



UNIVERZITET U NIŠU
ELEKTRONSKI FAKULTET



Aleksandra D. Golubović

**PRIMENA TEHNIKA KOMBINOVANJA KOD
BEŽIČNIH TELEKOMUNIKACIONIH
SISTEMA U PRISUSTVU SMETNJE**

doktorska disertacija

Niš, 2017.



UNIVERSITY OF NIS
FACULTY OF ELECTRONIC ENGINEERING



Aleksandra D. Golubović

**APPLICATION OF COMBINING
TECHNIQUES IN WIRELESS
TELECOMMUNICATION SYSTEMS IN
PRESENCE OF INTERFERENCE**

PhD thesis

Niš, 2017.



UNIVERZITET U NIŠU
ELEKTRONSKI FAKULTET



Aleksandra D. Golubović

**Primena tehnika kombinovanja kod bežičnih
telekomunikacionih sistema u prisustvu smetnje**

doktorska disertacija

Mentor:

dr Dejan Milić, redovni profesor

Niš, 2017.

Zahvalnica

Najpre bih se zahvalila profesoru Mihajlu Stefanoviću na idejama koje su bile okosnica moje doktorske disertacije, na smernicama i savetima koji su doprineli većem kvalitetu ostvarenih rezultata.

Iskreno i neizmerno se zahvaljujem svom mentoru profesoru Dejanu Miliću na dragocenim sugestijama i podršci tokom izrade doktorske disertacije.

Posebnu zahvalnost dugujem svom prijatelju i kolegi profesoru Nikoli Sekuloviću od koga sam imala nesebičnu i dragocenu pomoć tokom čitavog procesa izrade doktorske disertacije.

Takođe, zahvaljujem se članovima Katedre za telekomunikacije na divnom druženju i rečima podrške koje su mi pružali tokom izrade ove disertacije.

Ogromnu zahvalnost dugujem svojim roditeljima, Zlati i Draganu, kao i bratu Nikoli, koji su mi bili najveća podrška kroz čitav život, uvek verovali u mene i dali sve od sebe da danas budem ono što jesam.

Moja inspiracija i izvor pozitivne energije je moja porodica, suprug Vladan, čija su mi ljubav, razumevanje i podrška mnogo značili pri izradi ove doktorske disertacije, i naša mala Ina.

Autor

I Autor

Ime i prezime Aleksandra D. Golubović

Datum i mesto rođenja 08.09.1983. godine, Niš

Sadašnje zaposlenje NCR d.o.o, Beograd

II Doktorska disertacija

Naslov Primena tehnika kombinovanja kod bežičnih telekomunikacionih sistema u prisustvu smetnje

Ustanova i mesto gde je disertacija rađena Univerzitet u Nišu, Elektronski fakultet

Mentor Prof. dr Dejan Milić, redovni profesor
Univerziteta u Nišu, Elektronski fakultet

III Tok prijave doktorske disertacije

Datum prijave teme doktorske disertacije 22.06.2012. godine

Broj odluke i datum prihvatanja teme doktorske disertacije NSV br. 8/20-01-007/12-023 od
13.11.2012. godine

Komisija za ocenu podobnosti teme doktorske disertacije

1. Prof. dr Dejan Milić
2. Prof. dr Mihajlo Stefanović
3. Prof. dr Zoran Perić
4. Prof. dr Mile Petrović
5. Prof. dr Goran T. Đorđević

Komisija za ocenu i odbranu doktorske disertacije

1. Prof. dr Dejan Milić
2. Prof. dr Zoran Perić
3. Prof. dr Danijela Milović
4. Prof. dr Goran T. Đorđević
5. Prof. dr Mile Petrović

Datum odbrane

Naučni doprinos disertacije: U ovoj doktorskoj disertaciji razmatrani su mobilni telekomunikacioni sistemi u Vejbulovom feding okruženju kod kojih je interferencija dominantna smetnja u prenosnom kanalu. Izvršena je detaljna analiza prostornog diverziti sistema sa selektivnom tehnikom kombinovanja koji prilikom odabira signala na prijemu koristi različite algoritme. Korišćeni su algoritmi kod kojih su kriterijumi prilikom odlučivanja: maksimalan odnos signal-interferencija, maksimalan koristan signal, maksimalan ukupan signal i minimalna interferencija. Za svaki od pomenutih algoritama izvedeni su analitički izrazi za združenu funkciju gustine verovatnoće trenutnih vrednosti odnosa signal-interferencija na izlazu iz prijemnika, na osnovu kojih su izračunate i analizirane statističke karakteristike prvog reda: verovatnoća otkaza, verovatnoća greške, srednja vrednost odnosa signal-interferencija i normalizovana vrednost kapaciteta kanala. Pored toga, izvedeni su i analitički izrazi za združenu funkciju gustine verovatnoće trenutnog odnosa signal-interferencija i njenog izvoda na izlazu prijemnika koji su korišćeni za analizu statističkih karakteristika drugog reda. Rezultati dobijeni primenom izvedenih izraza za različite algoritme odlučivanja, na kraju su poređeni da bi se dobila jasna slika o performansama sistema i zaključilo koje su prednosti, a koji nedostaci svakog od korišćenih algoritama. Izvedeni izrazi, kao i prikazani numerički rezultati, mogu se koristiti kako pri analizi, tako i pri projektovanju bežičnih telekomunikacionih sistema.

REZIME

Primena tehnika kombinovanja kod bežičnih telekomunikacionih sistema u prisustvu smetnje

Rezultati istraživanja, koji su izloženi u ovoj doktorskoj disertaciji, odnose se na prostorne diverziti sisteme sa selektivnom tehnikom kombinovanja signala. Za modelovanje i korisnog signala i interferencije u mobilnom telekomunikacionom kanalu korišćena je Vejbulova raspodela. S obzirom da je u savremenim telekomunikacionim sistemima nivo sopstvenog šuma prijemnika često zanemarljiv u odnosu na nivo kanalne interferencije, interferencija se u ovoj doktorskoj disertaciji posmatra kao dominantna smetnja. U takvim sistemima mogu se definisati različiti kriterijumi i formirati odgovarajući algoritmi koji biraju granu koja će proslediti signal na izlaz prijemnika.

Nakon teorijske osnove, koja je na početku data, kako bi se lakše pratila izložena materija, u ovoj doktorskoj disertaciji detaljno su analizirani prostorni diverziti sistemi koji koriste četiri različita algoritma za odabir signala, a koji se zasnivaju na: maksimalnom odnosu signal-interferencija, maksimalnom korisnom signalu, maksimalnom ukupnom signalu i minimalnoj interferenciji. Za svaki od pomenutih algoritama izvršena je detaljna analiza statističkih karakteristika prvog i drugog reda koristeći izraze koji su izvedeni u ovoj doktorskoj disertaciji. Najpre su izvedeni izrazi za združenu funkciju gustine verovatnoće trenutnih vrednosti odnosa signal-interferencija na izlazu iz prijemnika za sva četiri pomenuta algoritma, na osnovu kojih su dobijeni numerički rezultati za statističke karakteristike prvog reda i to za verovatnoću otkaza, verovatnoću greške, srednju vrednost odnosa signal-interferencija i normalizovanu vrednost kapaciteta kanala, dok je za proračun statističkih karakteristika drugog reda, učestanost preseka nivoa i srednje trajanje fedinga, trebalo odrediti združenu funkciju gustine verovatnoće trenutnih vrednosti odnosa signal-interferencija i njenog izvoda.

U ovoj doktorskoj disertaciji je, od strane autora, predstavljen novi matematički pristup za izvođenje analitičkog izraza za funkciju gustine verovatnoće trenutne vrednosti odnosa signal-interferencija na izlazu prijemnika sa dve grane u Vejbulovom feding okruženju, koji koristi algoritam zasnovan na maksimalnom odnosu signal-interferencija.

U analizi statističkih karakteristika prvog reda uzeta je u obzir korelacija između grana, s obzirom da najčešće nije moguće obezbediti dovoljno veliko rastojanje između prijernih grana. Zbog lakše matematičke manipulacije, kod analize statističkih karakteristika drugog reda, korelacija između grana je zanemarena.

Numerički rezultati dobijeni primenom izraza koji su izvedeni u ovoj doktorskoj disertaciji, za različite algoritme odlučivanja, prikazani su grafički. Sa grafika se jasno može videti, za svaki od gore pomenutih algoritama odlučivanja, uticaj oštine fedinga, koeficijenta korelacije i balansiranosti sistema na verovatnoću otkaza, verovatnoću greške, srednju vrednost odnosa signal-interferencija i normalizovanu vrednost kapaciteta kanala.

Za algoritam koji je najčešće korišćen u literaturi, algoritam zasnovan na maksimalnom odnosu signal-interferencija i algoritam koji je najmanje eksploatisan u literaturi, algoritam zasnovan na minimalnoj interferenciji, izvršeno je poređenje rezultata dobijenih za statističke karakteristike drugog reda u Vejbulovom fading okruženju.

Doprinos ove doktorske disertacije ogleda se u rezultatima koji se odnose na statistički opis karakteristika i performansi sistema koji na prijemu koristi četiri predložena algoritma pri odabiru signala. Prikazana analiza diverziti sistema sa selektivnim kombinovanjem u datim uslovima može se primeniti prilikom projektovanja bežičnih sistema tako da se optimizacijom parametara dobiju najbolji rezultati u datim uslovima.

Ključne reči: algoritmi za odabir signala, bežične telekomunikacije, diverziti sistemi sa selektivnim kombinovanjem, kanal sa Vejbulovim fadingom, interferencija.

Naučna oblast: Elektrotehnika i računarstvo

Uža naučna oblast: Telekomunikacije

UDK broj: 621.391./395:621.396.94

SUMMARY

Application of combining techniques in wireless telecommunication systems in presence of interference

Research results shown in this thesis consider selection combining space diversity systems. Weibull fading model is used to describe a desired signal and interference in a wireless telecommunication channel. In an interference-limited environment, like a cellular communication system, the level of cochannel interference is sufficiently high compared to noise so that it can be neglected. In that case, a selection combining receiver can employ different combining algorithms, that can be used to forward the chosen signal to the output of the receiver.

After the theoretical basis, which is given at the beginning of the thesis, a detailed analysis of space diversity systems that use different selection algorithms is presented. The system performance is analyzed using one of the proposed criteria: maximal signal-to-interference ratio, maximal desired signal, maximal total signal, and minimal interference. For a system employing each of these algorithms, a detailed analysis of statistical characteristics of first and second order is given using the expressions derived in this thesis. The first focus is on deriving the expressions for probability density function of instantaneous signal-to-interference ratio at the output of selection combining receiver employing each of the previously mentioned algorithms. Based on the derived expressions, numerical results are presented for statistical characteristics of the first order, namely outage probability, average bit error probability, average signal-to-interference ratio and channel capacity. Additionally, for the statistical characteristics of the second order, which are level crossing rate and average fade duration, expressions for joint probability density function of instantaneous signal-to-interference ratio and its time derivative are derived.

A new mathematical approach for obtaining analytical expression for probability density function of instantaneous signal-to-interference ratio at the output of selection combining receiver with two branches that uses maximal signal-to-noise ratio algorithm is presented.

Considering that mobile terminals are relatively small, the distance between receiving antennas is not large enough to be neglected. Therefore, the correlation between the branches is included in the analysis of statistical characteristics of the first order. Due to easier mathematical manipulation, statistical characteristics of second order do not consider correlation between receiving branches.

Numerical results obtained using the expressions derived in this thesis for different decision algorithms are presented graphically. The illustrations show the influence of fading severity, correlation between the desired signals, as well as the interfering ones and balanced and unbalanced inputs for each of mentioned algorithms on outage probability, average bit error probability, average signal-to-interference ratio and channel capacity.

The results for second order statistics for dual branch selection diversity system operating in Weibull fading environment were compared for a system that employs two selection algorithms, algorithm based on maximal signal-to-interference ratio, as most frequently used one, and algorithm based on minimal interference, the algorithm that was not exploited in literature.

The main contribution of this thesis lies in obtained results for statistical characteristics and performance of the system that uses four proposed algorithms at receiver side. The presented analysis of selection diversity system for given channel conditions can be applied to achieve optimized solutions of wireless system design.

Keywords: wireless telecommunications, selection combining diversity systems, interference, selection algorithms.

Academic expertise: Electrical Engineering and Computer Science

Field: Telecommunications

UDK number: 621.391./395:621.396.94

SADRŽAJ

SPISAK NAZIVA SLIKA.....	ix
SPISAK NASLOVA TABELA.....	xv
1. UVOD	1
2. TEORIJSKA OSNOVA KONCEPTA BEŽIČNOG TELEKOMUNIKACIONOG KANALA.....	5
2.1 Prostiranje signala.....	5
2.2. Smetnje u prenosnom kanalu	9
2.2.1. Beli Gausov šum.....	9
2.2.2. Kanalna interferencija	10
2.2.3. Gubici na prenosnom putu	10
2.2.4. Brzi feding i modeli za opisivanje brzog fedinga.....	11
2.2.4.1. Rejljev model fedinga.....	12
2.2.4.2. Rajssov model fedinga	13
2.2.4.3. Nakagami- <i>m</i> model fedinga.....	14
2.2.4.4. Vejbulov model fedinga.....	16
2.2.5. Spori feding i modeli za opisivanje sporog fedinga	18
2.2.5.1. Log-normalni model fedinga	19
2.2.5.2. Gama model fedinga	20
2.3. Veličine koje opisuju bežični kanal sa fedingom	21
2.3.1. Statističke karakteristike prvog reda.....	21
2.3.1.1. Verovatnoća otkaza sistema.....	21
2.3.1.2. Verovatnoća greške sistema.....	22
2.3.1.3. Momenti odnosa signal-šum.....	22
2.3.1.4. Kapacitet kanala	23

2.3.2. Statističke karakteristike drugog reda	24
2.3.2.1. Učestanost preseka nivoa.....	24
2.3.2.2. Srednje trajanje fedinga.....	25
2.4. Diverziti sistemi i tehnike kombinovanja signala na prijemu.....	25
2.4.1. Tehnike kombinovanja signala	27
3. DIVERZITI PRIJEMNIK SA SELEKTIVNOM TEHNIKOM KOMBINOVANJA SIGNALA KOJI KORISTI ALGORITAM MAKSIMALNOG ODNOSA SIGNAL- INTERFERENCIJA	29
3.1. Modelovanje sistema sa dva ulaza u prisustvu Weibulovog fedinga i interferencije	30
3.1.1. Prvi pristup za izvođenje izraza za združenu funkciju gustine verovatnoće trenutne vrednosti odnosa signal-interferencija na izlazu iz prijemnika.....	31
3.1.2. Drugi pristup za izvođenje izraza za združenu funkciju gustine verovatnoće trenutne vrednosti odnosa signal-interferencija na izlazu iz prijemnika.....	34
3.2. Analiza performansi sistema.....	37
3.2.1. Analiza statističkih karakteristika prvog reda	37
3.2.2. Analiza statističkih karakteristika drugog reda.....	42
4. DIVERZITI PRIJEMNIK SA SELEKTIVNOM TEHNIKOM KOMBINOVANJA SIGNALA KOJI KORISTI ALGORITAM MAKSIMALNOG KORISNOG SIGNALA.....	49
4.1. Modelovanje sistema sa dva ulaza u prisustvu Weibulovog fedinga i interferencije	50
4.2. Modelovanje sistema sa tri ulaza u prisustvu Weibulovog fedinga i interferencije	53
4.3. Analiza performansi sistema.....	58
4.3.1. Analiza statističkih karakteristika prvog reda	58
4.4.2. Analiza statističkih karakteristika drugog reda.....	65
5. DIVERZITI PRIJEMNIK SA SELEKTIVNOM TEHNIKOM KOMBINOVANJA SIGNALA KOJI KORISTI ALGORITAM MAKSIMALNOG UKUPNOG SIGNALA.....	69
5.1. Modelovanje sistema sa dva ulaza u prisustvu Weibulovog brzog fedinga i interferencije.....	70

5.2. Analiza performansi sistema.....	72
5.2.1. Analiza statističkih karakteristika prvog reda.....	72
6. DIVERZITI PRIJEMNIK SA SELEKTIVNOM TEHNIKOM KOMBINOVANJA SIGNALA KOJI KORISTI ALGORITAM MINIMALNE INTERFERENCIJE ...	79
6.1. Modelovanje sistema sa dva ulaza u prisustvu Weibulovog brzog fadinga i interferencije.....	80
6.2. Analiza performansi sistema.....	84
6.2.1. Analiza statističkih karakteristika prvog reda	84
6.2.2. Analiza statističkih karakteristika drugog reda.....	90
7. POREĐENJE REZULTATA DOBIJENIH PRIMENOM RAZLIČITIH ALGORITAMA PRI ODABIRU SIGNALA	95
7.1. Poređenje statističkih karakteristika prvog reda	96
7.2. Poređenje statističkih karakteristika drugog reda	108
8. ZAKLJUČAK	112
9. LITERATURA.....	118
BIOGRAFIJA AUTORA.....	132
SPISAK RADOVA AUTORA	133
Prilog 1.....	136
Prilog 2.....	137
Prilog 3.....	138

SPISAK NAZIVA SLIKA

Slika 2.1. Putevi bežičnog prenosa signala (multipath efekt) između predajne antene i mobilne prijemne antene.....	6
Slika 2.2. Ilustracija efekta senke.	7
Slika 2.3. Blok šema osnovnog komunikacionog sistema sa bežičnim kanalom.	8
Slika 2.4. Gustina verovatnoće anvelope prijemnog signala u kanalu sa Rejljevom fadingom za različite vrednosti srednje snage signala	13
Slika 2.5. Gustina verovatnoće anvelope prijemnog signala u funkciji nivoa primljenog signala u kanalu sa Rajsovim fadingom za različite vrednosti Rajsovog faktora i srednje snage signala	14
Slika 2.6. Gustina verovatnoće anvelope prijemnog signala u funkciji nivoa primljenog signala u kanalu sa Nakagami- m fadingom, za različite vrednosti srednje snage signala i fiksne vrednosti dubine fadinga	15
Slika 2.7. Gustina verovatnoće anvelope prijemnog signala u funkciji nivoa primljenog signala u kanalu sa Vejbulovim fadingom za različite vrednosti srednje snage signala i fiksne vrednosti dubine.....	17
Slika 2.8. Funkcija gustine verovatnoće anvelope prijemnog signala u funkciji nivoa primljenog signala u kanalu sa Log-normalnim fadingom za različite srednje vrednosti i standardne devijacije.....	19
Slika 2.9. Funkcija gustine verovatnoće anvelope prijemnog signala od nivoa primljenog signala u kanalu sa Gama fadingom za različite srednje vrednosti slučajnog procesa i dubine senke	20
Slika 2.10. Model diverziteti kanala L -tog reda.....	25
Slika 2.11. Blok šema prostornog diverziteti sistema na strani prijema.....	27
Slika 3.1. Blok šema prijemnika sa selektivnim kombinovanjem signala sa dve grane.....	31
Slika 3.2. Funkcija gustine verovatnoće trenutne vrednosti odnosa signal- interferencija na izlazu prijemnika sa selektivnim kombinovanjem sa dve diverziteti grane, koji koristi algoritam maksimalnog odnosa signal-interferencija za različite vrednosti koeficijenta korelacije, a za slučajeve kada su grane balansirane i nebalansirane i $\beta_1=\beta_2=2.5$	36

- Slika 3.3. Verovatnoća otkaza prijemnika sa selektivnim kombinovanjem sa dve grane, koji koristi algoritam maksimalnog odnosa signal-interferencija pri odlučivanju za različite vrednosti koeficijenta korelacije i oštine fedinga u funkciji praga.....38
- Slika 3.4. Verovatnoća greške prijemnika sa selektivnim kombinovanjem signala sa dve balansirane grane u funkciji odnosa srednjih snaga korisnog signala i interferencije, za različite vrednosti koeficijenta korelacije i $\beta_1=\beta_2=2.5$, kada se koriste BFSK i BDPSK modulacione tehnike39
- Slika 3.5. Verovatnoća greške prijemnika sa selektivnim kombinovanjem signala sa dve grane u funkciji odnosa srednjih snaga korisnog signala i interferencije, za različite vrednosti oštine fedinga i $\rho=0.4$, kada se koriste BFSK i BDPSK modulacione tehnike40
- Slika 3.6. Srednja vrednost odnosa signala i interferencije u funkciji koeficijenta korelacije na izlazu selektivnog prijemnika sa dve grane koji koristi algoritam maksimalnog odnosa signala i interferencije pri odlučivanju, za različite oštine fedinga i odnose snaga korisnog signala i interferencije41
- Slika 3.7. Normalizovana vrednost kapaciteta kanala prijemnika sa selektivnim kombinovanjem signala sa dve grane u funkciji oštine fedinga, za različite vrednosti koeficijenta korelacije u slučajevima kada su grane balansirane i ne balansirane42
- Slika 3.8. Zavisnost normalizovane vrednosti učestanosti preseka nivoa od praga prijemnika sa selektivnim kombinovanjem signala sa dve balansirane grane, za različite vrednosti oštine fedinga.....47
- Slika 3.9. Zavisnost normalizovane vrednosti učestanosti preseka nivoa od praga prijemnika sa selektivnim kombinovanjem signala sa dve grane, za različite nivoe balansiranosti grana kada je $\beta=2$48
- Slika 3.10. Normalizovana vrednost srednjeg trajanja fedinga u funkciji praga prijemnika sa selektivnim kombinovanjem signala sa dve grane, za različite vrednosti oštine fedinga i balansiranosti grana48
- Slika 4.1. Združena funkcija gustine verovatnoće odnosa signal-interferencija na izlazu prijemnika sa selektivnim kombinovanjem signala sa dve korelisane grane, koji koristi algoritam maksimalne snage korisnog signala pri odlučivanju, u funkciji odnosa anvelopa signala i interferencije, za različite vrednosti odnosa snaga korisnog signala i interferencije i koeficijenta korelacije, kada je $\beta_1=\beta_2=1.5$ 52
- Slika 4.2. Blok šema prijemnika sa selektivnim kombinovanjem signala sa tri grane.....53
- Slika 4.3. Združena funkcija gustine verovatnoće odnosa signal-interferencija na izlazu prijemnika sa selektivnim kombinovanjem signala sa dve korelisane grane u funkciji odnosa anvelopa signala i interferencije, za različite vrednosti odnosa snaga korisnog signala i interferencije i koeficijenta korelacije, kada je $\beta_1=\beta_2=2.5$58
- Slika 4.4. Poređenje rezultata za verovatnoću otkaza prijemnika sa selektivnim kombinovanjem signala sa dve i tri grane u funkciji praga, za različite vrednosti oštine fedinga.....59
- Slika 4.5. Poređenje rezultata za verovatnoću otkaza prijemnika sa selektivnim kombinovanjem signala sa dve i tri grane, za različite vrednosti koeficijenta korelacije.....60

Slika 4.6.	Poređenje rezultata za verovatnoću otkaza prijemnika sa selektivnim kombinovanjem signala sa dve i tri grane u funkciji praga, za različite vrednosti odnosa snaga signala i interferencije	60
Slika 4.7.	Poređenje rezultata za verovatnoću greške prijemnika sa selektivnim kombinovanjem signala sa dve i tri grane u funkciji odnosa snaga korisnog signala i interferencije, za različite vrednosti koeficijenta korelacije pri BDPSK i BFSK modulacijama	61
Slika 4.8.	Poređenje rezultat za verovatnoću greške prijemnika sa selektivnim kombinovanjem signala sa dve i tri grane u funkciji odnosa snaga korisnog signala i interferencije, za različite vrednosti oštine fedinga pri BDPSK i BFSK modulacijama	62
Slika 4.9.	Poređenje rezultata za srednju vrednost odnosa signal-interferencija na izlazu prijemnika sa dve i tri grane u funkciji koeficijenta korelacije, za različite vrednosti oštine fedinga i za $S=2$ dB	63
Slika 4.10	Poređenje rezultata za srednju vrednost odnosa signal-interferencija na izlazu seketivnog prijemnika sa dve i tri grane u funkciji koeficijenta korelacije, za različite vrednosti odnosa snaga korisnog signala i interferencije i za $\beta=4.2$	64
Slika 4.11.	Poređenje rezultata za normalizovanu srednju vrednost kapaciteta kanala za sistem sa dve i tri grane u funkciji oštine fedinga, za različite koeficijente korelacije i dve vrednosti odnosa srednjih snaga korisnog signala i interferencije.....	65
Slika 4.12.	Učestanost preseka nivoa prijemnika sa selektivnim kombinovanjem signala sa dve balansirane grane, u funkciji praga, za različite vrednosti oštine fedinga	68
Slika 4.13.	Učestanost preseka nivoa prijemnika sa selektivnim kombinovanjem signala sa dve grane u funkciji praga, za različite stepene balansiranosti grana kada je $\beta=2$	68
Slika 5.1.	Združena funkcija gustine verovatnoće trenutne vrednosti odnosa signal-interferencija na izlazu prijemnika sa selektivnim kombinovanjem signala sa dve diverziti grane koji koristi algoritam maksimalne snage ukupnog signala, u funkciji odnosa anvelopa signala i interferencije, za različite vrednosti koeficijenta korelacije i balansiranosti grana, za dve vrednosti oštine fedinga...	72
Slika 5.2.	Verovatnoća otkaza sistema u funkciji praga balansiranog prijemnika sa selektivnim kombinovanjem signala, za različite vrednosti oštine fedinga i kada je $S=10$ dB a $\rho=0$	73
Slika 5.3.	Verovatnoća otkaza sistema u funkciji praga balansiranog prijemnika sa selektivnim kombinovanjem signala, za različite vrednosti odnosa snaga korisnog signala i interferencije kada je $\rho=0.7$ a $\beta=3$	73
Slika 5.4.	Verovatnoća greške prijemnika sa selektivnim kombinovanjem signala u funkciji odnosa srednjih snaga korisnog signala i interferencije, za različite vrednosti koeficijenta korelacije i oštine fedinga, kada se koristi BDPSK modulacija.....	75
Slika 5.5.	Verovatnoća greške prijemnika sa selektivnim kombinovanjem signala u funkciji odnosa srednjih snaga korisnog signala i interferencije, za različite vrednosti koeficijenta korelacije i oštine fedinga, u slučaju nekoherentne BFSK modulacije	75

-
- Slika 5.6. Poređenje rezultata za verovatnoću greške u funkciji odnosa srednjih snaga korisnog signala i interferencije, za različite vrednosti koeficijenta korelacije i dve vrednosti oštine fedinga, za slučaj nekoherentne BFSK i BDPSK modulacione tehnike 76
- Slika 5.7. Zavisnost srednje vrednosti odnosa signal-interferencija na izlazu prijemnika sa selektivnim kombinovanjem signala od koeficijenta korelacije, za različite vrednosti oštine fedinga i za $S=10$ dB 77
- Slika 5.8. Srednja vrednost odnosa signal-interferencija na izlazu prijemnika sa selektivnim kombinovanjem signala, u funkciji koeficijenta korelacije, za različite vrednosti odnosa srednjih snaga korisnog signala i interferencije i za $\beta=3$ 78
- Slika 5.9. Normalizovana vrednost kapaciteta kanala u zavisnosti od oštine fedinga u sistemu sa balansiranim i nebalansiranim granama, za dve različite vrednosti koeficijenta korelacije 78
- Slika 6.1. Funkcija gustine verovatnoće trenutne vrednosti odnosa signal-interferencija na izlazu prijemnika sa selektivnim kombinovanjem signala sa dve korelisane diverziti grane koji koristi algoritam minimalne interferencije pri odlučivanju, u funkciji odnosa anvelopa signala i interferencije, za različite vrednosti oštine fedinga i koeficijenta korelacije 84
- Slika 6.2. Verovatnoća otkaza u funkciji praga prijemnika sa selektivnim kombinovanjem signala koji koristi algoritam minimalne interferencije pri odabiru signala, za različite vrednosti koeficijenta korelacije i oštine fedinga, kada je $S=4$ 85
- Slika 6.3. Verovatnoća otkaza u funkciji praga prijemnika sa selektivnim kombinovanjem signala koji koristi algoritam minimalne interferencije pri odlučivanju, u slučajevima kada su grane balansirane i nebalansirane pri različitim vrednostima koeficijenta korelacije za $\beta=1$ 86
- Slika 6.4. Verovatnoća otkaza prijemnika sa selektivnim kombinovanjem signala u funkciji praga, u slučajevima kada su grane balansirane i nebalansirane pri različitim vrednostima koeficijenta korelacije za $\beta=5$ 87
- Slika 6.5. Poređenje rezultata za verovatnoću greške u zavisnosti od odnosa snage korisnog signala i interferencije prijemnika sa selektivnim kombinovanjem signala, za različite vrednosti oštine fedinga i koeficijenta korelacije za slučajeve BDPSK i BFSK modulacije 88
- Slika 6.6. Srednja vrednost odnosa signal-interferencija u funkciji koeficijenta korelacije na izlazu prijemnika sa selektivnim kombinovanjem signala sa dve balansirane i nebalansirane grane pri različitim vrednostima oštine fedinga 88
- Slika 6.7. Normalizovana vrednost kapaciteta kanala prijemnika sa selektivnim kombinovanjem signala u zavisnosti od oštine fedinga u sistemu sa balansiranim i nebalansiranim granama, za različite vrednosti koeficijenta korelacije 89
- Slika 6.8. Normalizovana učestanost preseka nivoa balansiranog prijemnika sa selektivnim kombinovanjem signala sa dve grane u funkciji praga, za različite vrednosti oštine fedinga kada se odlučivanje vrši na osnovu algoritma minimalne interferencije 92
- Slika 6.9. Normalizovana učestanost preseka nivoa za slučaj balansiranih i nebalansiranih grana na prijemu u funkciji praga, kada se odlučivanje vrši na osnovu algoritma minimalne interferencije za $\beta=2$ 92

-
- Slika 6.10. Normalizovana vrednost srednjeg trajanja fedinga u funkciji praga za slučaj balansiranih i nebalansiranih grana na prijemu za različite vrednosti oštine fedinga kada kanali nisu korelisani93
- Slika 6.11. Normalizovana vrednost srednjeg trajanja fedinga za slučaj balansiranih i nebalansiranih grana na prijemu u funkciji praga, za različite vrednosti koeficijenta korelacije kada se koristi algoritam minimalne interferencije pri odlučivanju i $\beta=1$ 94
- Slika 7.1. Verovatnoća otkaza u funkciji praga otkaza, za različite algoritme odlučivanja na izlazu iz prijemnika sa selektivnim kombinovanjem signala i balansiranim granama kada je $S_1=S_2=2\text{dB}$, za dve različite vrednosti koeficijenta korelacije i za $\beta=1$ 97
- Slika 7.2. Verovatnoća otkaza u zavisnosti od vrednosti praga otkaza za različite algoritme odlučivanja na izlazu iz prijemnika sa selektivnim kombinovanjem signala i balansiranim granama kada je $S_1=S_2=15\text{dB}$, za različite vrednosti koeficijenta korelacije i za $\beta=1$ 98
- Slika 7.3. Verovatnoća otkaza u zavisnosti od vrednosti praga otkaza za različite algoritme odlučivanja na izlazu iz prijemnika sa selektivnim kombinovanjem signala i balansiranim granama kada je $S_1=S_2=15\text{dB}$, za različite vrednosti koeficijenta korelacije i za $\beta=4$ 98
- Slika 7.4. Verovatnoća otkaza sistema u zavisnosti od vrednosti praga otkaza za različite algoritme odlučivanja na izlazu iz prijemnika sa selektivnim kombinovanjem signala i nebalansiranim granama kada je $S_2=S_1/2$, za različite vrednosti koeficijenta korelacije i za $\beta=1$ 99
- Slika 7.5. Verovatnoća otkaza sistema u zavisnosti od vrednosti praga otkaza za različite algoritme odlučivanja na izlazu iz prijemnika sa selektivnim kombinovanjem signala i nebalansiranim granama kada je $S_2=S_1/2$, za dve različite vrednosti koeficijenta korelacije i za $\beta=4$ 100
- Slika 7.6. Verovatnoća otkaza sistema u zavisnosti od vrednosti praga otkaza za različite algoritme odlučivanja na izlazu iz prijemnika sa selektivnim kombinovanjem signala i nebalansiranim granama kada je $S_2=S_1/5$, za dve različite vrednosti koeficijenta i za korelacije i za $\beta=1$ 101
- Slika 7.7. Verovatnoća otkaza sistema u zavisnosti od vrednosti praga otkaza za različite algoritme odlučivanja na izlazu iz prijemnika sa selektivnim kombinovanjem signala i nebalansiranim granama kada je $S_2=S_1/5$, za dve različite vrednosti koeficijenta korelacije i za $\beta=4$ 101
- Slika 7.8. Verovatnoća greške u zavisnosti od odnosa srednjih snaga korisnog signala i interferencije za različite algoritme odlučivanja u slučaju BDPSK modulacije, za različite oštine fedinga i za $\rho=0.6$ 102
- Slika 7.9. Verovatnoća greške u zavisnosti od odnosa srednjih snaga korisnog signala i interferencije za različite algoritme odlučivanja u slučaju BDPSK modulacije, za različite vrednosti koeficijenta korelacije i za $\beta=4$ 103
- Slika 7.10. Verovatnoća greške u zavisnosti od odnosa srednjih snaga korisnog signala i interferencije, za različite algoritme odlučivanja pri korišćenju BDPSK i BFSK modulacione tehnike kada je $\rho=0.6$ a $\beta=1$ 104

-
- Slika 7.11. Verovatnoća greške u zavisnosti od odnosa srednjih snaga korisnog signala i interferencije, za različite algoritme odlučivanja pri BDPSK i BFSK modulacijama kada je $\rho=0.2$ i $\beta=4$ 105
- Slika 7.12. Verovatnoća greške u zavisnosti od odnosa srednjih snaga korisnog signala i interferencije, za različite algoritme odlučivanja pri BDPSK i BFSK modulacijama kada je kada je $\rho=0.6$ i $\beta=4$ 105
- Slika 7.13. Srednja vrednost odnosa signal-interferencija u zavisnosti od koeficijenta korelacije između balansiranih grana diverziti prijemnika, za različite algoritme odlučivanja i različite oštine fedinga 106
- Slika 7.14. Normalizovana vrednost kapaciteta kanala u zavisnosti od oštine fedinga u sistemu sa balansiranim granama diverziti prijemnika, za različite algoritme odlučivanja kada je $\rho=0.6$ 107
- Slika 7.15. Normalizovana vrednost kapaciteta kanala u zavisnosti od oštine fedinga za različite algoritme odlučivanja u sistemu sa nebalansiranim granama diverziti prijemnika gde je $S_2=S_1/4$, kada je $\rho=0.6$ 107
- Slika 7.16. Normalizovana učestanost preseka nivoa u zavisnosti od vrednosti praga za različite oštine fedinga za balansirani sistem koji koristi algoritme minimalne interferencije i maksimalnog odnosa signal-interferencija pri odabiru signala .. 109
- Slika 7.17. Normalizovana učestanost preseka nivoa u zavisnosti od vrednosti praga za balansirani i nebalansirani sistem koji koriste algoritme minimalne interferencije i maksimalnog odnosa signal-interferencija pri odabiru signala..... 110
- Slika 7.18. Normalizovana vrednost srednjeg trajanja fedinga u zavisnosti od vrednosti praga za različite vrednosti oštine fedinga u slučajevima kada su grane selektivnog diverziti prijemnika balansirane i nebalansirane a pri tom i nekorelisane 111
- Slika 7.19. Normalizovana vrednost srednjeg trajanja fedinga u zavisnosti od vrednosti praga u slučajevima kada su grane selektivnog diverziti prijemnika balansirane i nebalansirane kao i kada su korelisane i nekorelisane i za $\beta=1$ 111

SPISAK NASLOVA TABELA

- Tabela 3.1. Poređenje potrebnog broja članova sume u izrazima (3.7) i (3.12), za funkciju gustine verovatnoće trenutnog odnosa signal-interferencija na izlazu prijemnika sa selektivnim kombinovanjem signala, da bi se postigla zadovoljavajuća tačnost na četvrtoj značajnoj decimali.....35
- Tabela 4.1. Broj članova koje je potrebno sabrati u izrazu za združenu funkciju gustine verovatnoće odnosa signal-interferencija na izlazu prijemnika sa dve grane, da bi se postigla željena tačnost na četvrtoj značajnoj decimali kada je: $\beta=3$, $\Omega_d=0.8$ i $\Omega_c=0.2$52
- Tabela 4.2. Broj članova koje je potrebno sabrati u izrazu za združenu funkciju gustine verovatnoće odnosa signal-interferencija na izlazu prijemnika sa tri grane, da bi se postigla željena tačnost na četvrtoj značajnoj decimali kada je: $\beta=3$, $\Omega_d=0.8$ i $\Omega_c=0.2$57
- Tabela 6.1. Broj članova u svakoj od suma u izrazu za združenu funkciju gustine verovatnoće trenutnih vrednosti odnosa signal-interferencija na izlazu iz prijemnika, potreban da bi se postigla tačnost na četvrtoj značajnoj decimali, za različite vrednosti koeficijenta korelacije kada je $z=15$ i $S_1= S_2=10\text{dB}$83

1. UVOD

U današnje vreme, život savremenog čoveka ne može se zamisliti bez upotrebe mobilnih telefona i korišćenja najrazličitijih usluga koje se ostvaruju preko bežičnih komunikacija. Ove tehnologije su prodrle gotovo u sve segmente svakodnevnog života ljudi i imaju ogroman uticaj na razvoj čovečanstva. Brza komunikacija i pristup obilju informacija obogaćenih multimedijalnim sadržajem, uz mogućnost da se tim informacijama može pristupiti jednostavno i brzo, sa svakog mesta i u bilo kom trenutku, pruža ljudima sasvim nov kvalitet života. Sve veći protoci informacija i dometi koji se postižu u bežičnim komunikacijama pružaju nove mogućnosti interakcije u oblasti društvenih i tehničkih komunikacija, elektronskog poslovanja, obrazovanja, upravljanja, zabave, itd. Postoji stalna težnja da se poboljša kvalitet i pouzdanost prenosa, poveća domet veze, kapacitet kanala i brzina prenosa podataka.

Na svom putu od predajnika do prijemnika, signal kojim se prenosi korisna informacija izložen je uticaju različitih smetnji zbog kojih dolazi do slabljenja i degradacije signala. Svaka interakcija prenošenog signala sa objektima na prenosnom putu, kao i kretanje predajnika i/ili prijemnika, za posledicu ima pojavljivanje velikog broja kopija korisnog signala koji pristižu iz različitih pravaca, različito su oslabljene i sa različitim vremenima prostiranja. Superpozicijom pristiglih kopija signala na prijemu, dobija se rezultujući prijemni signal čija se amplituda i faza menjaju u vremenu i prostoru, što predstavlja feding, slučajnu pojavu koja se analizira statističkim metodama. Na uspostavljanje veze i kvalitet prenosa signala u bežičnim telekomunikacionim sistemima, pored fedinga utiču kanalna interferencija i beli Gausov šum. Interferencija se javlja usled nesavršenosti primo-predajnika, nejasnog razgraničenja između klastera, kao i ambijentalnih uslova. Nastaje preslušavanjem sa udaljenih kanala koji rade na istoj nosećoj frekvenciji. Beli Gauss-ov šum je uvek prisutan u

bežičnim telekomunikacionim kanalima makar kao sopstveni šum prijemnika, međutim, nivo sopstvenog šuma često je zanemarljiv u odnosu na nivo kanalne interferencije na mestu prijemnika pa se može zanemariti.

U drugoj glavi doktorske disertacije opisani su načini prostiranja signala u bežičnom kanalu i pobrojane smetnje koje se pri tom javljaju. Pored objašnjenja prisustva šuma, interferencije, gubitka u prenosnom kanalu, posebno je opisan fenomen fedinga u mobilnim komunikacionim sistemima sa osvrtom na najčešće korišćene statističke modele za opisivanje fedinga. U ovom delu disertacije definisane su i osnovne statističke veličine prvog i drugog reda kako bi se stekla potpuna predstava o karakteristikama bežičnih telekomunikacionih sistema. Pobrojane su najpoznatije tehnike kombinovanja signala prostornog diverziti sistema na prijemu.

U ovoj doktorskoj disertaciji razmatrani su diverziti sistemi sa selektivnom tehnikom kombinovanja signala u Vejbulovom feding okruženju u sredini sa kanalnom interferencijom. Pri analizi razmatran je uticaj korelacije između grana diverziti prijemnika, što odgovara realnom slučaju u praksi. S obzirom da je u savremenim mobilnim sistemima nivo šuma zanemarljiv u odnosu na kanalnu interferenciju u ovoj doktorskoj disertaciji interferencija predstavlja dominantnu smetnju.

U trećoj glavi disertacije predstavljena je analiza diverziti sistema sa selektivnom tehnikom kombinovanja signala za slučaj dve korelisane grane, koji pri odabiru signala koristi algoritam zasnovan na maksimalnom odnosu signal-interferencija. U okviru analize date u ovoj glavi, predstavljen je i novi matematički pristup za izvođenje analitičkog izraza za funkciju gustine verovatnoće trenutne vrednosti odnosa signal-interferencija na izlazu iz prijemnika sa dve grane u uslovima Vejbulovog fedinga u kanalu. Rezultati dobijeni korišćenjem pomenutog pritupa i pristupa iz literature korišćeni su za proračun statističkih karakteristika prvog reda a zatim je izvršeno poređenje dobijenih rezultata. Numerički rezultati dobijeni za statističke karakteristike drugog reda takođe su predstavljeni u okviru ove glave. Sva izračunavanja izvršena su na osnovu analitičkog izraza za združenu funkciju gustine verovatnoće trenutnog odnosa signal-interferencija i njenog izvoda na izlazu prijemnika sa dve grane, koji koristi algoritam odlučivanja zasnovan na maksimalnom odnosu signal-interferencija, izveden u ovoj doktorskoj disertaciji.

Performanse sistema sa selektivnim kombinovanjem sa dve i tri korelisane grane koji koristi algoritam maksimalne vrednosti korisnog signala analizirane su u četvrtoj glavi

doktorske disertacije. Na osnovu analitičkih izraza za združenu funkciju gustine verovatnoće odnosa signal-interferencija na ulazu prijemnika sa dve i tri grane, koji su izvedeni u okviru ove glave, izvršena je analiza numeričkih rezultata dobijenih za statističke karakteristike prvog reda, a zatim je izvršeno poređenje performansi sistema sa dve i sistema sa tri diverziti grane. Statističke karakteristike drugog reda analizirane su za sistem sa dve diverziti grane korišćenjem izvedenog analitičkog izraza za združenu funkciju gustine verovatnoće trenutnog odnosa signal-interferencija i njenog izvoda na izlazu prijemnika koji koristi algoritam maksimalnog korisnog signala.

U petoj glavi analiziran je sistem sa selektivnim kombinovanjem sa dve korelisane grane u Vejbulovom okruženju koji koristi algoritam zasnovan na maksimalnoj ukupnoj vrednosti signala i interferencije - algoritam maksimalnog ukupnog signala. S obzirom da pomenuti algoritam ne zahteva razdvajanje korisnog signala i interferencije, najjednostavniji je za realizaciju. Za analizu sistema koji koristi ovaj algoritam posmatrane su statističke karakteristike prvog reda dobijene pomoću analitičkog izraza za združenu funkciju gustine verovatnoće trenutnih vrednosti odnosa signal-interferencija, koji je izveden u ovoj doktorskoj disertaciji.

S obzirom da se broj korisnika mobilnih uređaja svakim danom sve više i više povećava, povećava se i verovatnoća pojave interferencije između kanala koji su fizički bliski, posebno u urbanim sredinama. S tim u vezi došlo se do ideje da bi jedan od kriterijuma pri odabiru signala mogao da bude kriterijum minimalne interferencije. U šestoj glavi ove doktorske disertacije priloženi su analitički izrazi i numerički rezultati dobijeni za prostorni diverziti sistem sa selektivnim kombinovanjem signala sa dve korelisane grane kada koristi algoritam minimalne interferencije u Vejbulovom okruženju. Na osnovu analitičkog izraza za združenu funkciju gustine verovatnoće trenutnih vrednosti odnosa signal-interferencija na izlazu iz prijemnika, predstavljeni su numerički rezultati za statističke karakteristike prvog reda koji su korišćeni u analizi pomenutog sistema. Za izračunavanje statističkih karakteristika drugog reda, učestanost preseka nivoa i srednje trajanje fedinga, takođe su korišćeni izrazi izvedeni u ovoj doktorskoj disertaciji za združenu funkciju gustine verovatnoće trenutnog odnosa signal-interferencija i njenog izvoda u vremenu na izlazu prijemnika sa selektivnim kombinovanjem.

Imajući u vidu da prostorni diverziti prijemnik sa selektivnom tehnikom kombinovanja signala može da koristi jedan od četiri pomenuta algoritma pri odabiru signala, u sedmoj glavi izvršeno je poređenje rezultata dobijenih za statističke karakteristike prvog i

statističke karakteristike drugog reda pri identičnim uslovima u prenosnom kanalu. Na taj način je izvršeno poređenje uticaja parametara sistema i sredine u kojoj se odvija komunikacija na verovatnoću otkaza, verovatnoću greške, srednju vrednost odnosa signal-interferencija i kapacitet kanala, primenom sva četiri algoritama odlučivanja. Da bi se pratilo ponašanja signala u vremenu, predstavljeno je poređenje statističkih karakteristika drugog reda za dva algoritma, algoritam zasnovan na minimalnoj interferenciji, kao najmanje eksploatisan algoritam, i algoritam zasnovan na maksimalnom odnosu signal-interferencija, koji je do sada u literaturi najviše zastupljen.

U osmoj glavi doktorske disertacije dat je pregled svih rezultata i zaključaka do kojih se došlo u toku rada na ovoj doktorskoj disertaciji.

Na kraju doktorske disertacije dat je spisak korišćene literature.

2. TEORIJSKA OSNOVA KONCEPTA BEŽIČNOG TELEKOMUNIKACIONOG KANALA

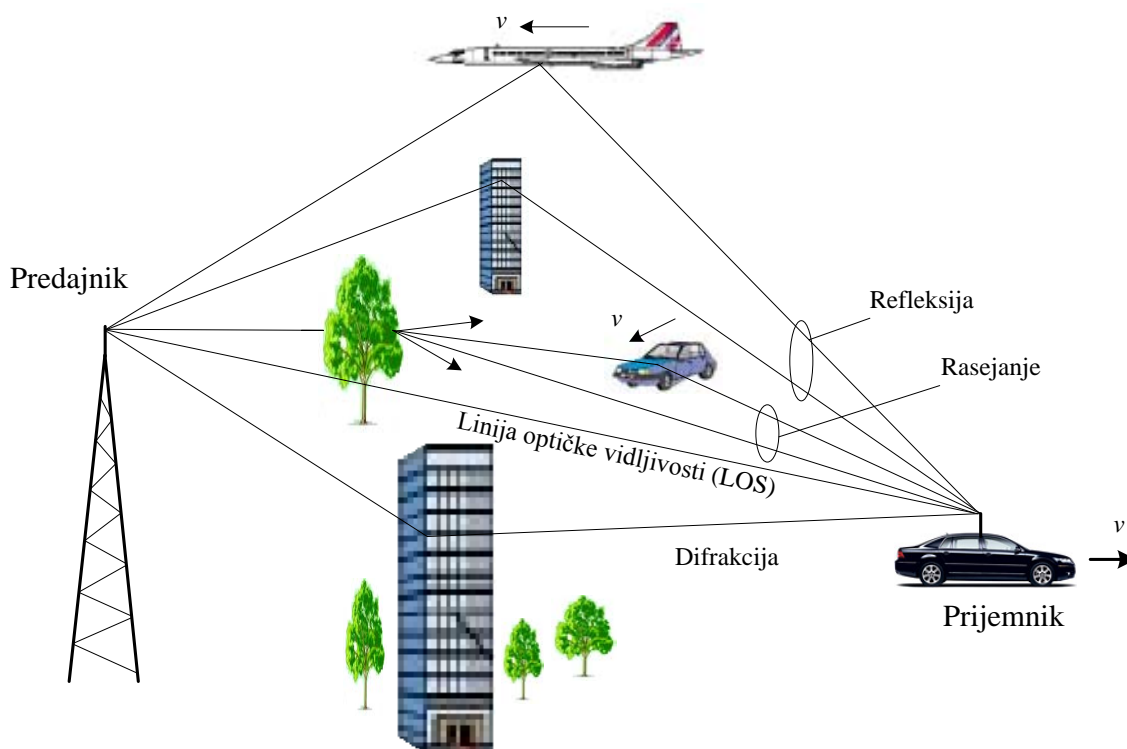
2.1 Prostiranje signala

Prostiranje radio talasa u bežičnom kanalu veoma je kompleksan fenomen. Za razliku od žičanih kanala koji su stacionarni i predvidivi, bežični radio kanali su nestacionarni i slučajnih karakteristika, te su, kao takvi, veoma složeni za egzaktnu analizu. Prenos signala bežičnim radio kanalom, između fiksne bazne stanice i mobilne jedinice, odvija se u specifičnom ambijentu koji podrazumeva prisustvo velikog broja najrazličitijih nepokretnih i pokretnih prepreka. Mehanizam prostiranja signala zavisi od talasne dužine prostirućeg signala i okruženja u kome se odvija komunikacija.

U realnom okruženju, gde postoji mnoštvo prirodnih prepreka i veštačkih objekata, a naročito u urbanim sredinama, u prenosnom kanalu javljaju se izvesne nezavisne pojave čiji uticaj na kvalitet i pouzdanost radio veze može biti veoma izražen. Pomenute prepreke mogu dovesti do pojave velikog broja prispelih kopija istog signala, zatim do blokiranja prijema direktnog signala, kao i do efekta totalnog blokiranja prijemnog signala. Zato se, prilikom modelovanja bežičnog kanala, u obzir mogu uzeti sledeće pojave: efekat višestrukih propagacija (*Multipath effect*), efekat senke (*shadowing*) i efekat propagacionog slabljenja (*Path loss*).

