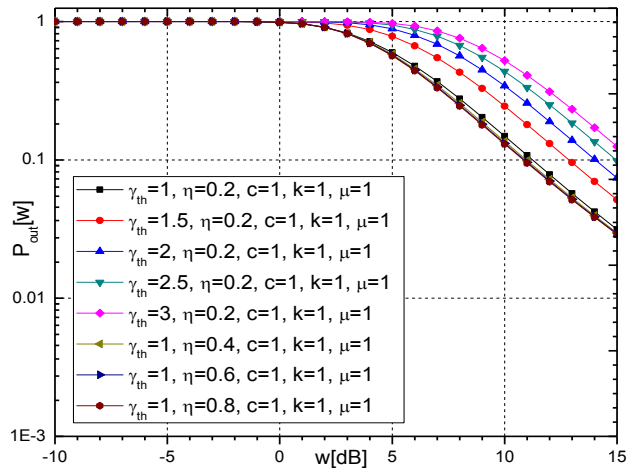
Zamenom izraza (2.18) i (2.102), u izraz (2.100), dobijamo posle sređivanja verovatnoću otkaza sistema u D za slučaj prenosa signala pri uticaju η - μ i k - μ fedinga u obliku:

$$P_{out} = 1 - e^{-\mu k} \sum_{i_3=0}^{+\infty} \frac{\mu^{2i_3+\mu} K^{i_3}}{\Gamma(i_3 + \mu) i_3!} \left(\frac{1+k}{\bar{\gamma}} \right)^{i_3+\mu} \left[\Gamma(i_3 + \mu) e^{-\frac{\mu(1+k)}{\bar{\gamma}}\gamma_{th}} \sum_{i_4=0}^{i_3+\mu-1} \frac{\gamma_{th}^{i_4}}{i_4!} \left(\frac{\bar{\gamma}}{\mu(1+k)} \right)^{i_3-i_4+\mu} - \frac{\sqrt{\pi}}{\Gamma(\mu)} \sum_{i_1=0}^{+\infty} \frac{H^{2i_1} \Gamma(2i_1 + 2\mu)}{2^{2i_1+2\mu-1} h^{2i_1+\mu} \Gamma(i_1 + \mu + 1/2) i_1!} \left(\Gamma(i_3 + \mu) e^{-\frac{\mu(1+k)}{\bar{\gamma}}\gamma_{th}} \sum_{i_4=0}^{i_3+\mu-1} \left(\frac{\bar{\gamma}}{\mu(1+k)} \right)^{i_3-i_4+\mu} \cdot \frac{\gamma_{th}^{i_4}}{i_4!} - 2e^{-\frac{2\mu h + \mu(1+k)}{\bar{\gamma}}\gamma_{th}} \sum_{i_2=0}^{2i_1+2\mu-1} \sum_{i_5=0}^{2i_1+\mu-1} \sum_{i_6=0}^{i_2} \frac{(2h)^{\frac{i_2+i_5+i_6+1}{2}} \gamma_{th}^{\frac{i_2+2i_3+i_6-i_5+2\mu-1}{2}} (\gamma_{th} + c)^{\frac{i_2+i_5-i_6+1}{2}}}{(1+k)^{(i_5+i_6-i_2+1)/2} i_2!} \cdot \left(\frac{\mu}{\bar{\gamma}} \right)^{i_2} \binom{i_3 + \mu - 1}{i_5} \binom{i_2}{i_6} K_{i_5+i_6-i_2+1} \left(\frac{2\mu}{\bar{\gamma}} \sqrt{2h\gamma_{th}(1+k)(\gamma_{th} + c)} \right) \right] \right]. \quad (2.103)$$

Verovatnoća otkaza sistema na prijemu (P_{out}) iz izraza (2.103), pri promeni pojedinih parametara je prikazana na slikama 2.29 i 2.30.



Slika 2.29 Verovatnoća otkaza sistema od izraza (2.103), kada se menjaju parametri μ i k



Slika 2.30 Verovatnoća otkaza sistema od izraza (2.103), kada se menjaju parametri γ_{th} i η

Povećanjem parametara k i μ (slika 2.29), dolazi do pada P_{out} i sistem ima bolje performanse. Za vrednosti parametara $k=\mu=2$, P_{out} pri iznosu $w=5$ dB, iznosi 0.5709 i 0.4619.

Povećanjem parametra γ_{th} (slika 2.30) dolazi do porasta P_{out} i sistem ima lošije performanse. Sa povećanjem parametra η dolazi do manjeg pada P_{out} , i sistem ima bolje performanse. P_{out} za vrednosti $\gamma_{th}=2$ i $\eta=0.6$, pri iznosu $w=5$ dB, iznosi 0.8866 i 0.5704.

Tabele 2.25 i 2.26 prikazuju broj članova niza za postizanje konvergencije izraza (2.10).

Tabela 2.25 Broj članova suma za konvergenciju izraza (2.103) kada se menjaju parametri μ i k

	w=-10 dB	w=0 dB	w=10 dB
$\mu=1, k=1, c=1, \gamma_{th}=1, \eta=0.2$	5	12	7
$\mu=1.5, k=1, c=1, \gamma_{th}=1, \eta=0.2$	5	13	9
$\mu=2, k=1, c=1, \gamma_{th}=1, \eta=0.2$	5	15	11
$\mu=2.5, k=1, c=1, \gamma_{th}=1, \eta=0.2$	5	17	12
$\mu=3, k=1, c=1, \gamma_{th}=1, \eta=0.2$	5	17	14
$\mu=1, k=1.5, c=1, \gamma_{th}=1, \eta=0.2$	5	11	9
$\mu=1, k=2, c=1, \gamma_{th}=1, \eta=0.2$	5	12	11
$\mu=1, k=2.5, c=1, \gamma_{th}=1, \eta=0.2$	5	11	12
$\mu=1, k=3, c=1, \gamma_{th}=1, \eta=0.2$	5	11	14

Tabela 2.26 Broj članova suma za konvergenciju izraza (2.103) kada se menjaju parametri γ_{th} i η

	w=-10 dB	w=0 dB	w=10 dB
$\gamma_{th}=1, \eta=0.2, c=1, k=1, \mu=1$	5	12	7
$\gamma_{th}=1.5, \eta=0.2, c=1, k=1, \mu=1$	5	11	7
$\gamma_{th}=2, \eta=0.2, c=1, k=1, \mu=1$	5	11	7
$\gamma_{th}=2.5, \eta=0.2, c=1, k=1, \mu=1$	5	10	7
$\gamma_{th}=3, \eta=0.2, c=1, k=1, \mu=1$	5	10	7
$\gamma_{th}=1, \eta=0.4, c=1, k=1, \mu=1$	5	7	8
$\gamma_{th}=1, \eta=0.6, c=1, k=1, \mu=1$	5	8	8
$\gamma_{th}=1, \eta=0.8, c=1, k=1, \mu=1$	5	7	8

U tabeli 2.25, prikazan je potreban broj članova niza koje treba sabrati, kada se menjaju parametri k i μ . Pri porastu parametara k i μ za $w=-10$ dB postiže se konvergencija izraza, kada se broj članova suma u izrazu ograniči na 5. Pri promeni parametara k i μ , za $w=0$ dB i $w=10$ dB, potreban je veći broj članova u izrazu i niz sporije konvergira.

Tabela 2.26 prikazuje broj članova niza, pri promeni parametara γ_{th} i η . Porastom parametara γ_{th} i η , za $w=-10$ dB potrebno je u izrazu sabrati minimalno 5 članova niza, a za $w=10$ dB potrebno je sabrati 7 članova. Kada su parametri γ_{th} i η u porastu, za $w=0$ dB, potreban je manji broj članova i niz brže konvergira. Pri porastu parametra η , za $w=10$ dB potreban je veći broj članova sabrati i niz sporije konvergira.

2.7.2 Srednja verovatnoća greške po bitu na prijemu

Zamenom izraza (2.103) u izraz (1.10), pri čemu je $\gamma_{th}=t^2/\beta$, dobijamo da je srednja verovatnoća greške po bitu na prijemnoj strani:

$$\begin{aligned}
 P_e = & \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \left[\int_0^{+\infty} e^{-\frac{t^2}{2}} dt - e^{-\mu k} \sum_{i_3=0}^{+\infty} \frac{\mu^{2i_3+\mu} k^{i_3} ((1+k)/\bar{\gamma})^{i_3+\mu}}{\Gamma(i_3+\mu) i_3!} \left(\Gamma(i_3+\mu) \sum_{i_4=0}^{i_3+\mu-1} \frac{1}{i_4!} \left(\frac{\bar{\gamma}}{\mu(1+k)} \right)^{i_3-i_4+\mu} \int_0^{+\infty} e^{-\frac{t^2}{2}} \right. \right. \\
 & \cdot e^{-\frac{\mu(1+k)t^2}{\bar{\gamma}\beta} \left(\frac{t^2}{\beta} \right)^{i_4}} dt - \frac{\sqrt{\pi}}{\Gamma(\mu)} \sum_{i_1=0}^{+\infty} \frac{H^{2i_1} \Gamma(2i_1+2\mu)}{2^{2i_1+2\mu-1} h^{2i_1+\mu} \Gamma(i_1+\mu+1/2) i_1!} \left(\Gamma(i_3+\mu) \sum_{i_4=0}^{i_3+\mu-1} \frac{1}{i_4!} \left(\frac{\bar{\gamma}}{\mu(1+k)} \right)^{i_3-i_4+\mu} \right. \\
 & \cdot \int_0^{+\infty} \left(\frac{t^2}{\beta} \right)^{i_4} e^{-\frac{\mu(1+k)t^2}{\bar{\gamma}\beta} e^{-\frac{t^2}{2}} dt - 2 \sum_{i_2=0}^{2i_1+2\mu-1} \sum_{i_5=0}^{i_2} \sum_{i_6=0}^{i_2-i_5} \binom{i_2}{i_6} \binom{i_3+\mu-1}{i_5} \left(\frac{\mu}{\bar{\gamma}} \right)^{i_2} \frac{(2h)^{(i_2+i_5+i_6+1)/2}}{(1+k)^{(i_5+i_6-i_2+1)/2} i_2!} \int_0^{+\infty} \left(\frac{t^2}{\beta} + c \right)^{\frac{i_2+i_5-i_6+1}{2}} \\
 & \left. \left. \cdot \left(\frac{t^2}{\beta} \right)^{\frac{i_2+2i_3+i_6-i_5+2\mu-1}{2}} e^{-\frac{2\mu h+\mu(1+k)t^2}{\bar{\gamma}\beta} e^{-\frac{t^2}{2}} K_{i_5+i_6-i_2+1} \left(\frac{2\mu}{\bar{\gamma}} \sqrt{2h(1+k) \frac{t^2}{\beta} \left(\frac{t^2}{\beta} + c \right)} \right) dt \right) \right] \right]. \quad (2.104)
 \end{aligned}$$

U izrazu (2.104) imamo integrale J_1 , J_2 i J_3 . Integral J_1 ima isti oblik i rešenje, kao u izrazu (2.26). Integral J_2 je isti kao u izrazu (2.27), i njegov konačni oblik je prikazan izrazom (2.29). Primenom smene $t^2/\beta=s$, i obrasca (2.31), integral J_3 iz izraza (2.104) postaje:

$$\begin{aligned}
 J_3 = & \int_0^{+\infty} \left(\frac{t^2}{\beta} \right)^{\frac{i_2+2i_3+i_6-i_5+2\mu-1}{2}} \left(\frac{t^2}{\beta} + c \right)^{\frac{i_2+i_5-i_6+1}{2}} e^{-\frac{2\mu h+\mu(1+k)t^2}{\bar{\gamma}\beta} e^{-\frac{t^2}{2}} K_{i_5+i_6-i_2+1} \left(\frac{2\mu}{\bar{\gamma}} \sqrt{2h(1+k) \frac{t^2}{\beta} \left(\frac{t^2}{\beta} + c \right)} \right) dt \approx \\
 & \approx \frac{\sqrt{\beta} \Gamma(i_3+i_6-i_2+1)}{4} \left(\frac{\bar{\gamma}}{\mu \sqrt{2h(1+k)}} \right)^{i_5+i_6-i_2+1} \int_0^{+\infty} s^{i_2+i_3-i_5+\mu-\frac{1}{2}-1} (s+c)^{i_2-i_6} e^{-\frac{2(2\mu h+\mu(1+k))+\beta\bar{\gamma}}{2\bar{\gamma}} s} ds. \quad (2.105)
 \end{aligned}$$

Primenom izraza (2.19) za binomni obrazac, i izraza (2.28) za Gama funkciju, u izraz (2.105), integral J_3 posle sređivanja možemo napisati u obliku:

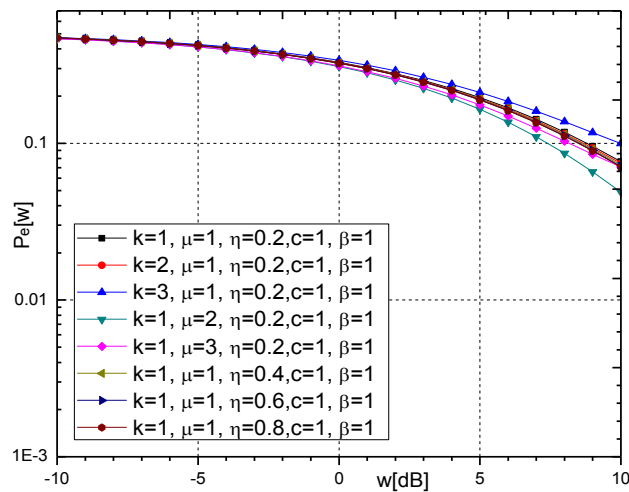
$$J_3 \approx \frac{\sqrt{\beta} \Gamma(i_5 + i_6 - i_2 + 1)}{4(\mu \sqrt{h(1+k)})^{i_5 + i_6 - i_2 + 1}} \sum_{i_7=0}^{i_2 - i_6} \frac{2^{(3i_2 + 2i_3 + 2i_7 - 3i_5 - i_6 + 2\mu - 2)/2}}{(2(\mu(1+k) + 2\mu h) + \beta \bar{\gamma})^{i_2 + i_3 + i_7 - i_5 + \mu - 1/2}} \cdot \left(\begin{matrix} i_2 - i_6 \\ i_7 \end{matrix} \right) c^{i_2 - i_6 - i_7} \bar{\gamma}^{i_3 + i_6 + i_7 + \mu + 1/2} \Gamma(i_2 + i_3 + i_7 - i_5 + \mu - 1/2). \quad (2.106)$$

Zamenom izraza (2.26), (2.29) i (2.106), za integrale J_1 , J_2 i J_3 , u izraz (2.104), posle sređivanja dobijamo da je srednja verovatnoća greške po bitu na prijemnoj strani:

$$P_e \approx \frac{1}{2\sqrt{\pi}} \left[\sqrt{\pi} - \sqrt{\beta \bar{\gamma}} e^{-\mu k} \sum_{i_3=0}^{+\infty} \frac{\mu^{2i_3 + \mu} k^{i_3} ((1+k)/\bar{\gamma})^{i_3 + \mu}}{\Gamma(i_3 + \mu) i_3!} \left(\Gamma(i_3 + \mu) \sum_{i_4=0}^{i_3 + \mu - 1} \frac{2^{i_4} \bar{\gamma}^{i_3 + \mu}}{(2\mu(1+k) + \beta \bar{\gamma})^{i_4 + 1/2}} \cdot \frac{\Gamma(i_4 + 1/2)}{(\mu(1+k))^{i_3 - i_4 + \mu} i_4!} - \frac{\sqrt{\pi}}{\Gamma(\mu)} \sum_{i_1=0}^{+\infty} \frac{H^{2i_1} \Gamma(2i_1 + 2\mu)}{2^{2i_1 + 2\mu - 1} h^{2i_1 + \mu} \Gamma(i_1 + \mu + 1/2) i_1!} \left(\Gamma(i_3 + \mu) \sum_{i_4=0}^{i_3 + \mu - 1} \frac{2^{i_4} \bar{\gamma}^{i_3 + \mu}}{(\mu(1+k))^{i_3 - i_4 + \mu}} \cdot \frac{\Gamma(i_4 + 1/2)}{(2\mu(1+k) + \beta \bar{\gamma})^{i_4 + 1/2} i_4!} - \sum_{i_2=0}^{2i_1 + 2\mu - 1} \sum_{i_5=0}^{i_2} \sum_{i_6=0}^{i_2 - i_5} \sum_{i_7=0}^{i_2 - i_5 - i_6} \binom{i_2}{i_6} \binom{i_2 + \mu - 1}{i_5} \binom{i_2 - i_6}{i_7} \frac{2^{2i_2 + i_3 + i_7 - i_5 + \mu - 1} \mu^{2i_2 - i_5 - i_6 - 1}}{(1+k)^{i_5 + i_6 - i_2 + 1}} \cdot \frac{c^{i_2 - i_6 - i_7} h^{i_2} \bar{\gamma}^{i_3 + i_6 + i_7 - i_2 + \mu} \Gamma(i_5 + i_6 - i_2 + 1) \Gamma(i_2 + i_3 + i_7 - i_5 + \mu - 1/2)}{(2(\mu(1+k) + 2\mu h) + \beta \bar{\gamma})^{i_2 + i_3 + i_7 - i_5 + \mu - 1/2} i_2!} \right) \right) \right]. \quad (2.107)$$

2.7.2.1 Performanse sistema za slučaj QPSK modulacije

Za QPSK modulaciju, kada je parametar $\beta=1$ na slici 2.31 je prikazan grafik za P_e iz izraza (2.104), u zavisnosti od srednje vrednosti SNR, pri promeni parametara k , μ i η .



Slika 2.31 Srednja verovatnoća greške po bitu iz izraza (2.104), kada se menjaju parametri k , μ i η , za $\beta=1$

Povećanjem parametara k i μ , P_e opada, i bolje su performanse sistema. Porastom parametra η , dolazi do manjeg pada P_e na prijemu, i sistem ima nešto bolje performanse. Za vrednosti parametara $k=\mu=2$ i $\eta=0.6$, pri iznosu $w=5$ dB, P_e iznosi 0.1927, 0.1648 i 0.1896.

Tabela 2.27, za konvergenciju izraza (2.104), prikazuje potreban broj članova niza, koje treba sumirati da bi se postigla željena tačnost izraza, zaokružena na petoj decimali.

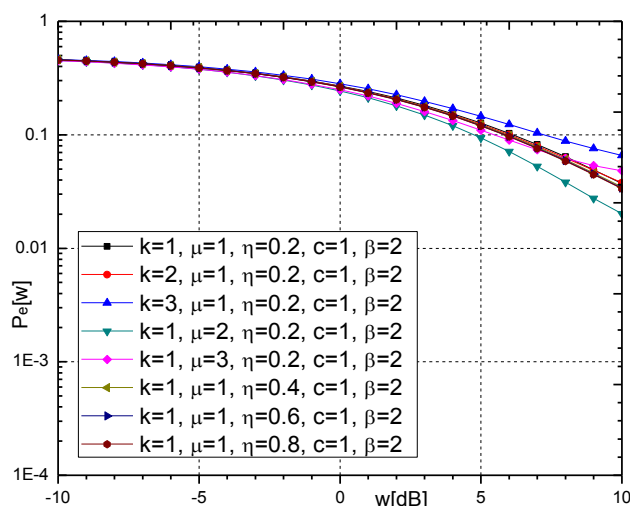
Tabela 2.27 Broj članova suma za konvergenciju izraza (2.104), kada se menjaju parametri k , μ i η , pri $\beta=1$

	$w=-10$ dB	$w=0$ dB	$w=10$ dB
$k=1, \mu=1, \eta=0.2, c=1, \beta=1$	10	10	8
$k=2, \mu=1, \eta=0.2, c=1, \beta=1$	10	10	10
$k=3, \mu=1, \eta=0.2, c=1, \beta=1$	11	12	13
$k=1, \mu=2, \eta=0.2, c=1, \beta=1$	13	13	12
$k=1, \mu=3, \eta=0.2, c=1, \beta=1$	15	14	12
$k=1, \mu=1, \eta=0.4, c=1, \beta=1$	7	7	8
$k=1, \mu=1, \eta=0.6, c=1, \beta=1$	6	7	8
$k=1, \mu=1, \eta=0.8, c=1, \beta=1$	7	7	7

U tabeli 2.27, pri porastu parametara k i μ , potreban je veći broj članova i niz sporije konvergira. Pri porastu parametra η , potreban je manji broj članova i niz brže konvergira.

2.7.2.2 Performanse sistema za slučaj BPSK modulacije

Za BPSK modulaciju, na slici 2.32 je prikazan grafik za P_e iz izraza (2.104), u zavisnosti od srednje vrednosti SNR, pri promeni parametara k , μ i η .



Slika 2.32 Srednja verovatnoća greške po bitu iz izraza (2.104), kada se menjaju parametri k , μ i η , za $\beta=2$

Povećanjem parametara k i η , dolazi do manjeg pada P_e na prijemu i sistem ima delimično bolje performanse. Pri povećanju parametra μ , dolazi do većeg pada P_e , i sistem

ima bolje performanse u odnosu na parametre k i η . Na osnovu uzetih vrednosti parametara $k=\mu=2$ i $\eta=0.6$, pri iznosu $w=5$ dB, P_e iznosi 0.1238, 0.0939 i 0.1205.

Osim grafika data je i tabela 2.28, u kojoj je prikazan broj članova suma za postizanje tačnosti izraza (2.104) na petu decimalu, kada se menjaju parametri k , μ i η .

Tabela 2.28 Broj članova suma za konvergenciju izraza (2.104), kada se menjaju parametri k , μ i η , pri $\beta=2$

	w=-10 dB	w=0 dB	w=10 dB
k=1, $\mu=1$, $\eta=0.2$, c=1, $\beta=2$	10	9	8
k=2, $\mu=1$, $\eta=0.2$, c=1, $\beta=2$	10	9	11
k=3, $\mu=1$, $\eta=0.2$, c=1, $\beta=2$	11	13	12
k=1, $\mu=2$, $\eta=0.2$, c=1, $\beta=2$	12	11	11
k=1, $\mu=3$, $\eta=0.2$, c=1, $\beta=2$	16	15	13
k=1, $\mu=1$, $\eta=0.4$, c=1, $\beta=2$	7	7	7
k=1, $\mu=1$, $\eta=0.6$, c=1, $\beta=2$	6	7	7
k=1, $\mu=1$, $\eta=0.8$, c=1, $\beta=2$	7	7	8

Iz tabele 2.28 za konvergenciju izraza (2.104), usled povećanja parametara k i μ , se vidi da je potreban veći broj članova suma i niz sporije konvergira. Kada vrednost parametra η raste, potreban je manji broj članova za postizanje konvergencije izraza i niz brže konvergira.

2.8 Performanse relejnog prenosa signala pri uticaju η - μ fedinga na linku S-R i k - μ fedinga linku R-D dobijene tehnikom DF

Model prenosa signala pri uticaju η - μ_1 fedinga, snage γ_1 na prvom linku (S-R), i k - μ_2 fedinga, snage γ_2 na drugom linku (R-D) je prikazan na slici 2.28. Primenom tehnike DF za prenos signala η - μ_1 raspodele od predajnika do releja, a od releja do prijemnika k - μ_2 raspodele, razmatrane su i izračunate na prijemu bez korišćenja diverziteti tehnika: verovatnoća otkaza sistema (P_{out}) i srednja verovatnoća greške po bitu (P_e). Navedeni statistički parametri sistema prvog reda na prijemu matematički su analizirani i grafički prikazani, kao i tabele za konvergenciju dobijenih izraza korišćenjem programskih paketa Matematica i Origin, pod pretpostavkom da su parametri: $\gamma_1=\gamma_2=\gamma$, $\mu_1=\mu_2=\mu$, $\bar{\gamma}_1 = \bar{\gamma}_2 = \bar{\gamma} = w$.

2.8.1 Verovatnoća otkaza sistema na prijemu

Primenom izraza (2.72) za komplementarnu kumulativnu funkciju od kumulativne funkcije za SNR, za link (S-R), pri η - μ raspodeli, i izraza (2.35) za PDF anvelope signala, k - μ raspodele, koji je prisutan na drugom linku (R-D), u izraz (2.34) za verovatnoću otkaza sistema na prijemu u D, možemo napisati P_{out} u sledećem obliku:

$$P_{out} = \int_0^{+\infty} F_{\eta-\mu}(\gamma_{th}(c+\gamma_2)/\gamma_2) p_{k-\mu}(\gamma_2) d\gamma_2 = \frac{\sqrt{\pi}}{e^{\mu k} \Gamma(\mu)} \sum_{i_1=0}^{+\infty} \sum_{i_3=0}^{+\infty} \frac{\mu^{2i_3+\mu} k^{i_3}}{2^{2i_1+2\mu-1}} \cdot \frac{H^{2i_1} \Gamma(2i_1+2\mu) \left(\frac{(1+k)}{\bar{\gamma}} \right)^{i_3+\mu}}{h^{2i_1+\mu} \Gamma(i_1+\mu+1/2) \Gamma(i_3+\mu) i_1! i_3!} \left[\int_0^{+\infty} \gamma_2^{i_3+\mu-1} e^{-\frac{\mu(1+k)\gamma_2}{\bar{\gamma}}} d\gamma_2 - e^{-\frac{2\mu h \gamma_{th}}{\bar{\gamma}}} \cdot \sum_{i_2=0}^{2i_1+2\mu-1} \frac{1}{i_2!} \left(\frac{2\mu h \gamma_{th}}{\bar{\gamma}} \right)^{i_2} \int_0^{+\infty} \gamma_2^{i_3-i_2+\mu-1} (c+\gamma_2)^{i_2} e^{-\frac{\mu(1+k)\gamma_2}{\bar{\gamma}}} e^{-\frac{2\mu c h \gamma_{th}}{\bar{\gamma} \gamma_2}} d\gamma_2 \right]. \quad (2.108)$$

U izrazu (2.108) imamo integrale I_1 i I_2 . Oblik i rešenje intrgrala I_1 je dat u izrazu (2.38). Primenom izraza (2.19) za binomni obrazac, integral I_2 iz izraza (2.108) postaje:

$$I_2 = \int_0^{+\infty} \gamma_2^{i_3-i_2+\mu-1} (c+\gamma_2)^{i_2} e^{-\frac{\mu(1+k)\gamma_2}{\bar{\gamma}}} e^{-\frac{2\mu c h \gamma_{th}}{\bar{\gamma} \gamma_2}} d\gamma_2 = \sum_{i_4=0}^{i_2} \binom{i_2}{i_4} c^{i_2-i_4} \int_0^{+\infty} \gamma_2^{i_3+i_4-i_2+\mu-1} e^{-\frac{\mu(1+k)\gamma_2}{\bar{\gamma}}} e^{-\frac{2\mu c h \gamma_{th}}{\bar{\gamma} \gamma_2}} d\gamma_2. \quad (2.109)$$

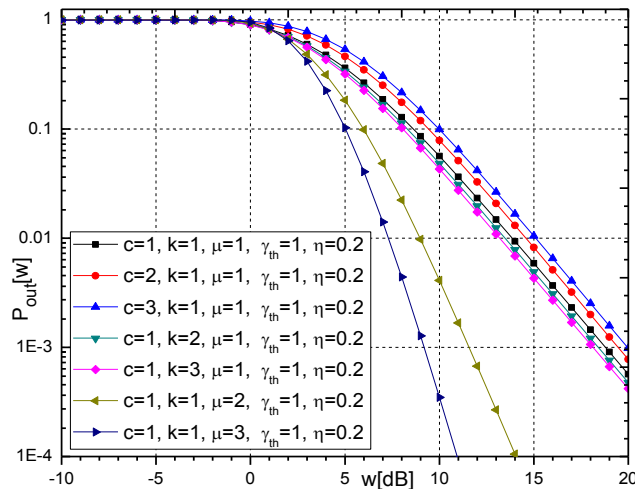
Primenom obrazca (2.21) za rešenje integrala u izrazu (2.109), integral I_2 posle sređivanja možemo napisati u sledećem obliku:

$$I_2 = 2 \sum_{i_4=0}^{i_2} \binom{i_2}{i_4} c^{\frac{i_2+i_3-i_4+\mu}{2}} \left(\frac{2h\gamma_{th}}{1+k} \right)^{\frac{i_3+i_4-i_2+\mu}{2}} K_{i_3+i_4-i_2+\mu} \left(\frac{2\mu}{\bar{\gamma}} \sqrt{2ch(1+k)\gamma_{th}} \right). \quad (2.110)$$

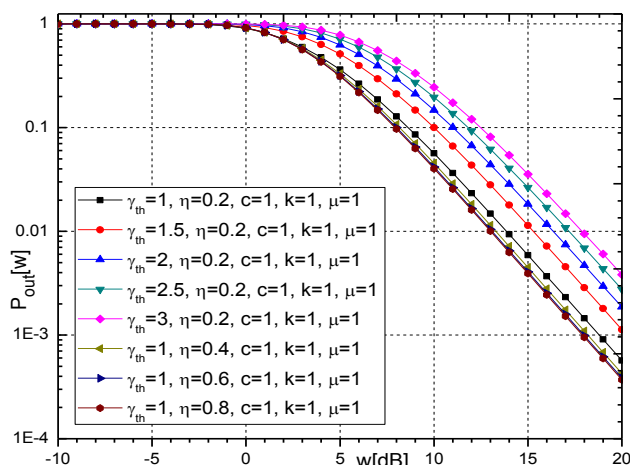
Zamenom izraza (2.38) i (2.110), u izraz (2.108), dobijamo da je P_{out} na prijemu:

$$P_{out} = \frac{\sqrt{\pi}}{e^{\mu k} \Gamma(\mu)} \sum_{i_1=0}^{+\infty} \sum_{i_3=0}^{+\infty} \frac{\mu^{2i_3+\mu} k^{i_3} H^{2i_1} \Gamma(2i_1+2\mu) \left(\frac{(1+k)}{\bar{\gamma}} \right)^{i_3+\mu}}{2^{2i_1+2\mu-1} h^{2i_1+\mu} \Gamma(i_1+\mu+1/2) \Gamma(i_3+\mu) i_1! i_3!} \left[\left(\frac{\bar{\gamma}}{\mu(1+k)} \right)^{i_3+\mu} \Gamma(i_3+\mu) - 2e^{-\frac{2\mu h \gamma_{th}}{\bar{\gamma}}} \sum_{i_2=0}^{2i_1+2\mu-1} \sum_{i_4=0}^{i_2} \binom{i_2}{i_4} \left(\frac{\mu}{\bar{\gamma}} \right)^{i_2} \frac{\sqrt{2h\gamma_{th}}^{-i_2+i_3+i_4+\mu} \sqrt{c}^{i_2+i_3-i_4+\mu}}{\sqrt{1+k}^{-i_3+i_4-i_2+\mu} i_2!} K_{i_3+i_4-i_2+\mu} \left(\frac{2\mu}{\bar{\gamma}} \sqrt{2ch(1+k)\gamma_{th}} \right) \right]. \quad (2.111)$$

P_{out} na prijemnoj strani iz izraza (2.111), grafički je prikazana na slikama 2.33 i 2.34.



Slika 2.33 Verovatnoća otkaza sistema iz izraza (2.111), kada se menjaju parametri c , k i μ



Slika 2.34 Verovatnoća otkaza iz izraza (2.111), kada se menjaju parametri γ_{th} i η

Na slici 2.33 pri povećanju parametra c , P_{out} raste i sistem ima lošije performanse. Pri promeni parametara k i μ dolazi do pada P_{out} , i sistem ima bolje performanse. Za vrednosti parametara $c=k=\mu=2$, pri iznosu $w=5$ dB, P_{out} iznosi 0.4630, 0.3369 i 0.1843.

Na slici 2.34, pri promeni parametra γ_{th} , P_{out} raste, i sistem ima lošije performanse. Povećanjem parametra η , dolazi do manjeg pada P_{out} i sistem ima bolje performanse. P_{out} , za vrednosti parametara $\gamma_{th}=2$ i $\eta=0.6$, pri iznosu $w=5$ dB, iznosi 0.6276 i 0.3174.

Tabele 2.29 i 2.30 prikazuju broj članova suma za konvergenciju izraza (2.111), za P_{out} , koje treba sabrati kako bi dobili željenu tačnost izraza, zaokruženu na petoj decimali.

Tabela 2.29 Broj članova suma za konvergenciju izraza (2.111), kada se menjaju parametri c , k i μ

	w=-10 dB	w=0 dB	w=10 dB
c=1, k=1, $\mu=1$, $\gamma_{th}=1$, $\eta=0.2$	14	11	7
c=2, k=1, $\mu=1$, $\gamma_{th}=1$, $\eta=0.2$	14	12	7
c=3, k=1, $\mu=1$, $\gamma_{th}=1$, $\eta=0.2$	14	13	8
c=1, k=2, $\mu=1$, $\gamma_{th}=1$, $\eta=0.2$	14	11	9
c=1, k=3, $\mu=1$, $\gamma_{th}=1$, $\eta=0.2$	14	13	10
c=1, k=1, $\mu=2$, $\gamma_{th}=1$, $\eta=0.2$	17	13	7
c=1, k=1, $\mu=3$, $\gamma_{th}=1$, $\eta=0.2$	19	16	7

Tabela 2.30 Broj članova suma za konvergenciju izraza (2.111), kada se menjaju parametri γ_{th} i η

	w=-10 dB	w=0 dB	w=10 dB
$\gamma_{th}=1$, $\eta=0.2$, c=1, k=1, $\mu=1$	14	11	7
$\gamma_{th}=1.5$, $\eta=0.2$, c=1, k=1, $\mu=1$	14	12	7
$\gamma_{th}=2$, $\eta=0.2$, c=1, k=1, $\mu=1$	14	12	8
$\gamma_{th}=2.5$, $\eta=0.2$, c=1, k=1, $\mu=1$	14	13	8
$\gamma_{th}=3$, $\eta=0.2$, c=1, k=1, $\mu=1$	14	13	7
$\gamma_{th}=1$, $\eta=0.4$, c=1, k=1, $\mu=1$	9	7	6
$\gamma_{th}=1$, $\eta=0.6$, c=1, k=1, $\mu=1$	7	7	6
$\gamma_{th}=1$, $\eta=0.8$, c=1, k=1, $\mu=1$	7	8	6

Pri porastu parametara c i k (tabela 2.29), za $w=-10$ dB se postiže konvergencija izraza, kada se broj članova u izrazu ograniči na 14. Porastom parametara c i k , za $w=0$ dB i $w=10$ dB, potreban je veći broj članova i niz sporije konvergira. Pri porastu parametra μ , za $w=10$ dB postiže se konvergencija izraza, kada se broj članova suma u izrazu ograniči na 7, a za $w=-10$ dB i $w=0$ dB, potreban je veći broj članova u izrazu, i niz sporije konvergira.

Iz tabele 2.30 se vidi, da se pri porastu parametra γ_{th} , za $w=-10$ dB postiže konvergencija izraza, kada se broj članova suma u izrazu ograniči na 14. Povećanjem parametra γ_{th} , za $w=0$ dB i $w=10$ dB, potreban je veći broj članova u izrazu, i niz sporije konvergira. Pri promeni parametra η , potreban je manji broj članova suma u izrazu i niz brže konvergira.

2.8.2 Srednja verovatnoća greške po bitu na prijemu

Primenom izraza (2.111) u izraz (1.10), pri čemu je $\gamma_{th}=t^2/\beta$, izraz za srednju verovatnoću greške po bitu, na prijemnoj strani možemo napisati u formi:

$$P_e = \frac{\sqrt{2}}{e^{\mu k} \Gamma(\mu)} \sum_{i_1=0}^{+\infty} \sum_{i_3=0}^{+\infty} \frac{\mu^{2i_3+\mu} k^{i_3} H^{2i_1} \Gamma(2i_1+2\mu)}{2^{2i_1+2\mu} h^{2i_1+\mu} \Gamma(i_1+\mu+1/2) \Gamma(i_3+\mu) i_1! i_3!} \left(\frac{1+k}{\bar{\gamma}} \right)^{i_3+\mu} \cdot \left[\left(\frac{\bar{\gamma}}{\mu(1+k)} \right)^{i_3+\mu} \Gamma(i_3+\mu) \int_0^{+\infty} e^{-\frac{t^2}{2}} dt - 2 \sum_{i_2=0}^{2i_1+2\mu-1} \sum_{i_4=0}^{i_2} \binom{i_2}{i_4} \left(\frac{\mu}{\bar{\gamma}} \right)^{i_2} \frac{\sqrt{2h}}{\sqrt{1+k}} \frac{\sqrt{2h}^{i_2+i_3+i_4+\mu}}{i_3+i_4-i_2+\mu} \cdot \frac{\sqrt{c}^{i_2+i_3-i_4+\mu}}{i_2!} \int_0^{+\infty} \left(\frac{t^2}{\beta} \right)^{\frac{i_2+i_3+i_4+\mu}{2}} e^{-\frac{2\mu h t^2}{\bar{\gamma} \beta}} \cdot e^{-\frac{t^2}{2}} K_{i_3+i_4-i_2+\mu} \left(\frac{2\mu}{\bar{\gamma}} \sqrt{2ch(1+k)} \frac{t^2}{\beta} \right) dt \right]. \quad (2.112)$$

U izrazu (2.112) postoje integrali J_1 i J_2 . Oblik i rešenje integrala J_1 su dati u izrazu (2.26). Integral J_2 , posle primene smene $t^2/\beta=s^2$ i obrasca (2.43), dobija sledeći oblik:

$$J_2 = \int_0^{+\infty} \left(\frac{t^2}{\beta} \right)^{\frac{i_2+i_3+i_4+\mu}{2}} e^{-\frac{2\mu h t^2}{\bar{\gamma} \beta}} e^{-\frac{t^2}{2}} K_{i_3+i_4-i_2+\mu} \left(\frac{2\mu}{\bar{\gamma}} \sqrt{2ch(1+k)} \frac{t^2}{\beta} \right) dt = \frac{2^{\frac{i_2+i_3+i_4+\mu-4}{2}} \Gamma(i_2+1/2)}{\mu \sqrt{2ch(1+k)}} \cdot \frac{\sqrt{\beta} \Gamma(i_3+i_4+\mu+1/2) \bar{\gamma}^{(i_2+i_3+i_4+\mu+2)/2}}{(4\mu h + \beta \bar{\gamma})^{(i_2+i_3+i_4+\mu)/2}} e^{\frac{2\mu^2 ch(1+k)}{\bar{\gamma}(4\mu h + \beta \bar{\gamma})}} W_{-\frac{i_2+i_3+i_4+\mu}{2}, \frac{i_3+i_4-i_2+\mu}{2}} \left(\frac{4\mu^2 ch(1+k)}{\bar{\gamma}(4\mu h + \beta \bar{\gamma})} \right). \quad (2.113)$$

Koristeći izraze (2.45) i (2.46), Witakerova funkcija $W_{k,m}(z)$ iz izraza (2.113) jednaka je:

$$W_{-\frac{i_2+i_3+i_4+\mu}{2}, \frac{i_3+i_4-i_2+\mu}{2}} \left(\frac{4\mu^2 ch(1+k)}{\bar{\gamma}(4\mu h + \beta \bar{\gamma})} \right) = e^{-\frac{2\mu^2 ch(1+k)}{\bar{\gamma}(4\mu h + \beta \bar{\gamma})}} \cdot \sum_{i_5=0}^{+\infty} \frac{(i_3+i_4+\mu+1/2)_{i_5}}{(i_3+i_4-i_2+\mu+1)_{i_5}} \frac{\left(\frac{4\mu^2 ch(1+k)}{\bar{\gamma}(4\mu h + \beta \bar{\gamma})} \right)^{\frac{i_3+i_4+2i_5-i_2+\mu+1}{2}}}{i_5!}. \quad (2.114)$$

Zamenom izraza (2.114) u izraz (2.113), i primenom izraza (2.48) za Pochamerovu funkciju, posle sređivanja integral J_2 možemo napisati u formi:

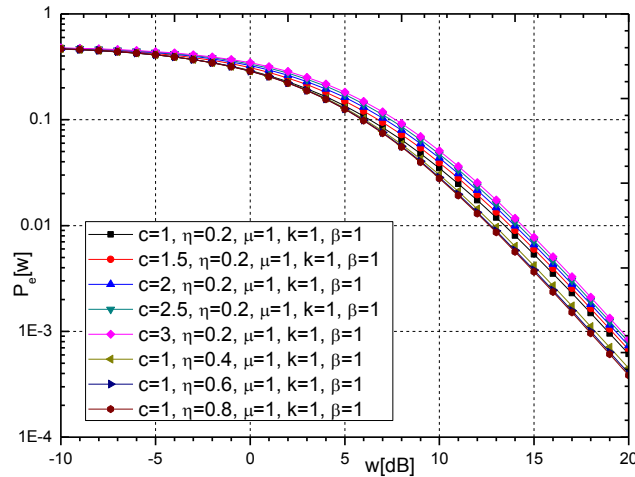
$$J_2 = \sqrt{\beta} \Gamma(i_2 + 1/2) \sum_{i_5=0}^{+\infty} \frac{\bar{\gamma}^{i_2 - i_5 + 1/2} \left(\mu \sqrt{ch(1+k)} \right)^{i_3 + i_4 + 2i_5 - i_2 + \mu} \Gamma(i_3 + i_4 + i_5 + \mu + 1/2)}{2^{(i_2 - 3i_3 - 3i_4 - 4i_5 - 3\mu + 3)/2} (4\mu h + \beta \bar{\gamma})^{i_3 + i_4 + i_5 + \mu + 1/2} (i_3 + i_4 - i_2 + \mu + 1)_{i_5} i_5!}. \quad (2.115)$$

Zamenom izraza (2.26) i (2.115) u izraz (2.112), posle sređivanja srednju verovatnoću greške po bitu na prijemu možemo napisati u obliku:

$$P_e = \frac{e^{-\mu k}}{\Gamma(\mu)} \sum_{i_1=0}^{+\infty} \sum_{i_3=0}^{+\infty} \frac{\mu^{2i_3 + \mu} k^{i_3} H^{2i_1} \Gamma(2i_1 + 2\mu)}{4^{i_1 + \mu} h^{2i_1 + \mu} \Gamma(i_1 + \mu + 1/2) \Gamma(i_3 + \mu) i_1! i_3!} \left(\frac{1+k}{\bar{\gamma}} \right)^{i_3 + \mu} \cdot \left[\sqrt{\pi} \left(\frac{\bar{\gamma}}{\mu(1+k)} \right)^{i_3 + \mu} \Gamma(i_3 + \mu) - \sqrt{\beta \bar{\gamma}} \sum_{i_2=0}^{2i_1 + 2\mu - 1} \sum_{i_4=0}^{i_2} \sum_{i_5=0}^{+\infty} \frac{4^{i_3 + i_4 + i_5 + \mu} c^{i_3 + 2i_5 + \mu}}{i_2! i_5!} \cdot \frac{(h\mu)^{i_3 + i_4 + 2i_5 + \mu} \Gamma(i_2 + 1/2) \Gamma(i_3 + i_4 + i_5 + \mu + 1/2)}{(4\mu h + \beta \bar{\gamma})^{i_3 + i_4 + i_5 + \mu + 1/2} (i_3 + i_4 - i_2 + \mu + 1)_{i_5}} \left(\frac{i_2}{i_4} \right) \left(\frac{1+k}{\bar{\gamma}} \right)^{i_5} \right]. \quad (2.116)$$

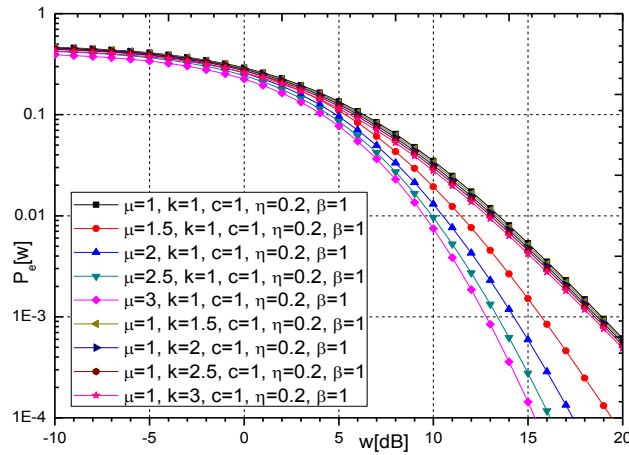
2.8.2.1 Performanse sistema za slučaj QPSK modulacije

Za slučaj QPSK modulacije ($\beta=1$), na slikama 2.35 i 2.36 su prikazani grafici od izraza (2.116), za P_e na prijemnoj strani, u zavisnosti od srednje vrednosti SNR.



Slika 2.35 Srednja verovatnoća greške po bitu iz izraza (2.116), kada se menjaju parametri c i η , za $\beta=1$

Na slici 2.35 prikazana je srednja verovatnoća greške po bitu, pri promeni parametara c i η . Pri povećanju parametra c , dolazi do porasta P_e i sistem ima lošije performanse. Povećanjem parametra η , dolazi do manjeg pada P_e , i sistem ima delimično bolje performanse. P_e , za vrednosti parametara $c=2$ i $\eta=0.6$, pri $w=5$ dB, iznosi 0.1624 i 0.1264.



Slika 2.36 Srednja verovatnoća greške po bitu iz izraza (2.116), kada se menjaju parametri μ i k , za $\beta=1$

Na slici 2.36 prikazana je P_e , pri promeni parametara μ i k , iz izraza (2.116). Pri povećanju parametara μ i k , dolazi do pada P_e , i sistem ima bolje performanse. Za vrednosti parametara $\mu=k=2$, pri iznosu $w=5$ dB, P_e na prijemu iznosi 0.0960 i 0.1267.

U tabelama 2.31 i 2.32 su prikazani potrebni brojevi članova niza iz izraza (2.116), koje treba sabrati da bi se dobila tačnost izraza na petoj decimali, u odnosu na w .

Tabela 2.31 Broj članova suma za konvergenciju izraza (2.116), kada se menjaju parametri c i η , pri $\beta=1$

	w=-10 dB	w=0 dB	w=10 dB
$c=1, \eta=0.2, \mu=1, k=1, \beta=1$	12	11	7
$c=1.5, \eta=0.2, \mu=1, k=1, \beta=1$	12	12	7
$c=2, \eta=0.2, \mu=1, k=1, \beta=1$	13	11	7
$c=2.5, \eta=0.2, \mu=1, k=1, \beta=1$	12	12	7
$c=3, \eta=0.2, \mu=1, k=1, \beta=1$	13	11	7
$c=1, \eta=0.4, \mu=1, k=1, \beta=1$	8	7	6
$c=1, \eta=0.6, \mu=1, k=1, \beta=1$	8	7	6
$c=1, \eta=0.8, \mu=1, k=1, \beta=1$	7	8	6

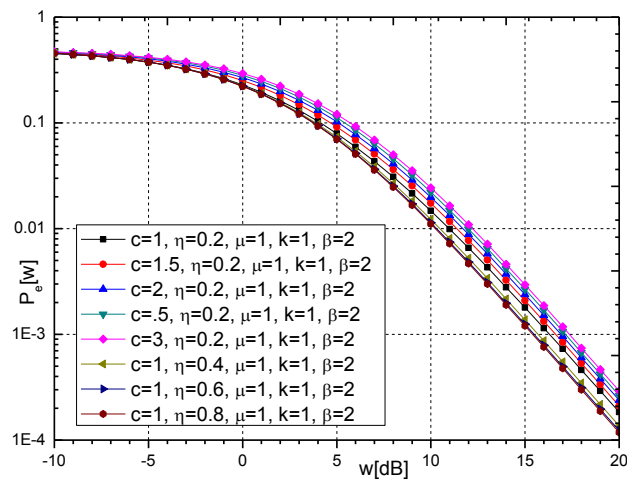
Tabela 2.32 Broj članova suma za konvergenciju izraza (2.116), kada se menjaju parametri μ i k , pri $\beta=1$

	w=-10 dB	w=0 dB	w=10 dB
$\mu=1, k=1, c=1, \eta=0.2, \beta=1$	12	11	7
$\mu=1.5, k=1, c=1, \eta=0.2, \beta=1$	15	12	7
$\mu=2, k=1, c=1, \eta=0.2, \beta=1$	16	14	8
$\mu=2.5, k=1, c=1, \eta=0.2, \beta=1$	17	14	9
$\mu=3, k=1, c=1, \eta=0.2, \beta=1$	17	15	10
$\mu=1, k=1.5, c=1, \eta=0.2, \beta=1$	13	11	8
$\mu=1, k=2, c=1, \eta=0.2, \beta=1$	13	10	8
$\mu=1, k=2.5, c=1, \eta=0.2, \beta=1$	12	11	9
$\mu=1, k=3, c=1, \eta=0.2, \beta=1$	13	13	11

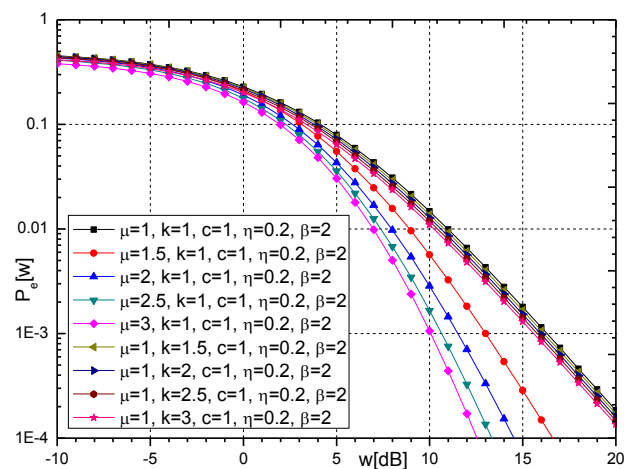
U tabeli 2.31, za $w=10$ dB postiže se konvergencija izraza, kada se broj članova u izrazu ograniči na 7, pri promeni parametra c . Pri porastu parametra c , za $w=-10$ dB i $w=0$ dB, potreban je veći broj članova i niz sporije konvergira. Pri porastu parametra η , potreban je manji broj članova i niz brže konvergira. Tabela 2.32 prikazuje potreban broj članova niza, kada se menjaju parametri μ i k . Pri porastu parametara μ i k potrebno je veći broj članova suma u izrazu sabrati kako bi se postigla konvergencija izraza, i niz sporije konvergira.