Multipath efekat je pojava prostiranja signala po više putanja, zbog prisutnosti različitih objekata na kojima dolazi do refleksije, difrakcije i/ili rasejanja signala na prenosnom putu. U najvećem broju slučajeva signal se prostire po više putanja, višepropagaciono prostiranje (*multipath propagation*), tako da do prijemnika stiže veći broj kopija poslatog signala, iz različitih pravaca i u različito vreme. Na slici 2.1 prikazana je blok

šema bežičnog prenosnog puta signala između predajne stanice i mobilne prijemne antene [137].



Slika 2.1. Putevi bežičnog prenosa signala (multipath efekt) između predajne antene i mobilne prijemne antene

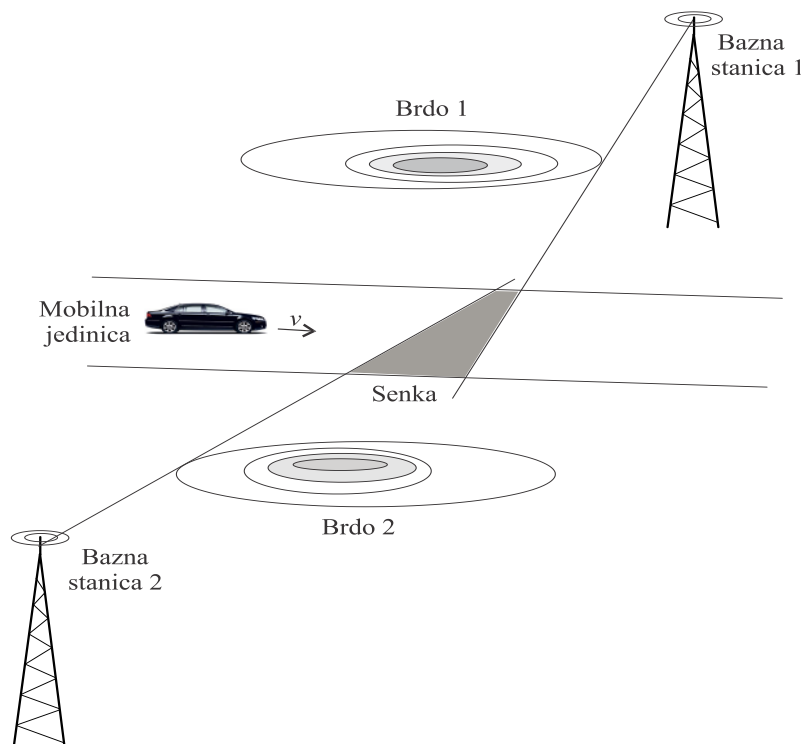
U prijemniku se sve pristigle replike nosioca signala kombinuju na određen način pri čemu se formira rezultujući prijemni signal čija se amplituda i faza menjaju u vremenu i prostoru. Pored višepropagacionog prostiranja, na promenu nivoa signala na mestu prijema, utiču i pravac i brzina kretanja mobilne jedinice i objekata u okruženju, učestanost nosioca, spektar signala, konfiguracija terena, klima, itd.

Putanja prostiranja signala može da varira od linije direktne vidljivosti između predajnika i prijemnika, (*Line-of-Sight*) LOS prostiranje, do slučaja kada između predajnika i prijemnika ne postoji direktna linija optičke vidljivosti, (*Non-Line-of-Sight*) NLOS prostiranje. U ovom drugom slučaju signal stiže do prijemnika kroz mehanizme refleksije, difrakcije i rasejanja od mnogobrojnih prepreka na prenosnom putu.

Do refleksije radio talasa dolazi kada talas naiđe na prepreku čije su dimenzije mnogo veće od talasne dužine emitovanog talasa. Tipični objekti na kojima dolazi do pojave refleksije talasa su površina Zemlje i zidovi većih građevinskih objekata. U slučajevima kada

je direktna putanja između predajnika i prijemnika blokirana preprekama ili je posledica zakrivljenosti Zemlje, dominantni mehanizam prostiranja radio talasa je putem difrakcije. Difrakcija se dešava kada emitovani radio talas naiđe na ivicu prepreke čije su dimenzije veće od talasne dužine emitovanog talasa. Usled pojave difrakcije iza prepreke se formira sekundarno zračenje koje menja pravac signala čineći mogućim prijem i iza prepreke, kada između predajnika i prijemnika ne postoji linija direktne vidljivosti. Rasejavanje talasa nastaje kada se radio talas prostire kroz sredinu u kojoj se nalazi veliki broj objekata čije su dimenzije male u poređenju sa talasnom dužinom emitovanog talasa. Rasejanje nastaje kada signal naiđe na grubu površinu od koje se odbija u svim pravcima. Tipični objekti na kojima dolazi do rasejanja su ulične svetiljke, drveće, grubi zidovi fasada zgrada kao i nehomogenosti sredine kroz koju se signal prostire [112].

Efekat senke (*shadowing*) nastaje kao posledica devijacije terena i postojanja velikih prepreka, kao što su uzvišenja, zgrade i drveće. Pomenute prepreke apsorbuju snagu signala na prenosnom putu između predajnika i prijemnika. Kada su dimenzije prepreke značajno veće od talasne dužine, zahvaljujući pojavi difrakcije, dolazi do savijanja talasa oko prepreke, što omogućava dupliranje talasa do prijemnika iako ne postoji optička vidljivost sa predajnikom. Efekat senke može dovesti i do potpunog blokiranja signala [19].



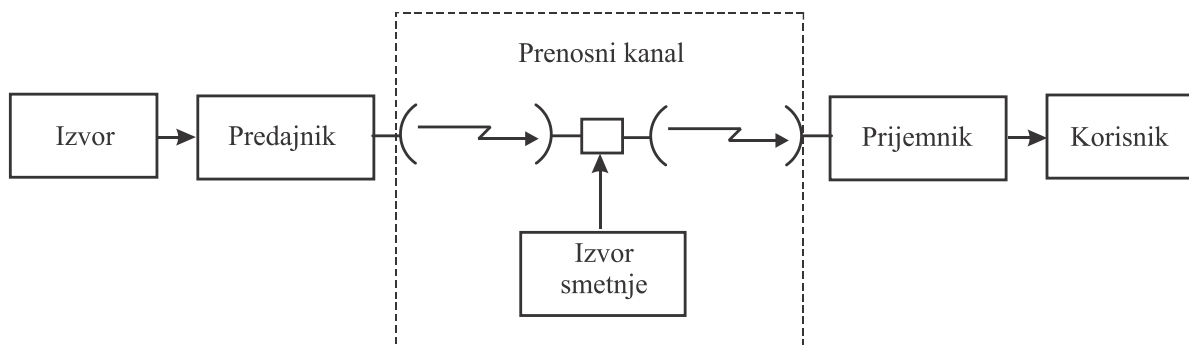
Slika 2.2. Ilustracija efekta senke

Na slici 2.2 osenčen je deo puta koji je pod senkom [91]. Zbog postojećih prepreka, direktni signali sa baznih stanica BS_1 i BS_2 ne stižu do ove oblasti. Međutim, zahvaljujući pojavi difrakcije, neke kopije signala mogu se naći i u toj oblasti. U praksi su razvijene i različite druge tehnike za prevazilaženje ovakvih problema.

Svaka interakcija signala sa objektima dovodi do slabljenja i rasejanja signala, tako da na prijem stiže veliki broj kopija poslatog signala sa različitim slabljenjem, faznim pomerajem i kašnjenjem. Sve ovo za posledicu ima pojave koje se odnose na gubitke snage usled prostiranja signala i promenu frekvencije signala na prijemu.

Feding je zajedničko ime za sve promene nivoa signala na mestu prijema tokom vremena. On ugrožava sve vrste radio veza i ima značajan uticaj na kvalitet signala koji se prenosi. Feding predstavlja slučajnu pojavu koja se analizira primenom statističkih metoda.

Razumevanje prenosnog kanala je osnova za razumevanje rada, dizajna i analize bilo kog komunikacionog sistema. Pre izrade i testiranja prototipa sistema, predloženi dizajn mora da prođe kroz niz kompjuterskih simulacija na osnovu kojih se mogu oceniti performanse sistema. Uobičajeni pristup izrade modela kanala je korišćenje statističkih modela za različite vrednosti parametara. Na osnovu simulacije performansi statističkog modela, procenjuju se performanse za određeni model ali i eventualna sposobnost sistema da prevaziđe unapred pretpostavljene probleme [44].



Slika 2.3. Blok šema osnovnog komunikacionog sistema sa bežičnim kanalom

Blok šema osnovnog komunikacionog sistema sa bežičnim telekomunikacionim kanalom prikazana je na slici 2.3.

Osnovni koncept prenosnog kanala opisan je u radu [116]. Da bi se neka informacija prenela od izvora do prijemnika, ona mora da se konvertuje u oblik koji je pogodan za prenos preko odgovarajućeg prenosnog kanala, kako bi se on na prenosnom putu što manje deformisao.

Sam prenosni kanal modifikuje izvorni signal tako da on može da postane manje ili više predvidiv za prijemnik. Zbog toga prijemnik mora da se dizajnira tako da može da prepozna modifikovani signal i da ga kovertuje u izvorni oblik.

2.2. Smetnje u prenosnom kanalu

Sve smetnje u bežičnom prenosnom kanalu mogu se podeliti na aditivne i multiplikativne [85]. Aditivne smetnje nastaju u samom prijemniku i tu spadaju: beli Gausov šum i kanalna interferencija. Multiplikativne smetnje nastaju kao posledica postojanja različitih prepreka na koje nailaze emitovani talasi na svom putu od predajne do prijemne antene i tu spadaju gubici na prenosnom putu i fading.

2.2.1. Beli Gausov šum

Šum je neželjena smetnja koja se pojavljuje na ulazu u prijemnik. On se preklapa sa korisnim signalom i ima tendenciju da prekrije sadržaj korisne informacije. Šum može biti beo ili obojen. Beli šum je čisto slučajni proces i dobra je aproksimacija realnog šuma čija je spektralna gustina snage konstantna u opsegu mnogo većem od propusnog opsega digitalnog telekomunikacionog sistema. Kada beli šum ima Gausovu raspodelu trenutnih vrednosti amplituda, nulte srednje vrednosti, onda je to beli Gausov šum. On se pojavljuje na ulazima prijemnika svih telekomunikacionih sistema. Beli Gausov šum maskira signal koji se prenosi i na taj način degradira kvalitet veze i ograničava domet signala. Nastaje kao posledica spoljnih uslova kao što su atmosferski uticaj i kosmička radijacija ali i usled neizbežnog kretanja molekula u svim materijalima na temperaturama iznad apsolutne nule (0K ili -273°C). Snaga ovog šuma je proporcionalna širini propusnog opsega koji sistem koristi za komunikaciju [43], [140].

U bilo kom komunikacionom sistemu veoma je bitno održavanje određene vrednosti odnosa snaga signal-šum (SNR-*signal-to-noise ratio*). Postoje dva osnovna načina za poboljšanje odnosa signal-šum. Jedan je povećanje snage signala a drugi smanjenje snage šuma. Povećanje snage signala iznad određene vrednosti može biti problematično, naročito kod uređaja koji koriste baterije. Smanjenje snage šuma zahteva ograničenje propusnog opsega ili, ukoliko je to moguće, smanjenje temperature sistema. Propusni opseg sistema mora da bude dovoljno veliki da pokrije propusni opseg signala, ali ne bi trebalo da bude veći od toga.

2.2.2. Kanalna interferencija

Frekvencijski spektar koji koristi jedan mobilni komunikacioni sistem je ograničen, što ograničava i broj korisnika koji mogu istovremeno biti opsluženi. Jedan od načina za povećanje broja korisnika koji se istovremeno opslužuju je podela servisne zone na određen broj delova, takozvanih ćelija. Raspoloživi kanali frekvencijski se dele na nekoliko ćelija, najčešće 7 ili 12, i svakoj od ćelija se dodeljuje po jedan skup frekvencija. Ponovno korišćenje iste frekvencije (*frequency reuse*) je moguće na rastojanjima na kojima je nivo interferencije toliki da nije štetan po sistem. Zbog toga je potrebno ustanoviti grupe ćelija, tako da se u svakoj ćeliji iz grupe koristi različit skup frekvencija. Ovakva grupa ćelija naziva se klaster. Kako se u realnim sistemima vrlo teško može postići idealna razdvojenost među klasterima, često dolazi do pojave kanalne interferencije ili, kraće, interferencije [75], [102]. Ona je posledica preklapanja spektralne gustine snaga željenog signala i signala koji predstavlja interferenciju. U slučaju kada se razmatra sistem na nivou ćelije odnosno mikroćelijijski sistem, interferencija je dominantna smetnja u odnosu na šum, koji se obično odnosi na nivo sopstvenog šuma prijemnika, te je zanemarljiv u odnosu na nivo kanalne interferencije [9], [10], [19], [91], [110]. U takvim sistemima odnos signal-interferencija (*SIR-signal-to-interference ratio*) predstavlja veoma bitnu karakteristiku sistema, a za razliku od odnosa signal-šum (*SNR-signal-to-noise-ratio*), može se kontrolisati prilikom projektovanja sistema. U telekomunikacionim sistemima često se javlja uticaj većeg broja interferencija istovremeno, koje su slučajne veličine [48], ali se u razmatranje prilikom analize sistema uzima samo najjača [37], [54], [56], [57], [107], [108].

2.2.3. Gubici na prenosnom putu

Bilo da se radi o ruralnoj ili urbanoj sredini, na prenosnom putu talasi nailaze na objekte različite veličine i oblika gde dolazi do pojave rasejanja talasa u različitim pravcima, pri čemu mnogi talasi ne stignu do prijemne antene. Putanja prostiranja signala može da varira od linije direktne vidljivosti između predajnika i prijemnika, do slučaja kada ne postoji linija optičke vidljivosti pa u tom slučaju signal stiže do prijemnika kroz mehanizme refleksije, difrakcije, transmisije, apsorpcije, refrakcije i rasejanja od ometajućih faktora na prenosnom putu talasa, kao što je krupno drveće, infrastruktura i nepovoljan reljef. Na tom putu snaga korisnog signala opada sa povećanjem rastojanja između predajnika i prijemnika i menja se linearno u dB. Taj gubitak snage ograničava interferenciju ali i značajno smanjuje snagu korisnog signala [10].

2.2.4. Brzi feding i modeli za opisivanje brzog fedinga

Kao posledica refleksije, difrakcije i rasejanja, na prijem stiže veliki broj signala pa se rezultujući signal dobija superpozicijom svih pristiglih kopija poslatog signala koji su sa različitim slabljenjima, kašnjenjenjima i faznim pomerajima, što dovodi do drastičnih fluktuacija amplitude i faze korisnog signala na prijemu. Promena anvelope i faze rezultujućeg signala u vremenu usled relativnog kretanja predajnika i prijemnika ili usled promena u prenosnom medijumu predstavlja feding, jedan od osnovnih problema u bežičnim telekomunikacijama.

Osnovna podela fedinga vrši se na osnovu odnosa vremena trajanja simbola T_s i vremena koherencije kanala T_c , i prema ovom kriterijumu razlikuje se brzi i spori feding. Vreme koherencije kanala T_c definiše se kao vremenski period u toku kojeg je feding korelisan ili kao vremenski period posle kog korelaciona funkcija dva odmerka odziva kanala na istoj frekvenciji, u različitim vremenskim trenucima, pada ispod određenog praga [10]. Za feding se kaže da je spor ako je trajanje simbola T_s manje od vremena koherencije kanala T_c , u protivnom feding je brzi. Brzi feding manifestuje se u vidu promene nivoa anvelope signala u vremenu i posledica je prostiranja signala po više putanja (*multipath fading*) usled refleksije, difrakcije i rasejanja signala, zbog postojanja fizičkih prepreka koje se nalaze na propagacionom putu. Za brzi feding karakteristično je to da se javljaju duboke varijacije anvelope signala na prijemu, koje se pojavljuju na rastojanjima reda talasne dužina talasa. Usled brzog fedinga može doći do slabljenja signala i do 35-40 dB što je posledica promenjenih faza pojedinačnih pristiglih signala tj. konstruktivne i destruktivne superpozicije na mestu prijema [137]. Prilikom analize se, uglavnom, koriste sistemi sa idealnom koherentnom modulacijom, gde se vrši korekcija faze signala, i nekoherentnom modulacijom, za koju informacija o fazi na mestu prijema nije potrebna. To znači da je za analizu nekoherentnih i idealnih koherentnih prijemnika potrebno poznavati samo promenu anvelope signala u vremenu [91]. Spori feding predstavlja promenu srednje snage signala u vremenu i nastaje usled devijacije terena i postojanja velikih prepreka na prenosnom putu između predajnika i prijemnika. On zavisi od specifičnosti propagacionog okruženja i ispoljava se u dugim vremenskim intervalima i njegova dubina je relativno mala [114], [115].

Za modelovanje signala na prijemu najpogodnije je koristiti slučajne procese. Za opisivanje statističkog ponašanja anvelope primljenog signala razvijen je veliki broj modela a njihova tačnost i podobnost zavise od propagacionog okruženja i primenjenog modela

komunikacije [54], [91], [129]. Modeli koji se u literaturi najčešće koriste za opisivanje promena srednjeg nivoa anvelope primljenog signala su Rajsov, Rejljev, Nakagami-m i Vejbulov model.

2.2.4.1. Rejljev model fedinga

Rejljev (*Rayleigh*) model kanala najčešće se koristi za opisivanje fedinga i statistike signala koji se prostire po više putanja u okruženjima gde ne postoji optička vidljivost između predajnika i prijemnika. Ovaj model kanala je pogodan za opis komunikacionih kanala u velikim gradovima, naročito u oblastima sa visokim zgradama na kojima se signal rasejava [34], [73]. Zatim, prilikom prostiranja signala kroz troposferu ili jonosferu, sitne čestice u ovim atmosferskim slojevima takođe imaju ulogu rasejavača i to može da utiče na radio komunikaciju između brodova. U ovim slučajevima do prijemnika pristiže veći broj komponenti istog signala različitih amplituda i faza. Pritom, postoji veći broj pristiglih talasa čije su amplitude približno jednake. U pomenutim slučajevima rasejanje signala na objektima može se vrlo uspešno modelovati Rejljevim fedingom.

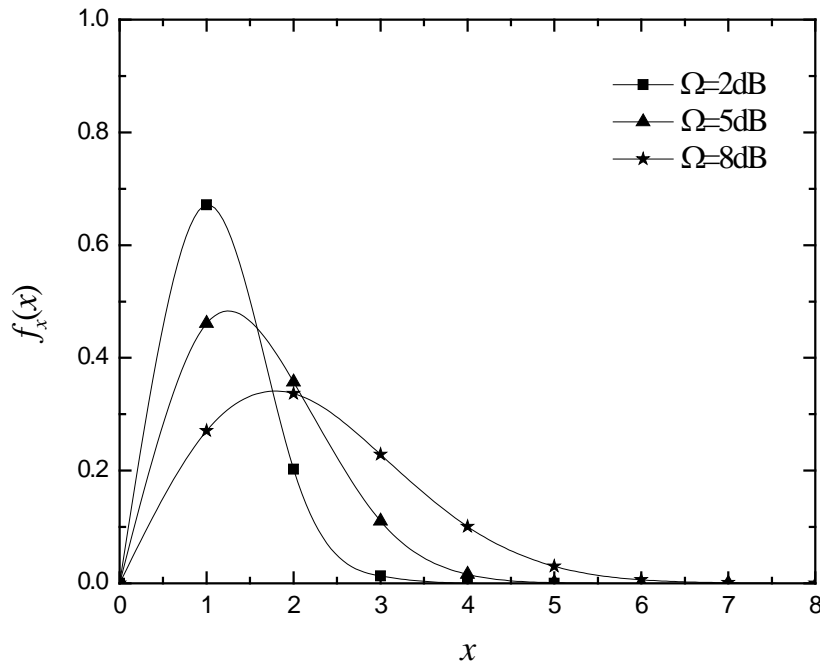
Modelovanje Rejljevom raspodelom primenjuje se u slučajevima kada na prijemu nema dominantne komponente već postoji više pristiglih signala slučajnih amplituda istog reda veličine. Funkcija gustine verovatnoće (*PDF-probability density function*) anvelope primljenog signala sa Rejljevom raspodelom može se predstaviti sledećom relacijom [95, j-na 2.6]

$$f_x(x) = \frac{2x}{\Omega} \exp\left[-\frac{x^2}{\Omega}\right], \quad x \geq 0 \quad (2.1)$$

gde je x nivo signala na prijemu, a $\Omega = E(x^2) = 2\sigma^2$ srednja snaga signala.

Zavisnost funkcije gustine verovatnoće anvelope primljenog signala od nivoa primljenog signala u kanalu sa Rejljevim fedingom, za različite vrednosti srednje snage signala Ω , u logaritamskoj razmeri, prikazana je na slici 2.4.

Performanse bežičnih sistema, kod kojih se Rejljeva raspodela koristi za modelovanje fedinga u bežičnom kanalu, može se naći u radovima: [7], [12], [16], [18], [45], [70], [71], [94], [131].



Slika 2.4. Gustina verovatnoće anvelope prijemnog signala u funkciji nivoa primljenog signala u kanalu sa Rejljevim fedingom za različite vrednosti srednje snage signala

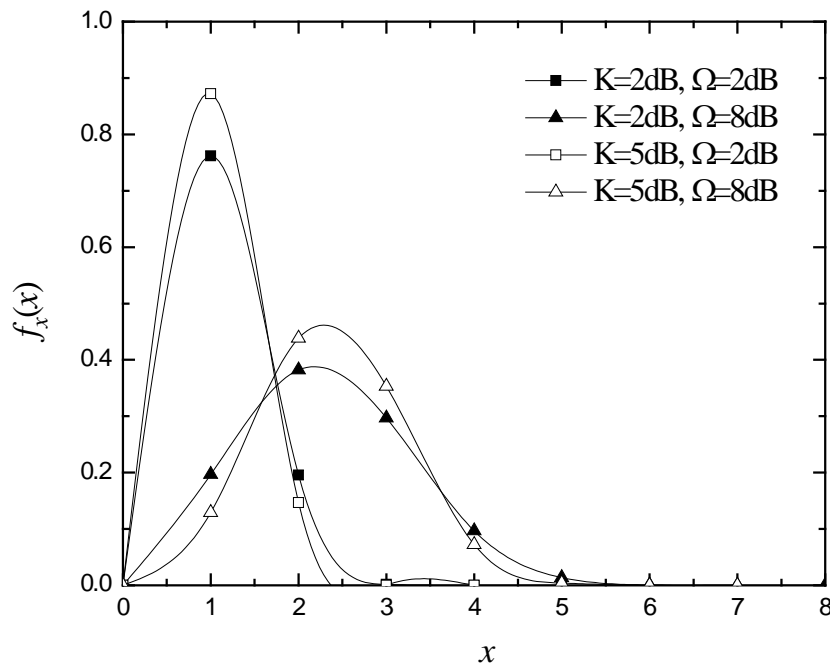
2.2.4.2. Rajsov model fedinga

Rajsov (*Rice*) model fedinga se koristi kada treba opisati propagacione uslove u kojima postoji optička vidljivosti između predajnika i prijemnika. U tom slučaju je direktna komponenta signala daleko intenzivnija od komponenti rasejanja pa u kanalu vladaju dobri uslovi [77]. Rajsov model se najčešće koristi za opisivanje zemaljskih mobilnih komunikacija u predgrađima gde nema visokih prepreka i gde je optička vidljivost između predajnika i prijemnika lako ostvarljiva.

Funkcija gustine verovatnoće anvelope signala x u kanalu sa Rajsovim fedingom na ulazu u prijemnik je [95, j-na 2.15]

$$f_x(x) = \frac{2x(1+K)\exp[-K]}{\Omega} \exp\left[-\frac{(1+K)x^2}{\Omega}\right] I_0\left(2x\sqrt{\frac{K(1+K)}{\Omega}}\right), \quad x \geq 0 \quad (2.2)$$

gde K predstavlja Rajsov faktor. On se definiše kao odnos srednje snage direktne komponente signala i srednje snage komponenti rasejanja. Opseg vrednosti koje Rajsov faktor može da ima kreću se od nule, kada se Rajsov feding svodi na Rejljev, do beskonačne vrednosti, kada u kanalu nema fedinga. $I_0(\cdot)$ je modifikovana Beselova funkcija prve vrste nultog reda [4].



Slika 2.5. Gustina verovatnoće anvelope prijemnog signala u funkciji nivoa primljenog signala u kanalu sa Rajsovim fedingom za različite vrednosti Rajsovog faktora i srednje snage signala

Na slici 2.5, prikazana je zavisnost gustine verovatnoće anvelope prijemnog signala od nivoa primljenog signala u kanalu sa Rajsovim fedingom za različite vrednosti Rajsovog faktora i srednje snage signala.

Analizom performansi bežičnih telekomunikacionih sistema, kod kojih se za modelovanje fedinga u prenosnom kanalu koristi Rajsova raspodela, bavili su se radovi: [14], [24], [47], [56], [59], [60], [62], [106], [122].

2.2.4.3. Nakagami- m model fedinga

Nakagami- m raspodelu uveo je Nakagami da bi opisao brzi feding u dugim kanalima kojima se prenose visoke frekvencije u opsegu od 3 MHz do 30 MHz [49] a odabrana je tako da se odlično uklapa u empirijski dobijene podatke. Takođe, pokazalo se da se rezultati dobijeni korišćenjem ove raspodele, u određenim propagacionim uslovima, bolje poklapaju sa eksperimentalnim rezultatima za anvelopu gustine verovatnoće prijemnog signala [130], nego za Rejljevu ili Rajsovu raspodelu.

Anvelopa prijemnog signala u kanalu sa Nakagami- m fedingom ima funkciju gustine verovatnoće koja je opisana relacijom [95]

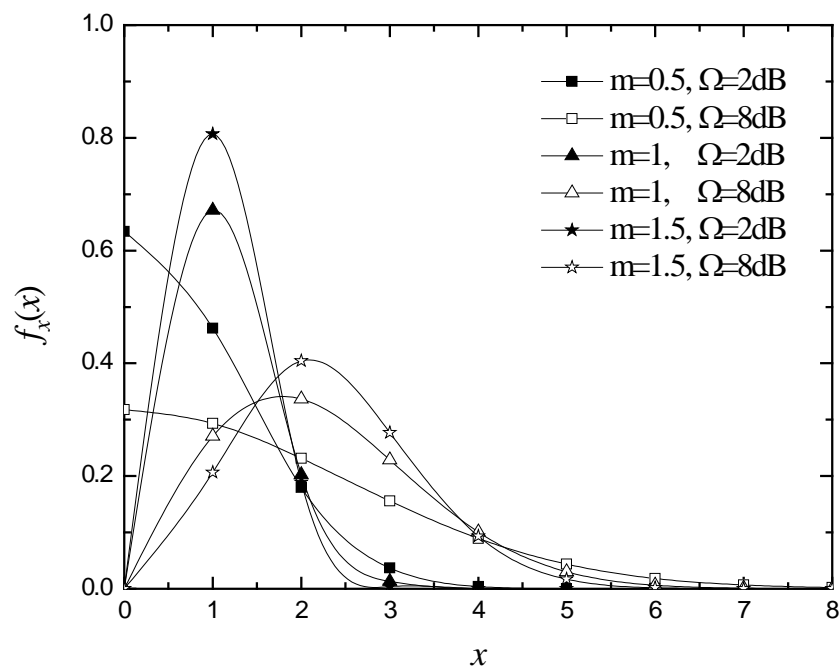
$$f_x(x) = \frac{2m^m x^{2m-1}}{\Gamma(m)\Omega^m} \exp\left[-\frac{mx^2}{\Omega}\right], \quad x \geq 0, \quad m \geq \frac{1}{2}, \quad (2.3)$$

gde je $\Gamma(\cdot)$ Gama funkcija, a m Nakagami parametar koji se definiše kao

$$m = \frac{\Omega^2}{E\left[(x^2 - \Omega^2)^2\right]} \text{ i } \Omega^2 = E[x^2].$$

Ovaj parametar opisuje dubinu fedinga i može uzeti bilo koju vrednost u intervalu $(0.5, +\infty)$. Dubina fedinga se povećava kada se Nakagami parametar smanjuje. Nakagami- m raspodela može da se svede na Rejljevku raspodelu kada je parametar $m=0.5$. Za slučaj kada m teži beskonačnosti u kanalu ne postoji feding.

Grafički prikaz zavisnosti funkcije gustine verovatnoće anvelope primljenog signala od nivoa signala, za različite vrednosti srednje snage signala i fiksne vrednosti dubine fedinga, prikazana je na slici 2.6.



Slika 2.6. Gustina verovatnoće anvelope prijemnog signala u funkciji nivoa primljenog signala u kanalu sa Nakagami- m fedingom, za različite vrednosti srednje snage signala i fiksne vrednosti dubine fedinga

Da bi Rajsovu raspodelu približno aproksimirali Nakagami- m raspodelom, može se koristiti sledeća relacija

$$K = \frac{\sqrt{m^2 - m}}{m - \sqrt{m^2 - m}}, \quad K \geq 0, \quad (2.4)$$

odnosno

$$m = \frac{(1+K)^2}{1+2K}, \quad m \geq 1. \quad (2.5)$$

Imajući u vidu da Nakagami- m funkcija gustine verovatnoće, za razliku od Rajsove, ne sadrži Beselovu funkciju, analizu kanala sa fedingom lakše je izvršiti koristeći Nakagami- m model. Performanse bežičnih sistema, kod kojih se Nakagami- m raspodela koristi za modelovanje fedinga u bežičnom kanalu, date su u radovima: [5], [20], [21], [22], [23], [36], [37], [39], [53], [86], [87], [88], [123].

2.2.4.4. Vejbulov model fedinga

Vejbulova (*Weibull*) raspodela je inicijalno uvedena 1937. godine od strane Waloddi Weibull-a a njena šira primena je počela od 1951. godine [132]. Danas se ova raspodela koristi u različitim naučnim oblastima i predstavlja popularan statistički model za analizu pouzdanosti sistema [3], [76]. U mobilnim komunikacijama, Vejbulova raspodela je predložena kao najadekvatnija za opisivanje kanala sa višepropagacionim prostiranjem signala u nehomogenoj sredini [30]. Ona je jednostavna i fleksibilna i daje dosta dobre rezultate za opis komunikacionih kanala u urbanim područjima, kada Rejljeva raspodela nije dovoljno precizna [83]. Rezultati dobijeni korišćenjem ovog modela odlično se slažu sa ekperimentalnim rezultatima u prenosnom kanalu sa fedingom, kako u zatvorenom [13], [125] tako i u otvorenom prostoru [119], [117]. U radu [13] pokazano je da Vejbulova raspodela daje dobro poklapanje sa rezultatima merenja i statističke analize dobijenih podataka u okviru DECT (Digital Enhanced Cordless Telecommunications) sistema, koji radi na 1.89 GHz u većini okruženja. Rezultati merenja koji su predstavljeni u radu [119] odnose se na GSM (Global System for Mobile Communications) sisteme koji rade na 900 MHz, pokazuju da se ovom raspodelom može efikasno modelovati kanal sa višepropagacionim prostiranjem signala u otvorenom prostoru.

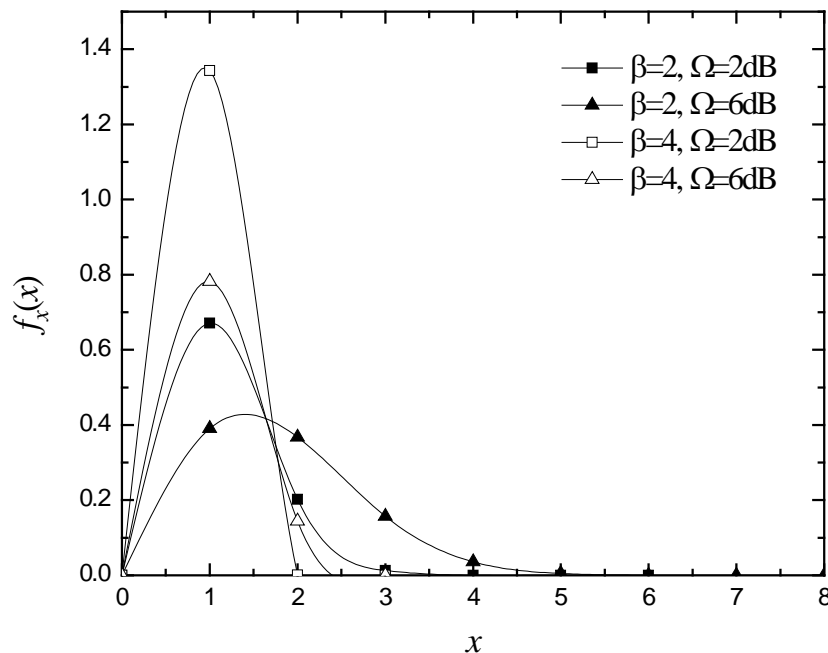
Vejbulov model fedinga je pogodan za modelovanje višepropagacionog prostiranja signala u nehomogenoj sredini. Rezultujuća anvelopa signala je u obliku nelinearne funkcije I predstavlja moduo sume pristiglih kopija signala na prijemu [52].

Funkcija gustine verovatnoće anvelope signala u kanalu sa Vejbulovim fedingom je [83, j-na 3]

$$f_x(x) = \frac{\beta x^{\beta-1}}{\Omega} \exp\left[-\frac{x^\beta}{\Omega}\right], \quad x \geq 0, \quad (2.6)$$

gde je β Vejbulov feding parametar koji služi da opiše dubinu fedinga ($\beta > 0$). Za vrednost parametra $\beta = 2$, Vejbulova raspodela svodi se na Rejljevu a za $\beta = 1$ na negativnu eksponencijalnu raspodelu. Sa porastom vrednosti parametra β oštrina fedinga se smanjuje.

Na slici 2.7 prikazana je zavisnost funkcije gustine verovatnoće anvelope primljenog signala od nivoa primljenog signala, za različite vrednosti srednje snage signala i dubine fedinga.



Slika 2.7. Gustina verovatnoće anvelope prijemnog signala u funkciji nivoa primljenog signala u kanalu sa Vejbulovim fedingom za različite vrednosti srednje snage signala i fiksne vrednosti dubine fedinga

Funkcija gustine verovatnoće trenutnog odnosa signal-šum po simbolu u kanalu sa Vejbulovim fedingom data je izrazom [74]

$$p_\gamma(\gamma) = \frac{\beta}{2a\gamma_0} \left(\frac{\gamma}{a\gamma_0}\right)^{a/2-1} \exp\left[-\left(\frac{\gamma}{a\gamma_0}\right)^{a/2}\right], \quad \gamma \geq 0. \quad (2.7)$$

gde je γ_0 srednji odnos signal-šum po simbolu, a $a = \frac{1}{\Gamma[1 + 2/a]}$.

Vejbulov model kanala se sve češće upotrebljava za analizu performansi u mobilnim radio komunikacijama i predmet je istraživanja u mnogim radovima kao i autora ove doktorske disertacije, kako sa stanovišta razmatranja statističkih parametara kanala za različite tehnike kombinovanja signala [120], [127] tako i sa stanovišta razmatranja verovatnoće greške u sistemu [38], [79].

Hardverska realizacija kanala sa Vejbulovim fedingom opisana je u radu [126]. U radu [103] izvršen je proračun statističkih karakteristika drugog reda za Vejbulov feding kanala, za slučaj kada se koriste SC, EGC i MRC diverzitetni sistemi. Prikazan je uticaj Vejbulovog parametra fedinga na učestanost preseka nivoa i srednje trajanje fedinga za sve tehnike kombinovanja signala. U radovima: [25], [26], [27], [30], [33], [38], [46], [51], [66], [67], [68], [72] prikazani su rezultati vezani za bežične telekomunikacione sisteme kod kojih se za modelovanje fedinga u prenosnom kanalu koristi Vejbulova raspodela.

2.2.5. Spori feding i modeli za opisivanje sporog fedinga

Spori feding se ogleda u pojavi sporih promena nivoa srednje snage signala na prijemu i uglavnom je izazvan konfiguracijom terena i okruženjem između bazne stanice i mobilne jedinice. Zavisno od broja, veličine i oblika veštački sagrađenih objekata u oblasti u kojoj se komunikacija odvija može se govoriti o ruralnoj oblasti, kvazi-suburbanoj, suburbanoj i urbanoj oblasti, dok se po konfiguraciji tereni mogu tretirati kao otvoreni prostor, ravan teren, brdoviti teren i planinska oblast.

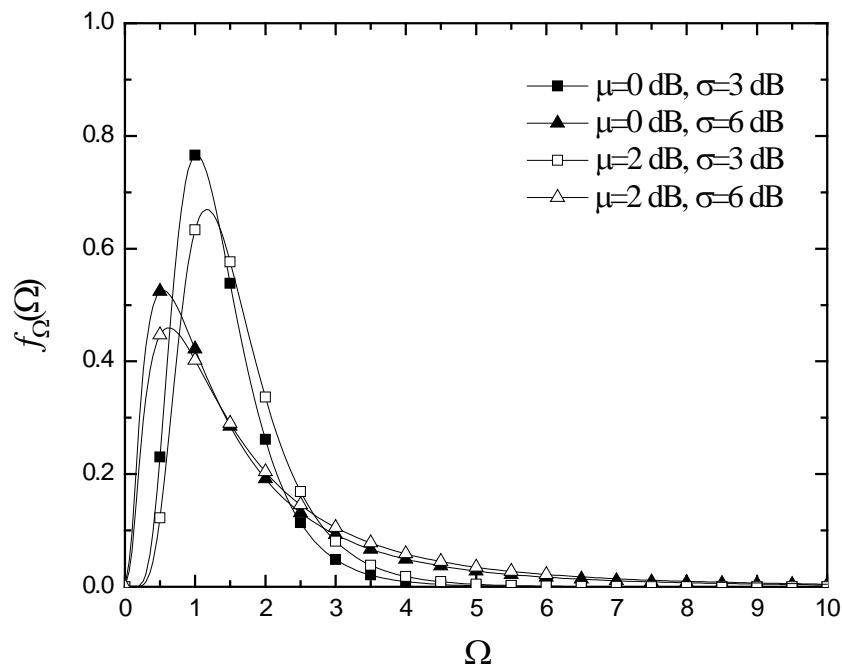
Sama sredina kroz koju se prostire signal dovodi do slabljenja signala i pojave varijacija u nivou srednje vrednosti anvelope signala, dok određeni tip okruženja uglavnom utiče na pojavu slabljenja u signalu.

Bežični telekomunikacioni kanali izloženi uticaju i brzog i sporog fedinga nazivaju se kompozitni kanali.

Za opisivanje fluktuacija srednjeg nivoa anvelope primljenog signala, odnosno srednje snage signala, kod sporog fedinga u literaturi se najčešće koriste Log-normalni i Gama model fedinga.

2.2.5.1. Log-normalni model fedinga

Prilikom prostiranja signala, kako u zemaljskim tako i u satelitskim mobilnim sistemima, na prijemu može doći do spore promene amplitude korisnog signala usled efekta senke. U ovom slučaju je, zbog uticaja fedinga, promena amplitude prijemnog signala sporija u odnosu na promene amplitude predajnog signala. Merenjima je pokazano da se spore promene srednje vrednosti primljenog signala, koje određuju efekat senke, mogu modelovati Log-normalnim modelom fedinga [69].



Slika 2.8. Funkcija gustine verovatnoće anvelope prijmnog signala u funkciji srednje snage signala u kanalu sa Log-normalnim fedingom za različite srednje vrednosti i standardne devijacije

Funcija gustine verovatnoće srednje snage signala, modelovana Log-normalnom raspodelom, opisana je sledećom jednačinom [95]

$$f_{\Omega}(\Omega) = \frac{\alpha}{\Omega\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{(10\log\Omega - \mu)^2}{2\sigma^2}\right], \quad (2.8)$$

gde je sa α obeležena konstanta, $\alpha = 10/\ln 10 = 4.34294$, μ predstavlja srednju vrednost Log-normalnog procesa, dok σ predstavlja standardnu devijaciju. Oba parametra se izražavaju u dB od $10\log x$, pri čemu standardna devijacija može da ima vrednosti od 2 dB do 12 dB [32]. U slučajevima kada nema efekta senke standardna devijacija jednaka je nuli.

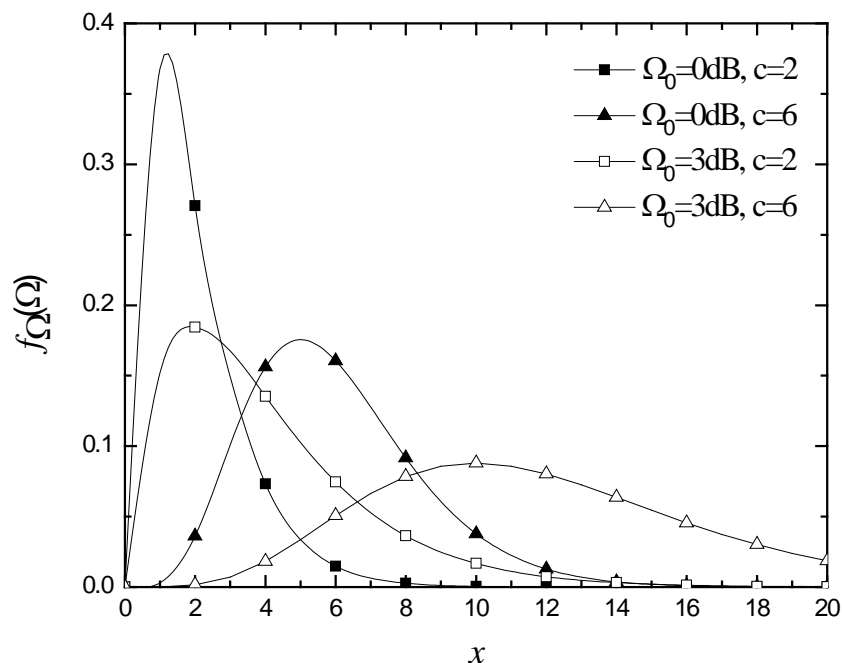
Grafički prikaz zavisnosti funkcije gustine verovatnoće anvelope primljenog signala u funkciji srednje snage signala u kanalu sa Log-normalnim fadingom, za različite vrednosti parametara μ i σ , prikazana je na slici 2.8.

2.2.5.2. Gama model fedinga

Analiza kompozitnih kanala se znatno pojednostavljuje korišćenjem Gama modela fedinga, umesto Log-normalnog modela, za modelovanje varijacija srednje snage signala, što je opravdano teorijskim i ekperimentalnim rezultatima [2], [15], [28], [113]. Funkcija gustine verovatnoće srednje snage signala u slučaju gama raspodele opisana je sledećim izrazom [113, j-na 4]

$$f_{\Omega}(\Omega) = \frac{\Omega^{c-1}}{\Omega_0^c} \frac{1}{\Gamma(c)} \exp\left[-\frac{\Omega}{\Omega_0}\right] \quad (2.9)$$

gde Ω_0 predstavlja srednju vrednost slučajnog procesa. Parametar c označava red Gama funkcije i on određuje dubinu senke. Kako se vrednost parametra c povećava, smanjuje se jačina efekta senke dok se za vrednosti kada parametar c teži beskonačnosti smatra da prenosni kanal nije izložen uticaju senke.



Slika 2.9. Zavisnost gustine verovatnoće anvelope prijemnog signala od nivoa primljenog signala u kanalu sa Gama fedingom za različite srednje vrednosti slučajnog procesa i dubine senke

Na slici 2.9 prikazana je funkcija gustine verovatnoće anvelope prijemnog signala u zavisnosti od nivoa primljenog signala u kanalu sa Gama fedingom za različite srednje vrednosti slučajnog procesa Ω_0 i dubine senke c .

2.3. Veličine koje opisuju bežični kanal sa fedingom

Opisivanje i modelovanje kanala sa fedingom je od velikog značaja u mobilnim komunikacijama kako za sam proces projektovanja primo-predajnog sistema tako i za analizu performansi sistema. U mobilnim telekomunikacionim sistemima varijacije signala na prijemu, koje mogu da budu i do 30 dB [121], predstavljaju ozbiljan problem te je poznavanje statističkih karakteristika signala od velike važnosti. Kako bi se stekla potpuna predstava o karakteristikama bežičnih telekomunikacionih sistema i kako bi se projektantima omogućilo da naprave racionalna systemska rešenja potrebno je poznavati statističke karakteristike prvog i statističke karakteristike drugog reda [35].

2.3.1. Statističke karakteristike prvog reda

Osnovne statističke karakteristike prvog reda su verovatnoća otkaza (*outage probability*), verovatnoća greške (*ABEP-average bit error probability*), momenti signala (uključujući srednju vrednost SNR-a i količinu fedinga (*AoF-amount of fading*)) i kapacitet kanala.

2.3.1.1. Verovatnoća otkaza sistema

Verovatnoća otkaza (*Outage probability*) definiše se kao verovatnoća da je trenutna vrednost ekvivalentnog odnosa signal-šum na izlazu prijemnika ispod unapred zadatog praga z_{th} . Verovatnoća otkaza predstavlja kriterijum za merenje performansi sistema koji se koristi u cilju kontrole nivoa interferencije. Verovatnoća otkaza pomaže dizajnerima bežičnih komunikacionih sistema da prilagode radne parametre sistema kako bi ispunili zahteve za kvalitet usluge (*QoS - quality of service*) kao i nivo usluge (*GoS - grade of service*).

Verovatnoća otkaza se definiše kao

$$P_{out} = \int_0^{z_{th}} f_z(z) dz = F_z(z_{th}), \quad (2.10)$$

gde $F_z(z)$ predstavlja kumulativnu funkciju raspodele (*CDF - Cumulative distribution function*) za slučaj kada je $z=z_{th}$. Vrednost praga zavisi od zahtevanog kvaliteta usluga kao i od modulacione tehnike koja se koristi.

2.3.1.2. Verovatnoća greške sistema

Verovatnoća greške sistema (*Average bit error probability-ABEP*) predstavlja statističku karakteristiku koja se u literaturi najviše koristi za evaluaciju performansi sistema jer najvernije opisuje ponašanje sistema. Dobija se usrednjavanjem uslovne verovatnoće greške

$$P_e = \int_0^{\infty} P_{ec}(z) f_z(z) dz, \quad (2.11)$$

i predstavlja nelinearnu funkciju trenutne vrednosti odnosa signal-šum. Nelinearnost funkcije je u direktnoj vezi sa vrstom modulacione/demulacione tehnike koja se koristi u okviru sistema.

Za binarnu frekvencijsku modulaciju (*BFSK – binary frequency-shift keying*), koja se razmatra u ovoj doktorskoj tezi, uslovna verovatnoća greške je oblika

$$P_{ec} = A_{erfc}(\sqrt{B\gamma}), \quad (2.12)$$

gde $A_{erfc}(\cdot)$ predstavlja komplementarnu funkciju greške, dok je uslovnu verovatnoću greške za diferencijalnu binarnu faznu modulaciju (*BDPSK- binary differential phase-shift keying*), koja se takođe razmatra u tezi, oblika

$$P_{ec} = \frac{1}{2} \exp\left[-\frac{1}{2}\gamma\right]. \quad (2.13)$$

2.3.1.3. Momenti odnosa signal-šum

Ukoliko se sa γ obeleži trenutna vrednost odnosa signal-šum, koja predstavlja slučajnu promenljivu na izlazu prijemnika, moment n -tog reda odnosa signal-šum definiše se kao

$$\gamma_n = \int_0^{\infty} \gamma^n f_{\gamma}(\gamma) d\gamma. \quad (2.14)$$

Prvi moment predstavlja srednju vrednost odnosa signal-šum (*average signal-to-noise ratio*).

$$\bar{\gamma} = \gamma_1 = \int_0^{\infty} \gamma f_{\gamma}(\gamma) d\gamma. \quad (2.15)$$

Srednja vrednost odnosa signal-šum se najčešće meri na izlazu prijemnika te je stoga direktno vezana za sam proces detekcije podataka. Iako je uobičajeno da se pod šumom podrazumeva termalni šum na ulazu u prijemnik, koji je neizbežan, u komunikacionim sistemima koji su podložni lošem uticaju fedinga, pogodnija mera koja se odnosi na performanse sistema je srednji odnos signal-šum. S obzirom da se u ovoj disertaciji razmatra situacija gde je nivo šuma zanemarljiv u odnosu na kanalnu interferenciju, na dalje će se podrazumevati da se kao parametar, umesto odnosa signal-interferencija plus šum (*SINR-Signal Interference plus Noise ratio*), uzima odnos signal-interferencija (*SIR*).

Količina fedinga može se izračunati pomoću prvog i drugog momenta, na sledeći način

$$AoF = \frac{\gamma_2}{\gamma_1^2} - 1, \quad (2.16)$$

i ne zavisi od srednje snage signala.

Momenti odnosa signal-šum višega reda, za $n \geq 3$, pružaju bitne informacije o krivoj funkcije gustine verovatnoće odnosa signal-šum, kao što je njena asimetrija u odnosu na srednju vrednost

$$S = \frac{\gamma_3}{\gamma^{3/2}}, \quad (2.17)$$

i brzina kojom funkcija raste ili opada

$$\kappa = \frac{\gamma_4}{\gamma_2^2} - 3. \quad (2.18)$$

2.3.1.4. Kapacitet kanala

Kapacitet kanala se takođe svrstava među važne karakteristike sistema jer daje informaciju koja doprinosi projektovanju kvalitetnijih bežičnih telekomunikacionih sistema. Naime, kapacitet kanala definiše maksimalnu brzinu prenosa signala koja se može postići a da se pri tom ne napravi greška pri prenosu informacije [6]. Srednji kapacitet kanala, za slučaj

diverziti prijema kada je informacija o stanju kanala poznata samo prijemniku, može se odrediti na osnovu relacije [18]

$$\bar{C}_z = BW \int_0^{\infty} \log_2(1+z) f_z(z) dz. \quad (2.19)$$

gde BW [Hz] predstavlja širinu propusnog opsega prenosnog kanala, dok γ označava veličinu slučajne promenljive odnosa signal-šum na izlazu diverziti prijemnika.

U savremenim bežičnim telekomunikacionim sistemima teži se ka sve većim vrednostima kapaciteta sistema. Postoje dva načina za povećanje kapaciteta sistema i to, povećanjem propusnog opsega prenosnog kanala koji se koristi ili korišćenjem novih frekvencijskih opsega. S obzirom da je elektromagnetni spektar ograničen, neophodno je racionalno ga koristiti i stoga pomenuta rešenja nisu opravdana u većini slučajeva. Prema izrazu za kapacitet kanala, može se zaključiti da se kapacitet povećava proporcionalno sa povećanjem propusnog opsega kanala. Međutim, problem je što se sa povećanjem propusnog opsega povećava i snaga šuma, što znači da se i odnos signal-šum smanjuje izazivajući degradaciju karakteristika sistema. Da bi se izbegli ovakvi problemi, za povećanje kapaciteta prenosnog kanala u sistemu, primena prostornih diverziti sistema predstavlja daleko racionalnije rešenje.

2.3.2. Statističke karakteristike drugog reda

Statističke karakteristike drugog reda definišu se za anvelopu signala, a to su učestanost preseka nivoa (*LCR-level crossing rate*) i srednje trajanje fedinga (*AFD-average fade duration*). Ove dve veličine pripadaju statistici drugog reda zato što ne zavise samo od okruženja u kojem se obavlja bežični prenos, već zavise i od brzine kretanja mobilne prijemne stanice [1], [111], [135].

2.3.2.1. Učestanost preseka nivoa

Učestanost preseka nivoa predstavlja brzinu kojom anvelopa signala preseca određeni nivo μ sa pozitivnim ili negativnim izvodom anvelope u tački preseka. Matematički može se definisati na sledeći način

$$N_x(x) = \int_0^{\infty} \dot{x} \cdot f_{x\dot{x}}(x, \dot{x}) d\dot{x} \quad (2.20)$$

U prethodnoj jednačini \dot{x} predstavlja izvod anvelope u vremenu a $f_{x\dot{x}}(\mu, \dot{x})$ predstavlja združenu raspodelu anvelope signala i njenog izvoda.

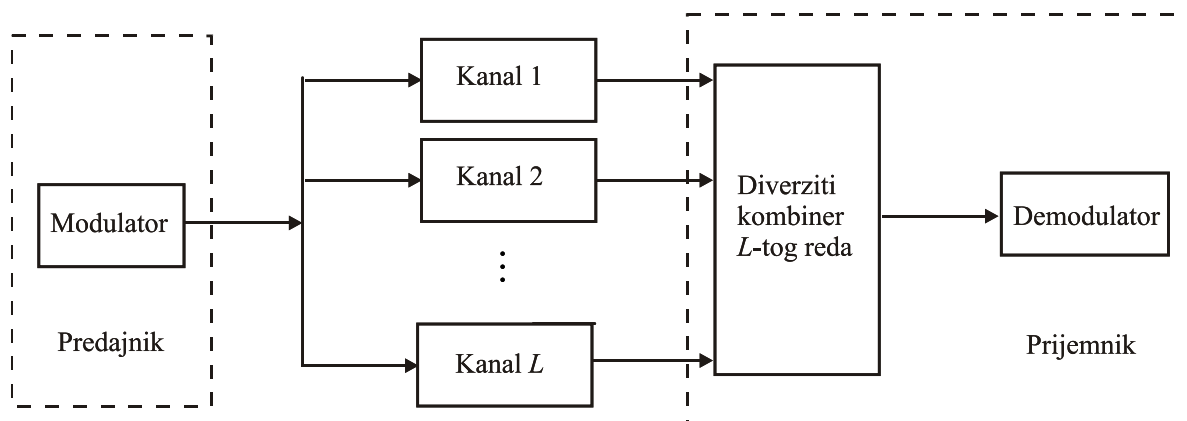
2.3.2.2. Srednje trajanje fedinga

Srednje trajanje fedinga predstavlja srednje vreme za koje se anvelopa signala nalazi ispod zadatog nivoa μ . Može se izračunati kao količnik verovatnoće otkaza i učestanosti preseka nivoa μ po formuli

$$T_{\mu} = \frac{P(x \leq \mu)}{N_{\mu}} = \frac{F_x(\mu)}{N_{\mu}}. \quad (2.21)$$

2.4. Diverziti sistemi i tehnike kombinovanja signala na prijemu

Bežični telekomunikacioni kanal podložan je različitim smetnjama koje utiču na kvalitet signala na prijemu. Korišćenjem diverziti tehnika može se smanjiti uticaj smetnji i poboljšati performanse sistema bez povećanja snage napajanja ili dimenzija predajnika. Osnovni koncept diverziti sistema je da na prijemu postoji više kopija poslatog signala i svaka kopija se prima preko različitog prijemnog kanala. Na taj način se na prijemu obezbeđuje veći odnos signal-šum, odnosno bolje performanse sistema jer je verovatnoća da sve kopije signala budu izložene uticaju dubokog fedinga mala [31], [96], [97], [109].



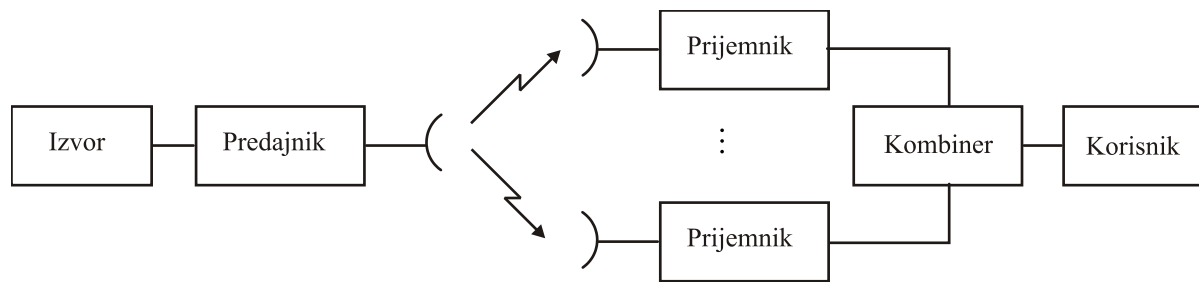
Slika 2.10. Model diverziti sistema L -tog reda

Svaki od kanala u kombinaciji sa odgovarajućim prijemnim kolom, naziva se grana a izlazi kanala se obrađuju i šalju do demodulatora preko diverziti kombinera. Model diverziti kanala sa L grana ilustrovan je na slici 2.10. Da bi se obezbedio visok nivo poboljšanja signala korišćenjem diverziti sistema, potrebno je ispuniti dva kriterijuma. Prvi, da korelacija među prijemnim granama bude što manja, u idealnom slučaju da nema korelacije. Drugi uslov je da srednje snage signala na svakoj grani budu približno iste. Ukoliko je korelacija između prijemnih grana velika, signali će u prenosnim kanalima biti izloženi dubokom fedingu, što će umanjiti doprinos diverziti sistema [91].

U zavisnosti od toga na koji način se dobijaju statistički nezavisni prenosni kanali, razlikuju se vremenski, frekvencijski, polarizacioni, ugaoni i prostorni diverziti sistemi [11], [17], [42], [50], [140]. Ova doktorska disertacija biće fokusirana na prostorne diverziti sisteme kod kojih se prostiranje signala odvija po dve ili tri putanje koristeći više prijemnih antena. Broj antena definiše red diverziti sistema. U odnosu na frekvencijske diverziti sisteme, prostorni ne zahtevaju dodatni propusni opseg kao ni vreme prenosa. Za razliku od polarizacionih diverziti sistema, prostorni ne zahtevaju upotrebu dve polarizovane antene na mestu predaje i mestu prijema a ni upotrebu jako usmerenih antena, kao što je slučaj kod ugaonih diverziti sistema [10], [16].

Osnovni zahtev kod prostornih diverziti sistema je da se antene na prijemu smeste na dovoljno velikim rastojanjima jedna od druge da bi primljene kopije signala bile nezavisne u pogledu fedinga. Nekorelisanost kanala obezbeđuje se postavljanjem antena na rastojanjima koja su reda $\lambda/2$, preciznije 0.38λ . Na primer za frekvenciju od 1GHz dovoljno je da rastojanje između antena bude 15 cm [19]. Veće rastojanje između prijemnih antena daje manju vrednost koeficijenta korelacije a to znači da će diverziti grane biti manje korelisane. U praksi je primećeno da se pozicioniranjem antena na nižim visinama i podešavanjem rastojanja između njih može postići veoma nizak stepen korelisanosti antena [121]. Koeficijent korelacije uzima vrednosti od nule do jedinice, pri čemu je vrednost 0.7 predložena kao optimalna vrednost, a najveći dobici se ostvaruju kada koeficijent korelacije ima vrednost između 0.7 i 1 [41].

Na slici 2.11 data je blok šema prostornog diverziti sistema koji koristi jednu predajnu i više prijemnih antena. Nezavisne putanje prijemnog signala se ostvaruju bez povećanja snage ili frekvencijskog opsega emitovanog signala.



Slika 2.11. Blok šema prostornog diverziti sistema na strani prijema

2.4.1. Tehnike kombinovanja signala

Bez obzira na to koja je prijemna diverziti tehnika korišćena, odnosno kako su prenosni putevi bili razdvojeni (u prostoru, frekvencijski, u vremenu, itd.), prijemnik treba da iskombinuje sve prispele signale sa različitih puteva i iz skupa primljenih signala izdvoji koristan signal. Postoji nekoliko tehnika diverziti kombinovanja koje na različite načine kombinuju pristigle signale iz diverziti grana, da bi izdvojili koristan signal. U ovoj doktorskoj disertaciji pažnja će biti usmerena na prostorne diverziti sisteme. Najčešće korišćene tehnike kombinovanja signala u okviru prostorne diverziti tehnike su: *Selection Combining* (SC) odnosno selektivno kombinovanje, *Switch and Stay Combining* (SSC) odnosno selekciono i prekidačko kombinovanje, *Maximum Ratio Combining* (MRC) odnosno kombinovanje sa maksimalnim odnosom signal-šum i *Equal Gain Combining* (EGC) odnosno kombinovanje sa jednakim doprinosom svih grana.

Selektivno kombinovanje

U okviru tehnike selektivnog kombinovanja diverziti prijemnik bira i na izlaz vodi prijemnu granu koja u tom trenutku ima najveću vrednost odnosa signal-šum, odnosno granu sa najjačim signalom. S obzirom da se aktuelni bežični telekomunikacioni sistemi projektuju tako da nivo šuma bude zanemrljiv u odnosu na kanalnu interferenciju, često se, umesto odnosa signal-šum, kao parametar koristi odnos signal-interferencija. U tom slučaju, prijemnik sa selektivnom tehnikom kombinovanja signala može primeniti neki od algoritama koji sadrže kriterijume na osnovu kojih se bira signal koji će se proslediti na izlaz. U radu [35] predložena su sledeća tri algoritma za odabir signala: algoritam maksimalnog korisnog signala, algoritam maksimalnog ukupnog signala i algoritam maksimalnog odnosa signala i interferencije.

Kod algoritma maksimalnog korisnog signala (DS algoritam) na izlaz prijemnika se prosleđuje signal sa one grane na kojoj je snaga korisnog signala najveća. Da bi se ovaj

algoritam primenio, potrebno je identifikovati i odvojiti korisni signal od interferencije. Od svih algoritama odlučivanja ovaj algoritam je najsloženiji za primenu.

Prema algoritmu maksimalnog ukupnog signala (S+I algoritam) na izlaz prijemnika se prosleđuje signal sa one grane na kojoj je ukupan prijemni signal najveći. Ovaj algoritam je ujedno i najjednostavniji za primenu u praksi jer ne zahteva odvajanje korisnog signala od interferencije.

Korišćenjem algoritma maksimalnog odnosa korisnog signala i interferencije (SIR algoritam), na izlaz prijemnika se prosleđuje signal sa one grane na kojoj je odnos signal-interferencija najveći. Korišćenjem ovog algoritma dobijaju se najbolji rezultati.

Selektivno i prekidačko kombinovanje

Kod ovog načina kombinovanja ispituje se vrednost signala samo u jednoj grani od prijernih antena i proverava da li je u toj grani vrednost odnosa signal-šum veća od unapred zadatog praga prijernog signala. Ako jeste onda se taj signal prosleđuje na izlaz kombinera, a ako nije, onda se na izlaz kombinera prosleđuje signal sa naredne grane. Kada se odabere jedna grana, sve dok je vrednost signala u toj grani iznad zadatog praga, kombiner propušta signale. A ako vrednost signala u grani padne ispod zadatog praga, kombiner se prebacuje na sledeću granu, bez obzira da li je signal u toj grani veći ili manji od signala u prethodnoj grani. Ovi kombineri se uglavnom realizuju sa dva ulaza. Zbog toga je kompleksnost sistema smanjena ali se gubi na kvalitetu signala, a i rezultati su lošiji u poređenju sa svim prethodno pomenutim načinima kombinovanja signala.

Kombinovanje sa maksimalnim odnosom signal-šum

Ova tehnika se ogleda u tome što se pristigli signali u svim granama prvo množe odgovarajućim težinskim faktorima a zatim sabiraju [1]. Množenjem težinskim faktorima vrši se izjednačavanje faza korisnih signala u svim granama. Težinski faktori se određuje na osnovu merenja odnosa signal-šum u svakoj grani diverziti sistema. Performanse postignute primenom ovog algoritma dosta su bolje nego u slučaju primene ostalih tehnika kombinovanja, ali je praktična realizacija vrlo kompleksna i skupa.

Kombinovanje sa jednakim doprinosom svih grana

U osnovi ove tehnike je postupak izjednačavanja faza svih signala tako što se svi signali množe istom težinskom funkcijom, a zatim sabiraju. Ova tehnika je jednostavnija za realizaciju u odnosu na tehniku kombinovanja sa maksimalnim odnosom signal-šum zbog toga što nije potrebno vršiti procenu parametara kanala, nego samo sve signale na ulazu u kombiner dovesti u fazu i sabrati.

3. DIVERZITI PRIJEMNIK SA SELEKTIVNOM TEHNIKOM KOMBINOVANJA SIGNALA KOJI KORISTI ALGORITAM MAKSIMALNOG ODNOSA SIGNAL-INTERFERENCIJA

Kao što je već rečeno, za suzbijanje neželjenih efekata fedinga i poboljšanje prenosa signala u bežičnim telekomunikacionim sistemima, koriste se brojne diverziti tehnike i različite tehnike kombinovanja signala na prijemu. Diverziti tehnikama obezbeđuje se prostiranje većeg broja kopija signala preko statistički nezavisnih kanala, a pažljivim tehnikama kombinovanja pristiglih kopija na prijemu, dobija se koristan signal sa minimalnim izobličenjima. Imajući u vidu da je u savremenim telekomunikacionim sistemima nivo šuma znatno manji u odnosu na nivo interferencije, uticaj šuma može se u potpunosti zanemariti. Diverziti sistem sa selektivnim kombinovanjem signala koji koristi algoritam zasnovan na odabiru grane na kojoj je u tom trenutku odnos signal-interferencija najveći, odnosno maksimalan, (SIR algoritam) predmet je analize u ovoj glavi. U opštem slučaju signal koji nosi informaciju, odnosno koristan signal, je izložen velikom broju interferencija. One nastaju kao posledica nesavršenosti predajnika i prijemnika, ambijentalnih uslova i nesavršenog razgraničenja između klastera. Međutim, u slučaju diverziti tehnika sa selektivnim kombinovanjem signala uvodi se pretpostavka da postoji jedna najjača interferencija koja se uzima u obzir, a sve ostale se zanemaruju [37].

S obzirom da se diverziti sistemi najčešće analiziraju kada se koristi algoritam maksimalnog odnosa signal-interferencija za odabir korisnog signala, to postoji veliki broj publikovanih radova u kojima se za opisivanje brzog i sporog fedinga u kanalu koriste različiti modeli raspodele [75], [124]. Najčešće korišćeni statistički modeli raspodele za opisivanje brzog fedinga su Rajsova [8], [46], [128], Rejljeva [7], [46], [70], [94], [131], Nakagami-m [37], [53], [54], [86] i Vejbulova raspodela [18], [35], [45], dok se za opisivanje sporog fedinga najčešće koriste Log-normalna [32] i [55] i Gama raspodela [9] i [101].

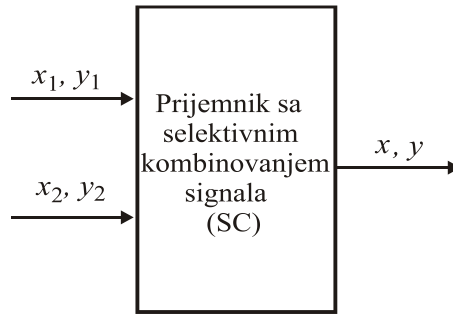
U ovoj glavi predstavljena je analiza prostornog diverziti sistema sa dve korelisane grane i selektivnom tehnikom kombinovanja signala u Vejbulovom feding okruženju. Radovi koji su do sada objavljeni na tu temu bave se analizom sistema sa dve grane [47], [79], [81], [105], [107], sistema sa tri grane [72], [100], sistema sa četiri grane [68] i sistema sa L grana [25], [71], [78], [80], [82], [84], [108].

U okviru analize date u ovoj glavi, predstavljen je novi matematički pristup za izvođenje izraza za funkciju gustine verovatnoće trenutne vrednosti odnosa signal-interferencija na izlazu iz prijemnika sa selektivnim kombinovanjem sa dve grane koji koristi algoritam maksimalnog odnosa signal-interferencija pri odlučivanju. Analizirane su performanse pomenutog sistema u prisustvu interferencije, pri čemu su i korisni signal i interferencija modelovani korelisanom Vejbulovom raspodelom. Prvi pristup čini deo doprinosa ove doktorske disertacije i zasniva se na izvođenju izraza za združenu funkciju gustine verovatnoće anvelopa korisnog signala i interferencije, koji se, zatim, koristi da bi se izveo izraz za funkciju gustine verovatnoće trenutne vrednosti odnosa signal-interferencija na izlazu prijemnika. Drugi pristup predstavljen je u radu [107] i na osnovu njega se do izraza za funkciju gustine verovatnoće trenutne vrednosti odnosa signal-interferencija dolazi direktno korišćenjem prethodno izvedenog izraza za kumulativnu funkciju raspodele. Za oba matematička pristupa u ovoj glavi biće određene statističke karakteristike prvog i drugog reda i izvršeno poređenje dobijenih rezultata.

3.1. Modelovanje sistema sa dva ulaza u prisustvu Vejbulovog fedinga i interferencije

Posmatra se najjednostavniji diverziti sistem sa dva ulaza i sa selektivnim kombinovanjem signala u sredini u kojoj su i korisni signal i interferencija izloženi Vejbulovom fedingu. S obzirom da često nije moguće obezbediti dovoljno veliko rastojanje

između antena prijemnika, prilikom analize sistema uzeće se u obzir i uticaj korelacije. Model razmatranog sistema prikazan je na slici 3.1. Sa x_1 i x_2 označene su anvelope korisnog signala, sa y_1 i y_2 anvelope interferencije, a sa z_1 i z_2 vrednosti trenutnog odnosa anvelopa signala i interferencije na ulaznim granama prijemnika sa selektivnim kombinovanjem, dok je sa z obeležen odnos anvelopa signala i interferencije na izlazu iz prijemnika. Ovaj prijemnik na svoj izlaz prosleđuje signal sa ulaza na kome je vrednost trenutnog odnosa signal-interferencija veći, što se matematički može zapisati u obliku $z = \max\{z_1, z_2\}$.



Slika 3.1. Blok šema prijemnika sa selektivnim kombinovanjem signala sa dve grane

3.1.1. Prvi pristup za izvođenje izraza za združenu funkciju gustine verovatnoće trenutne vrednosti odnosa signal-interferencija na izlazu iz prijemnika

Ako se sa x_i obeleži anvelopa korisnog signala a sa y_i anvelopa interferencije na i -toj grani sistema sa diverziti prijemom, gde je $i=1,2$, onda su združene funkcije gustine verovatnoće anvelopa korisnog signala i interferencije na ulazima prijemnika sa dve grane u okruženju sa Vejbulovim fadingom oblika [83, j-na 11]

$$f_{x_1, x_2}(x_1, x_2) = \frac{\beta_1 \beta_2}{1-\rho} \frac{x_1^{\beta_1-1} x_2^{\beta_2-1}}{\Omega_{d1} \Omega_{d2}} \exp \left[-\frac{1}{1-\rho} \left(\frac{x_1^{\beta_1}}{\Omega_{d1}} + \frac{x_2^{\beta_2}}{\Omega_{d2}} \right) \right] I_0 \left(\frac{2\sqrt{\rho}}{1-\rho} \frac{x_1^{\beta_1/2} x_2^{\beta_2/2}}{\sqrt{\Omega_{d1} \Omega_{d2}}} \right), \quad (3.1)$$

$$f_{y_1, y_2}(y_1, y_2) = \frac{\beta_1 \beta_2}{1-\rho} \frac{y_1^{\beta_1-1} y_2^{\beta_2-1}}{\Omega_{c1} \Omega_{c2}} \exp \left[-\frac{1}{1-\rho} \left(\frac{y_1^{\beta_1}}{\Omega_{c1}} + \frac{y_2^{\beta_2}}{\Omega_{c2}} \right) \right] I_0 \left(\frac{2\sqrt{\rho}}{1-\rho} \frac{y_1^{\beta_1/2} y_2^{\beta_2/2}}{\sqrt{\Omega_{c1} \Omega_{c2}}} \right), \quad (3.2)$$

gde ρ predstavlja korelacioni koeficijent između fizički bliskih kanala, β_i je Vejbulov fading parametar pomoću koga se opisuje oštrina fadinga na i -toj grani. Sa $\Omega_{d_i} = \overline{x_i^{\beta_i}}$ i $\Omega_{c_i} = \overline{y_i^{\beta_i}}$ su

obeležene srednje snage korisnog signala i interferencije na i -toj prijornoj grani, respektivno. $I_n(\cdot)$ je modifikovana Beselova funkcija prve vrste n -tog reda [29, j-na. (8.445)].

U slučaju kada prijemnik sa dve grane odluku o izboru grane donosi na osnovu algoritma koji se zasniva na maksimalnom odnosu signal-interferencija, potrebno je da bude zadovoljen jedan od dva uslova:

1. $\frac{x_1}{y_1} > \frac{x_2}{y_2} \Rightarrow x_1 = x, y_1 = y \Rightarrow y_2 > \frac{y}{x} x_2$
2. $\frac{x_2}{y_2} > \frac{x_1}{y_1} \Rightarrow x_2 = x, y_2 = y \Rightarrow y_1 > \frac{y}{x} x_1.$

U tom slučaju, združena funkcija gustine verovatnoće anvelopa korisnog signala i interferencije na izlazu prijemnika sa dve grane može se opisati na sledeći način

$$f_{xy}(x, y) = \int_0^{\frac{y}{x_2}} \int_x^{\infty} f_{x_1x_2}(x, x_2) f_{y_1y_2}(y, y_2) dy_2 dx_2 + \int_0^{\frac{y}{x_1}} \int_x^{\infty} f_{x_1x_2}(x_1, x) f_{y_1y_2}(y_1, y) dy_1 dx_1, \quad (3.3)$$

Izrazi za združenu raspodelu anvelopa željenog signala i interferencije, koji su pod uticajem korelisanog Vejbulovog fedinga, imaju sledeće oblike [83]:

$$f_{x_1x_2}(x_1, x_2) = \frac{\beta_1 \beta_2 x_1^{\beta_1-1} x_2^{\beta_2-1}}{\Omega_{d_1} \Omega_{d_2} (1-\rho)} \exp\left(-\frac{1}{1-\rho} \left(\frac{x_1^{\beta_1}}{\Omega_{d_1}} + \frac{x_2^{\beta_2}}{\Omega_{d_2}}\right)\right) I_0\left(\frac{2\sqrt{\rho} \cdot x_1^{\beta_1/2} x_2^{\beta_2/2}}{(1-\rho)\sqrt{\Omega_{d_1} \Omega_{d_2}}}\right), \quad (3.4)$$

$$f_{y_1y_2}(y_1, y_2) = \frac{\beta_1 \beta_2 y_1^{\beta_1-1} y_2^{\beta_2-1}}{\Omega_{c_1} \Omega_{c_2} (1-\rho)} \exp\left(-\frac{1}{1-\rho} \left(\frac{y_1^{\beta_1}}{\Omega_{c_1}} + \frac{y_2^{\beta_2}}{\Omega_{c_2}}\right)\right) I_0\left(\frac{2\sqrt{\rho} \cdot y_1^{\beta_1/2} y_2^{\beta_2/2}}{(1-\rho)\sqrt{\Omega_{c_1} \Omega_{c_2}}}\right). \quad (3.5)$$

Nakon zamene združene funkcije gustine verovatnoće trenutnih vrednosti odnosa signal-interferencija na ulazu prijemnika u izraz (3.3) i nakon razvoja Beselovih funkcija u red [29, j-na. 8.447/1] i integraljenja [29, j-na 3.381/9] i [29, j-na 6.455/1], združena funkcija gustine verovatnoće anvelopa korisnog signala i interferencije na izlazu prijemnika sa selektivnim kombinovanjem dve grane je [28, j-na 5]

$$\begin{aligned}
f_{xy}(x, y) &= \beta_1^2 \exp\left[-\frac{1}{\Omega_{d_1}(1-\rho)} x^{\beta_1}\right] \exp\left[-\frac{1}{\Omega_{c_1}(1-\rho)} y^{\beta_1}\right] \\
&\times \sum_{i=0}^{\infty} \frac{1}{(i!)^2 (i+1)} \frac{x^{i\beta_1+\beta_1-1}}{\Omega_{d_1}^{i+1} \Omega_{d_2}^{i+1}} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{\rho^{j+i}}{(j!)^2} \frac{y^{j\beta_1+\beta_1-1}}{\Omega_{c_1}^{j+1} \Omega_{c_2}^{j+1}} \frac{\Gamma(i+j+2)(1-\rho)^{-j-i}}{\left(\frac{1}{\Omega_{c_2}} \left(\frac{y}{x}\right)^{\beta_2} + \frac{1}{\Omega_{d_2}}\right)^{i+j+2}} \\
&\times F_1\left(1, i+j+2; i+2; \frac{1}{\frac{\Omega_{d_2}}{\Omega_{c_2}} \left(\frac{y}{x}\right)^{\beta_2} + 1}\right) \left(\frac{y}{x}\right)^{(1+j)\beta_2} \\
&+ \beta_2^2 \exp\left[-\frac{1}{\Omega_{d_2}(1-\rho)} x^{\beta_2}\right] \exp\left[-\frac{1}{\Omega_{c_2}(1-\rho)} y^{\beta_2}\right] \\
&\times \sum_{m=0}^{\infty} \frac{1}{(m!)^2 (m+1)} \frac{x^{m\beta_2+\beta_2-1}}{\Omega_{d_1}^{m+1} \Omega_{d_2}^{m+1}} \\
&\times \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\rho^{n+m}}{(n!)^2} \frac{y^{n\beta_2+\beta_2-1}}{\Omega_{c_1}^{n+1} \Omega_{c_2}^{n+1}} \frac{\Gamma(m+n+2)(1-\rho)^{-n-m}}{\left(\frac{1}{\Omega_{c_1}} \left(\frac{y}{x}\right)^{\beta_1} + \frac{1}{\Omega_{d_1}}\right)^{m+n+2}} \\
&\times {}_2F_1\left(1, m+n+2; m+2; \frac{1}{\frac{\Omega_{d_1}}{\Omega_{c_1}} \left(\frac{y}{x}\right)^{\beta_1} + 1}\right) \left(\frac{y}{x}\right)^{(1+n)\beta_1}.
\end{aligned} \tag{3.6}$$

gde je ${}_2F_1(\alpha, \beta; \gamma; z)$ Gausova hipergeometrijska funkcija [29, j-na. (9.100)] a $\Gamma(\cdot)$ predstavlja gama funkciju [29, j-na. (8.310.1)].

Ako se trenutni odnos signal-interferencija na i -toj grani definiše kao $z=x/y$, $i=1,2$, njihova združena funkcija gustine verovatnoće biće:

$$f_z(z) = \int_0^{\infty} |J| f_{xy}(zy, y) dy = \int_0^{\infty} y f_{xy}(zy, y) dy, \tag{3.7}$$

pri čemu je Jakobijan transformacije

$$|J| = \left| \frac{dx}{dz} \right| = y. \tag{3.8}$$

Smenom izraza (3.5) u jednačinu (3.6) i nakon integraljenja [29, j-na. (3.326/2)] združena funkcija gustine verovatnoće trenutnih vrednosti odnosa signal-interferencija na izlazu iz prijemnika dobija sledeći oblik [28, j-na 7]:

$$f_z(z) = \sum_{i=0}^{\infty} \sum_{j=0}^{\infty} A_1 \frac{z^{(i+1)\beta_1 - (1+j)\beta_2 - 1}}{\left(\frac{1}{\Omega_{c_2} z^{\beta_2}} + \frac{1}{\Omega_{d_2}}\right)^{i+j+2}} \frac{1}{\left(\frac{z^{\beta_1}}{\Omega_{d_1}} + \frac{1}{\Omega_{c_1}}\right)^{i+j+2}} {}_2F_1 \left(1, i+j+2; i+2; \frac{1}{\frac{\Omega_{d_2}}{\Omega_{c_2}} \left(\frac{1}{z}\right)^{\beta_2} + 1} \right) + \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} A_2 \frac{z^{-(1+n)\beta_1 + (m+1)\beta_2 - 1}}{\left(\frac{1}{\Omega_{c_1}} \left(\frac{1}{z}\right)^{\beta_1} + \frac{1}{\Omega_{d_1}}\right)^{m+n+2}} \frac{1}{\left(\frac{z^{\beta_2}}{\Omega_{d_2}} + \frac{1}{\Omega_{c_2}}\right)^{m+n+2}} {}_2F_1 \left(1, m+n+2; m+2; \frac{1}{\frac{\Omega_{d_1}}{\Omega_{c_1}} \left(\frac{1}{z}\right)^{\beta_1} + 1} \right), \quad (3.9)$$

gde je:

$$A_1 = \frac{\beta_1 (1-\rho)^2}{(j!)^2 (i!)^2} \frac{\rho^{j+i}}{(i+1)} \frac{2\Gamma(i+j+2)}{\Omega_{d_1}^{i+1} \Omega_{d_2}^{i+1} \Omega_{c_1}^{j+1} \Omega_{c_2}^{j+1}}, \quad i$$

$$A_2 = \frac{\beta_2 (1-\rho)^2}{(m!)^2 (n!)^2} \frac{\rho^{n+m}}{(m+1)} \frac{2\Gamma(m+n+2)}{\Omega_{d_1}^{m+1} \Omega_{d_2}^{m+1} \Omega_{c_1}^{n+1} \Omega_{c_2}^{n+1}}.$$

3.1.2. Drugi pristup za izvođenje izraza za združenu funkciju gustine verovatnoće trenutne vrednosti odnosa signal-interferencija na izlazu iz prijemnika

U radu [107] predstavljen je matematički pristup kojim se preko izraza za kumulativnu funkciju raspodele trenutnog odnosa signal-interferencija na izlazu prijemnika sa selektivnim kombinovanjem direktno dolazi do konačnog izraza za funkciju gustine verovatnoće trenutne vrednosti odnosa signal-interferencija na izlazu prijemnika, koji je onda korišćen za analizu performansi sistema.

Funkcija gustine verovatnoće dobijena na ovaj način ima oblik [26, j-na 11]

$$\begin{aligned}
f_z(z) &= \sum_{i_1, i_2=0}^{\infty} \frac{\rho^{i_1+i_2} (1-\rho)^2 \Gamma^2(2+i_1+i_2)}{2(i_1!i_2!)^2 (S_1 S_2)^{1+i_1} (1+i_1)} z^{(\beta_1+\beta_2)(1+i_1)/2-1} \\
&\times \left\{ \beta_1 \beta_2 \left(1 + \frac{z^{\beta_1/2}}{S_1}\right)^{-i_1-i_2-2} \left(1 + \frac{z^{\beta_2/2}}{S_2}\right)^{-i_1-i_2-2} \right. \\
&\times \left. {}_2F_1\left(1+i_1, 2+i_1+i_2, 2+i_1, -\frac{z^{\beta_2/2}}{S_2}\right) {}_2F_1\left(1+i_1, 2+i_1+i_2, 2+i_1, -\frac{z^{\beta_1/2}}{S_1}\right) \right\}
\end{aligned} \tag{3.10}$$

gde $S_1 = \Omega_{d_1} / \Omega_{c_1}$ i $S_2 = \Omega_{d_2} / \Omega_{c_2}$ predstavljaju srednje vrednosti odnosa signal-interferencija na prvoj i drugoj ulaznoj grani prijemnika, respektivno.

S obzirom da konačni izrazi za funkciju gustine verovatnoće trenutne vrednosti odnosa signal-interferencija na izlazu prijemnika sa selektivnim kombinovanjem, dobijeni pomoću oba matematička pristupa sadrže beskonačne sume, konvergencija izraza je veoma bitna. U tabeli 3.1 prikazan je broj članova sume koje je potrebno sabrati u okviru izraza za funkciju gustine verovatnoće, koji su dobijeni korišćenjem dva matematička pristupa, kako bi se postigla željena tačnost na četvrtoj značajnoj decimali ako je: $\beta_1=2$, $\beta_2=3$ i $S=10$ dB.

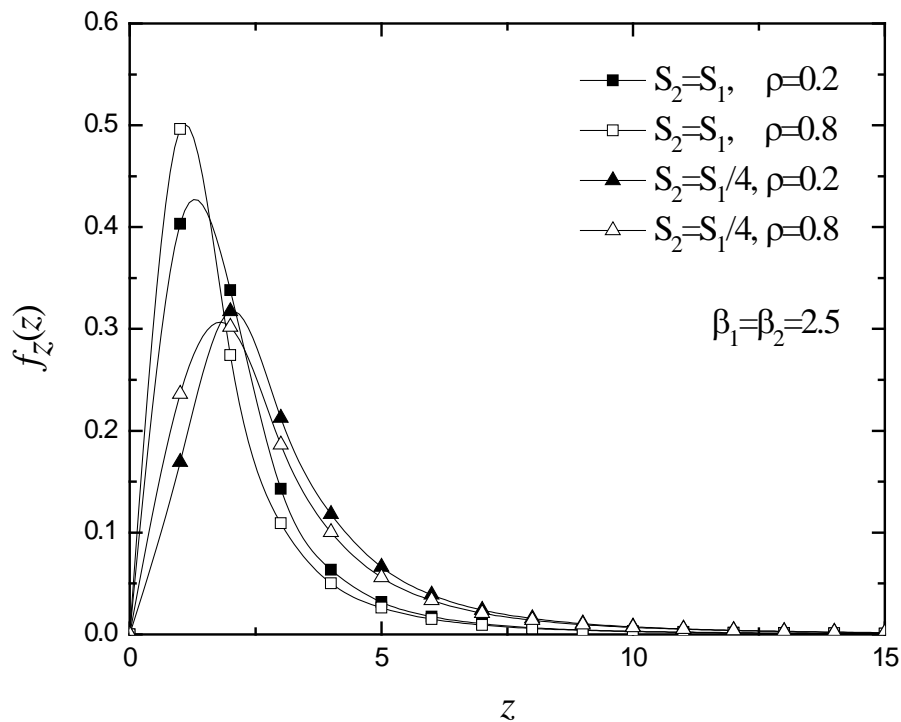
Tabela 3.1. Poređenje broja članova sume u izrazima (3.7) i (3.12), za funkciju gustine verovatnoće trenutnog odnosa signal-interferencija, na izlazu prijemnika sa selektivnim kombinovanjem signala, koji je potreban da bi se postigla zadovoljavajuća tačnost na četvrtoj značajnoj decimali

	$z = 5$		$z = 25$	
	jednačina (3.7)	jednačina (3.12)	jednačina (3.7)	jednačina (3.12)
$\rho=0.2$	4	6	5	6
$\rho=0.5$	12	13	13	15
$\rho=0.8$	34	34	34	41

Dobijeni rezultati pokazuju da vrednosti dobijene primenom jednačine (3.7) konvergiraju brže od vrednosti dobijene primenom jednačine (3.12), naročito za veće vrednosti odnosa anvelopa signala i interferencije na izlazu iz prijemnika sa selektivnim kombinovanjem, z , što jednačinu (3.7), odnosno novi matematički metod predstavljen u ovoj glavi, čini pogodnijom za korišćenje u analizi uticaja različitih parametara sistema na

performanse [28]. Potreban broj članova sume izrazito zavisi od koeficijenta korelacije. U slučaju kada je korelacija jača, neophodan je veći broj članova sume.

Funkcija gustine verovatnoće trenutnog odnosa signal-interferencija na izlazu diverziti prijemnika sa dve grane i selektivnom tehnikom kombinovanja signala koji koristi algoritam maksimalnog odnosa signal-nterferencija, za različite vrednosti koeficijenta korelacije i odnosa srednjih snaga korisnog signala i interferencije, za slučaj balansiranih ($S_1=S_2$) i slučaj nebalansiranih ($S_1=S_2/4$) grana, prikazana je na slici 3.2. Dobijeni rezultati pokazuju da u slučaju kada su grane balansirane, sa povećanjem rastojanja između grana diverziti prijemnika, povećava se i verovatnoća da je trenutni odnos signal-interferencija na izlazu prijemnika veći, što, kao rezultat, daje bolje performanse sistema. U slučaju kada grane nisu balansirane, taj odnos je manji, a manji je i uticaj promene rastojanja između grana prijemnika na vrednost funkcije gustine verovatnoće trenutnog odnosa signal-interferencija na izlazu diverziti prijemnika.



Slika 3.2. Funkcija gustine verovatnoće trenutne vrednosti odnosa signal- interferencija na izlazu prijemnika sa selektivnim kombinovanjem sa dve diverziti grane, koji koristi algoritam maksimalnog odnosa signal-interferencija za različite vrednosti koeficijenta korelacije, a za slučajeve kada su grane balansirane i nebalansirane i $\beta_1=\beta_2=2.5$

3.2. Analiza performansi sistema

3.2.1. Analiza statističkih karakteristika prvog reda

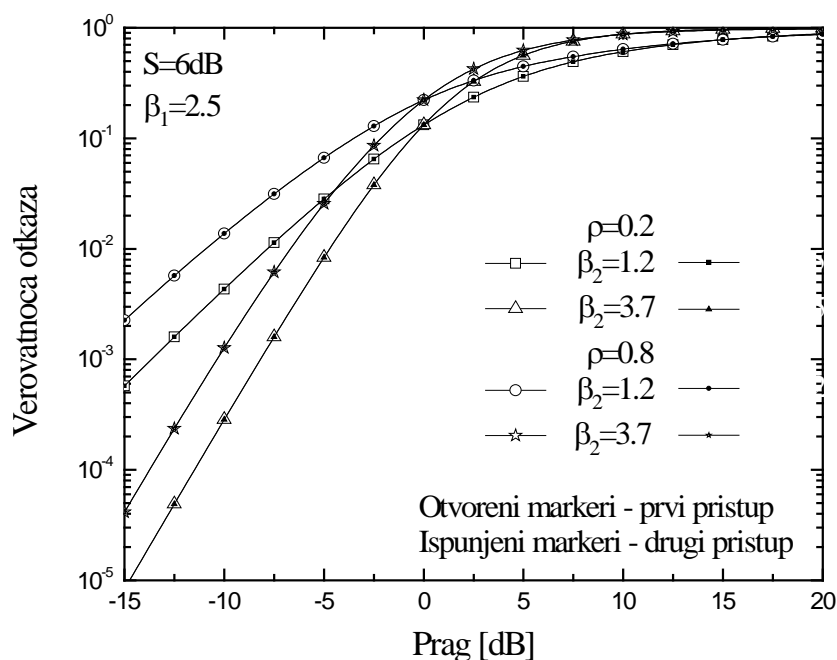
U ovoj glavi priloženi su rezultati za sledeće statističke karakteristike prvog reda: verovatnoća otkaza, verovatnoća greške, srednja vrednost odnosa signal-interferencija i kapacitet kanala, za slučaj kada je koristan signal u bežičnom telekomunikacionom kanalu izložen dejstvu Weibulovog fadinga i interferencije.

Na osnovu izraza (3.10), izračunati su i predstavljeni numerički rezultati na osnovu kojih će se ispitivati uticaj različitih parametara sistema na performanse sistema. Pored toga, biće poređeni rezultati dobijeni pomoću dva matematička metoda predstavljena u poglavlju 3.1.

Verovatnoća otkaza sistema predstavlja veličinu koja je od velikog značaja za projektovanje bežičnih telekomunikacionih sistema, a posebno u slučaju kada postoji kanalna interferencija. Verovatnoća otkaza sistema za prag vrednosti z_{th} određuje se rešavanjem integrala:

$$P_{out} = P_R(z < z_{th}) = \int_0^{z_{th}} f_z(z) dz = F_z(z_{th}). \quad (3.11)$$

Na slici 3.3 prikazana je verovatnoća otkaza sistema u zavisnosti od vrednosti praga z_{th} , za različite vrednosti koeficijenta korelacije i oštine fadinga, za slučaj kada su grane prijemnika balansirane $S_1=S_2=S$. Sa dobijenih grafika može se videti da verovatnoća otkaza opada sa povećanjem vrednosti Weibulovog parametra za negativne vrednosti praga. Za pozitivne vrednosti praga, kada je željeni signal dominantniji, performanse sistema se pogoršavaju sa smanjem oštine fadinga. Sa povećanjem koeficijenta korelacije, tj. sa smanjenjem rastojanja između grana sistema, povećava se i verovatnoća otkaza sistema.

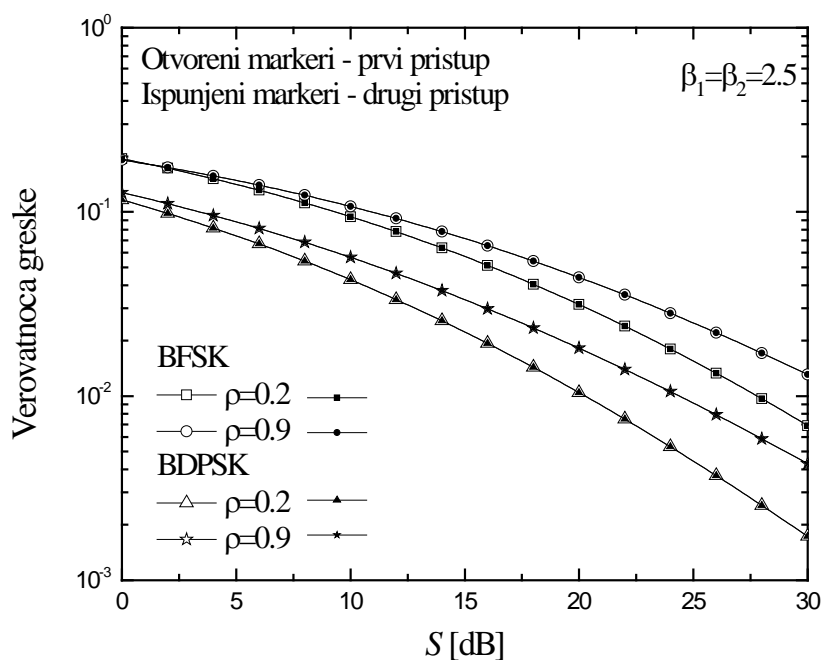


Slika 3.3. Verovatnoća otkaza prijmnika sa selektivnim kombinovanjem sa dve balansirane grane, koji koristi algoritam maksimalnog odnosa signal-interferencija pri odlučivanju za različite vrednosti koeficijenta korelacije i oštine fedinga u funkciji praga

Verovatnoća greške je još jedna važna veličina za opisivanje ponašanja sistema u okruženju sa fedingom i dobija se usrednjavanjem uslovne verovatnoće greške. Verovatnoće greške za BDPSK i nekoherentnu BFSK modulaciju se određuju iz relacije

$$P_e = \frac{1}{2} \int_0^{\infty} \exp(-gz^2) f_z(z) dz, \quad (3.12)$$

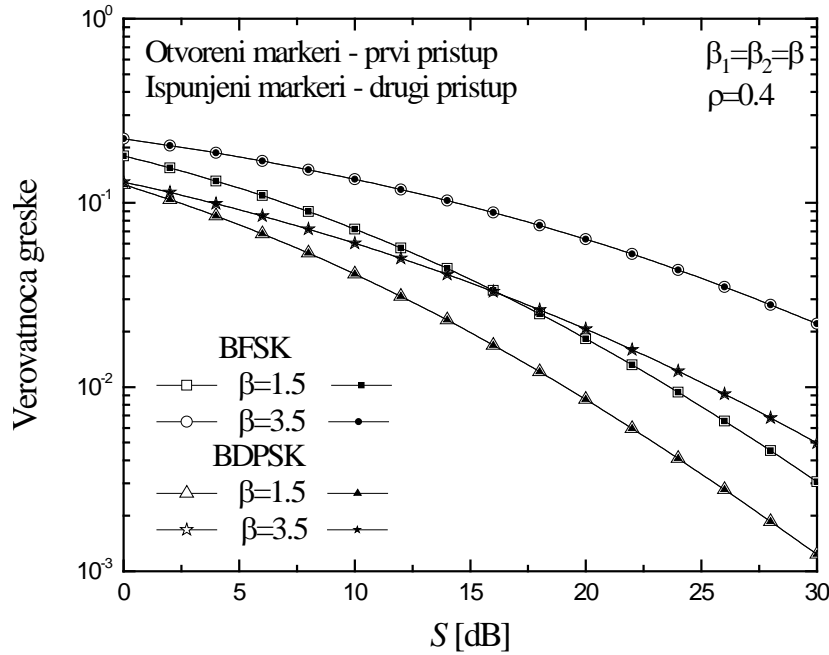
pri čemu je $g=1$ za slučaj BDPSK modulacije i $g=1/2$ za slučaj nekoherentne BFSK modulacije.



Slika 3.4. Verovatnoća greške prijemnika sa selektivnim kombinovanjem signala sa dve balansirane grane u funkciji odnosa srednjih snaga korisnog signala i interferencije, za različite vrednosti koeficijenta korelacije i $\beta_1=\beta_2=2.5$, kada se koriste BFSK i BDPSK modulacione tehnike

Na slici 3.4 može se pratiti uticaj koeficijenta korelacije na verovatnoću greške balansirano prijemnika sa selektivnim kombinovanjem signala sa dve grane u funkciji odnosa srednjih snaga korisnog signala i interferencije. Razmatraju se slučajevi kada se koriste BFSK i BDPSK modulaciona tehnika. Rezultati pokazuju da su performanse sistema bolje u slučaju kada su prijemne antene na većoj udaljenosti jedna od druge, tj. kada je vrednost korelacionog koeficijenta manja. Može se primetiti da sistem koji koristi BDPSK modulaciju ima bolje karakteristike od sistema koji koristi BFSK modulaciju.

Na slici 3.5 prikazan je uticaj odnosa srednjih snaga korisnog signala i interferencije na verovatnoću greške balansirano prijemnika sa selektivnim kombinovanjem signala sa dve grane, koji koristi algoritam maksimalnog odnosa signal-interferencije pri odlučivanju, za različite vrednosti Vejbulovog parametra. Implementacijom BDPSK modulacione tehnike obezbeđuje se manja verovatnoća greška u poređenju sa BFSK modulacionom tehnikom.



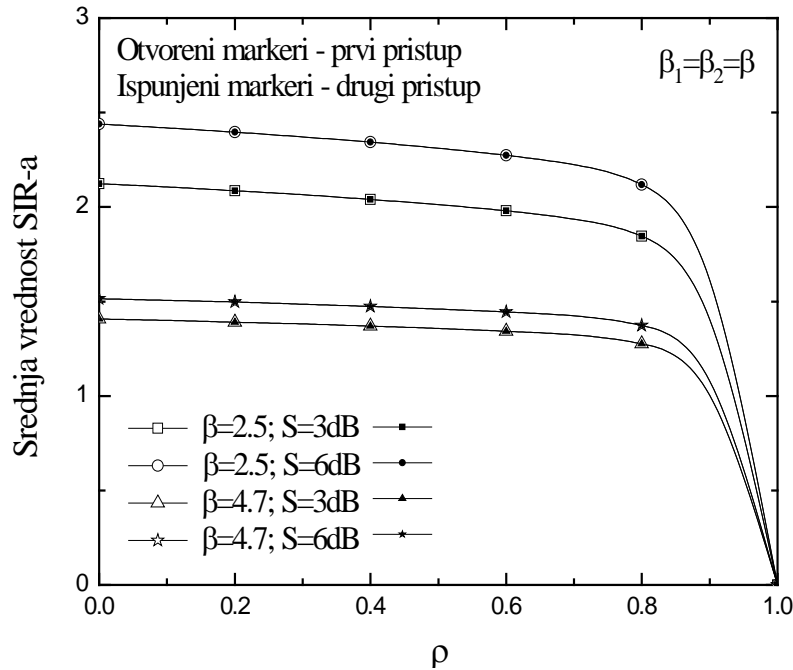
Slika 3.5. Verovatnoća greške prijemnika sa selektivnim kombinovanjem signala sa dve grane u funkciji odnosa srednjih snaga korisnog signala i interferencije, za različite vrednosti oštine fedinga i $\rho=0.4$, kada se koriste BFSK i BDPSK modulacione tehnike

S obzirom da se u ovoj doktorskoj disertaciji razmatra scenario u kome je nivo šuma zanemarljiv u odnosu na kanalnu interferenciju, prvi moment odnosa signal-interferencija od velikog je značaja pri projektovanju sistema. Prvi moment predstavlja srednju vrednost odnosa signal-interferencija i određuje se iz relacije:

$$\bar{z} = z_1 = \int_0^{\infty} z f_z(z) dz. \quad (3.13)$$

Slika 3.6 ilustruje uticaj koeficijenta korelacije na srednju vrednost odnosa signal-interferencija na izlazu balansiranog prijemnika sa selektivnim kombinovanjem signala sa dve grane, koji koristi algoritam maksimalnog odnosa signal-interferencija pri odlučivanju, za različite vrednosti oštine fedinga i odnosa srednjih snaga korisnog signala i interferencije. Performanse sistema se poboljšavaju kako se odnos srednjih snaga korisnog signala i interferencije povećava, što je i očekivano, a uticaj ovog parametra izraženiji je u sredinama sa većom oštrinom fedinga. Sa smanjenjem rastojanja između grana diverziti sistema, srednja vrednost odnosa signal-interferencija opada, što za posledicu ima pogoršanje karaktersitika sistema, koje je naročito izraženo pri većim vrednostima koeficijenta korelacije. Srednja vrednost odnosa signal-interferencija opada i sa smanjenjem oštine fedinga. U radu [91]

objašnjeno je da do ove pojave dolazi jer se za manje vrednosti Weibulovih parametara povećava verovatnoća da će trenutni odnos signal-interferencija na izlazu prijemnika uzeti veću vrednost. Slični zaključci izvedeni su i u radu [79] za Weibulovo i u radovima [37] i [39] za Nakagami- m okruženje.