2.8.2.2 Performanse sistema za slučaj BPSK modulacije

Za slučaj binarno fazne modulacije (BPSK), na slikama 2.37 i 2.38 prikazani su grafici iz izraza (2.116), za P_e na prijemnoj strani, u zavisnosti od srednje vrednosti SNR.



Slika 2.37 Srednja verovatnoća greške po bitu iz izraza (2.116), kada se menjaju parametri c i η , za $\beta=2$



Slika 2.38 Srednja verovatnoća greške po bitu iz izraza (2.116), kada se menjaju parametri μ i k , za $\beta=2$

Na slici 2.37 se vidi da pri povećanju parametra c , dolazi do porasta P_e , i sistem ima lošije performanse, dok kod parametra η dolazi do manjeg pada P_e , i sistem ima bolje performanse. Za vrednosti parametara $c=2$ i $\eta=0.6$, za iznos $w=5$ dB, P_e iznosi 0.1025 i 0.07084.

Na slici 2.38 grafički je prikazana P_e , pri promeni parametara μ i k , iz izraza (2.116). Pri povećanju parametara μ i k , dolazi do pada P_e na prijemu i sistem ima bolje performanse. P_e za vrednosti parametara $\mu=k=2$, pri iznosu $w=5$ dB, iznosi 0.0431 i 0.0721.

Takođe su prikazane i tabele 2.33 i 2.34 za konvergenciju izraza (2.116), u kojima je dat broj članova niza koje treba sumirati da bi se postigla tačnost izraza na petoj decimali.

Tabela 2.33 Broj članova suma za konvergenciju izraza (2.116), kada se menjaju parametri c i η , pri $\beta=2$

	w=-10 dB	w=0 dB	w=10 dB
c=1, $\eta=0.2$, $\mu=1$, $k=1$, $\beta=2$	13	10	6
c=1.5, $\eta=0.2$, $\mu=1$, $k=1$, $\beta=2$	13	10	6
c=2, $\eta=0.2$, $\mu=1$, $k=1$, $\beta=2$	13	10	6
c=2.5, $\eta=0.2$, $\mu=1$, $k=1$, $\beta=2$	12	11	6
c=3, $\eta=0.2$, $\mu=1$, $k=1$, $\beta=2$	12	11	6
c=1, $\eta=0.4$, $\mu=1$, $k=1$, $\beta=2$	7	11	5
c=1, $\eta=0.6$, $\mu=1$, $k=1$, $\beta=2$	7	11	5
c=1, $\eta=0.8$, $\mu=1$, $k=1$, $\beta=2$	7	11	5

Tabela 2.34 Broj članova sume za konvergenciju izraza (2.116), kada se menjaju μ i k parametri, pri $\beta=2$

	w=-10 dB	w=0 dB	w=10 dB
$\mu=1$, $k=1$, $c=1$, $\eta=0.2$, $\beta=2$	13	10	6
$\mu=1.5$, $k=1$, $c=1$, $\eta=0.2$, $\beta=2$	14	11	6
$\mu=2$, $k=1$, $c=1$, $\eta=0.2$, $\beta=2$	15	13	6
$\mu=2.5$, $k=1$, $c=1$, $\eta=0.2$, $\beta=2$	17	13	7
$\mu=3$, $k=1$, $c=1$, $\eta=0.2$, $\beta=2$	17	14	7
$\mu=1$, $k=1.5$, $c=1$, $\eta=0.2$, $\beta=2$	13	9	6
$\mu=1$, $k=2$, $c=1$, $\eta=0.2$, $\beta=2$	13	10	7
$\mu=1$, $k=2.5$, $c=1$, $\eta=0.2$, $\beta=2$	12	11	9
$\mu=1$, $k=3$, $c=1$, $\eta=0.2$, $\beta=2$	14	12	10

U tabeli 2.33, potreban broj članova za postizanje tačnosti izraza, pri porastu parametra c , za $w=10$ dB iznosi 6. Povećanjem parametara c i η , za $w=0$ dB potreban je veći broj članova i niz sporije konvergira, a za $w=-10$ dB broj članova opada, i niz brže konvergira. Pri porastu parametra η , za $w=10$ dB potreban je manji broj članova suma u izrazu, i niz brže konvergira.

Tabela 2.34 prikazuje neophodan broj članova suma u izrazu (2.116), koje treba sabrati da bi se dobila tačnost izraza na petoj decimali, u odnosu na varijablu w , kada se menjaju parametri μ i k . Pri porastu parametara μ i k , u odnosu na promenljivu w , potreban je veći broj članova suma sabrati za postizanje konvergencije izraza, i niz sporije konvergira.

3 PRIMENA UNAPREĐENIH DIVERZITI PRIJEMNIKA KOD RELEJNOG PRENOSA SIGNALA

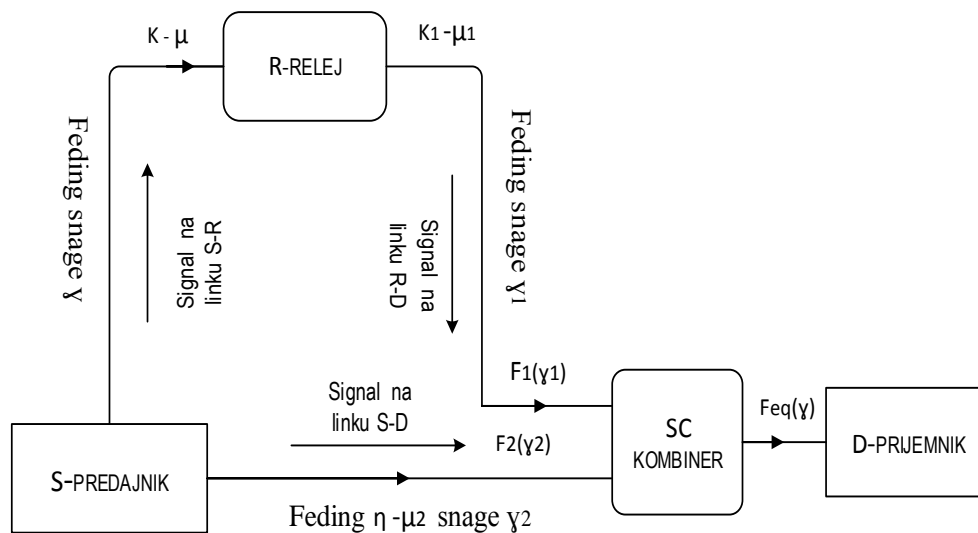
Primenom diverziti tehnika na prijemnoj strani smanjuje se uticaj smetnji i poboljšava prijem i kvalitet signala, a time se dobijaju bolje performanse bežičnog telekomunikacionog sistema bez povećanja snage transmisionih signala ili propusnog kanala, i manja je verovatnoća otkaza sistema. Najbolje performanse bežičnog telekomunikacionog sistema kojima se prenose korisni signali, uz primenu diverziti tehnika na prijemu se postižu za manje vrednosti koeficijenta korelacije među granama kombinera koji se koristi na prijemu [94, 95]. Na osnovu statističkih veličina prvog i drugog reda dobijenih primenom diverziti tehnika na prijemu može se izvršiti analiza i procena performansi celokupnog bežičnog relejnog telekomunikacionog sistema za prenos signala [96, 97].

Kod bežičnih telekomunikacionih sistema na prijemu se primenjuju MRC, EGC i SC tehnike kombinovanja. Najbolje performanse sistema se dobijaju primenom MRC i EGC tehnika kombinovanja, međutim zbog težine praktične realizacije i komplikovanosti najveću primenu u sistemu nalazi manje komplikovana SC tehnika kombinovanja. Primena diverziti tehnika na prijemu znači kombinovanje više pristiglih signala, čime se može povećati odnos SNR na prijemu, a time značajno poboljšati performanse bežičnog telekomunikacionog sistema, čiji je transmisioni signal tokom prenosa je izložen uticaju različitih vrsta smetnji, poput brzog fedinga, efekta senke i međukanalne interferencije [98, 99].

U ovoj disertaciji pri prenosu korisnog signala izloženog uticaju k - μ i η - μ fedinga razmatrani su slučajevi primene SC, MRC i EGC kombinera sa dva ulaza na prijemu, kada je korelacija među granama minimalna. Za takve slučajeve su određene neke od mera performansi statističkih veličina prvog reda, na osnovu kojih je izvršena analiza celokupnog bežičnog relejnog sistema. Primenom tehnika pojačaj i prenesi (AF) i dekoduj i prenesi (DF) matematički su izračunate i grafički prikazane verovatnoća otkaza sistema (P_{out}) i srednja verovatnoća greške po bitu na prijemu (P_e), posebno za slučaj kada se koristi SC kombiner na prijemu. Osim navedenog, urađene su i tabele za konvergenciju dobijenih izraza za P_{out} i P_e , u kojima je prikazan neophodan broj članova niza koje treba sumirati da bi se postigla tačnost izraza-zaokružena na petu decimalu pri promeni pojedinih korelacionih koeficijenata sistema.

3.1 Aspekti primene unapređenih SC diverziti prijemnika

U bežičnim telekomunikacionim sistemima, na osnovu analitičkih izraza za statističke veličine prvog i drugog reda, mogu se razmatrati uticaji raznih parametara korisnog signala koji se prenosi pri uticaju raznih vrsta fedinga, kao i način poboljšanja performansi sistema upotrebom SC diverziti tehnike kombinovanja [100, 101, 102, 103]. U ovom poglavlju primenjeni su SC kombineri sa dva ulaza koji se postavljaju na prijemu. Obraden je slučaj prenosa signala pri uticaj k - μ i η - μ fedinga uz korišćenje AF i DF tehnika i primenu SC kombineru, kada se radi o prijemu signala sa nekorelisanim granama u kombineru. Model razmatranog relejnog prenosa signala sa k - μ i η - μ raspodelama, primenom SC kombineru sa dva ulaza na prijemu, dat je na slici 3.1.



Slika 3.1 Model relejnog prenosa signala primenom SC diverziti prijemnika sa dva ulaza

Za analizu sistema prikazanog na slici 3.1, neophodno je koristiti verovatnoću otkaza i verovatnoću greške sistema, kao najčešće razmatrane statističke veličine za opisivanje performansi diverziti sistema. Na prijemnoj strani na ulaz u SC kombiner dolaze dva signala sa k - μ i η - μ raspodelama, pri čemu kombiner sa selektivnom tehnikom kombinovanja prosleđuje na izlaz signal sa grane sa najvećim trenutnim odnosom signal-šum, koji se vodi u prijemnik. Performanse sistema prikazanog na slici 3.1 su bolje ako je rastojanje između grana SC diverziti prijemnika veće, kao i odnos srednjih snaga korisnog signala i šuma, jer tada je veća verovatnoća da je trenutni odnos signal/šum na izlazu prijemnika veći, i time je manja verovatnoća otkaza sistema. Na korisni signal koji dolazi u relej linkom S-R utiče k - μ fading snage γ , a na korisni signal koji se prenosi linkom R-D, i dolazi na prvi ulaz u SC kombiner, na prijemu utiče k_1 - μ_1 fading snage γ_1 . Na drugi ulaz u SC kombiner dolazi takođe

korisni signal direktnim linkom S-D i na njega utiče η - μ_2 feding snage γ_2 . Za posmatrani model prenosa signala sa slike 3.1 na prijemu su matematički izračunate i grafički prikazane, uz primenu programskih paketa Matematica i Origin, verovatnoća otkaza sistema i srednja verovatnoća greške po bitu. Osim grafika urađene su i tabele za konvergenciju izraza za P_e i P_{out} u kojima je prikazan potreban broj članova niza koje je treba sabrati kako bi se dobila željena tačnost izraza na petu decimalu. Grafici i tabele za P_{out} i P_e su urađeni pod pretpostavkom da su parametri na prijemu: $\mu_1=\mu_2=\mu$, $k_1=k_2=k$, $\gamma_{th1}=\gamma_{th2}=\gamma_{th}$, $\bar{\gamma}_1 = \bar{\gamma}_2 = \bar{\gamma} = w$.

3.1.1 Performanse sistema za slučaj primene SC diverziti prijemnika dobijene tehnikom AF

Model prenosa signala pri uticaju k_1 - μ_1 fedinga koji se odvija preko relejne stanice, i signala pri uticaju η - μ_2 fedinga na signal koji se prenosi direktnim linkom S-D, za slučaj primene SC kombinera na prijemu, tehnikom AF, je prikazan na slici 3.1. U SC kombiner koji se nalazi na prijemu, na prvi ulaz dolazi signal na koji utiče k_1 - μ_1 feding snage γ_1 , a na drugi ulaz signal koji dolazi direktno od predajnika do prijemnika, linkom S-D, i na koji utiče η - μ_2 feding snage γ_2 . Za ovaj slučaj relejnog prenosa signala od predajnika do prijemnika, na prijemu su izračunate i grafički prikazane statističke veličine prvog reda: verovatnoća otkaza sistema i srednja verovatnoća greške po bitu, pri iznosu konstante $c=1$.

3.1.1.1 Verovatnoća otkaza sistema na izlazu SC prijemnika

Primenom izraza (2.23) za kumulativnu funkciju raspodele (CDF) signala sa k_1 - μ_1 raspedelom koji dolazi na prvi ulaz kobinera i (2.56) za CDF signala sa η - μ_2 raspedelom koji dolazi na drugi ulaz, u izraz (1.24), verovatnoća otkaza sistema na izlazu iz SC kombinera na prijemu (matematički CDF trenutne vrednosti odnosa signal/šum (SNR) na izlazu prijemnika sa dve grane i SC tehnikom kombinovanja), se tada može napisati u obliku [104, 105]:

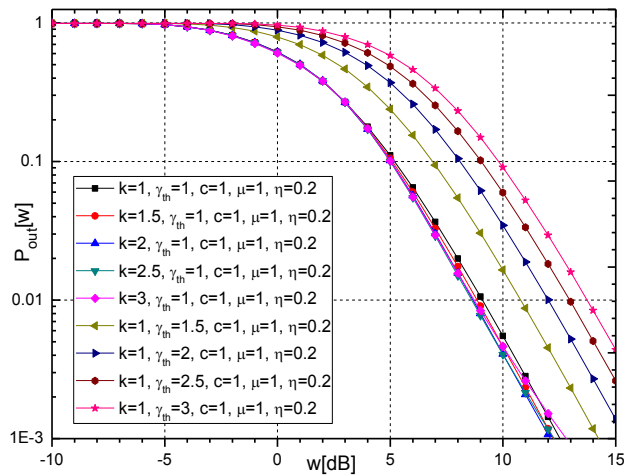
$$P_{out} = F_{\gamma_{eq}}(\gamma_{th}) = F_1(\gamma_{th_1} | k_1, \mu_1) F_2(\gamma_{th_2} | \eta, \mu_2) = \frac{\sqrt{\pi}}{\Gamma(\mu_2)} \sum_{i_7=0}^{+\infty} \frac{\Gamma(2i_7 + 2\mu_2)}{2^{2i_7+2\mu_2-1} i_7! \Gamma(i_7 + \mu_2 + 1/2)} \cdot$$

$$\cdot \frac{H^{2i_7}}{h^{2i_7+\mu_2}} \left[1 - e^{-\frac{2\mu_2 h}{\bar{\gamma}_2} \gamma_{th}} \sum_{i_8=0}^{2i_7+2\mu_2-1} \frac{1}{i_8!} \left(\frac{2\mu_2 h}{\bar{\gamma}_2} \gamma_{th} \right)^{i_8} \right] \left[1 - e^{-\frac{\mu_1(1+k_1)}{\bar{\gamma}_1} \gamma_{th}^{-\mu_1 k_1}} \sum_{i_3=0}^{+\infty} \left(\frac{1+k_1}{\bar{\gamma}_1} \right)^{i_3+\mu_1} \frac{\mu_1^{2i_3+\mu_1}}{i_3!} \cdot \right.$$

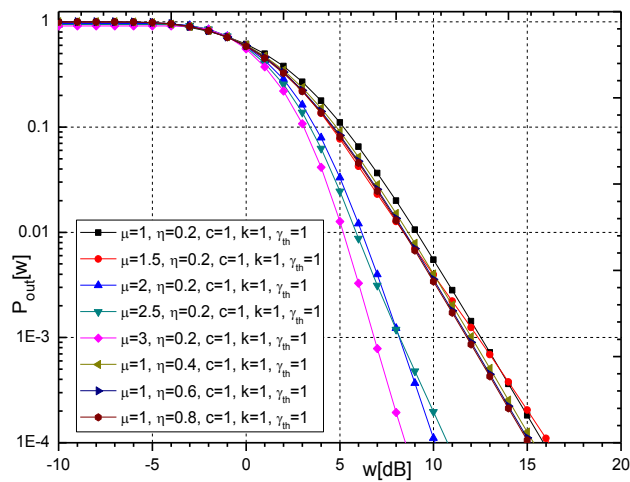
$$\cdot \frac{k_1^{i_3}}{\Gamma(i_3 + \mu_1)} \left(\Gamma(i_3 + \mu_1) \sum_{i_4=0}^{i_3+\mu_1-1} \left(\frac{\bar{\gamma}_1}{\mu_1(1+k_1)} \right)^{i_3-i_4+\mu_1} \frac{\gamma_{th}^{i_4}}{i_4!} - \frac{1}{e^{\mu_1 k_1}} \sum_{i_1=0}^{+\infty} \frac{(\mu_1 k_1)^{i_1}}{i_1!} \left(\Gamma(i_3 + \mu_1) \sum_{i_4=0}^{i_3+\mu_1-1} \right. \right.$$

$$\frac{\gamma_{th}^{i_4}}{i_4!} \left(\frac{\bar{\gamma}_1}{\mu_1(1+k_1)} \right)^{i_3-i_4+\mu_1} - 2e^{-\frac{\mu_1(1+k_1)}{\bar{\gamma}_1} \gamma_{th}} \sum_{i_2=0}^{i_1+\mu_1-1} \sum_{i_5=0}^{i_3+\mu_1-1} \sum_{i_6=0}^{i_2} \binom{i_3+\mu_1-1}{i_5} \binom{i_2}{i_6} \left(\frac{\mu_1(1+k_1)}{\bar{\gamma}_1} \right)^{i_2} \cdot \left. \frac{\gamma_{th}^{(i_2+2i_3+i_6-i_5+2\mu_1-1)/2} (\gamma_{th}+c)^{(i_2+i_5-i_6+1)/2}}{i_2!} K_{i_5+i_6-i_2+1} \left(\frac{2\mu_1(1+k_1)}{\bar{\gamma}_1} \sqrt{\gamma_{th}(\gamma_{th}+c)} \right) \right) \quad (3.1)$$

Verovatnoća otkaza sistema na prijemu, odnosno CDF trenutnog odnosa SNR, data izrazom (3.1), grafički je prikazana na slikama 3.2 i 3.3.



Slika 3.2 Verovatnoća otkaza sistema iz izraza (3.1), pri promeni parametara k i γ_{th}



Slika 3.3 Verovatnoća otkaza sistema iz izraza (3.1), pri promeni parametara μ i η

Na slici 3.2, prikazana je verovatnoća otkaza sistema, pri porastu parametara k i γ_{th} . Ako se povećava parametar k , P_{out} na prijemu teži manjem padu i sistem postaje stabilniji.

Povećanjem parametra γ_{th} , P_{out} raste i sistem postaje nestabilniji. Na osnovu uzetih vrednosti parametara $c=k=\gamma_{th}=2$, pri iznosu $w=5$ dB, P_{out} iznosi 0.1200, 0.1014 i 0.3700.

Na slici 3.3, P_{out} pri većim vrednostima parametra μ opada, i sistem postaje stabilniji. Ako parametar η raste, P_{out} slabije opada i sistem postaje delimično stabilan. P_{out} , na osnovu vrednosti parametara $\mu=2$ i $\eta=0.6$, pri $w=5$ dB, iznosi 0.0330 i 0.0836.

Takođe su urađene i tabele 3.1 i 3.2 za konvergenciju izraza (3.1), u kojima je dat broj članova suma koje treba sabrati da bi se postigla željena tačnost izraza na petu decimalu.

Tabela 3.1 Broj članova suma za konvergenciju izraza (3.1), kada se menjaju parametri k i γ_{th}

	w=-10 dB	w=0 dB	w=10 dB
$k=1, \gamma_{th}=1, c=1, \mu=1, \eta=0.2$	13	6	7
$k=1.5, \gamma_{th}=1, c=1, \mu=1, \eta=0.2$	13	8	8
$k=2, \gamma_{th}=1, c=1, \mu=1, \eta=0.2$	13	9	9
$k=2.5, \gamma_{th}=1, c=1, \mu=1, \eta=0.2$	13	10	10
$k=3, \gamma_{th}=1, c=1, \mu=1, \eta=0.2$	13	12	11
$k=1, \gamma_{th}=1.5, c=1, \mu=1, \eta=0.2$	14	7	7
$k=1, \gamma_{th}=2, c=1, \mu=1, \eta=0.2$	14	7	7
$k=1, \gamma_{th}=2.5, c=1, \mu=1, \eta=0.2$	14	8	7
$k=1, \gamma_{th}=3, c=1, \mu=1, \eta=0.2$	14	8	7

Tabela 3.2 Broj članova suma za konvergenciju izraza (3.1), kada se menjaju parametri μ i η

	w= -10 dB	w=0 dB	w=10 dB
$\mu=1, \eta=0.2, c=1, k=1, \gamma_{th}=1$	13	6	7
$\mu=1.5, \eta=0.2, c=1, k=1, \gamma_{th}=1$	15	8	6
$\mu=2, \eta=0.2, c=1, k=1, \gamma_{th}=1$	17	10	6
$\mu=2.5, \eta=0.2, c=1, k=1, \gamma_{th}=1$	18	11	5
$\mu=3, \eta=0.2, c=1, k=1, \gamma_{th}=1$	19	12	6
$\mu=1, \eta=0.4, c=1, k=1, \gamma_{th}=1$	6	7	6
$\mu=1, \eta=0.6, c=1, k=1, \gamma_{th}=1$	5	6	6
$\mu=1, \eta=0.8, c=1, k=1, \gamma_{th}=1$	5	6	5

U tabeli 3.1, pri porastu vrednosti parametara k i γ_{th} , potreban broj članova niza koje treba sabrati, za iznos $w=-10$ dB iznosi 13 i 14. Pri porastu parametara k i γ_{th} , za $w=0$ dB potrebno je sabrati veći broj članova i niz sporije konvergira. Porastom parametara k , za $w=10$ dB broj članova opada, a za parametar γ_{th} , pri iznosu $w=10$ dB potrebno je 7 članova sabrati.

U tabeli 3.2, prikazan je broj članova niza, koje treba sabrati da bi se dobila tačnost izraza (3.1), zaokružena na petu decimalu, kada se menjaju parametri μ i η . Povećanjem parametra μ , za $w=-10$ dB i $w=0$ dB, potrebno je sabrati veći broj članova suma, i niz sporije konvergira. Pri porastu parametra μ , za $w=10$ dB, potreban je manji broj članova i niz brže konvergira. Promenom parametra η , takođe je potreban manji broj članova, i niz brže konvergira.

3.1.1.2 Srednja verovatnoća greške po bitu na izlazu SC prijemnika

Zamenom izraza (3.1) u izraz (1.10), pri čemu je $\gamma_{th}=t^2/\beta$, srednja verovatnoća greške po bitu na prijemu, odnosno na izlazu iz SC prijemnika, može se napisati u obliku:

$$P_e = \frac{\sqrt{2}}{\Gamma(\mu_2)} \sum_{i_7=0}^{+\infty} \frac{H^{2i_7} \Gamma(2i_7 + 2\mu_2)}{2^{2i_7+2\mu_2} h^{2i_7+\mu_2} \Gamma(i_7 + \mu_2 + 1/2) i_7!} \int_0^{+\infty} e^{-\frac{t^2}{2}} dt \left[1 - e^{-\frac{2\mu_2 h t^2}{\bar{\gamma}_2} \frac{2i_7+2\mu_2-1}{\beta} \sum_{i_8=0}^{+\infty} \frac{1}{i_8!} \left(\frac{2\mu_2 h t^2}{\bar{\gamma}_2} \frac{1}{\beta} \right)^{i_8}} \right] \cdot$$

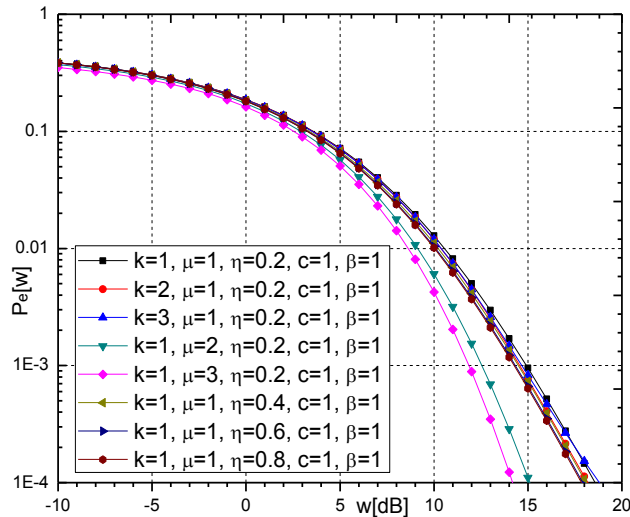
$$\left[1 - e^{-\frac{\mu_1(1+k_1)t^2}{\bar{\gamma}_1} \frac{1}{\beta} - \mu_1 k_1} \sum_{i_3=0}^{+\infty} \frac{\mu_1^{2i_3+\mu_1} k_1^{i_3}}{\Gamma(i_3 + \mu_1) i_3!} \left(\frac{1+k_1}{\bar{\gamma}_1} \right)^{i_3+\mu_1} \left(\sum_{i_4=0}^{i_3+\mu_1-1} \frac{\Gamma(i_3 + \mu_1)}{i_4!} \left(\frac{\bar{\gamma}_1}{\mu_1(1+k_1)} \right)^{i_3-i_4+\mu_1} \left(\frac{t^2}{\beta} \right)^{i_4} - \frac{1}{e^{\mu_1 k_1}} \right. \right.$$

$$\left. \sum_{i_1=0}^{+\infty} \frac{(\mu_1 k_1)^{i_1}}{i_1!} \left(\sum_{i_4=0}^{i_3+\mu_1-1} \frac{\Gamma(i_3 + \mu_1)}{i_4!} \left(\frac{\bar{\gamma}_1}{\mu_1(1+k_1)} \right)^{i_3-i_4+\mu_1} \left(\frac{t^2}{\beta} \right)^{i_4} - 2e^{-\frac{\mu_1(1+k_1)t^2}{\bar{\gamma}_1} \frac{1}{\beta} \sum_{i_2=0}^{i_1+\mu_1-1} \sum_{i_5=0}^{i_2+\mu_1-1} \sum_{i_6=0}^{i_5} \frac{1}{i_2!} \binom{i_3 + \mu_1 - 1}{i_5} \right. \right.$$

$$\left. \left. \cdot \binom{i_2}{i_6} \left(\frac{\mu_1(1+k_1)}{\bar{\gamma}_1} \right)^{i_2} \left(\frac{t^2}{\beta} + c \right)^{\frac{i_2+i_5-i_6+1}{2}} \left(\frac{t^2}{\beta} \right)^{\frac{i_2+2i_3+i_6-i_5+2\mu_1-1}{2}} K_{i_5+i_6-i_2+1} \left(\frac{2\mu_1(1+k_1)}{\bar{\gamma}_1} \sqrt{\frac{t^2}{\beta} \left(\frac{t^2}{\beta} + c \right)} \right) \right] \right] \cdot (3.2)$$

3.1.1.2.1 Performanse sistema za slučaj primene QPSK modulacije

Za QPSK modulaciju, na slici 3.4 dat je grafik za srednju verovatnoću greške po bitu, iz izraza (3.2), u zavisnosti od srednje vrednosti SNR, pri promeni parametara μ , k i η .



Slika 3.4 Srednja verovatnoća greške po bitu iz izraza (3.2), kada se menjaju parametri k , μ i η , za $\beta=1$

Povećanjem parametara μ i k (slika 3.4), P_e na prijemu opada i sistem postaje stabilniji. Ako se parametar η povećava, P_e je u manjem padu, i sistem postaje stabilniji. Za vrednosti parametara $k=\mu=2$ i $\eta=0.6$, pri iznosu $w=5$ dB, P_e ima vrednosti 0.0706, 0.0571 i 0.0655.

Tabela 3.3 prikazuje potreban broj članova niza za postizanje tačnosti izraza (3.2) na petu decimalu, pri promeni parametara sistema k , μ i η .

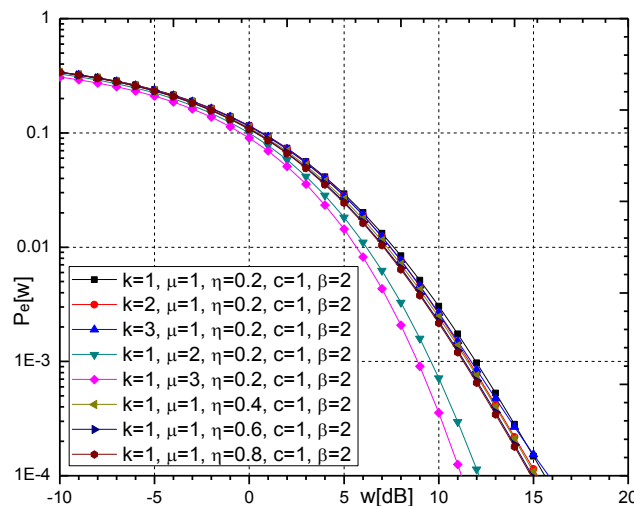
Tabela 3.3 Broj članova suma za konvergenciju izraza (3.2), kada se menjaju parametri k , μ i η , pri $\beta=1$

	w= -10 dB	w=0 dB	w=10 dB
$k=1, \mu=1, \eta=0.2, c=1, \beta=1$	11	9	6
$k=2, \mu=1, \eta=0.2, c=1, \beta=1$	12	9	8
$k=3, \mu=1, \eta=0.2, c=1, \beta=1$	12	10	11
$k=1, \mu=2, \eta=0.2, c=1, \beta=1$	15	11	7
$k=1, \mu=3, \eta=0.2, c=1, \beta=1$	17	15	9
$k=1, \mu=1, \eta=0.4, c=1, \beta=1$	11	9	7
$k=1, \mu=1, \eta=0.6, c=1, \beta=1$	12	9	8
$k=1, \mu=1, \eta=0.8, c=1, \beta=1$	11	9	10

Pri porastu parametara μ i k , potreban je veći broj članova za postizanje tačnosti izraza (3.2) na petu decimalu, i niz sporije konvergira. Pri porastu parametra η , za $w=-10$ dB i $w=10$ dB, potreban je veći broj članova i niz sporije konvergira, a za iznos $w=0$ dB postiže se konvergencija izraza, kada se broj članova u izrazu ograniči na 9.

3.1.1.2.2 Performanse sistema za slučaj primene BPSK modulacije

Kod BPSK modulacije, na slici 3.5 je prikazana P_e iz izraza (3.2), u zavisnosti od SNR, pri promeni parametara sistema μ , k i η .



Slika 3.5 Srednja verovatnoća greške po bitu iz izraza (3.2), kada se menjaju parametri k , μ i η , za $\beta=2$

Na slici 3.5 se vidi da srednja verovatnoću greške po bitu opada usled povećanja parametara μ i k , performanse sistema su bolje i sistem postaje stabilniji. Povećanjem

parametra η , P_e je u manjem padu i performanse sistema su neznatno bolje. Pri iznosu $w=5$ dB, za vrednosti parametara $k=\mu=2$ i $\eta=0.6$, P_e ima vrednosti: 0.0282, 0.0182 i 0.0249.

Tabela 3.4 prikazuje potreban broj članova niza u izrazu (3.2), koje je potrebno sabrati, kako bi se postigla tačnost izraza na petu decimalu, pri promeni parametara k , μ i η .

Tabela 3.4 Broj članova suma za konvergenciju izraza (3.2), kada se menjaju parametri k , μ i η , pri $\beta=2$

	w= -10 dB	w=0 dB	w=10 dB
k=1, $\mu=1$, $\eta=0.2$, c=1, $\beta=2$	12	7	5
k=2, $\mu=1$, $\eta=0.2$, c=1, $\beta=2$	11	7	8
k=3, $\mu=1$, $\eta=0.2$, c=1, $\beta=2$	11	8	9
k=1, $\mu=2$, $\eta=0.2$, c=1, $\beta=2$	14	10	6
k=1, $\mu=3$, $\eta=0.2$, c=1, $\beta=2$	16	12	7
k=1, $\mu=1$, $\eta=0.4$, c=1, $\beta=2$	7	5	6
k=1, $\mu=1$, $\eta=0.6$, c=1, $\beta=2$	7	5	5
k=1, $\mu=1$, $\eta=0.8$, c=1, $\beta=2$	6	5	6

Pri promeni parametara μ i k , potreban je veći broj članova u izrazu i niz sporije konvergira. Na primer, pri porastu parametra μ sa $\mu=1$ na $\mu=2$, za iznos $w=0$ dB, broj članova suma u izrazu poraste sa $7^3=343$ na $10^3=1000$, i niz sporije konvergira. Porastom parametra η , potreban broj članova niza za postizanje konvergencije izraza opada, i niz brže konvergira.

3.1.2 Performanse sistema za slučaj primene SC diverziti prijemnika dobijene tehnikom DF

U ovom potpoglavlju razmatra se prenos signala tehnikom DF kada na prijemnoj strani imamo SC diverziti kombiner koji kombinuje dva signala, kao na slici 3.1. Prvi signal, sa $k_1-\mu_1$ raspodelom, snage γ_1 , dolazi linkom R-D na prvi ulaz SC kombinera, a drugi signal, sa $\eta-\mu_2$ raspodelom, snage γ_2 , dolazi linkom S-D na drugi ulaz SC kombinera. Kod ove tehnike prenosa, u disertaciji su odrađeni i grafički prikazani: verovatnoća otkaza sistema i srednja verovatnoća greške po bitu za QPSK i BPSK modulacije. Takođe su urađene i tabele za konvergenciju izraza za P_{out} i P_e u kojima je prikazan neophodan broj članova reda koje treba sumirati da bi se dobila tačnost izraza, zaokružena na petu decimalu.

3.1.2.1 Verovatnoća otkaza sistema na izlazu SC prijemnika

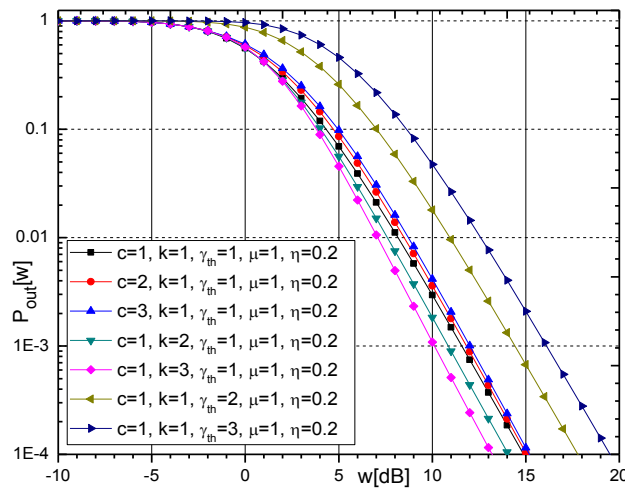
Primenom izraza (2.40), za CDF signala sa $k_1-\mu_1$ raspodelom koji dolazi na prvi ulaz SC kombinera, i izraza (2.56) za CDF signala sa $\eta-\mu_2$ raspodelom, koji dolazi na drugi ulaz kombinera, u izraz (1.24), možemo napisati verovatnoću otkaza sistema na izlazu iz SC kombinera na prijemnoj strani u sledećem obliku [106]:

$$P_{out} = F_{\gamma_{reg}}(\gamma_{th}) = F_1(\gamma_{th_1} | k_1 \mu_1) F_2(\gamma_{th_2} | \eta, \mu_2) = \frac{\sqrt{\pi}}{e^{2\mu_1 k_1} \Gamma(\mu_2)} \sum_{i_1=0}^{+\infty} \sum_{i_3=0}^{+\infty} \sum_{i_5=0}^{+\infty} \frac{\mu_1^{i_1+2i_3+\mu_1} k_1^{i_1+i_3} H^{2i_5}}{2^{2i_5+2\mu_2-1} h^{2i_5+\mu_2} \Gamma(i_3+\mu_1) i_1! i_3!} \cdot$$

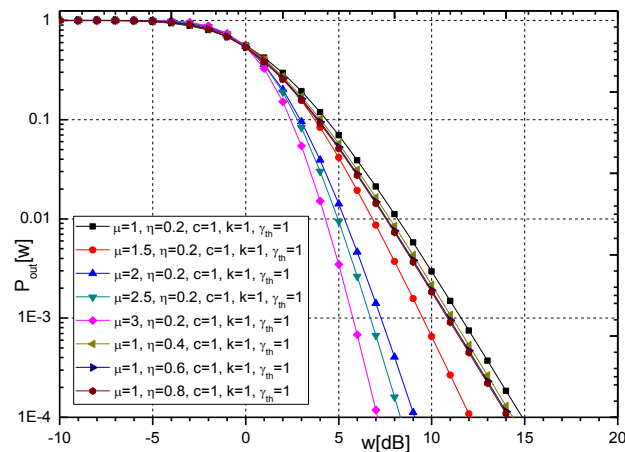
$$\frac{\Gamma(2i_5+2\mu_2) \left(\frac{(1+k_1)}{\bar{\gamma}_1} \right)^{i_3+\mu_1}}{i_5! \Gamma(i_5+\mu_2+1/2)} \left[\left(\frac{\bar{\gamma}_1}{\mu_1(1+k_1)} \right)^{i_3+\mu_1} \Gamma(i_3+\mu_1) - 2 \sum_{i_2=0}^{i_1+\mu_1-1} \sum_{i_4=0}^{i_2} \binom{i_2}{i_4} c^{\frac{i_2+i_3-i_4+\mu_1}{2}} \frac{(\mu_1(1+k_1))^{i_2}}{i_2!} \right] \cdot$$

$$\gamma_{th}^{\frac{i_2+i_3+i_4+\mu_1}{2}} e^{-\frac{\mu_1(1+k_1)}{\bar{\gamma}_1} \gamma_{th}} K_{i_3+i_4-i_2+\mu_1} \left(\frac{2\mu_1(1+k_1)\sqrt{c}}{\bar{\gamma}_1} \sqrt{\gamma_{th}} \right) \left[1 - e^{-\frac{2\mu_2 h}{\bar{\gamma}_2} \gamma_{th}} \sum_{i_6=0}^{2i_5+2\mu_2-1} \frac{1}{i_6!} \left(\frac{2\mu_2 h}{\bar{\gamma}_2} \gamma_{th} \right)^{i_6} \right]. \quad (3.3)$$

P_{out} na prijemnoj strani sistema, iz izraza (3.3), grafički je prikazana na slikama 3.6 i 3.7.



Slika 3.6 Verovatnoća otkaza sistema iz izraza (3.3), kada se menjaju parametri c i k



Slika 3.7 Verovatnoća otkaza sistema iz izraza (3.3), kada se menjaju parametri μ i η

Na slici 3.6 je prikazan grafik za P_{out} sistema, iz izraza (3.3), na izlazu iz SC prijemnika, pri promeni parametara c , k i γ_{th} . Povećanjem parametra c , P_{out} na prijemu se povećava i

sistem postaje nestabilniji. Za veće vrednosti parametra γ_{th} , P_{out} raste i sistem ima lošije performanse. Povećanjem parametra k , P_{out} je manja i sistem je stabilniji. Za vrednosti parametara $c=k=\gamma_{th}=2$, pri iznosu $w=5$ dB, P_{out} iznosi 0.0859, 0.0562 i 0.2590.

Na slici 3.7, prikazana je P_{out} sistema iz izraza (3.3), usled porasta parametara μ i η . Na prijemu, P_{out} opada kada se povećava parametar μ , i sistem postaje stabilniji. Povećanjem parametra η , P_{out} na prijemu je u manjem padu i performanse sistema su neznatno bolje. P_{out} za vrednosti parametara $\mu=2$ i $\eta=0.6$, pri iznosu $w=5$ dB, iznosi 0.0141323 i 0.052782.

Takođe su prikazane i tabele 3.5 i 3.6, u kojima je prikazan broj članova niza koje treba sumirati da bi se postigla tačnost izraza (3.3) na petoj decimali.

Tabela 3.5 Broj članova suma za konvergenciju izraza (3.3), kada se menjaju parametri c i k

	w= -10dB	w=0 dB	w=10 dB
c=1, k=1, $\gamma_{th}=1$, $\mu=1$, $\eta=0.2$	13	7	5
c=2, k=1, $\gamma_{th}=1$, $\mu=1$, $\eta=0.2$	13	8	5
c=3, k=1, $\gamma_{th}=1$, $\mu=1$, $\eta=0.2$	13	7	5
c=1, k=2, $\gamma_{th}=1$, $\mu=1$, $\eta=0.2$	13	11	7
c=1, k=3, $\gamma_{th}=1$, $\mu=1$, $\eta=0.2$	15	13	8
c=1, k=1, $\gamma_{th}=2$, $\mu=1$, $\eta=0.2$	14	8	5
c=1, k=1, $\gamma_{th}=3$, $\mu=1$, $\eta=0.2$	14	9	6

Tabela 3.6 Broj članova suma za konvergenciju izraza (3.3), kada se menjaju parametri μ i η

	w=-10dB	w=0 dB	w=10 dB
$\mu=1$, $\eta=0.2$, c=1, k=1, $\gamma_{th}=1$	13	7	5
$\mu=1.5$, $\eta=0.2$, c=1, k=1, $\gamma_{th}=1$	15	10	5
$\mu=2$, $\eta=0.2$, c=1, k=1, $\gamma_{th}=1$	17	10	5
$\mu=2.5$, $\eta=0.2$, c=1, k=1, $\gamma_{th}=1$	18	12	5
$\mu=3$, $\eta=0.2$, c=1, k=1, $\gamma_{th}=1$	19	12	5
$\mu=1$, $\eta=0.4$, c=1, k=1, $\gamma_{th}=1$	8	7	5
$\mu=1$, $\eta=0.6$, c=1, k=1, $\gamma_{th}=1$	8	7	5
$\mu=1$, $\eta=0.8$, c=1, k=1, $\gamma_{th}=1$	9	7	5

U tabeli 3.5 je dat broj članova, pri promeni parametara c , k i γ_{th} . Pri porastu parametra c , za $w=-10$ dB i $w=10$ dB, postiže se konvergencija izraza, kada se broj članova u izrazu ograniči na 13 i 5, dok je za $w=0$ dB potreban je veći broj članova i niz sporije konvergira. Pri promeni parametara k i γ_{th} , potrebno je sabrati veći broj članova i niz sporije konvergira.

U tabeli 3.6 je prikazan broj članova niza, pri promeni parametara μ i η . Pri promeni parametra μ , za $w=-10$ dB i $w=0$ dB, potreban je veći broj članova u izrazu i niz sporije konvergira. Pri promeni parametara μ i η , za $w=10$ dB postiže se konvergencija izraza, i broj članova u izrazu je 5. Porastom parametra η za $w=-10$ dB, potreban je manji broj članova, dok za $w=0$ postiže se konvergencija izraza, kada se broj članova suma u izrazu ograniči na 7.

3.1.2.2 Srednja verovatnoća greške po bitu na izlazu SC prijemnika

Primenom izraza (3.3) za verovatnoću otkaza sistema, u izraz (1.10), pri čemu je $\gamma_{th}=t^2/\beta$, srednja verovatnoća greške po bitu na prijemu može se napisati u obliku:

$$\begin{aligned}
 P_e = & \frac{\sqrt{2}}{e^{2\mu_1 k_1} \Gamma(\mu_2)} \sum_{i_1=0}^{+\infty} \sum_{i_3=0}^{+\infty} \sum_{i_5=0}^{+\infty} \frac{\mu_1^{i_1+2i_3+\mu_1} H^{2i_5} k_1^{i_1+i_3} \Gamma(2i_5+2\mu_2) \left((1+k_1) / \bar{\gamma}_1 \right)^{i_3+\mu_1}}{2^{2i_5+2\mu_2} h^{2i_5+\mu_2} \Gamma(i_3+\mu_1) \Gamma(i_5+\mu_2+1/2) i_1! i_3! i_5!} \left[\left(\frac{\bar{\gamma}_1}{\mu_1(1+k_1)} \right)^{i_3+\mu_1} \right. \\
 & \cdot \Gamma(i_3+\mu_1) \left(\int_0^{+\infty} e^{-\frac{t^2}{\beta}} dt - \sum_{i_6=0}^{2i_5+2\mu_2-1} \frac{1}{i_6!} \left(\frac{2\mu_2 h}{\bar{\gamma}_2} \right)^{i_6} \int_0^{+\infty} \left(\frac{t^2}{\beta} \right)^{i_6} e^{-\frac{2\mu_2 h t^2}{\bar{\gamma}_2 \beta}} e^{-\frac{t^2}{\beta}} dt \right) - 2 \sum_{i_2=0}^{i_1+\mu_1-1} \sum_{i_4=0}^{i_2} \left(\frac{\mu_1(1+k_1)}{\bar{\gamma}_1} \right)^{i_2} \\
 & \cdot \left(\frac{i_2}{i_4} \right) c^{\frac{i_2+i_3-i_4+\mu_1}{2}} \left(\int_0^{+\infty} \left(\frac{t^2}{\beta} \right)^{\frac{i_2+i_3+i_4+\mu_1}{2}} e^{-\frac{\mu_1(1+k_1)t^2}{\bar{\gamma}_1 \beta}} e^{-\frac{t^2}{\beta}} K_{i_3+i_4-i_2+\mu_1} \left(\frac{2\mu_1(1+k_1)\sqrt{c}}{\bar{\gamma}_1} \sqrt{\frac{t^2}{\beta}} \right) dt - \sum_{i_6=0}^{2i_5+2\mu_2-1} \frac{1}{i_6!} \right. \\
 & \left. \left. \left(\frac{2\mu_2 h}{\bar{\gamma}_2} \right)^{i_6} \int_0^{+\infty} \left(\frac{t^2}{\beta} \right)^{\frac{i_2+i_3+i_4+2i_6+\mu_1}{2}} e^{-\frac{\mu_1(1+k_1)\bar{\gamma}_2+2\mu_2 h \bar{\gamma}_1}{\bar{\gamma}_1 \bar{\gamma}_2} \frac{t^2}{\beta}} e^{-\frac{t^2}{\beta}} K_{i_3+i_4-i_2+\mu_1} \left(\frac{2\mu_1(1+k_1)\sqrt{c}}{\bar{\gamma}_1} \sqrt{\frac{t^2}{\beta}} \right) dt \right) \right]. \quad (3.4)
 \end{aligned}$$

U izrazu (3.4) postoje integrali J_1 , J_2 , J_3 i J_4 . Integral J_1 ima isti oblik kao u izrazu (2.26), a integral J_2 je sličan kao u izrazu (2.66), i ima sledeći oblik i rešenje:

$$J_2 = \int_0^{+\infty} \left(\frac{t^2}{\beta} \right)^{i_6} e^{-\frac{2\mu_2 h t^2}{\bar{\gamma}_2 \beta}} e^{-\frac{t^2}{\beta}} dt = \frac{\sqrt{\beta}}{2} \left(\frac{2\bar{\gamma}_2}{4\mu_2 h + \beta \bar{\gamma}_2} \right)^{i_6+1/2} \Gamma(i_6+1/2). \quad (3.5)$$

Postupak rešavanja integrala J_3 je sličan kao postupak rešavanja integrala J_2 u izrazu (2.42), tako da krajnji oblik pomenutog integrala možemo napisati u sledećoj formi:

$$\begin{aligned}
 J_3 = & \int_0^{+\infty} \left(\frac{t^2}{\beta} \right)^{\frac{i_2+i_3+i_4+\mu_1}{2}} K_{i_3+i_4-i_2+\mu_1} \left(\frac{2\mu_1(1+k_1)\sqrt{c}}{\bar{\gamma}_1} \sqrt{\frac{t^2}{\beta}} \right) e^{-\frac{t^2}{\beta}} e^{-\frac{\mu_1(1+k_1)t^2}{\bar{\gamma}_1 \beta}} dt = \Gamma(i_2+1/2) \cdot \\
 & \cdot \sqrt{\beta} 2^{\frac{i_2+i_3+i_4+\mu_1-4}{2}} \sum_{i_7=0}^{+\infty} \frac{\bar{\gamma}_1^{i_2-i_7+1/2} \left(\mu_1(1+k_1)\sqrt{c} \right)^{i_3+i_4+2i_7-i_2+\mu_1} \Gamma(i_3+i_4+i_7+\mu_1+1/2)}{(i_3+i_4-i_2+\mu_1+1)_{i_7} (2\mu_1(1+k_1)+\beta\bar{\gamma}_1)^{i_3+i_4+i_7+\mu_1+1/2} i_7!}. \quad (3.6)
 \end{aligned}$$

Primenom smene $t^2/\beta=s^2$ i obrasca (2.43), integral J_4 dobija sledeću formu:

$$\begin{aligned}
 J_4 = & \int_0^{+\infty} \left(\frac{t^2}{\beta} \right)^{\frac{i_2+i_3+i_4+2i_6+\mu_1}{2}} e^{-\frac{\mu_1(1+k_1)\bar{\gamma}_2+2\mu_2 h \bar{\gamma}_1}{\bar{\gamma}_1 \bar{\gamma}_2} \frac{t^2}{\beta}} e^{-\frac{t^2}{\beta}} K_{i_3+i_4-i_2+\mu_1} \left(\frac{2\mu_1(1+k_1)\sqrt{c}}{\bar{\gamma}_1} \sqrt{\frac{t^2}{\beta}} \right) dt = \sqrt{\beta} \cdot \\
 & \cdot \frac{2^{\frac{i_2+i_3+i_4+2i_6+\mu_1-4}{2}} \bar{\gamma}_1^{\frac{i_2+i_3+i_4+2i_6+\mu_1+2}{2}} \bar{\gamma}_2^{\frac{i_2+i_3+i_4+2i_6+\mu_1}{2}} \Gamma(i_3+i_4+i_6+\mu_1+1/2) \Gamma(i_2+i_6+1/2)}{\mu_1(1+k_1)\sqrt{c} \left(2(\mu_1(1+k_1)\bar{\gamma}_2+2\mu_2 h \bar{\gamma}_1) + \beta \bar{\gamma}_1 \bar{\gamma}_2 \right)^{\frac{i_2+i_3+i_4+2i_6+\mu_1}{2}}} \\
 & \cdot e^{-\frac{\mu_1^2(1+k_1)^2 c \bar{\gamma}_2}{\bar{\gamma}_1 (2(\mu_1(1+k_1)\bar{\gamma}_2+2\mu_2 h \bar{\gamma}_1) + \beta \bar{\gamma}_1 \bar{\gamma}_2)}} W_{\frac{i_2+i_3+i_4+2i_6+\mu_1}{2}, \frac{i_3+i_4-i_2+\mu_1}{2}} \left(\frac{2\mu_1^2(1+k_1)^2 c \bar{\gamma}_2}{\bar{\gamma}_1 (2(\mu_1(1+k_1)\bar{\gamma}_2+2\mu_2 h \bar{\gamma}_1) + \beta \bar{\gamma}_1 \bar{\gamma}_2)} \right). \quad (3.7)
 \end{aligned}$$

Primenom izraza (2.45) i (2.46), Witakerovu funkciju $W_{k,m}(z)$ iz izraza (3.7) možemo predstaviti u sledećem obliku:

$$W_{\frac{i_2+i_3+i_4+2i_6+\mu_1}{2}, \frac{i_3+i_4-i_2+\mu_1}{2}} \left(\frac{2\mu_1^2(1+k_1)^2 c\bar{\gamma}_2}{\bar{\gamma}_1(2(\mu_1(1+k_1)\bar{\gamma}_2+2\mu_2 h\bar{\gamma}_1)+\beta\bar{\gamma}_1\bar{\gamma}_2)} \right) = \frac{e^{-\frac{\mu_1^2(1+k_1)^2 c\bar{\gamma}_2}{\bar{\gamma}_1(2(\mu_1(1+k_1)\bar{\gamma}_2+2\mu_2 h\bar{\gamma}_1)+\beta\bar{\gamma}_1\bar{\gamma}_2)}}}{\Gamma(i_3+i_4+i_6+\mu_1+1/2)} \cdot \sum_{i_8=0}^{+\infty} \frac{\Gamma(i_3+i_4+i_6+i_8+\mu_1+1/2)}{(i_3+i_4-i_2+\mu_1+1)_{i_8} i_8!} \left(\frac{2\mu_1^2(1+k_1)^2 c\bar{\gamma}_2}{\bar{\gamma}_1(2(\mu_1(1+k_1)\bar{\gamma}_2+2\mu_2 h\bar{\gamma}_1)+\beta\bar{\gamma}_1\bar{\gamma}_2)} \right)^{(i_3+i_4+2i_8-i_2+\mu_1+1)/2} \quad (3.8)$$

Zamenom izraza (3.8) u izraz (3.7), i koristeći izraz (2.48) za Pochamerovu funkciju, posle sređivanja integral J_4 možemo napisati u sledećem obliku:

$$J_4 = \sqrt{\beta}\Gamma(i_2+i_6+1/2) \sum_{i_8=0}^{+\infty} \frac{(\mu_1(1+k_1)\sqrt{c})^{i_3+i_4+2i_8-i_2+\mu_1} \bar{\gamma}_1^{i_2+i_6-i_8+1/2}}{4(i_3+i_4-i_2+\mu_1+1)_{i_8} i_8!} \cdot \Gamma(i_3+i_4+i_6+i_8+\mu_1+1/2) \left(\frac{2\bar{\gamma}_2}{2(\mu_1(1+k_1)\bar{\gamma}_2+2\mu_2 h\bar{\gamma}_1)+\beta\bar{\gamma}_1\bar{\gamma}_2} \right)^{i_3+i_4+i_6+i_8+\mu_1+1/2} \quad (3.9)$$

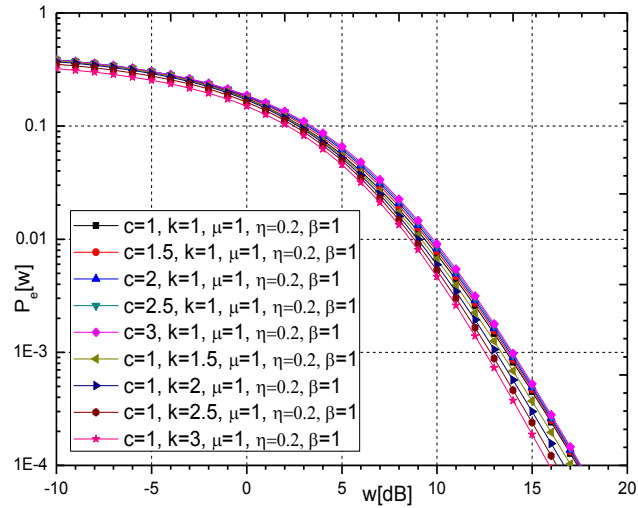
Zamenom izraza (2.26), (3.5), (3.6) i (3.9), u izraz (3.4), dobijamo da je srednja verovatnoća greške po bitu na prijemnoj strani, na izlazu iz SC kombinera:

$$P_e = \frac{1}{e^{2\mu_1 k_1} \Gamma(\mu_2)} \sum_{i_1=0}^{+\infty} \sum_{i_3=0}^{+\infty} \sum_{i_5=0}^{+\infty} \frac{\mu_1^{i_1+2i_3+\mu_1} H^{2i_5} k_1^{i_1+i_3} \Gamma(2i_5+2\mu_2) ((1+k_1)/\bar{\gamma}_1)^{i_3+\mu_1}}{2^{2i_5+2\mu_2} h^{2i_5+\mu_2} \Gamma(i_3+\mu_1) \Gamma(i_5+\mu_2+1/2) i_1! i_3! i_5!} \cdot \left[\left(\frac{\bar{\gamma}_1}{\mu_1(1+k_1)} \right)^{i_3+\mu_1} \Gamma(i_3+\mu_1) \left(\sqrt{\pi} - \sqrt{\beta\bar{\gamma}_2} \sum_{i_6=0}^{2i_5+2\mu_2-1} \frac{2^{2i_6} (\mu_2 h)^{i_6} \Gamma(i_6+1/2)}{(4\mu_2 h + \beta\bar{\gamma}_2)^{i_6+1/2} i_6!} \right) - \sqrt{\beta\bar{\gamma}_1} \sum_{i_2=0}^{i_1+\mu_1-1} \sum_{i_4=0}^{i_2} \frac{(\sqrt{2}\mu_1(1+k_1))^{i_3+i_4+\mu_1} c^{i_3+\mu_1}}{i_2!} \left(\sum_{i_7=0}^{+\infty} \binom{i_2}{i_4} \left(\frac{c}{\bar{\gamma}_1} \right)^{i_7} \frac{2^{(i_2-1)/2} (\mu_1(1+k_1))^{2i_7}}{(i_3+i_4-i_2+\mu_1+1)_{i_7}} \cdot \frac{\Gamma(i_2+1/2)\Gamma(i_3+i_4+i_7+\mu_1+1/2)}{(2\mu_1(1+k_1)+\beta\bar{\gamma}_1)^{i_3+i_4+i_7+\mu_1+1/2} i_7!} - \sum_{i_6=0}^{2i_5+2\mu_2-1} \sum_{i_8=0}^{+\infty} \binom{i_2}{i_4} \frac{2^{2i_6+i_8} (\mu_1(1+k_1))^{2i_8} c^{i_8}}{(i_3+i_4-i_2+\mu_1+1)_{i_8}} \cdot \frac{(\mu_2 h)^{i_6} \bar{\gamma}_1^{i_6-i_8} \bar{\gamma}_2^{i_3+i_4+i_8+\mu_1+1/2} \Gamma(i_2+i_6+1/2)\Gamma(i_3+i_4+i_6+i_8+\mu_1+1/2)}{(2(\mu_1(1+k_1)\bar{\gamma}_2+2\mu_2 h\bar{\gamma}_1)+\beta\bar{\gamma}_1\bar{\gamma}_2)^{i_3+i_4+i_6+i_8+\mu_1+1/2} i_6! i_8!} \right) \right] \quad (3.10)$$

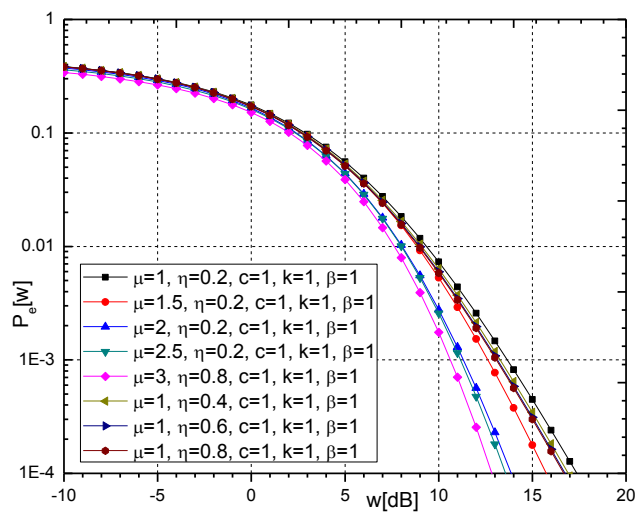
3.1.2.2.1 Performanse sistema za slučaj primene QPSK modulacije

Za QPSK modulaciju (parametar $\beta=1$), na slikama 3.8 i 3.9 su prikazani grafici iz izraza (3.10), za srednju verovatnoću greške po bitu, na prijemu, u zavisnosti od srednje vrednosti SNR. Povećanjem parametra c , P_e na slici 3.8 raste i performanse sistema postaju lošije.

Povećanjem parametra k , P_e na prijemu opada, performanse sistema su bolje i sistem postaje stabilniji. Za vrednosti parametara $c=k=2$, pri iznosu $w=5$ dB, P_e iznosi 0.0617 i 0.0521.



Slika 3.8 Srednja verovatnoća greške po bitu, iz izraza (3.10), kada se menjaju parametri c i k , za $\beta=1$



Slika 3.9 Srednja verovatnoća greške po bitu, iz izraza (3.10), kada se menjaju parametri μ i η , za $\beta=1$

Slika 3.9 prikazuje promene srednje verovatnoće greške po bitu, pri porastu parametara μ i η . Povećanjem parametra μ , P_e na prijemu opada i performanse sistema su bolje. Pri porastu parametra η , P_e neznatno opada i sistem postaje delimično stabilan. Na osnovu uzetih vrednosti parametara $\mu=2$ i $\eta=0.6$, pri iznosu $w=5$ dB, P_e iznosi 0.0439 i 0.0516.

Za slučaj QPSK modulacije, prikazane su i tabele 3.7 i 3.8, u kojima je prikazan broj članova suma, koje treba sumirati da bi se postigla tačnost izraza (3.10), na petoj decimali.

Tabela 3.7 Broj članova suma za konvergenciju izraza (3.11), kada se menjaju parametri c i k , pri $\beta=1$

	w=-10 dB	w=0 dB	w=10 dB
c=1, k=1, $\mu=1$, $\eta=0.2$, $\beta=1$	11	8	5
c=1.5, k=1, $\mu=1$, $\eta=0.2$, $\beta=1$	12	9	5
c=2, k=1, $\mu=1$, $\eta=0.2$, $\beta=1$	12	8	6
c=2.5, k=1, $\mu=1$, $\eta=0.2$, $\beta=1$	12	9	6
c=3, k=1, $\mu=1$, $\eta=0.2$, $\beta=1$	12	8	5
c=1, k=1.5, $\mu=1$, $\eta=0.2$, $\beta=1$	12	9	6
c=1, k=2, $\mu=1$, $\eta=0.2$, $\beta=1$	12	10	7
c=1, k=2.5, $\mu=1$, $\eta=0.2$, $\beta=1$	13	11	8
c=1, k=3, $\mu=1$, $\eta=0.2$, $\beta=1$	13	12	10

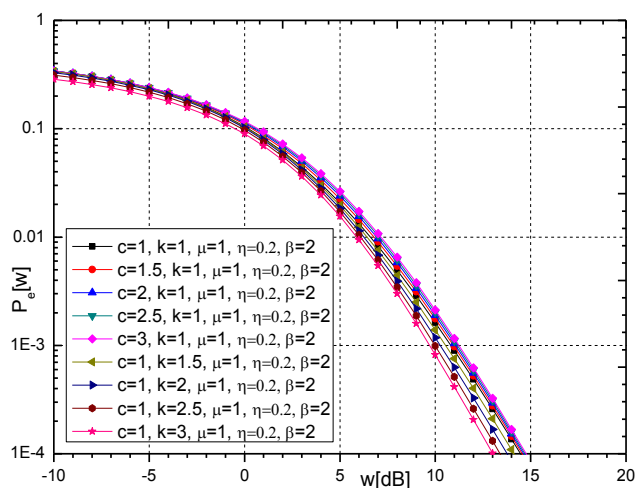
Tabela 3.8 Broj članova suma za konvergenciju izraza (3.10), kada se menjaju parametri μ i η , pri $\beta=1$

	w=-10 dB	w=0 dB	w=10 dB
$\mu=1$, $\eta=0.2$, c=1, k=1, $\beta=1$	11	8	5
$\mu=1.5$, $\eta=0.2$, c=1, k=1, $\beta=1$	14	11	7
$\mu=2$, $\eta=0.2$, c=1, k=1, $\beta=1$	15	12	7
$\mu=2.5$, $\eta=0.2$, c=1, k=1, $\beta=1$	16	13	8
$\mu=3$, $\eta=0.2$, c=1, k=1, $\beta=1$	18	14	8
$\mu=1$, $\eta=0.4$, c=1, k=1, $\beta=1$	8	8	5
$\mu=1$, $\eta=0.6$, c=1, k=1, $\beta=1$	7	7	5
$\mu=1$, $\eta=0.8$, c=1, k=1, $\beta=1$	7	7	5

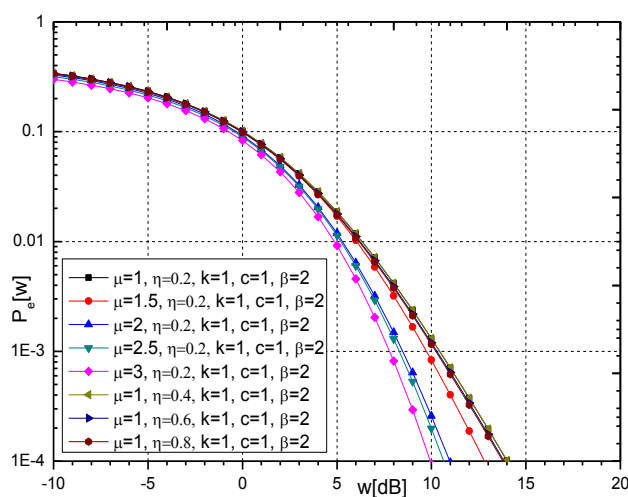
Tabela 3.7 prikazuje broj članova niza za konvergenciju izraza (3.10), pri promeni parametara c i k . Pri porastu parametara c i k , potreban je veći broj članova u izrazu i niz sporije konvergira. U tabeli 3.8 je prikazan broj članova niza za konvergenciju izraza, pri promeni parametara μ i η . Pri porastu parametra μ potreban je veći broj članova i niz sporije konvergira. Porastom parametra η , za $w=10$ dB, postiže se konvergencija izraza, kada je broj članova 5, dok je za $w=-10$ dB i $w=0$ dB, potreban manji broj članova i niz brže konvergira.

3.1.2.2.2 Performanse sistema za slučaj primene BPSK modulacije

Kod BPSK modulacije, na slikama 3.10 i 3.11 su prikazani grafici za srednju verovatnoću greške po bitu na prijemu iz izraza (3.10), u zavisnosti od srednje vrednosti SNR. Slika 3.10 daje grafički prikaz za P_e , usled promene parametara c i k . Pri povećanju parametra c , P_e raste i performanse sistema postaju lošije. Kada se parametar k povećava, P_e na prijemu opada i performanse sistema postaju bolje. Na osnovu izraza (3.10), za vrednosti parametara $c=k=2$, pri iznosu $w=5$ dB, srednju verovatnoću greške po bitu iznosi 0.0239 i 0.0183.



Slika 3.10 Srednja verovatnoća greške po bitu, iz izraza (3.10), kada se menjaju parametri c i k , za $\beta=2$



Slika 3.11 Srednja verovatnoća greške po bitu, iz izraza (3.10), kada se menjaju parametri μ i η , za $\beta=2$

Na slici 3.11 je prikazana grafička promena srednje verovatnoće greške po bitu, iz izraza (3.10), u zavisnosti od promene parametara μ i η . Povećanjem parametra μ , P_e na prijemu opada i performanse sistema su bolje. Povećanjem parametra η , P_e na prijemu neznatno opada i performanse sistema su delimično bolje. Na primer, za vrednosti parametara $\mu=2$ i $\eta=0.6$, pri iznosu $w=5$ dB, srednja verovatnoća greške po bitu iznosi 0.0118 i 0.0178.

Takođe, u nastavku su prikazane i tabele 3.9 i 3.10 za konvergenciju izraza (3.10), u kojima je dat potreban broj članova niza za postizanje tačnosti izraza, zaokružene na petu decimalu, u zavisnosti od promenljive w , pri promeni parametara sistema c , k , μ i η .

Tabela 3.9 Broj članova suma za konvergenciju izraza (3.11), kada se menjaju parametri c i k , pri $\beta=2$

	w=-10 dB	w=0 dB	w=10 dB
$c=1, k=1, \mu=1, \eta=0.2, \beta=2$	11	7	5
$c=1.5, k=1, \mu=1, \eta=0.2, \beta=2$	11	7	5
$c=2, k=1, \mu=1, \eta=0.2, \beta=2$	12	8	5
$c=2.5, k=1, \mu=1, \eta=0.2, \beta=2$	11	7	5
$c=3, k=1, \mu=1, \eta=0.2, \beta=2$	10	7	5
$c=1, k=1.5, \mu=1, \eta=0.2, \beta=2$	12	9	5
$c=1, k=2, \mu=1, \eta=0.2, \beta=2$	11	9	6
$c=1, k=2.5, \mu=1, \eta=0.2, \beta=2$	12	11	7
$c=1, k=3, \mu=1, \eta=0.2, \beta=2$	13	11	8

Tabela 3.10 Broj članova suma za konvergenciju izraza (3.10), kada se menjaju parametri μ i η , pri $\beta=2$

	w=-10 dB	w=0 dB	w=10 dB
$\mu=1, \eta=0.2, k=1, c=1, \beta=2$	11	7	5
$\mu=1.5, \eta=0.2, k=1, c=1, \beta=2$	12	9	5
$\mu=2, \eta=0.2, k=1, c=1, \beta=2$	14	11	5
$\mu=2.5, \eta=0.2, k=1, c=1, \beta=2$	16	12	5
$\mu=3, \eta=0.2, k=1, c=1, \beta=2$	18	12	6
$\mu=1, \eta=0.4, k=1, c=1, \beta=2$	8	7	5
$\mu=1, \eta=0.6, k=1, c=1, \beta=2$	7	7	5
$\mu=1, \eta=0.8, k=1, c=1, \beta=2$	7	7	5

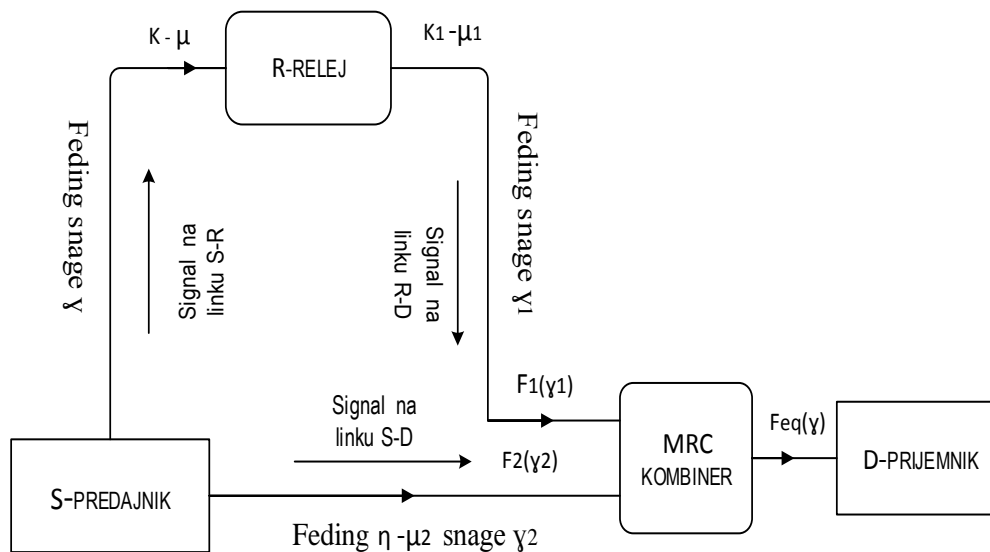
U tabeli 3.9 je prikazan broj članova suma, pri promeni parametara c i k . Pri porastu parametra c , za $w=-10$ dB i $w=0$ dB, potreban je veći broj članova u izrazu i niz sporije konvergira, a za $w=10$ dB postiže se konvergencija izraza, kada se broj članova ograniči na 5. Porastom parametra k , potreban je veći broj članova u izrazu i niz sporije konvergira.

Tabela 3.10 prikazuje broj članova niza, pri promeni parametara μ i η . Pri porastu parametra μ , potreban je veći broj članova i niz sporije konvergira. Pri porastu parametra η , za $w=0$ dB i $w=10$ dB, postiže se konvergencija izraza, kada se broj članova suma u izrazu ograniči na 7 i 5, a za $w=-10$ dB potrebno je manji broj članova i niz brže konvergira.

3.2 Aspekti primene unapređenih MRC diverziti prijelnika

Primenom diverziti tehnika na prijemu poboljšava se prijem i kvalitet korisnog signala pri uticaju raznih vrsta fedinga. U ovom poglavlju razmatrana je relejna tehnika prenosa signala pri uticaju k - μ i η - μ fedinga, uz korišćenje AF i DF tehnika, primenom MRC kombinera sa dva ulaza. Jedan od najboljih, ali i najkomplikovanijih načina pri praktičnoj realizaciji jeste upotreba MRC diverziti prijelnika. Na osnovu njegovog principa rada, dobijanjem statističkih veličina prvog i drugog reda, očigledno je da se dobijaju najbolje performanse bežičnog telekomunikacionog sistema pri prenosu korisnog signala [107, 108, 109, 110].

Model razmatranog sistema relejnog prenosa signala od predajnika do prijemnika primenom MRC kombinera je prikazan na slici 3.12.



Slika 3.12 Model relejnog prenosa signala primenom MRC diverziti prijemnika sa dva ulaza

Na prvom ulazu u MRC kombiner na prijemu dolazi signal pod uticajem $k_1-\mu_1$ fedinga snage γ_1 , preko releja linkom R-D, a signal pod uticajem $\eta-\mu_2$ fedinga snage γ_2 , dolazi linkom S-D na drugi ulaz kombinera. Na prijemnoj strani, za slučaj modela prikazanog na slici 3.12 matematički se mogu odrediti i grafički prikazati, statističke veličine prvog i drugog reda.

3.2.1 Performanse sistema za slučaj primene MRC diverziti prijemnika dobijene tehnikom AF

Model prenosa signala na osnovu kojeg se mogu odrediti performanse relejnog bežičnog telekomunikacionog sistema primenom MRC kombinera je prikazan na slici 3.12. Tehnikom AF, u ovom odeljku se razmatra prenos signala sa $k_1-\mu_1$ raspodelom, koji dolazi linkom S-R na prvi ulaz MRC kombinera, kao i signala sa $\eta-\mu_2$ raspodelom, koji dolazi linkom S-D na drugi ulaz terminala. Na izlazu MRC kombinera može se matematički odrediti P_{out} .

3.2.1.1 Verovatnoća otkaza sistema na izlazu MRC prijemnika

Posmatrajući izraz (1.31) za MRC kombiner sa ulaznim signalima r_1 i r_2 važi:

$$r^2 = r_1^2 + r_2^2, r_2 = \sqrt{r^2 - r_1^2} \quad (3.11)$$

Primenom izraza (1.33), možemo napisati izraz za PDF anvelope signala na izlazu iz MRC kombinera sa dva ulaza u sledećem obliku:

$$p_r(\gamma_{th_2}) = \int_0^{\sqrt{\gamma_{th}^2 - \gamma_{th_1}^2}} \frac{\gamma_{th}}{\sqrt{\gamma_{th}^2 - \gamma_{th_1}^2}} p_2(\sqrt{\gamma_{th}^2 - \gamma_{th_1}^2}) p_1(\gamma_{th_1}) d\gamma_{th_1} \quad (3.12)$$

PDF anvelope signala sa k_1 - μ_1 raspodelom, snage γ_1 , koji se prostire linkom R-D do ulaza u prvu granu MRC kombinera dobija se kao prvi izvod od CDF tog signala [19, eq. (6.30)]:

$$p_1(\gamma_{th_1}) = \frac{dF_1(\gamma_{th_1})}{d\gamma_{th_1}} = \frac{dP_{out_1}(\gamma_{th_1})}{d\gamma_{th_1}}. \quad (3.13)$$

Primenom obrasca za Beselovu funkciju drugog reda [46, eq. (10.39.6)]:

$$K_\nu(z) = (\pi)^{\frac{1}{2}} (2z)^\nu e^{-z} U\left(\nu + \frac{1}{2}, 2\nu + 1, 2z\right), \quad (3.14)$$

i izraza (2.46) za konfluentnu hipergeometrijsku funkciju prvog reda, kao i izraza za eksponencijalnu funkciju [23, eq (1.211)]:

$$e^x = \sum_{k=0}^{+\infty} \frac{x^k}{k!}, \quad (3.15)$$

u izraz (2.23), posle sređivanja možemo napisati CDF korisnog signala koji dolazi na prvi ulaz MRC kombinera na prijemu u sledećem obliku:

$$\begin{aligned} P_{out_1} = & 1 - \frac{1}{e^{\mu_1 k_1}} \sum_{i_3=0}^{+\infty} \frac{(\mu_1 k_1)^{i_3}}{i_3!} \left[\sum_{i_4=0}^{i_3+\mu_1-1} \sum_{i_{10}=0}^{+\infty} \frac{(-1)^{i_{10}} \mu_1^{i_4+i_{10}}}{i_4! i_{10}!} \left(\frac{1+k_1}{\bar{\gamma}_1} \gamma_{th_1} \right)^{i_4+i_{10}} - \frac{1}{e^{\mu_1 k_1}} \sum_{i_1=0}^{+\infty} \frac{(\mu_1 k_1)^{i_1}}{i_1!} \right. \\ & \cdot \left(\sum_{i_4=0}^{i_3+\mu_1-1} \sum_{i_{10}=0}^{+\infty} \frac{(-1)^{i_{10}} \mu_1^{i_4+i_{10}}}{i_4! i_{10}!} \left(\frac{1+k_1}{\bar{\gamma}_1} \gamma_{th_1} \right)^{i_4+i_{10}} - \sqrt{\pi} \sum_{i_2=0}^{i_3+\mu_1-1} \sum_{i_5=0}^{i_3+\mu_1-1} \sum_{i_6=0}^{i_2} \sum_{i_7=0}^{+\infty} \sum_{i_8=0}^{+\infty} \sum_{i_9=0}^{+\infty} \binom{i_3+\mu_1-1}{i_5} \right. \\ & \left. \left. \frac{(-1)^{i_8+i_9}}{\Gamma(i_3+\mu_1) i_2! i_7!} 2^{2i_5+2i_6+2i_7+i_8+i_9-2i_2+3} \mu_1^{i_3+i_5+i_6+i_7+i_8+i_9+\mu_1+1} (\gamma_{th_1} + c)^{\frac{2i_5+i_7+i_8+2}{2}} \gamma_{th_1}^{\frac{2i_3+2i_6+i_7+i_8+2i_9+2\mu_1}{2}} \right. \right. \\ & \left. \left. \cdot \binom{i_2}{i_6} \frac{(i_5+i_6-i_2+3/2)_{i_7}}{i_8! i_9! (2i_5+2i_6-2i_2+2+1)_{i_7}} \left(\frac{1+k_1}{\bar{\gamma}_1} \right)^{i_3+i_5+i_6+i_7+i_8+i_9+\mu_1+1} \right] \right]. \quad (3.16) \end{aligned}$$

Zamenom izraza (3.16) u (3.13), dobijamo PDF anvelope signala sa k_1 - μ_1 raspodelom koji dolazi na prvu granu MRC kombinera sa dva ulaza na prijemnoj strani u sledećoj formi:

$$\begin{aligned} p_1(\gamma_{th_1}) = & -\frac{1}{e^{\mu_1 k_1}} \sum_{i_3=0}^{+\infty} \frac{(k_1 \mu_1)^{i_3}}{i_3!} \left[\sum_{i_4=0}^{i_3+\mu_1-1} \sum_{i_{10}=0}^{+\infty} \frac{(-1)^{i_{10}} (i_4+i_{10}) \gamma_{th_1}^{i_4+i_{10}-1}}{i_4! i_{10}!} \left(\frac{\mu_1 (1+k_1)}{\bar{\gamma}_1} \right)^{i_4+i_{10}} - \frac{1}{e^{\mu_1 k_1}} \sum_{i_1=0}^{+\infty} \frac{(k_1 \mu_1)^{i_1}}{i_1!} \right. \\ & \cdot \left(\sum_{i_4=0}^{i_3+\mu_1-1} \sum_{i_{10}=0}^{+\infty} \frac{(-1)^{i_{10}} (i_4+i_{10}) \gamma_{th_1}^{i_4+i_{10}-1}}{i_4! i_{10}!} \left(\frac{\mu_1 (1+k_1)}{\bar{\gamma}_1} \right)^{i_4+i_{10}} - \sqrt{\pi} \sum_{i_2=0}^{i_3+\mu_1-1} \sum_{i_5=0}^{i_3+\mu_1-1} \sum_{i_6=0}^{i_2} \sum_{i_7=0}^{+\infty} \sum_{i_8=0}^{+\infty} \sum_{i_9=0}^{+\infty} \binom{i_2}{i_6} \binom{i_3+\mu_1-1}{i_5} \right. \\ & \left. \left. \frac{(-1)^{i_8+i_9}}{\Gamma(i_3+\mu_1) i_2! i_7!} 2^{2i_5+2i_6+2i_7+i_8+i_9-2i_2+3} \mu_1^{i_3+i_5+i_6+i_7+i_8+i_9+\mu_1+1} (\gamma_{th_1} + c)^{\frac{2i_5+i_7+i_8+2}{2}} \gamma_{th_1}^{\frac{2i_3+2i_6+i_7+i_8+2i_9+2\mu_1}{2}} \right. \right. \\ & \left. \left. \cdot \binom{i_2}{i_6} \frac{(i_5+i_6-i_2+3/2)_{i_7}}{i_8! i_9! (2i_5+2i_6-2i_2+2+1)_{i_7}} \left(\frac{\mu_1 (1+k_1)}{\bar{\gamma}_1} \right)^{i_3+i_5+i_6+i_7+i_8+i_9+\mu_1+1} \right] \right]. \end{aligned}$$

$$\frac{(-1)^{i_8+i_9} 2^{2i_5+2i_6+2i_7+i_8+i_9-2i_2+3} \mu_1^{i_3+i_5+i_6+i_7+i_8+i_9+\mu_1+1} (i_5+i_6-i_2+3/2)_{i_7} \gamma_{th_1}^{\frac{2i_3+2i_6+i_7+i_8+2i_9+2\mu_1}{2}} (\gamma_{th_1}+c)^{\frac{2i_5+i_7+i_8}{2}}}{(2i_5+2i_6-2i_2+2+1)_{i_7} \Gamma(i_3+\mu_1) i_2! i_7! i_8! i_9!} \cdot \left(\frac{1+k_1}{\bar{\gamma}_1} \right)^{i_3+i_5+i_6+i_7+i_8+i_9+\mu_1+1} \left[\frac{(2i_3+2i_6+i_7+i_8+2i_9+2\mu_1)(\gamma_{th_1}+c)}{2\gamma_{th_1}} + \left(\frac{2i_5+i_7+i_8+2}{2} \right) \right] \quad (3.17)$$

Zamenom izraza (3.15) u izraz (2.53) možemo napisati PDF anvelope signala sa η - μ_2 raspodelom, koji dolazi linkom S-D na drugi ulaz u MRC terminal u sledećem obliku:

$$p_2\left(\sqrt{\gamma_{th}^2 - \gamma_{th_1}^2}\right) = \frac{2\sqrt{\pi} h^{\mu_2}}{\Gamma(\mu_2)} \sum_{i_{11}=0}^{+\infty} \sum_{i_{12}=0}^{+\infty} \frac{(-1)^{i_{12}} (2h)^{i_{12}} H^{2i_{11}}(\gamma_{th}^2 - \gamma_{th_1}^2)^{\frac{2i_{11}+i_{12}+2\mu_2-1}{2}}}{\Gamma(i_{11}+\mu_2+1/2) i_{11}! i_{12}!} \left(\frac{\mu_2}{\bar{\gamma}_2}\right)^{2i_{11}+i_{12}+2\mu_2} \quad (3.18)$$

Zamenom izraza (3.17) i (3.18) u izraz (3.12), PDF signala na izlazu MRC terminala je:

$$p_r(\gamma_{th}) = -\frac{2\sqrt{\pi} h^{\mu_2}}{e^{\mu_1 k_1} \Gamma(\mu_2)} \sum_{i_3=0}^{+\infty} \sum_{i_{11}=0}^{+\infty} \sum_{i_{12}=0}^{+\infty} \frac{(-1)^{i_{12}} (2h)^{i_{12}} (k_1 \mu_1)^{i_3} H^{2i_{11}} \gamma_{th} \left(\frac{\mu_2}{\bar{\gamma}_2}\right)^{2i_{11}+i_{12}+2\mu_2} \sqrt{\gamma_{th}^2 - \gamma_{th_1}^2}}{\Gamma(i_{11}+\mu_2+1/2) i_3! i_{11}! i_{12}!} \int_0^{\sqrt{\gamma_{th}^2 - \gamma_{th_1}^2}} d\gamma_{th_1} \cdot (\gamma_{th}^2 - \gamma_{th_1}^2)^{(2i_{11}+i_{12}+2\mu_2-2)/2} \left[\sum_{i_4=0}^{i_3+\mu_1-1} \sum_{i_{10}=0}^{+\infty} \frac{(-1)^{i_{10}} (i_4+i_{10}) \gamma_{th_1}^{i_4+i_{10}-1} \left(\frac{\mu_1(1+k_1)}{\bar{\gamma}_1}\right)^{i_4+i_{10}}}{i_4! i_{10}!} - \frac{1}{e^{\mu_1 k_1}} \sum_{i_1=0}^{+\infty} \frac{(k_1 \mu_1)^{i_1}}{i_1!} \right] \cdot \left[\sum_{i_4=0}^{i_3+\mu_1-1} \sum_{i_{10}=0}^{+\infty} \frac{(-1)^{i_{10}} (i_4+i_{10}) \gamma_{th_1}^{i_4+i_{10}-1} \left(\frac{\mu_1(1+k_1)}{\bar{\gamma}_1}\right)^{i_4+i_{10}}}{i_4! i_{10}!} - \sqrt{\pi} \sum_{i_2=0}^{i_1+\mu_1-1} \sum_{i_5=0}^{i_3+\mu_1-1} \sum_{i_6=0}^{+\infty} \sum_{i_7=0}^{+\infty} \sum_{i_8=0}^{+\infty} \sum_{i_9=0}^{+\infty} \binom{i_3+\mu_1-1}{i_5} \right] \cdot \frac{(-1)^{i_8+i_9} 2^{2i_5+2i_6+2i_7+i_8+i_9-2i_2+3} \mu_1^{i_3+i_5+i_6+i_7+i_8+i_9+\mu_1+1} (i_5+i_6-i_2+3/2)_{i_7} \gamma_{th_1}^{\frac{2i_3+2i_6+i_7+i_8+2i_9+2\mu_1}{2}} (\gamma_{th_1}+c)^{\frac{2i_5+i_7+i_8}{2}}}{(2i_5+2i_6-2i_2+2+1)_{i_7} \Gamma(i_3+\mu_1) i_2! i_7! i_8! i_9!} \cdot \left(\frac{i_2}{i_6} \right) \left(\frac{1+k_1}{\bar{\gamma}_1} \right)^{i_3+i_5+i_6+i_7+i_8+i_9+\mu_1+1} \left[\frac{(2i_3+2i_6+i_7+i_8+2i_9+2\mu_1)(\gamma_{th_1}+c)}{2\gamma_{th_1}} + \left(\frac{2i_5+i_7+i_8+2}{2} \right) \right] \quad (3.19)$$

Koristeći obrazac (1.34), P_{out} za MRC kombiner možemo napisati u sledećoj formi:

$$P_{out} = F_{\gamma_{reg}}(\gamma_{th}) = \int_0^{\gamma_{th}} \int_0^{\sqrt{\gamma_{th}^2 - \gamma_{th_1}^2}} \frac{\gamma_{th}}{\sqrt{\gamma_{th}^2 - \gamma_{th_1}^2}} p_2\left(\sqrt{\gamma_{th}^2 - \gamma_{th_1}^2}\right) p_1(\gamma_{th_1}) d\gamma_{th_1} = \int_0^{\gamma_{th}} p_r(t) dt \quad (3.20)$$

Zamenom izraza (3.19) u izraz (3.20), P_{out} na izlazu is MRC kombinera postaje:

$$P_{out} = -\frac{2\sqrt{\pi} h^{\mu_2}}{e^{\mu_1 k_1} \Gamma(\mu_2)} \sum_{i_3=0}^{+\infty} \sum_{i_{11}=0}^{+\infty} \sum_{i_{12}=0}^{+\infty} \frac{(-1)^{i_{12}} (2h)^{i_{12}} (k_1 \mu_1)^{i_3} H^{2i_{11}} (\mu_2 / \bar{\gamma}_2)^{2i_{11}+i_{12}+2\mu_2} \gamma_{th}}{\Gamma(i_{11}+\mu_2+1/2) i_3! i_{11}! i_{12}!} \int_0^{\gamma_{th}} t dt \int_0^{\sqrt{t^2 - \gamma_{th_1}^2}} d\gamma_{th_1} \cdot (\gamma_{th}^2 - \gamma_{th_1}^2)^{\frac{2i_{11}+i_{12}+2\mu_2-2}{2}} \left[\sum_{i_4=0}^{i_3+\mu_1-1} \sum_{i_{10}=0}^{+\infty} \frac{(-1)^{i_{10}} (i_4+i_{10}) \gamma_{th_1}^{i_4+i_{10}-1} \left(\frac{\mu_1(1+k_1)}{\bar{\gamma}_1}\right)^{i_4+i_{10}}}{i_4! i_{10}!} - \frac{1}{e^{\mu_1 k_1}} \sum_{i_1=0}^{+\infty} \frac{(k_1 \mu_1)^{i_1}}{i_1!} \right] \cdot \left[\sum_{i_4=0}^{i_3+\mu_1-1} \sum_{i_{10}=0}^{+\infty} \frac{(-1)^{i_{10}} (i_4+i_{10}) \gamma_{th_1}^{i_4+i_{10}-1} \left(\frac{\mu_1(1+k_1)}{\bar{\gamma}_1}\right)^{i_4+i_{10}}}{i_4! i_{10}!} - \sqrt{\pi} \sum_{i_2=0}^{i_1+\mu_1-1} \sum_{i_5=0}^{i_3+\mu_1-1} \sum_{i_6=0}^{+\infty} \sum_{i_7=0}^{+\infty} \sum_{i_8=0}^{+\infty} \sum_{i_9=0}^{+\infty} \binom{i_2}{i_6} \binom{i_3+\mu_1-1}{i_5} \right]$$

$$\frac{(-1)^{i_8+i_9} 2^{2i_5+2i_6+2i_7+i_8+i_9-2i_2+3} \mu_1^{i_3+i_5+i_6+i_7+i_8+i_9+\mu_1+1} (i_5+i_6-i_2+3/2)_{i_7} \gamma_{th_1}^{\frac{2i_3+2i_6+i_7+i_8+2i_9+2\mu_1}{2}} (\gamma_{th_1}+c)^{\frac{2i_5+i_7+i_8}{2}}}{(2i_5+2i_6-2i_2+2+1)_{i_7} \Gamma(i_3+\mu_1) i_2! i_7! i_8! i_9!} \cdot \left(\frac{1+k_1}{\bar{\gamma}_1} \right)^{i_3+i_5+i_6+i_7+i_8+i_9+\mu_1+1} \left[\frac{(2i_3+2i_6+i_7+i_8+2i_9+2\mu_1)(\gamma_{th_1}+c)}{2\gamma_{th_1}} + \left(\frac{2i_5+i_7+i_8+2}{2} \right) \right] \quad (3.21)$$

3.2.2 Performanse sistema za slučaj primene MRC diverziti prijemnika dobijene tehnikom DF

Model prenosa signala koji se razmatra uz primenu MRC kombinera sa dva ulaza je prikazan na slici 3.12. Pimenom MRC kombinera tehnikom DF u ovom odeljku se razmatra relejni prenos signala sa k_1 - μ_1 raspodelom koji dolazi linkom S-R na prvi ulaz MRC kombinera, kao i signala sa η - μ_2 raspodelom koji dolazi linkom S-D na drugi ulaz kombinera. Na izlazu MRC kombinera analitički možemo odrediti verovatnoću otkaza sistema, P_{out} .

3.2.2.1 Verovatnoća otkaza sistema na izlazu MRC prijemnika

Zamenom izraza (3.14), (3.15) i (2.46), u izraz (2.40), dobijamo izraz za CDF anvelope signala sa k_1 - μ_1 raspodelom, koji dolazi na prvi ulaz MRC kombinera u sledećoj formi:

$$P_{out_1}(\gamma_{th_1}) = \frac{1}{e^{2\mu_1 k_1}} \sum_{i_1=0}^{+\infty} \sum_{i_3=0}^{+\infty} \frac{\mu_1^{i_1+2i_3+\mu_1} k_1^{i_1+i_3} (1+k_1)^{i_3+\mu_1}}{\bar{\gamma}_1^{i_3+\mu_1} \Gamma(i_3+\mu_1) i_1! i_3!} \left(\frac{\bar{\gamma}_1^{i_3+\mu_1} \Gamma(i_3+\mu_1)}{\mu_1^{i_3+\mu_1} (1+k_1)^{i_3+\mu_1}} - \sqrt{\pi} \sum_{i_2=0}^{i_1+\mu_1-1} \sum_{i_4=0}^{i_2} \sum_{i_5=0}^{+\infty} \sum_{i_6=0}^{+\infty} \sum_{i_7=0}^{+\infty} \binom{i_2}{i_4} \frac{(-1)^{i_6+i_7} 2^{2i_3+2i_4+2i_5+i_6-2i_2+2\mu_1+1} c^{(2i_3+i_5+i_6+2\mu_1)/2}}{i_2! i_5! i_6! i_7! (2i_3+2i_4-2i_2+2\mu_1+1)_{i_5}} \cdot \gamma_{th_1}^{\frac{2i_3+2i_4+i_5+i_6+2i_7+2\mu_1}{2}} (i_3+i_4-i_2+\mu_1+1/2)_{i_5} \left(\frac{\mu_1(1+k_1)}{\bar{\gamma}_1} \right)^{i_3+i_4+i_5+i_6+i_7+\mu_1} \right) \quad (3.22)$$

Zamenom izraza (3.22) u (3.13), dobijamo PDF anvelope signala koji dolazi na prvi ulaz MRC kombinera na prijemnoj strani:

$$p_1(\gamma_{th_1}) = \frac{dP_1(\gamma_{th_1})}{d\gamma_{th_1}} = -\frac{\sqrt{\pi}}{e^{2\mu_1 k_1}} \sum_{i_1=0}^{+\infty} \sum_{i_2=0}^{i_1+\mu_1-1} \sum_{i_3=0}^{+\infty} \sum_{i_4=0}^{i_2} \sum_{i_5=0}^{+\infty} \sum_{i_6=0}^{+\infty} \sum_{i_7=0}^{+\infty} \binom{i_2}{i_4} \frac{(-1)^{i_6+i_7}}{\Gamma(i_3+\mu_1) i_1! i_2!} \cdot \frac{2^{2i_3+2i_4+2i_5+i_6-2i_2+2\mu_1} k_1^{i_1+i_3} c^{\frac{2i_3+i_5+i_6+2\mu_1}{2}} \mu_1^{i_1+3i_3+i_4+i_5+i_6+i_7+2\mu_1} \gamma_{th_1}^{\frac{2i_3+2i_4+i_5+i_6+2i_7+2\mu_1-2}{2}}}{i_3! i_5! i_6! i_7! (2i_3+2i_4-2i_2+2\mu_1+1)_{i_5}} \cdot (2i_3+2i_4+i_5+i_6+2i_7+2\mu_1) (i_3+i_4-i_2+\mu_1+1/2)_{i_5} \left(\frac{1+k_1}{\bar{\gamma}_1} \right)^{2i_3+i_4+i_5+i_6+i_7+2\mu_1} \quad (3.23)$$

Na osnovu izraza (3.18), PDF signala sa η - μ_2 raspodelom koji se prostire linkom S-D do drugog ulaza u MRC kombiner, primenom DF tehnike na prijemu se može napisati kao:

$$P_2\left(\sqrt{\gamma_{th}^2 - \gamma_{th_1}^2}\right) = \frac{2\sqrt{\pi} h^{\mu_2}}{\Gamma(\mu_2)} \sum_{i_8=0}^{+\infty} \sum_{i_9=0}^{+\infty} \frac{(-1)^{i_9} (2h)^{i_9} H^{2i_8} \left(\gamma_{th}^2 - \gamma_{th_1}^2\right)^{\frac{2i_8+i_9+2\mu_2-1}{2}}}{\Gamma(i_8 + \mu_2 + 1/2) i_8! i_9!} \left(\frac{\mu_2}{\bar{\gamma}_2}\right)^{2i_8+i_9+2\mu_2}. \quad (3.24)$$

Zamenom izraza (3.25) i (3.26) u izraz (3.13), dobijamo PDF izlaznog signala MRC kombinera na prijemnoj strani:

$$P_r(\gamma_{th}) = -\frac{\pi}{e^{2\mu_1 k_1} \Gamma(\mu_2)} \sum_{i_1=0}^{+\infty} \sum_{i_2=0}^{i_1+\mu_1-1} \sum_{i_3=0}^{+\infty} \sum_{i_4=0}^{+\infty} \sum_{i_5=0}^{+\infty} \sum_{i_6=0}^{+\infty} \sum_{i_7=0}^{+\infty} \sum_{i_8=0}^{+\infty} \sum_{i_9=0}^{+\infty} \binom{i_2}{i_4} \frac{(-1)^{i_6+i_7+i_9} 2^{2i_3+2i_4+2i_5+i_6+i_9-2i_2+2\mu_1+1} k_1^{i_1+i_3}}{\Gamma(i_3 + \mu_1)} \cdot$$

$$\frac{\mu_1^{i_1+3i_3+i_4+i_5+i_6+i_7+2\mu_1} h^{\mu_2+i_9} H^{2i_8} c^{\frac{2i_3+i_5+i_6+2\mu_1}{2}} (2i_3 + 2i_4 + i_5 + i_6 + 2i_7 + 2\mu_1) (i_3 + i_4 - i_2 + \mu_1 + 1/2)_{i_5} \gamma_{th}}{\Gamma(i_8 + \mu_2 + 1/2) (2i_3 + 2i_4 - 2i_2 + 2\mu_1 + 1)_{i_5} i_1! i_3! i_2! i_5! i_6! i_7! i_8! i_9!} \cdot$$

$$\left(\frac{1+k_1}{\bar{\gamma}_1}\right)^{2i_3+i_4+i_5+i_6+i_7+2\mu_1} \left(\frac{\mu_2}{\bar{\gamma}_2}\right)^{2i_8+i_9+2\mu_2} \int_0^{\sqrt{\gamma_{th}^2 - \gamma_{th_1}^2}} \gamma_{th_1}^{\frac{2i_3+2i_4+i_5+i_6+2i_7+2\mu_1-2}{2}} \sqrt{\gamma_{th}^2 - \gamma_{th_1}^2}^{2i_8+i_9+2\mu_2-2} d\gamma_{th_1}. \quad (3.25)$$

Zamenom izraza (3.25) u izraz (3.20), verovatnoća otkaza sistema na izlazu is MRC kombinera na prijemnoj strani primenom DF tehnike se može napisati u obliku:

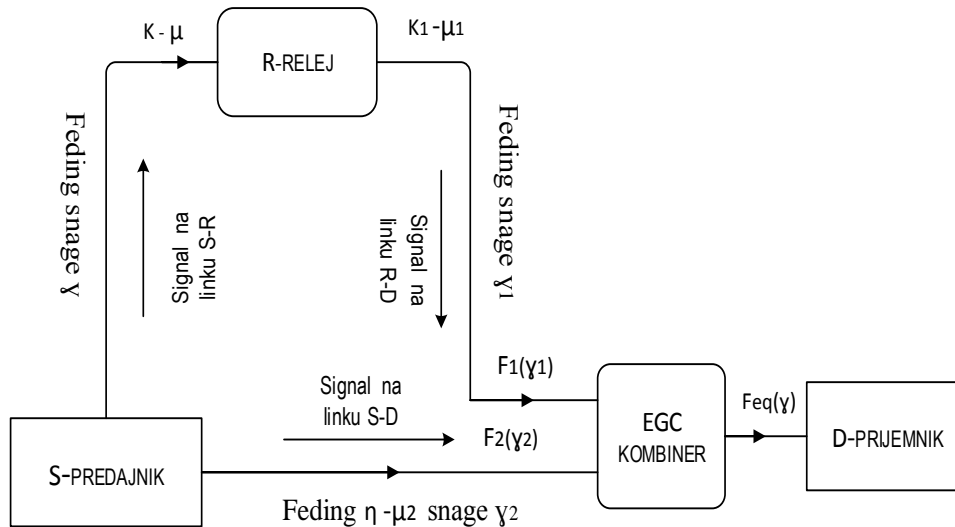
$$P_{out} = -\frac{\pi}{e^{2\mu_1 k_1} \Gamma(\mu_2)} \sum_{i_1=0}^{+\infty} \sum_{i_2=0}^{i_1+\mu_1-1} \sum_{i_3=0}^{+\infty} \sum_{i_4=0}^{+\infty} \sum_{i_5=0}^{+\infty} \sum_{i_6=0}^{+\infty} \sum_{i_7=0}^{+\infty} \sum_{i_8=0}^{+\infty} \sum_{i_9=0}^{+\infty} \binom{i_2}{i_4} \frac{(-1)^{i_6+i_7+i_9} 2^{2i_3+2i_4+2i_5+i_6+i_9-2i_2+2\mu_1+1} c^{(2i_3+i_5+i_6+2\mu_1)/2}}{\bar{\gamma}_2^{2i_8+i_9+2\mu_2} \Gamma(i_3 + \mu_1)} \cdot$$

$$\frac{k_1^{i_1+i_3} \mu_1^{i_1+3i_3+i_4+i_5+i_6+i_7+2\mu_1} \mu_2^{2i_8+i_9+2\mu_2} h^{\mu_2+i_9} H^{2i_8} (2i_3 + 2i_4 + i_5 + i_6 + 2i_7 + 2\mu_1) (i_3 + i_4 - i_2 + \mu_1 + 1/2)_{i_5}}{\Gamma(i_8 + \mu_2 + 1/2) (2i_3 + 2i_4 - 2i_2 + 2\mu_1 + 1)_{i_5} i_1! i_3! i_2! i_5! i_6! i_7! i_8! i_9!} \cdot$$

$$\left(\frac{1+k_1}{\bar{\gamma}_1}\right)^{2i_3+i_4+i_5+i_6+i_7+2\mu_1} \int_0^{\gamma_{th}} t dt \int_0^{\sqrt{t^2 - \gamma_{th_1}^2}} \gamma_{th_1}^{\frac{2i_3+2i_4+i_5+i_6+2i_7+2\mu_1-2}{2}} \sqrt{t^2 - \gamma_{th_1}^2}^{2i_8+i_9+2\mu_2-2} d\gamma_{th_1}. \quad (3.26)$$

3.3 Aspekti primene unapređenih EGC diverziti prijemnika

Na osnovu statističkih veličina prvog i drugog reda dobijenih primenom EGC kombinera može se izvršiti kompletna analiza bežičnog telekomunikacionog sistema kojim se prenosi korisni signal izložen tokom prenosa uticaju više vrsta fedinga [111, 112]. U ovom odeljku se razmatra prenos signala pri uticaju k - μ i η - μ fedinga uz korišćenje EGC diverziti prijemnika sa dva ulaza, primenom AF i DF tehnika. Model razmatranog sistema prenosa signala primenom EGC diverziti prijemnika je dat na slici 3.13.