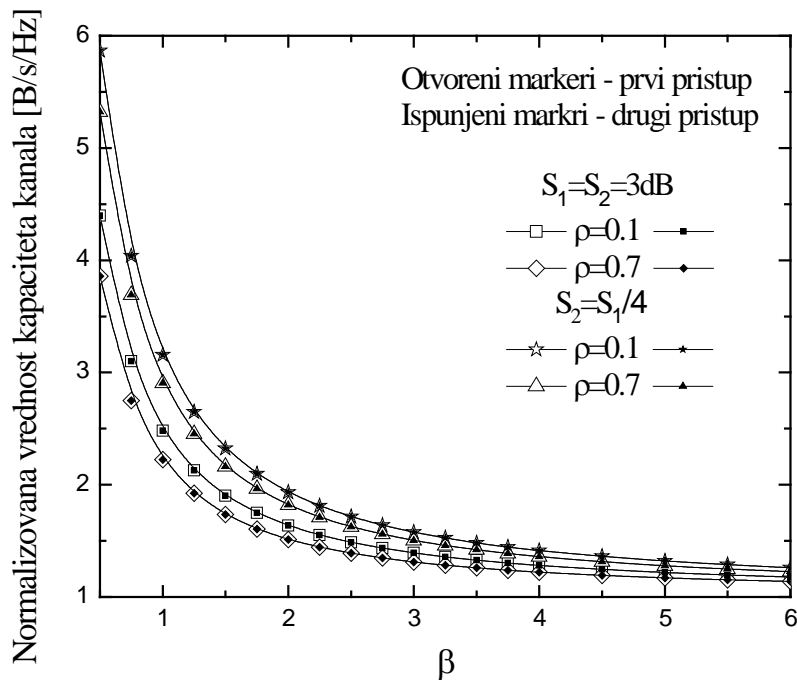
Slika 3.6. Srednja vrednost odnosa signal-interferencija u funkciji koeficijenta korelacije na izlazu selektivnog prijemnika sa dve grane, koji koristi algoritam maksimalnog odnosa signal-interferencija pri odlučivanju, za različite oštine fedinga i odnose snaga korisnog signala i interferencije

Pod važne parametre bežičnog telekomunikacionog sistema spada i normalizovana srednja vrednost kapaciteta kanala. Ona se određuje iz relacije

$$\frac{\bar{C}_z}{BW} = \int_0^{\infty} \log_2(1+z) f_z(z) dz. \quad (3.14)$$

Normalizovana srednja vrednost kapaciteta kanala prijemnika sa selektivnim kombinovanjem, koji koristi algoritam maksimalnog odnosa signal-interferencija pri odlučivanju, prikazana je na slici 3.7. Rezultati su prikazani za različite vrednosti korelacionog koeficijenta za slučaj kada su grane balansirane i za slučaj kada grane nisu balansirane. Kapacitet kanala je veći kada je korelacija među granama manja i za manje vrednosti Weibulovog parametra. Za fiksne vrednosti korelacionog koeficijenta i Weibulovog

parametra, kapacitet kanala je najveći kada su grane sistema balansirane a snaga korisnog signala veća, što odgovara slučaju sa slike kada je $S_1=S_2=12\text{dB}$.



Slika 3.7. Normalizovana vrednost kapaciteta kanala prijemnika sa selektivnim kombinovanjem signala sa dve grane u funkciji oštine fedinga, za različite vrednosti koeficijenta korelacije u slučajevima kada su grane balansirane i ne balansirane

Na svim prikazanim primerima može se primetiti da postoji izuzetno dobro slaganje rezultata dobijenih primenom oba matematička pristupa.

3.2.2. Analiza statističkih karakteristika drugog reda

Statističke veličine drugog reda, učestanost preseka nivoa i srednje trajanje fedinga, opisuju ponašanje signala u vremenu. Za njihovo određivanje potrebno je poznavati združenu raspodelu signala i njegovog izvoda u vremenu. Za prijemnik sa selektivnim kombinovanjem sa dve nekorelisane grane, predstavljeni su numerički rezultati za učestanost preseka nivoa i srednje trajanje fedinga, dobijeni na osnovu analitičkog izraza za združenu raspodelu signala i njegovog izvoda, koji je izveden u ovoj doktorskoj disertaciji. U prenosnom kanalu signal je izložen dejstvu interferencije i uticaju Vejbulovog fedinga a za odabir signala koristi se algoritam maksimalnog odnosa signal-interferencija.

Za prijemnik sa dve grane, koji koristi algoritam maksimalnog odnosa signal-interferencija pri izboru signala, združena funkcija gustine raspodele anvelope korisnog signala, odgovarajuće interferencije i njihovih izvoda dobija se kao:

$$p_{x\dot{x}y\dot{y}}(x, \dot{x}, y, \dot{y}) = p_{x_1\dot{x}_1}(x, \dot{x}) p_{y_1\dot{y}_1}(y, \dot{y}) \int_0^{\infty} p_{x_2}(x_2) dx_2 \int_{\frac{y}{x_2}}^{\infty} p_{y_2}(y_2) dy_2 \\ + p_{x_2\dot{x}_2}(x, \dot{x}) p_{y_2\dot{y}_2}(y, \dot{y}) \int_0^{\infty} p_{x_1}(x_1) dx_1 \int_{\frac{y}{x_1}}^{\infty} p_{y_1}(y_1) dy_1. \quad (3.15)$$

Funkcije gustine verovatnoće anvelope korisnog signala i interferencije izložene uticaju Wejbulovog fedinga na pojedinim granama su:

$$p_x(x) = \frac{\beta_d x^{\beta_d - 1}}{\Omega_d} \exp\left(-\frac{x^{\beta_d}}{\Omega_d}\right), \quad x \geq 0 \quad (3.16)$$

$$p_y(y) = \frac{\beta_c y^{\beta_c - 1}}{\Omega_c} \exp\left(-\frac{y^{\beta_c}}{\Omega_c}\right), \quad y \geq 0. \quad (3.17)$$

Da bi odredili statističke karakteristike drugog reda predloženog sistema, neophodno je odrediti združenu funkciju gustine verovatnoće anvelope signala i njegovog izvoda. Signal i njegov izvod su nezavisni pa je njihova združena raspodela proizvod gustine verovatnoće korisnog signala i gustine verovatnoće interferencije.

Za Rejljev feding važi

$$f_{r\dot{r}}(r, \dot{r}) = \frac{2r}{\Omega} e^{-\frac{r^2}{\Omega}} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} e^{-\frac{\dot{r}^2}{2\sigma^2}}. \quad (3.18)$$

Wejbulova promenljiva dobija se na osnovu Rejljeve, smenom:

$$x = r^{\frac{2}{\beta}} \quad \Rightarrow \quad r = x^{\frac{\beta}{2}} \\ \dot{x} = \frac{2}{\beta} r^{\frac{2}{\beta} - 1} \dot{r} \quad \Rightarrow \quad \dot{r} = \frac{\beta}{2} x^{\frac{\beta-1}{2}} \dot{x}.$$

Združena raspodela Wejbulovog signala i njegovog izvoda ima oblik

$$f_{x\dot{x}}(x, \dot{x}) = |J| f_{r\dot{r}}\left(x^{\frac{\beta}{2}}, \frac{\beta}{2} x^{\frac{\beta-1}{2}} \dot{x}\right), \quad (3.19)$$

gde je $|J|$ Jakobijan transformacije,

$$|J| = \begin{vmatrix} \frac{dr}{dx} & \frac{dr}{d\dot{x}} \\ \frac{d\dot{r}}{dx} & \frac{d\dot{r}}{d\dot{x}} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \frac{\beta}{2} x^{\frac{\beta}{2}-1} & 0 \\ 0 & \frac{\beta}{2} x^{\frac{\beta}{2}-1} \end{vmatrix} = \frac{\beta^2}{4} x^{\beta-2} . \quad (3.20)$$

Združena raspodela anvelope signala i njenog izvoda je

$$f_{x\dot{x}}(x, \dot{x}) = \frac{\beta_d^2}{2} \frac{1}{\Omega_d} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_d} x^{\beta_d + \frac{\beta_d}{2} - 2} e^{-\frac{1}{2\sigma_d^2} \left(\frac{\beta_d^2}{4} x^{\beta_d-2} \dot{x}^2 \right)} e^{-\frac{x^{\beta_d}}{\Omega_d}} . \quad (3.21)$$

Na isti način dobija se i združena raspodela anvelope interferencije i njenog izvoda i ima oblik:

$$f_{y\dot{y}}(y, \dot{y}) = \frac{\beta_c^2}{2} \frac{1}{\Omega_c} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_c} y^{\beta_c + \frac{\beta_c}{2} - 2} e^{-\frac{1}{2\sigma_c^2} \left(\frac{\beta_c^2}{4} y^{\beta_c-2} \dot{y}^2 \right)} e^{-\frac{y^{\beta_c}}{\Omega_c}} . \quad (3.22)$$

Zamenom dobijenih izraza u početni izraz za združenu raspodelu anvelopa korisnih signala, odgovarajućih interferencija i njihovih izvoda dobija se:

$$\begin{aligned}
f_{x\dot{x}y\dot{y}}(x, \dot{x}, y, \dot{y}) &= \frac{\beta^4}{8\pi} \frac{1}{\Omega_{d_1}} \frac{1}{\Omega_{d_2}} \frac{1}{\Omega_{c_1}} \frac{1}{\Omega_{c_2}} \frac{1}{\sigma_d \sigma_c} x^{\frac{\beta}{2}-2} \exp\left[-\frac{\beta^2}{8\sigma_d^2} x^{\beta-2} \dot{x}^2\right] \exp\left[-\frac{x^\beta}{\Omega_{d_1}}\right] \\
&\times y^{\frac{5\beta}{2}-2} \exp\left[-\frac{\beta^2}{8\sigma_c^2} y^{\beta-2} \dot{y}^2\right] \exp\left[-\frac{y^\beta}{\Omega_{c_1}}\right] \\
&\times \Gamma(2) \left(\frac{1}{\Omega_{c_2}} \frac{y^\beta}{x^\beta} + \frac{1}{\Omega_{d_2}} \right)^{-2} {}_2F_1 \left(1, 2; 2; \frac{1}{\Omega_{d_2} \left(\frac{1}{\Omega_{c_2}} \frac{y^\beta}{x^\beta} + \frac{1}{\Omega_{d_2}} \right)} \right) \\
&+ \frac{\beta^4}{8\pi} \frac{1}{\Omega_{d_1}} \frac{1}{\Omega_{d_2}} \frac{1}{\Omega_{c_1}} \frac{1}{\Omega_{c_2}} \frac{1}{\sigma_d \sigma_c} x^{\frac{\beta}{2}-2} \exp\left[-\frac{\beta^2}{8\sigma_d^2} x^{\beta-2} \dot{x}^2\right] \exp\left[-\frac{x^\beta}{\Omega_{d_2}}\right] \\
&\times y^{\frac{5\beta}{2}-2} \exp\left[-\frac{\beta^2}{8\sigma_c^2} y^{\beta-2} \dot{y}^2\right] \exp\left[-\frac{y^\beta}{\Omega_{c_2}}\right] \\
&\times \Gamma(2) \left(\frac{1}{\Omega_{c_1}} \frac{y^\beta}{x^\beta} + \frac{1}{\Omega_{d_1}} \right)^{-2} {}_2F_1 \left(1, 2; 2; \frac{1}{\Omega_{d_1} \left(\frac{1}{\Omega_{c_1}} \frac{y^\beta}{x^\beta} + \frac{1}{\Omega_{d_1}} \right)} \right)
\end{aligned} \tag{3.23}$$

Ukoliko se odnos signala i interferencije obeleži sa z ,

$$z = \frac{x}{y}, \text{ onda je: } x = zy.$$

Kada se potraže izvodi leve i desne strane prethodna dva izraza, dobijaju se relacije:

$$\dot{z} = \frac{\dot{x}}{y} - \frac{x\dot{y}}{y^2} \quad \text{i} \quad \dot{x} = \dot{z}y + z\dot{y},$$

pa je:

$$f_{z\dot{z}}(z\dot{z}/y\dot{y}) = |J| f_{x\dot{x}}(zy, \dot{z}y + z\dot{y}). \tag{3.24}$$

Združena funkcija gustine verovatnoće trenutnog odnosa signal-interferencija i njenog izvoda računa se prema jednačini

$$f_{z\dot{z}}(z, \dot{z}) = \int_0^\infty \int_{-\infty}^\infty |J| f_{x\dot{x}}(zy, \dot{z}y + z\dot{y}, y, \dot{y}) d\dot{y} dy, \tag{3.25}$$

gde je Jakobijan transformacije

$$|J| = \begin{vmatrix} \frac{dx}{dz} & \frac{dx}{d\dot{z}} \\ \frac{dy}{dz} & \frac{dy}{d\dot{z}} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} y & 0 \\ \dot{y} & y \end{vmatrix} = y^2.$$

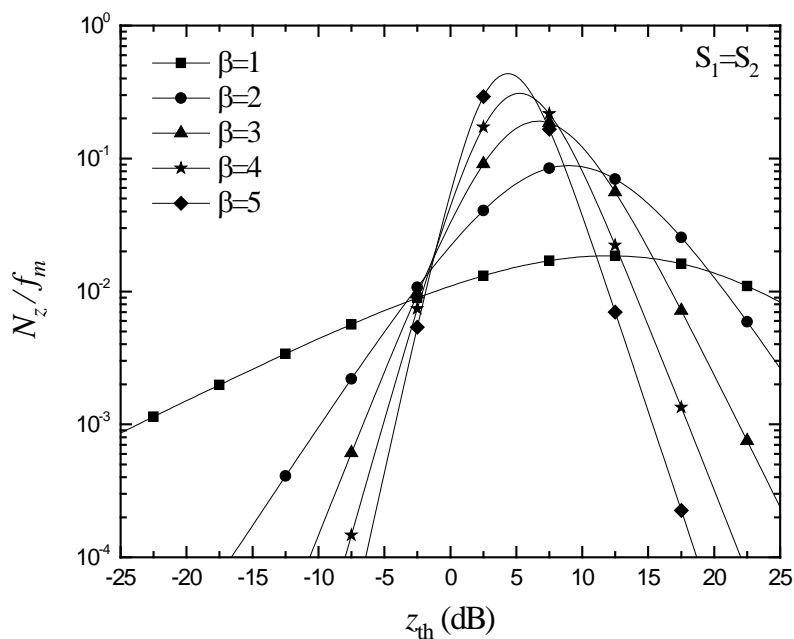
Nakon smene izraza za Jakobijan transformacije i nakon integraljenja [34, j-na 3.323/2 i 3.326/2] dobija se konačni izraz za združenu funkciju gustine verovatnoće trenutnog odnosa signal-interferencija i njenog izvoda na izlazu prijemnika sa selektivnim kombinovanjem sa dve grane, koji koristi algoritam maksimalnog odnosa signal-interferencija prilikom odlučivanja:

$$\begin{aligned} p_{z\dot{z}}(z, \dot{z}) &= \frac{\beta^2}{\sqrt{8\pi}} \frac{1}{\Omega_{d_1}} \frac{1}{\Omega_{d_2}} \frac{1}{\Omega_{c_1}} \frac{1}{\Omega_{c_2}} \frac{1}{\sigma_d \sigma_c} z^{\frac{\beta}{2}-2} \left(\frac{1}{\sigma_c^2} + \frac{1}{\sigma_d^2} z^\beta \right)^{-\frac{1}{2}} \\ &\times \Gamma(2) \Gamma\left(\frac{5}{2}\right) \left(\frac{1}{\Omega_{c_2}} \frac{1}{z^\beta} + \frac{1}{\Omega_{d_2}} \right)^{-2} {}_2F_1 \left(1, 2; 2; \frac{1}{\Omega_{d_2} \left(\frac{1}{\Omega_{c_2}} \frac{1}{z^\beta} + \frac{1}{\Omega_{d_2}} \right)} \right) \\ &\times \left(\frac{1}{\Omega_{c_1}} + \frac{z^\beta}{\Omega_{d_1}} - \frac{\beta^2}{8\sigma_d^2} \dot{z}^2 \left(\frac{1}{\sigma_d^2} z^{2\beta-2} \left(\frac{1}{\sigma_c^2} + \frac{1}{\sigma_d^2} z^\beta \right)^{-1} - z^{\beta-2} \right) \right)^{\frac{5}{2}} \\ &+ \frac{\beta^2}{\sqrt{8\pi}} \frac{1}{\Omega_{d_1}} \frac{1}{\Omega_{d_2}} \frac{1}{\Omega_{c_1}} \frac{1}{\Omega_{c_2}} \frac{1}{\sigma_d \sigma_c} z^{\frac{\beta}{2}-2} \left(\frac{1}{\sigma_c^2} + \frac{z^\beta}{\sigma_d^2} \right)^{-\frac{1}{2}} \\ &\times \Gamma(2) \Gamma\left(\frac{5}{2}\right) \left(\frac{1}{\Omega_{c_1}} \frac{1}{z^\beta} + \frac{1}{\Omega_{d_1}} \right)^{-2} {}_2F_1 \left(1, 2; 2; \frac{1}{\Omega_{d_1} \left(\frac{1}{\Omega_{c_1}} \frac{1}{z^\beta} + \frac{1}{\Omega_{d_1}} \right)} \right) \\ &\times \left(\frac{1}{\Omega_{c_2}} + \frac{z^\beta}{\Omega_{d_2}} - \frac{\beta^2}{8\sigma_d^2} \dot{z}^2 \left(\frac{1}{\sigma_d^2} z^{2\beta-2} \left(\frac{1}{\sigma_c^2} + \frac{z^\beta}{\sigma_d^2} \right)^{-1} - z^{\beta-2} \right) \right)^{\frac{5}{2}} \end{aligned} \quad (3.26)$$

Numerički rezultati dobijeni za učestanost preseka nivoa koristeći formulu (3.11) i srednje trajanje fedinga na osnovu formule (3.12), analizirani su u ovom poglavlju.

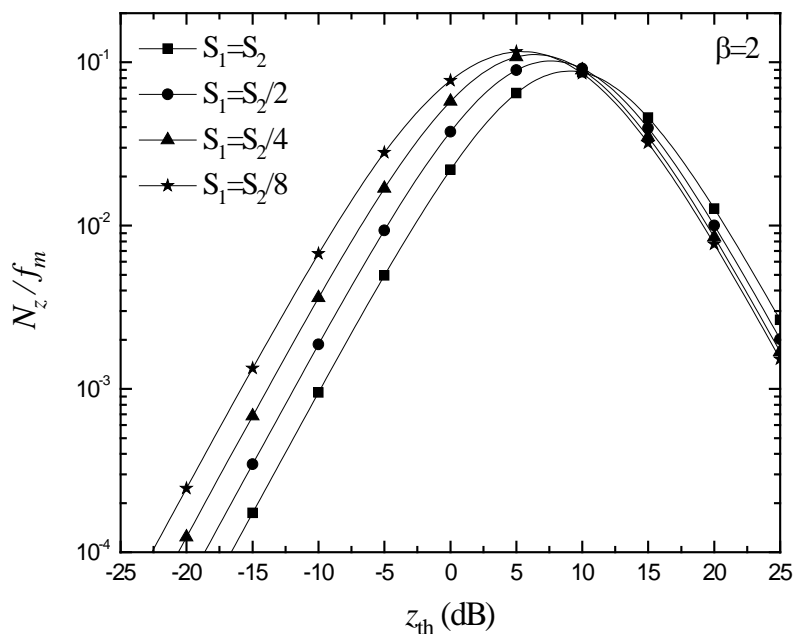
Na slikama 3.8 i 3.9 prikazana je zavisnost normalizovane vrednosti učestanosti preseka nivoa, N_z / f_m , od praga, $z_{th} = z$, koji predstavlja odnos anvelopa korisnog signala i interferencije za različite vrednosti parametara sistema i sredine. U slučaju kada su grane

balansirane, sa povećanjem praga raste srednja učestanost preseka nivoa dok ne dostigne svoju maksimalnu vrednost, a zatim opada. Za manje vrednosti oštine fedinga, odnosno veće vrednosti Weibulovog parametra, fluktuacije su učestalije a rastojanje između krivih manje, što znači da je u tom slučaju uticaj balansiranosti grana manji. Kako se odnos srednjih snaga korisnog signala i interferencije na jednoj grani smanjuje u poređenju sa istim odnosom na drugoj grani, normalizovane vrednosti učestanosti preseka nivoa se povećavaju. U našem primeru na slici 3.9 fluktuacija signala je najveća u slučaju kada je $S_2=S_1/8$.

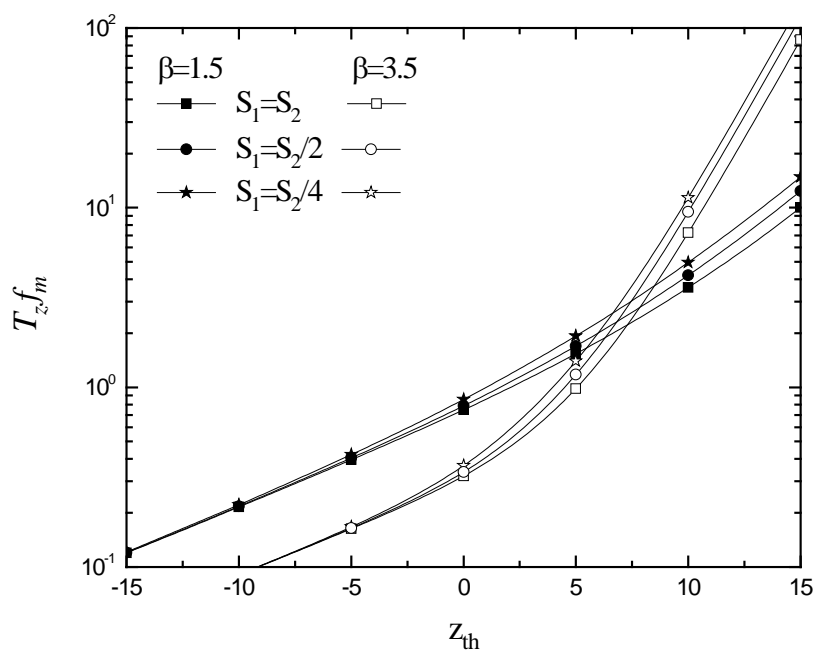


Slika 3.8. Zavisnost normalizovane vrednosti učestanosti preseka nivoa od praga prijmnika sa selektivnim kombinovanjem signala sa dve balansirane grane, za različite vrednosti oštine fedinga

Uticaj oštine fedinga i balansiranosti grana prijmnika sa selektivnim kombinovanjem signala na srednje trajanje fedinga prikazan je na slici 3.10. Zavisnost srednjeg trajanja fedinga od praga je približno linearna funkcija za manje vrednosti Weibulovog parametra. Očigledno je da je za manje vrednosti praga, srednje trajanje fedinga veće pri manjoj oštini fedinga, dok je za veće vrednosti praga situacija obrnuta. Uticaj balansiranosti grana sistema na srednje trajanje fedinga je mali.



Slika 3.9. Zavisnost normalizovane vrednosti učestanosti preseka nivoa od praga prijemnika sa selektivnim kombinovanjem signala sa dve grane, za različite nivoe balansiranosti grana kada je $\beta=2$



Slika 3.10. Normalizovana vrednost srednjeg trajanja fedinga u funkciji praga praga prijemnika sa selektivnim kombinovanjem signala sa dve grane, za različite vrednosti oštine fedinga i balansiranosti grana

4. DIVERZITI PRIJEMNIK SA SELEKTIVNOM TEHNIKOM KOMBINOVANJA SIGNALA KOJI KORISTI ALGORITAM MAKSIMALNOG KORISNOG SIGNALA

U okviru ove glave analiziran je diverziti sistem sa selektivnom tehnikom kombinovanja signala koji koristi algoritam maksimalnog korisnog signala (DS algoritam) u kanalu u kome su i korisni signal i interferencija korelisani i izloženi Vejbulovom fedingu. Ovaj algoritam podrazumeva da se na izlaz prosleđuje signal sa one grane na kojoj je, u tom trenutku, najveća vrednost korisnog signala. Da bi se ovaj algoritam primenio, potrebno je identifikovati i izdvojiti kako korisni signal tako i interferenciju. Ovo se postiže korišćenjem različitih pilota uz svaki od signala [35].

Bežični telekomunikacioni sistemi sa selektivnim kombinovanjem sa dve korelisane grane koji koristi algoritam maksimalnog korisnog signala pri odabiru, analizirani su koristeći Nakagami- m model u radovima [57], [67] i [123], Rejljev model u radu [134], Rajs/Rejljev model (Rajsovom raspodelom se modeluje korisni signal dok se interferencija modeluje Rejljevom raspodelom) u radovima [53], [61], [64], [65] i [68], Rajs/Nakagami u radu [63] i Vejbulov model u radovima [27] i [71]. U radovima [31], [89], [90], [92] i [93] analiziran je sistem sa selektivnim kombinovanjem koji koristi algoritam maksimalnog korisnog signala pri odlučivanju, u Vejbulovom feding okruženju, kada se na prijemu nalaze tri korelisane grane.

4.1. Modelovanje sistema sa dva ulaza u prisustvu Weibulovog fadinga i interferencije

Kao i u prethodnom poglavlju, posmatra se diverziti sistem sa selektivnim kombinovanjem signala i dve korelisane grane, čija je blok šema prikazana na slici 3.1, pri čemu su i korisni signal i interferencija modelovani Weibulovim fadingom.

Združene funkcije gustine verovatnoće anvelopa korisnog signala i interferencije na ulazu prijemnika sa dve grane, u okruženju sa Weibulovim fadingom su [83, j-na 11]:

$$f_{x_1x_2}(x_1, x_2) = \frac{\beta_1 \beta_2 x_1^{\beta_1-1} x_2^{\beta_2-1}}{\Omega_{d_1} \Omega_{d_2} (1-\rho)} \exp \left[-\frac{1}{1-\rho} \left(\frac{x_1^{\beta_1}}{\Omega_{d_1}} + \frac{x_2^{\beta_2}}{\Omega_{d_2}} \right) \right] I_0 \left(\frac{2\sqrt{\rho} x_1^{\beta_1/2} x_2^{\beta_2/2}}{(1-\rho) \sqrt{\Omega_{d_1} \Omega_{d_2}}} \right), \quad (4.1)$$

$$f_{y_1y_2}(y_1, y_2) = \frac{\beta_1 \beta_2 y_1^{\beta_1-1} y_2^{\beta_2-1}}{\Omega_{c_1} \Omega_{c_2} (1-\rho)} \exp \left[-\frac{1}{1-\rho} \left(\frac{y_1^{\beta_1}}{\Omega_{c_1}} + \frac{y_2^{\beta_2}}{\Omega_{c_2}} \right) \right] I_0 \left(\frac{2\sqrt{\rho} y_1^{\beta_1/2} y_2^{\beta_2/2}}{(1-\rho) \sqrt{\Omega_{c_1} \Omega_{c_2}}} \right), \quad (4.2)$$

gde je ρ korelacioni koeficijent, β_i Weibulov fading parametar, a $\Omega_{d_i} = \overline{x_i^{\beta_i}}$ i $\Omega_{c_i} = \overline{y_i^{\beta_i}}$ predstavljaju srednje snage korisnog signala i interferencije na i -toj prijemnoj grani, respektivno. $I_n(\cdot)$ je modifikovana Beselova funkcija prve vrste n -tog reda [29, j-na. (8.445)].

Prvo se razmatra diverziti prijemnik sa selektivnim kombinovanjem signala sa dva ulaza, koji odluku o izboru grane donosi na osnovu algoritma maksimalne snage korisnog signala. U tom slučaju treba da bude zadovoljen jedan od sledećih uslova:

1. $x_1 > x_2 \Rightarrow x_1 = x, \quad y_1 = y$
2. $x_2 > x_1 \Rightarrow x_2 = x, \quad y_2 = y$

Kada su prethodna dva uslova zadovoljena, združena funkcija gustine verovatnoće anvelopa korisnog signala i interferencije na izlazu prijemnika sa dve grane može se sračunati iz sledeće relacije

$$f_{xy}(x, y) = \int_0^x \int_0^x f_{x_1x_2}(x, x_2) f_{y_1y_2}(y, y_2) dx_2 dy_2 + \int_0^x \int_0^x f_{x_1x_2}(x_1, x) f_{y_1y_2}(y_1, y) dx_1 dy_1. \quad (4.3)$$

Nakon razvoja Beselovih funkcija u red [29, j-na. 8.447/1] i integraljenja koristeći jednačinu [29, j-na 3.381/8], združena funkcija gustine verovatnoće anvelopa korisnog

signala i interferencije na izlazu selektivnog prijemnika sa dve grane, koji koristi algoritam maksimalne snage korisnog signala, je [32, j-na 4]

$$\begin{aligned}
f_{xy}(x, y) &= y^{\beta_3-1} \sum_{i=0}^{\infty} \frac{\beta_1 \beta_3}{\Omega_{d_1}^{i+1} \Omega_{c_1}} \frac{x^{i\beta_1+\beta_1-1}}{(i!)^2} \exp \left[-\frac{1}{(1-\rho)\Omega_{d_1}} x^{\beta_1} - \frac{1}{\Omega_{c_1}} y^{\beta_3} \right] \\
&\times \frac{\rho^i}{(1-\rho)^i} \gamma \left(i+1, \frac{1}{(1-\rho)\Omega_{d_2}} x^{\beta_2} \right) + y^{\beta_4-1} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{\beta_2 \beta_4}{\Omega_{d_2}^{j+1} \Omega_{c_2}} \frac{x^{j\beta_2+\beta_2-1}}{(j!)^2} \\
&\times \exp \left[-\frac{1}{(1-\rho)\Omega_{d_2}} x^{\beta_2} - \frac{1}{\Omega_{c_2}} y^{\beta_4} \right] \frac{\rho^j}{(1-\rho)^j} \gamma \left(j+1, \frac{1}{(1-\rho)\Omega_{d_1}} x^{\beta_1} \right).
\end{aligned} \tag{4.4}$$

gde $\gamma(a, b)$ predstavlja nepotpunu gama funkciju [29, j-na 8.350/1].

Ako se sa z obeleži trenutni odnos anvelopa signala i interferencije na izlazu iz prijemnika sa selektivnim kombinovanjem na i -toj grani, onda se združena funkcija gustine verovatnoće određuje iz relacije

$$f_z(z) = \int_0^{\infty} |J| f_{xy}(zy, y) dy = \int_0^{\infty} y f_{xy}(zy, y) dy. \tag{4.5}$$

gde je $|J|$ Jakobijan transformacije dat jednačinom (3.8).

Kada se izraz (4.4), za slučaj kada je $\beta_1 = \beta_2 = \beta$, smeni u jednačinu (4.5), dobija se analitički izraz za združenu funkciju gustine verovatnoće odnosa signal-interferencija na izlazu prijemnika sa dve grane [27, j-na 6]

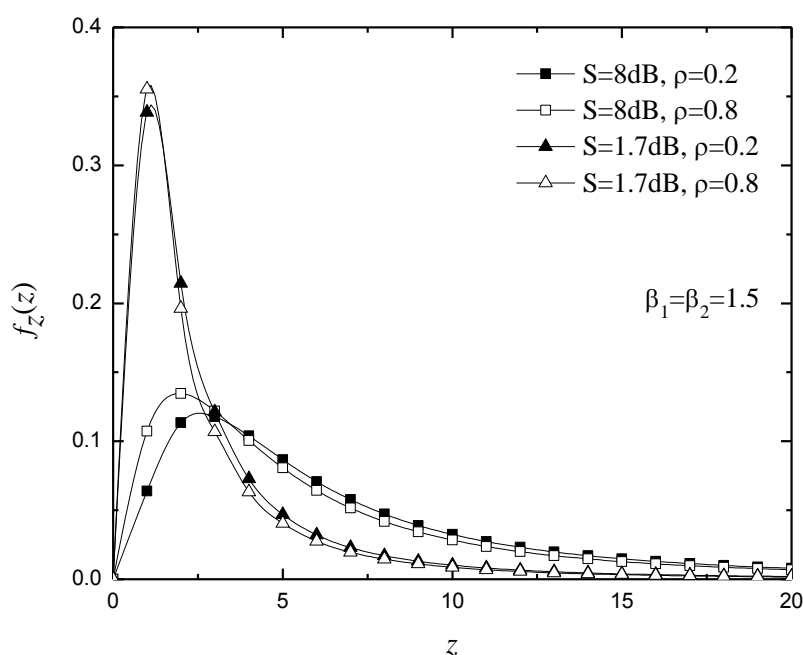
$$\begin{aligned}
f_z(z) &= \frac{\beta}{\Omega_{c_1}} \sum_{i=0}^{\infty} \frac{\rho^i}{(1-\rho)^i} \frac{z^{i\beta+\beta-1}}{i! \Omega_{d_1}^{i+1}} \left[\Gamma(i+2) \left(\frac{z^\beta}{(1-\rho)\Omega_{d_1}} + \frac{1}{\Omega_{c_1}} \right)^{-i-2} \right. \\
&- \sum_{m=0}^i \frac{1}{m! (1-\rho)^m} \frac{z^{\beta m}}{\Omega_{d_2}^m} \left. \left(\frac{z^\beta}{(1-\rho)} \left(\frac{1}{\Omega_{d_1}} + \frac{1}{\Omega_{d_2}} \right) + \frac{1}{\Omega_{c_1}} \right)^{-i-m-2} \right] \\
&+ \frac{\beta}{\Omega_{c_2}} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{\rho^j}{(1-\rho)^j} \frac{z^{j\beta+\beta-1}}{j! \Omega_{d_2}^{j+1}} \left[\Gamma(j+2) \left(\frac{z^\beta}{(1-\rho)\Omega_{d_2}} + \frac{1}{\Omega_{c_2}} \right)^{-j-2} \right. \\
&- \sum_{n=0}^j \frac{1}{n! (1-\rho)^n} \frac{z^{\beta n}}{\Omega_{d_1}^n} \left. \left(\frac{z^\beta}{(1-\rho)} \left(\frac{1}{\Omega_{d_1}} + \frac{1}{\Omega_{d_2}} \right) + \frac{1}{\Omega_{c_2}} \right)^{-j-n-2} \right],
\end{aligned} \tag{4.6}$$

gde $\Gamma(\alpha)$ predstavlja gama funkciju [29, j-na 8.310/1].

U dobijenom izrazu (4.6), pojavljuju se beskonačni redovi koje treba sabrati i njihova konvergencija je vrlo bitna sa gledišta tačnosti rezultata i brzine rešavanja problema. Posmatrano je koliko članova reda treba sabrati da bi se postigla željena tačnost rezultata na četvrtoj značajnoj decimali. Za konkretne vrednosti parametara ρ i z rezultati su prikazani u tabeli 4.1. Dobijeni rezultati pokazuju da u slučaju jače korelacije između grana treba sabrati veći broj članova reda da bi se dobila željena tačnost rezultata za združenu funkciju gustine verovatnoće odnosa signal-interferencija.

Tabela 4.1. Broj članova koje je potrebno sabrati u izrazu za združenu funkciju gustine verovatnoće odnosa signal-interferencija na izlazu prijemnika sa dve grane, da bi se postigla željena tačnost na četvrtoj značajnoj decimali kada je: $\beta=3$, $\Omega_d=0.8$ i $\Omega_c=0.2$.

	$z = 5$	$z = 15$	$z = 25$
$\rho=0.2$	6	5	7
$\rho=0.5$	13	14	13
$\rho=0.8$	35	38	41

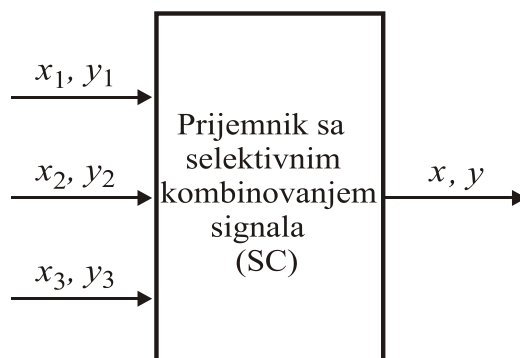


Slika 4.1. Združena funkcija gustine verovatnoće odnosa signal-interferencija na izlazu prijemnika sa selektivnim kombinovanjem signala sa dve korelisane grane, koji koristi algoritam maksimalnog korisnog signala pri odlučivanju, u funkciji odnosa anvelopa signala i interferencije, za različite vrednosti odnosa snaga korisnog signala i interferencije i koeficijenta korelacije, kada je $\beta_1=\beta_2=1.5$

Na slici 4.1 prikazana je združena funkcija gustine verovatnoće odnosa signal-interferencija na izlazu diverziti prijemnika sa dve balansirane grane koji koristi selektivno kombinovanje signala i algoritam maksimalnog korisnog signala pri odlučivanju. Dobijeni rezultati pokazuju da se performanse sistema poboljšavaju sa povećanjem rastojanja između grana prijemnika na ulazu, kao i sa povećanjem odnosa srednjih snaga korisnog signala i interferencije na izlazu prijemnika.

4.2. Modelovanje sistema sa tri ulaza u prisustvu Weibulovog fedinga i interferencije

U ovom poglavlju razmatraće se diverziti prijemnik sa selektivnim kombinovanjem signala sa tri korelisane grane, gde su korisni signal i interferencija izloženi Weibulovom fedingu, a prijemnik koristi algoritam maksimalnog korisnog signala pri odlučivanju. Blok šema razmatranog sistema prikazana je na slici 4.2.



Slika 4.2. Blok šema prijemnika sa selektivnim kombinovanjem signala sa tri grane

Združene funkcije gustine verovatnoće anvelopa korisnog signala i interferencije na ulazu prijemnika sa tri grane u okruženju sa Weibulovim fedingom su [83, j-na 23 za $L=3$]:

$$f_{x_1, x_2, x_3}(x_1, x_2, x_3) = \frac{\beta_1 \beta_2 \beta_3}{\Omega_{d_1} \Omega_{d_2} \Omega_{d_3} (1-\rho)^2} \exp \left\{ -\frac{1}{1-\rho} \left[\frac{x_1^{\beta_1}}{\Omega_{d_1}} + \frac{x_3^{\beta_3}}{\Omega_{d_3}} + \frac{(1+\rho)x_2^{\beta_2}}{\Omega_{d_2}} \right] \right\} \times \sum_{k_1, k_2=0}^{\infty} \left[\frac{\sqrt{\rho}}{\sqrt[3]{\Omega_{d_1} \Omega_{d_2} \Omega_{d_3} (1-\rho)}} \right]^{2(k_1+k_2)} \frac{x_1^{(k_1+1)\beta_1-1} x_3^{(k_2+1)\beta_3-1} x_2^{(k_1+k_2+1)\beta_2-1}}{(k_1! k_2!)^2}, \quad (4.7)$$

$$f_{y_1 y_2 y_3}(y_1, y_2, y_3) = \frac{\beta_1 \beta_2 \beta_3}{\Omega_{c_1} \Omega_{c_2} \Omega_{c_3} (1-\rho)^2} \exp \left\{ -\frac{1}{1-\rho} \left[\frac{y_1^{\beta_1}}{\Omega_{c_1}} + \frac{y_3^{\beta_3}}{\Omega_{c_3}} + \frac{(1+\rho)y_2^{\beta_2}}{\Omega_{c_2}} \right] \right\} \quad (4.8)$$

$$\times \sum_{l_1, l_2=0}^{\infty} \left[\frac{\sqrt{\rho}}{\sqrt[3]{\Omega_{c_1} \Omega_{c_2} \Omega_{c_3} (1-\rho)}} \right]^{2(l_1+l_2)} \frac{y_1^{(l_1+1)\beta_1-1} y_3^{(l_2+1)\beta_3-1} y_2^{(l_1+l_2+1)\beta_2-1}}{(l_1! l_2!)^2},$$

Prijemnik sa selektivnim kombinovanjem signala sa tri grane, koji koristi algoritam maksimalnog korisnog signala pri odlučivanju, mora da ispuni jedan od sledeća tri uslova:

1. $x_1 > x_2 \wedge x_1 > x_3 \Rightarrow x_1 = x, \quad y_1 = y$
2. $x_2 > x_1 \wedge x_2 > x_3 \Rightarrow x_2 = x, \quad y_2 = y$
3. $x_3 > x_1 \wedge x_3 > x_2 \Rightarrow x_3 = x, \quad y_3 = y$

U tom slučaju, združena funkcija gustine verovatnoće anvelopa korisnog signala i interferencije na izlazu prijemnika sa tri grane može se odrediti iz relacije

$$f_{xy}(x, y) = \int_0^x \int_0^x \int_0^x \int_0^{\infty} f_{x_1 x_2 x_3}(x, x_2, x_3) f_{y_1 y_2 y_3}(y, y_2, y_3) dx_2 dy_2 dx_3 dy_3$$

$$+ \int_0^x \int_0^x \int_0^x \int_0^{\infty} f_{x_1 x_2 x_3}(x_1, x, x_3) f_{y_1 y_2 y_3}(y_1, y, y_3) dx_1 dy_1 dx_3 dy_3 \quad (4.9)$$

$$+ \int_0^x \int_0^x \int_0^x \int_0^{\infty} f_{x_1 x_2 x_3}(x_1, x_2, x) f_{y_1 y_2 y_3}(y_1, y_2, y) dx_1 dy_1 dx_2 dy_2.$$

Zamenom izraza (4.7) i (4.8) u jednačinu (4.9) i nakon integraljenja [29, j-na 3.381/8], dobija se združena funkcija gustine verovatnoće anvelopa korisnog signala i interferencije na izlazu prijemnika sa selektivnim kombinovanjem [92, j-na 4]

$$f_{xy}(x, y) = A \left[B \sum_{k_1, k_2=0}^{\infty} x^{(k_1+1)\beta_1} \exp[-Q_1 x^{\beta_1}] \gamma(k_1+k_2+1, Q_2(1+\rho)x^{\beta_2}) \gamma(k_2+1, Q_3 x^{\beta_3}) \right.$$

$$+ C \sum_{k_3, k_4=0}^{\infty} x^{(k_3+k_4+1)\beta_2} \exp[-Q_2(1+\rho)x^{\beta_2}] \gamma(k_3+1, Q_1 x^{\beta_1}) \gamma(k_4+1, Q_3 x^{\beta_3}) \quad (4.10)$$

$$\left. + D \sum_{k_5, k_6=0}^{\infty} x^{(k_6+1)\beta_3} \exp[-Q_3 x^{\beta_3}] \gamma(k_5+1, Q_1 x^{\beta_1}) \gamma(k_5+k_6+1, Q_2(1+\rho)x^{\beta_2}) \right],$$

gde je

$$A = \frac{\beta_1 \beta_2 \beta_3}{\Omega_{d1} \Omega_{d2} \Omega_{d3} (1-\rho)^2 x},$$

$$Q_i = \frac{1}{(1-\rho)\Omega_{di}},$$

$$C = \frac{\beta_5}{\Omega_{c_2}} y^{\beta_5-1} \exp\left[-\frac{y^{\beta_5}}{\Omega_{c_2}}\right] \sum_{k_3, k_4=0}^{\infty} \frac{\left[\frac{\sqrt{\rho}}{\sqrt[3]{\Omega_{d1}\Omega_{d2}\Omega_{d3}}(1-\rho)}\right]^{2(k_3+k_4)}}{(k_3!k_4!)^2 \beta_1 Q_1^{(k_3+1)} \beta_3 Q_3^{(k_4+1)}},$$

$$D = \frac{\beta_6}{\Omega_{c_3}} y^{\beta_6-1} \exp\left[-\frac{y^{\beta_6}}{\Omega_{c_3}}\right] \sum_{k_5, k_6=0}^{\infty} \frac{\left[\frac{\sqrt{\rho}}{\sqrt[3]{\Omega_{d1}\Omega_{d2}\Omega_{d3}}(1-\rho)}\right]^{2(k_5+k_6)}}{(k_5!k_6!)^2 \beta_1 Q_1^{(k_5+1)} \beta_2 (Q_2(1+\rho))^{(k_5+k_6+1)}}.$$

Nakon smene izraza (4.10) u integral (4.5), koristeći razvoj nepotpune gama funkcije [29, j-na 8.352/1] i rešavanja integrala [29, j-na 3.326/2], dobija se združena funkcija gustine verovatnoće odnosa signal-interferencija [92, j-na 6]

$$f_z(z) = \sum_{k_1, k_2=0}^{\infty} M_{1,2} \frac{z^{(k_1+1)\beta-1}}{\Omega_{c_1}} \frac{(k_1+k_2)!k_2!}{\left(\frac{W}{\Omega_{d2}}\right)^{(k_1+k_2+1)} \left(\frac{N}{\Omega_{d3}}\right)^{(k_2+1)}} \times \left[\frac{\Gamma(k_1+2)}{\beta \left(\frac{1}{\Omega_{c_1}} + \frac{N}{\Omega_{d1}} z^\beta\right)^{(k_1+2)}} - \sum_{m=0}^{k_1+k_2} \frac{\left(\frac{W}{\Omega_{d2}} z^\beta\right)^m}{m!} \frac{\Gamma(k_1+m+2)}{\beta \left(\frac{1}{\Omega_{c_1}} + \frac{N}{\Omega_{d1}} z^\beta + \frac{W}{\Omega_{d2}} z^\beta\right)^{k_1+m+2}} - \sum_{n=0}^{k_2} \frac{\left(\frac{N}{\Omega_{d3}} z^\beta\right)^n}{n!} \frac{\Gamma(k_1+n+2)}{\beta \left(\frac{1}{\Omega_{c_1}} + Nz^\beta \left(\frac{1}{\Omega_{d1}} + \frac{1}{\Omega_{d3}}\right)\right)^{k_1+n+2}} + \sum_{m=0}^{k_1+k_2} \frac{\left(\frac{W}{\Omega_{d2}} z^\beta\right)^m}{m!} \sum_{n=0}^{k_2} \frac{\left(\frac{N}{\Omega_{d3}} z^\beta\right)^n}{n!} \frac{\Gamma(k_1+m+n+2)}{\beta \left(\frac{1}{\Omega_{c_1}} + \frac{N}{\Omega_{d1}} z^\beta + Nz^\beta \left(\frac{(1+\rho)}{\Omega_{d2}} + \frac{1}{\Omega_{d3}}\right)\right)^{k_1+m+n+2}} \right] \quad (4.11)$$

$$\begin{aligned}
& + \sum_{k_3, k_4=0}^{\infty} \frac{z^{(k_3+k_4+1)\beta-1}}{\Omega_{c_2}} \frac{k_3!k_4!}{\left(\frac{N}{\Omega_{d1}}\right)^{(k_3+1)} \left(\frac{N}{\Omega_{d3}}\right)^{(k_4+1)}} \\
& \times \left[\frac{\Gamma(k_3+k_4+2)}{\beta \left(\frac{1}{\Omega_{c_2}} + \frac{W}{\Omega_{d2}} z^\beta\right)^{k_3+k_4+2}} - \sum_{i=0}^{k_3} \frac{\left(\frac{N}{\Omega_{d1}} z^\beta\right)^i}{i!} \frac{\Gamma(k_3+k_4+i+2)}{\beta \left(\frac{1}{\Omega_{c_2}} + \frac{W}{\Omega_{d2}} z^\beta + \frac{N}{\Omega_{d1}} z^\beta\right)^{k_3+k_4+i+2}} \right. \\
& - \sum_{j=0}^{k_4} \frac{\left(\frac{N}{\Omega_{d3}} z^\beta\right)^j}{j!} \frac{\Gamma(k_3+k_4+j+2)}{\beta \left(\frac{1}{\Omega_{c_2}} + \frac{W}{\Omega_{d2}} z^\beta + \frac{N}{\Omega_{d3}} z^\beta\right)^{k_3+k_4+j+2}} \\
& \left. + \sum_{i=0}^{k_3} \frac{\left(\frac{N}{\Omega_{d1}} z^\beta\right)^i}{i!} \sum_{j=0}^{k_4} \frac{\left(\frac{N}{\Omega_{d3}} z^\beta\right)^j}{j!} \frac{\Gamma(k_3+k_4+i+j+2)}{\beta \left(\frac{1}{\Omega_{c_2}} + \frac{W}{\Omega_{d2}} z^\beta + z^\beta N \left(\frac{1}{\Omega_{d1}} + \frac{1}{\Omega_{d3}}\right)\right)^{k_3+k_4+i+j+2}} \right] \\
& + \sum_{k_5, k_6=0}^{\infty} M_{5,6} \frac{z^{(k_5+k_6+1)\beta-1}}{\Omega_{c_3}} \frac{k_5!(k_5+k_6)!}{\left(\frac{N}{\Omega_{d1}}\right)^{(k_5+1)} \left(\frac{W}{\Omega_{d2}}\right)^{(k_5+k_6+1)}} \\
& \times \left[\frac{\Gamma(k_5+k_6+2)}{\beta \left(\frac{1}{\Omega_{c_3}} + \frac{N}{\Omega_{d3}} z^\beta\right)^{k_5+k_6+2}} - \sum_{p=0}^{k_5} \frac{\left(\frac{N}{\Omega_{d1}} z^\beta\right)^p}{p!} \frac{\Gamma(k_5+k_6+p+2)}{\beta \left(\frac{1}{\Omega_{c_3}} + \frac{N}{\Omega_{d3}} z^\beta + \frac{N}{\Omega_{d1}} z^\beta\right)^{k_5+k_6+p+2}} \right. \\
& - \sum_{q=0}^{k_5+k_6} \frac{\left(\frac{W}{\Omega_{d2}} z^\beta\right)^q}{q!} \frac{\Gamma(k_5+k_6+q+2)}{\beta \left(\frac{1}{\Omega_{c_3}} + \frac{N}{\Omega_{d3}} z^\beta + \frac{W}{\Omega_{d2}} z^\beta\right)^{k_5+k_6+q+2}} \\
& \left. + \sum_{p=0}^{k_5} \frac{\left(\frac{N}{\Omega_{d1}} z^\beta\right)^p}{p!} \sum_{q=0}^{k_5+k_6} \frac{\left(\frac{W}{\Omega_{d2}} z^\beta\right)^q}{q!} \frac{\Gamma(k_5+k_6+p+q+2)}{\beta \left(\frac{1}{\Omega_{c_3}} + \frac{N}{\Omega_{d3}} z^\beta + z^\beta \left(\frac{N}{\Omega_{d1}} + \frac{W}{\Omega_{d2}}\right)\right)^{k_5+k_6+p+q+2}} \right],
\end{aligned}$$

gde su:

$$M_{i,j} = \sum_{k_i, k_j=0}^{\infty} \frac{\beta}{(1-\rho)^2} \left[\frac{\sqrt{\rho}}{1-\rho} \right]^{2(k_i+k_j)} \frac{1}{(k_i! k_j!)^2},$$

$$N = \frac{1}{1-\rho} \text{ i}$$

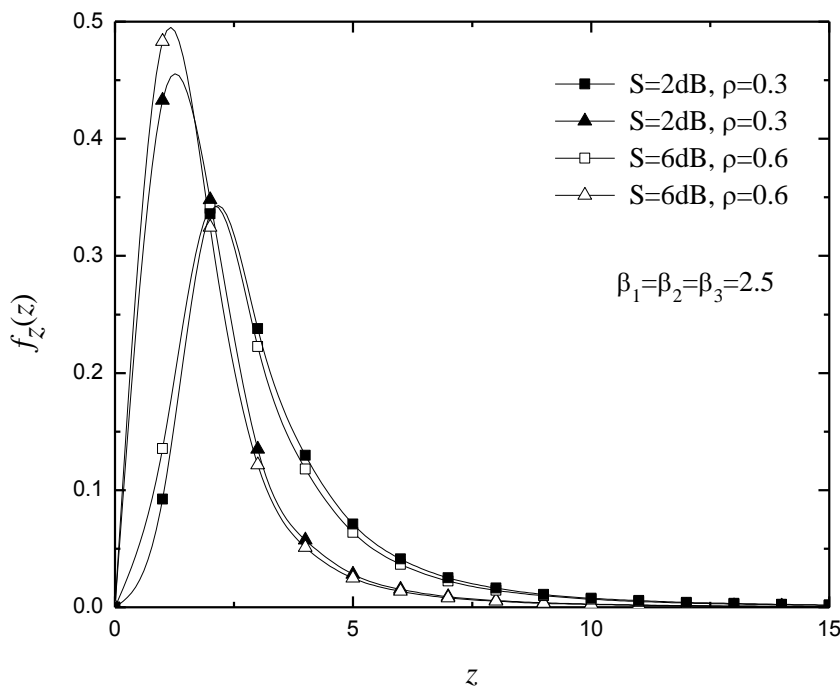
$$W = (1+\rho)N.$$

Iako jednačina (4.11) sadrži beskonačne sume, ona brzo konvergira za sve vrednosti parametara, tako da se može efikasno koristiti u analizi uticaja različitih parametara sistema. U tabeli 4.2, kao ilustrativni primer, dat je broj članova u svakoj od suma u okviru izraza (4.11) koji je potreban da bi se postigla tačnost na četvrtoj značajnoj decimali. I u slučaju prijemnika sa tri grane, kao što je pokazano za slučaj prijemnika sa dve grane, neophodan broj članova sume izuzetno zavisi od vrednosti koeficijenta korelacije i to tako da se broj potrebnih članova sume povećava sa povećanjem vrednosti koeficijenta korelacije.