Slika 3.13 Model relejnog prenosa signala primenom EGC diverziti prijemnika sa dva ulaza

Primenom tehnika AF i DF na prijemu matematički se mogu izračunati i grafički prikazati statističke veličine prvog i drugog reda relejnog sistema prenosa korisnog signala.

3.3.1 Performanse sistema za slučaj primene EGC diverziti prijemnika dobijene tehnikom AF

Model sistema prenosa signala, primenom tehnike AF, koji se razmatra za slučaj korišćenja EGC kombinera na prijemu je prikazan na slici 3.13. Na izlazu EGC diverziti prijemnika se mogu odrediti verovatnoća otkaza sistema i verovatnoća greške po bitu.

3.3.1.1 Verovatnoća otkaza sistema na izlazu EGC prijemnika

Na osnovu izraza (1.35), za EGC kombiner sa dva ulaza na koje dolaze signali r_1 i r_2 , i izlaznim signalom r , važi sledeća relacija:

$$r = \frac{1}{\sqrt{2}}(r_1 + r_2), \quad r_2 = \sqrt{2}r - r_1. \quad (3.27)$$

PDF anvelope signala na izlazu iz EGC terminala na osnovu izraza (1.37) je:

$$p_r(\gamma_{th}) = \sqrt{2} \int_0^{\sqrt{2}\gamma_{th} - \gamma_{th1}} p_2(\sqrt{2}\gamma_{th} - \gamma_{th1}) p_1(\gamma_{th1}) d\gamma_{th1}. \quad (3.28)$$

PDF anvelope signala r_1 sa $k_1-\mu_1$ raspodelom koji dolazi linkom od releja na prvi ulaz EGC kombinera je dat u izrazu (3.17). Primenom izraza (3.27) i (3.15) u izraz (2.53) možemo napisati PDF signala r_2 sa $\eta-\mu_2$ raspodelom, na drugom ulazu u EGC kombiner u obliku:

$$p_2(\sqrt{2}\gamma_{th} - \gamma_{th_1}) = \frac{\sqrt{\pi}}{\Gamma(\mu_2)} \sum_{i_{11}=0}^{+\infty} \sum_{i_{12}=0}^{+\infty} \frac{(-1)^{i_{12}} 2^{i_{12}+1} h^{i_{12}+\mu_2} H^{2i_{11}}(\sqrt{2}\gamma_{th} - \gamma_{th_1})^{2i_{11}+i_{12}+2\mu_2-1}}{\Gamma(i_{11} + \mu_2 + 1/2) i_{11}! i_{12}!} \left(\frac{\mu_2}{\bar{\gamma}_2}\right)^{2i_{11}+i_{12}+2\mu_2}. \quad (3.29)$$

Zamenom izraza (3.17) i (3.29) u izraz (3.28), dobija se PDF anvelope izlaznog signala iz EGC prijemnika na prijemnoj strani u sledećoj formi:

$$\begin{aligned} p_1(\gamma_{th_1}) = & -\frac{2\sqrt{2}\pi h^{\mu_2}}{e^{\mu_1 k_1} \Gamma(\mu_2)} \sum_{i_3=0}^{+\infty} \sum_{i_{11}=0}^{+\infty} \sum_{i_{12}=0}^{+\infty} \frac{(-1)^{i_{12}} (2h)^{i_{12}} (k_1 \mu_1)^{i_3} H^{2i_{11}}(\mu_2 / \bar{\gamma}_2)^{2i_{11}+i_{12}+2\mu_2}}{\Gamma(i_{11} + \mu_2 + 1/2) i_3! i_{11}! i_{12}!} \int_0^{\sqrt{2}\gamma_{th} - \gamma_{th_1}} d\gamma_{th_1} \cdot \\ & \cdot (\sqrt{2}\gamma_{th} - \gamma_{th_1})^{2i_{11}+i_{12}+2\mu_2-1} \left[\sum_{i_4=0}^{i_3+\mu_1-1} \sum_{i_{10}=0}^{+\infty} \frac{(-1)^{i_{10}} (i_4 + i_{10}) \gamma_{th_1}^{i_4+i_{10}-1}}{i_4! i_{10}!} \left(\frac{\mu_1(1+k_1)}{\bar{\gamma}_1}\right)^{i_4+i_{10}} - \frac{1}{e^{\mu_1 k_1}} \sum_{i_1=0}^{+\infty} \frac{(k_1 \mu_1)^{i_1}}{i_1!} \cdot \right. \\ & \cdot \left. \left(\sum_{i_4=0}^{i_3+\mu_1-1} \sum_{i_{10}=0}^{+\infty} \frac{(-1)^{i_{10}} (i_4 + i_{10}) \gamma_{th_1}^{i_4+i_{10}-1}}{i_4! i_{10}!} \left(\frac{\mu_1(1+k_1)}{\bar{\gamma}_1}\right)^{i_4+i_{10}} - \sqrt{\pi} \sum_{i_2=0}^{i_3+\mu_1-1} \sum_{i_5=0}^{i_3+\mu_1-1} \sum_{i_6=0}^{+\infty} \sum_{i_7=0}^{+\infty} \sum_{i_8=0}^{+\infty} \sum_{i_9=0}^{+\infty} \binom{i_3 + \mu_1 - 1}{i_5} \cdot \right. \right. \\ & \cdot \left. \left. \frac{(-1)^{i_8+i_9} 2^{2i_5+2i_6+2i_7+i_8+i_9-2i_2+3} \mu_1^{i_3+i_5+i_6+i_7+i_8+i_9+\mu_1+1} (i_5 + i_6 - i_2 + 3/2)_{i_7} \gamma_{th_1}^{\frac{2i_3+2i_6+i_7+i_8+2i_9+2\mu_1}{2}} (\gamma_{th_1} + c)^{\frac{2i_5+i_7+i_8}{2}}}{(2i_5 + 2i_6 - 2i_2 + 2 + 1)_{i_7} \Gamma(i_3 + \mu_1) i_2! i_7! i_8! i_9!} \right. \right. \\ & \cdot \left. \left. \binom{i_2}{i_6} \left(\frac{1+k_1}{\bar{\gamma}_1}\right)^{i_3+i_5+i_6+i_7+i_8+i_9+\mu_1+1} \left(\frac{(2i_3 + 2i_6 + i_7 + i_8 + 2i_9 + 2\mu_1)(\gamma_{th_1} + c)}{2\gamma_{th_1}} + \left(\frac{2i_5 + i_7 + i_8 + 2}{2}\right) \right) \right) \right]. \quad (3.30) \end{aligned}$$

Verovatnoću otkaza sistema na osnovu izraza (1.38) na izlazu iz EGC terminala sa dva ulaza možemo napisati u sledećem obliku:

$$P_{out} = F_{\gamma_{eg}}(\gamma_{th}) = \sqrt{2} \int_0^{\gamma_{th}} \int_0^{\sqrt{2}\gamma_{th} - \gamma_{th_1}} p_2(\sqrt{2}\gamma_{th} - \gamma_{th_1}) p_1(\gamma_{th_1}) d\gamma_{th_1} = \int_0^{\gamma_{th}} P_r(t) dt. \quad (3.31)$$

Zamenom izraza (3.30) u izraz (3.31), verovatnoća otkaza sistema na izlazu is EGC kombinera sa dva ulaza na prijemnoj strani se može napisati kao:

$$\begin{aligned} P_{out} = & -\frac{2\sqrt{2}\pi h^{\mu_2}}{e^{\mu_1 k_1} \Gamma(\mu_2)} \sum_{i_3=0}^{+\infty} \sum_{i_{11}=0}^{+\infty} \sum_{i_{12}=0}^{+\infty} \frac{(-1)^{i_{12}} (2h)^{i_{12}} (k_1 \mu_1)^{i_3} H^{2i_{11}}(\mu_2 / \bar{\gamma}_2)^{2i_{11}+i_{12}+2\mu_2}}{\Gamma(i_{11} + \mu_2 + 1/2) i_3! i_{11}! i_{12}!} \int_0^{\gamma_{th}} dt \int_0^{\sqrt{2}t - \gamma_{th_1}} d\gamma_{th_1} \cdot \\ & \cdot (\sqrt{2}t - \gamma_{th_1})^{2i_{11}+i_{12}+2\mu_2-1} \left[\sum_{i_4=0}^{i_3+\mu_1-1} \sum_{i_{10}=0}^{+\infty} \frac{(-1)^{i_{10}} (i_4 + i_{10}) \gamma_{th_1}^{i_4+i_{10}-1}}{i_4! i_{10}!} \left(\frac{\mu_1(1+k_1)}{\bar{\gamma}_1}\right)^{i_4+i_{10}} - \frac{1}{e^{\mu_1 k_1}} \sum_{i_1=0}^{+\infty} \frac{(k_1 \mu_1)^{i_1}}{i_1!} \cdot \right. \\ & \cdot \left. \left(\sum_{i_4=0}^{i_3+\mu_1-1} \sum_{i_{10}=0}^{+\infty} \frac{(-1)^{i_{10}} (i_4 + i_{10}) \gamma_{th_1}^{i_4+i_{10}-1}}{i_4! i_{10}!} \left(\frac{\mu_1(1+k_1)}{\bar{\gamma}_1}\right)^{i_4+i_{10}} - \sqrt{\pi} \sum_{i_2=0}^{i_3+\mu_1-1} \sum_{i_5=0}^{i_3+\mu_1-1} \sum_{i_6=0}^{+\infty} \sum_{i_7=0}^{+\infty} \sum_{i_8=0}^{+\infty} \sum_{i_9=0}^{+\infty} \binom{i_3 + \mu_1 - 1}{i_5} \cdot \right. \right. \\ & \cdot \left. \left. \frac{(-1)^{i_8+i_9} 2^{2i_5+2i_6+2i_7+i_8+i_9-2i_2+3} \mu_1^{i_3+i_5+i_6+i_7+i_8+i_9+\mu_1+1} (i_5 + i_6 - i_2 + 3/2)_{i_7} \gamma_{th_1}^{\frac{2i_3+2i_6+i_7+i_8+2i_9+2\mu_1}{2}} (\gamma_{th_1} + c)^{\frac{2i_5+i_7+i_8}{2}}}{(2i_5 + 2i_6 - 2i_2 + 2 + 1)_{i_7} \Gamma(i_3 + \mu_1) i_2! i_7! i_8! i_9!} \right. \right. \end{aligned}$$

$$\cdot \left(\binom{i_2}{i_6} \left(\frac{1+k_1}{\bar{\gamma}_1} \right)^{i_3+i_5+i_6+i_7+i_8+i_9+\mu_1+1} \left(\frac{(2i_3+2i_6+i_7+i_8+2i_9+2\mu_1)(\gamma_{th_1}+c)}{2\gamma_{th_1}} + \left(\frac{2i_5+i_7+i_8+2}{2} \right) \right) \right) \right) \quad (3.32)$$

3.3.2 Performanse sistema za slučaj primene EGC diverziti prijemnika dobijene tehnikom DF

Model prenosa signala pri uticaju fedinga koji se razmatra kada se na prijemu koristi EGC diverziti tehnika sa dva ulaza prikazan je na slici 3.13, i za slučaj primene DF tehnike, kada se vrši prenos signala sa k_1 - μ_1 raspodelom koji dolazi linkom R-D na prvi ulaz terminala EGC i signala sa η - μ_2 raspodelom koji dolazi na drugi ulaz kombinera linkom S-D. U ovom odeljku je matematički izračunata verovatnoća otkaza takvog sistema, P_{out} .

3.3.2.1 Verovatnoća otkaza sistema na izlazu EGC prijemnika

PDF signala na koji utiče k_1 - μ_1 feding, snage γ_1 i koji dolazi na prvu granu EGC kombinera je isti kao u izrazu (3.23). PDF signala sa η - μ_2 raspodelom, snage γ_2 koji dolazi linkom S-D na drugi ulaz EGC terminala je dat u izrazu (3.29). Zamenom izraza (3.23) i (3.29) u izraz (3.28), dobijamo PDF izlaznog signala iz EGC prijemnika u sledećem obliku:

$$P(\gamma_{th}) = - \frac{2\pi\sqrt{2}}{e^{2\mu_1 k_1} \Gamma(\mu_2)} \sum_{i_1=0}^{+\infty} \sum_{i_2=0}^{i_1+\mu_1-1} \sum_{i_3=0}^{+\infty} \sum_{i_4=0}^{+\infty} \sum_{i_5=0}^{+\infty} \sum_{i_6=0}^{+\infty} \sum_{i_7=0}^{+\infty} \sum_{i_8=0}^{+\infty} \sum_{i_9=0}^{+\infty} \binom{i_2}{i_4} \frac{(-1)^{i_6+i_7+i_9} k_1^{i_1+i_3} 2^{2i_3+2i_4+2i_5+i_6+i_9-2i_2+2\mu_1}}{\bar{\gamma}_1^{2i_3+i_4+i_5+i_6+i_7+2\mu_1} \bar{\gamma}_2^{2i_8+i_9+2\mu_2}} \cdot \frac{\mu_1^{i_1+3i_3+i_4+i_5+i_6+i_7+2\mu_1} \mu_2^{2i_8+i_9+2\mu_2} (1+k_1)^{2i_3+i_4+i_5+i_6+i_7+2\mu_1} c^{\frac{2i_3+i_5+i_6+2\mu_1}{2}} (2i_3+2i_4+i_5+i_6+2i_7+2\mu_1)}{\Gamma(i_3+\mu_1)\Gamma(i_8+\mu_2+1/2)(2i_3+2i_4-2i_2+2\mu_1+1)_{i_5} i_1! i_2! i_3! i_5! i_6! i_7! i_8! i_9!} \cdot h^{\mu_2+i_9} H^{2i_8} (i_3+i_4-i_2+\mu_1+1/2)_{i_5} \int_0^{\sqrt{2}\gamma_{th}-\gamma_{th_1}} \gamma_{th_1}^{\frac{2i_3+2i_4+i_5+i_6+2i_7+2\mu_1-2}{2}} (\sqrt{2}\gamma_{th}-\gamma_{th_1})^{2i_8+i_9+2\mu_2-1} d\gamma_{th_1} \quad (3.33)$$

Zamenom izraza (3.33) u izraz (3.31), P_{out} na izlazu is EGC terminala je:

$$P_{out} = - \frac{\pi\sqrt{2}}{e^{2\mu_1 k_1} \Gamma(\mu_2)} \sum_{i_1=0}^{+\infty} \sum_{i_2=0}^{i_1+\mu_1-1} \sum_{i_3=0}^{+\infty} \sum_{i_4=0}^{+\infty} \sum_{i_5=0}^{+\infty} \sum_{i_6=0}^{+\infty} \sum_{i_7=0}^{+\infty} \sum_{i_8=0}^{+\infty} \sum_{i_9=0}^{+\infty} \binom{i_2}{i_4} \frac{(-1)^{i_6+i_7+i_9} 2^{2i_3+2i_4+2i_5+i_6+i_9-2i_2+2\mu_1+1} k_1^{i_1+i_3} H^{2i_8}}{\bar{\gamma}_1^{2i_3+i_4+i_5+i_6+i_7+2\mu_1} \bar{\gamma}_2^{2i_8+i_9+2\mu_2}} \cdot \frac{h^{\mu_2+i_9} (1+k_1)^{2i_3+i_4+i_5+i_6+i_7+2\mu_1} \mu_1^{i_1+3i_3+i_4+i_5+i_6+i_7+2\mu_1} \mu_2^{2i_8+i_9+2\mu_2} c^{\frac{2i_3+i_5+i_6+2\mu_1}{2}} (2i_3+2i_4+i_5+i_6+2i_7+2\mu_1)}{\Gamma(i_3+\mu_1)\Gamma(i_8+\mu_2+1/2)(2i_3+2i_4-2i_2+2\mu_1+1)_{i_5} i_1! i_2! i_3! i_5! i_6! i_7! i_8! i_9!} \cdot (i_3+i_4-i_2+\mu_1+1/2)_{i_5} \int_0^{\gamma_{th}} dt \int_0^{\sqrt{2}t-\gamma_{th_1}} \gamma_{th_1}^{\frac{2i_3+2i_4+i_5+i_6+2i_7+2\mu_1-2}{2}} (\sqrt{2}t-\gamma_{th_1})^{2i_8+i_9+2\mu_2-1} d\gamma_{th_1} \quad (3.34)$$

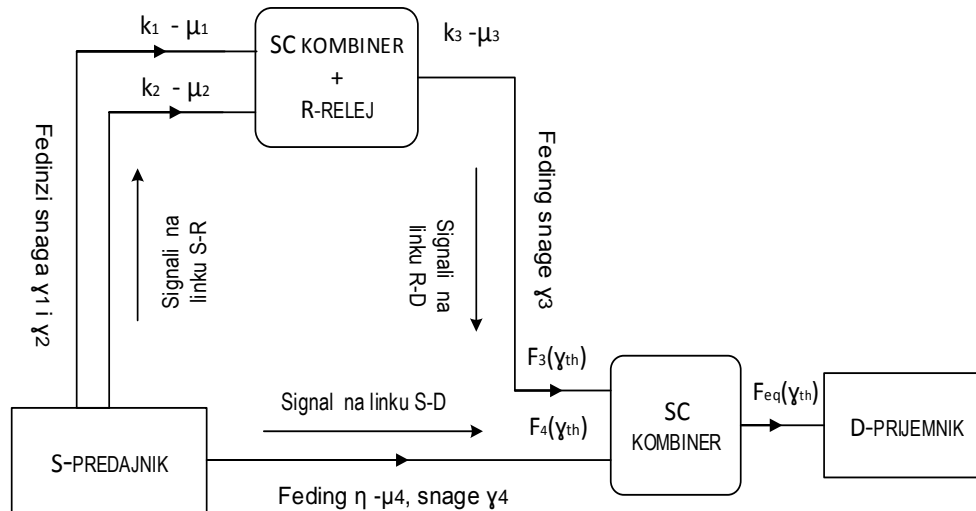
4 UNAPREĐENJE PERFORMANSI RELEJNOG PRENOSA SIGNALA SA ASPEKTA PRIMENE DIVERZITI TEHNIKA

Primena diverziti tehnika u releju i na prijemu predstavlja jedan od najboljih načina za poboljšanje performansi bežičnog telekomunikacionog sistema kojim se znatno povećava pouzdanost prenosa korisnog signala i smanjuje uticaj fedinga bez povećanja predajne snage napajanja i dimenzija terminala. Na osnovu statističkih veličina prvog i drugog reda dobijenih primenom diverziti tehnika u releju i na prijemu, pri prenosu korisnog signala, može se izvršiti analiza prenosnog bežičnog telekomunikacionog sistema. Pošto se tokom prenosa signala pojavljuju razne vrste smetnji, poput brzog fedinga, efekta senke i međukanalne interferencije, najbolje performanse se postižu primenom diverziti tehnika u releju i na prijemu, posebno kada je korelisanost među granama diverziti terminala minimalna.

Postoji više tipova diverziti kombinera, kao SC, MRC i EGC diverziti kombineri sa dve ili više ulaznih grana, od kojih su u ovom poglavlju neki i obrađeni. U ovoj disertaciji je analiziran prenos korisnog signala izloženog uticaju $k\text{-}\mu$ i $\eta\text{-}\mu$ fedinga. Razmatrani su slučajevi primene SC, MRC i EGC kombinera sa dva ulaza u relejnoj stanici i na prijemu, tehnikama AF i DF, kada je korelacija među granama terminala minimalna. Kod primene tehnika AF i DF matematički su izračunate i grafički prikazane neke od performansi sistema prvog reda. Osim matematičkih i grafičkih prikaza statističkih veličina sistema prvog reda, u ovom poglavlju urađene su i tabele za konvergenciju izraza u kojima je prikazan potreban broj članova niza za postizanje tačnosti izraza, zaokruženih na petoj decimali.

4.1 Aspekti primene SC diverziti kombinera u releju i prijemu

U ovom potpoglavlju primenjeni su SC kombineri sa dva ulaza koji se postavljaju u relejnoj stanici i na prijemnoj strani. Obrađen je slučaj prenosa signala uz prisustvo $k\text{-}\mu$ i $\eta\text{-}\mu$ fedinga od predajnika do prijemnika, primenom AF i DF tehnika. Model sistema sa primenom SC kombinera sa dva ulaza koji se ovde razmatra je prikazan na slici 4.1. Na ulaze u SC kombiner u relejnoj stanici dolaze signali u prisustvu dva $k\text{-}\mu$ fedinga. Linkom od releja do prvog ulaza u kombiner prenosi se signal uz pojavu brzog $k\text{-}\mu$ fedinga čiji uticaj dovodi do promene nivoa anvelope signala. Na drugi ulaz u SC kombiner na prijemnoj strani dolazi korisni signal linkom S-D direktne vidljivosti, i pod uticajem je $\eta\text{-}\mu$ fedinga. Relej obrađuje primljeni signal, pojačava ga i šalje na prvi ulaz u SC kombiner koji se nalazi na prijemu.



Slika 4.1 Model relejnog prenosa signala primenom SC kombinera u releju i na prijemu

Na izlazu iz SC kombinera na prijemu, za ovaj slučaj prenosa signala prikazanog na slici 4.1 matematički su izračunate i grafički prikazane uz korišćenje programskih paketa Matematica i Origin neke od performansi sistema prvog reda. Osim grafičkih prikaza urađene su i tabele za konvergenciju dobijenih izraza u kojima je prikazan potreban broj članova niza koje treba sabrati da bi se postigla željena tačnost izraza, zaokružena na petoj decimali, pod pretpostavkom da su parametri: $\gamma_1 = \gamma_2 = \gamma_3 = \gamma_4 = \gamma$, $\mu_1 = \mu_2 = \mu_3 = \mu_4 = \mu$, $\bar{\gamma}_1 = \bar{\gamma}_2 = \bar{\gamma}_3 = \bar{\gamma}_4 = \bar{\gamma} = w$.

4.1.1 Performanse sistema za slučaj primene SC kombinera tehnikom AF

Performanse sistema koje su matematički izračunate i grafički prikazane u ovom odeljku primenom SC kombinera u releju i na prijemu, tehnikom AF, su: verovatnoća otkaza sistema i srednja verovatnoća greške po bitu. Razmatrani model relejnog prenosa signala, koji je pod uticajem kombinovanih fedinga je prikazan na slici 4.1. U SC kombiner, u relejnoj stanici, dolaze dva signala pod uticajem $k_1 - \mu_1$ i $k_2 - \mu_2$ fedinga. Signal raspodele $k_3 - \mu_3$ se preko releja šalje linkom R-D, na prvi ulaz u SC kombiner, koji se nalazi na prijemu. Na drugi ulaz u SC kombiner na prijemu dolazi signal, koji je pod uticajem $\eta - \mu_4$ fedinga, linkom S-D.

4.1.1.1 Verovatnoća otkaza sistema na izlazu SC prijemnika

Na ulazu u SC kombiner, u sklopu relejne stanice dolaze dva signala pod uticajem $k - \mu$ fedinga, tako da se kumulativna funkcija verovatnoće signala, na izlazu iz SC kombinera primenom izraza (2.10) u izraz (1.24), može napisati u obliku:

$$F_{12}(\gamma) = F_1(\gamma_1)F_2(\gamma_2) = \frac{1}{e^{\mu_1 k_1} e^{\mu_2 k_2}} \sum_{i_1=0}^{+\infty} \sum_{i_3=0}^{+\infty} \frac{(\mu_1 k_1)^{i_1} (\mu_2 k_2)^{i_3}}{i_1! i_3!} \left(1 - e^{-\frac{\mu_1(1+k_1)\gamma_1}{\bar{\gamma}_1}} \right) \cdot \sum_{i_2=0}^{i_1+\mu_1-1} \frac{1}{i_2!} \left(\frac{\mu_1(1+k_1)\gamma_1}{\bar{\gamma}_1} \right)^{i_2} \left(1 - e^{-\frac{\mu_2(1+k_2)\gamma_2}{\bar{\gamma}_2}} \sum_{i_4=0}^{i_3+\mu_2-1} \frac{1}{i_4!} \left(\frac{\mu_2(1+k_2)\gamma_2}{\bar{\gamma}_2} \right)^{i_4} \right). \quad (4.1)$$

Signal dobijen na izlazu iz prvog SC terminala u relejnoj stanici preko releja se šalje na prvi ulaz drugog SC kombinera sa dva ulaza koji je smešten na prijemnoj strani. Zamenom izraza (4.1) u izraz (1.5), dobija se komplementarna kumulativna funkcija $C\gamma_{12}(x)$ za SNR, na izlazu iz SC kombinera u relejnoj stanici u obliku:

$$C_{\gamma_{12}} \left(\gamma_{th_3} + \frac{\gamma_{th}^2 + c\gamma_{th_3}}{w} \right) = 1 - F_{12} \left(\gamma_{th_3} + \frac{\gamma_{th}^2 + c\gamma_{th_3}}{w} \right) = 1 - e^{-2\mu_3 k_3} \sum_{i_1=0}^{+\infty} \sum_{i_3=0}^{+\infty} \frac{(\mu_3 k_3)^{i_1+i_3}}{i_1! i_3!} \cdot \left(1 - e^{-\frac{\mu_3(1+k_3)}{\bar{\gamma}_3} \left(\gamma_{th_3} + \frac{\gamma_{th}^2 + c\gamma_{th_3}}{w} \right)^{i_1+\mu_3-1}} \sum_{i_2=0}^{i_1+\mu_3-1} \frac{1}{i_2!} \left(\frac{\mu_3(1+k_3)}{\bar{\gamma}_3} \left(\gamma_{th_3} + \frac{\gamma_{th}^2 + c\gamma_{th_3}}{w} \right) \right)^{i_2} \right) \cdot \left(1 - e^{-\frac{\mu_3(1+k_3)}{\bar{\gamma}_3} \left(\gamma_{th_3} + \frac{\gamma_{th}^2 + c\gamma_{th_3}}{w} \right)^{i_3+\mu_3-1}} \sum_{i_4=0}^{i_3+\mu_3-1} \frac{1}{i_4!} \left(\frac{\mu_3(1+k_3)}{\bar{\gamma}_3} \left(\gamma_{th_3} + \frac{\gamma_{th}^2 + c\gamma_{th_3}}{w} \right) \right)^{i_4} \right). \quad (4.2)$$

Gustina verovatnoće odnosa S/N, pri uticaju k_3 - μ_3 fedinga koji se prostire linkom od releja do prvog ulaza u SC kombiner na prijemu, ima sličan oblik kao u izrazu (2.12):

$$p_{\gamma_3}(\gamma_{th_3} + w) = p_{k-\mu}(\gamma_3) = \frac{1}{e^{\mu_3 k_3}} \sum_{i_5=0}^{+\infty} \frac{\mu_3^{2i_5+\mu_3} k_3^{i_5}}{\Gamma(i_5 + \mu_3) i_5!} \left(\frac{1+k_3}{\bar{\gamma}_3} \right)^{i_5+\mu_3} e^{-\frac{\mu_3(1+k_3)(\gamma_{th_3}+w)}{\bar{\gamma}_3}}. \quad (4.3)$$

Zamenom izraza (4.2) i (4.3) u izraz (1.4), dobija se CDF signala sa k_3 - μ_3 raspodelom, koji dolazi na prvi ulaz u SC kombiner na prijemnoj strani:

$$P_{out_1} = F_{\gamma_3}(\gamma_{th_3} | k_3, \mu_3) = 1 - \frac{1}{e^{\mu_3 k_3}} \sum_{i_5=0}^{+\infty} \frac{\mu_3^{2i_5+\mu_3} k_3^{i_5}}{\Gamma(i_5 + \mu_3) i_5!} \left(\frac{1+k_3}{\bar{\gamma}_3} \right)^{i_5+\mu_3} \left[\int_0^{+\infty} (\gamma_{th_3} + w)^{i_5+\mu_3-1} e^{-\frac{\mu_3(1+k_3)(\gamma_{th_3}+w)}{\bar{\gamma}_3}} dw - e^{-2\mu_3 k_3} \cdot \sum_{i_1=0}^{+\infty} \sum_{i_3=0}^{+\infty} \frac{(\mu_3 k_3)^{i_1+i_3}}{i_1! i_3!} \left(\int_0^{+\infty} (\gamma_{th_3} + w)^{i_5+\mu_3-1} e^{-\frac{\mu_3(1+k_3)(\gamma_{th_3}+w)}{\bar{\gamma}_3}} dw - e^{-\frac{2\mu_3(1+k_3)\gamma_{th_3}}{\bar{\gamma}_3}} \sum_{i_2=0}^{i_1+\mu_3-1} \frac{1}{i_2!} \left(\frac{\mu_3(1+k_3)\gamma_{th_3}}{\bar{\gamma}_3} \right)^{i_2} \right) \cdot \int_0^{+\infty} (\gamma_{th_3} + w)^{i_5+\mu_3-1} \left(\frac{\gamma_{th_3} + c + w}{w} \right)^{i_2} e^{-\frac{\mu_3(1+k_3)w}{\bar{\gamma}_3}} e^{-\frac{\mu_3\gamma_{th_3}(1+k_3)(\gamma_{th_3}+c)}{\bar{\gamma}_3 w}} dw - e^{-\frac{2\mu_3(1+k_3)\gamma_{th_3}}{\bar{\gamma}_3}} \sum_{i_4=0}^{i_3+\mu_3-1} \left(\frac{(1+k_3)\gamma_{th_3}}{\bar{\gamma}_3} \right)^{i_4} \cdot \frac{\mu_3^{i_4}}{i_4!} \int_0^{+\infty} (\gamma_{th_3} + w)^{i_5+\mu_3-1} \left(\frac{\gamma_{th_3} + c + w}{w} \right)^{i_4} e^{-\frac{\mu_3(1+k_3)w}{\bar{\gamma}_3}} e^{-\frac{\mu_3\gamma_{th_3}(1+k_3)(\gamma_{th_3}+c)}{\bar{\gamma}_3 w}} dw + e^{-\frac{3\mu_3(1+k_3)\gamma_{th_3}}{\bar{\gamma}_3}} \sum_{i_2=0}^{i_1+\mu_3-1} \sum_{i_4=0}^{i_3+\mu_3-1} \frac{1}{i_2! i_4!} \right) \right].$$

$$\left. \left(\frac{\mu_3(1+k_3)\gamma_{th_3}}{\bar{\gamma}_3} \right)^{i_2+i_4} \int_0^{+\infty} (\gamma_{th_3} + w)^{i_5+\mu_3-1} \left(\frac{\gamma_{th_3} + c + w}{w} \right)^{i_2+i_4} e^{-\frac{\mu_3(1+k_3)}{\bar{\gamma}_3}w} e^{-\frac{2\mu_3\gamma_{th_3}(1+k_3)(\gamma_{th_3}+c)}{\bar{\gamma}_3w}} dw \right) \right]. \quad (4.4)$$

U izrazu (4.4) postoje integrali I_1 , I_2 , I_3 i I_4 . Integral I_1 je dat u izrazu (2.14), i njegov konačni oblik sa parametrima μ_3 i γ_{th_3} , uzimajući u obzir izraz (2.18), može se napisati kao:

$$I_1 = \Gamma(i_5 + \mu_3) e^{-\frac{\mu_3(1+k_3)\gamma_{th_3}}{\bar{\gamma}_3}} \sum_{i_6=0}^{i_5+\mu_3-1} \frac{\gamma_{th_3}^{i_6}}{i_6!} \left(\frac{\bar{\gamma}_3}{\mu_3(1+k_3)} \right)^{i_5-i_6+\mu_3}. \quad (4.5)$$

Integral I_2 iz izraza (4.4) ima oblik kao u izrazu (2.15), a njegov konačni oblik sa novim parametrima μ_3 i γ_{th_3} sličan je izrazu (2.22):

$$I_2 = 2 \sum_{i_7=0}^{i_5+\mu_3-1} \sum_{i_8=0}^{i_2} \gamma_{th_3}^{\frac{2i_5+i_8-i_2-i_7+2\mu_3-1}{2}} (\gamma_{th_3} + c)^{\frac{i_2+i_7-i_8+1}{2}} \binom{i_2}{i_8} \cdot \binom{i_5 + \mu_3 - 1}{i_7} K_{i_7+i_8-i_2+1} \left(\frac{2\mu_3(1+k_3)}{\bar{\gamma}_3} \sqrt{\gamma_{th_3}(\gamma_{th_3} + c)} \right). \quad (4.6)$$

Integral I_3 iz izraza (4.4), je sličan integralu I_2 , tako da njegov konačni oblik sa novim parametrima ima sledeću formu:

$$I_3 = 2 \sum_{i_7=0}^{i_5+\mu_3-1} \sum_{i_9=0}^{i_4} \gamma_{th_3}^{\frac{2i_5+i_9-i_4-i_7+2\mu_3-1}{2}} (\gamma_{th_3} + c)^{\frac{i_4+i_7-i_9+1}{2}} \binom{i_4}{i_9} \cdot \binom{i_5 + \mu_3 - 1}{i_7} K_{i_7+i_9-i_4+1} \left(\frac{2\mu_3(1+k_3)}{\bar{\gamma}_3} \sqrt{\gamma_{th_3}(\gamma_{th_3} + c)} \right). \quad (4.7)$$

Primenom izraza (2.19) za binomni obrazac, integral I_4 iz izraza (4.4) postaje:

$$I_4 = \int_0^{+\infty} (\gamma_{th_3} + w)^{i_5+\mu_3-1} \left(\frac{\gamma_{th_3} + c + w}{w} \right)^{i_2+i_4} e^{-\frac{2\mu_3\gamma_{th_3}(1+k_3)(\gamma_{th_3}+c)}{\bar{\gamma}_3w}} e^{-\frac{\mu_3(1+k_3)}{\bar{\gamma}_3}w} dw = \sum_{i_7=0}^{i_5+\mu_3-1} \sum_{i_{10}=0}^{i_2+i_4} \binom{i_2+i_4}{i_{10}} \cdot \binom{i_5 + \mu_3 - 1}{i_7} \gamma_{th_3}^{i_5+\mu_3-i_7-1} (\gamma_{th_3} + c)^{i_2+i_4-i_{10}} \int_0^{+\infty} w^{i_7+i_{10}-i_2-i_4+1} e^{-\frac{2\mu_3\gamma_{th_3}(1+k_3)(\gamma_{th_3}+c)}{\bar{\gamma}_3w}} e^{-\frac{\mu_3(1+k_3)}{\bar{\gamma}_3}w} dw. \quad (4.8)$$

Primenom obrasca (2.21) za rešavanje integrala u izrazu (4.8), integral I_4 posle sređivanja možemo napisati u obliku:

$$I_4 = \sum_{i_7=0}^{i_5+\mu_3-1} \sum_{i_{10}=0}^{i_2+i_4} \binom{i_5 + \mu_3 - 1}{i_7} \binom{i_2+i_4}{i_{10}} 2^{\frac{i_7+i_{10}-i_2-i_4+3}{2}} \gamma_{th_3}^{\frac{2i_5+i_{10}-i_2-i_4-i_7+2\mu_3-1}{2}} \cdot (\gamma_{th_3} + c)^{\frac{i_2+i_4+i_7-i_{10}+1}{2}} K_{i_7+i_{10}-i_2-i_4+1} \left(\frac{2\mu_3(1+k_3)}{\bar{\gamma}_3} \sqrt{2\gamma_{th_3}(\gamma_{th_3} + c)} \right). \quad (4.9)$$

Zamenom izraza (4.5), (4.6), (4.7) i (4.9), u izraz (4.4), dobijamo izraz za CDF signala sa k_3 - μ_3 raspodelom na prvom ulazu u SC kombiner sa dva ulaza na prijemnoj strani:

$$P_{out_1} = 1 - \frac{1}{e^{\mu_3 k_3}} \sum_{i_5=0}^{+\infty} \frac{\mu_3^{2i_5+\mu_3} k_3^{i_5} (1+k_3)^{i_5+\mu_3}}{\bar{\gamma}_3^{i_5+\mu_3} \Gamma(i_5 + \mu_3) i_5!} e^{-\frac{\mu_3\gamma_{th_3}(1+k_3)}{\bar{\gamma}_3}} \left[\Gamma(i_5 + \mu_3) \sum_{i_6=0}^{i_5+\mu_3-1} \frac{\gamma_{th_3}^{i_6}}{i_6!} \left(\frac{\bar{\gamma}_3}{\mu_3(1+k_3)} \right)^{i_5-i_6+\mu_3} - e^{-2\mu_3 k_3} \right].$$

$$\begin{aligned}
& \sum_{i_1=0}^{+\infty} \sum_{i_3=0}^{+\infty} \frac{(\mu_3 k_3)^{i_1+i_3}}{i_1! i_3!} \left(\sum_{i_6=0}^{i_5+\mu_3-1} \frac{\mu_3^{i_6-i_5-\mu_3} \Gamma(i_5+\mu_3) \gamma_{th_3}^{i_6}}{i_6!} \left(\frac{\bar{\gamma}_3}{1+k_3} \right)^{i_5-i_6+\mu_3} - 2e^{-\frac{\mu_3 \gamma_{th_3} (1+k_3)}{\bar{\gamma}_3}} \sum_{i_2=0}^{i_1+\mu_3-1} \sum_{i_7=0}^{i_5+\mu_3-1} \sum_{i_8=0}^{i_2} \binom{i_5+\mu_3-1}{i_7} \binom{i_2}{i_8} \left(\frac{\mu_3 (1+k_3)}{\bar{\gamma}_3} \right)^{i_2} \right) \\
& \cdot \binom{i_2}{i_8} \left(\frac{\mu_3 (1+k_3)}{\bar{\gamma}_3} \right)^{i_2} \frac{\gamma_{th_3}^{\frac{i_2+2i_5+i_8-i_7+2\mu_3-1}{2}} (\gamma_{th_3}+c)^{\frac{i_2+i_7-i_8+1}{2}}}{i_2!} K_{i_7+i_8-i_2+1} \left(\frac{2\mu_3 (1+k_3)}{\bar{\gamma}_3} \sqrt{\gamma_{th_3} (\gamma_{th_3}+c)} \right) - 2 \cdot \\
& \cdot e^{-\frac{\mu_3 \gamma_{th_3} (1+k_3)}{\bar{\gamma}_3}} \sum_{i_4=0}^{i_3+\mu_3-1} \sum_{i_7=0}^{i_5+\mu_3-1} \sum_{i_9=0}^{i_4} \binom{i_5+\mu_3-1}{i_7} \binom{i_4}{i_9} \left(\frac{\mu_3 (1+k_3)}{\bar{\gamma}_3} \right)^{i_4} \frac{1}{i_4!} K_{i_7+i_9-i_4+1} \left(\frac{2\mu_3 (1+k_3)}{\bar{\gamma}_3} \sqrt{\gamma_{th_3} (\gamma_{th_3}+c)} \right) \cdot \\
& \cdot \gamma_{th_3}^{\frac{i_4+2i_5+i_9-i_7+2\mu_3-1}{2}} (\gamma_{th_3}+c)^{\frac{i_4+i_7-i_9+1}{2}} + e^{-\frac{2\mu_3 \gamma_{th_3} (1+k_3)}{\bar{\gamma}_3}} \sum_{i_2=0}^{i_1+\mu_3-1} \sum_{i_4=0}^{i_3+\mu_3-1} \sum_{i_7=0}^{i_5+\mu_3-1} \sum_{i_{10}=0}^{i_2+i_4} \binom{i_5+\mu_3-1}{i_7} \binom{i_2+i_4}{i_{10}} \left(\frac{\mu_3 (1+k_3)}{\bar{\gamma}_3} \right)^{i_2+i_4} \\
& \cdot \frac{2^{\frac{i_7+i_{10}-i_2-i_4+3}{2}}}{i_2! i_4!} \gamma_{th_3}^{\frac{i_2+i_4+2i_5+i_{10}-i_7+2\mu_3-1}{2}} (\gamma_{th_3}+c)^{\frac{i_2+i_4+i_7-i_{10}+1}{2}} K_{i_7+i_{10}-i_2-i_4+1} \left(\frac{2\mu_3 (1+k_3)}{\bar{\gamma}_3} \sqrt{2\gamma_{th_3} (\gamma_{th_3}+c)} \right) \Big] \cdot (4.10)
\end{aligned}$$

CDF signala koji se prostire linkom S-D pri uticaju η - μ_4 fedinga, i dolazi na drugi ulaz u SC kombiner na prijemu je dat u izrazu (2.56), i sa drugim parametrima dobija formu:

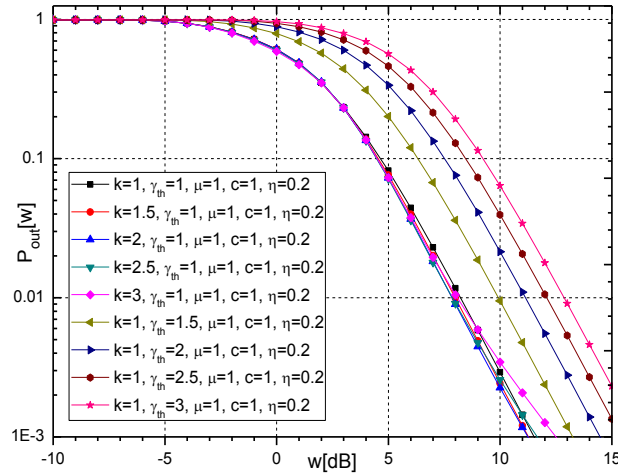
$$\begin{aligned}
F_{\gamma_4}(\gamma_{th_4} | \eta, \mu_4) &= \frac{\sqrt{\pi}}{\Gamma(\mu_4)} \sum_{i_{11}=0}^{+\infty} \frac{\Gamma(2i_{11}+2\mu_4)}{2^{2i_{11}+2\mu_4-1} \Gamma(i_{11}+\mu_4+1/2)} \cdot \\
& \cdot \frac{H^{2i_{11}}}{h^{2i_{11}+\mu_4} i_{11}!} \left(1 - e^{-\frac{2\mu_4 h \gamma_{th_4}}{\bar{\gamma}_4}} \sum_{i_{12}=0}^{2i_{11}+2\mu_4-1} \frac{1}{i_{12}!} \left(\frac{2\mu_4 h \gamma_{th_4}}{\bar{\gamma}_4} \right)^{i_{12}} \right). \quad (4.11)
\end{aligned}$$

Zamenom izraza (4.10) i (4.11) u izraz (1.24), verovatnoća otkaza sistema na prijemnoj strani, na izlazu iz SC kombinera, se može napisati u obliku:

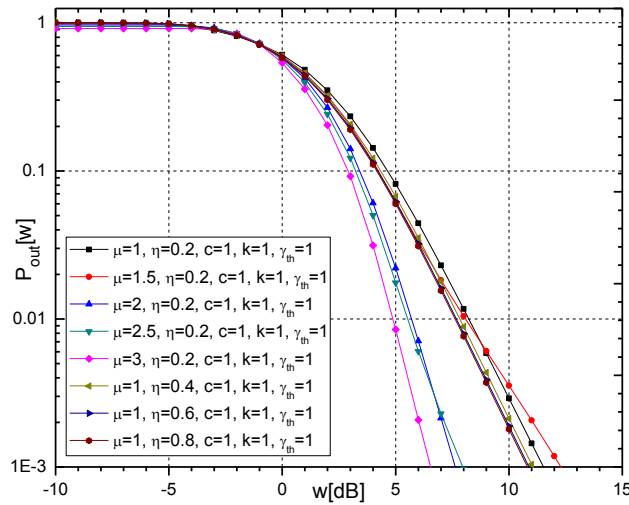
$$\begin{aligned}
P_{out} &= \frac{\sqrt{\pi}}{\Gamma(\mu_4)} \sum_{i_{11}=0}^{+\infty} \frac{H^{2i_{11}} \Gamma(2i_{11}+2\mu_4)}{2^{2i_{11}+2\mu_4-1} h^{2i_{11}+\mu_4} \Gamma(i_{11}+\mu_4+1/2) i_{11}!} \left(1 - e^{-\frac{2\mu_4 h}{\bar{\gamma}_4} \gamma_{th}} \sum_{i_{12}=0}^{2i_{11}+2\mu_4-1} \frac{1}{i_{12}!} \left(\frac{2\mu_4 h \gamma_{th}}{\bar{\gamma}_4} \right)^{i_{12}} \right) \left[1 - e^{-\mu_3 k_3} \sum_{i_5=0}^{+\infty} \frac{1}{i_5!} \cdot \right. \\
& \cdot \mu_3^{2i_5+\mu_3} k_3^{i_5} \left(\frac{1+k_3}{\bar{\gamma}_3} \right)^{i_5+\mu_3} \frac{e^{-\frac{\mu_3 (1+k_3) \gamma_{th}}{\bar{\gamma}_3}}}{\Gamma(i_5+\mu_3)} \left(\Gamma(i_5+\mu_3) \sum_{i_6=0}^{i_5+\mu_3-1} \frac{\gamma_{th}^{i_6}}{i_6!} \left(\frac{\bar{\gamma}_3}{\mu_3 (1+k_3)} \right)^{i_5-i_6+\mu_3} - e^{-2\mu_3 k_3} \sum_{i_1=0}^{+\infty} \sum_{i_3=0}^{+\infty} \frac{(\mu_3 k_3)^{i_1+i_3}}{i_1! i_3!} \right) \\
& \cdot \left(\sum_{i_6=0}^{i_5+\mu_3-1} \frac{\mu_3^{i_6-i_5-\mu_3} \gamma_{th}^{i_6} \Gamma(i_5+\mu_3)}{i_6!} \left(\frac{\bar{\gamma}_3}{1+k_3} \right)^{i_5-i_6+\mu_3} - 2e^{-\frac{\mu_3 \gamma_{th} (1+k_3)}{\bar{\gamma}_3}} \sum_{i_2=0}^{i_1+\mu_3-1} \sum_{i_7=0}^{i_5+\mu_3-1} \sum_{i_8=0}^{i_2} \binom{i_5+\mu_3-1}{i_7} \binom{i_2}{i_8} \left(\frac{\mu_3 (1+k_3)}{\bar{\gamma}_3} \right)^{i_2} \right) \\
& \cdot \frac{\gamma_{th}^{\frac{i_2+2i_5+i_8-i_7+2\mu_3-1}{2}} (\gamma_{th}+c)^{\frac{i_2+i_7-i_8+1}{2}}}{i_2!} K_{i_7+i_8-i_2+1} \left(\frac{2\mu_3 (1+k_3)}{\bar{\gamma}_3} \sqrt{\gamma_{th} (\gamma_{th}+c)} \right) - 2e^{-\frac{\mu_3 \gamma_{th} (1+k_3)}{\bar{\gamma}_3}} \sum_{i_4=0}^{i_3+\mu_3-1} \sum_{i_7=0}^{i_5+\mu_3-1} \sum_{i_9=0}^{i_4} \binom{i_4}{i_9} \\
& \cdot \binom{i_5+\mu_3-1}{i_7} \left(\frac{\mu_3 (1+k_3)}{\bar{\gamma}_3} \right)^{i_4} \frac{\gamma_{th}^{(i_4+2i_5+i_9-i_7+2\mu_3-1)/2} (\gamma_{th_3}+c)^{(i_4+i_7-i_9+1)/2}}{i_4!} K_{i_7+i_9-i_4+1} \left(\frac{2\mu_3 (1+k_3)}{\bar{\gamma}_3} \sqrt{\gamma_{th} (\gamma_{th}+c)} \right) + \\
& \cdot e^{-\frac{2\mu_3 \gamma_{th} (1+k_3)}{\bar{\gamma}_3}} \sum_{i_2=0}^{i_1+\mu_3-1} \sum_{i_4=0}^{i_3+\mu_3-1} \sum_{i_7=0}^{i_5+\mu_3-1} \sum_{i_{10}=0}^{i_2+i_4} \left(\frac{\mu_3 (1+k_3)}{\bar{\gamma}_3} \right)^{i_2+i_4} \frac{2^{(i_7+i_{10}-i_2-i_4+3)/2} \gamma_{th}^{(i_2+i_4+2i_5+i_{10}-i_7+2\mu_3-1)/2}}{i_2! i_4!} \binom{i_5+\mu_3-1}{i_7} \Big].
\end{aligned}$$

$$\cdot \left(\begin{matrix} i_2 + i_4 \\ i_{10} \end{matrix} \right) (\gamma_{th} + c)^{(i_2 + i_4 + i_7 - i_{10} + 1)/2} K_{i_7 + i_{10} - i_2 - i_4 + 1} \left(\frac{2\mu_3(1+k_3)}{\bar{\gamma}_3} \sqrt{2\gamma_{th}(\gamma_{th} + c)} \right) \Bigg]. \quad (4.12)$$

P_{out} sistema na prijemu iz izraza (4.12), grafički je prikazana na slikama 4.2 i 4.3.