Tabela 4.2. Broj članova koje je potrebno sabrati u izrazu za združenu funkciju gustine verovatnoće odnosa signal-interferencija na izlazu prijemnika sa tri grane, da bi se postigla željena tačnost na četvrtoj značajnoj decimali kada je: $\beta=3$, $\Omega_d=0.8$ i $\Omega_c=0.2$.

	$z = 5$	$z = 15$	$z = 25$
$\rho=0.2$	6	6	6
$\rho=0.5$	13	14	15
$\rho=0.8$	39	43	41

Zavisnost združene funkcije gustine verovatnoće odnosa signal-interferencija na izlazu diverziti prijemnika sa selektivnim kombinovanjem signala sa tri grane, koji koristi algoritam maksimalnog korisnog signala pri odlučivanju, od odnosa anvelopa signala i interferencije, prikazana je na slici 4.3. Grane sistema su balansirane pa je $S = \Omega_{d_1}/\Omega_{c_1} = \Omega_{d_2}/\Omega_{c_2} = \Omega_{d_3}/\Omega_{c_3}$. Očigledno je da se performanse sistema poboljšavaju sa povećanjem rastojanja između ulaznih grana i sa povećanjem odnosa srednjih snaga korisnog signala i interferencije na izlazu.



Slika 4.3. Zdržena funkcija gustine verovatnoće odnosa signal-interferencija na izlazu prijemnika sa selektivnim kombinovanjem signala sa tri korelisane grane u funkciji odnosa anvelopa signala i interferencije, za različite vrednosti odnosa srednjih snaga korisnog signala i interferencije i koeficijenta korelacije, kada je $\beta_1=\beta_2=2.5$

4.3. Analiza performansi sistema

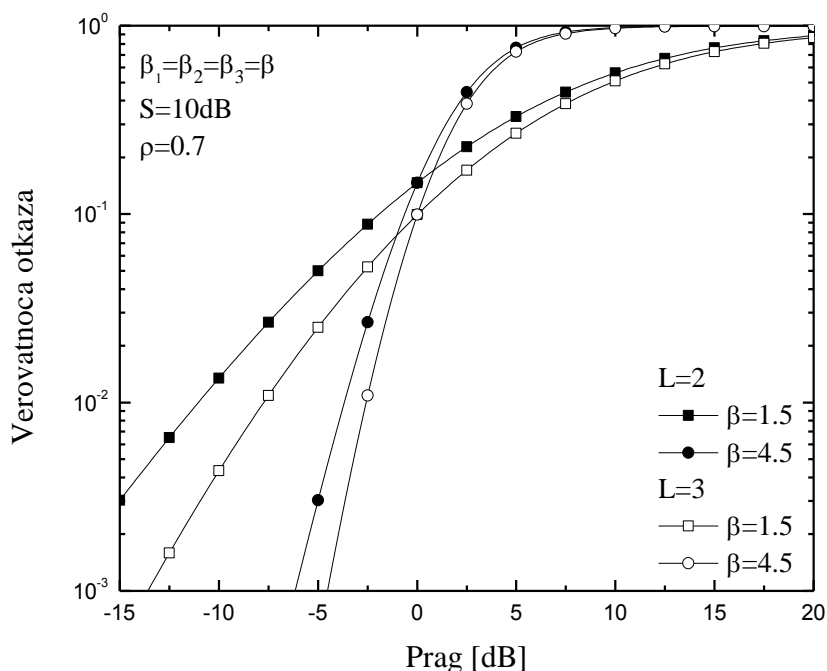
4.3.1. Analiza statističkih karakteristika prvog reda

Izrazi izvedeni u poglavljima 4.1 i 4.2 dovoljni su za ispitivanje uticaja parametara sistema, kao i sredine u kojoj se odvija komunikacija, na statističke karakteristike prvog reda, tj. na verovatnoću greške, srednju vrednost odnosa signal-interferencija, kapacitet kanala i verovatnoću otkaza. Sistem, koji se posmatra, podrazumeva da su grane na prijemu balansirane, tj. da važi $S = \Omega_{d_1}/\Omega_{c_1} = \Omega_{d_2}/\Omega_{c_2} = \Omega_{d_3}/\Omega_{c_3}$.

Na osnovu definicione jednačine za verovatnoću otkaza (3.11) i izraza za zdrženu funkciju gustine verovatnoće odnosa signal-interferencija za sistem sa dve diverziti grane (4.6), odnosno izraz (4.11) za tri diverziti grane, numerički rezultati ilustrovani su na slikama 4.4, 4.5 i 4.6.

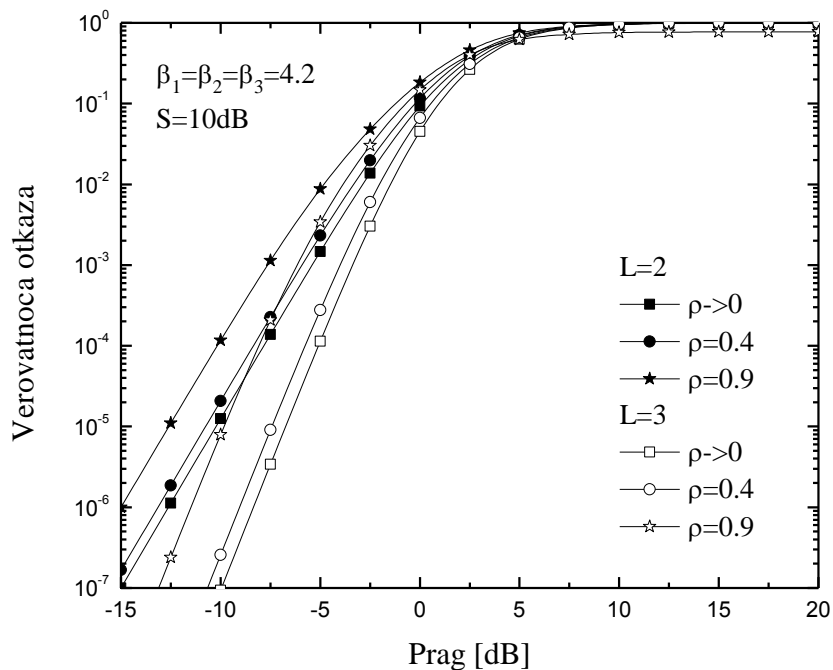
Na slici 4.4 prikazana je verovatnoća otkaza diverziti sistema, koji koristi algoritam maksimalnog korisnog signala pri odlučivanju, sa dve i tri grane u funkciji praga otkaza za

različite vrednosti Vejbulovog parametra. Rezultati pokazuju da je, za vrednosti praga otkaza manje od nula decibela, verovatnoća otkaza veća u sredinama sa većim oštrinama fedinga dok je za vrednosti praga veće od nula decibela, verovatnoća otkaza veća u sredinama sa manjim oštrinama fedinga. Uticaj reda diverziti sistema je veći u sredinama sa većim oštrinama fedinga.

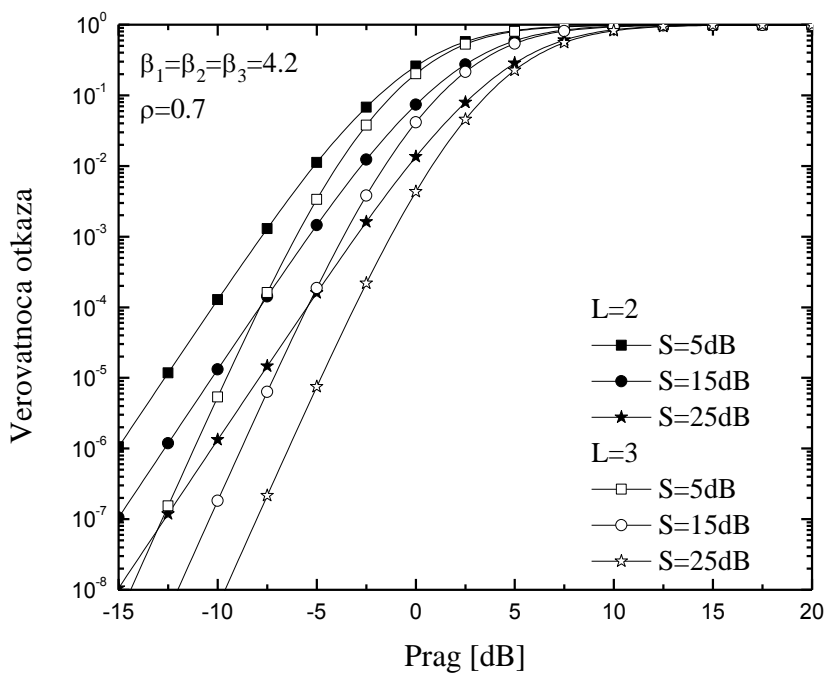


Slika 4.4. Poređenje rezultata za verovatnoću otkaza prijemnika sa selektivnim kombinovanjem signala sa dve i tri grane u funkciji praga, za različite vrednosti oštine fedinga

Verovatnoća otkaza diverziti sistema, koji koristi algoritam maksimalnog korisnog signala pri odlučivanju, sa dve i tri grane u funkciji praga otkaza, za različite vrednosti koeficijenta korelacije, prikazana je na slici 4.5. Povećanje korelacionog koeficijenta dovodi do povećanja verovatnoće greške sistema. Najmanja verovatnoća greške je za slučaj kada sistem ima tri grane i kada ne postoji korelacija između grana, tj, kada korelacioni koeficijent teži nuli. Upoređivanjem dobijenih grafika može se zaključiti da diverziti sistem sa tri grane ima bolje performanse u odnosu na diverziti sistem sa dve grane, kao što se i očekivalo.



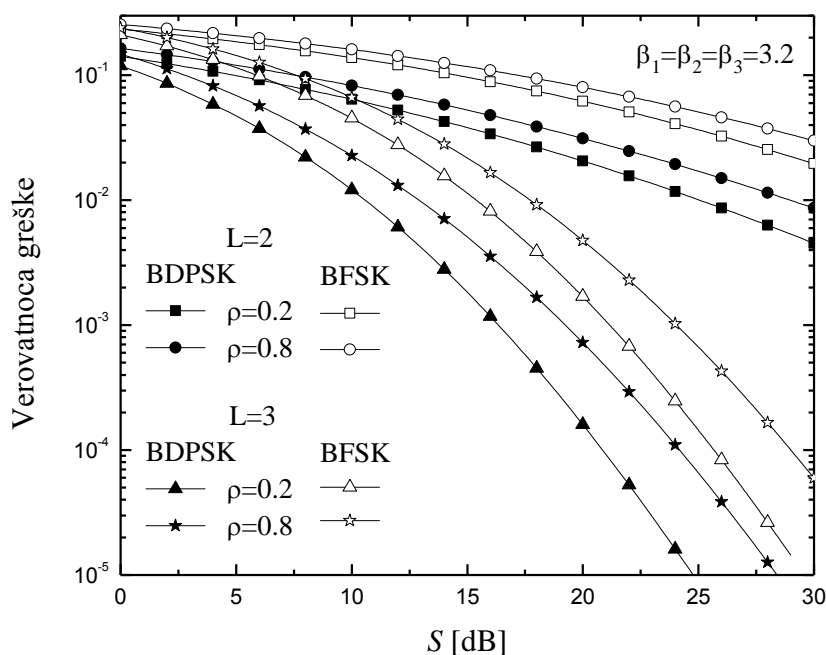
Slika 4.5. Poređenje rezultata za verovatnoću otkaza prijemnika sa selektivnim kombinovanjem signala sa dve i tri grane, za različite vrednosti koeficijenta korelacije



Slika 4.6. Poređenje rezultata za verovatnoću otkaza prijemnika sa selektivnim kombinovanjem signala sa dve i tri grane u funkciji praga, za različite vrednosti odnosa srednjih snaga signala i interferencije

Na slici 4.6 može se pratiti zavisnost verovatnoće otkaza prijemnika sa selektivnim kombinovanjem sa dve i tri grane, koji koristi algoritam maksimalnog korisnog signala pri odlučivanju, od praga za različite vrednosti odnosa srednjih snaga korisnog signala i interferencije. Verovatnoća otkaza je najmanja kada je vrednost praga najveća i kada se koristi sistem sa tri diverziti grane.

Po definicionoj jednačini za verovatnoću greške (3.11) i na osnovu izvedenog izraza za združenu funkciju gustine verovatnoće za diverziti sistem sa dve grane (4.6), odnosno, izraza za združenu funkciju gustine verovatnoće za slučaj diverziti sistema sa tri grane (4.11), dobijeni numerički rezultati za verovatnoću greške u funkciji odnosa srednjih snaga korisnog signala i interferencije, predstavljeni su na slikama 4.7 i 4.8. Razmatran je balansirani prijemnik sa selektivnom tehnikom kombinovanja koji koristi algoritam maksimalnog korisnog signala prilikom odabira signala, pri čemu su i korisni signal i interferencija izloženi Vejbulovom fedingu. Na slici 4.7 može se pratiti uticaj koeficijenta korelacije dok se na slici 4.8 može pratiti uticaj oštine fedinga na verovatnoću otkaza razmatranog sistema.

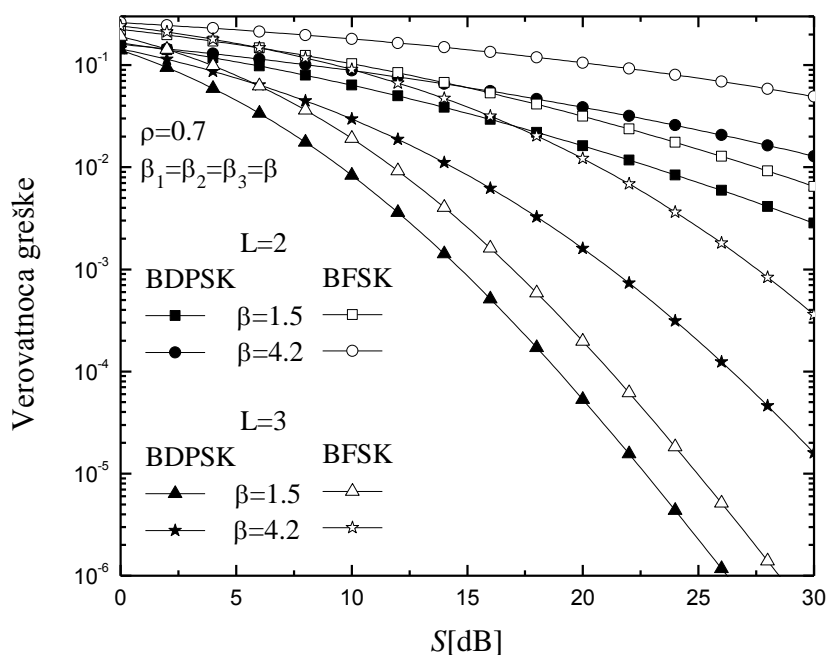


Slika 4.7. Poređenje rezultata za verovatnoću greške prijemnika sa selektivnim kombinovanjem signala sa dve i tri grane u funkciji odnosa snaga korisnog signala i interferencije, za različite vrednosti koeficijenta korelacije pri BDPSK i BFSK modulacijama

Na osnovu dobijenih rezultata može se zaključiti da se manja verovatnoća greške obezbeđuje korišćenjem BDPSK modulacione tehnike u poređenju sa BFSK modulacionom

tehnikom. Uticaj izbora modulacione tehnike vidljiviji je u sistemu sa tri grane na prijemu u odnosu na sistem sa dve prijemne grane.

Sistem ima bolje performanse za manje vrednosti korelacionog koeficijenta, tj, kada je rastojanje između grana veće, što je i potvrđeno slikom 4.7. U slučaju kada je korelacija velika, tada je i verovatnoća da se dubok fading istovremeno javi na svim granama prijemnika veća, a to umanjuje dobit koja se postiže korišćenjem prostornih diverziti sistema [91]. Primenom BDPSK modulacione tehnike obezbeđuje se manja verovatnoća greške u odnosu na BFSK modulacionu tehniku.

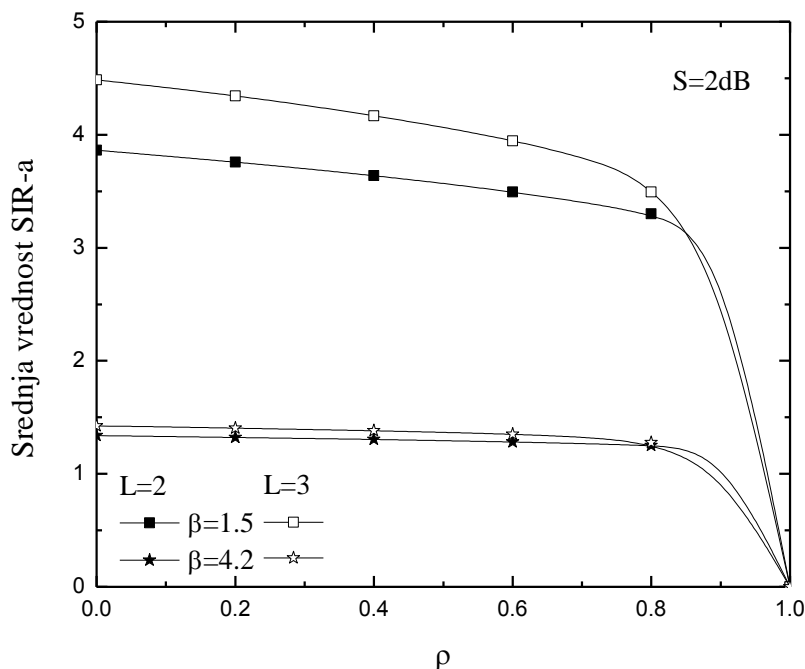


Slika 4.8. Poređenje rezultat za verovatnoću greške prijmnika sa selektivnim kombinovanjem signala sa dve i tri grane u funkciji odnosa srednjih snaga korisnog signala i interferencije, za različite vrednosti oštine fedinga pri BDPSK i BFSK modulacijama

Rezultati prikazani na slici 4.8 pokazuju da je verovatnoća greške manja pri manjim oštrinama fedinga. Može se primetiti da je i za manje vrednosti odnosa srednjih snaga korisnog signala i interferencije na ulazu, verovatnoća greške manja kod sistema sa selektivnom tehnikom kombinovanja sa dve grane koji koristi BDPSK modulaciju u odnosu na sistem sa tri grane koji koristi BFSK modulaciju.

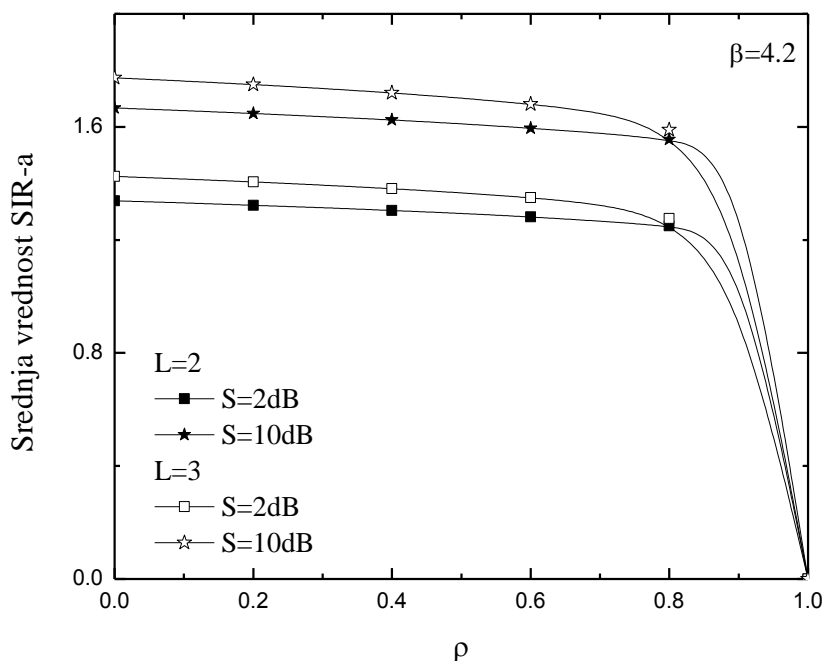
Smenom izraza za združenu funkciju gustine verovatnoće trenutnih vrednosti odnosa signal-interferencija na izlazu prijmnika sa selektivnim kombinovanjem sa dve grane (4.6) odnosno izraza za prijmnik sa tri grane (4.11), u jednačinu (3.3), određuju se združene

funkcije gustine verovatnoće anvelopa korisnog signala i interferencije na izlazu selektivnog prijemnika. Numerički rezultati dobijeni za srednju vrednost odnosa signal-interferencija na izlazu prijemnika sa dve, odnosno, tri grane, predstavljeni su na slikama 4.9 i 4.10, respektivno.



Slika 4.9. Poređenje rezultata za srednju vrednost odnosa signal-interferencija na izlazu prijemnika sa dve i tri grane u funkciji koeficijenta korelacije, za različite vrednosti oštine fedinga i za $S=2$ dB

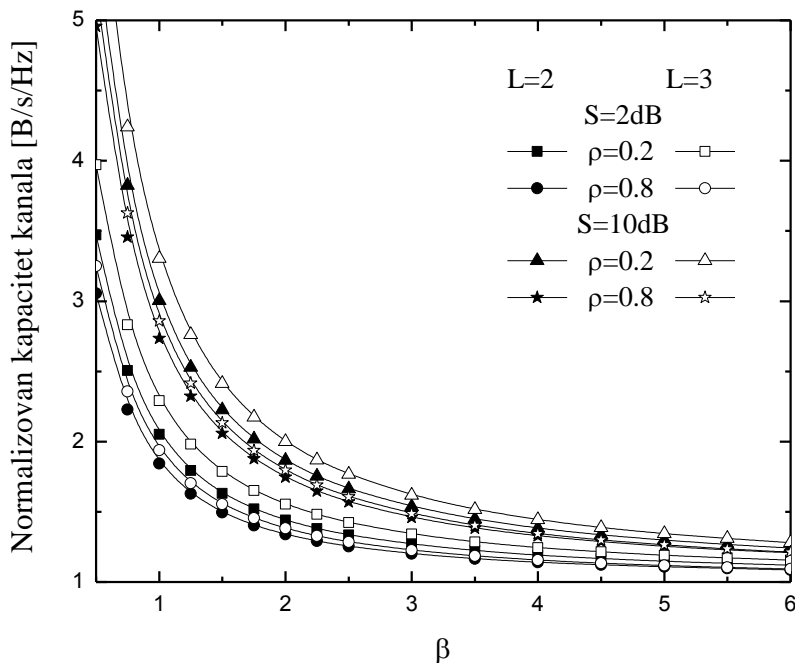
Rezultati prikazani na slici 4.9 pokazuju da srednja vrednost odnosa signal-interferencija na izlazu prijemnika vidno zavisi od oštine fedinga. Takođe, može se videti da se pri manjim vrednostima oštine fedinga dobijaju približno isti rezultati za sistem sa dve i tri grane, što nije slučaj pri većim vrednostima oštine fedinga, gde se, kao što je i očekivano, dobijaju bolji rezultati za sistem sa tri prijemne grane.



Slika 4.10. Poređenje rezultata za srednju vrednost odnosa signal-interferencija na izlazu seketivnog prijemnika sa dve i tri grane u funkciji koeficijenta, za različite vrednosti odnosa snaga korisnog signala i interferencije i za $\beta=4.2$

Zavisnost srednje vrednosti odnosa signal-interferencija na ulazu od koeficijenta korelacije, za prijemnik sa selektivnim kombinovanjem signala koji koristi algoritam maksimalnog korisnog signala pri odlučivanju, može se pratiti na slici 4.10. Sa povećanjem koeficijenta korelacije, tj, sa smanjenjem rastojanja između antena, smanjuje se i srednja vrednost odnosa signal-interferencija na izlazu. Osetno smanjenje srednje vrednosti odnosa signal-interferencija dešava se u slučaju kada je vrednost korelacionog koeficijenta približava jedinici. Sa povećanjem vrednosti odnosa signal-interferencija na ulazu, poboljšavaju se i performanse sistema.

Numerički rezultati dobijeni primenom algoritma maksimalnog korisnog signala za normalizovanu srednju vrednost kapaciteta kanala u funkciji oštine fedinga, prikazani su na slici 4.11. Kapacitet kanala je veći za slučaj kada diverziti sistem ima tri grane u odnosu slučaj kada sistem ima dve grane, kao i kada je korelacija između grana manja. Poboljšanju performansi sistema doprinosi i povećanje odnosa srednjih snaga korisnog signala i interferencije.



Slika 4.11. Poređenje rezultata za normalizovanu srednju vrednost kapaciteta kanala za sistem sa dve i tri grane u funkciji oštine fedinga, za različite koeficijente korelacije i dve vrednosti odnosa srednjih snaga korisnog signala i interferencije

Kao što se i očekivalo, u slučaju svih rezultata prikazanih za statističke veličine prvog reda, performanse prijemnika se poboljšavaju, odnosno pouzdanost telekomunikacionog sistema raste, sa povećanjem broja diverziti grana prijemnika.

4.4.2. Analiza statističkih karakteristika drugog reda

U okviru statističke analize drugog reda biće razmatran sistem sa dve nekorelisane grane sa selektivnim kombinovanjem signala koji koristi algoritam maksimalnog korisnog signala pri odlučivanju i izložen je Vejbulovom fedingu.

Združena funkcija gustine raspodele anvelopa korisnog signala, odgovarajuće interferencije i njihovih izvoda, prijemnika sa dve grane koji koristi algoritam maksimalnog korisnog signala pri izboru signala, računa se na osnovu relacije

$$\begin{aligned}
f_{x_1 y_1} (x, \dot{x}, y, \dot{y}) &= f_{x_1 \dot{x}_1} (x, \dot{x}) f_{y_1 \dot{y}_1} (y, \dot{y}) \int_0^x f_{x_2} (x_2) dx_2 \\
&+ f_{x_2 \dot{x}_2} (x, \dot{x}) f_{y_2 \dot{y}_2} (y, \dot{y}) \int_0^x f_{x_1} (x_1) dx_1.
\end{aligned} \tag{4.12}$$

Kada se izrazi za združenu raspodelu anvelope signala i njenog izvoda (3.21) i za združenu raspodelu anvelope interferencije i njenog izvoda (3.22) zamene u jednačinu (4.12), nakon njenog rešavanja dobija se združena raspodela anvelopa korisnog signala, odgovarajuće interferencije i njenovih izvoda, koja u slučaju algoritma maksimalnog korisnog signala pri odlučivanju ima oblik

$$\begin{aligned}
f_{x_1 y_1} (x, \dot{x}, y, \dot{y}) &= \frac{\beta_{d_1}^2 \beta_{c_1}^2}{8\pi} \frac{1}{\Omega_{d_1}} \frac{1}{\Omega_{c_1}} \frac{1}{\sigma_d} \frac{1}{\sigma_c} x^{\frac{3\beta_{d_1}-2}{2}} \exp\left[-\frac{\beta_{d_1}^2}{8\sigma_d^2} x^{\beta_{d_1}-2} \dot{x}^2\right] \exp\left[-\frac{x^{\beta_{d_1}}}{\Omega_{d_1}}\right] \\
&\times y^{\frac{3\beta_{c_1}-2}{2}} \exp\left[-\frac{\beta_{c_1}^2}{8\sigma_c^2} y^{\beta_{c_1}-2} \dot{y}^2\right] \exp\left[-\frac{y^{\beta_{c_1}}}{\Omega_{c_1}}\right] \gamma\left(1, \frac{1}{\Omega_{d_2}} x^{\beta_{d_2}}\right) \\
&+ \frac{\beta_{d_2}^2 \beta_{c_2}^2}{8\pi} \frac{1}{\Omega_{d_2}} \frac{1}{\Omega_{c_2}} \frac{1}{\sigma_d} \frac{1}{\sigma_c} x^{\frac{3\beta_{d_2}-2}{2}} \exp\left[-\frac{\beta_{d_2}^2}{8\sigma_d^2} x^{\beta_{d_2}-2} \dot{x}^2\right] \exp\left[-\frac{x^{\beta_{d_2}}}{\Omega_{d_2}}\right] \\
&\times y^{\frac{3\beta_{c_2}-2}{2}} \exp\left[-\frac{\beta_{c_2}^2}{8\sigma_c^2} y^{\beta_{c_2}-2} \dot{y}^2\right] \exp\left[-\frac{y^{\beta_{c_2}}}{\Omega_{c_2}}\right] \gamma\left(1, \frac{1}{\Omega_{d_1}} x^{\beta_{d_1}}\right)
\end{aligned} \tag{4.13}$$

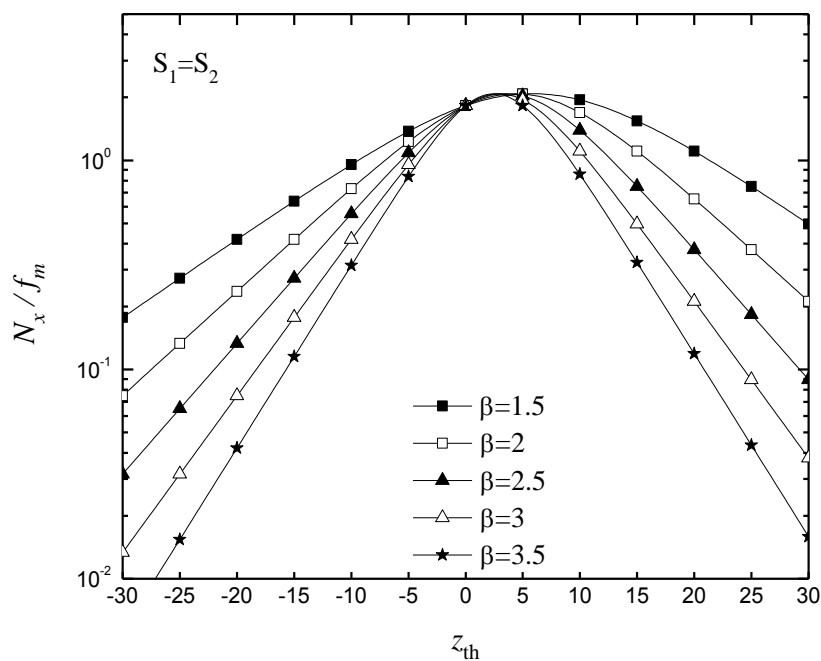
Združena funkcija gustine verovatnoće trenutnog odnosa signal-interferencija i njenog izvoda na izlazu prijemnika sa selektivnim kombinovanjem sa dve grane, koji koristi algoritam maksimalnog korisnog signala pri odlučivanju, dobija se smenom jednačine (4.13) u izraz (3.25). Nakon integraljenja [29, j-na 3.323/2, 6.455/1] dobija se analitičko rešenje u obliku

$$\begin{aligned}
f_{\dot{z}}(z, \dot{z}) &= \frac{\beta^2}{5\sqrt{2\pi}} \Gamma\left(\frac{7}{2}\right) \frac{1}{\Omega_{d_1}} \frac{1}{\Omega_{d_2}} \frac{1}{\Omega_{c_1}} \frac{1}{\sigma_d} \frac{1}{\sigma_c} z^{\frac{5\beta-2}{2}} \left(\frac{1}{\sigma_d^2} z^\beta + \frac{1}{\sigma_c^2}\right)^{-\frac{1}{2}} \\
&\times \left(\frac{z^\beta}{\Omega_{d_2}} + \frac{1}{\Omega_{c_1}} + \frac{z^\beta}{\Omega_{d_1}} + \frac{\beta^2 \dot{z}^2}{8\sigma_d^2} \left(z^{\beta-2} - \frac{z^{2\beta-2}}{\sigma_d^2} \left(\frac{1}{\sigma_d^2} z^\beta + \frac{1}{\sigma_c^2} \right)^{-1} \right) \right)^{\frac{7}{2}} \\
&\times {}_2F_1 \left(1, \frac{7}{2}; \frac{7}{2}; \frac{\frac{1}{\Omega_{c_1}} + \frac{z^\beta}{\Omega_{d_1}} + \frac{\beta^2 \dot{z}^2}{8\sigma_d^2} \left(z^{\beta-2} - \frac{z^{2\beta-2}}{\sigma_d^2} \left(\frac{1}{\sigma_d^2} z^\beta + \frac{1}{\sigma_c^2} \right)^{-1} \right)}{\frac{z^\beta}{\Omega_{d_2}} + \frac{1}{\Omega_{c_1}} + \frac{z^\beta}{\Omega_{d_1}} + \frac{\beta^2 \dot{z}^2}{8\sigma_d^2} \left(z^{\beta-2} - \frac{z^{2\beta-2}}{\sigma_d^2} \left(\frac{1}{\sigma_d^2} z^\beta + \frac{1}{\sigma_c^2} \right)^{-1} \right)} \right) \\
&+ \frac{\beta^2}{5\sqrt{2\pi}} \Gamma\left(\frac{7}{2}\right) \frac{1}{\Omega_{d_1}} \frac{1}{\Omega_{d_2}} \frac{1}{\Omega_{c_2}} \frac{1}{\sigma_d} \frac{1}{\sigma_c} z^{\frac{5\beta-2}{2}} \left(\frac{1}{\sigma_d^2} z^\beta + \frac{1}{\sigma_c^2}\right)^{-\frac{1}{2}} \\
&\times \left(\frac{z^\beta}{\Omega_{d_1}} + \frac{1}{\Omega_{c_2}} + \frac{z^\beta}{\Omega_{d_2}} + \frac{\beta^2 \dot{z}^2}{8\sigma_d^2} \left(z^{\beta-2} - \frac{z^{2\beta-2}}{\sigma_d^2} \left(\frac{1}{\sigma_d^2} z^\beta + \frac{1}{\sigma_c^2} \right)^{-1} \right) \right)^{\frac{7}{2}} \\
&\times {}_2F_1 \left(1, \frac{7}{2}; \frac{7}{2}; \frac{\frac{1}{\Omega_{c_2}} + \frac{z^\beta}{\Omega_{d_2}} + \frac{\beta^2 \dot{z}^2}{8\sigma_d^2} \left(z^{\beta-2} - \frac{z^{2\beta-2}}{\sigma_d^2} \left(\frac{1}{\sigma_d^2} z^\beta + \frac{1}{\sigma_c^2} \right)^{-1} \right)}{\frac{z^\beta}{\Omega_{d_1}} + \frac{1}{\Omega_{c_2}} + \frac{z^\beta}{\Omega_{d_2}} + \frac{\beta^2 \dot{z}^2}{8\sigma_d^2} \left(z^{\beta-2} - \frac{z^{2\beta-2}}{\sigma_d^2} \left(\frac{1}{\sigma_d^2} z^\beta + \frac{1}{\sigma_c^2} \right)^{-1} \right)} \right)
\end{aligned} \tag{4.14}$$

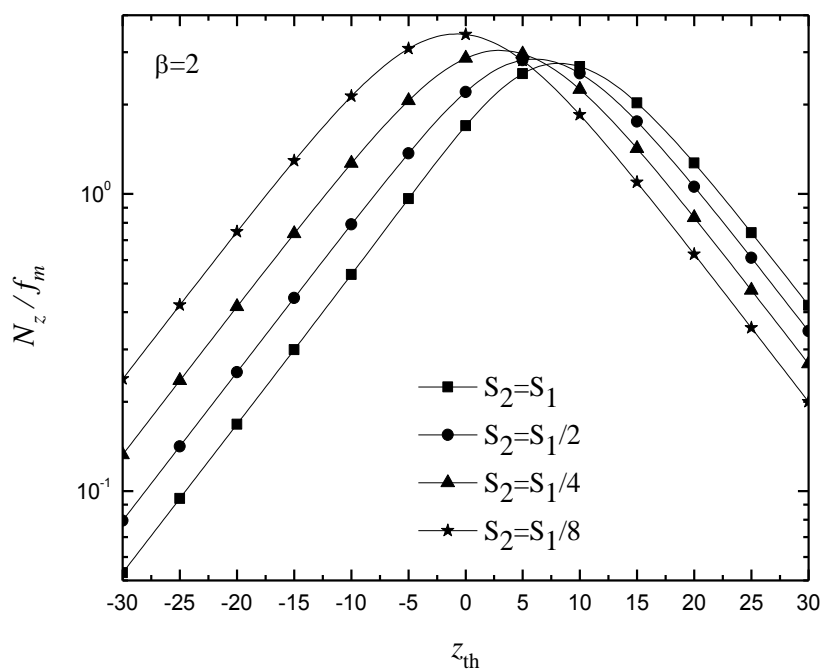
Polazeći od definicionog izraza za (3.11) i na osnovu dobijenog izraza (4.14), predstavljeni su numerički rezultati za učestanost preseka nivoa.

Numerički rezultati za uticaj oštine fedinga na učestanost preseka nivoa prikazani su na slici 4.12. Može se primetiti da učestanost preseka nivoa raste do maksimalne vrednosti kada je prag otkaza jednak nuli, $z_{th} = 0$, odakle učestanost preseka nivoa počinje da opada, bez obzira na vrednost Vejbulovog parametra. Sa slike se može zaključiti i da su fluktuacije, u sredinama sa većom oštrinom fedinga, učestalije.

Na slici 4.13 prikazan je uticaj balansiranosti sistema na učestanost preseka nivoa prijemnika sa selektivnim kombinovanjem signala sa dve grane koji koristi algoritam maksimalnog korisnog signala pri odlučivanju. Za negativne vrednosti praga otkaza, ($z_{th} \leq 0\text{dB}$), učestanost preseka nivoa se smanjuje sa smanjenjem oštine fedinga približavajući se rezultatima za balansirani sistem, dok je za pozitivne vrednosti praga otkaza, ($z_{th} \geq 0\text{dB}$), situacija obrnuta.



Slika 4.12. Učestanost preseka nivoa prijemnika sa selektivnim kombinovanjem signala sa dve balansirane grane, u funkciji praga, za različite vrednosti oštine fedinga



Slika 4.13. Učestanost preseka nivoa prijemnika sa selektivnim kombinovanjem signala sa dve grane u funkciji praga, za različite stepene balansiranoosti grana kada je $\beta=2$

5. DIVERZITI PRIJEMNIK SA SELEKTIVNOM TEHNIKOM KOMBINOVANJA SIGNALA KOJI KORISTI ALGORITAM MAKSIMALNOG UKUPNOG SIGNALA

Algoritam maksimalnog ukupnog signala (S+I algoritam) podrazumeva da prijemnik sa selektivnim kombinovanjem signala na izlaz prosleđuje onu granu na kojoj je ukupna vrednost korisnog signala i interferencije najveća. Ovaj algoritam je najpraktičniji za primenu u odnosu na ostale predložene algoritme jer nije potrebno razdvajati korisni signal od interferencije.

U dosadašnjoj literaturi predstavljeno je nekoliko scenarija za analizu diverziti prijemnika sa selektivnim kombinovanjem signala koji koriste algoritam maksimalnog ukupnog signala prilikom odlučivanja. U radu [118] analiziran je diverziti sistem koji je pod uticajem Rejljevog fedinga sa jednom interferencijom i M grana, dok je u radovima [99], [133] i [136] analiza proširena na scenario sa većim brojem interferencija za sistem sa dve nezavisne grane. Prijemnik sa selektivnim kombinovanjem, koji je pod uticajem Nakagami fedinga sa L grana i više interferencija, razmatran je u radu [5]. Nakagami/Rejli model fedinga korišćen je pri analizi diverziti sistema sa jednom, dve i četiri nekorelisane grane u radu [98].

U delu disertacije koji sledi biće predstavljena analiza statističkih karakteristika prvog reda diverziti sistema sa selektivnom tehnikom kombinovanja sa dve grane na prijemu, pri čemu su i korisni signal i interferencija korelisani i izloženi uticaju Vejbulovog fedinga.

5.1. Modelovanje sistema sa dva ulaza u prisustvu Weibulovog fedinga i interferencije

Kao i u prethodne dve glave, posmatra se diverziti sistem sa selektivnom tehnikom kombinovanja signala sa dva ulaza, prikazan na slici 3.1. Korisni signal i interferencija su korelisani i modelovani Weibulovom raspodelom.

Združene funkcije gustine verovatnoće anvelopa korisnog signala i interferencije na ulazu prijemnika sa dve grane u okruženju sa Weibulovim fedingom su [83, j-na 11]:

$$f_{x_1, x_2}(x_1, x_2) = \frac{\beta_1 \beta_2}{\Omega_{d_1} \Omega_{d_2}} \frac{x_1^{\beta_1-1} x_2^{\beta_2-1}}{1-\rho} \exp \left[-\frac{1}{1-\rho} \left(\frac{x_1^{\beta_1}}{\Omega_{d_1}} + \frac{x_2^{\beta_2}}{\Omega_{d_2}} \right) \right] I_0 \left(\frac{2\sqrt{\rho}}{1-\rho} \frac{x_1^{\beta_1/2} x_2^{\beta_2/2}}{\sqrt{\Omega_{d_1} \Omega_{d_2}}} \right) \quad (5.1)$$

$$f_{y_1, y_2}(y_1, y_2) = \frac{\beta_1 \beta_2}{\Omega_{c_1} \Omega_{c_2}} \frac{y_1^{\beta_1-1} y_2^{\beta_2-1}}{1-\rho} \exp \left[-\frac{1}{1-\rho} \left(\frac{y_1^{\beta_1}}{\Omega_{c_1}} + \frac{y_2^{\beta_2}}{\Omega_{c_2}} \right) \right] I_0 \left(\frac{2\sqrt{\rho}}{1-\rho} \frac{y_1^{\beta_1/2} y_2^{\beta_2/2}}{\sqrt{\Omega_{c_1} \Omega_{c_2}}} \right). \quad (5.2)$$

U slučaju kada se za odabir signala koristi algoritam maksimalne ukupne snage korisnog signala i interferencije, potrebno je ispuniti jedan od sledećih uslova:

1. $x_1 + y_1 > x_2 + y_2 \Rightarrow x = x_1, y = y_1 \Rightarrow x + y > x_2 + y_2 \Rightarrow x_2 < x + y - y_2$
2. $x_2 + y_2 > x_1 + y_1 \Rightarrow x = x_2, y = y_2 \Rightarrow x + y > x_1 + y_1 \Rightarrow x_1 < x + y - y_1$

Združena funkcija gustine verovatnoće anvelope korisnog signala i interferencije na izlazu prijemnika sa dve grane, u slučaju kada se koristi algoritam maksimalne ukupne snage korisnog signala i interferencije prilikom odlučivanja, računa se koristeći jednačinu:

$$f_{xy}(x, y) = \int_0^{\infty} \int_0^{x+y-y_2} f_{x_1, x_2}(x, x_2) f_{y_1, y_2}(y, y_2) dx_2 dy_2 + \int_0^{\infty} \int_0^{x+y-y_1} f_{x_1, x_2}(x_1, x) f_{y_1, y_2}(y_1, y) dx_1 dy_1. \quad (5.3)$$

Kada se u jednačinu (5.3) uvrste jednačine (5.1) i (5.2) i iskoriste rešenja integrala [29, j-na 8.447/1] i [29, j-na (1.211) (1) i (3)], onda se nakon nekoliko matematičkih transformacija, dobija izraz za združenu funkciju gustine verovatnoće anvelopa korisnog signala i interferencije na izlazu prijemnika sa selektivnom tehnikom kombinovanja sa dve grane:

$$\begin{aligned}
f_{xy}(x, y) &= \beta_1^2 \beta_2 \exp \left[-\frac{1}{(1-\rho)} \left(\frac{x^{\beta_1}}{\Omega_{d_1}} + \frac{y^{\beta_1}}{\Omega_{c_1}} \right) \right] \sum_{i=0}^{\infty} \frac{1}{(i!)^2} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{1}{(j!)^2} \frac{\rho^{i+j}}{(1-\rho)^{2i+2j+2}} \\
&\times \frac{x^{j\beta_1+\beta_1-1} y^{i\beta_1+\beta_1-1}}{\Omega_{d_1}^{j+1} \Omega_{d_2}^{i+1} \Omega_{c_1}^{i+1} \Omega_{c_2}^{i+1}} (x+y)^{(i+j+2)\beta_2} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-1)^k}{k!} \frac{(x+y)^{k\beta_2}}{(i+j+k+2)} C_k \\
&+ \beta_1 \beta_2^2 \exp \left[-\frac{1}{(1-\rho)} \left(\frac{x^{\beta_2}}{\Omega_{d_2}} + \frac{y^{\beta_2}}{\Omega_{c_2}} \right) \right] \sum_{m=0}^{\infty} \frac{1}{(m!)^2} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{(n!)^2} \frac{\rho^{m+n}}{(1-\rho)^{2m+2n+2}} \\
&\times \frac{x^{n\beta_2+\beta_2-1} y^{m\beta_2+\beta_2-1}}{\Omega_{d_1}^{n+1} \Omega_{d_2}^{n+1} \Omega_{c_1}^{m+1} \Omega_{c_2}^{m+1}} (x+y)^{(m+n+2)\beta_1} \sum_{p=0}^{\infty} \frac{(-1)^p}{p!} \frac{(x+y)^{p\beta_1}}{(m+n+p+2)} C_p
\end{aligned} \tag{5.4}$$

gde je:

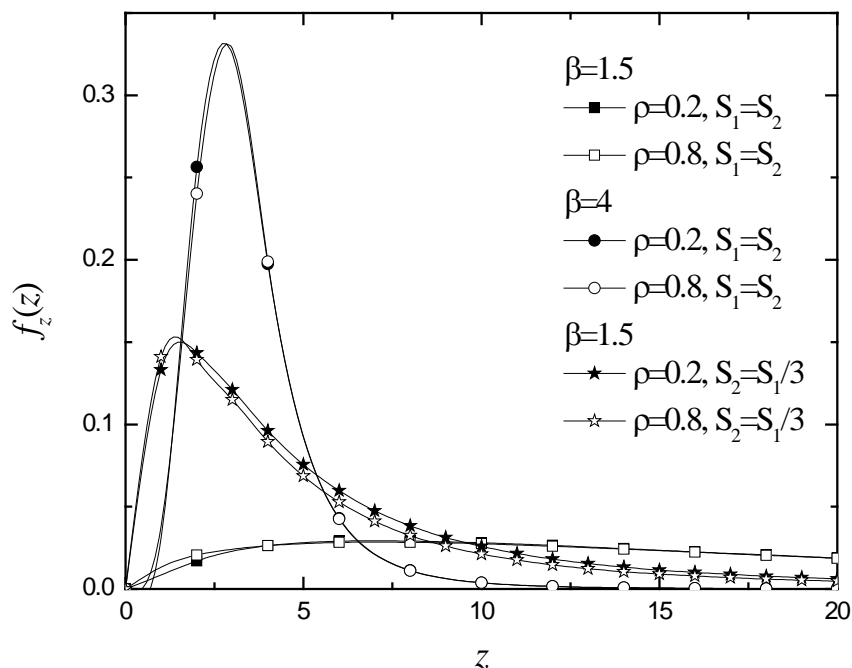
$$\begin{aligned}
C_k &= \sum_{m=0}^k \binom{m}{k} \left(\frac{1}{(1-\rho)\Omega_{c_2}} \right)^m \left(\frac{1}{(1-\rho)\Omega_{d_2}} \right)^{k-m} B((i+m+1)\beta_2, (j+k-m+1)\beta_2), \\
C_p &= \sum_{q=0}^p \binom{p}{q} \left(\frac{1}{(1-\rho)\Omega_{c_1}} \right)^q \left(\frac{1}{(1-\rho)\Omega_{d_1}} \right)^{p-q} B((m+q+1)\beta_1, (n+p-q+1)\beta_1),
\end{aligned}$$

a $B(a, b)$ predstavlja beta funkciju [29, j-na (8.380/1)].

Na osnovu izraza (3.7) i kada se iskoristi rešenje integrala [29, j-na. (3.326/2)], dobija se izraz za združenu funkciju gustine verovatnoće trenutne vrednosti odnosa signal-interferencija na izlazu iz prijemnika koji koristi algoritam maksimalne ukupne snage korisnog signala i interferencije:

$$\begin{aligned}
f_z(z) &= \beta_1 \beta_2 \sum_{i=0}^{\infty} \frac{1}{(i!)^2} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{\rho^{i+j}}{(j!)^2} z^{j\beta_1+\beta_1-1} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-1)^k}{k!} \frac{(z+1)^{(i+j+k+2)\beta_2}}{(i+j+k+2)} \left(\frac{z^{\beta_1}}{\Omega_{d_1}} + \frac{1}{\Omega_{c_1}} \right)^{-(j+i+2)-(i+j+k+2)\frac{\beta_2}{\beta_1}} \\
&\times \Gamma \left((j+i+2) + (i+j+k+2) \frac{\beta_2}{\beta_1} \right) \sum_{m=0}^k \binom{m}{k} B((i+m+1)\beta_2, (j+k-m+1)\beta_2) \\
&\times \frac{1}{\Omega_{d_1}^{j+1} \Omega_{d_2}^{j+k-m+1} \Omega_{c_1}^{i+1} \Omega_{c_2}^{i+m+1}} \frac{1}{(1-\rho)^{\left(1-\frac{\beta_2}{\beta_1}\right)_i + \left(1-\frac{\beta_2}{\beta_1}\right)_j + \left(1-\frac{\beta_2}{\beta_1}\right)_{k-2} \frac{\beta_2}{\beta_1}}} \\
&+ \beta_1 \beta_2 \sum_{m=0}^{\infty} \frac{1}{(m!)^2} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\rho^{m+n}}{(n!)^2} z^{n\beta_2+\beta_2-1} \sum_{p=0}^{\infty} \frac{(-1)^p}{p!} \frac{(z+1)^{(m+n+p+2)\beta_1}}{(m+n+p+2)} \left(\frac{z^{\beta_2}}{\Omega_{d_2}} + \frac{1}{\Omega_{c_2}} \right)^{(m+n+p+2)\frac{\beta_1}{\beta_2} + (n+m+2)} \\
&\times \Gamma \left((m+n+p+2) \frac{\beta_1}{\beta_2} + (n+m+2) \right) \sum_{q=0}^p \binom{p}{q} B((m+q+1)\beta_1, (n+p-q+1)\beta_1) \\
&\times \frac{1}{\Omega_{d_1}^{n+p-q+1} \Omega_{d_2}^{n+1} \Omega_{c_1}^{m+q+1} \Omega_{c_2}^{m+1}} \frac{1}{(1-\rho)^{\left(1-\frac{\beta_1}{\beta_2}\right)_m + \left(1-\frac{\beta_1}{\beta_2}\right)_n + \left(1-\frac{\beta_1}{\beta_2}\right)_{p-2} \frac{\beta_1}{\beta_2}}}
\end{aligned} \tag{5.5}$$

Funkcija gustine verovatnoće trenutne vrednosti odnosa signal-interferencija na izlazu prijemnika sa dve diverziti grane i selektivnim kombinovanjem signala, koji koristi algoritam maksimalne ukupne snage prilikom odlučivanja, prikazana je na slici 5.1. Prikazani su rezultati dobijeni za različite vrednosti oštine fedinga i stepena korelisanosti prijemnih grana, a za slučajeve kada su grane balansirane i nebalansirane.

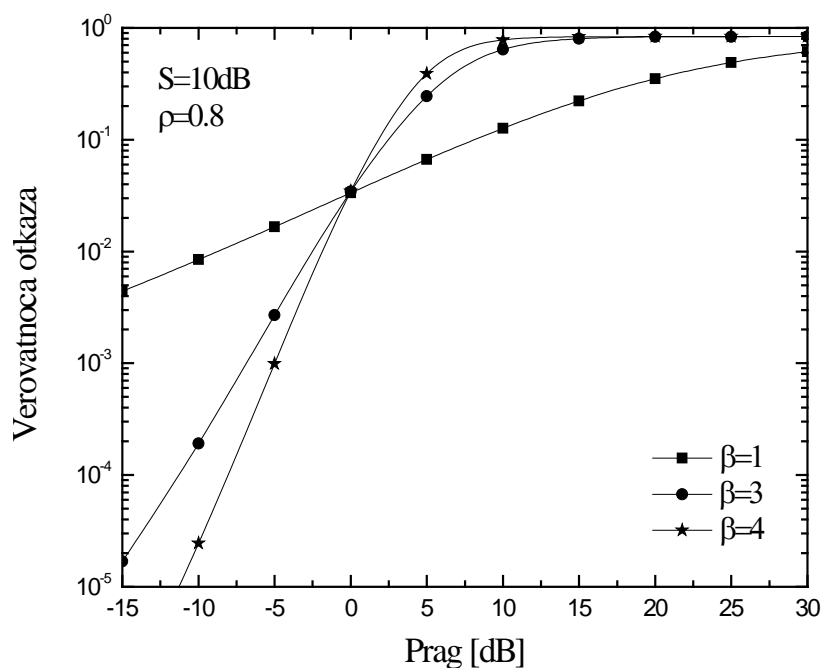


Slika 5.1. Zdržena funkcija gustine verovatnoće trenutne vrednosti odnosa signal-interferencija na izlazu prijemnika sa selektivnim kombinovanjem signala sa dve diverziti grane koji koristi algoritam maksimalne snage ukupnog signala, u funkciji odnosa anvelopa signala i interferencije, za različite vrednosti koeficijenta korelacije i nivoa balansiranosti grana, za dve vrednosti oštine fedinga

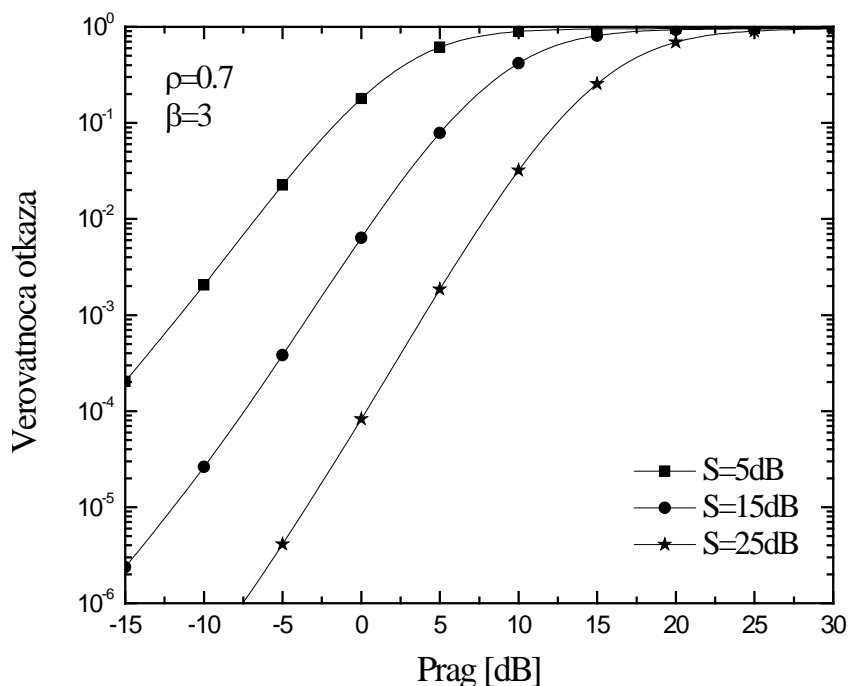
5.2. Analiza performansi sistema

5.2.1. Analiza statističkih karakteristika prvog reda

Numerički rezultati koji ilustruju uticaj vrednosti praga na verovatnoću otkaza sistema koji koristi algoritam maksimalnog ukupnog signala prilikom odlučivanja, prikazani su na slikama 5.2 i 5.3, za različite vrednosti koeficijenta korelacije, oštine fedinga i odnosa srednjih snaga korisnog signala i interferencije. Razmatran je slučaj kada su grane prijemnika balansirane pa je $S = \Omega_{d_1} / \Omega_{c_1} = \Omega_{d_2} / \Omega_{c_2}$.



Slika 5.2. Verovatnoća otkaza sistema u funkciji praga balansirano prijemnika sa selektivnim kombinovanjem signala, za različite vrednosti oštine fedinga i kada je $S=10\text{ dB}$ a $\rho=0.8$



Slika 5.3. Verovatnoća otkaza sistema u funkciji praga balansirano prijemnika sa selektivnim kombinovanjem signala, za različite vrednosti odnosa snaga korisnog signala i interferencije kada je $\rho=0.7$ a $\beta=3$

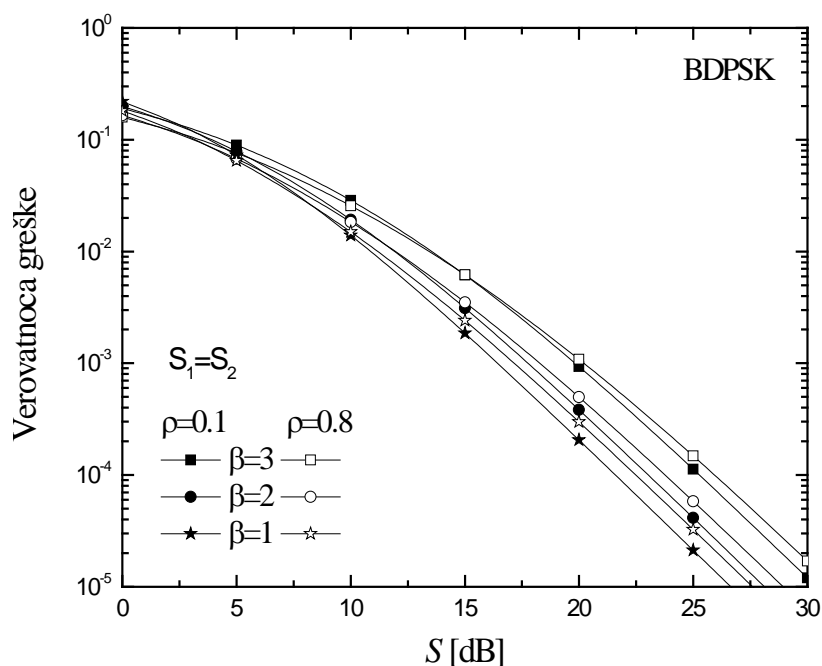
Verovatnoća otkaza balansiranog sistema u funkciji praga otkaza za različite vrednosti oštine fedinga prikazana je na slici 5.2. Za negativne vrednosti praga, verovatnoća otkaza je najmanja pri najmanjoj oštini fedinga, to jest kada je Vejbulov parameter najveći, dok je za pozitivne vrednosti praga, verovatnoća otkaza najmanja kada je signal izložen fedingu veće oštine. Može se primetiti da je zavisnost verovatnoće otkaza od praga otkaza, za slučaj kada je $\beta=1$, približno linearna.

Na slici 5.3 prikazan je uticaj odnosa srednjih snaga korisnog signala i interferencije na verovatnoću otkaza sistema. Verovatnoća otkaza se smanjuje sa povećanjem vrednosti odnosa srednjih snaga korisnog signala i interferencije.

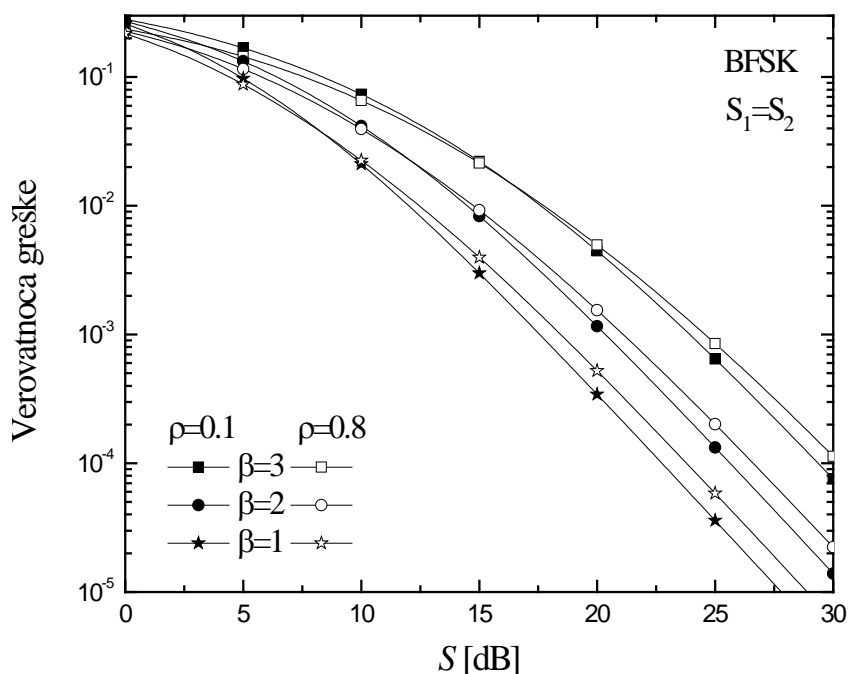
Koristeći definicioni izraz za verovatnoću greške (3.12) i izvedeni izraz za združenu funkciju gustine verovatnoće trenutne vrednosti odnosa signal-interferencija (5.5), na slikama 5.4, 5.5 i 5.6. predstavljeni su numerički rezultati za verovatnoću greške u funkciji odnosa srednjih snaga korisnog signala i interferencije. Prikazani grafici ilustruju uticaj modulacione tehnike, oštine fedinga i rastojanja između prijemnih grana na verovatnoću greške sistema koji koristi algoritam maksimalne ukupne snage prilikom odlučivanja.

Uticaj oštine fedinga i korelacije između prijemnih grana na verovatnoću greške sistema koji koristi BDPSK modulaciju, može se pratiti na slici 5.4. Sa povećanjem vrednosti odnosa srednjih snaga korisnog signala i interferencije povećava se i uticaj koeficijenta korelacije na performanse sistema. Performanse sistema su, kako je i očekivano, bolje u slučaju kada je rastojanje između grana diverziti sistema veće. Verovatnoća greške se smanjuje sa povećanjem oštine fedinga.

Na slici 5.5. prikazan je uticaj oštine fedinga i stepena korelacije između prijemnih grana na verovatnoću greške sistema koji koristi BFSK modulaciju. Kao i u slučaju BDPSK modulacione tehnike, veće rastojanje između diverziti grana i veća oština fedinga obezbeđuju bolje performanse sistema.

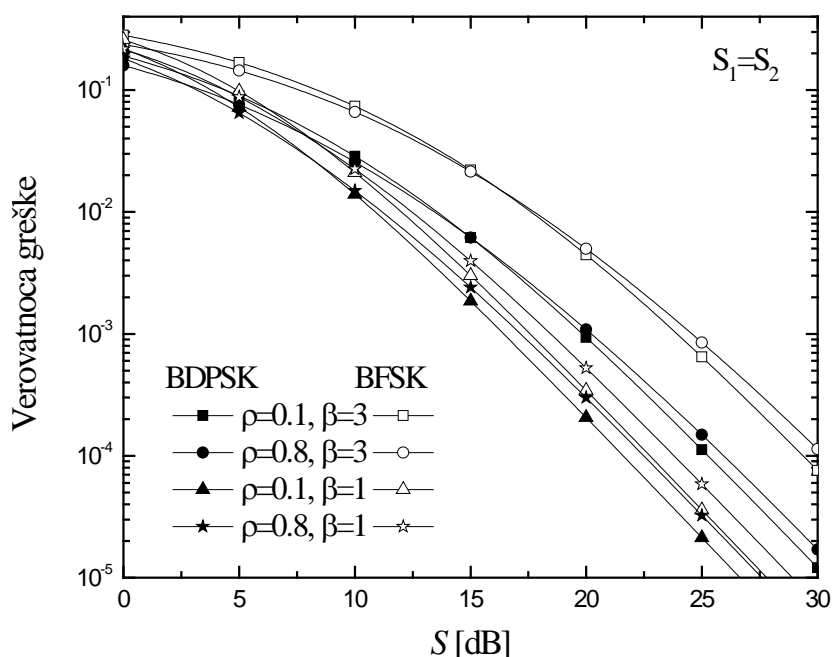


Slika 5.4. Verovatnoća greške prijmnika sa selektivnim kombinovanjem signala u funkciji odnosa srednjih snaga korisnog signala i interferencije, za različite vrednosti koeficijenta korelacije i oštine fedinga, kada se koristi BDPSK modulacija



Slika 5.5. Verovatnoća greške prijmnika sa selektivnim kombinovanjem signala u funkciji odnosa srednjih snaga korisnog signala i interferencije, za različite vrednosti koeficijenta korelacije i oštine fedinga, u slučaju nekoherentne BFSK modulacije

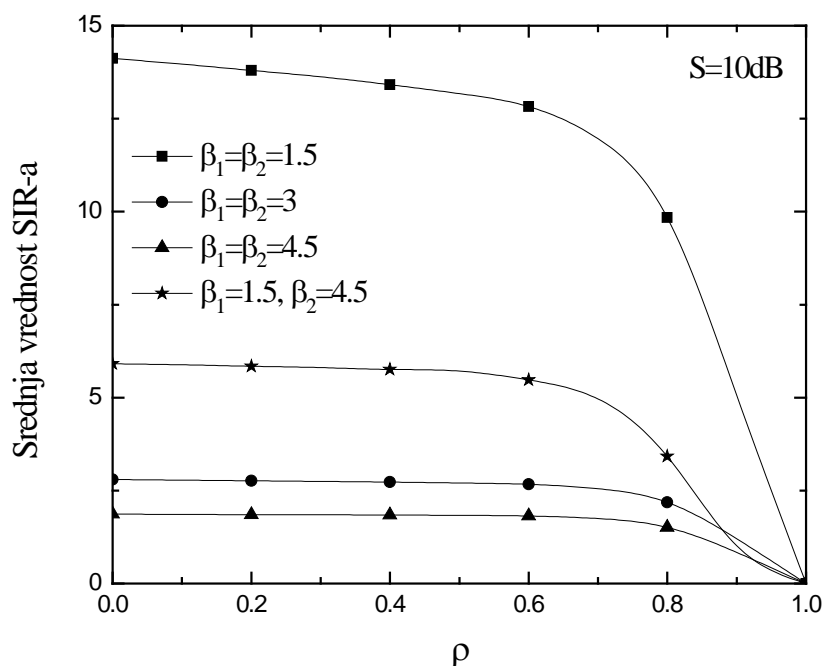
Na slici 5.6 izvršeno je poređenje rezultata zaverovatnoću greške prijemnika sa selektivnim kombinovanjem signala koji koristi algoritam maksimalne ukupne snage prilikom odlučivanja u funkciji odnosa srednjih snaga korisnog signala i interferencije, za različite vrednosti koeficijenta korelacije i oštine fedinga, za slučaj nekoherentne BFSK i BDPSK modulacione tehnike. BDPSK modulaciona tehnika obezbeđuje manju verovatnoću greške na prijemu pri čemu je uticaj oštine fedinga manji. Dobijeni rezultati pokazuju da je poboljšanje performansi sistema kada se koristi BDPSK modulacija u odnosu na BFSK modulaciju, evidentnije pri manjim oštrinama fedinga.



Slika 5.6. Poređenje rezultata za verovatnoću greške u funkciji odnosa srednjih snaga korisnog signala i interferencije, za različite vrednosti koeficijenta korelacije i dve vrednosti oštine fedinga, za slučaj nekoherentne BFSK i BDPSK modulacione tehnike

Na slikama 5.7 i 5.8 prikazani su numerički rezultati dobijeni za srednju vrednost odnosa signal-interferencija na izlazu balansirano prijemnika sa selektivnim kombinovanjem signala koji koristi algoritam maksimalne ukupne snage prilikom odlučivanja, u funkciji koeficijenta korelacije.

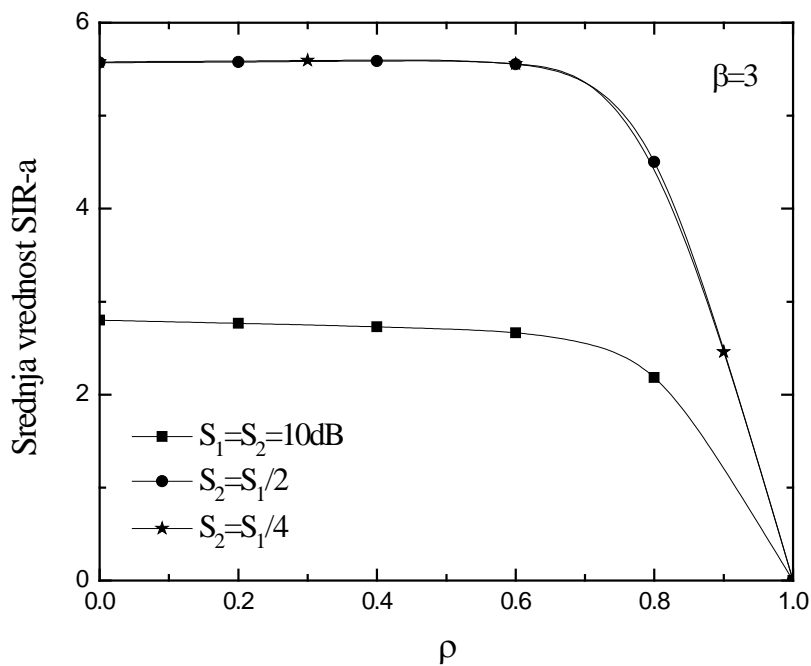
Na slici 5.7 prikazan je uticaj koeficijenta korelacije na srednju vrednost odnosa signal-interferencija za različite vrednosti oštine fedinga. Očigledno je da sistem ima bolje performanse u sredinama sa većim oštrinama fedinga.



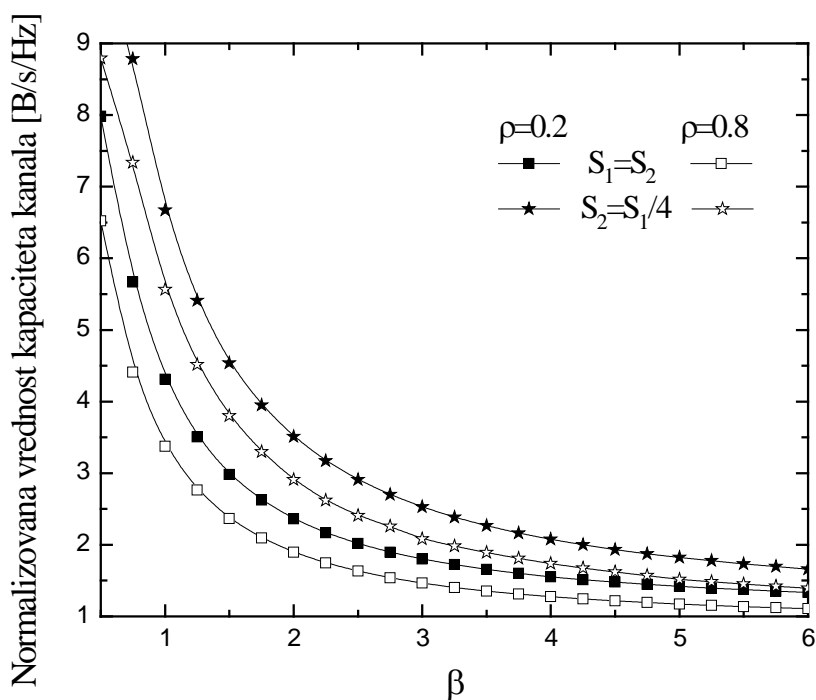
Slika 5.7. Zavisnost srednje vrednosti odnosa signal-interferencija na izlazu prijemnika sa selektivnim kombinovanjem signala od koeficijenta korelacije, za različite vrednosti oštine fedinga i za $S=10\text{ dB}$

Na slici 5.8 prikazan je uticaj balansiranosti sistema na srednju vrednost odnosa signal-interferencija u funkciji koeficijenta korelacije. Očigledno je da kada su grane prijemnika balansirane ($S_1=S_2$), performanse sistema su lošije u odnosu na slučaj kada se posmatra sistem sa nebalansiranim granama ($S_2=S_1/2$ i $S_2=S_1/4$), pri čemu je uticaj nivoa balansiranosti grana zanemarljiv.

Na slici 5.9 prikazana je normalizovana srednja vrednost kapaciteta kanala u funkciji oštine fedinga za različite vrednosti koeficijenta korelacije i nivoa balansiranosti grana. Može se primetiti da su performanse sistema bolje u slučaju kada su grane na većoj udaljenosti jedna od druge i kada je odnos srednjih snaga korisnog signala i interferencije jedne grane četiri puta veći u odnosu na isti odnos na drugoj grani ($S_2=S_1/4$).



Slika 5.8. Srednja vrednost odnosa signal-interferencija na izlazu prijemnika sa selektivnim kombinovanjem signala, u funkciji koeficijenta korelacije, za različite vrednosti odnosa srednjih snaga korisnog signala i interferencije i za $\beta=3$



Slika 5.9. Normalizovana vrednost kapaciteta kanala u zavisnosti od oštine fedinga u sistemu sa balansiranim i nebalansiranim granama, za dve različite vrednosti koeficijenta korelacije

6. DIVERZITI PRIJEMNIK SA SELEKTIVNOM TEHNIKOM KOBINOVANJA SIGNALA KOJI KORISTI ALGORITAM MINIMALNE INTERFERENCIJE

U savremenom radio okruženju postoji veliki broj korisnika i baznih stanica koji jedni drugima prave nezanemarljivu interferenciju, koja može biti značajna u odnosu na snagu signala. Kada je odnos signal-interferencija na prijemu niži od zahtevanog praga, performanse sistema se mogu poboljšati na nekoliko načina:

1. povećanjem snage signala, odnosno snage kojom predajnik emituje signal,
2. smanjenjem interferencije, odnosno izborom grane diveziti prijemnika na kojoj se pojavljuje bolji odnos signal-interferencija,
3. pomeranjem prijemnika i/ili predajnika u položaj u kome će odnos signal-interferencija biti bolji.

Očigledno, najjednostavnija opcija za rešenje ovog problema jeste prva opcija. Sa druge strane, kada predajnik poveća snagu svog emitovanja, u istom odnosu će se povećati i nivo interferencije koju on predstavlja za druge prijemnike. Sa stanovišta drugih prijemnika, u jednom trenutku će biti potrebno da i oni, na isti način poboljšaju odnos signal-interferencija, tako da je najizglednije da i oni pribegnu povećanju predajne snage. Na taj način može se doći u situaciju u kojoj svi uređaji povećavaju postepeno svoje snage zračenja sve dok ne dostignu maksimalnu snagu koja je ograničena bilo zakonskom regulativom, bilo mogućnostima uređaja. Ovo bi bio najnepovoljniji mogući ishod.

Imajući u vidu prethodno, algoritam minimalne interferencije može se posmatrati kao pristup koji omogućava smanjenje interferencije između dva ili više uređaja. U slučaju kada

prijemnik bira granu na kojoj prima manji nivo interferencije, obično važi i pretpostavka simetričnosti, odnosno, da je i interferencija u suprotnom smeru manja. Tačnije, kada se ova antena koristi za predaju, u prijemnoj grani drugog uređaja (koji je u slučaju emitovanja-izvor interferencije) može se očekivati manji nivo interferencije koji potiče od pomenute antene. Algoritam minimalne interferencije ne vodi računa o nivou signala, tako da se može dogoditi da i u ovom slučaju odnos signal-interferencija nije dovoljan za postizanje potrebnih performansi. Međutim, statistički posmatrano, sa algoritmom minimalne interferencije ne postoji (ili je daleko manji) efekat međusobnog primoravanja uređaja da postepeno povećavaju snagu zračenja, što ovom algoritmu daje značajnu prednost u odnosu na ostale algoritme. Pomenuta dobra strana algoritma minimalne interferencije nije detaljno razmatrana, jer to nije ni cilj ove doktorske disertacije, već su dobijeni rezultati usmereni na statistički opis karakteristika i performansi sistema kada se on upotrebljava. Potrebna su detaljnija istraživanja u kontekstu bežičnih senzorskih mreža kako bi se ustanovila opravdanost korišćenja algoritma minimalne interferencije u praktičnim uslovima eksploatacije.

Konkretni primer koji je razmatran u ovoj disertaciji, odnosi se na diverziti sistem sa dve grane koji koristi selektivnu tehniku kombinovanja i predloženi algoritam minimalne interferencije u sredini u kojoj su i korisni signal i interferencija korelisani i izloženi Vejbulovom fedingu.

U do sada objavljenoj literaturi, algoritam minimalne interferencije razmatran je za slučaj kada su na ulazu prisutni korisni signal i interferencija u sredini sa Rejli/Gama fedingom [104]. U ovoj glavi, predstavljena je analiza prostornog diverziti sistema sa selektivnom tehnikom kombinovanja signala koji koristi pomenuti algoritam za slučaj Vejbulovog okruženja.

6.1. Modelovanje sistema sa dva ulaza u prisustvu Vejbulovog brzog fedinga i interferencije

Kao i do sada, x_i predstavlja anvelopu korisnog signala, a y_i anvelopu interferencije na i -toj grani sistema sa diverziti prijemom, pri čemu je $i=1,2$. Kako je u realnom sistemu veoma teško izbeći uticaj jedne grane na drugu, anvelope željenog signala (x_1, x_2) kao i anvelope interferencije (y_1, y_2) su pod uticajem korelisanog Vejbulovog fedinga sa združenim funkcijama gustine verovatnoće [83, j-na 11]

$$f_{x_1, x_2}(x_1, x_2) = \frac{\beta_1 \beta_2}{\Omega_{d_1} \Omega_{d_2}} \frac{x_1^{\beta_1-1} x_2^{\beta_2-1}}{1-\rho} \exp \left[-\frac{1}{1-\rho} \left(\frac{x_1^{\beta_1}}{\Omega_{d_1}} + \frac{x_2^{\beta_2}}{\Omega_{d_2}} \right) \right] I_0 \left(\frac{2\sqrt{\rho}}{1-\rho} \frac{x_1^{\beta_1/2} x_2^{\beta_2/2}}{\sqrt{\Omega_{d_1} \Omega_{d_2}}} \right) \quad (6.1)$$

$$f_{y_1, y_2}(y_1, y_2) = \frac{\beta_1 \beta_2}{\Omega_{c_1} \Omega_{c_2}} \frac{y_1^{\beta_1-1} y_2^{\beta_2-1}}{1-\rho} \exp \left[-\frac{1}{1-\rho} \left(\frac{y_1^{\beta_1}}{\Omega_{c_1}} + \frac{y_2^{\beta_2}}{\Omega_{c_2}} \right) \right] I_0 \left(\frac{2\sqrt{\rho}}{1-\rho} \frac{y_1^{\beta_1/2} y_2^{\beta_2/2}}{\sqrt{\Omega_{c_1} \Omega_{c_2}}} \right) \quad (6.2)$$

gde ρ predstavlja koeficijent korelacije, β je Wejbulov feding paramater kojim se opisuje oština fedinga ($\beta > 0$) a $\Omega_{d_i} = \overline{x_i^{\beta_i}}$ i $\Omega_{c_i} = \overline{y_i^{\beta_i}}$ predstavljaju srednje snage željenog signala i interferencije na i -toj grani ($i = 1, 2$). $I_n(\cdot)$ je modifikovana Beselova funkcija prve vrste n -tog reda [29, j-na. (8.445)].

S obzirom da prijemnik, koji odluku o izboru grane donosi na osnovu algoritma minimalne interferencije, na izlaz prosleđuje signal sa grane na kojoj je interferencija manja. U sistemu sa dve grane postoje dva uslova:

1. $y_1 < y_2 \Rightarrow x_1 = x, y_1 = y$
2. $y_2 < y_1 \Rightarrow x_2 = x, y_2 = y,$

od kojih jedan mora biti zadovoljen.

Da bi jedan od ova dva uslova bio ispunjen, združena funkcija gustine verovatnoće anvelopa korisnog signala i interferencije na izlazu prijemnika sa dve grane računa se na sledeći način

$$f_{xy}(x, y) = \int_0^{\infty} \int_y^{\infty} f_{x_1, x_2}(x, x_2) f_{y_1, y_2}(y, y_2) dy_2 dx_2 + \int_0^{\infty} \int_y^{\infty} f_{x_1, x_2}(x_1, x) f_{y_1, y_2}(y_1, y) dy_1 dx_1. \quad (6.3)$$

Nakon smene jednačina (6.1) i (6.2) u jednačinu (6.3) i nakon korišćenja relacije [29, j-na 3.381/9], izraz za združenu funkciju gustine verovatnoće anvelopa signala i interferencije ima sledeći oblik

$$\begin{aligned}
f_{xy}(x, y) &= \beta_1^2 \sum_{i=0}^{\infty} \frac{1}{(i!)^2} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{1}{(j!)^2} \frac{\rho^{i+j}}{(1-\rho)^{i+j}} \frac{1}{\Omega_{d_1}^{i+1} \Omega_{c_1}^{j+1}} \Gamma(i+1) \\
&\times x^{i\beta_1+\beta_1-1} y^{j\beta_1+\beta_1-1} \exp \left[-\frac{1}{(1-\rho)} \left(\frac{x^{\beta_1}}{\Omega_{d_1}} + \frac{y^{\beta_1}}{\Omega_{c_1}} \right) \right] \Gamma \left(j+1, \frac{1}{(1-\rho)\Omega_{c_2}} y^{\beta_2} \right) \\
&+ \beta_2^2 \sum_{p=0}^{\infty} \frac{1}{(p!)^2} \sum_{q=0}^{\infty} \frac{1}{(q!)^2} \frac{\rho^{p+q}}{(1-\rho)^{p+q}} \frac{1}{\Omega_{d_2}^{p+1} \Omega_{c_2}^{q+1}} \Gamma(p+1) \\
&\times x^{p\beta_2+\beta_2-1} y^{q\beta_2+\beta_2-1} \exp \left[-\frac{1}{1-\rho} \left(\frac{x^{\beta_2}}{\Omega_{d_2}} + \frac{y^{\beta_2}}{\Omega_{c_2}} \right) \right] \Gamma \left(q+1, \frac{1}{(1-\rho)\Omega_{c_1}} y^{\beta_1} \right),
\end{aligned} \tag{6.4}$$

gde $\Gamma(\cdot)$ predstavlja gama funkciju [29, j-na 8.310/1].

Ako se trenutni odnos signal-interferencija na izlazu definiše kao $z=x/y$, njihova združena funkcija gustina verovatnoće na izlazu sistema koji koristi algoritam minimalne interferencije pri odlučivanju biće

$$f_z(z) = \int_0^{\infty} |J| f_{xy}(zy, y) dy = \int_0^{\infty} y f_{xy}(zy, y) dy, \tag{6.5}$$

gde je $|J|$ Jakobijan transformacije dat jednačinom (3.8).

Pretpostavimo da su signali na obe grane pod uticajem iste oštine fedinga ($\beta_1=\beta_2=\beta$). Zamenom jednačine (6.4) u jednačinu (6.5), združena funkcija gustine verovatnoće trenutnih vrednosti odnosa signal-interferencija na izlazu iz prijemnika može se dobiti u zatvorenom obliku kao

$$\begin{aligned}
f_z(z) &= \beta \sum_{i=0}^{\infty} \frac{1}{(i!)^2} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{1}{(j!)^2} \frac{(1-\rho)^2}{(i+j+2)} \frac{\rho^{i+j}}{\Omega_{d_1}^{i+1} \Omega_{c_1}^{j+1} \Omega_{c_2}^{j+1}} \Gamma(i+1) \Gamma(i+2j+3) z^{i\beta+\beta-1} \\
&\times \left(\frac{1}{\Omega_{c_2}} + \frac{z^\beta}{\Omega_{d_1}} + \frac{1}{\Omega_{c_1}} \right)^{-i-2j-3} {}_2F_1 \left(1, i+2j+3; i+j+3; \frac{\frac{z^\beta}{\Omega_{d_1}} + \frac{1}{\Omega_{c_1}}}{\frac{1}{\Omega_{c_2}} + \frac{z^\beta}{\Omega_{d_1}} + \frac{1}{\Omega_{c_1}}} \right) \\
&+ \beta \sum_{p=0}^{\infty} \frac{1}{(p!)^2} \sum_{q=0}^{\infty} \frac{1}{(q!)^2} \frac{(1-\rho)^2}{(p+q+2)} \frac{\rho^{p+q}}{\Omega_{d_2}^{p+1} \Omega_{c_1}^{q+1} \Omega_{c_2}^{q+1}} \Gamma(p+1) \Gamma(p+2q+3) z^{p\beta+\beta-1} \\
&\times \left(\frac{1}{\Omega_{c_1}} + \frac{z^\beta}{\Omega_{d_2}} + \frac{1}{\Omega_{c_2}} \right)^{-p-2q-3} {}_2F_1 \left(1, p+2q+3; p+q+3; \frac{\frac{z^\beta}{\Omega_{d_2}} + \frac{1}{\Omega_{c_2}}}{\frac{1}{\Omega_{c_1}} + \frac{z^\beta}{\Omega_{d_2}} + \frac{1}{\Omega_{c_2}}} \right)
\end{aligned} \tag{6.6}$$

Nakon sređivanja i uvođenja odnosa srednjih snaga željenog signala i interferencije na ulazu i -te grane ($i=1, 2$) prijemnika sa selektivnim kombinovanjem signala, koji se definiše kao $S_i = \Omega_{di} / \Omega_{ci}$, združena funkcija gustine verovatnoće trenutnih vrednosti odnosa signal-interferencija na izlazu iz prijemnika je

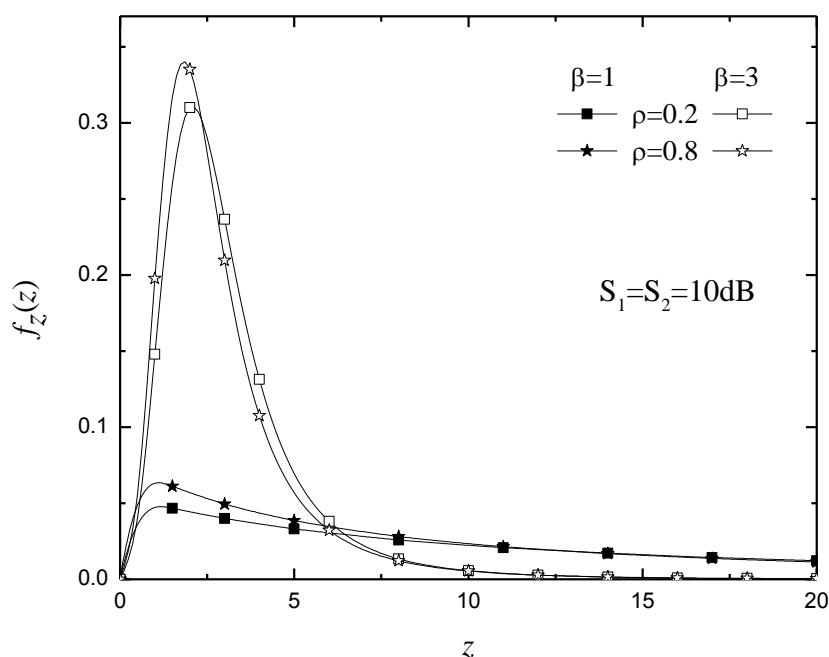
$$\begin{aligned}
 f_z(z) = & \beta \sum_{i=0}^{\infty} \frac{1}{(i!)^2} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{1}{(j!)^2} \frac{(1-\rho)^2 \rho^{i+j}}{(i+j+2)} S^{2j+2} \Gamma(i+1) \Gamma(i+2j+3) z^{i\beta+\beta-1} \\
 & \times \frac{1}{(z^\beta + 2S)^{i+2j+3}} {}_2F_1\left(1, i+2j+3; i+j+3; \frac{z^\beta + S}{z^\beta + 2S}\right) \\
 & + \beta \sum_{p=0}^{\infty} \frac{1}{(p!)^2} \sum_{q=0}^{\infty} \frac{1}{(q!)^2} \frac{(1-\rho)^2 \rho^{p+q}}{(p+q+2)} S^{2q+2} \Gamma(p+1) \Gamma(p+2q+3) z^{p\beta+\beta-1} \\
 & \times \frac{1}{(z^\beta + 2S)^{p+2q+3}} {}_2F_1\left(1, p+2q+3; p+q+3; \frac{z^\beta + S}{z^\beta + 2S}\right)
 \end{aligned} \tag{6.7}$$

Kako se u dobijenom izrazu za funkciju gustine verovatnoće trenutne vrednosti odnosa signal-interferencija na izlazu prijemnika pojavljuju beskonačne sume, konvergencija izraza je veoma bitna. U tabeli 6.1 može se vodeti koliko članova sume treba sabrati u okviru izraza za funkciju gustine verovatnoće, da bi se postigla željena tačnost na četvrtoj značajnoj decimali ako je $z=15$ i $S_1 = S_2 = 10\text{dB}$.

Na osnovu rezultata prikazanih u tabeli 6.1, može se zaključiti da broj članova sume u izrazu za združenu funkciju gustine verovatnoće trenutnih vrednosti odnosa signal-interferencija na izlazu iz prijemnika u jednačini (6.7), potreban da bi se postigla tačnost rezultata na četvrtoj značajnoj decimali, vidno zavisi od koeficijenta korelacije.

Tabela 6.1. Broj članova u svakoj od suma u izrazu za združenu funkciju gustine verovatnoće trenutnih vrednosti odnosa signal-interferencija na izlazu iz prijemnika, potreban da bi se postigla tačnost na četvrtoj značajnoj decimali, za različite vrednosti koeficijenta korelacije kada je $z=15$ i $S_1 = S_2 = 10\text{dB}$

	$\beta = 0.5$	$\beta = 3.5$	$\beta = 6$
$\rho = 0.2$	4	3	5
$\rho = 0.5$	8	9	10
$\rho = 0.8$	20	21	24



Slika 6.1. Funkcija gustine verovatnoće trenutne vrednosti odnosa signal-interferencija na izlazu prijmnika sa selektivnim kombinovanjem signala sa dve korelisane diverziti grane koji koristi algoritam minimalne interferencije pri odlučivanju, u funkciji odnosa anvelopa signala i interferencije, za različite vrednosti oštine fedinga i koeficijenta korelacije

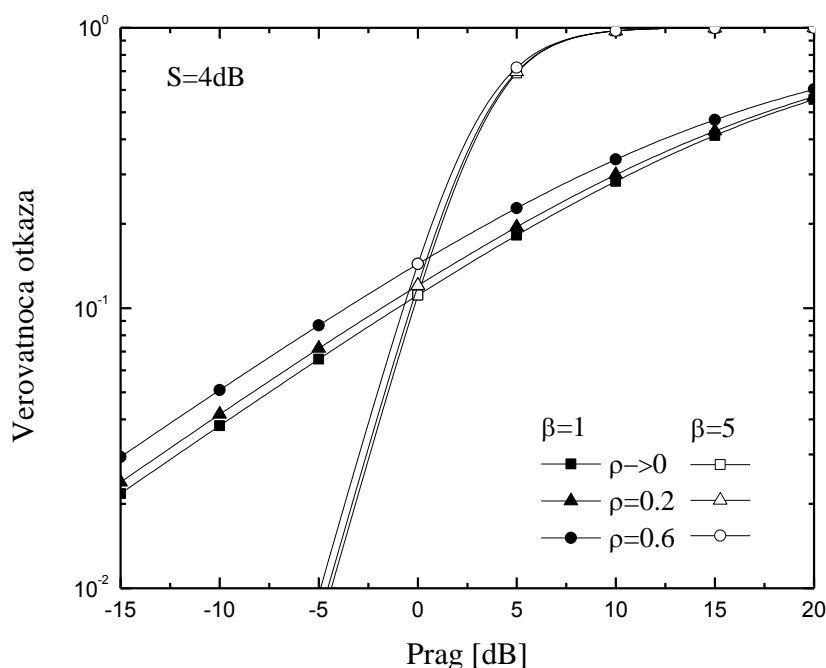
Na slici 6.1. prikazana je funkcija gustine verovatnoće trenutne vrednosti odnosa signal-interferencija na izlazu prijmnika sa selektivnim kombinovanjem signala sa dve diverziti grane, koji koristi algoritam minimalne interferencije pri odlučivanju, za različite vrednosti koeficijenta korelacije i oštine fedinga. Može se primetiti da je u sredinama sa manjim oštrinama fedinga, funkcija gustine verovatnoće trenutne vrednosti odnosa signal-interferencija na izlazu prijmnika sa selektivnim kombinovanjem signala veća, pa su u tim okolnostima performanse sistema bolje.

6.2. Analiza performansi sistema

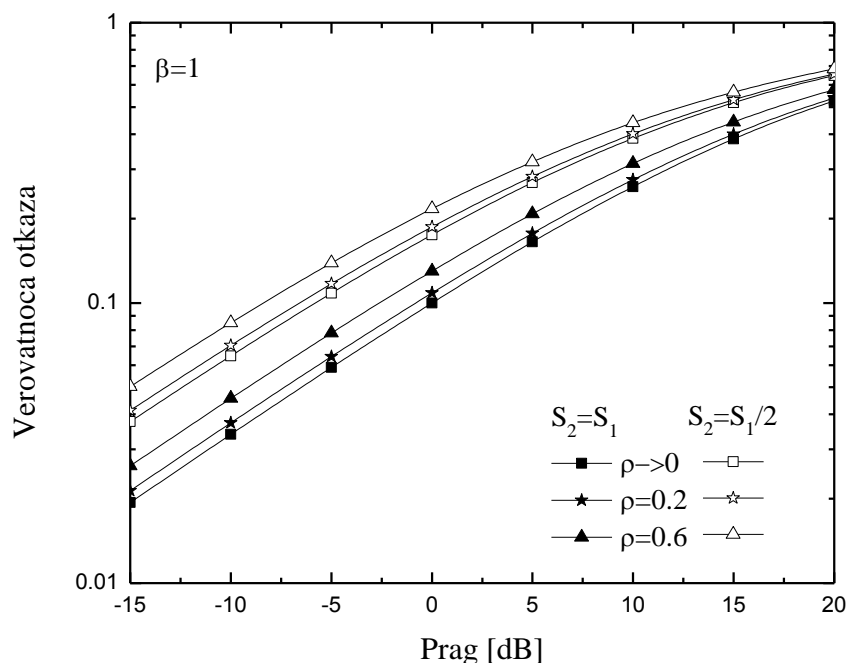
6.2.1. Analiza statističkih karakteristika prvog reda

Na osnovu izraza za statističke veličine prvog reda, koji su izvedeni u odeljku 6.1 i definicionih izraza iz odeljka 2.4.1, u daljem tekstu su predstavljeni numerički rezultati za verovatnoću otkaza, verovatnoću greške, srednju vrednost odnosa signal-interferencija i normalizovanu vrednost kapaciteta kanala.

Na slici 6.2 prikazana je verovatnoća otkaza balansiranog diverziti prijemnika sa selektivnim kombinovanjem signala sa dve grane koji koristi algoritam minimalne interferencije pri odlučivanju u funkciji praga za različite vrednosti oštine fedinga i koeficijenta korelacije. Za negativne vrednosti praga otkaza, performanse sistema su bolje u okruženju sa manjim oštrinama fedinga, odnosno sa većim vrednostima Weibulovog parametra, dok za pozitivne vrednosti praga sistem sa većim oštrinama fedinga pokazuje bolje performanse. Slika potvrđuje i to da sistem ima bolje performanse u slučaju kada je rastojanje između prijemnih antena veće. Uticaj koeficijenta korelacije izraženiji je u sredinama sa većim oštrinama fedinga.