Slika 4.2 Verovatnoća otkaza sistema iz izraza (4.12), kada se menjaju parametri k i γ_{th}



Slika 4.3 Verovatnoća otkaza sistema iz izraza (4.12), kada se menjaju parametri μ i η

Na slici 4.2 prikazana je P_{out} kada se menjaju parametri k i γ_{th} . Sa slike se vidi, da za veće vrednosti parametara γ_{th} , P_{out} postaje veća i sistem postaje nestabilniji. Povećanjem parametra k , P_{out} je u manjem padu i performanse sistema su bolje. Za vrednosti parametara $k=\gamma_{th}=2$, pri iznosu $w=5$ dB, P_{out} iznosi 0.0724 i 0.3360.

Slika 4.3 prikazuje P_{out} na prijemu, pri promeni parametara μ i η . Sa povećanjem vrednosti parametra μ , P_{out} se smanjuje i performanse sistema su bolje. Povećanje vrednosti parametra η dovodi do manjeg pada P_{out} , i performanse sistema su delimično bolje. Za vrednosti parametara $\mu=2$ i $\eta=2$, pri iznosu $w=5$ dB, P_{out} iznosi 0.0220 i 0.0618.

Tabele 4.1 i 4.2 prikazuju potreban broj elemenata niza za konvergenciju izraza (4.12).

Tabela 4.1 Broj članova suma za konvergenciju izraza (4.12), kada se menjaju parametri k i γ_{th}

	w=-10 dB	w=0 dB	w=10 dB
k=1, $\gamma_{th}=1$, c=1, $\mu=1$, $\eta=0.2$	13	7	6
k=1.5, $\gamma_{th}=1$, c=1, $\mu=1$, $\eta=0.2$	13	8	7
k=2, $\gamma_{th}=1$, c=1, $\mu=1$, $\eta=0.2$	13	10	8
k=2.5, $\gamma_{th}=1$, c=1, $\mu=1$, $\eta=0.2$	13	11	10
k=3, $\gamma_{th}=1$, c=1, $\mu=1$, $\eta=0.2$	13	13	11
k=1, $\gamma_{th}=1.5$, c=1, $\mu=1$, $\eta=0.2$	14	7	6
k=1, $\gamma_{th}=2$, c=1, $\mu=1$, $\eta=0.2$	14	7	6
k=1, $\gamma_{th}=2.5$, c=1, $\mu=1$, $\eta=0.2$	14	7	6
k=1, $\gamma_{th}=3$, c=1, $\mu=1$, $\eta=0.2$	14	8	7

Tabela 4.2 Broj članova suma za konvergenciju izraza (4.12), kada se menjaju parametri μ i η

	w=-10 dB	w=0 dB	w=10 dB
$\mu=1$, $\eta=0.2$, c=1, k=1, $\gamma_{th}=1$	13	7	6
$\mu=1.5$, $\eta=0.2$, c=1, k=1, $\gamma_{th}=1$	15	8	5
$\mu=2$, $\eta=0.2$, c=1, k=1, $\gamma_{th}=1$	17	11	7
$\mu=2.5$, $\eta=0.2$, c=1, k=1, $\gamma_{th}=1$	18	11	6
$\mu=3$, $\eta=0.2$, c=1, k=1, $\gamma_{th}=1$	19	12	6
$\mu=1$, $\eta=0.4$, c=1, k=1, $\gamma_{th}=1$	6	7	6
$\mu=1$, $\eta=0.6$, c=1, k=1, $\gamma_{th}=1$	5	6	6
$\mu=1$, $\eta=0.8$, c=1, k=1, $\gamma_{th}=1$	5	6	6

Iz tabele 4.1 se vidi, da se pri promeni vrednosti parametara k i γ_{th} , za iznos $w=-10$ dB, postiže konvergencija izraza, kada se broj članova suma u izrazu ograniči na 13 i 14, dok je za iznose $w=0$ dB i $w=10$ dB, potrebno veći broj članova sabrati i niz sporije konvergira.

Tabela 4.2 prikazuje potreban broj članova, pri promeni vrednosti parametara μ i η . Pri porastu parametra μ potreban je veći broj članova i niz sporije konvergira. Pri promeni parametra η za $w=-10$ dB i $w=0$ dB potreban je manji broj članova i niz brže konvergira, dok se za $w=10$ dB postiže konvergencija izraza, kada se broj članova suma u izrazu ograniči na 6.

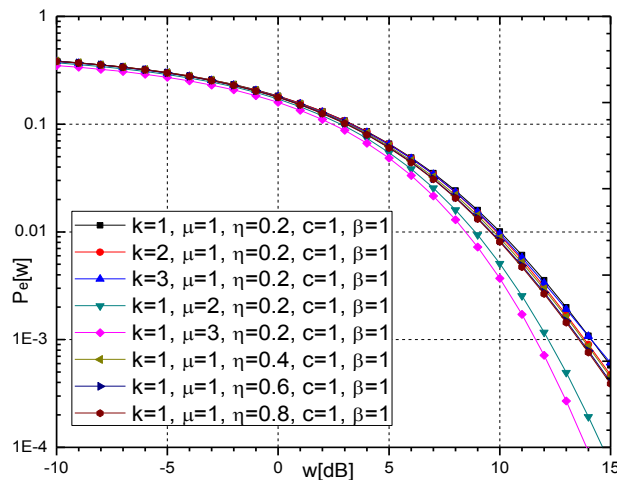
4.1.1.2 Srednja verovatnoća greške po bitu na izlazu SC prijemnika

Zamenom izraza (4.12) u izraz (1.10), srednja verovatnoća greške po bitu na prijemnoj strani, uz primenu relacije $\gamma_{th}=t^2/\beta$, može se napisati u obliku:

$$\begin{aligned}
P_e &= \frac{\sqrt{2}}{\Gamma(\mu_4)} \sum_{i_{11}=0}^{+\infty} \frac{H^{2i_{11}} \Gamma(2i_{11} + 2\mu_4)}{2^{2i_{11} + 2\mu_4} h^{2i_{11} + \mu_4} \Gamma(i_{11} + \mu_4 + 1/2) i_{11}!} \int_0^{+\infty} e^{-\frac{t^2}{2}} dt \left[1 - e^{-\frac{2\mu_4 h t^2}{\bar{\gamma}_4} \frac{1}{\beta}} \sum_{i_{12}=0}^{2i_{11} + 2\mu_4 - 1} \frac{1}{i_{12}!} \cdot \right. \\
&\cdot \left. \left(\frac{2\mu_4 h t^2}{\bar{\gamma}_4} \frac{1}{\beta} \right)^{i_{12}} \right] \left[1 - e^{-\mu_3 k_3} \sum_{i_5=0}^{+\infty} \frac{\mu_3^{2i_5 + \mu_3}}{i_5!} \left(\frac{1 + k_3}{\bar{\gamma}_3} \right)^{i_5 + \mu_3} \frac{k_3^{i_5} e^{-\frac{\mu_3(1+k_3)t^2}{\bar{\gamma}_3} \frac{1}{\beta}}}{\Gamma(i_5 + \mu_3)} \left(\Gamma(i_5 + \mu_3) \sum_{i_6=0}^{i_5 + \mu_3 - 1} \left(\frac{t^2}{\beta} \right)^{i_6} \right. \right. \\
&\cdot \left. \left. \frac{1}{i_6!} \left(\frac{\bar{\gamma}_3}{\mu_3(1+k_3)} \right)^{i_5 - i_6 + \mu_3} - e^{-2\mu_3 k_3} \sum_{i_1=0}^{+\infty} \sum_{i_3=0}^{+\infty} \frac{(\mu_3 k_3)^{i_1 + i_3}}{i_1! i_3!} \left(\sum_{i_6=0}^{i_5 + \mu_3 - 1} \frac{\mu_3^{i_6 - i_5 - \mu_3} \Gamma(i_5 + \mu_3)}{i_6!} \left(\frac{\bar{\gamma}_3}{1 + k_3} \right)^{i_5 - i_6 + \mu_3} \right. \right. \right. \\
&\cdot \left. \left. \left(\frac{t^2}{\beta} \right)^{i_6} - 2e^{-\frac{\mu_3(1+k_3)t^2}{\bar{\gamma}_3} \frac{1}{\beta}} \sum_{i_2=0}^{i_1 + \mu_3 - 1} \sum_{i_7=0}^{i_2} \sum_{i_8=0}^{i_2 - i_7} \frac{1}{i_2!} \cdot K_{i_7 + i_8 - i_2 + 1} \left(\frac{2\mu_3(1+k_3)}{\bar{\gamma}_3} \sqrt{\frac{t^2}{\beta} \left(\frac{t^2}{\beta} + c \right)} \right) \left(\frac{t^2}{\beta} + c \right)^{\frac{i_2 + i_7 - i_8 + 1}{2}} \right. \right. \\
&\cdot \left. \left. \left(\frac{t^2}{\beta} \right)^{\frac{i_2 + 2i_5 + i_8 - i_7 + 2\mu_3 - 1}{2}} \left(\frac{\mu_3(1+k_3)}{\bar{\gamma}_3} \right)^{i_2} \binom{i_5 + \mu_3 - 1}{i_7} \binom{i_2}{i_8} - 2e^{-\frac{\mu_3(1+k_3)t^2}{\bar{\gamma}_3} \frac{1}{\beta}} \sum_{i_4=0}^{i_3 + \mu_3 - 1} \sum_{i_7=0}^{i_4} \sum_{i_9=0}^{i_4 - i_7} \frac{1}{i_4!} \binom{i_5 + \mu_3 - 1}{i_7} \right. \right. \\
&\cdot \left. \left. \binom{i_4}{i_9} \left(\frac{\mu_3(1+k_3)}{\bar{\gamma}_3} \right)^{i_4} \left(\frac{t^2}{\beta} \right)^{\frac{i_4 + 2i_5 + i_9 - i_7 + 2\mu_3 - 1}{2}} \left(\frac{t^2}{\beta} + c \right)^{\frac{i_4 + i_7 - i_9 + 1}{2}} K_{i_7 + i_9 - i_4 + 1} \left(\frac{2\mu_3(1+k_3)}{\bar{\gamma}_3} \sqrt{\frac{t^2}{\beta} \left(\frac{t^2}{\beta} + c \right)} \right) \right. \right. \\
&\left. \left. + e^{-\frac{2\mu_3(1+k_3)t^2}{\bar{\gamma}_3} \frac{1}{\beta}} \sum_{i_2=0}^{i_1 + \mu_3 - 1} \sum_{i_4=0}^{i_2 + \mu_3 - 1} \sum_{i_7=0}^{i_4} \sum_{i_{10}=0}^{i_2 + i_4} \binom{i_2 + i_4}{i_{10}} \binom{i_5 + \mu_3 - 1}{i_7} \left(\frac{t^2}{\beta} \right)^{\frac{i_2 + i_4 + 2i_5 + i_{10} - i_7 + 2\mu_3 - 1}{2}} \left(\frac{t^2}{\beta} + c \right)^{\frac{i_2 + i_4 + i_7 - i_{10} + 1}{2}} \right. \right. \\
&\cdot \left. \left. \frac{2^{\frac{i_7 + i_{10} - i_2 - i_4 + 3}{2}}}{i_2! i_4!} \left(\frac{\mu_3(1+k_3)}{\bar{\gamma}_3} \right)^{i_2 + i_4} K_{i_7 + i_{10} - i_2 - i_4 + 1} \left(\frac{2\mu_3(1+k_3)}{\bar{\gamma}_3} \sqrt{\frac{2t^2}{\beta} \left(\frac{t^2}{\beta} + c \right)} \right) \right) \right) \right) \right). \quad (4.13)
\end{aligned}$$

4.1.1.2.1 Performanse sistema za slučaj QPSK modulacije

Kod QPSK modulacije, na slici 4.4 je prikazan grafik za srednju verovatnoću greške po bitu na prijemnoj strani, iz izraza (4.13), u zavisnosti od srednje vrednosti SNR.



Slika 4.4 Srednja verovatnoća greške po bitu, iz izraza (4.13), kada se menjaju parametri k , μ i η , za $\beta=1$

Povećanjem parametara k i μ (slika 4.4), P_e opada i performanse sistema su bolje. Porastom parametra η , P_e neznatno opada i performanse sistema su delimično bolje. Za vrednosti parametara $k=\mu=2$ i $\eta=0.6$, pri iznosu $w=5$ dB, P_e iznosi 0.0650, 0.0544 i 0.0608.

U nastavku tabela 4.3, za konvergenciju izraza (4.13), prikazuje potreban broj elemenata niza za postizanje tačnosti izraza na 5-tu decimalu, pri promeni parametara k , μ i η .

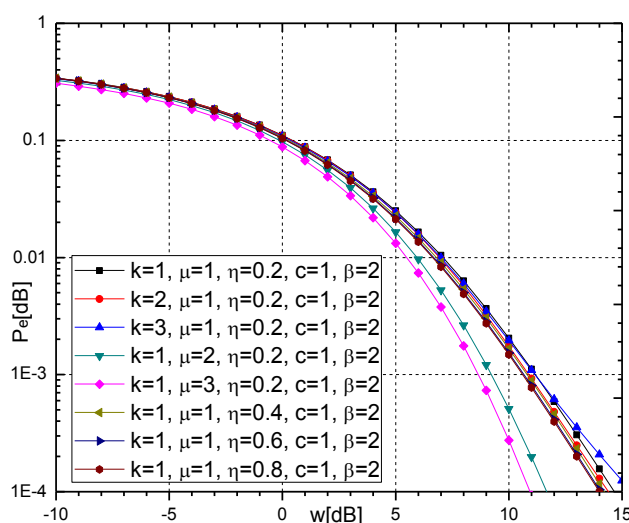
Tabela 4.3 Broj članova suma za konvergenciju izraza (4.13), kada se menjaju parametri k , μ i η , pri $\beta=1$

	$w=-10$ dB	$w=0$ dB	$w=10$ dB
$k=1, \mu=1, \eta=0.2, c=1, \beta=1$	11	8	6
$k=2, \mu=1, \eta=0.2, c=1, \beta=1$	12	8	8
$k=3, \mu=1, \eta=0.2, c=1, \beta=1$	12	11	10
$k=1, \mu=2, \eta=0.2, c=1, \beta=1$	15	11	7
$k=1, \mu=3, \eta=0.2, c=1, \beta=1$	18	15	8
$k=1, \mu=1, \eta=0.4, c=1, \beta=1$	7	6	6
$k=1, \mu=1, \eta=0.6, c=1, \beta=1$	6	5	6
$k=1, \mu=1, \eta=0.8, c=1, \beta=1$	7	6	6

Pri većim vrednostima parametra η (tabela 4.3), postiže se konvergencija izraza i tačnost na petoj decimali, kada se broj članova suma u izrazu ograniči na 6. Porastom parametra η , za $w=-10$ dB i $w=0$ dB, potreban je manji broj članova i niz brže konvergira. Pri porastu parametara μ i k , potrebno je veći broj članova suma u izrazu sabrati, i niz sporije konvergira.

4.1.1.2.2 Performanse sistema za slučaj BPSK modulacije

Za BPSK modulaciju, na slici 4.5 je prikazan grafik za P_e iz izraza (4.13), na prijemnoj strani u zavisnosti od srednje vrednosti SNR, pri promeni parametara k , μ i η .



Slika 4.5 Srednja verovatnoća greške po bitu, iz izraza (4.13), kada se menjaju parametri k , μ i η , za $\beta=2$

Usled povećanja parametra η , P_e neznatno opada, i sistem ima nešto bolje performanse. Povećanjem parametara k i μ , P_e sistema opada i performanse sistema su bolje. Na osnovu vrednosti parametara $k=\mu=2$ i $\eta=0.6$, pri $w=5$ dB, P_e iznosi 0.0241, 0.0165 i 0.0216.

U tabeli 4.4 prikazan je potreban broj elemenata niza, koje treba sabrati kako bi se dobila tačnost izaraza (4.13), na 5-tu decimalu, pri promeni parametara k , μ i η .

Tabela 4.4 Broj članova suma za konvergenciju izraza (4.13), kada se menjaju parametri k , μ i η , pri $\beta=2$

	w=-10 dB	w=0 dB	w=10 dB
k=1, $\mu=1$, $\eta=0.2$, c=1, $\beta=2$	11	6	6
k=2, $\mu=1$, $\eta=0.2$, c=1, $\beta=2$	11	8	8
k=3, $\mu=1$, $\eta=0.2$, c=1, $\beta=2$	11	10	9
k=1, $\mu=2$, $\eta=0.2$, c=1, $\beta=2$	14	10	7
k=1, $\mu=3$, $\eta=0.2$, c=1, $\beta=2$	17	12	7
k=1, $\mu=1$, $\eta=0.4$, c=1, $\beta=2$	7	5	5
k=1, $\mu=1$, $\eta=0.6$, c=1, $\beta=2$	7	5	5
k=1, $\mu=1$, $\eta=0.8$, c=1, $\beta=2$	6	6	5

Iz tabele 4.4 se vidi da je potrebno veći broj članova suma sabrati, kako bi se postigla željena tačnost izraza (4.13) na petoj decimali, pri porastu parametara μ i k , i niz sporije konvergira. Pri promeni parametra η , potreban je manji broj članova i niz brže konvergira.

4.1.2 Performanse sistema za slučaj primene SC kombinera tehnikom DF

Model sistema za prenos signala, tehnikom DF, pri uticaju brzog fedinga koji se razmatra primenom SC kombinera u relejnoj stanici i na prijemnoj strani je prikazan na slici 4.1. Primenom tehnike DF, na prijemnoj strani su matematički izračunate i grafički prikazane statističke veličine prvog reda: P_{out} i P_e .

4.1.2.1 Verovatnoća otkaza sistema na izlazu SC prijemnika

Zamenom izraza (4.1) za CDF signala na izlazu iz SC kombinera u relejnoj stanici, u izraz (2.36), primenom DF tehnike, dobijamo CDF funkciju signala sa $k_3-\mu_3$ raspodelom, koji se prostire linkom R-D do prvog ulaza u SC kombiner u obliku:

$$F_{k-\mu} \left(\frac{\gamma_{th_3} (c + \gamma_3)}{\gamma_3} \right) = \frac{1}{e^{2\mu_3 k_3}} \sum_{i_1=0}^{+\infty} \sum_{i_3=0}^{+\infty} \frac{(\mu_3 k_3)^{i_1+i_3}}{i_1! i_3!} \left(1 - e^{-\frac{\mu_3 \gamma_{th_3} (1+k_3)(c+\gamma_3)}{\bar{\gamma}_3 \gamma_3}} \sum_{i_2=0}^{i_1+\mu_3-1} \frac{1}{i_2!} \cdot \left(\frac{\mu_3 \gamma_{th_3} (1+k_3)(c+\gamma_3)}{\bar{\gamma}_3 \gamma_3} \right)^{i_2} \left(1 - e^{-\frac{\mu_3 \gamma_{th_3} (1+k_3)(c+\gamma_3)}{\bar{\gamma}_3 \gamma_3}} \sum_{i_4=0}^{i_3+\mu_3-1} \frac{1}{i_4!} \left(\frac{\mu_3 \gamma_{th_3} (1+k_3)(c+\gamma_3)}{\bar{\gamma}_3 \gamma_3} \right)^{i_4} \right) \right). \quad (4.14)$$

Na osnovu izraza (2.35), PDF anvelope signala sa k_3 - μ_3 raspodelom, koji se prostire linkom od releja do prvog ulaza u SC kombiner na prijemu, možemo napisati u formi:

$$P_{k-\mu}(\gamma_3) = \frac{1}{e^{\mu_3 k_3}} \sum_{i_5=0}^{+\infty} \frac{\mu_3^{2i_5+\mu_3} k_3^{i_5} \gamma_3^{i_5+\mu_3-1}}{\Gamma(i_5+\mu_3) i_5!} \left(\frac{1+k_3}{\bar{\gamma}_3} \right)^{i_5+\mu_3} e^{-\frac{\mu_3(1+k_3)}{\bar{\gamma}_3} \gamma_3}. \quad (4.15)$$

Zamenom izraza (4.14) i (4.15), u izraz (2.34), dobijamo verovatnoću otkaza sistema na prvom ulazu u SC kombiner na prijemnoj strani u obliku:

$$\begin{aligned} P_{out_1} = F_1(\gamma_{th_3}) &= \frac{1}{e^{3\mu_3 k_3}} \sum_{i_1=0}^{+\infty} \sum_{i_3=0}^{+\infty} \sum_{i_5=0}^{+\infty} \frac{\mu_3^{i_1+i_3+2i_5+\mu_3} k_3^{i_1+i_3+i_5}}{\Gamma(i_5+\mu_3) i_1! i_3! i_5!} \left(\frac{1+k_3}{\bar{\gamma}_3} \right)^{i_5+\mu_3} \left[\int_0^{+\infty} \gamma_3^{i_5+\mu_3-1} e^{-\frac{\mu_3(1+k_3)}{\bar{\gamma}_3} \gamma_3} d\gamma_3 - \right. \\ &\sum_{i_2=0}^{i_1+\mu_3-1} \frac{1}{i_2!} \left(\frac{\mu_3 \gamma_{th_3} (1+k_3)}{\bar{\gamma}_3} \right)^{i_2} \int_0^{+\infty} \gamma_3^{i_5-i_2+\mu_3-1} (c+\gamma_3)^{i_2} e^{-\frac{\mu_3 \gamma_{th_3} (1+k_3)(c+\gamma_3)}{\bar{\gamma}_3 \gamma_3}} e^{-\frac{\mu_3(1+k_3)}{\bar{\gamma}_3} \gamma_3} d\gamma_3 - \sum_{i_4=0}^{i_3+\mu_2-1} \frac{1}{i_4!} \cdot \\ &\cdot \left(\frac{\mu_3 \gamma_{th_3} (1+k_3)}{\bar{\gamma}_3} \right)^{i_4} \int_0^{+\infty} \gamma_3^{i_5-i_4+\mu_3-1} (c+\gamma_3)^{i_4} e^{-\frac{\mu_3 \gamma_{th_3} (1+k_3)(c+\gamma_3)}{\bar{\gamma}_3 \gamma_3}} e^{-\frac{\mu_3(1+k_3)}{\bar{\gamma}_3} \gamma_3} d\gamma_3 + \sum_{i_2=0}^{i_1+\mu_3-1} \sum_{i_4=0}^{i_3+\mu_2-1} \frac{1}{i_2! i_4!} \cdot \\ &\cdot \left. \left(\frac{\mu_3 \gamma_{th_3} (1+k_3)}{\bar{\gamma}_3} \right)^{i_2+i_4} \int_0^{+\infty} \gamma_3^{i_5-i_2-i_4+\mu_3-1} (c+\gamma_3)^{i_2+i_4} e^{-\frac{\mu_3 \gamma_{th_3} (1+k_3)(c+\gamma_3)}{\bar{\gamma}_3 \gamma_3}} e^{-\frac{\mu_3(1+k_3)}{\bar{\gamma}_3} \gamma_3} d\gamma_3 \right]. \quad (4.16) \end{aligned}$$

U izrazu (4.16) postoje integrali I_1 , I_2 , I_3 i I_4 . Integral I_1 ima oblik i rešenje kao u izrazu (2.38), i sa drugim promenljivim se može predstaviti u obliku:

$$I_1 = \left(\frac{\bar{\gamma}_3}{\mu_3(1+k_3)} \right)^{i_5+\mu_3} \Gamma(i_5+\mu_3). \quad (4.17)$$

Primenjujući izraz (2.19) za binomni obrazac u integral I_2 iz izraza (4.16), pomenuti integral možemo napisati na sledeći način:

$$\begin{aligned} I_2 &= \int_0^{+\infty} \gamma_3^{i_5-i_2+\mu_3-1} (c+\gamma_3)^{i_2} e^{-\frac{\mu_3 \gamma_{th_3} (1+k_3)(c+\gamma_3)}{\bar{\gamma}_3 \gamma_3}} e^{-\frac{\mu_3(1+k_3)}{\bar{\gamma}_3} \gamma_3} d\gamma_3 = \\ &= \sum_{i_6=0}^{i_2} \binom{i_2}{i_6} c^{i_2-i_6} \int_0^{+\infty} \gamma_3^{i_5+i_6-i_2+\mu_3-1} e^{-\frac{\mu_3 \gamma_{th_3} (1+k_3)(c+\gamma_3)}{\bar{\gamma}_3 \gamma_3}} e^{-\frac{\mu_3(1+k_3)}{\bar{\gamma}_3} \gamma_3} d\gamma_3. \quad (4.18) \end{aligned}$$

Koristeći obrazac (2.21) za rešenje integrala u izrazu (4.18), integral I_2 posle sređivanja možemo napisati u sledećem obliku:

$$I_2 = 2 \sum_{i_6=0}^{i_2} \binom{i_2}{i_6} c^{\frac{i_2+i_5-i_6+\mu_3}{2}} \gamma_{th_3}^{\frac{i_5+i_6-i_2+\mu_3}{2}} K_{i_5+i_6-i_2+\mu_3} \left(\frac{2\mu_3(1+k_3)}{\bar{\gamma}_3} \sqrt{c\gamma_{th_3}} \right). \quad (4.19)$$

Integral I_3 iz izraza (4.16) ima sličan oblik kao integral I_2 , tako da na osnovu izraza (4.19) pomenuti integral možemo napisati u konačnom obliku:

$$I_3 = \int_0^{+\infty} \gamma_3^{i_5-i_4+\mu_3-1} \cdot (c+\gamma_3)^{i_4} e^{-\frac{\mu_3 \gamma_{th_3} (1+k_3)(c+\gamma_3)}{\bar{\gamma}_3 \gamma_3}} e^{-\frac{\mu_3(1+k_3)}{\bar{\gamma}_3} \gamma_3} d\gamma_3 =$$

$$= 2 \sum_{i_7=0}^{i_4} \binom{i_4}{i_7} c^{\frac{i_4+i_5-i_7+\mu_3}{2}} \gamma_{th_3}^{\frac{i_5+i_7-i_4+\mu_3}{2}} \gamma_3^{i_7} K_{i_5+i_7-i_4+\mu_3} \left(\frac{2\mu_3(1+k_3)}{\bar{\gamma}_3} \sqrt{c\gamma_{th_3}} \right). \quad (4.20)$$

Primenom izraza (2.19), integral I_4 iz izraza (4.16) možemo napisati u formi:

$$\begin{aligned} I_4 &= \int_0^{+\infty} \gamma_3^{i_5-i_2-i_4+\mu_3-1} (c+\gamma_3)^{i_2+i_4} e^{-\frac{2\mu_3\gamma_{th_3}(1+k_3)(c+\gamma_3)}{\bar{\gamma}_3\gamma_3}} e^{-\frac{\mu_3(1+k_3)}{\bar{\gamma}_3}\gamma_3} d\gamma_3 = \\ &= \sum_{i_8=0}^{i_2+i_4} \binom{i_2+i_4}{i_8} c^{i_2+i_4-i_8} \int_0^{+\infty} \gamma_3^{i_5+i_8-i_2-i_4+\mu_3-1} e^{-\frac{2\mu_3\gamma_{th_3}(1+k_3)(c+\gamma_3)}{\bar{\gamma}_3\gamma_3}} e^{-\frac{\mu_3(1+k_3)}{\bar{\gamma}_3}\gamma_3} d\gamma_3. \end{aligned} \quad (4.21)$$

Primenom obrasca (2.21) za rešenje integral u izrazu (4.21), integral I_4 posle sređivanja možemo napisati u obliku:

$$I_4 = 2 \sum_{i_8=0}^{i_2+i_4} \binom{i_2+i_4}{i_8} c^{\frac{i_2+i_4+i_5-i_8+\mu_3}{2}} (2\gamma_{th_3})^{\frac{i_5+i_8-i_2-i_4+\mu_3}{2}} K_{i_5+i_8-i_2-i_4+\mu_3} \left(\frac{2\mu_3(1+k_3)}{\bar{\gamma}_3} \sqrt{2c\gamma_{th_3}} \right). \quad (4.22)$$

Zamenom izraza (4.17), (4.19), (4.20) i (4.22), u izraz (4.16), verovatnoća otkaza sistema na prvom ulazu u SC terminal na prijemnoj strani je:

$$\begin{aligned} P_{out_1} &= \frac{1}{e^{3\mu_3k_3}} \sum_{i_1=0}^{+\infty} \sum_{i_3=0}^{+\infty} \sum_{i_5=0}^{+\infty} \mu_3^{i_1+i_3+2i_5+\mu_3} k_3^{i_1+i_3+i_5} \left(\frac{1+k_3}{\bar{\gamma}_3} \right)^{i_5+\mu_3} \left[\left(\frac{\bar{\gamma}_3}{\mu_3(1+k_3)} \right)^{i_5+\mu_3} \Gamma(i_5+\mu_3) - 2e^{-\frac{\mu_3\gamma_{th_3}(1+k_3)}{\bar{\gamma}_3}} \right. \\ &\cdot \left(\sum_{i_2=0}^{i_1+\mu_3-1} \sum_{i_6=0}^{i_2} \binom{i_2}{i_6} \left(\frac{\mu_3(1+k_3)}{\bar{\gamma}_3} \right)^{i_2} c^{\frac{i_2+i_5-i_6+\mu_3}{2}} \gamma_{th_3}^{\frac{i_2+i_5+i_6+\mu_3}{2}} K_{i_5+i_6-i_2+\mu_3} \left(\frac{2\mu_3(1+k_3)}{\bar{\gamma}_3} \sqrt{c\gamma_{th_3}} \right) + \sum_{i_4=0}^{i_3+\mu_2-1} \sum_{i_7=0}^{i_4} \binom{i_4}{i_7} \right. \\ &\cdot \left. \frac{c^{\frac{i_4+i_5-i_7+\mu_3}{2}} \left(\frac{\mu_3(1+k_3)}{\bar{\gamma}_3} \right)^{i_4} \gamma_{th_3}^{\frac{i_4+i_5+i_7+\mu_3}{2}} K_{i_5+i_7-i_4+\mu_3} \left(\frac{2\mu_3(1+k_3)}{\bar{\gamma}_3} \sqrt{c\gamma_{th_3}} \right) - e^{-\frac{\mu_3\gamma_{th_3}(1+k_3)}{\bar{\gamma}_3}} \sum_{i_2=0}^{i_1+\mu_3-1} \sum_{i_4=0}^{i_3+\mu_2-1} \sum_{i_8=0}^{i_2+i_4} \frac{1}{i_2!} \right. \\ &\cdot \left. \left. c^{\frac{i_2+i_4+i_5-i_8+\mu_3}{2}} (2\gamma_{th_3})^{\frac{i_5+i_8-i_2-i_4+\mu_3}{2}} \binom{i_2+i_4}{i_8} \left(\frac{\mu_3\gamma_{th_3}(1+k_3)}{\bar{\gamma}_3} \right)^{i_2+i_4} K_{i_5+i_8-i_2-i_4+\mu_3} \left(\frac{2\mu_3(1+k_3)}{\bar{\gamma}_3} \sqrt{2c\gamma_{th_3}} \right) \right] \right]. \quad (4.23) \end{aligned}$$

CDF signala na koji deluje η - μ_4 feding, koji dolazi linkom S-D na drugi ulaz SC kombinera na prijemu je dat u izrazu (4.11), i sa drugim promenljivim je dat izrazom:

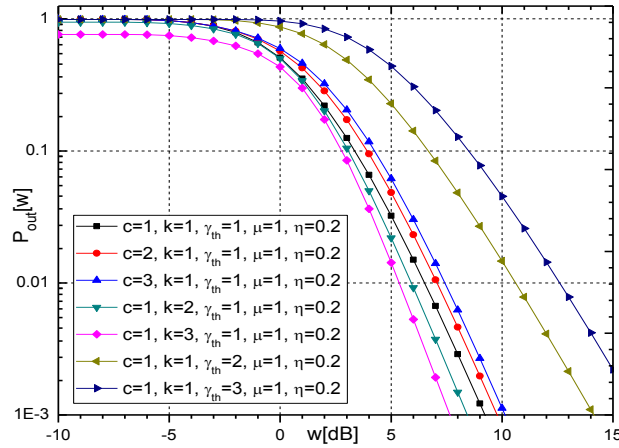
$$F_{\gamma_4}(\gamma_{th_4} | \eta, \mu_4) = \frac{\sqrt{\pi}}{\Gamma(\mu_4)} \sum_{i_9=0}^{+\infty} \frac{H^{2i_9} \Gamma(2i_9 + 2\mu_4)}{2^{2i_9+2\mu_4-1} h^{2i_9+\mu_4} i_9! \Gamma(i_9 + \mu_4 + 1/2)} \left(1 - e^{-\frac{2\mu_4 h}{\bar{\gamma}_4} \gamma_{th_4}} \sum_{i_{10}=0}^{2i_9+2\mu_4-1} \frac{1}{i_{10}!} \left(\frac{2\mu_4 h}{\bar{\gamma}_4} \gamma_{th_4} \right)^{i_{10}} \right). \quad (4.24)$$

Zamenom izraza (4.23) i (4.24), u izraz (1.24), verovatnoća otkaza sistema na izlazu iz SC kombinera koji se nalazi na prijemnoj strani, se može napisati u formi:

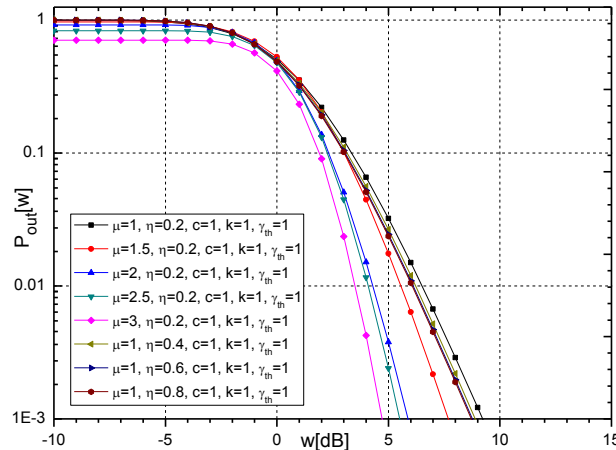
$$\begin{aligned} P_{out} &= \frac{\sqrt{\pi}}{e^{3\mu_3k_3} \Gamma(\mu_4)} \sum_{i_1=0}^{+\infty} \sum_{i_3=0}^{+\infty} \sum_{i_5=0}^{+\infty} \sum_{i_9=0}^{+\infty} \mu_3^{i_1+i_3+2i_5+\mu_3} k_3^{i_1+i_3+i_5} H^{2i_9} \Gamma(2i_9 + 2\mu_4) \left((1+k_3) / \bar{\gamma}_3 \right)^{i_5+\mu_3} \left[1 - e^{-\frac{2\mu_4 h}{\bar{\gamma}_4} \gamma_{th}} \right. \\ &\cdot \sum_{i_{10}=0}^{2i_9+2\mu_4-1} \frac{1}{i_{10}!} \left(\frac{2\mu_4 h}{\bar{\gamma}_4} \gamma_{th} \right)^{i_{10}} \left. \left[\left(\frac{\bar{\gamma}_3}{\mu_3(1+k_3)} \right)^{i_5+\mu_3} \Gamma(i_5+\mu_3) - 2e^{-\frac{\mu_3\gamma_{th}(1+k_3)}{\bar{\gamma}_3}} \left(\sum_{i_2=0}^{i_1+\mu_3-1} \sum_{i_6=0}^{i_2} \left(\frac{\mu_3(1+k_3)}{\bar{\gamma}_3} \right)^{i_2} \right) \right] \right]. \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& \cdot \binom{i_2}{i_6} \frac{c^{\frac{i_2+i_5-i_6+\mu_3}{2}} \gamma_{th}^{\frac{i_2+i_5+i_6+\mu_3}{2}}}{i_2!} K_{i_5+i_6-i_2+\mu_3} \left(\frac{2\mu_3(1+k_3)}{\bar{\gamma}_3} \sqrt{c\gamma_{th}} \right) + \sum_{i_4=0}^{i_3+\mu_2-1} \sum_{i_7=0}^{i_4} \left(\frac{\mu_3(1+k_3)}{\bar{\gamma}_3} \right)^{i_4} \frac{c^{\frac{i_4+i_5-i_7+\mu_3}{2}}}{i_4!} \cdot \\
& \cdot \binom{i_4}{i_7} \gamma_{th}^{\frac{i_4+i_5+i_7+\mu_3}{2}} K_{i_5+i_7-i_4+\mu_3} \left(\frac{2\mu_3(1+k_3)}{\bar{\gamma}_3} \sqrt{c\gamma_{th}} \right) - e^{-\frac{\mu_3\gamma_{th}(1+k_3)}{\bar{\gamma}_3}} \sum_{i_2=0}^{i_1+\mu_3-1} \sum_{i_4=0}^{i_3+\mu_3-1} \sum_{i_8=0}^{i_2+i_4} \binom{i_2+i_4}{i_8} \frac{2^{\frac{i_5+i_8-i_2-i_4+\mu_3}{2}}}{i_2!i_4!} \cdot \\
& \cdot c^{\frac{i_2+i_4+i_5-i_8+\mu_3}{2}} \gamma_{th}^{\frac{i_2+i_4+i_5+i_8+\mu_3}{2}} \left(\frac{\mu_3(1+k_3)}{\bar{\gamma}_3} \right)^{i_2+i_4} K_{i_5+i_8-i_2-i_4+\mu_3} \left(\frac{2\mu_3(1+k_3)}{\bar{\gamma}_3} \sqrt{2c\gamma_{th}} \right) \Bigg]. \quad (4.25)
\end{aligned}$$

Verovatnoća otkaza sistema data izrazom (4.25), je prikazana na slikama 4.6 i 4.7.



Slika 4.6 Verovatnoća otkaza sistema iz izraza (4.25), kada se menjaju parametri c , k i γ_{th}



Slika 4.7 Verovatnoća otkaza sistema iz izraza (4.25), kada se menjaju parametri μ i η

Na slici 4.6, prikazana je verovatnoća otkaza sistema, pri porastu parametara c , k i γ_{th} . Povećanjem parametara c i γ_{th} , P_{out} raste i performanse sistema postaju lošije. Povećanjem parametra k , P_{out} opada i bolje su performanse sistema. P_{out} za vrednosti parametara

$c=k=\gamma_{th}=2$, pri iznosu $w=5$ dB, ima vrednosti 0.0484, 0.0219 i 0.1696. Na slici 4.7 je prikazana grafička promena P_{out} na prijemu, pri promeni parametara μ i η . Povećanjem parametara μ i η , P_{out} opada, i performanse sistema postaju bolje. Pri iznosu $w=5$ dB, za vrednosti parametara $\mu=2$ i $\eta=0.6$, P_{out} sistema na prijemu iznosi 0.0037 i 0.0244.

Tabele 4.5 i 4.5 prikazuju potreban broj elemenata niza koji se trebaju sabrati, kako bi se postigla tačnost izraza (4.25), na petu decimalu, pri porastu pojedinih parametara sistema.

Tabela 4.5 Broj članova suma za konvergenciju izraza (4.25), kada se menjaju parametri c , k i γ_{th}

	w=-10 dB	w=0 dB	w=10 dB
c=1, k=1, $\gamma_{th}=1$, $\eta=0.2$, $\mu=1$	13	7	5
c=2, k=1, $\gamma_{th}=1$, $\eta=0.2$, $\mu=1$	13	8	5
c=3, k=1, $\gamma_{th}=1$, $\eta=0.2$, $\mu=1$	13	8	5
c=1, k=2, $\gamma_{th}=1$, $\eta=0.2$, $\mu=1$	13	10	5
c=1, k=3, $\gamma_{th}=1$, $\eta=0.2$, $\mu=1$	15	12	6
c=1, k=1, $\gamma_{th}=2$, $\eta=0.2$, $\mu=1$	14	8	5
c=1, k=1, $\gamma_{th}=3$, $\eta=0.2$, $\mu=1$	14	9	5

Tabela 4.6 Broj članova suma za konvergenciju izraza (4.25), kada se menjaju parametri μ i η

	w=-10 dB	w=0 dB	w=10 dB
$\mu=1$, $\eta=0.2$, c=1, k=1, $\gamma_{th}=1$	13	7	5
$\mu=1.5$, $\eta=0.2$, c=1, k=1, $\gamma_{th}=1$	15	9	5
$\mu=2$, $\eta=0.2$, c=1, k=1, $\gamma_{th}=1$	17	10	5
$\mu=2.5$, $\eta=0.2$, c=1, k=1, $\gamma_{th}=1$	18	12	5
$\mu=3$, $\eta=0.2$, c=1, k=1, $\gamma_{th}=1$	19	13	5
$\mu=1$, $\eta=0.4$, c=1, k=1, $\gamma_{th}=1$	8	8	5
$\mu=1$, $\eta=0.6$, c=1, k=1, $\gamma_{th}=1$	8	7	5
$\mu=1$, $\eta=0.8$, c=1, k=1, $\gamma_{th}=1$	9	7	5

U tabeli 4.5 potreban broj članova, pri promeni c , za $w=-10$ dB i $w=10$ dB iznosi 13 i 5, dok je za $w=0$ dB potreban veći broj članova i niz sporije konvergira. Pri porastu parametra k , potreban je veći broj elemenata i niz sporije konvergira. Pri porastu parametra γ_{th} , za $w=10$ dB postiže se konvergencija izraza, kada se broj članova u izrazu ograniči na 5, dok je za $w=0$ dB potreban veći broj članova i niz sporije konvergira. Tabela 4.6 prikazuje broj članova, za postizanje tačnosti izraza, pri promeni parametara μ i η . Broj članova koje treba sumirati, pri promeni koeficijenata μ i η , za $w=10$ dB iznosi 5. Porastom parametra μ , za $w=-10$ dB i $w=0$ dB potrebno je sabrati veći broj članova i niz sporije konvergira. Pri promeni parametra η , za $w=-10$ dB i $w=0$ dB, potrebno je manji broj članova u izrazu, i niz brže konvergira.

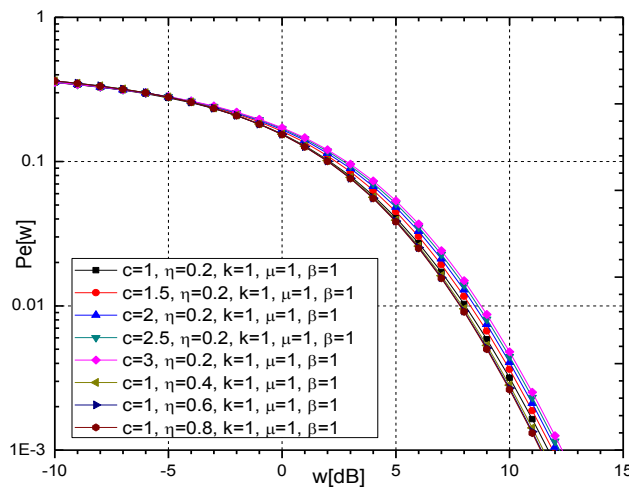
4.1.2.2 Srednja verovatnoća greške po bitu na izlazu SC prijemnika

Zamenom izraza (4.25) u izraz (1.10), pri čemu je $\gamma_{th}=t^2/\beta$, srednja verovatnoća greške po bitu na prijemnoj strani se može napisati u obliku:

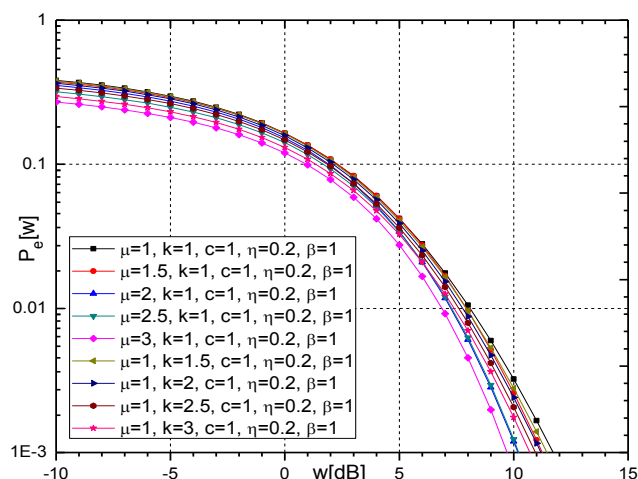
$$\begin{aligned}
P_e = & \frac{\sqrt{2}}{\Gamma(\mu_4)} e^{3\mu_3 k_3} \sum_{i_1=0}^{+\infty} \sum_{i_3=0}^{+\infty} \sum_{i_5=0}^{+\infty} \sum_{i_9=0}^{+\infty} \mu_3^{i_1+i_3+2i_5+\mu_3} k_3^{i_1+i_3+i_5} H^{2i_9} \Gamma(2i_9+2\mu_4) \left(\frac{(1+k_3)}{\bar{\gamma}_3} \right)^{i_5+\mu_3} \\
& \cdot \int_0^{+\infty} e^{-\frac{t^2}{2}} dt \left[1 - e^{-\frac{2\mu_4 h t^2}{\bar{\gamma}_4} \frac{2i_9+2\mu_4-1}{\beta}} \sum_{i_{10}=0}^{+\infty} \frac{1}{i_{10}!} \left(\frac{2\mu_4 h t^2}{\bar{\gamma}_4} \frac{1}{\beta} \right)^{i_{10}} \right] \left[\left(\frac{\bar{\gamma}_3}{\mu_3(1+k_3)} \right)^{i_5+\mu_3} \Gamma(i_5+\mu_3) - \right. \\
& - 2e^{-\frac{\mu_3(1+k_3)t^2}{\bar{\gamma}_3} \frac{1}{\beta}} \left(\sum_{i_2=0}^{i_1+\mu_3-1} \sum_{i_6=0}^{i_2} \frac{c}{i_2!} \left(\frac{\mu_3(1+k_3)}{\bar{\gamma}_3} \right)^{i_2} K_{i_5+i_6-i_2+\mu_3} \left(\frac{2\mu_3(1+k_3)}{\bar{\gamma}_3} \sqrt{c \frac{t^2}{\beta}} \right) \right. \\
& \cdot \left. \left(\frac{t^2}{\beta} \right)^{\frac{i_2+i_5+i_6+\mu_3}{2}} \binom{i_2}{i_6} + \sum_{i_4=0}^{i_3+\mu_2-1} \sum_{i_7=0}^{i_4} \binom{i_4}{i_7} \left(\frac{\mu_3(1+k_3)}{\bar{\gamma}_3} \right)^{i_4} K_{i_5+i_7-i_4+\mu_3} \left(\frac{2\mu_3(1+k_3)}{\bar{\gamma}_3} \sqrt{c \frac{t^2}{\beta}} \right) \right. \\
& \cdot \left. \left(\frac{t^2}{\beta} \right)^{\frac{i_4+i_5+i_7+\mu_3}{2}} \frac{c}{i_4!} - e^{-\frac{\mu_3(1+k_3)t^2}{\bar{\gamma}_3} \frac{i_4+i_5-i_7+\mu_3}{2}} \sum_{i_2=0}^{i_1+\mu_3-1} \sum_{i_4=0}^{i_2} \sum_{i_8=0}^{i_4} \left(\frac{\mu_3(1+k_3)}{\bar{\gamma}_3} \right)^{i_2+i_4} \frac{2^{\frac{i_5+i_8-i_2-i_4+\mu_3}{2}}}{i_2!} \right. \\
& \left. \left. \left. \cdot \frac{c}{i_4!} \binom{i_2+i_4+i_5-i_8+\mu_3}{i_8} \left(\frac{t^2}{\beta} \right)^{\frac{i_2+i_4+i_5+i_8+\mu_3}{2}} K_{i_5+i_8-i_2-i_4+\mu_3} \left(\frac{2\mu_3(1+k_3)}{\bar{\gamma}_3} \sqrt{2c \frac{t^2}{\beta}} \right) \right] \right] \right]. \quad (4.26)
\end{aligned}$$

4.1.2.2.1 Performanse sistema za slučaj QPSK modulacije

U slučaju QPSK modulacije, na slikama 4.8 i 4.9, prikazani su grafici za srednju verovatnoću greške po bitu na prijemu, dobijenu iz izraza (4.26), u zavisnosti od SNR. Povećanjem parametra c (slika 4.8), P_e sistema raste i performanse postaju lošije. Pri povećanju parametra η , P_e neznatno opada i performanse sistema postaju poboljšane. Pri iznosu $w=5$ dB, za vrednosti parametara $c=2$ i $\eta=0.6$, P_e iznosi 0.0483 i 0.0386.