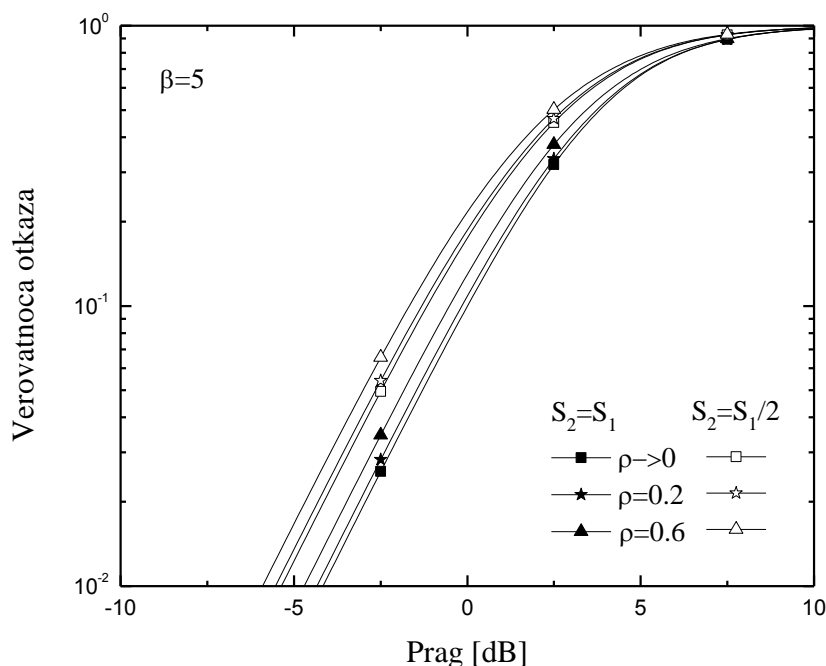


Slika 6.2. Verovatnoća otkaza u funkciji praga prijmnika sa selektivnim kombinovanjem signala koji koristi algoritam minimalne interferencije pri odabiru signala, za različite vrednosti koeficijenta korelacije i oštine fedinga, kada je $S=4$



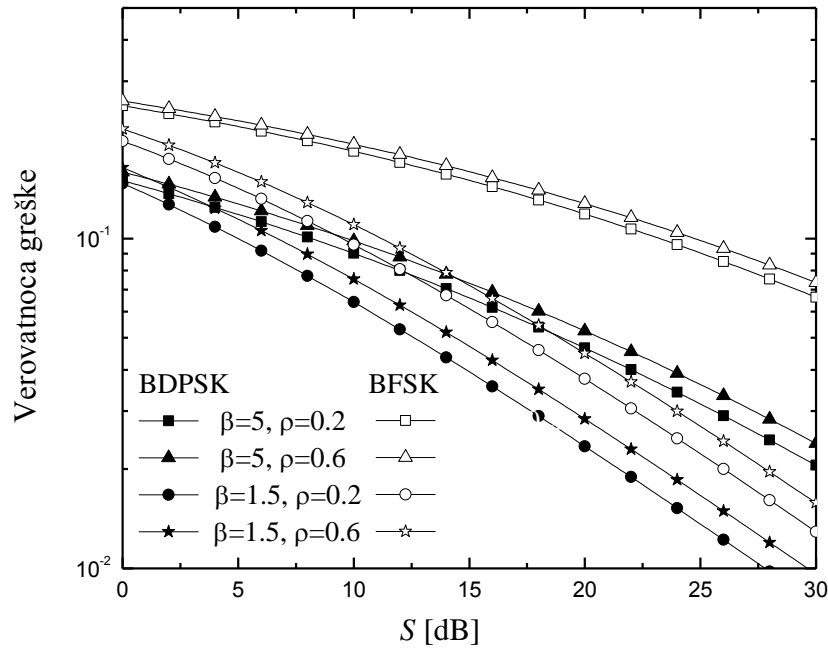
Slika 6.3. Verovatnoća otkaza u funkciji praga prijmnika sa selektivnim kombinovanjem signala koji koristi algoritam minimalne interferencije pri odlučivanju, u slučajevima kada su grane balansirane i nebalansirane pri različitim vrednostima koeficijenta korelacije za $\beta=1$

Verovatnoća otkaza prijmnika sa selektivnim kombinovanjem signala koji koristi algoritam minimalne interferencije pri odlučivanju u funkciji praga otkaza sistema kada vrednosti korelacionog koeficijenta iznose $\beta=1$ i $\beta=5$, prikazana je na slikama 6.3 i 6.4. Kako je i očekivano, performanse sistema su bolje za manje vrednosti korelacionog koeficijenta tj, u slučaju kada su diverziti grane dovoljno udaljene jedna od druge tako da je korelacija zanemarljivo mala. Može se primetiti i to da je verovatnoća otkaza manja kod sistema čije su grane balansirane.

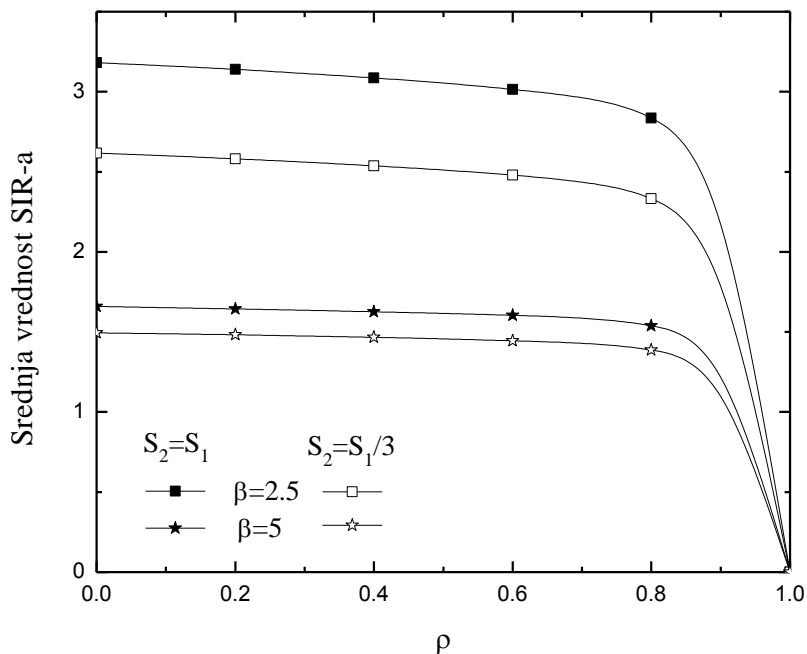


Slika 6.4. Verovatnoća otkaza prijemnika sa selektivnim kombinovanjem signala u funkciji praga, u slučajevima kada su grane balansirane i nebalansirane pri različitim vrednostima koeficijenta korelacije za $\beta=5$

Uticaj korelacije kao i oštine fedinga na verovatnoću greške može se pratiti na slici 6.5, gde je verovatnoća greške prikazana u funkciji odnosa srednjih snaga korisnog signala i interferencije. Povećanje vrednosti odnosa srednjih snaga korisnog signala i interferencije dovodi do smanjenja verovatnoće greške, a samim tim i do poboljšanja performansi sistema, što se i očekuje. Na ovoj slici takođe je prikazano i poređenje uticaja BFSK i BDPSK modulacione tehnike na performanse sistema. Može se primetiti da je u sistemima koji koriste BDPSK modulacionu tehniku manja verovatnoća greške, a da je uticaj oštine fedinga veći u slučaju kada sistem koristi BFSK modulacionu tehniku.

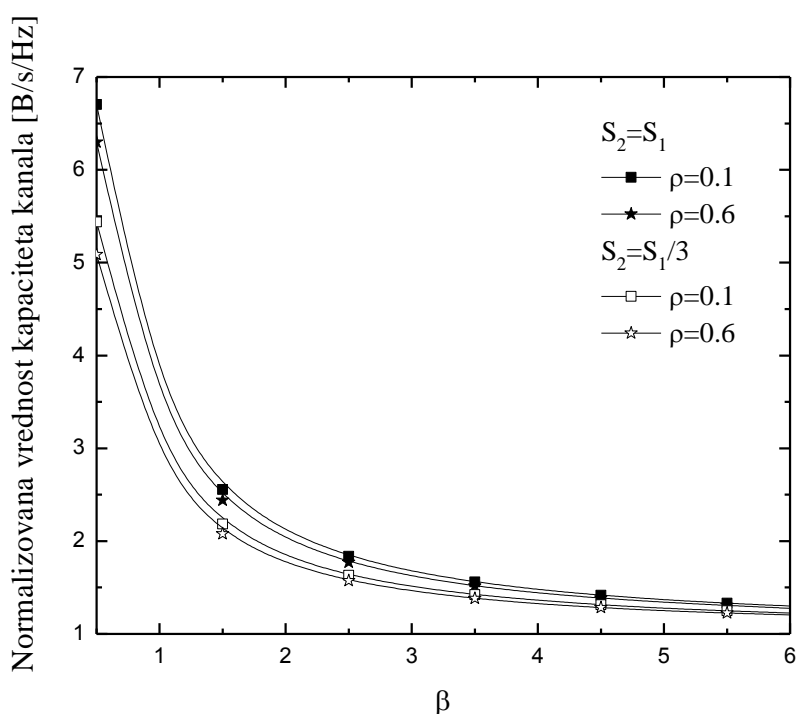


Slika 6.5. Poređenje rezultata za verovatnoću greške u zavisnosti od odnosa srednjih snaga korisnog signala i interferencije prijemnika sa selektivnim kombinovanjem signala, za različite vrednosti oštine fedinga i koeficijenta korelacije za slučajeve BDPSK i BFSK modulacije



Slika 6.6. Srednja vrednost odnosa signal-interferencija u funkciji koeficijenta korelacije na izlazu prijemnika sa selektivnim kombinovanjem signala sa dve balansirane i nebalansirane grane pri različitim vrednostima oštine fedinga

Na slici 6.6 prikazan je uticaj balansiranoosti grana sistema i oštine fedinga na srednju vrednost odnosa signal-interferencija na izlazu prijemnika sa selektivnim kombinovanjem sa dve grane, koji koristi algoritam minimalne interferencije pri odlučivanju. Sa povećanjem koeficijenta korelacije, srednja vrednost odnosa signal-interferencija opada, a to znači da se performanse sistema pogoršavaju. To je posebno izraženo za veće vrednosti koeficijenta korelacije. Performanse sistema su bolje u slučaju kada je odnos srednjih snaga korisnog signala i interferencije na obe grane jednak u odnosu na slučaj kada je taj odnos na prvoj grani tri puta veći nego na drugoj. Primetno je i da srednja vrednost odnosa signal-interferencija opada sa smanjenjem oštine fedinga, tj. sa povećanjem Vejbulovog parametra. Na osnovu rezultata koji su prikazani na slici 6.1, može se zaključiti da verovatnoća trenutne vrednosti odnosa signal-interferencija na izlazu prijemnika ima veću vrednost u slučaju veće oštine fedinga. Slični zaključci izvedeni su i u radovima [37] i [39] za Nakagami- m , a u radovima [79] i [91] za Vejbulovo feding okruženje.



Slika 6.7. Normalizovana vrednost kapaciteta kanala prijemnika sa selektivnim kombinovanjem signala u zavisnosti od oštine fedinga u sistemu sa balansiranim i nebalansiranim granama, za različite vrednosti koeficijenta korelacije

Slika 6.7 ilustruje uticaj oštine fedinga na normalizovanu vrednost kapaciteta kanala za različite vrednosti koeficijenta korelacije i odnosa srednjih snaga korisnog signala i interferencije. Primećuje se da je kapacitet kanala veći u slučaju kada se rastojanje između

antena diverziti sistema povećava i kada su grane prijemnika balansirane. I u ovom slučaju se kapacitet kanala smanjuje kada oštrina fedinga opada.

6.2.2. Analiza statističkih karakteristika drugog reda

U slučaju kada prijemnik sa dve grane pri odlučivanju koristi algoritam minimalne interferencije, združena raspodela anvelope korisnih signala, odgovarajućih interferencija i njihovih izvoda može se računati na sledeći način

$$f_{x\dot{x}y\dot{y}}(x, \dot{x}, y, \dot{y}) = f_{x\dot{x}}(x, \dot{x}) f_{y\dot{y}}(y, \dot{y}) \int_y^\infty f_{y_2}(y_2) dy_2 + f_{x\dot{x}}(x, \dot{x}) f_{y_2\dot{y}_2}(y, \dot{y}) \int_y^\infty f_{y_1}(y_1) dy_1 \quad (6.8)$$

Da bi odredili statističke karakteristike drugog reda razmatranog sistema, neophodno je odrediti združenu funkciju gustine verovatnoće anvelope signala i njegovog izvoda, što je urađeno u glavi 3. Nakon smene izraza (3.16), (3.17), (3.21) i (3.22) u relaciju (6.8) i kada se iskoristi rešenje integrala [29, j-na 3.381/9], dobija se izraz za združenu raspodelu anvelope korisnih signala, odgovarajućih interferencija i njihovih izvoda koji, za algoritam minimalne interferencije pri odlučivanju, ima oblik

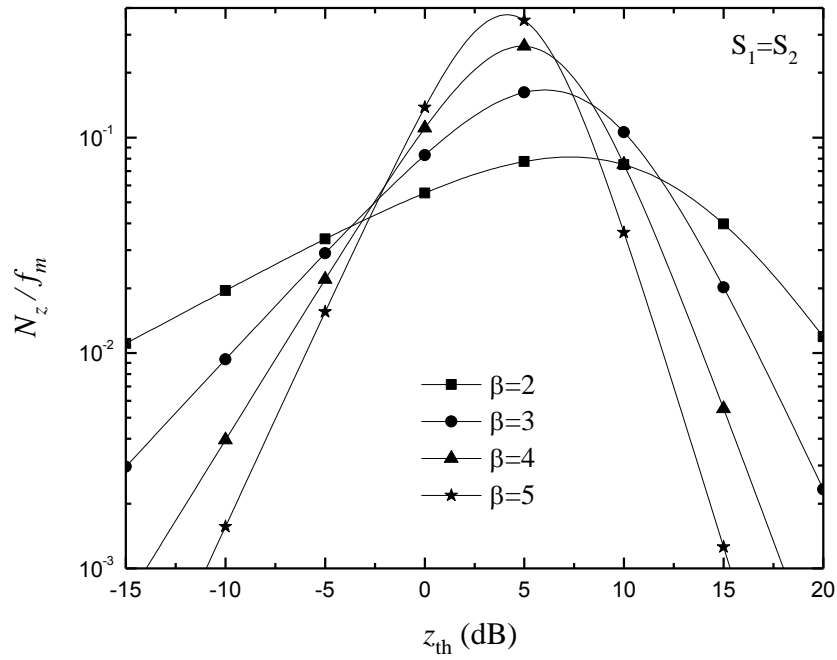
$$\begin{aligned} f_{x\dot{x}y\dot{y}}(x, \dot{x}, y, \dot{y}) &= \frac{\beta_{d_1}^2 \beta_{c_1}^2}{8\pi} \frac{1}{\Omega_{d_1}} \frac{1}{\Omega_{c_1}} \frac{1}{\sigma_d \sigma_c} x^{\beta_{d_1} + \frac{\beta_{d_1}}{2} - 2} \exp\left[-\frac{1}{2\sigma_d^2} \left(\frac{\beta_{d_1}^2}{4} x^{\beta_{d_1} - 2} \dot{x}^2\right)\right] \exp\left[-\frac{x^{\beta_{d_1}}}{\Omega_{d_1}}\right] \\ &\times y^{\beta_{c_1} + \frac{\beta_{c_1}}{2} - 2} \exp\left[-\frac{1}{2\sigma_c^2} \left(\frac{\beta_{c_1}^2}{4} y^{\beta_{c_1} - 2} \dot{y}^2\right)\right] \exp\left[-\frac{y^{\beta_{c_1}}}{\Omega_{c_1}}\right] \Gamma\left(1, \frac{1}{\Omega_{c_2}} y^{\beta_{c_2}}\right) \\ &+ \frac{\beta_{d_2}^2 \beta_{c_2}^2}{8\pi} \frac{1}{\Omega_{d_2}} \frac{1}{\Omega_{c_2}} \frac{1}{\sigma_d \sigma_c} x^{\beta_{d_2} + \frac{\beta_{d_2}}{2} - 2} \exp\left[-\frac{1}{2\sigma_d^2} \left(\frac{\beta_{d_2}^2}{4} x^{\beta_{d_2} - 2} \dot{x}^2\right)\right] \exp\left[-\frac{x^{\beta_{d_2}}}{\Omega_{d_2}}\right] \\ &\times y^{\beta_{c_2} + \frac{\beta_{c_2}}{2} - 2} \exp\left[-\frac{1}{2\sigma_c^2} \left(\frac{\beta_{c_2}^2}{4} y^{\beta_{c_2} - 2} \dot{y}^2\right)\right] \exp\left[-\frac{y^{\beta_{c_2}}}{\Omega_{c_2}}\right] \Gamma\left(1, \frac{1}{\Omega_{c_1}} y^{\beta_{c_1}}\right) \end{aligned} \quad (6.9)$$

Ukoliko se u dobijeni izraz uvede smena $z = x/y$, gde z predstavlja odnos anvelope signala i interferencije, nakon smene tog izraza u jednačinu (3.25) i korišćenja rešenja integrala [29, j-na 3.381/9 i 3.323/2, 6.455/1], dobija se konačni izraz za združenu funkciju gustine verovatnoće trenutnog odnosa signal-interferencija i njenog izvoda na izlazu prijemnika sa selektivnom tehnikom kombinovanja, koji ima dve grane i koristi algoritam minimalne interferencije pri odlučivanju:

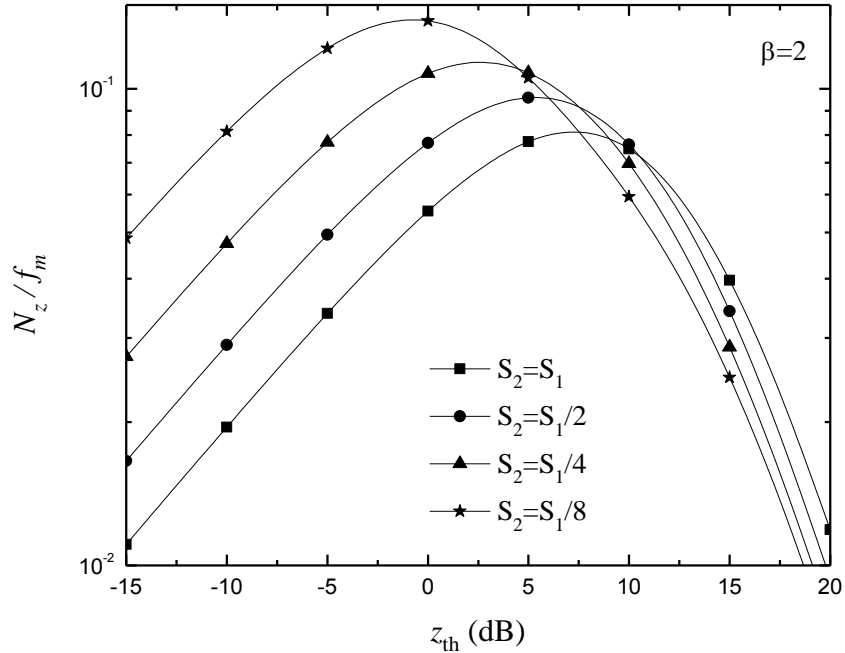
$$\begin{aligned}
f_{z\dot{z}}(z, \dot{z}) &= \frac{\beta^2}{\sqrt{2\pi}} \frac{1}{5} \frac{1}{\Omega_{d_1}} \frac{1}{\Omega_{c_1}} \frac{1}{\Omega_{c_2}} \frac{1}{\sigma_d \sigma_c} z^{\frac{3\beta}{2}-2} \left(\frac{1}{\sigma_d^2} z^\beta + \frac{1}{\sigma_c^2} \right)^{-\frac{1}{2}} \Gamma\left(\frac{7}{2}\right) \\
&\times \left(\frac{1}{\Omega_{c_2}} + \frac{1}{\Omega_{c_1}} + \frac{z^\beta}{\Omega_{d_1}} + \frac{\beta^2 \dot{z}^2}{8\sigma_d^2} \left(z^{\beta-2} - \frac{z^{2\beta-2}}{\sigma_d^2} \left(\frac{1}{\sigma_d^2} z^\beta + \frac{1}{\sigma_c^2} \right)^{-1} \right) \right)^{\frac{7}{2}} \\
&\times {}_2F_1 \left(1, \frac{7}{2}; \frac{7}{2}; \frac{\frac{1}{\Omega_{c_1}} + \frac{z^\beta}{\Omega_{d_1}} + \frac{\beta^2 \dot{z}^2}{8\sigma_d^2} \left(z^{\beta-2} - \frac{z^{2\beta-2}}{\sigma_d^2} \left(\frac{1}{\sigma_d^2} z^\beta + \frac{1}{\sigma_c^2} \right)^{-1} \right)}{\frac{1}{\Omega_{c_2}} + \frac{1}{\Omega_{c_1}} + \frac{z^\beta}{\Omega_{d_1}} + \frac{\beta^2 \dot{z}^2}{8\sigma_d^2} \left(z^{\beta-2} - \frac{z^{2\beta-2}}{\sigma_d^2} \left(\frac{1}{\sigma_d^2} z^\beta + \frac{1}{\sigma_c^2} \right)^{-1} \right)} \right) \\
&+ \frac{\beta^2}{\sqrt{2\pi}} \frac{1}{5} \frac{1}{\Omega_{d_2}} \frac{1}{\Omega_{c_1}} \frac{1}{\Omega_{c_2}} \frac{1}{\sigma_d \sigma_c} z^{\frac{3\beta_2}{2}-2} \left(\frac{1}{\sigma_d^2} z^{\beta_2} + \frac{1}{\sigma_c^2} \right)^{-\frac{1}{2}} \Gamma\left(\frac{7}{2}\right) \\
&\times \left(\frac{1}{\Omega_{c_1}} + \frac{1}{\Omega_{c_2}} + \frac{z^{\beta_2}}{\Omega_{d_2}} + \frac{\beta^2 \dot{z}^2}{8\sigma_d^2} \left(z^{\beta_2-2} - \frac{z^{2\beta_2-2}}{\sigma_d^2} \left(\frac{1}{\sigma_d^2} z^{\beta_2} + \frac{1}{\sigma_c^2} \right)^{-1} \right) \right)^{\frac{7}{2}} \\
&\times {}_2F_1 \left(1, \frac{7}{2}; \frac{7}{2}; \frac{\frac{1}{\Omega_{c_2}} + \frac{z^{\beta_2}}{\Omega_{d_2}} + \frac{\beta^2 \dot{z}^2}{8\sigma_d^2} \left(z^{\beta_2-2} - \frac{z^{2\beta_2-2}}{\sigma_d^2} \left(\frac{1}{\sigma_d^2} z^{\beta_2} + \frac{1}{\sigma_c^2} \right)^{-1} \right)}{\frac{1}{\Omega_{c_1}} + \frac{1}{\Omega_{c_2}} + \frac{z^{\beta_2}}{\Omega_{d_2}} + \frac{\beta^2 \dot{z}^2}{8\sigma_d^2} \left(z^{\beta_2-2} - \frac{z^{2\beta_2-2}}{\sigma_d^2} \left(\frac{1}{\sigma_d^2} z^{\beta_2} + \frac{1}{\sigma_c^2} \right)^{-1} \right)} \right)
\end{aligned} \tag{6.10}$$

Na osnovu izraza (6.10) i definicionog izraza (3.11) numerički rezultati za učestanost preseka nivoa su predstavljeni na slikama 6.8 i 6.9.

Uticaj oštine fedinga na normalizovanu učestanost preseka nivoa balansirano prijemnika sa selektivnim kombinovanjem signala sa dve grane, koji koristi algoritam minimalne interferencije pri odabiru signala, može se pratiti na slici 6.8. Sa povećanjem praga otkaza z_{th} , povećava se i srednja učestanost preseka nivoa sve dok ne dostigne svoju maksimalnu vrednost, nakon čega opada. Maksimalna vrednost fluktuacija se povećava sa smanjenjem oštine fedinga.

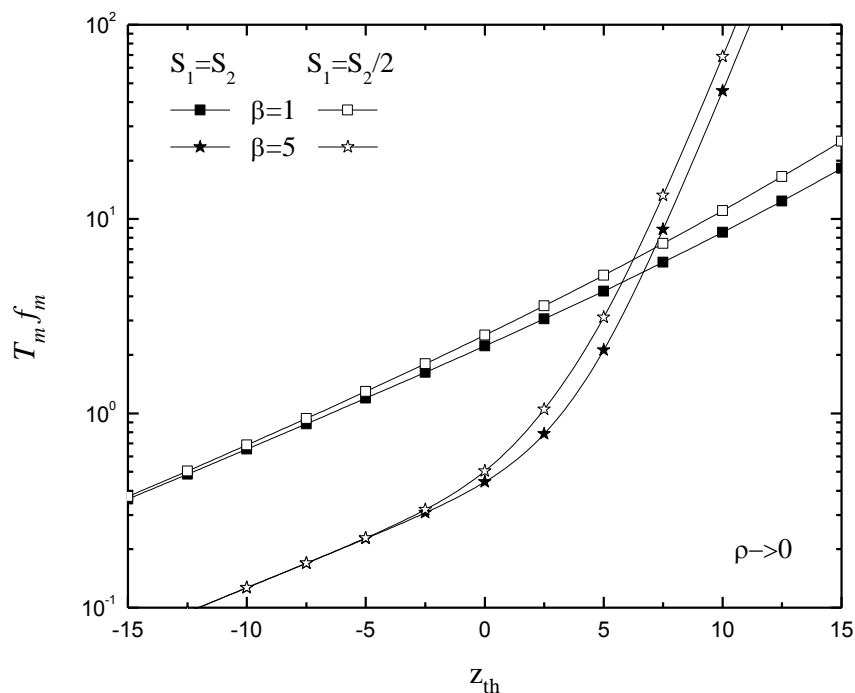


Slika 6.8. Normalizovana učestanost preseka nivoa balansirano prijemnika sa selektivnim kombinovanjem signala sa dve grane u funkciji praga, za različite vrednosti oštine fedinga kada se odlučivanje vrši na osnovu algoritma minimalne interferencije



Slika 6.9. Normalizovana učestanost preseka nivoa za slučaj balansiranih i nebalansiranih grana na prijemu u funkciji praga, kada se odlučivanje vrši na osnovu algoritma minimalne interferencije za $\beta=2$

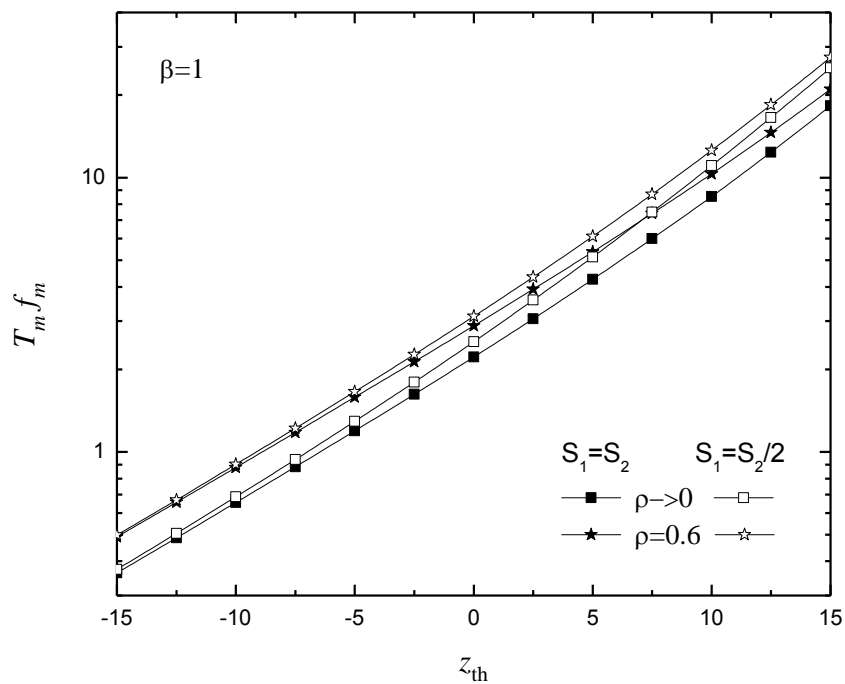
Uticaj balansiranosti grana na normalizovanu učestanost preseka nivoa u funkciji praga otkaza sistema prikazan je na slici 6.9. Može se primetiti da je uticaj balansiranosti grana na srednju učestanost preseka nivoa veći za manje vrednosti nivoa signala. Takođe je primetno da je normalizovana učestanost preseka nivoa najmanja za balansirani sistem, u slučaju manjih vrednosti z_{th} , dok je situacija obrnuta za veće vrednosti z_{th} .



Slika 6.10. Normalizovana vrednost srednjeg trajanja fedinga u funkciji praga za slučaj balansiranih i nebalansiranih grana na prijemu za različite vrednosti oštine fedinga kada kanali nisu korelisani

Na slici 6.10 prikazan je uticaj oštine fedinga i balansiranosti grana na normalizovanu vrednost srednjeg trajanja fedinga u funkciji praga z_{th} . Predstavljene numerički rezultati pokazuju da postoji približno linearana zavisnost između normalizovane vrednosti srednjeg trajanja fedinga i praga, u slučaju kada je oština fedinga veća. Sa porastom vrednosti z_{th} , vidljiviji je uticaj balansiranosti grana posmatranog diverziti sistema na dobijene rezultate.

Na slici 6.11 predstavljen je uticaj koeficijenta korelacije i balansiranosti grana na normalizovanu vrednost srednjeg trajanja fedinga kada se koristi algoritam minimalne interferencije pri odabiru signala. Sa porastom z_{th} povećava se uticaj balansiranosti grana sistema, dok se uticaj korelacije među granama smanjuje.



Slika 6.11. Normalizovana vrednost srednjeg trajanja fedinga za slučaj balansiranih i nebalansiranih grana na prijemu u funkciji praga, za različite vrednosti koeficijenta korelacije kada se koristi algoritam minimalne interferencije pri odlučivanju i $\beta=1$

7. POREĐENJE REZULTATA DOBIJENIH PRIMENOM RAZLIČITIH ALGORITAMA PRI ODABIRU SIGNALA

U poredne četiri glave razmatrane su performanse bežičnih telekomunikacionih sistema, kod kojih se, pored korisnog signala, pojavljuje i interferencija na ulazu u diverziti prijemnik sa selektivnom tehnikom kombinovanja, koji pri odabiru signala koristi jedan od četiri predložena algoritma odlučivanja zasnovanih na: maksimalnom odnosu signal-interferencija (SIR algoritam), maksimalnom korisnom signalu (DS algoritam), maksimalnom ukupnom signalu (S+I algoritam) i minimalnoj interferenciji (MI algoritam). U ovoj glavi izvršeno je poređenje rezultata dobijenih primenom pomenutih algoritama pri istim uslovima u prenosnom kanalu sa Vejbulovim fadingom.

U literaturi postoji nekoliko radova u kojima je izvršeno poređenje rezultata dobijenih korišćenjem diverziti sistema sa selektivnom tehnikom kombinovanja signala, koji koriste algoritme: maksimalan odnos signal-interferencija, maksimalan korisni signal i maksimalan ukupni signal pri odabiru izlaznog signala, pri čemu je razmatran slučaj kada je prisutan veći broj interferencija, a korelacija između grana zanemarena. Uticaj primene tri pomenuta algoritma pri odabiru signala na verovatnoću otkaza sistema sa selektivnim kombinovanjem sa L diverziti grana u kome je korišćen Nakagami- m model fadinga, razmatran je u radu [5], a Nakagami/Rejli model sa dve i četiri diverziti grane u radu [98]. U radovima [133], [135] i [136] dato je poređenje rezultata za verovatnoću otkaza, srednje trajanje otkaza i učestanost preseka nivoa prilikom korišćenja tri različita algoritma u sredini sa Rejlijevim fadingom.

Problemu poređenja rezultata dobijenih primenom dva algoritma u literaturi je posvećeno nešto više pažnje u odnosu na poređenje rezultata dobijenih primenom tri algoritma. Poređenje rezultata za sistem sa selektivnim kombinovanjem signala sa dve

korelisane grane, u slučajevima kada se koristi algoritam zasnovan na maksimalnom odnosu signal-interferencija i algoritam zasnovan na maksimalnom korisnom signalu, dato je u radovima [47], [58], [61], [64] i [65] u sredini sa Rajs/Rejljevom fedingom, u radu [53] u sredini sa Nakagami- m fedingom, a u radu [66] u sredini sa Vejbulovim fedingom.

Poređenje rezultata za verovatnoću otkaza selektivnog diverziti prijemnika koji pri odabiru signala koristi algoritam zasnovan na maksimalnom odnosu signal-interferencija i algoritam zasnovan na maksimalnom korisnom signalu u kanalu sa interferencijom koji je izložen Vejbulovom fedingu sa dve i četiri nekorelisane grane dato je u radu [33], a sa tri grane u radovima [26], [92] i [93]. U radu [99] poređeni su rezultati dobijeni korišćenjem algoritma zasnovanog na maksimalnom ukupnom signalu i algoritma zasnovanog na maksimalom odnosu signal-interferencija u sistemu koji se nalazi u Rejljevom okruženju i izložen je uticaju više interferencija.

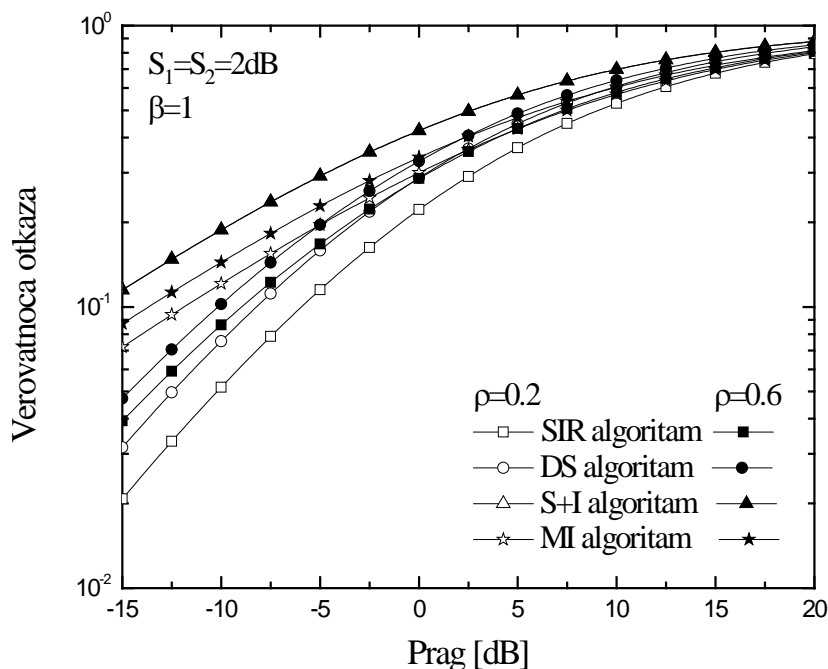
7.1. Poređenje statističkih karakteristika prvog reda

Koristeći analitičke izraze koji su izvedeni u ovoj doktorskoj disertaciji izvršena su izračunavanja statističkih karakteristika prvog reda signala u bežičnom telekomunikacionom sistemu sa selektivnim kombinovanjem i rezultati koji se porede prikazani su grafički. Na slikama 7.1, 7.2 i 7.3 prikazani su uporedni rezultati verovatnoće otkaza sistema sa balansiranim granama, za sličaj kada se svaki od četiri predložena algoritma koristi pri odabiru izlaznog signala, za dve vrednosti Vejbulovog parametra, a pri različitim vrednostima koeficijenta korelacije i odnosa srednjih snaga korisnog signala i interferencije. U sva tri razmatrana slučaja, pri različitim parametrima sistema, verovatnoća otkaza sistema je najmanja za sistem koji pri odlučivanju koristi algoritam zasnovan na maksimalom odnosu signal-interferencija.

Međutim, može se primetiti da je sistem koji pri odlučivanju koristi algoritam minimalne interferencije, manje osetljiv na pojavu korelacije među diverziti granama u odnosu na sistem koji pri odlučivanju koristi algoritam zasnovan na maksimalom odnosu signal-interferencija, što u realnom scenariju daje značajnu prednost sistemima koji koriste algoritam minimalne interferencije u odnosu na druge algoritme.

U slučaju kada je odnos srednjih snaga korisnog signala i interferencije manji, što odgovara scenariju prikazanom na slici 7.1, može se primetiti da se sa povećanjem vrednosti

praga, rezultati dobijeni za verovatnoću otkaza sistema, koji pri odabiru signala koriste algoritam minimalne interferencije i algoritam maksimalnog odnosa signal-interferencija, približavaju do skoro poklapanja, za razliku od rezultata dobijenih primenom preostala dva predložena algoritma pri odlučivanju.

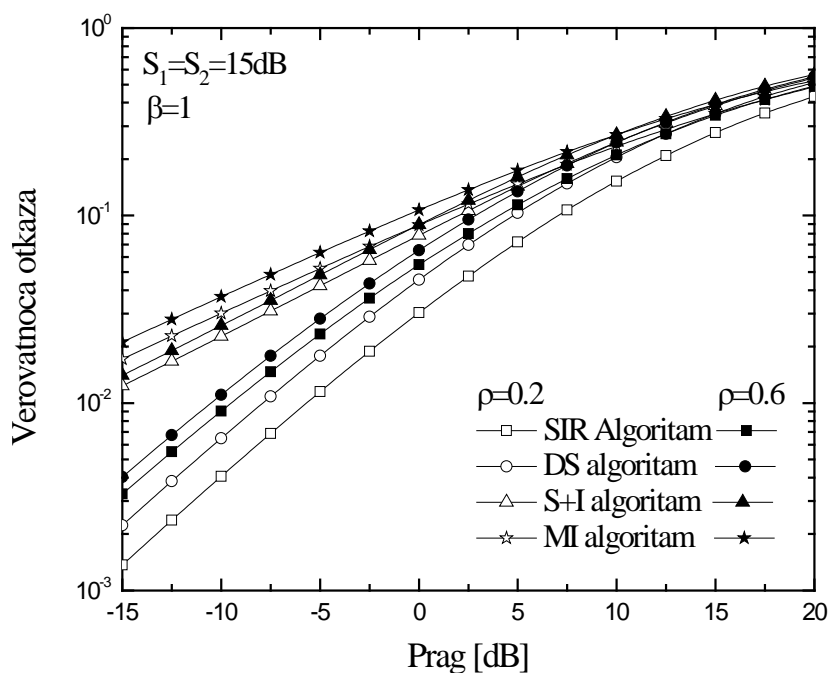


Slika 7.1. Verovatnoća otkaza u funkciji praga otkaza, za različite algoritme odlučivanja na izlazu iz prijemnika sa selektivnim kombinovanjem signala i balansiranim granama kada je $S_1=S_2=2\text{dB}$, za dve različite vrednosti koeficijenta korelacije i za $\beta=1$

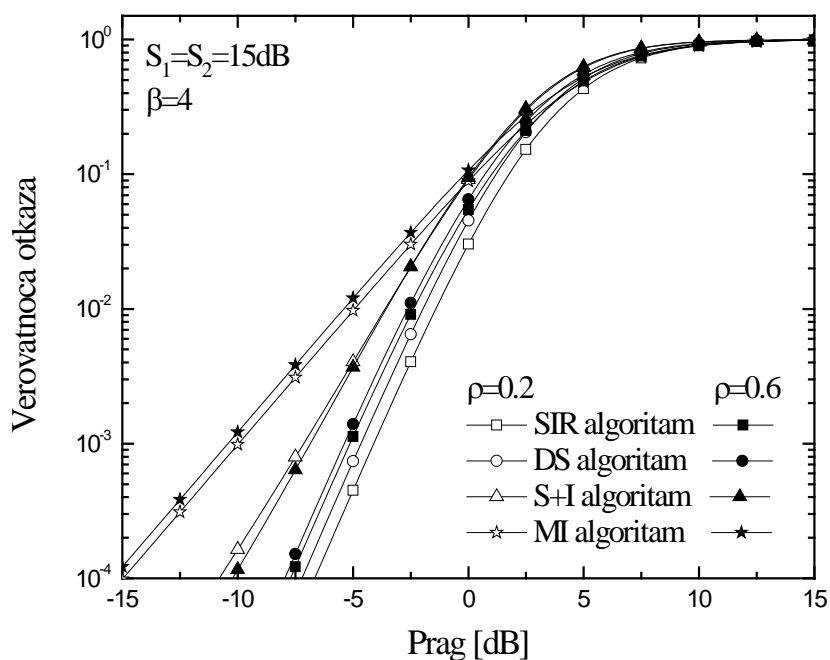
Kako bi preciznije mogli da se uporede rezultati verovatnoće otkaza sistema dobijeni primenom različitih algoritama za odabir korisnog signala, može se posmatrati relativno odstupanje verovatnoće otkaza koje se definiše na sledeći način

$$\Delta_{a,b} = \left[1 - \frac{P_{out_b}}{P_{out_a}} \right] \cdot 100\% . \quad (7.1)$$

Tako na primer, za $S_1=S_2=15\text{dB}$, za verovatnoću otkaza od 10^{-1} , razlika između zahtevanog praga za algoritam maksimalnog odnosa signal-interferencija i algoritam minimalne interferencije, za sistem sa većim rastojanjem između antena, odnosno manjom korelacijom ($\rho=0.2$), iznosi 4.7dB u slučaju kada je $\beta=1$, odnosno, 1.5dB u slučaju kada je $\beta=4$, dok je razlika između zahtevanog praga za algoritam maksimalnog odnosa signal-interferencija i algoritam minimalne interferencije za sistem sa manjim rastojanjem između antena ($\rho=0.6$) vrednosti 5dB u slučaju kada je $\beta=1$, odnosno, 1.2dB u slučaju kada je $\beta=4$.



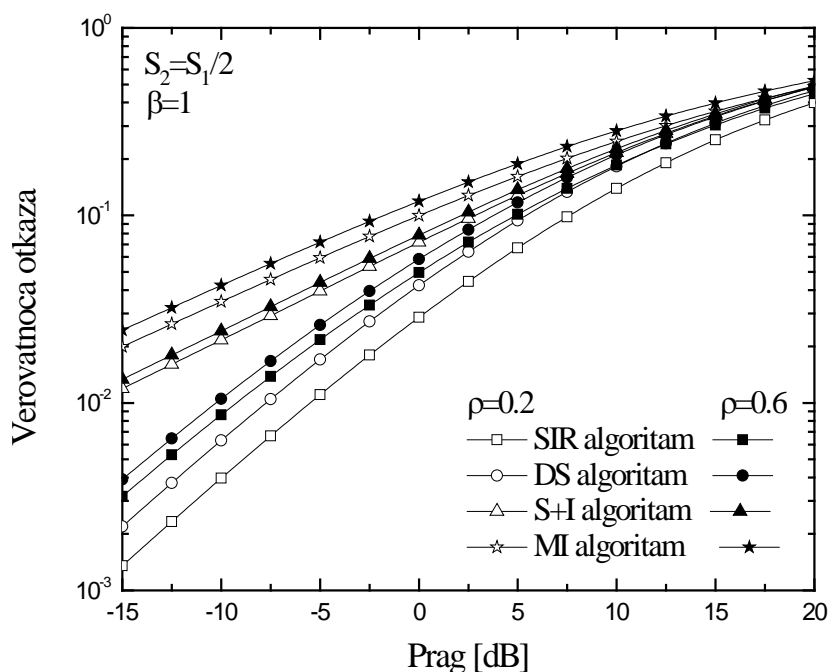
Slika 7.2. Verovatnoća otkaza u zavisnosti od vrednosti praga za različite algoritme odlučivanja na izlazu iz prijemnika sa selektivnim kombinovanjem signala i balansiranim granama kada je $S_1=S_2=15\text{dB}$, za različite vrednosti koeficijenta korelacije i za $\beta=1$



Slika 7.3. Verovatnoća otkaza u zavisnosti od vrednosti praga za različite algoritme odlučivanja na izlazu iz prijemnika sa selektivnim kombinovanjem signala i balansiranim granama kada je $S_1=S_2=15\text{dB}$, za različite vrednosti koeficijenta korelacije i za $\beta=4$

Na slici 7.3 može se primetiti da je u slučaju kada je vrednost parametra β veća, uticaj korelacije među granama je manje izražen u sistemu koji koristi algoritme minimalne interferencije i maksimalnog ukupnog signala u odnosu na algoritme maksimalnog korisnog signala i maksimalnog odnosa signal-interferencija.

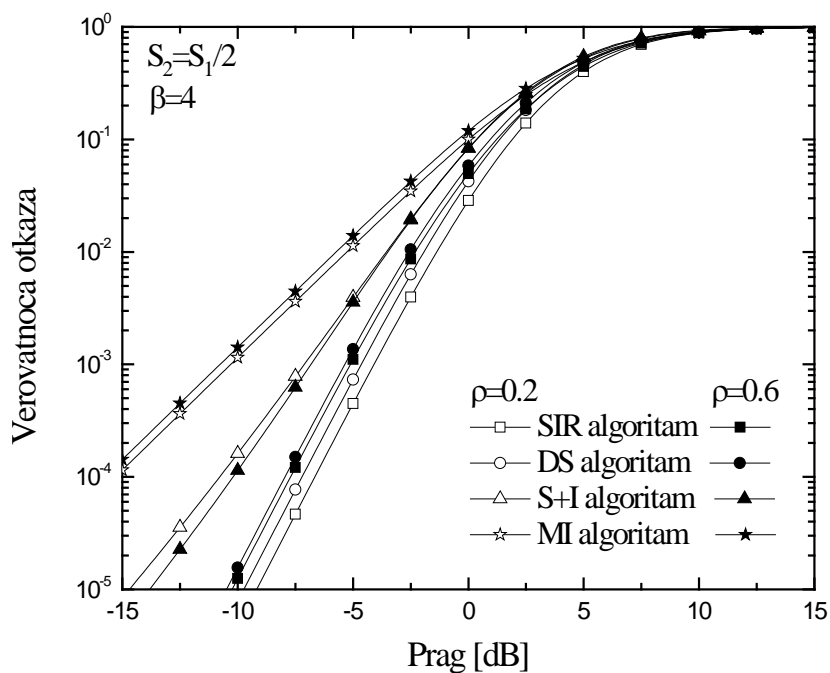
Poređenje rezultata za verovatnoću otkaza nebalansiranog sistema kada se koristi svaki od četiri pomenuta algoritma prilikom odlučivanja, prikazano je na slikama 7.4 i 7.5 za slučaj manje nebalansiranosti grana ($S_2=S_1/2$) i na slikama 7.6 i 7.7 za slučaj veće nebalansiranosti grana ($S_2=S_1/5$). Kao i kod balansiranog sistema i kod nebalansiranog sistema, najbolje rezultate, po pitanju verovatnoće otkaza, daje sistem koji koristi algoritam maksimalnog odnosa signal-interferencija, nezavisno od nivoa balansiranosti grana.



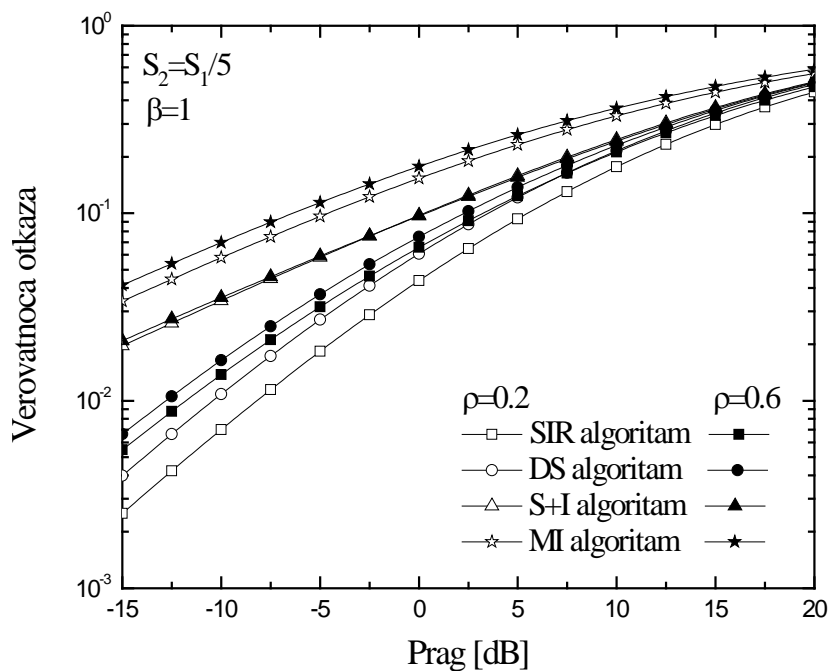
Slika 7.4. Verovatnoća otkaza sistema u zavisnosti od vrednosti praga za različite algoritme odlučivanja na izlazu iz prijemnika sa selektivnim kombinovanjem signala i nebalansiranim granama kada je $S_2=S_1/2$, za različite vrednosti koeficijenta korelacije i za $\beta=1$

U slučaju nebalansiranog sistema za verovatnoću otkaza od 10^{-1} , potrebna razlika između zahtevanog praga za algoritam maksimalnog odnosa signal-interferencija i algoritam minimalne interferencije, za sistem sa većim rastojanjem između antena ($\rho=0.2$) je 6.5dB kada je $S_2=S_1/2$, a vrednosti 10.5dB za $S_2=S_1/5$ u slučaju kada je $\beta=1$, odnosno, vrednosti 1.9dB za $S_2=S_1/2$ i vrednosti 2.3dB za $S_2=S_1/5$ u slučaju kada je $\beta=4$, dok je razlika između

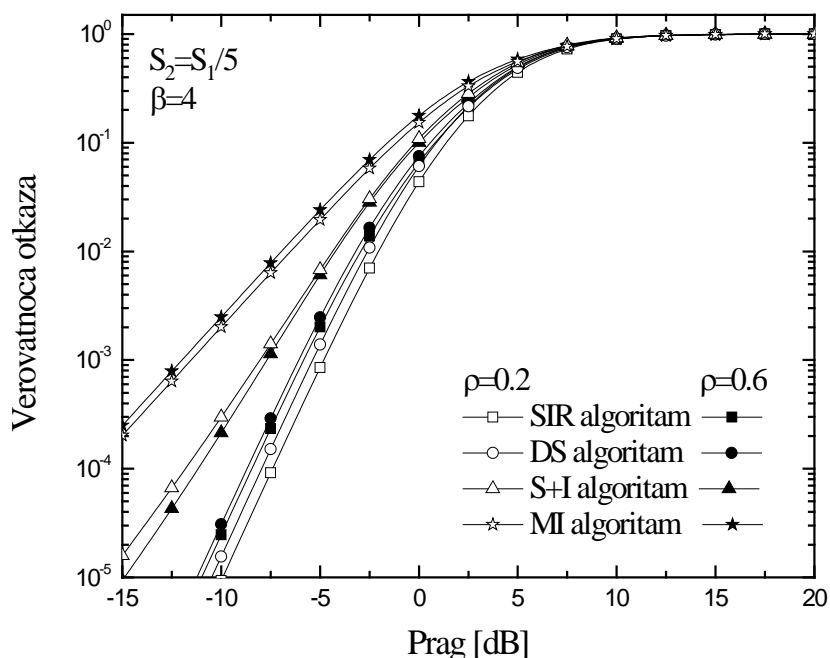
zahtevanog praga za algoritam maksimalnog odnosa signal-interferencija i algoritam minimalne interferencije za sistem sa manjim rastojanjem između antena ($\rho=0.6$) 6.5dB za $S_2=S_1/2$ i vrednosti 9.3dB za $S_2=S_1/5$, u slučaju kada je $\beta=1$, odnosno, vrednosti 1.6dB za $S_2=S_1/2$ i vrednosti 2.3dB za $S_2=S_1/5$ u slučaju kada je $\beta=4$.