Slika 4.8 Srednja verovatnoća greške po bitu iz izraza (4.26), kada se menjaju parametri c i η , za $\beta=1$



Slika 4.9 Srednja verovatnoća greške po bitu iz izraza (4.26), kada se menjaju parametri μ i k , za $\beta=1$

Slika 4.9 prikazuje grafičke promene za P_e , iz izraza (4.26), kada se menjaju parametri μ i k . Povećanjem parametara μ i k , P_e na prijemu opada i performanse sistema su bolje. Za vrednosti parametara $\mu=2$ i $k=2$, pri iznosu $w=5$ dB, P_e ima vrednosti: 0.0242 i 0.0292.

U tabelama 4.7 i 4.8, za konvergenciju izraza (4.26), je prikazan broj članova niza, koje treba sabrati kako bi se postigla željena tačnost izraza, zaokružena na petoj decimali.

Tabela 4.7 Broj članova suma za konvergenciju izraza (4.26), kada se menjaju parametri μ i k , pri $\beta=1$

	w=-10 dB	w=0 dB	w=10 dB
c=1, $\eta=0.2$, k=1, $\mu=1$, $\beta=1$	11	8	6
c=1.5, $\eta=0.2$, k=1, $\mu=1$, $\beta=1$	12	9	5
c=2, $\eta=0.2$, k=1, $\mu=1$, $\beta=1$	11	9	5
c=2.5, $\eta=0.2$, k=1, $\mu=1$, $\beta=1$	12	8	5
c=3, $\eta=0.2$, k=1, $\mu=1$, $\beta=1$	11	8	5
c=1, $\eta=0.4$, k=1, $\mu=1$, $\beta=1$	8	7	5
c=1, $\eta=0.6$, k=1, $\mu=1$, $\beta=1$	9	7	5
c=1, $\eta=0.8$, k=1, $\mu=1$, $\beta=1$	9	7	5

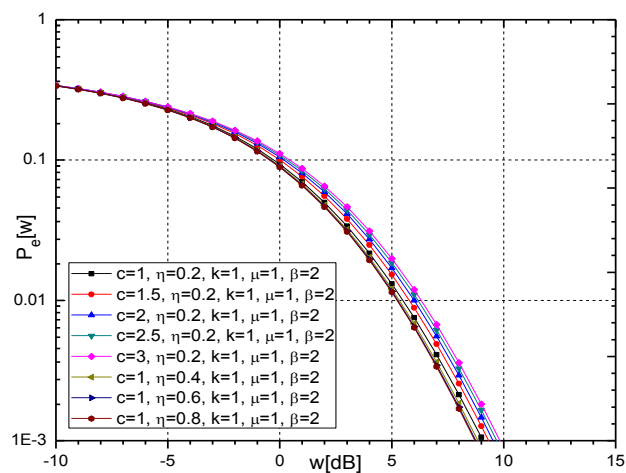
Tabela 4.8 Broj članova suma za konvergenciju izraza (4.26), kada se menjaju parametri μ i k , pri $\beta=1$

	w=-10 dB	w=0 dB	w=10 dB
$\mu=1$, k=1, c=1, $\eta=0.2$, $\beta=1$	11	8	6
$\mu=1.5$, k=1, c=1, $\eta=0.2$, $\beta=1$	14	11	6
$\mu=2$, k=1, c=1, $\eta=0.2$, $\beta=1$	15	12	6
$\mu=2.5$, k=1, c=1, $\eta=0.2$, $\beta=1$	16	15	8
$\mu=3$, k=1, c=1, $\eta=0.2$, $\beta=1$	18	17	8
$\mu=1$, k=1.5, c=1, $\eta=0.2$, $\beta=1$	12	9	6
$\mu=1$, k=2, c=1, $\eta=0.2$, $\beta=1$	12	10	7
$\mu=1$, k=2.5, c=1, $\eta=0.2$, $\beta=1$	12	11	8
$\mu=1$, k=3, c=1, $\eta=0.2$, $\beta=1$	14	13	8

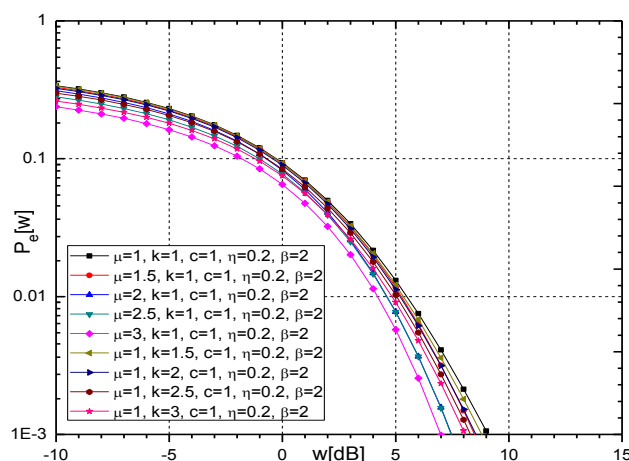
Porastom parametra c (tabela 4.7), za $w=-10$ dB i $w=0$ dB, potrebno je sabrati veći broj članova u izrazu i niz sporije konvergira, dok je za $w=10$ dB, potreban manji broj članova i niz brže konvergira. Pri promeni parametra η , potreban je manji broj članova i niz brže konvergira. Iz tabele 4.8 se vidi da je pri porastu parametara μ i k , potrebno veći broj članova suma u izrazu sabrati za postizanje tačnosti izraza na petu decimalu, i niz sporije konvergira.

4.1.2.2.2 Performanse sistema za slučaj primene BPSK modulacije

Za slučaj primene BPSK modulacije, na slikama 4.10 i 4.11 su prikazani grafici za P_e na prijemnoj strani, iz izraza (4.26), u zavisnosti od srednje vrednosti SNR.



Slika 4.10 Srednja verovatnoća greške po bitu iz izraza (4.26), kada se menjaju parametri c i η , za $\beta=2$



Slika 4.11 Srednja verovatnoća greške po bitu iz izraza (4.26), kada se menjaju parametri μ i k , za $\beta=2$

Sa povećanjem parametra c (slika 4.10), P_e raste i sistem ima lošije performanse. Pri povećanju parametra η , P_e je u manjem padu i bolje su performanse sistema. Za vrednosti parametara $c=2$ i $\eta=0.6$, pri iznosu $w=5$ dB, P_e sistema na prijemu iznosi 0.0165 i 0.0113.

Slika 4.11 prikazuje grafičke promene za P_e iz izraza (4.26), pri promeni parametara μ i k . Porastom parametara μ i k , P_e na prijemu opada i performanse sistema su bolje. Na osnovu vrednosti parametara $\mu=k=2$, pri iznosu $w=5$ dB, P_e iz izraza (4.26) iznosi 0.0059 i 0.0089.

Tabele 4.9 i 4.10, za konvergenciju izraza (4.26), prikazuju potreban broj članova niza koje treba sabrati, kako bi se postigla tačnost izraza, zaokružena na petu decimalu.

Tabela 4.9 Broj članova suma za konvergenciju izraza (4.26), kada se menjaju parametri c i η , pri $\beta=2$

	w=-10 dB	w=0 dB	w=10 dB
c=1, $\eta=0.2$, k=1, $\mu=1$, $\beta=2$	11	8	5
c=1.5, $\eta=0.2$, k=1, $\mu=1$, $\beta=2$	11	8	5
c=2, $\eta=0.2$, k=1, $\mu=1$, $\beta=2$	12	8	5
c=2.5, $\eta=0.2$, k=1, $\mu=1$, $\beta=2$	11	7	5
c=3, $\eta=0.2$, k=1, $\mu=1$, $\beta=2$	11	7	5
c=1, $\eta=0.4$, k=1, $\mu=1$, $\beta=2$	7	7	5
c=1, $\eta=0.6$, k=1, $\mu=1$, $\beta=2$	8	7	5
c=1, $\eta=0.8$, k=1, $\mu=1$, $\beta=2$	8	7	5

Tabela 4.10 Broj članova suma za konvergenciju izraza (4.26), kada se menjaju parametri μ i k , pri $\beta=2$

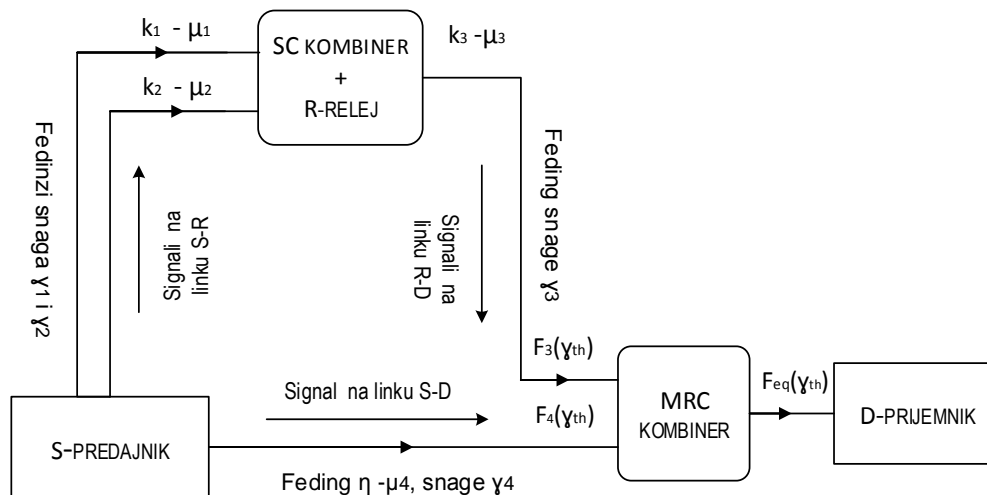
	w=-10 dB	w=0 dB	w=10 dB
$\mu=1$, k=1, c=1, $\eta=0.2$, $\beta=2$	11	8	5
$\mu=1.5$, k=1, c=1, $\eta=0.2$, $\beta=2$	13	9	5
$\mu=2$, k=1, c=1, $\eta=0.2$, $\beta=2$	14	11	5
$\mu=2.5$, k=1, c=1, $\eta=0.2$, $\beta=2$	15	11	5
$\mu=3$, k=1, c=1, $\eta=0.2$, $\beta=2$	16	13	5
$\mu=1$, k=1.5, c=1, $\eta=0.2$, $\beta=2$	11	9	5
$\mu=1$, k=2, c=1, $\eta=0.2$, $\beta=2$	12	9	6
$\mu=1$, k=2.5, c=1, $\eta=0.2$, $\beta=2$	13	11	6
$\mu=1$, k=3, c=1, $\eta=0.2$, $\beta=2$	13	13	6

Porastom parametara c i η (tabela 4.9), za iznos $w=10$ dB, postiže se konvergencija izraza, kada se broj članova u izrazu ograniči na 5. Pri promeni parametra c , za $w=-10$ dB, potrebno je veći broj članova, i niz sporije konvergira, dok je za $w=0$ dB, potreban manji broj članova i niz brže konvergira. Promenom parametra η , za $w=0$ dB i $w=-10$ dB potrebno je manji broj članova u izrazu sabrati i niz sporije konvergira.

Pri porastu parametra μ (tabela 4.10), za $w=10$ dB postiže se konvergencija izraza, kada se broj članova suma u izrazu ograniči na 5. Za vrednosti $w=-10$ dB i $w=10$ dB, porastom parametra μ , potreban je veći broj članova u izrazu, i niz sporije konvergira. Porastom parametra k , potreban je veći broj članova u izrazu i niz sporije konvergira.

4.2 Aspekti primene SC i MRC diverziti kombinera u releju i prijemu

U ovom poglavlju, pri relejnom prenosu signala primenjeni su SC i MRC kombineri sa dva ulaza, koji se postavljaju u relejnoj stanici i na prijemnoj strani. Primenom SC i MRC kombinera, obrađen je slučaj prenosa signala pri uticaju k - μ i η - μ fedinga od predajnika do prijemnika, primenom AF i DF tehnika. Model sistema za prenos signala primenom SC i MRC kombinera u relejnoj stanici i na prijemu je prikazan na slici 4.12.



Slika 4.12 Model relejnog prenosa signala primenom SC i MRC kombinera u releju i prijemu

Korisni signal koji dolazi linkom R-D na prvi ulaz MRC kombinera na prijemu je pod uticajem k - μ fedinga. Na prijemnoj strani u MRC kombiner, na drugom ulazu, linkom S-D dolazi signal sa η - μ raspodelom. Za ovaj slučaj prenosa signala, na izlazu iz MRC kombinera na prijemnoj strani, matematički su izračunate neke od performansi relejnog sistema.

4.2.1 Performanse sistema za slučaj primene SC i MRC kombinera dobijene tehnikom AF

Jedna od performansi sistema koja je matematički određena u ovom poglavlju primenom SC i MRC terminal, tehnikom AF je verovatnoća otkaza sistema (P_{out}). Model razmatranog sistema je prikazan na slici 4.12. U SC kombiner u relejnoj stanici dolaze signali na koje utiču k_1 - μ_1 feding, snage γ_1 i k_2 - μ_2 feding, snage γ_2 . Izlazni signal iz SC kombinera sa k_3 - μ_3 raspodelom, snage γ_3 , preko releja se šalje na prvi ulaz u MRC kombiner, koji je smešten na prijemu. Na drugom ulazu u MRC kombiner dolazi linkom S-D signal sa η - μ_4 raspodelom, snage γ_4 . Na izlazu iz MRC kombinera na prijemnoj strani, matematičkim proračunima i grafičkim prikazima se mogu odrediti statističke veličine prvog i drugog reda.

4.2.1.1 Verovatnoća otkaza sistema na izlazu MRC prijemnika

Zamenom izraza (3.14), (2.46) i (3.15), u (4.10), posle sređivanja dobijamo verovatnoću otkaza sistema na prvom ulazu u MRC kombiner na prijemu:

$$\begin{aligned}
P_{out_1} = & 1 - \frac{1}{e^{\mu_3 k_3}} \sum_{i_5=0}^{+\infty} \frac{(\mu_3 k_3)^{i_5}}{i_5!} \left[\sum_{i_6=0}^{i_5+\mu_3-1} \sum_{i_{11}=0}^{+\infty} \frac{(-1)^{i_{11}}}{i_6! i_{11}!} \left(\frac{\mu_3(1+k_3)}{\bar{\gamma}_3} \right)^{i_6+i_{11}} \gamma_{th_3}^{i_6+i_{11}} - e^{-2\mu_3 k_3} \sum_{i_1=0}^{+\infty} \sum_{i_3=0}^{+\infty} \frac{(\mu_3 k_3)^{i_1+i_3}}{i_1! i_3!} \left(\sum_{i_6=0}^{i_5+\mu_3-1} \sum_{i_{11}=0}^{+\infty} \frac{(-1)^{i_{11}}}{i_6! i_{11}!} \right. \right. \\
& \cdot \left. \left. \left(\frac{\mu_3 \gamma_{th_3} (1+k_3)}{\bar{\gamma}_3} \right)^{i_6+i_{11}} - 2\sqrt{\pi} \sum_{i_2=0}^{i_5+\mu_3-1} \sum_{i_7=0}^{i_5+\mu_3-1} \sum_{i_8=0}^{i_2} \sum_{i_{12}=0}^{+\infty} \sum_{i_4=0}^{+\infty} \sum_{i_5=0}^{+\infty} \frac{(-1)^{i_2+i_5} 2^{2i_7+2i_8+i_{12}+2i_4+i_5-2i_2+2}}{(2i_7+2i_8-2i_2+3)_{i_4} \Gamma(i_5+\mu_3) i_2! i_{12}! i_{14}!} \right. \right. \\
& \cdot \left. \frac{(i_7+i_8-i_2+3/2)_{i_4}}{i_{15}!} \left(\frac{\mu_3(1+k_3)}{\bar{\gamma}_3} \right)^{i_5+i_7+i_8+i_2+i_4+i_5+\mu_3+1} \gamma_{th_3}^{\frac{2i_5+2i_8+2i_{12}+i_4+i_5+2\mu_3}{2}} (\gamma_{th_3}+c)^{\frac{2i_7+i_4+i_5+2}{2}} \binom{i_2}{i_8} \right) \\
& \cdot \binom{i_5+\mu_3-1}{i_7} - 2\sqrt{\pi} \sum_{i_4=0}^{i_3+\mu_3-1} \sum_{i_7=0}^{i_5+\mu_3-1} \sum_{i_9=0}^{i_4} \sum_{i_{10}=0}^{+\infty} \sum_{i_6=0}^{+\infty} \sum_{i_7=0}^{+\infty} \frac{(-1)^{i_2+i_7} 2^{2i_7+2i_9+i_{10}+2i_6+i_7-2i_4+2} (i_7+i_9-i_4+3/2)_{i_6}}{i_4! i_{12}! (2i_7+2i_9-2i_4+3)_{i_6} \Gamma(i_5+\mu_3) i_6! i_{17}!} \\
& \cdot \binom{i_4}{i_9} \binom{i_5+\mu_3-1}{i_7} \left(\frac{\mu_3(1+k_3)}{\bar{\gamma}_3} \right)^{i_5+i_7+i_9+i_2+i_6+i_7+\mu_3+1} \gamma_{th_3}^{\frac{2i_5+2i_9+2i_{10}+i_6+i_7+2\mu_3}{2}} (\gamma_{th_3}+c)^{\frac{2i_7+i_6+i_7+2}{2}} + \sqrt{\pi} \cdot \\
& \sum_{i_2=0}^{i_4+\mu_3-1} \sum_{i_4=0}^{i_3+\mu_3-1} \sum_{i_7=0}^{i_5+\mu_3-1} \sum_{i_{10}=0}^{i_2+i_4} \sum_{i_8=0}^{+\infty} \sum_{i_9=0}^{+\infty} \frac{(-1)^{i_3+i_9} 2^{\frac{6i_7+6i_{10}+5i_8+3i_9-6i_2-6i_4+8}{2}} (i_7+i_{10}-i_2-i_4+3/2)_{i_8}}{(2i_7+2i_{10}-2i_2-2i_4+3)_{i_8} \Gamma(i_5+\mu_3) i_1! i_2! i_3! i_4! i_{13}! i_{18}!} \binom{i_2+i_4}{i_{10}} \\
& \cdot \left. \left. \frac{3^{i_3}}{i_{19}!} \binom{i_5+\mu_3-1}{i_7} \left(\frac{\mu_3(1+k_3)}{\bar{\gamma}_3} \right)^{i_5+i_7+i_{10}+i_3+i_8+i_9+\mu_3+1} \gamma_{th_3}^{\frac{2i_5+2i_{10}+2i_3+i_8+i_9+2\mu_3}{2}} (\gamma_{th_3}+c)^{\frac{2i_7+i_8+i_9+2}{2}} \right] \right) \quad (4.27)
\end{aligned}$$

Kada izraz (4.27) uvrstimo u izraz (3.13), dobija se PDF anvelope signala sa k_3 - μ_3 raspodelom, koji se prostire linkom R-D do prvog ulaza u MRC kombiner na prijemu:

$$\begin{aligned}
P_1(\gamma_{th_3}) = & -\frac{1}{e^{\mu_3 k_3}} \sum_{i_5=0}^{+\infty} \frac{(\mu_3 k_3)^{i_5}}{i_5!} \left[\sum_{i_6=0}^{i_5+\mu_3-1} \sum_{i_{11}=0}^{+\infty} \frac{(-1)^{i_{11}}}{i_6! i_{11}!} \left(\frac{\mu_3(1+k_3)}{\bar{\gamma}_3} \right)^{i_6+i_{11}} \gamma_{th_3}^{i_6+i_{11}-1} - e^{-2\mu_3 k_3} \sum_{i_1=0}^{+\infty} \sum_{i_3=0}^{+\infty} \frac{(\mu_3 k_3)^{i_1+i_3}}{i_1! i_3!} \left(\sum_{i_6=0}^{i_5+\mu_3-1} \sum_{i_{11}=0}^{+\infty} \frac{(-1)^{i_{11}}}{i_6! i_{11}!} \right. \right. \\
& \cdot \left. \frac{(i_6+i_{11})}{i_{11}!} \left(\sum_{i_{20}=0}^{i_5+\mu_3-1} \sum_{i_{21}=0}^{+\infty} \frac{(-1)^{i_{21}}}{i_{20}! i_{21}!} (i_{20}+i_{21}) \left(\frac{\mu_3(1+k_3)}{\bar{\gamma}_3} \right)^{i_{20}+i_{21}} \gamma_{th_3}^{i_{20}+i_{21}-1} - 2\sqrt{\pi} \sum_{i_2=0}^{i_5+\mu_3-1} \sum_{i_7=0}^{i_5+\mu_3-1} \sum_{i_8=0}^{i_2} \sum_{i_{12}=0}^{+\infty} \sum_{i_4=0}^{+\infty} \sum_{i_5=0}^{+\infty} \frac{(-1)^{i_2+i_5}}{i_2!} \right. \right. \\
& \frac{2^{2i_7+2i_8+i_{12}+2i_4+i_5-2i_2+2} (i_7+i_8-i_2+3/2)_{i_4} \gamma_{th_3}^{\frac{2i_5+2i_8+2i_{12}+i_4+i_5+2\mu_3}{2}}}{i_{12}! i_{14}! i_{15}! (2i_7+2i_8-2i_2+3)_{i_4} \Gamma(i_5+\mu_3)} \left(\frac{2i_5+2i_8+2i_{12}+i_4+i_5+2\mu_3}{2\gamma_{th_3}} (\gamma_{th_3}+c) \cdot \right. \\
& \left. \left. + \frac{2i_7+i_{14}+i_{15}+2}{2} \right) \binom{i_2}{i_8} \binom{i_5+\mu_3-1}{i_7} (\gamma_{th_3}+c)^{\frac{2i_7+i_4+i_5}{2}} \left(\frac{\mu_3(1+k_3)}{\bar{\gamma}_3} \right)^{i_5+i_7+i_8+i_{12}+i_4+i_5+\mu_3+1} - 2\sqrt{\pi} \sum_{i_4=0}^{i_3+\mu_3-1} \right. \\
& \left. \sum_{i_7=0}^{i_5+\mu_3-1} \sum_{i_9=0}^{i_4} \sum_{i_{10}=0}^{+\infty} \sum_{i_6=0}^{+\infty} \sum_{i_7=0}^{+\infty} \frac{(-1)^{i_2+i_7} 2^{2i_7+2i_9+i_{10}+2i_6+i_7-2i_4+2} (i_7+i_9-i_4+3/2)_{i_6}}{i_4! i_{12}! i_{16}! i_{17}! \Gamma(i_5+\mu_3) (2i_7+2i_9-2i_4+3)_{i_6}} \left(\frac{\mu_3(1+k_3)}{\bar{\gamma}_3} \right)^{i_5+i_7+i_9+i_2+i_6+i_7+\mu_3+1} \right) \right.
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& \cdot \binom{i_5 + \mu_3 - 1}{i_7} \binom{i_4}{i_9} \left(\frac{2i_5 + 2i_9 + 2i_{12} + i_{16} + i_{17} + 2\mu_3}{2\gamma_{th_3}} (\gamma_{th_3} + c) + \frac{2i_7 + i_{16} + i_{17} + 2}{2} \right) \gamma_{th_3}^{\frac{2i_5 + 2i_9 + 2i_{12} + i_{16} + i_{17} + 2\mu_3}{2}} \\
& \cdot (\gamma_{th_3} + c)^{\frac{2i_7 + i_{16} + i_{17}}{2}} + \sqrt{\pi} \sum_{i_2=0}^{i_1 + \mu_3 - i_3 + \mu_3 - i_5 + \mu_3 - i_2 + i_4} \sum_{i_4=0}^{+\infty} \sum_{i_7=0}^{+\infty} \sum_{i_{10}=0}^{+\infty} \sum_{i_{13}=0}^{+\infty} \sum_{i_{18}=0}^{+\infty} \sum_{i_{19}=0}^{+\infty} \frac{(-1)^{i_{13} + i_{19}} 2^{\frac{6i_7 + 6i_{10} + 5i_{18} + 3i_{19} - 6i_2 - 6i_4 + 8}{2}} (\gamma_{th_3} + c)^{\frac{2i_7 + i_{18} + i_{19}}{2}}}{\Gamma(i_5 + \mu_3) i_2! i_4!} \\
& \cdot \frac{3^{i_{13}} \gamma_{th_3}^{\frac{2i_5 + 2i_{10} + 2i_{13} + i_{18} + i_{19} + 2\mu_3}{2}} (i_7 + i_{10} - i_2 - i_4 + 3/2)_{i_{18}}}{i_{13}! i_{18}! i_{19}! (2i_7 + 2i_{10} - 2i_2 - 2i_4 + 3)_{i_{18}}} \binom{i_5 + \mu_3 - 1}{i_7} \left(\frac{\mu_3 (1 + k_3)}{\bar{\gamma}_3} \right)^{i_5 + i_7 + i_{10} + i_{13} + i_{18} + i_{19} + \mu_3 + 1} \\
& \cdot \left(\binom{i_2 + i_4}{i_{10}} \left(\left(\frac{2i_5 + 2i_{10} + 2i_{13} + i_{18} + i_{19} + 2\mu_3}{2\gamma_{th_3}} (\gamma_{th_3} + c) + \left(\frac{2i_7 + i_{18} + i_{19} + 2}{2} \right) \right) \right) \right). \quad (4.28)
\end{aligned}$$

Koristeći izraz (3.18), PDF anvelope signala sa η - μ_4 raspodelom, koji dolazi u drugu granu MRC kombinera na prijemu, sa drugim promenljivim, možemo napisati u obliku:

$$p_2(\sqrt{\gamma_{th}^2 - \gamma_{th_3}^2}) = \frac{2\sqrt{\pi} h^{\mu_4}}{\Gamma(\mu_4)} \sum_{i_{22}=0}^{+\infty} \sum_{i_{23}=0}^{+\infty} \frac{(-1)^{i_{23}} (2h)^{i_{23}} H^{2i_{22}} \left(\sqrt{\gamma_{th}^2 - \gamma_{th_3}^2} \right)^{2i_{22} + i_{23} + 2\mu_4 - 1}}{\Gamma(i_{22} + \mu_4 + 1/2) i_{22}! i_{23}!} \left(\frac{\mu_4}{\bar{\gamma}_4} \right)^{2i_{22} + i_{23} + 2\mu_4}. \quad (4.29)$$

Zamenom izraza (4.28) i (4.29) u izraz (3.12), dobija se izraz za funkciju gustine verovatnoće signala na izlazu iz MRC kombinera u prijemnoj stanici, u sledećem obliku:

$$\begin{aligned}
p(\gamma_{th}) &= -\frac{2\sqrt{\pi} h^{\mu_4}}{e^{\mu_3 k_3} \Gamma(\mu_4)} \sum_{i_5=0}^{+\infty} \sum_{i_{22}=0}^{+\infty} \sum_{i_{23}=0}^{+\infty} \frac{(-1)^{i_{23}} (2h)^{i_{23}} H^{2i_{22}} (\mu_3 k_3)^{i_5} (\mu_4 / \bar{\gamma}_4)^{2i_{22} + i_{23} + 2\mu_4}}{\Gamma(i_{22} + \mu_4 + 1/2) i_5! i_{22}! i_{23}!} \gamma_{th}^{\sqrt{\gamma_{th}^2 - \gamma_{th_3}^2}} \int_0^{\sqrt{\gamma_{th}^2 - \gamma_{th_3}^2}} d\gamma_{th_3} \\
& \cdot (\gamma_{th}^2 - \gamma_{th_3}^2)^{\frac{2i_{22} + i_{23} + 2\mu_4 - 2}{2}} \left[\sum_{i_6=0}^{i_5 + \mu_3 - 1} \sum_{i_{11}=0}^{+\infty} \frac{(-1)^{i_{11}} (i_6 + i_{11})}{i_6! i_{11}!} \left(\frac{\mu_3 (1 + k_3)}{\bar{\gamma}_3} \right)^{i_6 + i_{11}} \gamma_{th_3}^{i_6 + i_{11} - 1} - e^{-2\mu_3 k_3} \sum_{i_1=0}^{+\infty} \sum_{i_3=0}^{+\infty} \frac{(\mu_3 k_3)^{i_1 + i_3}}{i_1! i_3!} \right. \\
& \cdot \left. \left(\sum_{i_6=0}^{i_5 + \mu_3 - 1} \sum_{i_{11}=0}^{+\infty} \frac{(-1)^{i_{11}} (i_6 + i_{11})}{i_6! i_{11}!} \left(\sum_{i_{20}=0}^{i_5 + \mu_3 - 1} \sum_{i_{21}=0}^{+\infty} \frac{(-1)^{i_{21}} (i_{20} + i_{21})}{i_{20}! i_{21}!} \left(\frac{\mu_3 (1 + k_3)}{\bar{\gamma}_3} \right)^{i_{20} + i_{21}} \gamma_{th_3}^{i_{20} + i_{21} - 1} - 2\sqrt{\pi} \sum_{i_2=0}^{i_1 + \mu_3 - 1} \right. \right. \\
& \cdot \left. \left. \sum_{i_7=0}^{i_5 + \mu_3 - 1} \sum_{i_8=0}^{i_2} \sum_{i_{12}=0}^{+\infty} \sum_{i_{14}=0}^{+\infty} \sum_{i_{15}=0}^{+\infty} \frac{(-1)^{i_{12} + i_{15}} 2^{2i_7 + 2i_8 + i_{12} + 2i_{14} + i_{15} - 2i_2 + 2} \gamma_{th_3}^{(2i_5 + 2i_8 + 2i_{12} + i_{14} + i_{15} + 2\mu_3)/2}}{\Gamma(i_5 + \mu_3) (2i_7 + 2i_8 - 2i_2 + 3)_{i_{14}}} i_2! i_{12}! i_{14}! i_{15}! \right. \right. \\
& \cdot \left. \left(\frac{(2i_5 + 2i_8 + 2i_{12} + i_{14} + i_{15} + 2\mu_3)}{2\gamma_{th_3}} (\gamma_{th_3} + c) + \frac{2i_7 + i_{14} + i_{15} + 2}{2} \right) \binom{i_5 + \mu_3 - 1}{i_7} (\gamma_{th_3} + c)^{\frac{2i_7 + i_{14} + i_{15}}{2}} \right. \\
& \cdot \left. \left(\frac{\mu_3 (1 + k_3)}{\bar{\gamma}_3} \right)^{i_5 + i_7 + i_8 + i_{12} + i_{14} + i_{15} + \mu_3 + 1} \binom{i_2}{i_8} - 2\sqrt{\pi} \sum_{i_4=0}^{i_3 + \mu_3 - 1} \sum_{i_7=0}^{+\infty} \sum_{i_9=0}^{+\infty} \sum_{i_{12}=0}^{+\infty} \sum_{i_{16}=0}^{+\infty} \sum_{i_{17}=0}^{+\infty} \binom{i_4}{i_9} \frac{(-1)^{i_{12} + i_{17}}}{\Gamma(i_5 + \mu_3) i_4! i_{12}!} \right. \\
& \cdot \left. \frac{2^{2i_7 + 2i_9 + i_{12} + 2i_{16} + i_{17} - 2i_4 + 2} (i_7 + i_9 - i_4 + 3/2)_{i_{16}}}{(2i_7 + 2i_9 - 2i_4 + 3)_{i_{16}}} (\mu_3 (1 + k_3) / \bar{\gamma}_3)^{i_5 + i_7 + i_9 + i_{12} + i_{16} + i_{17} + \mu_3 + 1} \binom{i_5 + \mu_3 - 1}{i_7} \right. \\
& \cdot \left. \left(\frac{(2i_5 + 2i_9 + 2i_{12} + i_{16} + i_{17} + 2\mu_3)}{2\gamma_{th_3}} (\gamma_{th_3} + c) + (2i_7 + i_{16} + i_{17} + 2) / 2 \right) \gamma_{th_3}^{(2i_5 + 2i_9 + 2i_{12} + i_{16} + i_{17} + 2\mu_3)/2} \right.
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& \cdot \left(\gamma_{th_3} + c \right)^{\frac{2i_7 + i_6 + i_7}{2}} + \sqrt{\pi} \sum_{i_2=0}^{i_1 + \mu_3 - 1} \sum_{i_4=0}^{\mu_3 - 1} \sum_{i_7=0}^{\mu_3 - 1} \sum_{i_{10}=0}^{\mu_3 - 1} \sum_{i_{13}=0}^{\mu_3 - 1} \sum_{i_{18}=0}^{\mu_3 - 1} \sum_{i_{19}=0}^{\mu_3 - 1} \frac{(-1)^{i_3 + i_9} 2^{\frac{6i_7 + 6i_{10} + 5i_{18} + 3i_9 - 6i_2 - 6i_4 + 8}{2}} 3^{i_3}}{(2i_7 + 2i_{10} - 2i_2 - 2i_4 + 3)_{i_8} i_2! i_4! i_{13}! i_{18}!} \\
& \cdot \frac{\left(\gamma_{th_3} + c \right)^{\frac{2i_7 + i_{18} + i_{19}}{2}} \gamma_{th_3}^{\frac{2i_5 + 2i_{10} + 2i_{13} + i_{18} + i_{19} + 2\mu_3}{2}} (i_7 + i_{10} - i_2 - i_4 + 3/2)_{i_8} \left(\frac{\mu_3(1+k_3)}{\bar{\gamma}_3} \right)^{i_5 + i_7 + i_{10} + i_{13} + i_{18} + i_{19} + \mu_3 + 1}}{\Gamma(i_5 + \mu_3) i_{19}!} \\
& \left(\binom{i_5 + \mu_3 - 1}{i_7} \binom{i_2 + i_4}{i_{10}} \left(\frac{2i_5 + 2i_{10} + 2i_{13} + i_{18} + i_{19} + 2\mu_3}{2\gamma_{th_3}} (\gamma_{th_3} + c) + \left(\frac{2i_7 + i_{18} + i_{19} + 2}{2} \right) \right) \right) \Bigg]. \quad (4.30)
\end{aligned}$$

Zamenom izraza (4.30) za PDF signala na izlazu iz MRC kombinera na prijemu u izraz (3.20) može se dobiti verovatnoća otkaza sistema na prijemnoj strani.

4.2.2 Performanse sistema za slučaj primene SC i MRC kombinera dobijene tehnikom DF

Za slučaj relejnog prenosa signala primenom DF tehnike, jedna od performansi sistema sa slike 4.12, koja je matematički računata u ovom poglavlju je verovatnoća otkaza sistema. Posmatra se slučaj kada u releju imamo SC kombiner sa dva ulaza, a na prijemnoj strani MRC kombiner, takođe sa dva ulaza. Na prvi ulaz u MRC kombiner, linkom od releja R do prijemnika D dolazi signal sa k_3 - μ_3 raspodelom, snage γ_3 . Linkom direktne vidljivosti S-D se prenosi signal sa η - μ_4 raspodelom, snage γ_4 , koji dolazi na drugi ulaz MRC kombinera.

4.2.2.1 Verovatnoća otkaza sistema na na izlazu MRC prijemnika

Primenom izraza (3.14), (2.46) i (3.15) u (4.23), posle sređivanja, CDF funkcija signala koji dolazi na prvi ulaz u MRC kombiner na prijemu ima sledeći oblik:

$$\begin{aligned}
P_{out_1} &= \frac{1}{e^{3\mu_3 k_3}} \sum_{i_1=0}^{+\infty} \sum_{i_3=0}^{+\infty} \sum_{i_5=0}^{+\infty} \frac{\mu_3^{i_1 + i_3 + 2i_5 + \mu_3} k_3^{i_1 + i_3 + i_5}}{\Gamma(i_5 + \mu_3) i_1! i_3! i_5!} \left(\frac{1+k_3}{\bar{\gamma}_3} \right)^{i_5 + \mu_3} \left[\left(\frac{\bar{\gamma}_3}{\mu_3(1+k_3)} \right)^{i_5 + \mu_3} \Gamma(i_5 + \mu_3) - 2 \sum_{i_9=0}^{+\infty} \frac{(-1)^{i_9}}{i_9!} \right. \\
& \cdot \left. \left(\frac{\mu_3 \gamma_{th_3} (1+k_3)}{\bar{\gamma}_3} \right)^{i_9} \left(\sqrt{\pi} \sum_{i_2=0}^{i_1 + \mu_3 - 1} \sum_{i_6=0}^{i_2} \sum_{i_{11}=0}^{+\infty} \sum_{i_{12}=0}^{+\infty} \binom{i_2}{i_6} \frac{2^{2i_5 + 2i_6 + 2i_{11} + i_{12} - 2i_2 + 2\mu_3} c^{\frac{2i_5 + i_{11} + i_{12} + 2\mu_3}{2}} \gamma_{th_3}^{\frac{2i_5 + 2i_6 + i_{11} + i_{12} + 2\mu_3}{2}}}{(2i_5 + 2i_6 - 2i_2 + 2\mu_3 + 1)_{i_{11}}} \right. \\
& \cdot \frac{(-1)^{i_2} (i_5 + i_6 - i_2 + \mu_3 + 1/2)_{i_{11}} \left(\frac{\mu_3(1+k_3)}{\bar{\gamma}_3} \right)^{i_5 + i_6 + i_{11} + i_{12} + \mu_3}}{i_2! i_{11}! i_{12}!} + \sqrt{\pi} \sum_{i_4=0}^{i_3 + \mu_2 - 1} \sum_{i_7=0}^{+\infty} \sum_{i_{13}=0}^{+\infty} \sum_{i_{14}=0}^{+\infty} \frac{2^{2i_5 + 2i_7 + 2i_{13} + i_{14} - 2i_4 + 2\mu_3}}{i_4! i_{13}! i_{14}!} \\
& \left. \cdot \frac{(-1)^{i_4} c^{(2i_5 + i_{13} + i_{14} + 2\mu_3)/2} (i_5 + i_7 - i_4 + \mu_3 + 1/2)_{i_{13}} \gamma_{th_3}^{(2i_5 + 2i_7 + i_{13} + i_{14} + 2\mu_3)/2} \left(\frac{\mu_3(1+k_3)}{\bar{\gamma}_3} \right)^{i_5 + i_7 + i_{13} + i_{14} + \mu_3} \binom{i_4}{i_7} \right] -
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& -\sqrt{\pi} \sum_{i_2=0}^{i_1+\mu_3-1} \sum_{i_4=0}^{i_3+\mu_3-1} \sum_{i_8=0}^{i_2+i_4} \sum_{i_{10}=0}^{i_8} \sum_{i_{15}=0}^{i_{10}} \sum_{i_{16}=0}^{i_{15}} \frac{2^{(6i_5+6i_8+5i_{15}+3i_{16}-6i_2-6i_4+6\mu_3)/2} c^{(2i_5+i_8+i_{16}+2\mu_3)/2} (i_5+i_8-i_2-i_4+\mu_3+1/2)_{i_5}}{i_2! i_4! i_{10}! i_{15}! i_{16}!} \\
& \cdot \frac{(-1)^{i_5+i_6} (\mu_3(1+k_3)/\bar{\gamma}_3)^{i_5+i_8+i_6+i_{10}+\mu_3} \left(\begin{matrix} i_2+i_4 \\ i_8 \end{matrix} \right) \gamma_{th_3}^{\frac{2i_5+2i_8+2i_{10}+i_{15}+i_{16}+2\mu_3}{2}}}{(2i_5+2i_8-2i_2-2i_4+2\mu_3+1)_{i_5}} \Bigg]. \quad (4.31)
\end{aligned}$$

Zamenom izraza (4.31) u izraz (3.13), dobijamo PDF anvelope signala sa k_3 - μ_3 raspodelom, koji se prostire od releja do ulaza u prvu granu MRC kombinera u obliku:

$$\begin{aligned}
P_1(\gamma_{th_3}) &= -\frac{2\sqrt{\pi}}{e^{3\mu_3 k_3}} \sum_{i_1=0}^{+\infty} \sum_{i_3=0}^{+\infty} \sum_{i_5=0}^{+\infty} \frac{\mu_3^{i_1+i_3+2i_5+\mu_3} k_3^{i_1+i_3+i_5} ((1+k_3)/\bar{\gamma}_3)^{i_5+\mu_3}}{\Gamma(i_5+\mu_3) i_1! i_3! i_5!} \left[\sum_{i_2=0}^{i_1+\mu_3-1} \sum_{i_6=0}^{i_2} \sum_{i_9=0}^{i_6} \sum_{i_{11}=0}^{i_9} \sum_{i_{12}=0}^{i_{11}} \frac{(-1)^{i_9+i_{12}}}{i_2! i_9! i_{11}! i_{12}!} \right. \\
& \cdot \frac{2^{2i_5+2i_6+2i_{11}+i_{12}-2i_2+2\mu_3-1} c^{(2i_5+i_{11}+i_{12}+2\mu_3)/2} (i_5+i_6-i_2+\mu_3+1/2)_{i_{11}} (2i_5+2i_6+2i_9+i_{11}+i_{12}+2\mu_3)}{(2i_5+2i_6-2i_2+2\mu_3+1)_{i_{11}}} \\
& \cdot \left(\begin{matrix} i_2 \\ i_6 \end{matrix} \right) \left(\frac{\mu_3(1+k_3)}{\bar{\gamma}_3} \right)^{i_5+i_6+i_9+i_{11}+i_{12}+\mu_3} \gamma_{th_3}^{\frac{2i_5+2i_6+2i_9+i_{11}+i_{12}+2\mu_3-2}{2}} + \sum_{i_4=0}^{i_3+\mu_2-1} \sum_{i_7=0}^{i_4} \sum_{i_{10}=0}^{i_7} \sum_{i_{13}=0}^{i_{10}} \sum_{i_{14}=0}^{i_{13}} \frac{c^{(2i_5+i_{13}+i_{14}+2\mu_3)/2}}{i_4! i_9! i_{13}! i_{14}!} \\
& \cdot \frac{(-1)^{i_9+i_{14}} 2^{2i_5+2i_7+2i_{13}+i_{14}-2i_4+2\mu_3-1} (i_5+i_7-i_4+\mu_3+1/2)_{i_{13}} (2i_5+2i_7+2i_9+i_{13}+i_{14}+2\mu_3)}{(2i_5+2i_7-2i_4+2\mu_3+1)_{i_{12}}} \left(\begin{matrix} i_4 \\ i_7 \end{matrix} \right) \\
& \cdot \gamma_{th_3}^{(2i_5+2i_7+2i_9+i_{13}+i_{14}+2\mu_3-2)/2} (\mu_3(1+k_3)/\bar{\gamma}_3)^{i_5+i_7+i_9+i_{13}+i_{14}+\mu_3} - \sum_{i_2=0}^{i_1+\mu_3-1} \sum_{i_4=0}^{i_2} \sum_{i_8=0}^{i_4} \sum_{i_9=0}^{i_8} \sum_{i_{10}=0}^{i_9} \sum_{i_{15}=0}^{i_{10}} \sum_{i_{16}=0}^{i_{15}} \left(\begin{matrix} i_2+i_4 \\ i_8 \end{matrix} \right) \\
& \cdot \frac{2^{(6i_5+6i_8+5i_{15}+3i_{16}-6i_2-6i_4+6\mu_3-2)/2} (i_5+i_8-i_2-i_4+\mu_3+1/2)_{i_5} (\mu_3(1+k_3)/\bar{\gamma}_3)^{i_5+i_8+i_9+i_{10}+i_{15}+i_{16}+\mu_3}}{(2i_5+2i_8-2i_2-2i_4+2\mu_3+1)_{i_5} i_2! i_4! i_9! i_{10}! i_{15}! i_{16}!} \\
& \left. \cdot (-1)^{i_9+i_{15}+i_{16}} c^{(2i_5+i_8+i_{16}+2\mu_3)/2} (2i_5+2i_8+2i_9+2i_{10}+i_{15}+i_{16}+2\mu_3) \gamma_{th_3}^{\frac{2i_5+2i_8+2i_9+2i_{10}+i_{15}+i_{16}+2\mu_3-2}{2}} \right]. \quad (4.32)
\end{aligned}$$

PDF anvelope signala sa η - μ_4 raspodelom koji dolazi na ulaz u drugu granu MRC kombinera na prijemu je slična kao u izrazu (4.29), i ima oblik:

$$P_2\left(\sqrt{\gamma_{th}^2 - \gamma_{th_3}^2}\right) = \frac{2\sqrt{\pi} h^{\mu_4}}{\Gamma(\mu_4)} \sum_{i_{17}=0}^{+\infty} \sum_{i_{18}=0}^{+\infty} \frac{(-1)^{i_{18}} (2h)^{i_{18}} H^{2i_{17}} \left(\sqrt{\gamma_{th}^2 - \gamma_{th_3}^2}\right)^{2i_{17}+i_{18}+2\mu_4-1}}{\Gamma(i_{17}+\mu_4+1/2) i_{17}! i_{18}!} \left(\frac{\mu_4}{\bar{\gamma}_4}\right)^{2i_{17}+i_{18}+2\mu_4}. \quad (4.33)$$

Zamenom izraza (4.32) i (4.33) u izraz (3.12), može se dobiti izraz za PDF anvelope signala na izlazu iz MRC kombinera smeštenog na prijemnoj strani u formi:

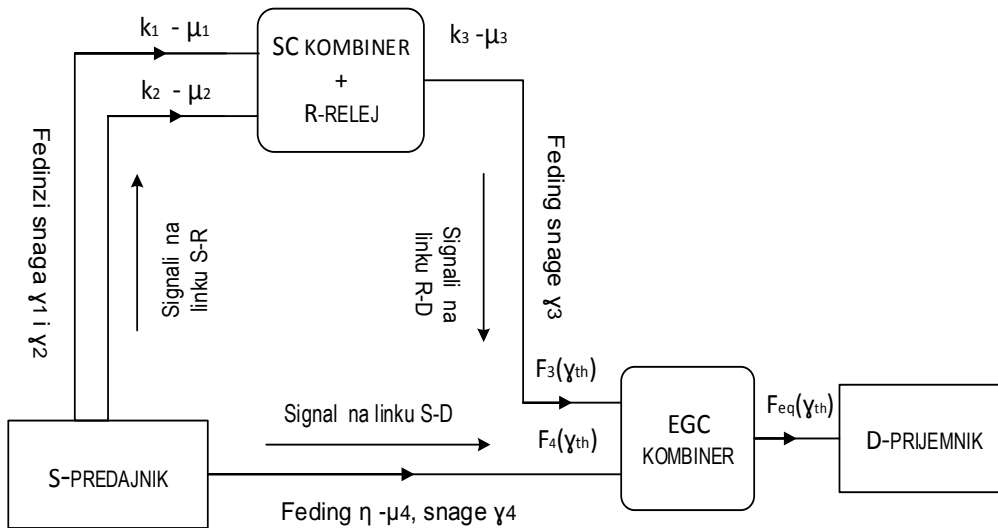
$$\begin{aligned}
P(\gamma_{th}) &= -\frac{4\pi h^{\mu_4} \gamma_{th}}{e^{3\mu_3 k_3} \Gamma(\mu_4)} \sum_{i_1=0}^{+\infty} \sum_{i_3=0}^{+\infty} \sum_{i_5=0}^{+\infty} \sum_{i_{17}=0}^{+\infty} \sum_{i_{18}=0}^{+\infty} \frac{(-1)^{i_{18}} (2h)^{i_{18}} H^{2i_{17}} \mu_3^{i_1+i_3+2i_5+\mu_3} k_3^{i_1+i_3+i_5} ((1+k_3)/\bar{\gamma}_3)^{i_5+\mu_3}}{\Gamma(i_5+\mu_3) \Gamma(i_{17}+\mu_4+1/2) i_1! i_3! i_5! i_{17}! i_{18}!} \\
& \cdot \left(\frac{\mu_4}{\bar{\gamma}_4}\right)^{2i_{17}+i_{18}+2\mu_4} \int_0^{\sqrt{\gamma_{th}^2 - \gamma_{th_3}^2}} (\gamma_{th}^2 - \gamma_{th_3}^2)^{(2i_{17}+i_{18}+2\mu_4-2)/2} d\gamma_{th_3} \left[\sum_{i_2=0}^{i_1+\mu_3-1} \sum_{i_6=0}^{i_2} \sum_{i_9=0}^{i_6} \sum_{i_{11}=0}^{i_9} \sum_{i_{12}=0}^{i_{11}} \frac{c^{(2i_5+i_{11}+i_{12}+2\mu_3)/2}}{i_2! i_9! i_{11}! i_{12}!} \right.
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& \frac{(-1)^{i_9+i_{12}} 2^{2i_5+2i_6+2i_{11}+i_{12}-2i_2+2\mu_3-1} (i_5+i_6-i_2+\mu_3+1/2)_{i_{11}} (2i_5+2i_6+2i_9+i_{11}+i_{12}+2\mu_3)}{(2i_5+2i_6-2i_2+2\mu_3+1)_{i_{11}}} \binom{i_2}{i_6} \cdot \\
& \cdot \left(\mu_3(1+k_3) / \bar{\gamma}_3 \right)^{i_5+i_6+i_9+i_{11}+i_{12}+\mu_3} \gamma_{th_3}^{(2i_5+2i_6+2i_9+i_{11}+i_{12}+2\mu_3-2)/2} + \sum_{i_4=0}^{i_3+\mu_2-1} \sum_{i_7=0}^{i_4} \sum_{i_9=0}^{+\infty} \sum_{i_{13}=0}^{+\infty} \sum_{i_{14}=0}^{+\infty} \frac{(-1)^{i_9+i_{14}}}{i_4! i_9! i_{13}! i_{14}!} \binom{i_4}{i_7} \cdot \\
& \frac{2^{2i_5+2i_7+2i_{13}+i_4-2i_4+2\mu_3-1} c^{(2i_5+i_3+i_4+2\mu_3)/2} (i_5+i_7-i_4+\mu_3+1/2)_{i_{13}} (2i_5+2i_7+2i_9+i_{13}+i_{14}+2\mu_3)}{(2i_5+2i_7-2i_4+2\mu_3+1)_{i_{12}}} \cdot \\
& \cdot \gamma_{th_3}^{(2i_5+2i_7+2i_9+i_{13}+i_{14}+2\mu_3-2)/2} \left(\mu_3(1+k_3) / \bar{\gamma}_3 \right)^{i_5+i_7+i_9+i_{13}+i_{14}+\mu_3} - \sum_{i_2=0}^{i_1+\mu_3-1} \sum_{i_4=0}^{i_2} \sum_{i_8=0}^{+\infty} \sum_{i_9=0}^{+\infty} \sum_{i_{10}=0}^{+\infty} \sum_{i_{15}=0}^{+\infty} \sum_{i_{16}=0}^{+\infty} \frac{(-1)^{i_9+i_{15}+i_{16}}}{i_2! i_4!} \cdot \\
& \frac{2^{(6i_5+6i_8+5i_{15}+3i_{16}-6i_2-6i_4+6\mu_3-2)/2} (i_5+i_8-i_2-i_4+\mu_3+1/2)_{i_{15}} (2i_5+2i_8+2i_9+2i_{10}+i_{15}+i_{16}+2\mu_3)}{i_9! i_{10}! i_{15}! i_{16}! (2i_5+2i_8-2i_2-2i_4+2\mu_3+1)_{i_{15}}} \cdot \\
& \cdot c^{(2i_5+i_{15}+i_{16}+2\mu_3)/2} \binom{i_2+i_4}{i_8} \left(\frac{\mu_3(1+k_3)}{\bar{\gamma}_3} \right)^{i_5+i_8+i_9+i_{10}+i_{15}+i_{16}+\mu_3} \gamma_{th_3}^{\frac{2i_5+2i_8+2i_9+2i_{10}+i_{15}+i_{16}+2\mu_3-2}{2}} \Bigg]. \quad (4.34)
\end{aligned}$$

Zamenom izraza (4.34) za PDF anvelope signala na izlazu iz MRC kombinera na prijemu u izraz (3.20), dobija se verovatnoća otkaza sistema na prijemnoj strani.

4.3 Aspekti primene SC i EGC diverziti kombinera u releju i prijemniku

Model relejnog sistema prenosa signala primenom diverziti tehnika u releju i na prijemnoj strani, sa SC i EGC kombinerima sa dva ulaza, razmatranog u ovom odeljku, je prikazan na slici 4.13. Posmatra se slučaj prenosa signala pod uticajem k - μ i η - μ fedinga od predajnika do prijemnika korišćenjem AF i DF tehnika.



Slika 4.13 Model relejnog prenosa signala primenom SC i EGC terminala u releju i na prijemu

Na ulaze SC kombinera postavljenog u relejnoj stanici dolaze signali sa $k_1-\mu_1$ raspodelom, snage γ_1 , i sa $k_2-\mu_2$ raspodelom, snage γ_2 . Na prvom ulazu u EGC kombiner, koji se nalazi na prijemnoj strani, linkom od releja do prijemnika (R-D) dolazi signal sa $k_3-\mu_3$ raspodelom, snage γ_3 . Na drugi ulaz u EGC kombiner na prijemu, linkom S-D dolazi signal sa $\eta-\mu_4$ raspodelom, snage γ_4 . Za slučaj prenosa signala, prikazanog na slici 4.13, na prijemu se mogu odrediti statističke veličine prvog i drugog reda.

4.3.1 Performanse sistema za slučaj primene SC i EGC kombinera dobijene tehnikom AF

Za model sa slike (4.13), za slučaj primene AF tehnike, jedna od performansi sistema koja se računa u ovom odeljku je verovatnoća otkaza sistema. Na prijemnoj strani, na prvi ulaz u EGC kombiner dolazi signal sa $k_3-\mu_3$ raspodelom preko releja, a na drugi ulaz direktnim linkom S-D od predajnika do prijemnika signal sa $\eta-\mu_4$ raspodelom.

4.3.1.1 Verovatnoća otkaza sistema na izlazu EGC prijemnika

PDF signala sa $k_3-\mu_3$ raspodelom, koji dolazi na prvi ulaz EGC kombinera istog je oblika kao u izrazu (4.28). Posmatrajući izraz (3.29), PDF anvelopa signala sa $\eta-\mu_4$ raspodelom, koji se prostire linkom S-D do drugog ulaza u EGC kombiner je sličnog oblika:

$$p_2(\sqrt{2}\gamma_{th} - \gamma_{th_3}) = \frac{2\sqrt{\pi}h^{\mu_4}}{\Gamma(\mu_4)} \sum_{i_{20}=0}^{+\infty} \sum_{i_{21}=0}^{+\infty} \frac{(-1)^{i_{21}} (2h)^{i_{21}} H^{2i_{20}} (\sqrt{2}\gamma_{th} - \gamma_{th_3})^{2i_{20}+i_{21}+2\mu_4-1}}{\Gamma(i_{20} + \mu_4 + 1/2) i_{20}! i_{21}!} \left(\frac{\mu_4}{\bar{\gamma}_4}\right)^{2i_{20}+i_{21}+2\mu_4}. \quad (4.35)$$

PDF izlaznog signala iz EGC kombinera sa dva ulaza koji je smešten na prijemnoj strani, posle zamene izraza (4.28) i (4.35) u izraz (3.28), dobija sledeći oblik:

$$\begin{aligned} p(\gamma_{th}) = & -\frac{2\sqrt{2\pi}h^{\mu_4}}{e^{\mu_3 k_3} \Gamma(\mu_4)} \sum_{i_5=0}^{+\infty} \sum_{i_{20}=0}^{+\infty} \sum_{i_{21}=0}^{+\infty} \frac{(-1)^{i_{21}} (2h)^{i_{21}} H^{2i_{20}} (\mu_3 k_3)^{i_5}}{\Gamma(i_{20} + \mu_4 + 1/2) i_5! i_{20}! i_{21}!} \left(\frac{\mu_4}{\bar{\gamma}_4}\right)^{2i_{20}+i_{21}+2\mu_4} \int_0^{\sqrt{2}\gamma_{th} - \gamma_{th_3}} (\sqrt{2}\gamma_{th} - \gamma_{th_3})^{2i_{20}+i_{21}+2\mu_4-1} \cdot \\ & \cdot d\gamma_{th_3} \left[\sum_{i_6=0}^{i_5+\mu_3-1} \sum_{i_{11}=0}^{+\infty} \frac{(-1)^{i_{11}} (i_6 + i_{11}) \gamma_{th_3}^{i_6+i_{11}-1} (\mu_3(1+k_3)/\bar{\gamma}_3)^{i_6+i_{11}}}{i_6! i_{11}!} - e^{-2\mu_3 k_3} \sum_{i_1=0}^{+\infty} \sum_{i_3=0}^{+\infty} \frac{(\mu_3 k_3)^{i_1+i_3}}{i_1! i_3!} \left(\sum_{i_6=0}^{i_5+\mu_3-1} \sum_{i_{11}=0}^{+\infty} \frac{(-1)^{i_{11}} (i_6 + i_{11})}{i_6! i_{11}!} \left(\sum_{i_{20}=0}^{+\infty} \right. \right. \right. \\ & \left. \left. \sum_{i_{21}=0}^{+\infty} \frac{(-1)^{i_{21}} (i_{20} + i_{21}) (\mu_3(1+k_3)/\bar{\gamma}_3)^{i_{20}+i_{21}} \gamma_{th_3}^{i_{20}+i_{21}-1}}{i_{20}! i_{21}!} - 2\sqrt{\pi} \sum_{i_2=0}^{i_1+\mu_3-1} \sum_{i_7=0}^{+\infty} \sum_{i_8=0}^{+\infty} \sum_{i_{12}=0}^{+\infty} \sum_{i_{14}=0}^{+\infty} \sum_{i_{15}=0}^{+\infty} \frac{(i_7 + i_8 - i_2 + 3/2)_{i_4}}{i_2! i_{12}!} \cdot \right. \\ & \left. \frac{(-1)^{i_2+i_5} 2^{2i_7+2i_8+i_2+2i_{14}+i_5-2i_2+2} \gamma_{th_3}^{(2i_5+2i_8+2i_{12}+i_{14}+i_5+2\mu_3)/2}}{i_{14}! i_{15}! (2i_7 + 2i_8 - 2i_2 + 3)_{i_4} \Gamma(i_5 + \mu_3)} \left(\frac{2i_5 + 2i_8 + 2i_{12} + i_{14} + i_5 + 2\mu_3}{2\gamma_{th_3}} (\gamma_{th_3} + c) + \right. \right. \\ & \left. \left. + \frac{2i_7 + i_{14} + i_{15} + 2}{2} \right) \left(\frac{\mu_3(1+k_3)}{\bar{\gamma}_3} \right)^{i_5+i_7+i_8+i_{12}+i_{14}+i_5+\mu_3+1} \binom{i_5 + \mu_3 - 1}{i_7} \binom{i_2}{i_8} (\gamma_{th_3} + c)^{(2i_7+i_4+i_5)/2} - 2\sqrt{\pi} \sum_{i_4=0}^{i_3+\mu_3-1} \right. \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& \sum_{i_7=0}^{i_5+\mu_3-1} \sum_{i_9=0}^{i_4} \sum_{i_{12}=0}^{+\infty} \sum_{i_{16}=0}^{+\infty} \sum_{i_{17}=0}^{+\infty} \frac{(-1)^{i_2+i_7} 2^{2i_7+2i_9+i_{12}+2i_{16}+i_{17}-2i_4+2} (i_7+i_9-i_4+3/2)_{i_{16}} \left(\frac{\mu_3(1+k_3)}{\bar{\gamma}_3} \right)^{i_5+i_7+i_9+i_{12}+i_{16}+i_{17}+\mu_3+1}}{\Gamma(i_5+\mu_3)(2i_7+2i_9-2i_4+3)_{i_{16}} i_4! i_{12}! i_{16}! i_{17}!} \cdot \\
& \binom{i_5+\mu_3-1}{i_7} \binom{i_4}{i_9} \left(\frac{2i_5+2i_9+2i_{12}+i_{16}+i_{17}+2\mu_3}{2\gamma_{th_3}} (\gamma_{th_3}+c) + \frac{2i_7+i_{16}+i_{17}+2}{2} \right) \gamma_{th_3}^{\frac{2i_5+2i_9+2i_{12}+i_{16}+i_{17}+2\mu_3}{2}} \cdot \\
& \cdot (\gamma_{th_3}+c)^{\frac{2i_7+i_{16}+i_{17}}{2}} + \sqrt{\pi} \sum_{i_2=0}^{i_5+\mu_3-1} \sum_{i_4=0}^{i_3+\mu_3-1} \sum_{i_7=0}^{i_5+\mu_3-1} \sum_{i_{10}=0}^{i_2+i_4} \sum_{i_{13}=0}^{+\infty} \sum_{i_8=0}^{+\infty} \sum_{i_9=0}^{+\infty} \frac{2^{(6i_7+6i_{10}+5i_{13}+3i_9-6i_2-6i_4+8)/2} (\gamma_{th_3}+c)^{(2i_7+i_{16}+i_{17})/2}}{\Gamma(i_5+\mu_3) i_2! i_4! i_{13}!} \cdot \\
& \frac{(-1)^{i_{13}+i_9} 3^{i_{13}} \gamma_{th_3}^{\frac{2i_5+2i_{10}+2i_{13}+i_8+i_9+2\mu_3}{2}} (i_7+i_{10}-i_2-i_4+3/2)_{i_{18}} \binom{i_2+i_4}{i_{10}} \left(\frac{\mu_3(1+k_3)}{\bar{\gamma}_3} \right)^{i_5+i_7+i_{10}+i_{13}+i_8+i_9+\mu_3+1}}{i_{18}! i_{19}! (2i_7+2i_{10}-2i_2-2i_4+3)_{i_{18}}} \cdot \\
& \cdot \binom{i_5+\mu_3-1}{i_7} \left(\frac{2i_5+2i_{10}+2i_{13}+i_{18}+i_{19}+2\mu_3}{2\gamma_{th_3}} (\gamma_{th_3}+c) + \frac{2i_7+i_{18}+i_{19}+2}{2} \right) \Bigg]. \quad (4.36)
\end{aligned}$$

Zamenom izraza (4.36) u izraz (3.31), dobija se verovatnoća otkaza sistema sa slike 4.15.

4.3.2 Performanse sistema za slučaj primene SC i EGC kombinera dobijene tehnikom DF

Za slučaj prenosa signala primenom DF tehnike kada u releju imamo SC, a na prijemnoj strani EGC kombiner sa dva ulaza, može se odrediti verovatnoća otkaza sistema, kao i niz drugih performansi prvog i drugog reda, na osnovu kojih se može izvršiti analiza i procena bežičnog relejnog sistema prikazanog na slici 4.13.

4.3.2.1 Verovatnoća otkaza sistema na izlazu EGC prijemnika

Verovatnoća otkaza sistema na prvom ulazu u EGC kombiner je data izrazom (4.32). PDF signala sa η - μ_4 raspodelom je slična izrazu (3.29), i ima sledeći oblik:

$$p_2(\sqrt{2}\gamma_{th} - \gamma_{th_3}) = \frac{2\sqrt{\pi} h^{\mu_4}}{\Gamma(\mu_4)} \sum_{i_7=0}^{+\infty} \sum_{i_{18}=0}^{+\infty} \frac{(-1)^{i_{18}} (2h)^{i_{18}} H^{2i_7} (\sqrt{2}\gamma_{th} - \gamma_{th_3})^{2i_7+i_{18}+2\mu_4-1}}{\Gamma(i_7+\mu_4+1/2) i_{17}! i_{18}!} \left(\frac{\mu_4}{\bar{\gamma}_4} \right)^{2i_7+i_{18}+2\mu_4}. \quad (4.37)$$

Zamenom izraza (4.32) i (4.37) u izraz (3.28), dobijamo PDF anvelope signala na izlazu iz EGC kombinera koji se nalazi u prijemnoj stanici u obliku:

$$\begin{aligned}
P(\gamma_{th}) &= -\frac{4\pi\sqrt{2}h^{\mu_4}}{e^{3\mu_3k_3}\Gamma(\mu_4)} \sum_{i_1=0}^{+\infty} \sum_{i_3=0}^{+\infty} \sum_{i_5=0}^{+\infty} \sum_{i_7=0}^{+\infty} \sum_{i_{18}=0}^{+\infty} \frac{(-1)^{i_{18}} (2h)^{i_{18}} \mu_3^{i_1+i_3+2i_5+\mu_3} k_3^{i_1+i_3+i_5} ((1+k_3)/\bar{\gamma}_3)^{i_5+\mu_3}}{\Gamma(i_5+\mu_3)\Gamma(i_7+\mu_4+1/2) i_1! i_3! i_5!} \cdot \\
& \frac{H^{2i_7} (\mu_4/\bar{\gamma}_4)^{2i_7+i_{18}+2\mu_4}}{i_{17}! i_{18}!} \int_0^{\sqrt{2}\gamma_{th}-\gamma_{th_3}} (\sqrt{2}\gamma_{th} - \gamma_{th_3})^{2i_7+i_{18}+2\mu_4-1} d\gamma_{th_3} \left[\sum_{i_2=0}^{i_1+\mu_3-1} \sum_{i_6=0}^{i_2} \sum_{i_9=0}^{+\infty} \sum_{i_{11}=0}^{+\infty} \sum_{i_{12}=0}^{+\infty} \frac{(-1)^{i_9+i_{12}}}{i_2! i_9!} \right].
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& \frac{2^{2i_5+2i_6+2i_{11}+i_{12}-2i_2+2\mu_3-1} c^{\frac{2i_5+i_{11}+i_{12}+2\mu_3}{2}} (i_5+i_6-i_2+\mu_3+1/2)_{i_{11}} (2i_5+2i_6+2i_9+i_{11}+i_{12}+2\mu_3)}{i_{11}!i_{12}!(2i_5+2i_6-2i_2+2\mu_3+1)_{i_{11}}} \\
& \cdot \left(\frac{i_2}{i_6} \right) \left(\frac{\mu_3(1+k_3)}{\bar{\gamma}_3} \right)^{i_5+i_6+i_9+i_{11}+i_{12}+\mu_3} \gamma_{th_3}^{(2i_5+2i_6+2i_9+i_{11}+i_{12}+2\mu_3-2)/2} + \sum_{i_4=0}^{i_3+\mu_3-1} \sum_{i_7=0}^{i_4} \sum_{i_9=0}^{+\infty} \sum_{i_{13}=0}^{+\infty} \sum_{i_{14}=0}^{+\infty} \frac{(-1)^{i_9+i_{14}}}{i_4!i_9!i_{13}!i_{14}!} \\
& \frac{2^{2i_5+2i_7+2i_{13}+i_{14}-2i_4+2\mu_3-1} c^{\frac{2i_5+i_{13}+i_{14}+2\mu_3}{2}} (i_5+i_7-i_4+\mu_3+1/2)_{i_{13}} (2i_5+2i_7+2i_9+i_{13}+i_{14}+2\mu_3)}{(2i_5+2i_7-2i_4+2\mu_3+1)_{i_{12}}} \\
& \cdot \gamma_{th_3}^{\frac{2i_5+2i_7+2i_9+i_{13}+i_{14}+2\mu_3-2}{2}} \left(\frac{\mu_3(1+k_3)}{\bar{\gamma}_3} \right)^{i_5+i_7+i_9+i_{13}+i_{14}+\mu_3} \begin{pmatrix} i_4 \\ i_7 \end{pmatrix} - \sum_{i_2=0}^{i_1+\mu_3-1} \sum_{i_4=0}^{\mu_3-1} \sum_{i_8=0}^{i_2+i_4} \sum_{i_9=0}^{+\infty} \sum_{i_{10}=0}^{+\infty} \sum_{i_{15}=0}^{+\infty} \sum_{i_{16}=0}^{+\infty} \begin{pmatrix} i_2+i_4 \\ i_8 \end{pmatrix} \\
& \frac{2^{(6i_5+6i_8+5i_{15}+3i_{16}-6i_2-6i_4+6\mu_3-2)/2} (2i_5+2i_8+2i_9+2i_{10}+i_{15}+i_{16}+2\mu_3)(i_5+i_8-i_2-i_4+\mu_3+1/2)_{i_{15}}}{(2i_5+2i_8-2i_2-2i_4+2\mu_3+1)_{i_5} i_2!i_4!i_9!i_{10}!i_{15}!i_{16}!} \\
& \cdot (-1)^{i_9+i_{15}+i_{16}} c^{(2i_5+i_{15}+i_{16}+2\mu_3)/2} \left(\mu_3(1+k_3)/\bar{\gamma}_3 \right)^{i_5+i_8+i_9+i_{10}+i_{15}+i_{16}+\mu_3} \gamma_{th_3}^{\frac{2i_5+2i_8+2i_9+2i_{10}+i_{15}+i_{16}+2\mu_3-2}{2}} \Bigg]. \quad (4.38)
\end{aligned}$$

Zamenom izraza (4.38) za PDF funkciju signala na izlazu iz EGC kombinera na prijemu, u izraz (3.31), dobija se verovatnoća otkaza sistema na prijemnoj strani.

5 POREĐENJE NUMERIČKIH REZULTATA

U cilju poboljšanja performansi sistema, u ovom poglavlju je izvršena analiza i poređenje dobijenih numeričkih rezultata statističkih veličina prvog reda: verovatnoće otkaza sistema (P_{out}) i srednje verovatnoće greške po bitu (P_e). Poređenje dobijenih rezultata za P_{out} i P_e je izvršeno na osnovu prikazanih modela za prenos signala od predajnika do prijemnika uz prisustvo k - μ i η - μ fedinga bez primene, kao i sa primenom diverziteti tehnika. U disertaciji je izvršeno poređenje procentualno dobijenih rezultata iz glava 2, 3 i 4, standardnih kriterijuma procene sistema P_{out} i P_e , primenom tehnika AF i DF (tip releja), pri vrednostima parametara za razmatranje: $c=k=\mu=\gamma_{th}=2$ i $\eta=0.6$, i za SNR, oznake w , u iznosu $w=5$ dB. Značenja iznosa navedenih parametara kanala, uzetih za upoređivanje su sledeća:

- $c=2$: Konstanta snage releja (za $c>1$, signal se re-emituje manjom snagom),
- $k=2$: Izražena dominantna komponenta,
- $\mu = 2$: Veća oštrina fedinga (Veći broj klastera rasejanja),
- $\eta=0.6$: Odnos snaga rasejanih komponenti u fazi i kvadraturi,
- $\gamma_{th} = 2$: Slabija osetljivost prijemnika (za P_e ne postoji, n.p).

5.1 Poređenje numeričkih rezultata dobijenih bez primene diverziteti tehnika

Na osnovu modela, datih na slikama 2.1, 2.9, 2.17 i 2.28, u drugoj glavi disertacije, može se izvršiti poređenje rezultata dobijenih za P_{out} i P_e , za više slučajeva prenosa signala pri uticaju k - μ i η - μ fedinga, bez primene diverziteti tehnika, metodama AF i DF.

U prvom slučaju, za prenos signala tehnikama AF i DF, na osnovu modela prikazanog na slici 2.1, dobijeni rezultati za poređenje su uzeti iz poglavlja 2.1 i 2.2.

Tabela 5.1 Prikaz rezultata za P_{out} i P_e , dobijenih na osnovu modela za prenos signala sa slike 2.1

Parametri kanala: $c=1, k=1, \mu=1, \gamma_{th}=1$		Re-emitovanje manjom snagom ($c = 2$)	Izražena dominantna komponenta ($k = 2$)	Veći broj klastera rasejanja ($\mu = 2$)	Slabija osetljivost prijemnika ($\gamma_{th} = 2$)	Tip releja: AF/DF, (poglavlje)
P_{out} [%]	60.50	n.p	54.53	46.77	87.99	AF (2.1.1)
	38.20	47.19	30.88	20.53	61.61	DF (2.2.1)
P_e [%], QPSK	20.37	np	19.12	16.81	n.p	AF (2.1.2.1)
	14.46	17.07	12.37	9.96		DF (2.2.2.1)
P_e [%], BPSK	13.69	n.p	12.35	9.74	n.p	AF (2.1.2.2)
	9.11	11.33	7.23	4.79		DF (2.2.2.2)

U poređivanjem rezultata, dobijenih u tabeli 5.1, primećuje se da je manja P_{out} primenom tehnike DF, u odnosu na tehniku AF. Na osnovu poređenja dobijenih vrednosti za QPSK i BPSK modulaciju, može se videti da sistem za prenos signala sa slike 2.1, ima manju P_e za slučaj primene DF tehnike, u odnosu na AF tehniku.

U drugom slučaju relejnog prenosa signala, tehnikama AF i DF, prikazanog na slici 2.9, razmatrani su dobijeni rezultati za P_{out} i P_e iz poglavlja 2.3 i 2.4.

Tabela 5.2 Prikaz rezultata za P_{out} i P_e , dobijenih na osnovu modela za prenos signala sa slike 2.9

Parametri kanala: $c=1, \mu=1, \eta=0.2, \gamma_{th}=1$		Re-emitovanje manjom snagom ($c = 2$)	Veći broj klastera rasejanja ($\mu = 2$)	Veći odnos rasejanih komponenti ($\eta = 0.6$)	Slabija osetljivost prijemnika ($\gamma_{th} = 2$)	Tip releja: AF/DF, (poglavlje)
P_{out} [%]	59.48	n.p	45.77	53.43	89.29	AF (2.3.1)
	33.53	44.11	17.22	27.00	61.26	DF (2.4.1)
P_e [%], QPSK	18.88	n.p	16.88	17.46	n.p	AF (2.3.2.1)
	12.63	15.31	9.25	11.38		DF (2.4.2.2)
P_e [%], BPSK	11.81	n.p	9.83	10.30	n.p	AF (2.3.2.2)
	7.07	9.26	4.06	5.89		DF (2.4.2.2)

Poređenjem rezultata iz tabele 5.2, vidi se da je P_{out} manja za slučaj primene DF, u odnosu na AF tehniku. Upoređujući dobijene rezultate za QPSK i BPSK modulaciju, može se zaključiti da sistem ima manju P_e primenom DF tehnike, u odnosu na AF tehniku.

Za treći slučaj relejnog prenosa signala prikazan na slici 2.17, može se izvršiti upoređivanje rezultata za P_{out} i P_e , iz poglavlja 2.5 i 2.6, za tehnike prenosa AF i DF.

Tabela 5.3 Prikaz rezultata za P_{out} i P_e , dobijenih na osnovu modela za prenos signala sa slike 2.17

Parametri kanala: $c=1, k=1, \mu=1, \eta=0.2, \gamma_{th}=1$		Re-emitovanje manjom snagom ($c = 2$)	Izražena dominantna komponenta ($k = 2$)	Veći broj klastera rasejanja ($\mu = 2$)	Veći odnos rasejanih komponenti ($\eta = 0.6$)	Slabija osetljivost prijemnika ($\gamma_{th} = 2$)	Tip releja: AF/DF, (poglavlje)
P_{out} [%]	59.94	n.p	57.10	46.28	57.04	88.66	AF (2.5.1)
	35.61	44.93	30.56	19.39	34.18	60.00	DF (2.6.1)
P_e [%], QPSK	19.85	n.p	18.90	17.21	18.93	n.p	AF (2.5.2.1)
	13.58	16.15	12.32	9.60	13.27		DF (2.6.2.1)
P_e [%], BPSK	13.01	n.p	11.97	10.18	12.02	n.p	AF (2.5.2.2)
	8.26	10.36	6.98	4.47	7.98		DF (2.6.2.2)

Posmatrajući dobijene rezultate iz tabele 5.3, može se zaključiti da sistem ima manju P_{out} pri prenosu signala za slučaj primene DF u odnosu na AF tehniku. Upoređujući rezultate prikazane za QPSK i BPSK modulaciju, primećuje se da sistem za prenos signala u ovom slučaju ima manju P_e primenom DF, u odnosu na AF tehniku.

U četvrtom slučaju relejnog prenosa signala prikazanog na slici 2.28, možemo izvršiti poređenje rezultata za P_{out} i P_e , dobijenih korišćenjem tehnika AF i DF u poglavljima 2.7 i 2.8, pri navedenim iznosima parametara c , k , μ , γ_{th} i η .

Tabela 5.4 Prikaz rezultata za P_{out} i P_e , dobijenih na osnovu modela za prenos signala sa slike 2.28

Parametri kanala: $c=1, k=1, \mu=1, \eta=0.2,$ $\gamma_{th}=1$		Re-emitovanje manjom snagom ($c = 2$)	Izražena dominantna komponenta ($k = 2$)	Veći broj klastera rasejanja ($\mu = 2$)	Veći odnos rasejanih komponenti ($\eta = 0.6$)	Slabija osetljivost prijemnika ($\gamma_{th} = 2$)	Tip releja: AF/DF, (poglavlje)
P_{out} [%]	59.93	n.p	57.09	46.19	57.04	88.66	AF (2.7.1)
	36.21	46.30	33.69	18.43	31.74	62.76	DF (2.8.1)
P_e [%], QPSK	19.57	n.p	19.27	16.48	18.96	n.p	AF (2.7.2.1)
	13.53	16.24	12.67	9.60	12.64		DF (2.8.2.1)
P_e [%], BPSK	12.70	n.p	12.38	9.39	12.05	n.p	AF (2.7.2.2)
	7.93	10.25	7.21	4.31	7.08		DF (2.8.2.2)

Upoređujući dobijene rezultate za P_{out} , iz tabele 5.4, primećuje se da primenom tehnike DF se dobija manja P_{out} , za razliku od tehnike AF. Upoređujući navedene rezultate za slučaj QPSK i BPSK modulacije, vidi se da tehnika DF daje manji iznos za P_e u odnosu na AF.

5.2 Poređenje numeričkih rezultata dobijenih primenom diverziti tehnika

Na osnovu modela prenosa signala prikazanog na slici 3.1, primenom diverziti tehnika u trećoj glavi disertacije, mogu se uporediti dobijeni rezultati za P_{out} i P_e , pri korišćenju metoda AF i DF, kada se na prijemu koristi SC kombiner sa dva ulaza.

Tabela 5.5 Prikaz rezultata za P_{out} i P_e , dobijenih na osnovu modela za prenos signala sa slike 3.1

Parametri kanala: $c=1, k=1, \mu=1, \eta=0.2,$ $\gamma_{th}=1$		Re-emitovanje manjom snagom ($c = 2$)	Izražena dominantna komponenta ($k = 2$)	Veći broj klastera rasejanja ($\mu = 2$)	Veći odnos rasejanih komponenti ($\eta = 0.6$)	Slabija osetljivost prijemnika ($\gamma_{th} = 2$)	Tip releja: AF/DF, (poglavlje)
P_{out} [%]	11.03	n.p	10.14	3.30	8.36	37.00	AF (3.1.1.1)
	6.96	8.59	5.62	1.41	5.27	25.90	DF (3.1.2.1)
P_e [%], QPSK	7.16	n.p	7.06	5.71	6.55	n.p	AF (3.1.1.2.1)
	5.57	6.17	5.21	4.39	5.16		DF (3.1.2.2.1)
P_e [%], BPSK	2.92	n.p	2.82	1.82	2.49	n.p	AF (3.1.1.2.2)
	2.06	2.39	1.83	1.18	1.78		DF (3.1.2.2.2)

Poređenjem rezultata, vidi se da sistem ima manju P_{out} kada se koristi tehnika DF, za razliku od AF. Upoređujući rezultate za QPSK i BPSK modulaciju, možemo zaključiti da sistem ima manju P_e , kada se pri prenosu signala koristi DF tehnika u odnosu na AF tehniku.

U četvrtoj glavi disertacije, za prenos signala prikazan modelom na slici 4.1, kada se primenjuje diverziti tehnika u releju i prijemu, korišćenjem metoda AF i DF, za SC kombiner sa dva ulaza, mogu se uporediti numerički dobijeni rezultati za P_{out} i P_e .

Tabela 5.6 Prikaz rezultata za P_{out} i P_e , dobijenih na osnovu modela za prenos signala sa slike 4.1

Parametri kanala: $c=1, k=1, \mu=1, \eta=0.2,$ $\gamma_{th}=1$		Re-emitovanje manjom snagom ($c = 2$)	Izražena dominantna komponenta ($k = 2$)	Veći broj klastera rasejanja ($\mu = 2$)	Veća korelacija komponenti ($\eta = 0.6$)	Slabija osetljivost prijemnika ($\gamma_{th} = 2$)	Tip releja: AF/DF, (poglavlje)
P_{out} [%]	8.16	n.p	7.24	2.20	6.18	33.60	AF (4.1.1.1)
	3.17	4.84	2.19	0.37	2.44	16.96	DF (4.1.2.1)
P_e [%], QPSK	6.58	n.p	6.50	5.44	6.08	n.p	AF (4.1.1.2.1)
	4.07	4.83	2.92	2.42	3.86		DF (4.1.2.2.1)
P_e [%], BPSK	2.50	n.p	2.41	1.65	2.16	n.p	AF (4.1.1.2.2)
	1.28	1.65	0.89	0.59	1.13		DF (4.1.2.2.2)

Upoređujući navedene rezultate, primećuje se da sistem ima manju P_{out} primenom DF tehnike u odnosu na AF tehniku. Poređenjem rezultata, može se primetiti da je P_e manja u slučaju primene DF tehnike, u odnosu na AF tehniku, za slučajeve QPSK i BPSK modulacije.

A. Poređenje numeričkih rezultata za vrednost parametra $\mu=2$

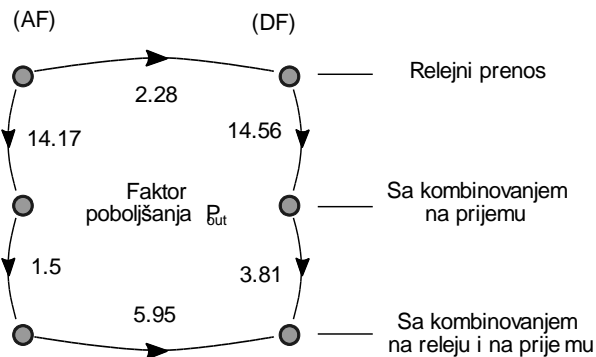
Na osnovu dosadašnjeg razmatranja, na primer, za vrednost parametra $\mu=2$ ($c=1, k=1, \eta=0.2, \gamma_{th}=1$), pri iznosu $w=5$ dB, može se izvršiti poređenje ukupno dobijenih rezultata za P_{out} i P_e , iz druge, treće i četvrte oblasti disertacije, za slučajeve prenosa signala primenom tehnika AF i DF. Na osnovu upoređivanja, mogu se pronaći adekvatna rešenja za poboljšanje kvaliteta signala, koji uz prisustvu brzog fedinga se prenosi od predajnika do prijemnika.

a. Poređenje rezultata za P_{out} dobijenih primenom AF i DF tehnike

Upoređujući rezultate iz tabele 5.1, kada se pri prenosu signala primenjuje tehnika AF sa rezultatima iz tabele 5.5, za navedeni znos parametra μ , možemo zaključiti da je P_{out} ($P_{out}=46.77\%/3.30\%=14.17$), sistema 14.17 puta veća pri prenosu signala bez primene diverziti tehnika u odnosu na slučaj sa primenom diverziti tehnika. U slučaju poređenja vrednosti dobijenih primenom tehnike AF, prikazanih u tabeli 5.5 i tabeli 5.6, možemo zaključiti, da se primenom SC tehnike u prijemu dobija veća P_{out} ($P_{out}=3.30/2.20\%=1.5$), u odnosu na primenu SC tehnike u releju i na prijemu, za 50%.

Takođe, upoređujući prikazane rezultate dobijene primenom tehnike DF u tabelama 5.1 i 5.5, ($P_{out}=20.53\%/1.41\%=14.56$), možemo zaključiti da je P_{out} 14.56 puta veća pri prenosu signala bez primene, u odnosu na primenu diverziti tehnika. Ako uporedimo vrednosti za P_{out}

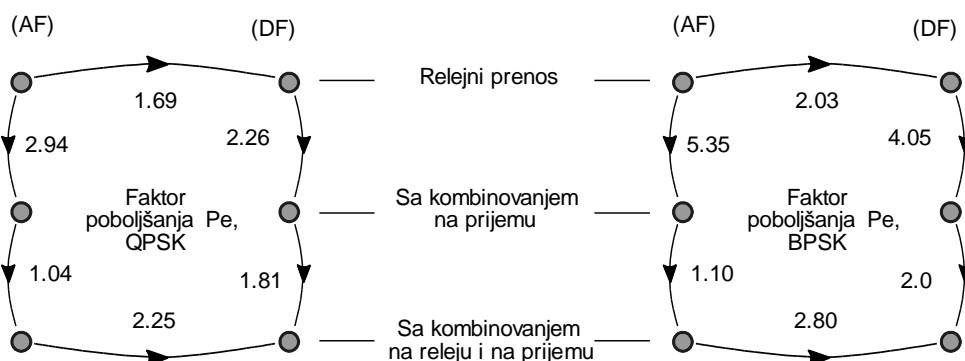
prikazane u tabelama 5.5 i 5.6, dobijene tehnikom DF, može se primetiti da se primenom diverziti tehnika na prijemu dobija veća P_{out} ($P_{out}=1.41\%/0.37\%=3.81$), za 3.81 puta u odnosu na primenu u releju i prijemu.



Slika 5.1 Šematski prikaz iznosa poboljšanja verovatnoće otkaza sa promenom konfiguracije i složenosti sistema prenosa

b. Poređenje rezultata za P_e dobijenih primenom AF i DF tehnike

Poređenjem rezultata, dobijenih primenom tehnike AF za slučaj QPSK modulacije prikazanih u tabeli 5.1, sa rezultatima iz tabele 5.5, može se zaključiti da je P_e ($P_e=16.81\%/5.71\%=2.94$) veća 2.94 puta u slučaju prenosa signala bez primene diverziti tehnika, u odnosu sa primenu diverzitivija na prijemu. U slučaju poređenja vrednosti iz tabela 5.5 i 5.6, za slučaj QPSK modulacije, korišćenjem AF tehnike, vidi se da je P_e ($P_e=5.71\%/5.44\%=1.04$) veća 1.04 puta za slučaj primene diverziti tehnika samo na prijemu, u odnosu na slučaj kada se diverziti primenjuju u relejnoj stanici i prijemu.



Slika 5.2 Šematski prikaz iznosa poboljšanja verovatnoće greške sa promenom konfiguracije i složenosti sistema prenosa, za QPSK i BPSK

U slučaju poređenja rezultata pri QPSK modulaciji, dobijenih tehnikom DF, iz tabela 5.1 i 5.5, se primećuje da je P_e ($P_e=9.96\%/4.39\%=2.26$) veća 2.26 puta u slučaju bez primene

diverziti tehnika, za razliku od P_e dobijene pri prenosu signala sa primenom diverziti tehnika na prijemu. Ako poredimo vrednosti iz tabela 5.5 i 5.6 pri QPSK modulaciji, dobijene tehnikom DF, može se videti da je P_e ($P_e=4.39\%/2.42\%=1.81$) veća 1.81 puta kada se koristi diverziti tehnika na prijemu, u odnosu na primenu diverzitija u releju i prijemu.

Pri relejnom prenosu signala primenom AF tehnike, za slučaj BPSK modulacije, ako uporedimo rezultate iz tabele 5.1 sa rezultatima iz tabele 5.5, primeti se da je P_e ($P_e=9.74\%/1.82\%=5.35$) veća 5.35 puta u slučaju prenosa signala bez primene diverziti tehnika, u odnosu sa primenom diverziti tehnika na prijemu. Ako uporedimo rezultate iz tabela 5.5 i 5.6, pri prenosu signala tehnikom AF, za slučaj BPSK modulacije, vidi se da je P_e ($P_e=1.82\%/1.65\%=1.10$) veća 1.10 puta za slučaj prenosa signala primenom diverziti tehnika na prijemu, u odnosu na primenu diverziti tehnika u releju i prijemu.

Kod primene DF tehnike za slučaj BPSK modulacije, ako uporedimo rezultate prikazane u tabelama 5.1 i 5.5, dolazi se do zaključka da je P_e ($P_e=4.79\%/1.18\%=4.05$) veća 4.05 puta u slučaju prenosa signala bez primene, u odnosu na sistem sa primenom, diverziti tehnika na prijemu. Prilikom upoređivanja rezultata iz tabela 5.5 i 5.6, koji su dobijeni za prenos signala primenom DF tehnike, u slučaju BPSK modulacije, može se zaključiti da sistem ima veću P_e ($P_e=1.18\%/0.59\%=2$) 2 puta u slučaju prenosa signala kada se primenjuje diverziti tehnika na prijemu, u odnosu na primenu diverzitija u releju i prijemu.

Upoređujući ukupne dobijene rezultate u glavama 2, 3 i 4, možemo zaključiti, da se u glavi 4 dobijaju najbolji rezultati za P_{out} i P_e , posebno kada se koristi tehnika prenosa DF.

ZAKLJUČAK

U ovoj doktorskoj disertaciji analizirane su metode i načini prenosa korisnog signala relejnim putem pri uticaju k - μ i η - μ fedinga, kao i mogućnost smanjenja uticaja fedinga na korisni signal koji se prenosi od predajnika do prijemnika, primenom diverziti tehnika. Prilikom prenosa korisnog signala analizirane su performanse bežičnog relejnog telekomunikacionog sistema, kao i njihovo poboljšanje na osnovu standardnih statističkih veličina prvog reda: verovatnoće otkaza sistema (P_{out}) i srednje verovatnoće greške po bitu (P_e). Posmatran je prenos korisnog signala različitim modulacionim formatima bez diverziti tehnika i sa primenom diverziti tehnika. U disertaciji su analizirane mere performansi prvog reda za prenos putem tehnika pojačaj-i-prenosi (AF) i dekoduj-i-prenosi (DF), pri različitim vrednostima parametara sistema. U drugoj glavi je izvršeno upoređivanje dobijenih performansi za različite vrednosti parametara prenosa signala u slučajevima bez primene diverziti tehnika. Tehnika prenosa putem DF releja se pokazuje kao bolja u smislu performansi sistema u odnosu na korišćenje AF releja. Ova razlika postaje relativno mala kada se radi o velikim odnosima signal-šum, dok je značajna u uslovima niskog nivoa signala.

U trećoj glavi su razmatrane performanse kada se na prijemu koristi tehnika kombinovanja, pri čemu se kombinuju signali koji stižu sa releja i signali koji stižu direktno od predajnika. U odnosu na prethodnu glavu, ovde je u cilju poboljšanja performansi dodatno iskorišćen i indirektni signal koji od predajnika dolazi do prijemnika. Model fedinga za link putem releja je razmatran kao k - μ model na obe relejne deonice S-R i R-D, dok je model fedinga koji je korišćen za direktni S-D link η - μ model. Ovo odgovara slučaju kada je relej u vizuelnom dometu predajnika, kao i prijemnika, dok sam predajnik nije vidljiv od strane prijemnika. U skladu sa očekivanjima, pokazano je da diverziti tehnika kombinovanja može da značajno unapredi performanse sistema i da smanji verovatnoću otkaza. Analiza je sprovedena za slučaj AF releja, kao i za DF tip releja. Pored verovatnoće otkaza, razmatrana je i verovatnoća greške kada se koriste dva tipa fazne modulacije, binarna BPSK i kvaternarna QPSK fazna modulacija. Rezultati pokazuju da su performanse bolje za slučaj BPSK modulacije. Međutim, QPSK modulacija sa svoje strane nudi dvostruko veću spektralnu efikasnost, a time i veći kapacitet kanala za istu brzinu prenosa simbola.

U četvrtoj glavi je razmotrena mogućnost daljeg poboljšanja performansi sistema iz prethodne glave, putem korišćenja dodatnog kombinovanja na releju. Naime, pored kombinovanja na prijemu, korišćeno je i kombinovanje signala na releju. Pretpostavljeno je

da dva signala koja od prijemnika dolaze do releja podležu fadingu modela $k-\mu$. Pokazano je da dodatna složenost sistema ima opravdanja u činjenici da se dobijaju manje verovatnoće otkaza, kao i manje vrednosti verovatnoće greške u opštem slučaju. Sa druge strane, analiza sistema postaje veoma složena, tako da numerička izračunavanja performansi postaju preveliki problem za standardne računare za široku upotrebu. Složenije sisteme je previše komplikovano analizirati bez pomoći super-računara i paralelizacije izračunavanja. Analiza takođe uzima u obzir dva pomenuta različita tipa releja, odnosno AF i DF.

U petoj glavi dato je poređenje performansi sistema u konfiguracijama koje su predstavljene u prethodnim glavama. Za svaku konfiguraciju sistema su dati tabelarno podaci koji pokazuju osetljivost mera performansi na promene konkretnih propagacionih parametara. Ovi podaci se mogu posmatrati kao parcijalni izvodi merila performansi po odgovarajućim parametrima modela fadinga. Prikazani podaci daju iscrpne informacije o ponašanju svakog modela sistema ponaosob i u njihovom međusobnom odnosu. U nastavku je dato poređenje performansi za fiksirane vrednosti parametara modela fadinga u zavisnosti od korišćene konfiguracije sistema prenosa. Iz ovih podataka se jasno vidi koliki je dobitak u performansama kada se koriste složenije konfiguracije sistema. Dobijeni i prikazani rezultati pokazuju da sa porastom kompleksnosti sistema opada verovatnoća otkaza u istim propagacionim uslovima. Ovo se isto odnosi i na verovatnoću greške u obadva razmatrana slučaja modulacije, uz komentar da QPSK omogućava dvostruko veću brzinu prenosa podataka u zadatim uslovima.

Sa iscrpnim izračunavanjem performansi, detaljno je ispitan uticaj svakog od parametara modela fadinga, kao i konfiguracije sistema na mogućnost nesmetanog prenosa podataka. Ovakva detaljna analiza, prema saznanjima autora, nije prikazana u literaturi i predstavlja značajni doprinos ove disertacije.

U pogledu performansi sistema, sličan je uticaj povećanja izraženosti dominantne komponente prostiranja i povećanja odnosa rasejanih komponenti u fazi i kvadraturi. Obe mogućnosti pomeraju performanse u smeru poboljšavanja, prema faktoru skaliranja koji je različit. Povećanje parametra μ , odnosno smanjenje broja klastera rasejanja, takođe dovodi do boljih performansi sistema. Kada se parametar μ povećava, raspodela gustine verovatnoće postaje sve uža i teži ka delta funkciji na poziciji srednje snage signala. Prema tome, kada μ teži beskonačnosti, analiza se svodi na slučaj kada nema fadinga. Efekat senke takođe ima snažan uticaj i povećanje faktora osenčavanja dovodi do pogoršanja performansi u sličnom obimu, nezavisno od optičke vidljivosti, ali ta analiza nije sprovedena u ovoj disertaciji.

U slučaju relejnog prenosa bez kombinovanja, verovatnoća otkaza najviše zavisi od praga osetljivosti prijemnika, kao što je i očekivano. Verovatnoća greške pokazuje najveću osetljivost na promenu parametra fedinga koji modeluje broj klastera rasejanja. AF releji koji su analizirani koriste informaciju o stanju kanala, dok se za slučaj DF releja ova informacija ne koristi. Parametar c , koji je povezan sa pojačanjem, odnosno izlaznom snagom releja, u slučaju DF prenosa može biti pozitivna konstanta, dok je za razmatrani AF slučaj uvek jednak jedinici. Re-emitovanje signala manjom snagom kod DF releja dovodi do pogoršanja performansi, kao što je i očekivano. Ipak, ovaj efekat je slabije izražen u odnosu na efekat promene osetljivosti prijemnika.

Rezultati ukazuju da je mali efekat korićenja kombinovanja na releju za poboljšanje P_e kod AF releja za BPSK i QPSK, kada se već koristi kombinovanje na prijemu. U slučaju da su potrebne bolje performanse sistema, potrebno je razmotriti mogućnost prelaska na DF releje.

Ukoliko se želi poboljšanje performansi prijema, potrebno je najpre se skoncentrisati na parametre prijemnika, odnosno osetljivost, s obzirom da verovatnoća otkaza primarno zavisi od te veličine. Ukoliko se koriste veoma osetljivi prijemnici, potrebno je obezbediti da releji ispravno funkcionišu i da imaju dovoljnu izlaznu snagu. Nakon postizanja potrebnih uslova, poboljšanje performansi se može dalje postići promenom pozicije releja u odnosu na korisnike i baznu stanicu, tako da parametri fedinga, kao što su odnos dominantne i rasejanih komponenti prostiranja, i odnos snaga u rasejanim komponentama u fazi i kvadraturi budu povoljniji za prenos. Takođe, kao što je i intuitivno jasno, uvek je bolje da na liniji prenosa bude što manje klastera rasejanja, odnosno da parametar μ bude što veći.

Na osnovu dosadašnjih upoređivanja i analiziranja rezultata za performanse u smislu statičkih veličina prvog reda P_{out} i P_e kod relejnog bežičnog telekomunikacionog sistema za prenos signala različitim tehnikama, možemo zaključiti da tehnika DF za slučaj BPSK modulacije daje najbolje performanse sistema, u slučaju primene diverzitetne tehnika u relejnoj stanici i na prijemnoj strani.

Primer praktične primene kooperativnih sistema konfiguracija kakve su analizirane u ovoj disertaciji može predstavljati mobilna 5G mreža, kao i druge perspektivne bežične tehnologije. U mnogim slučajevima je svrsishodno da mobilni uređaji mogu jedan drugome omogućavati uslugu relejnog prenosa signala - ka i od bazne stanice. U tom smislu, rezultati dobijeni u ovoj disertaciji mogu se direktno koristiti za određivanje verovatnoće otkaza u pomenutim konfiguracijama prenosa. Konkretna modulacija u mobilnim sistemima novih generacija će sasvim sigurno biti kompleksnija od razmatranih BPSK i QPSK modulacija, ali

nije nerealno očekivati da pojedinačni kanali u finoj granulaciji fizičkog sloja imaju faznu modulaciju, što dobijene rezultate čini relevantnim i u smislu verovatnoće greške. Naravno, same vrednosti verovatnoće greške zavisice od konkretnog načina implementacije standarda fizičkog sloja, iako još uvek ne postoji prihvaćena specifikacija za nove generacije mobilnih mreža.

LITERATURA

- [1] W .C. Y. Lee, *Mobile communications engineering*: New York, Mc Graw-Hill, 2001.
- [2] A. Goldsmith, *Wireless communications*: Cambridge University press, 2005.
- [3] G. L. Stuber, *Mobile communications*: New York: Kluwer, 2nd ed. 2003.
- [4] L. Yang, M. O. Hasna and M. S. Alouini, "Average Outage Duration of Multihop Communication Systems with Regenerative Relays", *IEEE Transactions on Wireless Communications*, ISSN: 1536-1276, Vol. 4, No. 4, pp. 1366–1371, July 2005.
- [5] J. C. Filho and M. D. Yacoub, "Highly accurate κ - μ approximation to sum of M independent non-identical Ricean variates", *Electronics Letters*, Vol. 41, No. 6, pp. 338-339, 2005.
- [6] S. Cotton, W. Scanlon and J. Guy, "The κ - μ Distribution Applied to the Analysis of Fading in Body to Body Communication Channels for Fire and Rescue Personnel", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol. 7, ISSN: 1548-5757, pp. 66-69, 2008.
- [7] D. B. Costa, and M. D. Yacoub, "The η - μ joint phase-envelope distribution, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*", Vol. 6, No. 1, pp. 195-198, 2007.
- [8] M. D. Yacoub, "The symmetrical η - μ distribution: A general fading distribution", *IEEE Transactions on Broadcasting*, Vol. 51, No. 4, pp. 504-511, 2005.
- [9] A. C. Moraes, D. B. Costa, and M. D. Yacoub, "An outage analysis of multi-branch diversity receivers with co-channel interference in α - μ , η - μ , and κ - μ fading scenarios", *Wireless Personal Communication*, Vol. 64, No. 1, pp. 3–19, May 2012.
- [10] P. Stavroulakis, *Interference analysis and reduction for wireless systems*: Artech House, INC, London, 2003.
- [11] W. Jakes, *Microwave mobile communications*: Piscataway, New York: IEEE Press 2nd ed. 1994.
- [12] M. O. Hasna and M. S. Alouini, "A performance study of dual-hop transmissions with fixed gain relays", *IEEE Transactions on Wireless Communications*, ISSN: 1536-1276, Vol. 3, pp. 1963-1968, November 2004.
- [13] H. Surawereea, R. Luie, Y. Li, G. Karagiannidis and B. Vučetić, "Two hop amplify-and forward transmission in mixed Rayleigh and Rician fading channels", *IEEE Communications Letters*, ISSN: 0163-6804, Vol. 13, No. 4, pp. 227-229, April 2009.
- [14] M. Alouini and A. Goldsmith, "Area Spectral Efficiency of Cellular Mobile Radio Systems", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, ISSN: 0018-9545, Vol. 48, No. 4, pp. 1047-1065, 1999.
- [15] M. Pätzold, *Mobile Fading Channels Modelling, Analysis and Simulation*: New York: John Wiley & Sons, 2nd ed. 2005.

- [16] M. O. Hasna and M. S. Alouini, "End-to-end performance of transmission systems with relays over Rayleigh-fading channels", *IEEE Transactions on Wireless Communications*, ISSN: 1536-1276, Vol. 2, pp. 1126-1131, November 2003.
- [17] S. Ikki and M. H. Ahmed, "Performance analysis of dual-hop relaying communications over generalized Gamma fading channels", *Proceedings of IEEE Global Communications Conference–Globecom*, Washington, USA, ISBN 978-1-4673-0920-2, pp. 3888-3893, 2007.
- [18] P. Spalević, M. Stefanović, S. R. Panić, B. Milošević, Z. Trajčevski, "The co-channel interference effect on average error rates in Hoyt fading channels", *Rev. Roum. Sci. Techn. Électrotechn. et Énerg.*, 56, No. 3, p. 305–313, Bucharest, 2011.
- [19] P. Spalević, S. Panić, *Analysis of Wireless transmission Improvement in Specific Propagation Environments: Monograph*, Kosovska Mitrovica, Serbia 2014.
- [20] S. Panić, M. Stefanović, J. Anastasov and P. Spalević: *Fading and Interference Mitigation in Wireless Communications*, Taylor & Francis Publishing group, CRC Press, New York, USA, ISBN 978-14665-0841-5, December 2013.
- [21] J. Proakis, *Digital Communications: 4th ed.*, New York: Mc Graw-Hill, 2001.
- [22] C. Tellambura and V. Bhargava, "Unified error analysis of DQPSK in fading channels", *Electronic Letters*, Vol. 30, No. 25, pp. 2110 -2111, 1994.
- [23] I. S. Gradshteyn and I. M. Ryzhik, *Tables of Integrals, Series and Products Academic*: New York, 1980.
- [24] M. D. Yacoub, "The α - μ distribution: A physical fading model for the Stacy distribution", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 56, issue 1, pp. 27-34, 2007.
- [25] R. Pawula, "A new formula for MDPSK symbol error probability", *IEEE Communication Letters*, Vol. 2, issue 10, pp. 271-272, 1998.
- [26] X. Dong, N. C. Beaulieu and P. H. Wittke, "Signaling constellations for fading channels", *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 47, issue 5, pp. 703 - 714, May 1999.
- [27] U. Charash, "Reception through Nakagami fading multipath channels with random delays", *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 27, issue 4, pp. 657–670, 1979.
- [28] M. S. Alouini, and M. Simon, "Dual diversity over log-normal fading channels", *Proceedings of the IEEE International Conference on Communications*, Vol. 4, pp. 1089–1093, 2001.
- [29] J. Reig, M. A. Martinez-Amoraga, L. Rubio, "Generation of bivariate Nakagami- m fading envelopes with arbitrary not necessary identical fading parameters", *Wireless Communications and Mobile Computing*, Vol. 7, pp. 531-537, 2007.
- [30] C. Tellambura, A. Annamalai, V. Bhargava, "Unified analysis of switched diversity systems in independent and correlated fading channels", *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 49, issue 11, pp. 1955-1965, 2001.
- [31] W. C. Y. Lee, *Mobile communications engineering: Theory and applications*, 2nd ed., Mc Graw-Hill Professional, Oct. 1997.

- [32] M. K. Simon, M. S. Alouini, Digital communication over fading channels: 1st ed., New York: Wiley, 2000.
- [33] G. K. Karagiannidis, "Moments-based approach to the performance analysis of equal gain diversity in Nakagami- m fading", IEEE Transactions on Communications, Vol. 52, No. 5, pp. 685-690, May 2004.
- [34] G. L. Stüber, Principles of mobile communication: 2nd ed., Technology & Engineering, Kluwer Academic Publisher, 2000.
- [35] J. N. Pierce, S. Stein, "Multiple diversity with non-independent fading", Proc. IRE, Vol. 48, No. 1, pp. 89–104, Jan. 1960.
- [36] E. A. Neasmith and N. C. Beaulieu, "New Results in selection diversity", IEEE Transaction on Communications, ISSN: 0090-6778, Vol. 46, pp. 695–704, 1998.
- [37] A. A. Abu-Dayya and N. C. Beaulieu, "Analysis of switched diversity systems on generalized-fading channels", IEEE Transactions on Communications, Vol. 42, issue 11, pp. 2959–2966, 1994.
- [38] S. Okui, "Effects of SIR selection diversity with two correlated branches in the m -fading channel", IEEE Transaction on Communications, ISSN: 0090-6778, Vol. 48, pp. 1631–1633, 2000.
- [39] D. Austin and L. Stüber, "In-service signal quality estimation for TDMA cellular systems", Proceedings of Sixth IEEE international symposium on personal, indoor and mobile radio communications, ISBN: 978-078-03-3002-3, Toronto, Canada, pp. 836–840, 1995.
- [40] A. Brandao, L. Lopez and C. Mc Leron, "Co-channel interference estimation for M-ary PSK modulated signals", Wireless Personal Communications, ISSN: 0929-6212, Vol. 1, No. 1, pp.23–32, 1994.
- [41] P. Stavroulakis, Interference Analysis and Reduction for Wireless Systems: Artech House Publishers, London, ISBN 1-58053-316-7, September 2003.
- [42] C. W. Helstrom, Probability and Stochastic Processes for Engineers: Mac Millian Publishing House, 2nd ed., New York, ISBN: 0-02-353571-7, 1991.
- [43] P. S. Bithas, P. T. Mathiopoulos and G. K. Karagiannidis, "Switched Diversity Receivers over Correlated Weibull Fading Channels", Proceedings of the International Workshop on Satellite and Space Communications, ISBN: 978-142-44-0118-5, pp. 143-147, 2006.
- [44] Y. C. Ko, M. S. Alouini and M. K. Simon, "Analysis and optimization of switched diversity systems", IEEE Transactions on Vehicular Technology, ISSN: 0018-9545, Vol. 49, No. 5, pp. 1813– 1831, September 2000.
- [45] M. K. Simon, and M. S. Alouini, Digital Communications over Fading Channels: A Wiley-Inter science Publication, New York, 2nd Edition, December 2004.
- [46] F. W. J. Olver, D. W. Lozier, R. F. Boisvert, C. W. Clark, NIST Handbook of Mathematical Functions: Cambridge University Press, National Institute of Standards and Technology 2010.

- [47] D. G. Brennan, "Linear diversity combining techniques", Proceedings of the IEEE, ISSN: 0018-9219, Vol. 91, iss. 2, pp. 331-356, February 2003.
- [48] G. Fraidenraich, J. Filho and M. Yacoub, "Second-order statistics of maximal-ratio and equal-gain combining in Hoyt fading", IEEE Communications Letters, ISSN: 0163-6804, Vol. 9, No. 1, pp. 19-21, 2005.
- [49] D. Brennan, "Linear diversity combining techniques, Proceedings of Institute of Radio Engineers", Vol. 47, pp. 1075-1102, 1959.
- [50] M. H. Ismail and M. M. Matalgarh, "Performance of Dual Maximal Ratio Combining Diversity in Non-identical Correlated Weibull fading Channels using Padé Approximation", IEEE Transaction on communication, Vol. 54, No. 3, March 2006.
- [51] A. P. Prudnikov, O. I. Marichev and Yu. A. Brychkov, Integrals and Series, Volume 3, More Special Functions: Gordon and Breach Science Publishers, New York, 1990.
- [52] I. S. Gradshteyn, I. M. Ryzhyk, Tables of Integrals, Series and Products: 6th Edition, London, Academic Press, 2000.
- [53] G. V. Milovanović, S. Suljović, S. R. Panić, I. Kalčo, and M. H. Stefanović, "Efficient Numerical Methods for Analysis of Square Ratio of κ - μ and η - μ Random Processes with Their Applications in Telecommunications", Mathematical Problems in Engineering, Vol. 2018, Article ID 4967613, 9 pages, 2018.
- [54] M. D. Yacoub, "The κ - μ distribution and the η - μ distribution", IEEE Antennas and Propagation Society, ISSN: 1045-9243, Vol. 49, pp. 68-81, June 2007.
- [55] I. S. Gradshteyn, I. M. Ryzhyk, Tables of Integrals, Series and Products: Seventh Edition, San Diego, California 92101-4495, USA, 2007.
- [56] J. C. Filho and M. D. Yacoub, "Highly accurate κ - μ approximation to sum of M independent non-identical Ricean variates", Electronics Letters, Vol. 41, No. 6, pp. 338-339, March 2005.
- [57] J. F. Paris, "Statistical Characterization of κ - μ Shadowed Fading", IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol. 63, No. 2, pp. 518-526, Feb. 2014.
- [58] S. R. Panić, D. M. Stefanović, I. M. Petrović, M. C. Stefanović, J. A. Anastasov, and D. S. Krstić, "Second-order statistics of selection macro-diversity system operating over Gamma shadowed κ - μ fading channels", EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking, Vol. 2011, article 151, 2011.
- [59] M. D. Yacoub, "The κ - μ distribution: a general fading distribution", IEEE Atlantic City Fall Veh. Technol. Conf. 2001, Atlantic City, USA, Vol. 3, pp: 1427-1431, October 2001.
- [60] M. Stefanović, D. Milović, A. Mitić, M. Jakovljević, "Performance analysis of system with selection combining over correlated Weibull fading channels in the presence of co-channel interference", AEU-International Journal of Electronics and Communications, Vol. 62, issue 9, pp. 695-700, October 2008.

- [61] S. Jovković, S. R. Panić, M. C. Stefanović, Petar C. Spalević, and Dragana S. Krstić, "Performance Analysis of SSC Diversity Receiver over Correlated Ricean Fading Channels in the Presence of Co-channel Interference", *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, Vol. 2010, Article ID 583093, 6 pages, April 2010.
- [62] M. Abramowitz and I. A. Stegun, *Handbook of Mathematical Functions with Formulas, Graphs and Mathematical Tables*: Washington, December 1972.
- [63] J. Alan, D. Hui-Hui, *Handbook of Mathematical Formulas and Integrals*: 4th edition, San Diego, 2008.
- [64] M. Milisić, M. Hamza, and M. Hadžialić, "BEP/SEP and Outage Performance Analysis of L Branch Maximal-Ratio Combiner for κ - μ fading", *International Journal of Digital Multimedia Broadcasting*, Vol. 2009, ID: 573404, pp 1-8, 2009.
- [65] M. D. Yacoub, "The η - μ Distribution: A General Fading Distribution", *IEEE Boston Fall Veh. Technol. Conference*. 2000, Boston, USA, Vol. 2, pp. 872 - 877, September 2000.
- [66] K. Peppas, "Dual-hop relaying communications with co-channel interference over η - μ fading channels", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 62, No. 8, pp. 4410-4115, 2013.
- [67] J. F. Paris, "Outage probability in η - μ / η - μ and κ - μ / η - μ interference-limited scenarios", *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 61, No. 1, pp. 335–343, 2013.
- [68] D. B. Costa, J. C. Filho, M. D. Yacoub and G. Fraidenraich, "Second-Order Statistics of η - μ Fading Channels: Theory and Applications", *IEEE Transactions on Wireless Communications*, Vol. 7, No. 3, pp. 819-824, 2008.
- [69] K. P. Peppas, F. Lazarakis, T. Zervos, A. Alexandridis, K. Dangakis, "Sum of Non-Identical Independent Squared η - μ Variates and Applications in the Performance Analysis of DS-CDMA Systems", *IEEE Transactions on Wireless Communications*, Vol. 9, issue 9, ISSN: 1536-1276 pp. 2718–2723, July 2010.
- [70] G. P. Efthymoglou, N. Bissias, and V. A. Aalo, "On the Error Rate Analysis of Dual-Hop Amplify-and-Forward Relaying in Generalized-K Fading Channels", *Journal of Electrical and Computer Engineering*, Vol. 2010, article ID: 584594, 5 pages, 5 March 2010.
- [71] S. Panić, M. Stefanović, S. Vasić, D. Milić, A. Cvetković, "On the First and the Second Order Statistics of the Capacity of κ - μ Fading Channels", *Frequenz*, Vol. 68, No. 9-10, pp. 471-475, Aug. 2014.
- [72] K. Wannatrong, M. Abul Hayat, Performance analysis of OSTBC with Hybrid Decode-Amplify and Forward relay network: Blekinge Institute of Technology, September 2012.
- [73] J. N. Laneman, D. N. C. Tse, and G. W. Wornell, "Cooperative diversity in wireless networks: Efficient protocols and outage behavior", *IEEE Transactions on Information Theory*, Vol. 50, No. 12, pp. 3062-3080, Dec. 2004.
- [74] E. Telatar, "Capacity of Multi-antenna Gaussian Channels", *European Transactions on Telecommunications*, Vol. 10, No. 6, pp. 585–595, Dec. 1999.

- [75] T. Q. Duong and H. J. Zepernick, "On the Performance Gain of Hybrid Decode-Amplify Forward Cooperative Communications", *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, Vol. 2009, article ID 479463, 10 pages, June 2009.
- [76] T. Q. Duong, G. C. Alexandropoulos, H. J. Zepernick, and T. A. Tsiftsis, "Orthogonal space-time block codes with CSI-assisted amplify-and forward relaying in correlated Nakagami- m fading channels", *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, Vol. 60, No. 3, pp. 882–889, 2011.
- [77] A. M. Cvetković, D. Milić, A. S. Cvetković, M. C. Stefanović, "Outage Performance of Dual-Hop AF Relay Channels with Co-channel Interferences over Rayleigh Fading", *Wireless Personal Communications*, Vol. 70, No. 4, pp. 1993-2006, ISSN: 0929-6212, doi: 10.1007/s11277-012-0792-2, June 2013.
- [78] M. Stefanović, S. R. Panić, D. Stefanović, B. Nikolić, and A. Cvetković, "Second order statistics of selection combining receiver over κ - μ fading channels subject to co-channel interferences", *Radio Science*, vol.. 47, RS6001, doi: 10.1029/2012RS004997, 2012.
- [79] S. Ki Yoo, *Fading in Wearable Communications Channels and its Mitigation: School of Electronics, Electrical Engineering and Computer Science Queen's University of Belfast*, 2017.
- [80] M. Bandjur, D. Radenković, V. Milenković, S. Suljović, D. Djosić, "Second Order Statistics of SC Receiver over k - μ Multipath Fading Channel", *Serbian journal of electrical engineering*, Vol. 11, No. 3, 391-401, October 2014.
- [81] S. Suljović, D. Milić, S. R. Panić, "LCR of SC receiver output signal over α - κ - μ multipath fading channels", *Facta Universitatis Series: Electronics and Energetics* Vol. 29, No. 2, pp. 261–268, June 2016.
- [82] S. N. Suljović, D. Milić, Z. Nikolić, S. R. Panić, M. Stefanović, Đ. Bandur, "Performance of macro diversity wireless communication system operating in Weibull multipath fading environment", *Facta Universitatis Series: Electronics and Energetics* Vol. 30, No. 4, pp. 599-609, December 2017.
- [83] D. S. Krstić, S. Suljović, M. Č. Stefanović, M. M. Bani Yassein, D. Aleksić, "Level crossing rate of SC receiver output signal in the presence of Gamma shadowing and k - μ or Rician multipath fading", *International Journal of Communications*, ISSN: 1998-4480, pp: 19-27, Volume 9, 2015.
- [84] S. Haykin, *Digital Communications: Toronto, Canada, John Wiley & Sons*. ISBN: 978-0-471-62947-4, March 1988.
- [85] T. S. Rappaport, *Wireless Communications, Principles and Practice: Prentice Hall India, Second Edition*, 2002.
- [86] A. Das, *Digital Communication, Principles and System Modelling: Springer-Verlag Berlin Heidelberg*, ISBN: 978-3-642-12742-7, 2010.
- [87] J. Hu and N. C. Beaulieu, "Performance Analysis of Decode-and-Forward Relaying with Selection Combining", *IEEE Commun. Lett.*, Vol. 11, No. 6, pp. 489-491, Jun. 2007.

- [88] K. Wannatrong, M. A. Hayat, Performance analysis of OSTBC with Hybrid Decode-Amplify and Forward relay network: Department of Electrical Engineering, Blekinge Institute of Technology Karlskrona, Sweden, September 2012.
- [89] J. W. Pearson, S. Olver, M. A. Porter, "Numerical methods for the computation of the confluent and Gauss hypergeometric functions", The Numerical Algorithms Group (NAG) and the Engineering and Physical Sciences Research Council (EPSRC), June 2016.
- [90] M. Matović, S. R. Panić, Z. J. Popović, M. Stefanović, J. Zivanić, M. Perić, "Eta-Mu modeled multipath propagation of electromagnetic waves", Technich Technologies Education Management, USA, Vol. 7, No. 2, pp: 456-461, July 2012.
- [91] N. Y. Ermolova and O. Tirkkonen. "Multivariate η - μ Fading Distribution with Constant Correlation Model", IEEE Communications Letters, Vol. 16, issue: 4, pp: 454-457, 2012.
- [92] K. Peppas, "Capacity of η - μ fading channels under different adaptative transmission techniques", IET Communications, Vol. 4, No. 5, pp. 532–539, 2010.
- [93] S. Suljović, D. Milić, V. Milenković, D. Radenković, G. Petković, A. Tokalić, "The α - η - μ random process", Infoteh-Jahorina Vol. 15, pp: 227-230, March 2016.
- [94] J. D. Gibson, The Mobile Communications Handbook: 2th ed., Springer-Verlag Berlin Heidelberg, CRC Press, USA, 2000.
- [95] D. G. Brennan, "Linear Diversity Combining Techniques", In IRE, Vol. 47, No. 6, pages 1075–1102, ISSN: 0096-8390, June 1959.
- [96] S. Panić, M. Stefanović, S. Vasić, D. Milić, A. Cvetković, "On the First and the Second Order Statistics of the Capacity of k - μ Fading Channels", Frequenz, Vol. 68, No. 9-10, pp. 471-475, ISSN: 0016-1136, Aug. 2014.
- [97] S. Suljović, D. Krstić, S. Maričić, S. Zdravković, V. Milenković, M. Stefanović, "Level crossing rate of SC receiver over Gamma shadowed Weibull multipath fading channel", Tehnički vjesnik/Technical Gazette, Vol. 23, No. 6, pp. 1579-1584, December 2016.
- [98] R. Janaswamy, Radiowave Propagation and Smart Antennas for Wireless Communications: U.S.A, Kluwer Academic Publishers, ISBN-10: 0792372417, 2000.
- [99] L. C. Godara, Handbook of Antennas in Wireless Communications: CRC Press, 2002.
- [100] M. Č. Stefanović, D. Lj. Drača, A. S. Panajotović, N. M. Sekulović, "Performance analysis of system with L-branch selection combining over correlated Weibull fading channels in the presence of cochannel interference", International Journal of communication systems, Vol. 23, No. 2, pp. 139-150, Feb. 2010.
- [101] D. N. Milić, D. Đosić, Č. Stefanović, S. Panić, M. Stefanović, "Second Order Statistics of the SC Receiver over Rician Fading Channels in the Presence of Multiple Nakagami- m Interferers", International Journal of Numerical Modelling: Electronic Networks, Devices and Fields, Vol. 29, No. 2, pp. 222-229, April 2016.

- [102] D. Stefanović, S. R. Panić, P. Spalević, "Second-order statistics of SC macrodiversity system operating over Gamma shadowed Nakagami- m fading channels", *AEU-International Journal of Electronics and Communications*, Vol. 65, No. 5, pp. 413-418, 2011.
- [103] S. Jovković, D. Milić, D. Đošić, M. Petrović, S. Veljković, Č. Stefanović, "Level crossing rate of L-branch SC receiver over α - k - μ fading channel in the presence α - k - μ co-channel interference", *WSEAS Transactions on Communications*, Vol. 12, pp. 249-255, 2014.
- [104] H. Yang, M. S. Alouini, "Outage probability of dual-branch diversity systems in the presence of co-channel interference", *IEEE Transaction on Wireless Communications*, Vol. 2, No. 2, pp. 310-319, March 2003.
- [105] N. Sekulović, M. Stefanović, D. Drača, A. Panajotović, D. Stefanović, "Performance Analysis of Microcellular Mobile Radio Systems with Selection Combining in the Presence of Arbitrary Number of Cochannel Interferences", *Advances in Electrical and Computer Engineering*, Vol. 10, No. 4, pp. 3-8, Dec. 2010.
- [106] M. Stefanović, D. M. Milović, A. M. Mitić, M. M. Jakovljević, "Performance analysis of system with selection combining over correlated Weibull fading channels in the presence of cochannel interference", *AEU-International Journal of Electronics and Communications*, Vol. 62, issue 9, pp. 695-700, October 2008.
- [107] H. Z. Stefanović, D. N. Milić, D. Stefanović, S. Milosavljević, "Some integral characteristics of MRC receiver in Nakagami- m fading environment", *International Journal of Reasoning-based Intelligent System-IJRIS*, Vol. 5, No. 3, pp. 183-188, ISSN: 1755-0556, November 2013.
- [108] S. Roy, P. Fortier, "Maximal-ratio combining architectures and performance with channel estimation based on a training sequence", *IEEE Transactions on Wireless Communications*, Vol. 3, No. 4, ISSN: 1536-1276, pp. 1154-1164, July 2004.
- [109] A. Shah and A. M. Haimovich, "Performance analysis of maximal ratio combining and comparison with optimum combining for mobile radio communications with cochannel interference", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 49, No. 4, ISSN: 0018-9545, pp. 1454-1463, Jul 2000.
- [110] C. Siriteanu, *Maximal-Ratio Eignen-Combining for Smarter Antenna Array Wireless Communication Receivers*: Queen's University Kingston, Ontario, Canada August, 2006.
- [111] D. Milić, S. Stanojčić, Z. Popović, D. Stefanović, I. Petrović, "Performance Analysis of EGC Combining over Correlated Nakagami- m Fading Channel", *Serbian Journal of Electrical Engineering*, Vol. 9, No. 2, pp. 293-300, ISSN 1451-4869 June 2012.
- [112] G. T. Đorđević, D. N. Milić, A. M. Cvetković, M. Č. Stefanović, "Influence of Imperfect Cophasing on Performance of EGC Receiver of BPSK and QPSK Signals Transmitted over Weibull Fading Channel", *European Transactions on Telecommunications*, Vol. 22, issues 6, ISSN: 1124-318X, pp. 268-275, October 2011.

SPISAK SKRAĆENICA

DF–Decode and Forward,
AF–Amplify and Forward,
 P_{out} –Outage probability,
BPSK–Binary Phase Shift Keying,
QPSK–Quadrature Phase Shift Keying,
PSK– Co-herent detection of differentially encoded,
CFSK– Coherent Frequency Shift Keying,
CPSK–Coherent Phase Shift Keying,
DPSK–Differentially Phase Shift Keying,
MSK–Minimum Shift Keying,
SQAM–Square Quadrature Amplitude Modulation,
MPSK–Multiple Phase Shift Keying,
MDPSK M – M -ary Differential Phase-Shift Keying,
NCFSK–Non-coherent Frequency Shift Keying,
M-QAM– M -level Quadrature Amplitude Modulation,
SC–Selection Combining,
SSC–Switch and Stay Combining,
MRC–Maximal Ratio Combining,
EGC–Equal gain combining,
SNR–signal-to-noise ratio,
SIR–signal-to-interference ratio,
S–Source,
D–Destination,
R–Relay,
CSI–channel state information,
ABER–average bit error rate,
AoF–amount of fading,
BS–base station,
MS–mobile station,
AWGN–Additive white Gaussian noise,
CDF–cumulative distribution function,
ASEP–average symbol error probability,
PDF–probability density function,

MGF–moment generation function,
JPDF–joint probability density function,
QoS–Quality of Service,
GoS–Grade of Service,
CCI–co-channel interference,
SEP–symbol error probability,
ASER–average symbol error rate,
ABEP–average bit error probability,
Erfc–complementary error function,
Eq–equal,
GSM–Global System for Mobile communications,
LoS–line of optical visibility.

SPISAK SLIKA

Slika 2.1	Model relejnog prenosa signala pri uticaju k - μ fedinga na oba linka	24
Slika 2.2	Verovatnoća otkaza sistema iz izraza (2.23), pri promeni parametara k , μ i γ th.....	28
Slika 2.3	Srednja verovatnoća greške po bitu iz izraza (2.24), pri promeni parametara k i μ , za $\beta=1$	31
Slika 2.4	Srednja verovatnoća greške po bitu iz izraza (2.24), pri promeni parametara k i μ , za $\beta=2$	32
Slika 2.5	Verovatnoća otkaza sistema iz izraza (2.40), pri promeni parametara c i γ th.....	34
Slika 2.6	Verovatnoća otkaza sistema iz izraza (2.40), pri promeni parametara μ i k	35
Slika 2.7	Srednja verovatnoća greške po bitu iz izraza (2.50), pri promeni parametara c , k i μ , za $\beta=1$	38
Slika 2.8	Srednja verovatnoća greške po bitu iz izraza (2.50), pri promeni parametara c , k i μ , za $\beta=2$	39
Slika 2.9	Model relejnog prenosa signala pri uticaju η - μ fedinga na oba linka	40
Slika 2.10	Verovatnoća otkaza sistema iz izraza (2.64), kada se menjaju parametri μ , γ th i η	43
Slika 2.11	Srednja verovatnoća greške po bitu iz izraza (2.69), pri promeni parametara μ i η , za $\beta=1$	45
Slika 2.12	Srednja verovatnoća greške po bitu iz izraza (2.65), pri promeni parametara μ i η , za $\beta=2$	46
Slika 2.13	Verovatnoća otkaza sistema iz izraza (2.77), kada se menjaju parametri c i γ th.....	48
Slika 2.14	Verovatnoća otkaza sistema iz izraza (2.77), kada se menjaju μ i η parametri.....	49
Slika 2.15	Srednja verovatnoća greške po bitu od izraza (2.82), pri promeni parametara c , μ i η , za $\beta=1$	51
Slika 2.16	Srednja verovatnoća greške po bitu P_e od izraza (2.82), pri promeni parametara c , μ i η , za $\beta=2$	52
Slika 2.17	Model relejnog prenosa signala pri uticaju fedinga k - μ i η - μ na oba linka	53
Slika 2.18	Verovatnoća otkaza sistema iz izraza (2.86), kada se menjaju parametri μ i η	55
Slika 2.19	Verovatnoća otkaza sistema iz izraza (2.86), kada se menjaju parametri k i γ th	55
Slika 2.20	Srednja verovatnoća greške po bitu iz izraza (2.87), kada se menjaju parametri k , μ i η , za $\beta=1$	58
Slika 2.21	Srednja verovatnoća greške po bitu iz izraza (2.87), kada se menjaju parametri k , μ i η , za $\beta=2$	59
Slika 2.22	Verovatnoća otkaza sistema iz izraza (2.94), kada se menjaju parametri k , μ i η	61

Slika 2.23	Verovatnoća otkaza sistema iz izraza (2.94), kada se menjaju parametri c i γ_{th}	61
Slika 2.24	Srednja verovatnoća greške po bitu iz izraza (2.99), kada se menjaju parametri k i η , za $\beta=1$	64
Slika 2.25	Srednja verovatnoća greške po bitu P_e iz izraza (2.99), kada se menjaju parametri μ i c , za $\beta=1$	64
Slika 2.26	Srednja verovatnoća greške po bitu iz izraza (2.99), kada se menjaju parametri k i η , za $\beta=2$	66
Slika 2.27	Srednja verovatnoća greške po bitu iz izraza (2.99), kada se menjaju parametri μ i c , za $\beta=2$	66
Slika 2.28	Model relejnog prenosa signala pri uticaju fedinga η - μ i k - μ na oba linka	68
Slika 2.29	Verovatnoća otkaza sistema od izraza (2.103), kada se menjaju parametri μ i k	69
Slika 2.30	Verovatnoća otkaza sistema od izraza (2.103), kada se menjaju parametri γ_{th} i η	70
Slika 2.31	Srednja verovatnoća greške po bitu iz izraza (2.104), kada se menjaju parametri k , μ i η , za $\beta=1$	72
Slika 2.32	Srednja verovatnoća greške po bitu iz izraza (2.104), kada se menjaju parametri k , μ i η , za $\beta=2$	73
Slika 2.33	Verovatnoća otkaza sistema iz izraza (2.111), kada se menjaju parametri c , k i μ	75
Slika 2.34	Verovatnoća otkaza iz izraza (2.111), kada se menjaju parametri γ_{th} i η	76
Slika 2.35	Srednja verovatnoća greške po bitu iz izraza (2.116), kada se menjaju parametri c i η , za $\beta=1$	78
Slika 2.36	Srednja verovatnoća greške po bitu iz izraza (2.116), kada se menjaju parametri μ i k , za $\beta=1$	79
Slika 2.37	Srednja verovatnoća greške po bitu iz izraza (2.116), kada se menjaju parametri c i η , za $\beta=2$	80
Slika 2.38	Srednja verovatnoća greške po bitu iz izraza (2.116), kada se menjaju parametri μ i k , za $\beta=2$	80
Slika 3.1	Model relejnog prenosa signala primenom SC diverziti prijelnika sa dva ulaza.....	83
Slika 3.2	Verovatnoća otkaza sistema iz izraza (3.1), pri promeni parametara k i γ_{th}	85
Slika 3.3	Verovatnoća otkaza sistema iz izraza (3.1), pri promeni parametara μ i η	85
Slika 3.4	Srednja verovatnoća greške po bitu iz izraza (3.2), kada se menjaju parametri k , μ i η , za $\beta=1$	87
Slika 3.5	Srednja verovatnoća greške po bitu iz izraza (3.2), kada se menjaju parametri k , μ i η , za $\beta=2$	88
Slika 3.6	Verovatnoća otkaza sistema iz izraza (3.3), kada se menjaju parametri c i k	90
Slika 3.7	Verovatnoća otkaza sistema iz izraza (3.3), kada se menjaju parametri μ i η	90

Slika 3.8	Srednja verovatnoća greške po bitu, iz izraza (3.10), kada se menjaju parametri c i k , za $\beta=1$	94
Slika 3.9	Srednja verovatnoća greške po bitu, iz izraza (3.10), kada se menjaju parametri μ i η , za $\beta=1$	94
Slika 3.10	Srednja verovatnoća greške po bitu, iz izraza (3.10), kada se menjaju parametri c i k , za $\beta=2$	96
Slika 3.11	Srednja verovatnoća greške po bitu, iz izraza (3.10), kada se menjaju parametri μ i η , za $\beta=2$	96
Slika 3.12	Model relejnog prenosa signala primenom MRC diverziti prijemnika sa dva ulaza	98
Slika 3.13	Model relejnog prenosa signala primenom EGC diverziti prijemnika sa dva ulaza	103
Slika 4.1	Model relejnog prenosa signala primenom SC kombinera u releju i na prijemu	107
Slika 4.2	Verovatnoća otkaza sistema iz izraza (4.12), kada se menjaju parametri k i γ_{th}	111
Slika 4.3	Verovatnoća otkaza sistema iz izraza (4.12), kada se menjaju parametri μ i η	111
Slika 4.4	Srednja verovatnoća greške po bitu, iz izraza (4.13), kada se menjaju parametri k , μ i η , za $\beta=1$	113
Slika 4.5	Srednja verovatnoća greške po bitu, iz izraza (4.13), kada se menjaju parametri k , μ i η , za $\beta=2$	114
Slika 4.6	Verovatnoća otkaza sistema iz izraza (4.25), kada se menjaju parametri c , k i γ_{th}	118
Slika 4.7	Verovatnoća otkaza sistema iz izraza (4.25), kada se menjaju parametri μ i η	118
Slika 4.8	Srednja verovatnoća greške po bitu iz izraza (4.26), kada se menjaju parametri c i η , za $\beta=1$	120
Slika 4.9	Srednja verovatnoća greške po bitu iz izraza (4.26), kada se menjaju parametri μ i k , za $\beta=1$	121
Slika 4.10	Srednja verovatnoća greške po bitu iz izraza (4.26), kada se menjaju parametri c i η , za $\beta=2$	122
Slika 4.11	Srednja verovatnoća greške po bitu iz izraza (4.26), kada se menjaju parametri μ i k , za $\beta=2$	122
Slika 4.12	Model relejnog prenosa signala primenom SC i MRC kombinera u releju i na prijemu	124
Slika 4.13	Model relejnog prenosa signala primenom SC i EGC terminala u releju i na prijemu	129
Slika 5.1	Šematski prikaz iznosa poboljšanja verovatnoće otkaza sa promenom konfiguracije i složenosti sistema prenosa	137
Slika 5.2	Šematski prikaz iznosa poboljšanja verovatnoće greške sa promenom konfiguracije i složenosti sistema prenosa, za QPSK i BPSK	137

SPISAK TABELA

Tabela 2.1	Vrednosti SEP za neke poznatije modulacione formate.....	11
Tabela 2.1	Broj članova suma za konvergenciju izraza (2.23), kada se menjaju parametri k , μ i γ^{th}	28
Tabela 2.2	Broj članova suma za konvergenciju izraza (2.24), kada se menjaju parametri k i μ , pri $\beta=1$	31
Tabela 2.3	Broj članova suma za konvergenciju izraza (2.24), kada se menjaju parametri k i μ , pri $\beta=2$	32
Tabela 2.4	Broj članova suma za konvergenciju izraza (2.40), kada se menjaju parametri c i γ^{th}	35
Tabela 2.5	Broj članova suma za konvergenciju izraza (2.40), kada se menjaju parametri μ i k	36
Tabela 2.6	Broj članova suma za konvergenciju izraza (2.50), kada se menjaju parametri c , k i μ , pri $\beta=1$	38
Tabela 2.7	Broj članova suma za konvergenciju izraza (2.50), kada se menjaju parametri c , k i μ , pri $\beta=2$	39
Tabela 2.8	Broj članova suma za konvergenciju izraza (2.64), kada se menjaju μ , γ^{th} i η parametri.....	43
Tabela 2.9	Broj članova suma za konvergenciju izraza (2.65) kada se menjaju parametri μ i η , pri $\beta=1$	45
Tabela 2.10	Broj članova suma za konvergenciju izraza (2.65) kada se menjaju parametri μ i η , pri $\beta=2$	46
Tabela 2.11	Broj članova suma za konvergenciju izraza (2.77), kada se menjaju parametri c i γ^{th}	49
Tabela 2.12	Broj članova suma za konvergenciju izraza (2.77), kada se menjaju parametri μ i η	49
Tabela 2.13	Broj članova suma za konvergenciju izraza (2.82), kada se menjaju parametri c , μ i η , pri $\beta=1$	52
Tabela 2.14	Broj članova suma za konvergenciju izraza (2.82), kada se menjaju parametri c , μ i η , pri $\beta=2$	53
Tabela 2.15	Broj članova suma za konvergenciju izraza (2.86), kada se menjaju parametri μ i η	56

Tabela 2.16	Broj članova suma za konvergenciju izraza (2.86), kada se menjaju parametri γ th i η	56
Tabela 2.17	Broj članova suma za konvergenciju izraza (2.87), kada se menjaju parametri k , μ i η , pri $\beta=1$	58
Tabela 2.18	Broj članova suma za konvergenciju izraza (2.87), kada se menjaju parametri k , μ i η , pri $\beta=2$	59
Tabela 2.19	Broj članova sume za konvergenciju izraza (2.94) kada se menjaju parametri k , μ i η	62
Tabela 2.20	Broj članova sume za konvergenciju izraza (2.94), kada se menjaju parametri c i γ th.....	62
Tabela 2.21	Broj članova sume za konvergenciju izraza (2.99) kada se menjaju parametri k i η , pri $\beta=1$	65
Tabela 2.22	Broj članova sume za konvergenciju izraza (2.99), kada se menjaju parametri μ i c , pri $\beta=1$	65
Tabela 2.23	Broj članova suma za konvergenciju izraza (2.99), kada se menjaju parametri k i η , pri $\beta=2$	67
Tabela 2.24	Broj članova suma za konvergenciju izraza (2.99), kada se menjaju parametri μ i c , pri $\beta=2$	67
Tabela 2.25	Broj članova suma za konvergenciju izraza (2.103) kada se menjaju parametri μ i k	70
Tabela 2.26	Broj članova suma za konvergenciju izraza (2.103) kada se menjaju parametri γ th i η	70
Tabela 2.27	Broj članova suma za konvergenciju izraza (2.104), kada se menjaju parametri k , μ i η , pri $\beta=1$	73
Tabela 2.28	Broj članova suma za konvergenciju izraza (2.104), kada se menjaju parametri k , μ i η , pri $\beta=2$	74
Tabela 2.29	Broj članova suma za konvergenciju izraza (2.111), kada se menjaju parametri c , k i μ	76
Tabela 2.30	Broj članova suma za konvergenciju izraza (2.111), kada se menjaju parametri γ th i η	76
Tabela 2.31	Broj članova suma za konvergenciju izraza (2.116), kada se menjaju parametri c i η , pri $\beta=1$	79
Tabela 2.32	Broj članova suma za konvergenciju izraza (2.116), kada se menjaju parametri μ i k , pri $\beta=1$	79

Tabela 2.33	Broj članova suma za konvergenciju izraza (2.116), kada se menjaju parametri c i η , pri $\beta=2$	81
Tabela 2.34	Broj članova sume za konvergenciju izraza (2.116), kada se menjaju μ i k parametri, pri $\beta=2$	81
Tabela 3.1	Broj članova suma za konvergenciju izraza (3.1), kada se menjaju parametri k i γ th	86
Tabela 3.2	Broj članova suma za konvergenciju izraza (3.1), kada se menjaju parametri μ i η	86
Tabela 3.3	Broj članova suma za konvergenciju izraza (3.2), kada se menjaju parametri k , μ i η , pri $\beta=1$	88
Tabela 3.4	Broj članova suma za konvergenciju izraza (3.2), kada se menjaju parametri k , μ i η , pri $\beta=2$	89
Tabela 3.5	Broj članova suma za konvergenciju izraza (3.3), kada se menjaju parametri c i k	91
Tabela 3.6	Broj članova suma za konvergenciju izraza (3.3), kada se menjaju parametri μ i η	91
Tabela 3.7	Broj članova suma za konvergenciju izraza (3.11), kada se menjaju parametri c i k , pri $\beta=1$	95
Tabela 3.8	Broj članova suma za konvergenciju izraza (3.10), kada se menjaju parametri μ i η , pri $\beta=1$	95
Tabela 3.9	Broj članova suma za konvergenciju izraza (3.11), kada se menjaju parametri c i k , pri $\beta=2$	97
Tabela 3.10	Broj članova suma za konvergenciju izraza (3.10), kada se menjaju parametri μ i η , pri $\beta=2$	97
Tabela 4.1	Broj članova suma za konvergenciju izraza (4.12), kada se menjaju parametri k i γ th	112
Tabela 4.2	Broj članova suma za konvergenciju izraza (4.12), kada se menjaju parametri μ i η	112
Tabela 4.3	Broj članova suma za konvergenciju izraza (4.13), kada se menjaju parametri k , μ i η , pri $\beta=1$	114
Tabela 4.4	Broj članova suma za konvergenciju izraza (4.13), kada se menjaju parametri k , μ i η , pri $\beta=2$	115
Tabela 4.5	Broj članova suma za konvergenciju izraza (4.25), kada se menjaju parametri c , k i γ th	119

Tabela 4.6	Broj članova suma za konvergenciju izraza (4.25), kada se menjaju parametri μ i η	119
Tabela 4.7	Broj članova suma za konvergenciju izraza (4.26), kada se menjaju parametri μ i k , pri $\beta=1$	121
Tabela 4.8	Broj članova suma za konvergenciju izraza (4.26), kada se menjaju parametri μ i k , pri $\beta=1$	121
Tabela 4.9	Broj članova suma za konvergenciju izraza (4.26), kada se menjaju parametri c i η , pri $\beta=2$	123
Tabela 4.10	Broj članova suma za konvergenciju izraza (4.26), kada se menjaju parametri μ i k , pri $\beta=2$	123
Tabela 5.1	Prikaz rezultata za P_{out} i P_e , dobijenih na osnovu modela za prenos signala sa slike 2.1	133
Tabela 5.2	Prikaz rezultata za P_{out} i P_e , dobijenih na osnovu modela za prenos signala sa slike 2.9	134
Tabela 5.3	Prikaz rezultata za P_{out} i P_e , dobijenih na osnovu modela za prenos signala sa slike 2.17	134
Tabela 5.4	Prikaz rezultata za P_{out} i P_e , dobijenih na osnovu modela za prenos signala sa slike 2.28	135
Tabela 5.5	Prikaz rezultata za P_{out} i P_e , dobijenih na osnovu modela za prenos signala sa slike 3.1	135
Tabela 5.6	Prikaz rezultata za P_{out} i P_e , dobijenih na osnovu modela za prenos signala sa slike 4.1	136

BIOGRAFIJA AUTORA

Suad N. Suljović je rođen 8. januara 1975. godine u Tutinu, Republika Srbija. Osnovnu i srednju Tehničku školu je završio u Novom Pazaru. Elektrotehnički fakultet u Prištini upisao je 1993. godine, a diplomirao 1999. godine, na odseku elektronika i telekomunikacije. Magistarske studije upisao je 2001. god. na Elektronskom fakultetu u Nišu, na odseku Telekomunikacije, a magistrirao 2009. godine.

Doktorske studije nastavlja na Elektronskom fakultetu u Nišu 2011. godine, smer Telekomunikacije. Istraživačka delatnost kandidata je fokusirana u oblastima: bežične mobilne komunikacije, optički i satelitski prenos signala, računarske mreže, kao i oblast programiranja i baze podataka. U proteklim godinama napisao je preko 30 radova koji su štampani u časopisima od međunarodnog značaja ili referisani na međunarodnim i domaćim simpozijumima i konferencijama, i publikovani u odgovarajućim zbornicima radova.

IZJAVA O AUTORSTVU

Izjavljujem da je doktorska disertacija, pod naslovom

**Analiza poboljšanja performansi prenosa relejnih sistema
sa aspekta primene diverziti tehnika kombinovanja**

koja je odbranjena na Elektronskom fakultetu Univerziteta u Nišu:

- rezultat sopstvenog istraživačkog rada;
- da ovu disertaciju, ni u celini, niti u delovima, nisam prijavljivao na drugim fakultetima, niti univerzitetima;
- da nisam povredio autorska prava, niti zloupotrebio intelektualnu svojinu drugih lica.

Dozvoljavam da se objave moji lični podaci, koji su u vezi sa autorstvom i dobijanjem akademskog zvanja doktora nauka, kao što su ime i prezime, godina i mesto rođenja i datum odbrane rada, i to u katalogu Biblioteke, Digitalnom repozitorijumu Univerziteta u Nišu, kao i u publikacijama Univerziteta u Nišu.

U Nišu, _____

Potpis autora disertacije:

Suad N. Suljović

**IZJAVA O ISTOVETNOSTI ELEKTRONSKOG I ŠTAMPANOG OBLIKA
DOKTORSKE DISERTACIJE**

Naslov disertacije:

**Analiza poboljšanja performansi prenosa relejnih sistema sa aspekta primene
diverziti tehnika kombinovanja**

Izjavljujem da je elektronski oblik moje doktorske disertacije, koju sam predao za
unošenje u **Digitalni repozitorijum Univerziteta u Nišu**, istovetan štampanom obliku.

U Nišu, _____

Potpis autora disertacije:

Suad N. Suljović

IZJAVA O KORIŠĆENJU

Ovlašćujem Univerzitetsku biblioteku „Nikola Tesla“ da u Digitalni repozitorijum Univerziteta u Nišu unese moju doktorsku disertaciju, pod naslovom:

Analiza poboljšanja performansi prenosa relejnih sistema sa aspekta primene diverziti tehnika kombinovanja

Disertaciju sa svim prilogima predao sam u elektronskom obliku, pogodnom za trajno arhiviranje.

Moju doktorsku disertaciju, unetu u Digitalni repozitorijum Univerziteta u Nišu, mogu koristiti svi koji poštuju odredbe sadržane u odabranom tipu licence Kreativne zajednice (Creative Commons), za koju sam se odlučio.

1. Autorstvo (CC BY)

2. Autorstvo – nekomercijalno (CC BY-NC)

3. Autorstvo – nekomercijalno – bez prerade (CC BY-NC-ND)

4. Autorstvo – nekomercijalno – deliti pod istim uslovima (CC BY-NC-SA)

5. Autorstvo – bez prerade (CC BY-ND)

6. Autorstvo – deliti pod istim uslovima (CC BY-SA)

U Nišu, _____

Potpis autora disertacije:

Suad N. Suljović