Slika 7.5. Verovatnoća otkaza sistema u zavisnosti od vrednosti praga za različite algoritme odlučivanja na izlazu iz prijemnika sa selektivnim kombinovanjem signala i nebalansiranim granama kada je $S_2=S_1/2$, za dve različite vrednosti koeficijenta korelacije i za $\beta=4$

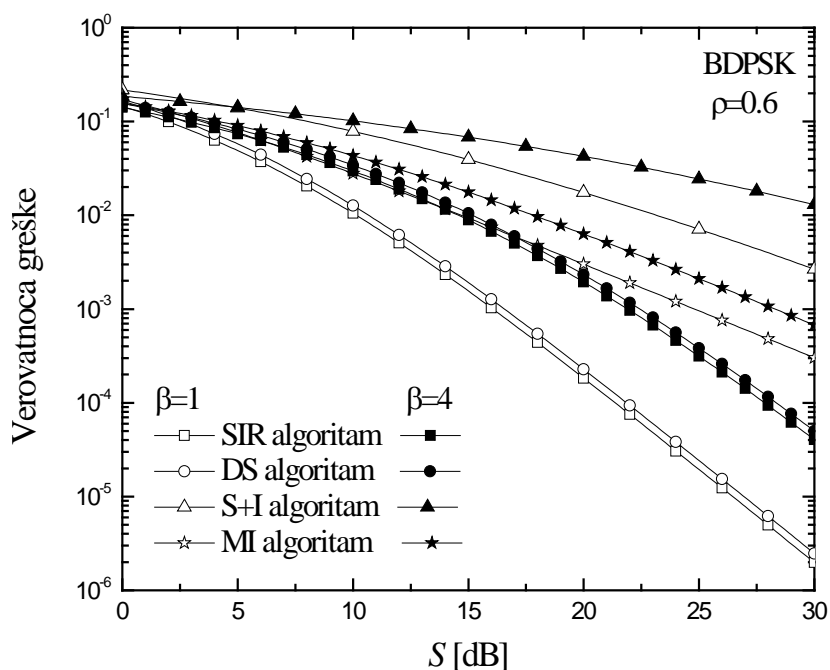


Slika 7.6. Verovatnoća otkaza sistema u zavisnosti od vrednosti praga otkaza za različite algoritme odlučivanja na izlazu iz prijemnika sa selektivnim kombinovanjem signala i nebalansiranim granama kada je $S_2=S_1/5$, za dve različite vrednosti koeficijenta korelacije i za $\beta=1$



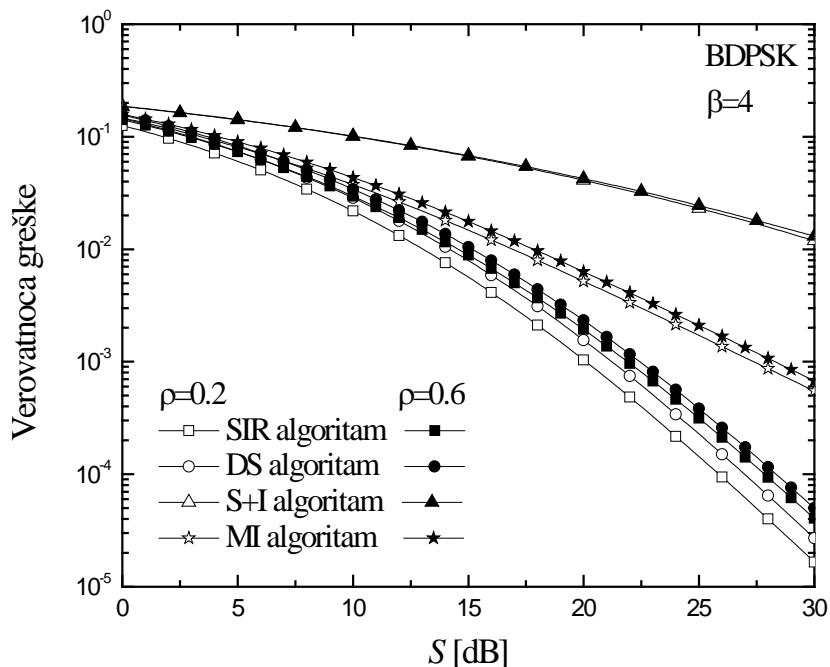
Slika 7.7. Verovatnoća otkaza sistema u zavisnosti od vrednosti praga za različite algoritme odlučivanja na izlazu iz prijemnika sa selektivnim kombinovanjem signala i nebalansiranim granama kada je $S_2=S_1/5$, za dve različite vrednosti koeficijenta korelacije i za $\beta=4$

U dostupnoj literaturi vršena su poređenja rezultata dobijenih primenom različitih algoritama odlučivanja. Rezultati poređenja performansi sistema, preko verovatnoće otkaza sistema, predstavljeni u radu [5] pokazuju da se u sistemu bez korelacije sa jednom dominantnom interferencijom, koji je pod uticajem Nakagami fedinga, najefikasnija eliminacija interferencije postiže primenom algoritama zasnovanog na maksimalnom odnosu signal-interferencija, dok se primenom algoritama maksimalnog korisnog signala i maksimalnog ukupnog signala dobijaju gotovo identični rezultati. Do sličnih zaključaka došlo se i u radovima [133] i [136], u kojima je razmatran scenario kada do prijemnika stiže jedna dominantna i više slabijih interferencija u Relijevom feding okruženju. Rezultati za poređenje, dobijeni primenom algoritma maksimalnog odnosa signal-interferencija, algoritma maksimalnog korisnog signala i algoritma maksimalnog ukupnog signala, u sistemu u Nakagami/Rejli feding okruženju sa dve i četiri diverziti grane, prikazani su u radu [98] i pokazuju da se najbolje performanse sistema, kada se verovatnoća otkaza sistema uzima kao parametar, dobijaju kada se primeni algoritam maksimalnog odnosa signal-interferencija a najlošije kada se primeni algoritam maksimalnog ukupnog signala.



Slika 7.8. Verovatnoća greške u zavisnosti od odnosa srednjih snaga korisnog signala i interferencije za različite algoritme odlučivanja u slučaju BDPSK modulacije, za različite oštine fedinga i za $\rho=0.6$

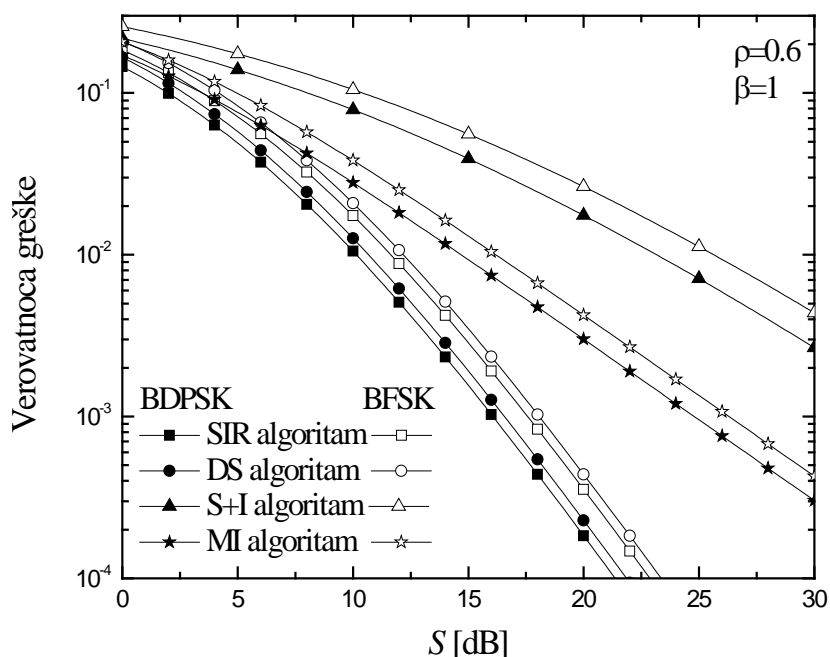
Verovatnoća greške za slučaj BDPSK modulacije i uticaj izbora algoritma kombinovanja za različite dubine fedinga i vrednosti koeficijenta korelacije u funkciji odnosa srednjih snaga korisnog signala i interferencije, prikazana je na slikama 7.8 i 7.9.



Slika 7.9. Verovatnoća greške u zavisnosti od odnosa srednjih snaga korisnog signala i interferencije za različite algoritme odlučivanja u slučaju BDPSK modulacije, za različite vrednosti koeficijenta korelacije i za $\beta=4$

Evidentno je da korišćenje algoritma maksimalnog odnosa signal-interferencija obezbeđuje najbolje performanse sistema i sa stanovišta verovatnoće greške. I u ovom slučaju može se primetiti da je uticaj oštine fedinga, kao i koeficijenta korelacije, izraženiji kod algoritama maksimalnog odnosa signal-interferencije i maksimalnog korisnog signala u odnosu na algoritme maksimalnog ukupnog signala i minimalne interferencije.

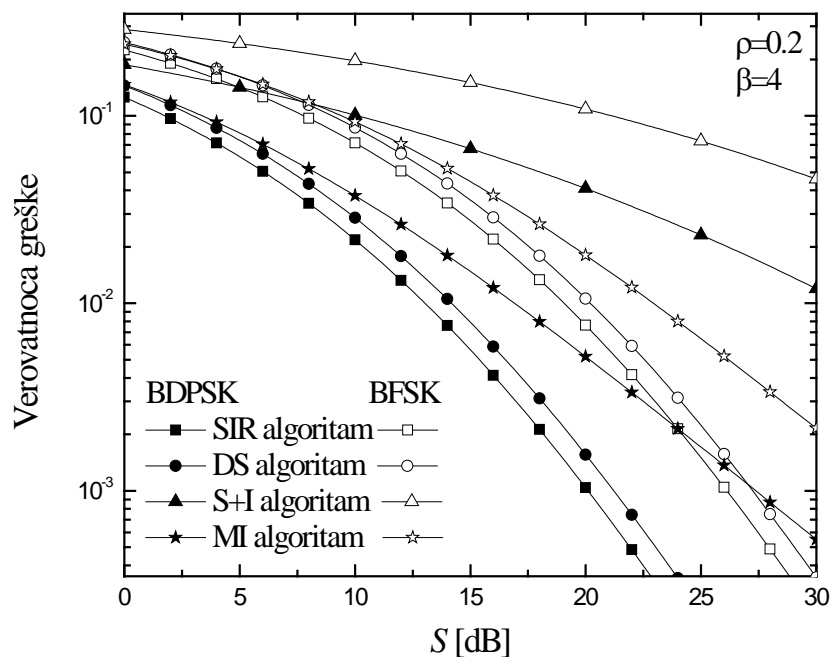
Na slikama 7.10, 7.11 i 7.12 predstavljeno je poređenje uticaja izbora algoritma za kombinovanje signala na verovatnoću greške sistema sa BDPSK i BFSK modulacijom za različite vrednosti Vejbulovog parametra i koeficijenta korelacije. Najmanja verovatnoća greške, a samim tim i najbolje performanse sistema kako sa BDPSK tako i sa BFSK modulacijom, obezbeđuje se korišćenjem algoritma zasnovanog na maksimalnom odnosu signal-interferencija.



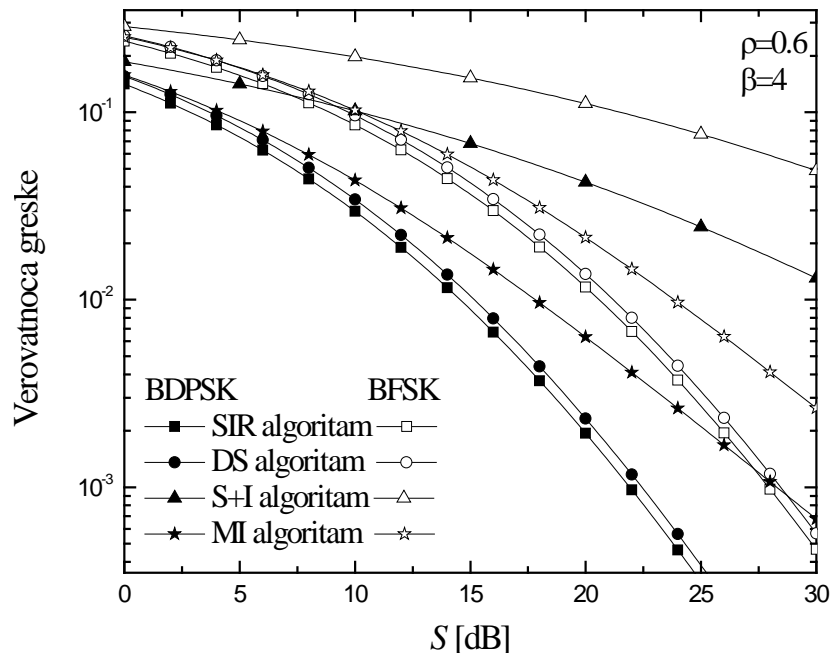
Slika 7.10. Verovatnoća greške u zavisnosti od odnosa srednjih snaga korisnog signala i interferencije, za različite algoritme odlučivanja pri korišćenju BDPSK i BFSK modulacione tehnike kada je $\rho=0.6$ a $\beta=1$

U slučaju izraženije korelacije i veće oštrote fedinga, kakav je primer prikazan na slici 7.10, može se uočiti da je za manje vrednosti odnosa srednjih snaga korisnog signala i interferencije verovatnoća greške, koja se dobija pri korišćenju algoritama: maksimalan odnos signal-interferencija, maksimalan koristan signal i minimalna interferencija, približno jednaka dok se za veće vrednosti odnosa srednjih snaga korisnog signala i interferencije, rezultati pogoršavaju ukoliko se za kombinovanje signala na izlazu koristi algoritam minimalne interferencije. Isti zaključak važi i u slučaju kada sistem koristi BDPSK i BFSK modulacionu tehniku.

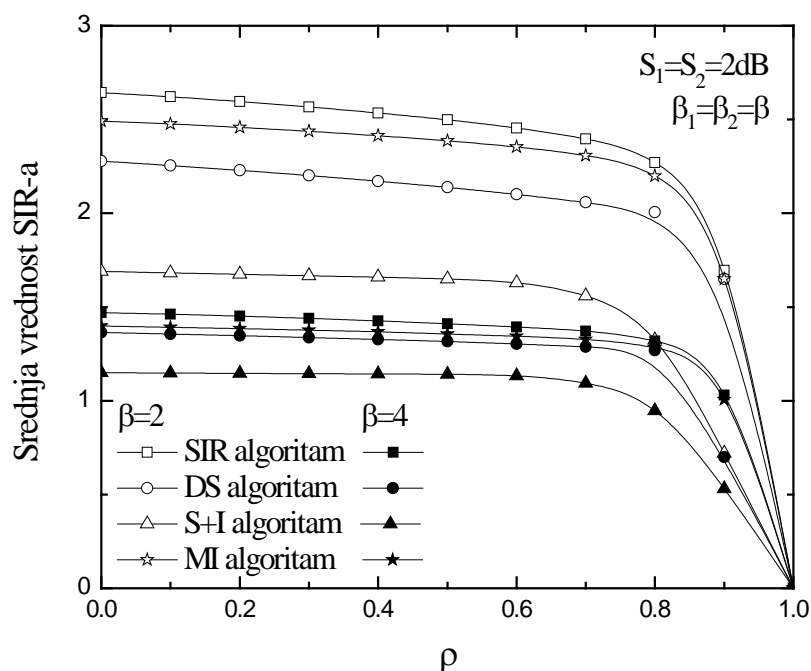
Algoritam maksimalnog odnosa signal-interferencija, po pitanju verovatnoće greške, daje najbolje rezultate u odnosu na ostale pomenute algoritme. Ovo je opravdano činjenicom da je verovatnoća greške direktno određena odnosom signal-interferencija, tako da je kombinovanje koje omogućava maksimizaciju ovog odnosa usmereno ka postizanju što boljih performansi i kao takvo obezbeđuje manju verovatnoću greške u odnosu na druge algoritme.



Slika 7.11. Verovatnoća greške u zavisnosti od odnosa srednjih snaga korisnog signala i interferencije, za različite algoritme odlučivanja pri BDPSK i BFSK modulacijama kada je $\rho=0.2$ i $\beta=4$



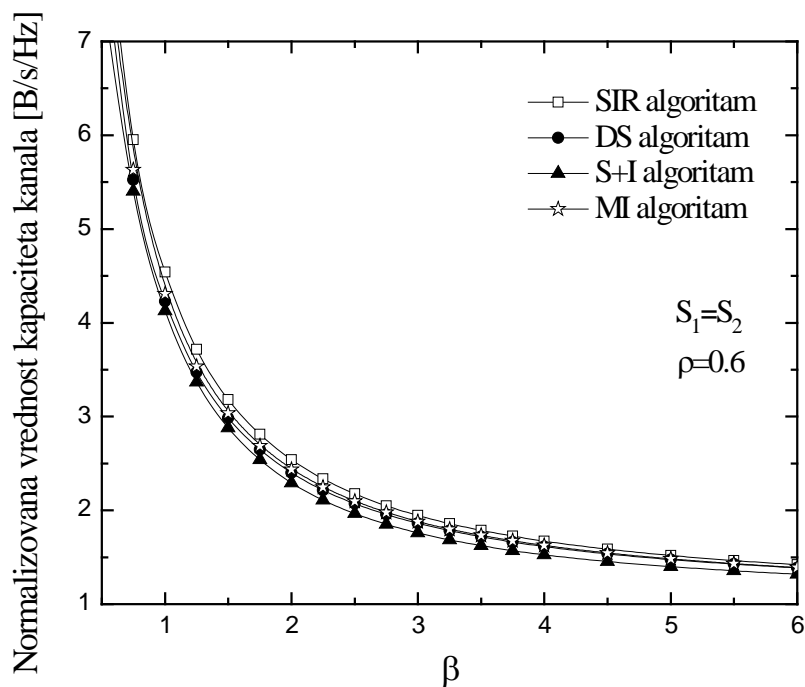
Slika 7.12. Verovatnoća greške u zavisnosti od odnosa srednjih snaga korisnog signala i interferencije, za različite algoritme odlučivanja pri BDPSK i BFSK modulacijama kada je $\rho=0.6$ i $\beta=4$



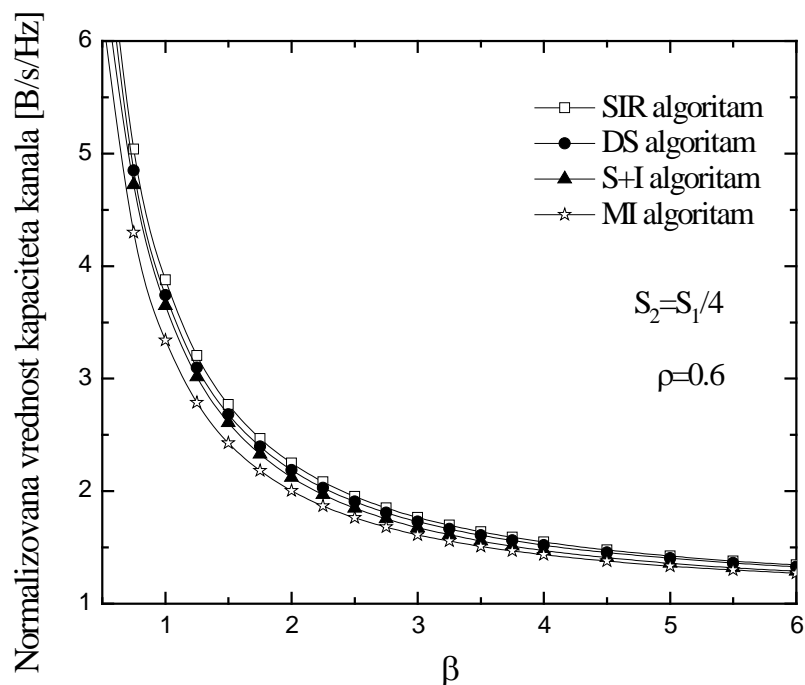
Slika 7.13. Srednja vrednost odnosa signal-interferencija u zavisnosti od koeficijenta korelacije između balansiranih grana diverziti prijemnika, za različite algoritme odlučivanja i različite oštine fedinga

Slika 7.13 razmatra uticaj izbora algoritma za kombinovanje signala na srednju vrednost odnosa signal-interferencija na izlazu prijemnika sa balansiranim granama za različite oštine fedinga. Srednja vrednost odnosa signal-interferencija najveća je u slučaju kada se koristi algoritam maksimalnog odnosa signal-interferencija a, zatim, kada se koristi algoritam minimalne interferencije, pri čemu su, u sredinama sa većom oštrinom fedinga, krive koje opisuju rezultate dobijene u sistemima koji koriste algoritam maksimalnog odnosa signal-interferencija i algoritam minimalne interferencije veoma bliske. I u ovom slučaju, korišćenjem algoritma maksimalnog ukupnog signala dobijaju se najlošije performanse sistema.

Uticaj izbora algoritma kombinovanja signala u prijemniku na normalizovanu vrednost kapaciteta kanala u funkciji oštine fedinga može se pratiti na slikama 7.14, 7.15 i 7.16. Na slici 7.14 prikazani su rezultati za sistem sa balansiranim granama, dok su na slikama 7.15 i 7.16 prikazani rezultati za sistem sa manje i više nebalansiranim granama, respektivno. Generalno može se primetiti da je uticaj izbora algoritma odlučivanja na kapacitet kanala mali i blago je izraženiji u nebalansiranim sistemima.



Slika 7.14. Normalizovana vrednost kapaciteta kanala u zavisnosti od oštine fedinga u sistemu sa balansiranim granama diverziti prijemnika, za različite algoritme odlučivanja kada je $\rho=0.6$



Slika 7.15. Normalizovana vrednost kapaciteta kanala u zavisnosti od oštine fedinga za različite algoritme odlučivanja u sistemu sa nebalansiranim granama diverziti prijemnika gde je $S_2=S_1/4$, kada je $\rho=0.6$

Najbolji rezultati za kapacitet kanala dobijaju se korišćenjem algoritma koji je zasnovan na maksimalnom odnosu signal-interferencija prilikom odabira signala za sve razmatrane kombinacije parametara. Po pitanju zavisnosti kapaciteta kanala od oštine fedinga u balansiranom diverziti sistemu, kako je prikazano na slici 7.14, rezultati dobijeni korišćenjem algoritma minimalne interferencije gotovo se poklapaju sa rezultatima dobijenim korišćenjem algoritma maksimalnog korisnog signala. Najlošiji rezultati se dobijaju korišćenjem algoritma maksimalnog ukupnog signala. Međutim, kada nebalansiranost ulaznih grana diverziti prijemnika raste, rezultati koji su dobijeni za sistem koji koristi algoritam minimalne interferencije prilikom odabira signala se pogoršavaju. U slučaju kada su ulazne grane sistema nebalansirane, koji je predstavljen na slici 7.15, kada je $S_2=S_1/4$, algoritam minimalne interferencije daje najlošije rezultate u odnosu na ostala tri posmatrana algoritma odlučivanja.

Ponašanje performansi sistema i poređenje rezultata dobijenih prilikom korišćenja različitih algoritama pri odlučivanju, može se posmatrati kroz relativno povećanje srednjeg kapaciteta kanala koji se može definisati kao [91]

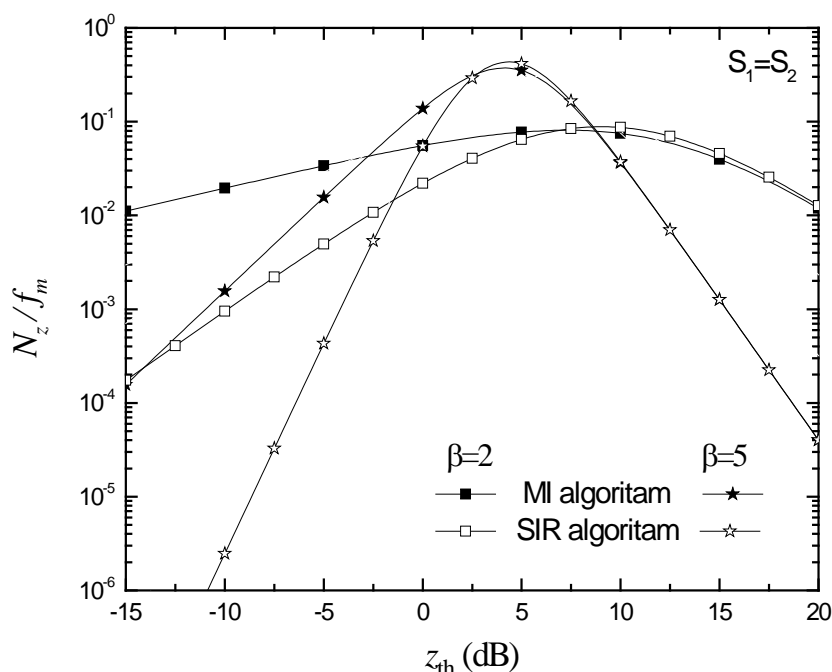
$$\Delta_{a,b} = \left[\frac{\left(\bar{C}/BW\right)_b}{\left(\bar{C}/BW\right)_a} - 1 \right] \cdot 100\% . \quad (7.2)$$

Dobijeni rezultati pokazuju da dolazi do povećanja kapaciteta kanala u sistemu kada se umesto algoritma maksimalnog odnosa signal-interferencija uporebi algoritam minimalne interferencije. Na primeru nebalansiranog sistema ($S_2=S_1/4$) kada je $\rho=0.6$ i $\beta=2$, relativno povećanje srednjeg kapaciteta kanala, kada sistem koristi algoritam minimalne interferencije i algoritam maksimalnog odnosa signal-interferencija iznosi $\Delta_{MI,SIR} = 12.5\%$, dok pod istim uslovima za balansirani sistem ono iznosi $\Delta_{MI,SIR} = 3.92\%$.

7.2. Poređenje statističkih karakteristika drugog reda

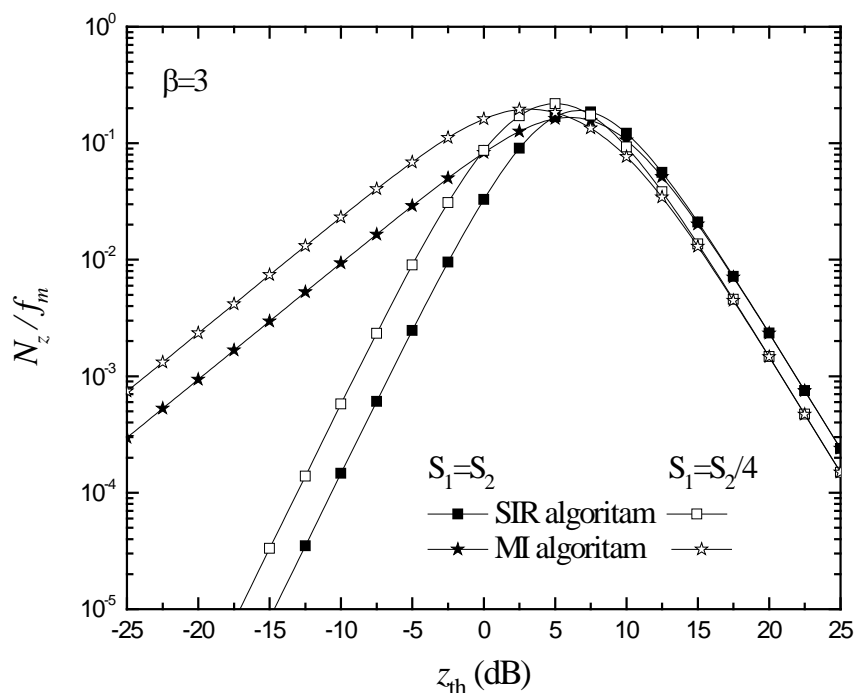
Poređenje rezultata za statističke karakteristike drugog reda sistema u kome se koriste dva predložena algoritma, algoritam minimalne interferencije i algoritam maksimalnog odnosa signal-interferencija, dato je u daljem tekstu. Numerički rezultati za normalizovanu učestanost preseka nivoa u funkciji anvelope signala prikazani su na slikama 7.16 i 7.17, a za normalizovanu vrednost srednjeg trajanja fedinga na slikama 7.18 i 7.19.

Uticao izbora algoritma za kombinovanje signala i oštine fedinga na normalizovanu učestanost preseka nivoa prikazan je na slici 7.16. Sa porastom vrednosti praga z_{th} , raste i srednja učestanost preseka nivoa sve dok se ne dostigne maksimalna vrednost z_{th0} , nakon čega opada. Sa smanjenjem oštine fedinga, fluktuacije signala oko većih vrednosti z_{th} se povećavaju. Uticaj izbora algoritma odlučivanja vidljiv je za slučaj kada je $z_{th} < z_{th0}$ gde je normalizovana učestanost preseka nivoa veća u slučaju korišćenja algoritma minimalne interferencije, što obezbeđuje i bolje performanse sistema. U slučaju kada je $z_{th} > z_{th0}$, pri manjim oštrinama fedinga rezultati dobijeni prilikom korišćenja algoritama minimalne interferencije i maksimalnog odnosa signal-interferencija se poklapaju u potpunosti, dok, pri većim oštrinama fedinga poklapanje nije idealno, ali su rezultati približno isti.



Slika 7.16. Normalizovana učestanost preseka nivoa u zavisnosti od vrednosti praga za različite oštine fedinga za balansirani sistem koji koristi algoritme minimalne interferencije i maksimalnog odnosa signal-interferencija pri odabiru signala

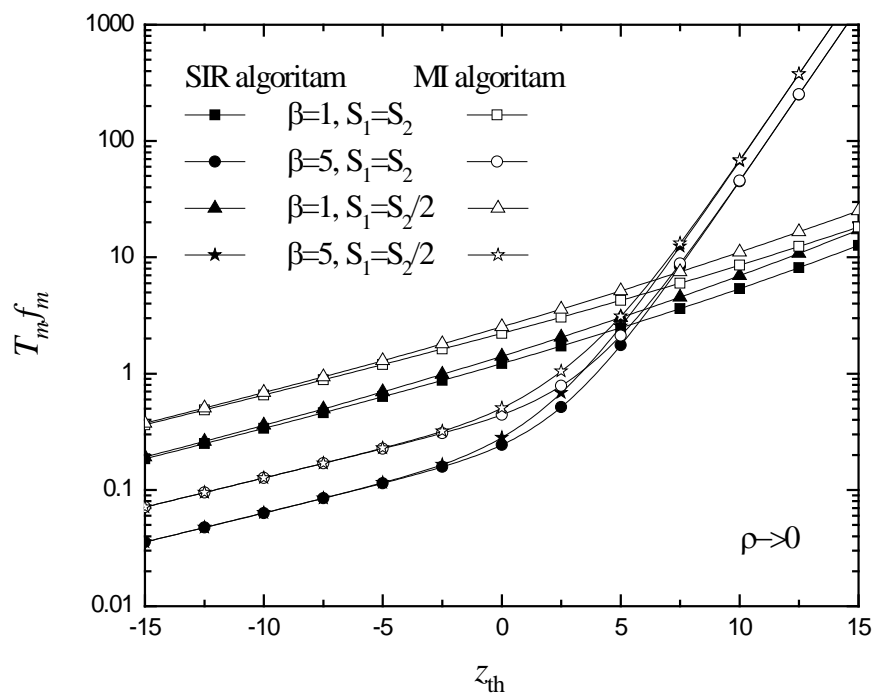
Na slici 7.17 prikazan je uticaj izbora algoritma za odabir signala i balansiranosti sistema na normalizovanu učestanost preseka nivoa. Može se videti da je uticaj balansiranosti grana na srednju učestanost preseka nivoa zanemarljiv za veće vrednosti praga z_{th} , odnosno kada je $z_{th} > z_{th0}$. Za manje vrednosti praga z_{th} , sistem koji koristi algoritam minimalne interferencije, ima veći broj fluktuacija signala. Srednja učestanost preseka nivoa raste sa porastom nebalansiranosti sistema.



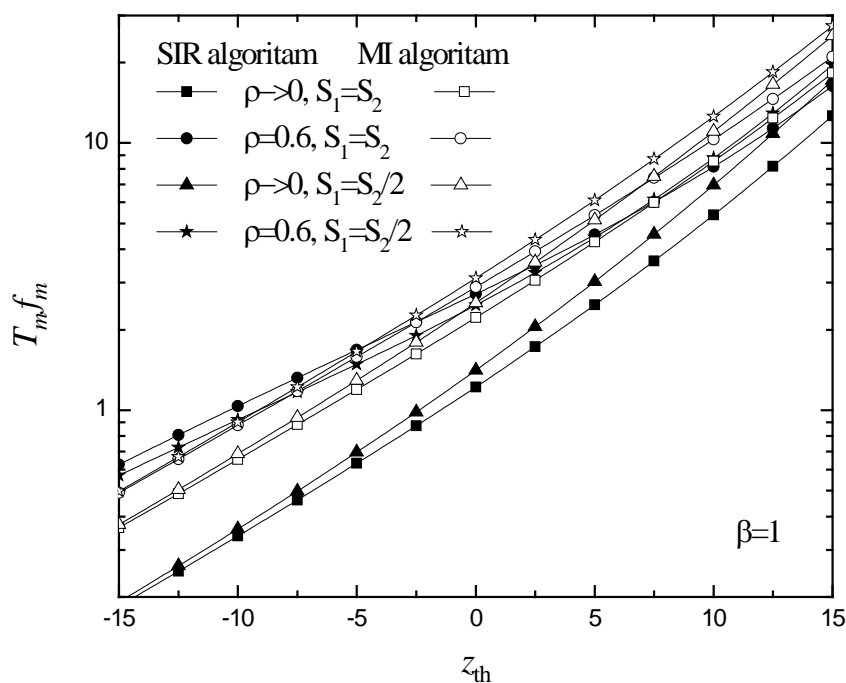
Slika 7.17. Normalizovana učestanost preseka nivoa u zavisnosti od vrednosti praga za balansirani i nebalansirani sistem koji koriste algoritme minimalne interferencije i maksimalnog odnosa signal-interferencija pri odabiru signala

Uticaj izbora algoritma za odabir signala, oštine fedinga i balansiranosti sistema na normalizovanu vrednost srednjeg trajanja fedinga prikazan je na slici 7.18. Razmatran je sistem bez korelacije grana. Za manje vrednosti praga z_{th} , normalizovana vrednost srednjeg trajanja fedinga je veća kada je oština fedinga veća. U slučaju većih vrednosti praga z_{th} , normalizovana vrednost srednjeg trajanja fedinga je veća kada je oština fedinga manja. Nezavisno od balansiranosti sistema kao i od oštine fedinga, algoritam minimalne interferencije obezbeđuje veće vrednosti srednjeg trajanja fedinga. Uticaj balansiranosti sistema je veoma mali, posebno za male vrednosti praga odlučivanja z_{th} .

Na slici 7.19 prikazan je uticaj koeficijenta korelacije i balansiranosti grana na srednje trajanje fedinga kada je $\beta=1$. Najbolje performanse sistema su kada sistem ima balansirane i nekorelisne grane i koristi algoritam maksimalnog odnosa signal-interferencija. Međutim, može se primetiti da, u slučaju veće korelacije između grana i pri manjim vrednostima praga, algoritam minimalne interferencije pokazuje bolje rezultate u odnosu na algoritam maksimalnog odnosa signal-interferencija.



Slika 7.18. Normalizovana vrednost srednjeg trajanja fedinga u zavisnosti od vrednosti praga za različite vrednosti oštine fedinga u slučajevima kada su grane prijemnika sa selektivnim kombinovanjem signala balansirane i nebalansirane a pri tom i nekorelisane



Slika 7.19. Normalizovana vrednost srednjeg trajanja fedinga u zavisnosti od vrednosti praga u slučajevima kada su grane prijemnika sa selektivnim kombinovanjem signala balansirane i nebalansirane kao i kada su korelisane i nekorelisane i za $\beta=1$

8. ZAKLJUČAK

Predmet rada u ovoj doktorskoj disertaciji je prostorni diverziti prijemnik sa selektivnom tehnikom kombinovanja signala u kanalu sa Vejbulovim fadingom i interferencijom, pri čemu se smatra da je nivo sopstvenog šuma prijemnika zanemarljiv u odnosu na nivo kanalne interferencije, odnosno da je kanalna interferencija dominantna smetnja. Razmatrani su slučajevi kada se na mestu prijema signala koriste različiti algoritmi za odabir korisnog signala. Za analizu sistema korišćeni su algoritmi zasnovani na odabiru grane sa: najvećim odnosom signal-interferencija, najvećim korisnim signalom, najvećim ukupnim signalom i sa minimalnom interferencijom. Na kraju doktorske disertacije izvršeno je poređenje rezultata dobijenih primenom prethodno pobrojanih algoritama kako bi se zaključilo koje su prednosti i mane svakog od korišćenih algoritama.

Da bi se imala potpuna predstava o problemu koji je analiziran, nakon **Uvoda**, u **drugoj glavi** izložena je teorijska osnova problema koja je neophodna za izračunavanja u glavama koje slede. Na početku, dat je pregled osnovnih smetnji koje se javljaju u bežičnom telekomunikacionom kanalu. Zatim su predstavljeni modeli kojima se opisuje fading, sa posebnim osvrtom na njihove statističke karakteristike. Opisane su statističke karakteristike prvog i drugog reda koje su u okviru ove disertacije korišćene kako bi se procenio kvalitet signala na prijemu. Na kraju ove glave opisani su diverziti sistemi i dat pregled tehnika kombinovanja signala, koje su do sada predstavljene u literaturi.

U **trećoj glavi** doktorske disertacije analiziran je diverziti prijemnik sa selektivnom tehnikom kombinovanja, koji koristi algoritam maksimalnog odnosa signal-interferencija pri odabiru signala u kanalu sa Vejbulovim fadingom i interferencijom. Data je detaljna analiza uticaja korelacionog koeficijenta, oštine fadinga i balansiranosti grana na statističke

karakteristike prvog reda i statističke karakteristike drugog reda. Od strane autora predstavljen je novi matematički pristup za izvođenje analitičkog izraza za funkciju gustine verovatnoće trenutne vrednosti odnosa signal-interferencija na izlazu iz selektivnog prijemnika sa dve grane. Rezultati dobijeni na ovaj način poređeni su sa rezultatima objavljenim u literaturi. Izraz za funkciju gustine verovatnoće trenutne vrednosti odnosa signal-interferencija, dobijen primenom matematičkog pristupa koji je predložen od strane autora, konvergira brže u odnosu na izraz predložen u literaturi, što ga čini pogodnijim za korišćenje u analizi uticaja različitih parametara na performanse sistema. Na osnovu dobijenog analitičkog izraza, izveden je izraz za združenu funkciju gustine verovatnoće trenutnog odnosa signal-interferencija i njenog izvoda, koji je dalje korišćen za izračunavanje i analizu statističkih karakteristika drugog reda. Poređenjem statističkih karakteristika prvog i drugog reda, dobijenih primenom oba matematička pristupa, došlo se do zaključka da oni daju približno identične rezultate. Dobijeni rezultati potvrđuju da se performanse sistema poboljšavaju sa smanjenjem oštine fedinga i smanjenjem rastojanja između grana. Kada se verovatnoća greške koristi kao parametar, onda su performanse sistema bolje kada se koristi BDPSK modulaciona tehnika u odnosu na BFSK modulacionu tehniku.

Sa povećanjem praga, raste i srednja učestanost preseka nivoa, do maksimalne vrednosti, a zatim opada. U slučaju kada oština fedinga opada, uticaj balansiranosti grana se smanjuje, a fluktuacije su učestalije. Pri većim oštrinama fedinga zavisnost srednjeg trajanja fedinga od praga je približno linearna. Kapacitet kanala se povećava sa povećanjem snage korisnog signala.

Rezultati analize performansi sistema sa selektivnom tehnikom kombinovanja signala koji koristi algoritam zasnovan na maksimalnom korisnom signalu, predstavljeni su u **četvrtoj glavi**. U okviru ove glave analiziran je uticaj broja grana diverziti sistema na karakteristike signala na prijemu. Izvedeni su analitički izrazi za združenu funkciju gustine verovatnoće odnosa signal-interferencija za sistem u Vejbulovom feding okruženju sa dve i tri korelisane prijemne grane. Takođe, izveden je i izraz za združenu funkciju gustine verovatnoće trenutnog odnosa signal-interferencija i njenog izvoda za sistem sa dve nekorelisane grane. Na osnovu dobijenih rezultata izvršena je analiza performansi sistema korišćenjem statističkih karakteristika prvog i drugog reda za različite oštine fedinga i različite nivoe korelacije.

Manja verovatnoća greške sistema obezbeđuje se korišćenjem BDPSK modulacione tehnike i ona je izraženija u sistemu sa tri u odnosu na sistem sa dve diverziti grane. Može se primetiti da je i za manje vrednosti odnosa srednjih snaga korisnog signala i interferencije na ulazu diverziti prijemnika, verovatnoća greške manja za slučaj sistema sa dve grane koji koristi BDPSK modulaciju u odnosu na sistem sa tri grane koji koristi BFSK modulaciju. Najmanja verovatnoća greške dobijena je za sistem sa tri grane u slučaju kada je korelacija između grana minimalna. Srednja vrednost odnosa signal-interferencija na izlazu se povećava kada se povećava oštrina fedinga i rastojanje između diverziti grana. Poboljšanju performansi sistema doprinosi i povećanje odnosa srednjih snaga korisnog signala i interferencije. Rezultati koji su dobijeni za učestanost preseka nivoa pokazuju da ona raste do neke maksimalne vrednosti, kada je prag jednak nuli, odakle počinje da opada bez obzira na oštrinu fedinga. Takođe, može se primetiti da su fluktuacije u sredinama sa većom oštrinom fedinga učestalije.

Kao što se i očekivalo, performanse prijemnika se poboljšavaju sa: povećanjem broja diverziti grana, smanjenjem korelacije između grana i korišćenjem BDPSK modulacione tehnike.

U **petoj glavi** izvršena je analiza diverziti sistema sa selektivnom tehnikom kombinovanja signala koji koristi algoritam maksimalnog ukupnog signala pri odlučivanju. Predstavljeni su numerički rezultati za statističke karakteristike prvog reda dobijeni na osnovu izvedenog analitičkog izraza za združenu funkciju gustine verovatnoće trenutne vrednosti odnosa signal-interferencija. Kao i do sada, razmatran je sistem sa dve korelisane grane u Vejbulovom feding okruženju. Može se primetiti da se performanse sistema poboljšavaju kada se rastojanje između prijemnih grana povećava i kada se povećava odnos srednjih snaga signala.

Za vrednosti praga manje od nula decibela, verovatnoća otkaza je manja pri manjim vrednostima oštine fedinga, dok je za vrednosti praga veće od nula decibela situacija obrnuta, to jest, verovatnoća otkaza se povećava sa povećanjem vrednosti oštine fedinga. Može se primetiti da je zavisnost verovatnoće otkaza od praga, za slučaj kada je oštrina fedinga jednaka jedinici, približno linearna. Na osnovu dobijenih rezultata može se zaključiti da se verovatnoća greške smanjuje sa povećanjem oštine fedinga. Manja verovatnoća greške se dobija i kada se koristi BDPSK modulaciona tehnika umesto BFSK modulacione tehnike, a to je evidentnije pri manjim oštrinama fedinga. Sa povećanjem vrednosti odnosa srednjih

snaga korisnog signala i interferencije, povećava se i uticaj koeficijenta korelacije na performanse sistema. Po pitanju srednje vrednosti odnosa signal-interferencija, najlošije performanse dobijaju se za sistem sa balansiranim granama pri manjim oštrinama fedinga, dok je uticaj nivoa balansiranosti grana na performanse sistema zanemarljiv. Kapacitet kanala sistema koji koristi algoritam maksimalnog ukupnog signala priodlučivanju se povećava sa povećanjem snage korisnog signala.

U **šestoj glavi** data je analiza sistema sa dve korelisane diverziti grane, koji koristi algoritam minimalne interferencije pri odlučivanju. Razmatran je slučaj kada su i korisni signal i interferencija korelisani i modelovani Vejbulovim fedingom. Izveden je analitički izraz za združenu funkciju gustine verovatnoće trenutne vrednosti odnosa signal-interferencija na izlazu iz prijemnika. Koristeći dobijeni izraz izvršena su numerička izračunavanja statističkih karakteristika prvog reda. Na osnovu rezultata dobijenih za verovatnoću otkaza može se zaključiti da se kod sistema sa balansiranim granama, verovatnoća otkaza smanjuje sa povećanjem rastojanja između grana. Kada se posmatra uticaj oštine fedinga na performanse sistema, za vrednosti praga otkaza manje od nula decibela, uočava se da su performanse sistema bolje u okruženju sa manjom oštrinom fedinga dok se za vrednosti praga veće od nula decibela, sa povećanjem oštine fedinga performanse sistema poboljšavaju. Povećanje vrednosti odnosa srednjih snaga korisnog signala i interferencije, kao i korišćenje BDPSK modulacione tehnike, dovodi do smanjenja verovatnoće greške, a samim tim i do poboljšanja performansi sistema. Primetno je i to da je uticaj oštine fedinga veći u slučaju kada sistem koristi BFSK modulacionu tehniku u poređenju sa sistemom koji koristi BDPSK modulacionu tehniku. Kada se kao parametar sistema koristi srednja vrednost odnosa signal-interferencija, performanse sistema su bolje u sistemu sa balansiranim granama i većom oštrinom fedinga, dok se sa povećanjem koeficijenta korelacije performanse sistema pogoršavaju, što je posebno izraženo pri većim vrednostima koeficijenta korelacije. Kao što je i očekivano, kapacitet kanala se povećava sa povećanjem oštine fedinga i povećanjem rastojanja između grana, a rezultati su utoliko bolji ukoliko je snaga korisnog signala veća.

Numerički rezultati za statističke karakteristike drugog reda, dobijeni su na osnovu analitičkih izraza koji su u ovoj doktorskoj disertaciji izvedeni za združenu funkciju gustine verovatnoće trenutnog odnosa signal-interferencija i njenog izvoda na izlazu prijemnika. Dobijeni rezultati pokazuju da se fluktuacija signala povećava sa smanjenjem oštine fedinga i sa povećanjem praga otkaza, do neke maksimalne vrednosti, nakon čega opada. Takođe,

može se primetiti da su kod sistema sa balansiranim granama, u slučaju manjih vrednosti praga, vrednosti normalizovane učestanosti preseka nivoa manje, dok sa povećanjem vrednosti praga one rastu. Kada se posmatra normalizovana vrednost srednjeg trajanja fedinga, može se zaključiti da se uticaj balansiranosti grana na performanse sistema povećava, kako vrednost praga raste, dok se sa povećanjem vrednosti praga uticaj korelacije između grana smanjuje.

U **sedmoj glavi** doktorske disertacije izvršeno je poređenje rezultata dobijenih primenom četiri različita algoritma za odabir izlaznog signala, koji su detaljno obrađeni u glavama tri, četiri, pet i šest. Poređeni su rezultati za statističke karakteristike prvog reda kod sistema koji koriste sledeće algoritme pri odabiru signala: najveći odnos signal-interferencija, najveći koristan signal, najveći ukupni signal i minimalna interferencija i za statističke karakteristike drugog reda kod sistema koji koriste algoritme sa najvećim odnosom signal-interferencija i minimalnom interferencijom.

Izvršena analiza pokazala je da se po pitanju verovatnoće otkaza, verovatnoće greške, srednje vrednosti odnosa signal-interferencija i kapaciteta kanala najbolji rezultati dobijaju korišćenjem algoritama maksimalnog odnosa signal-interferencija. Odmah iza ovog algoritma, po pitanju verovatnoće otkaza i verovatnoće greške je algoritam maksimalnog korisnog signala, dok je po pitanju srednje vrednosti odnosa signal-interferencija i normalizovanog kapaciteta kanala to algoritam minimalne interferencije. Po pitanju verovatnoće greške najlošije rezultate daje algoritam maksimalnog ukupnog signala, dok se za verovatnoću otkaza najlošiji rezultati dobijaju korišćenjem algoritama minimalne interferencije. S druge strane uticaj korelacije između grana najmanje utiče na rezultate kod primene algoritma minimalne interferencije. Najveći kapacitet kanala obezbeđuje se korišćenjem algoritma maksimalnog odnosa signal-interferencija, a zatim korišćenjem algoritma minimalne interferencije, dok se pomoću algoritma maksimalnog ukupnog signala dobijaju najlošiji rezultati.

Algoritam minimalne interferencije, na prvi pogled ne može dostići performanse koje se mogu očekivati od algoritma maksimalnog odnosa signal-interferencija. Ovo je prosta tvrdnja koja se zasniva na merilima koja direktno određuju verovatnoću greške. U najvećem broju slučajeva, verovatnoća greške je direktno određena odnosom signal-interferencija, tako da je kombinovanje koje omogućava maksimizaciju ovog odnosa usmereno na postizanju što boljih performansi, i kao takvo obezbeđuje manju verovatnoću greške od drugih algoritama.

Da bi se ilustrovao uticaj parametara sistema na statističke karakteristike drugog reda, izvršeno je poređenje rezultata dobijenih korišćenjem algoritma maksimalnog odnosa signal-interferencija i algoritma minimalne interferencije, koja predstavlja deo doprinosa ove doktorske disertacije. Poređenje učestanosti preseka nivoa urađeno je za sistem gde je zanemaren uticaj korelacije između grana. Za manje vrednosti praga z_{th} , sistem koji koristi algoritam minimalne interferencije, ima veći broj fluktuacija signala u odnosu na algoritam maksimalnog odnosa signal-interferencija, dok je za veće vrednosti z_{th} situacija obrnuta. Po pitanju srednjeg trajanja fedinga, najbolje performanse sistema su kada sistem ima balansirane i nekorelisne grane i koristi algoritam maksimalnog odnosa signal-interferencija. Međutim, može se primetiti da, u slučaju veće korelacije između grana i pri manjim vrednostima praga, algoritam minimalne interferencije pokazuje bolje rezultate u odnosu na algoritam maksimalnog odnosa signal-interferencija.

Izvedeni analitički izrazi, priloženi u ovoj doktorskoj disertaciji, mogu se iskoristiti da bi se odredile optimalne vrednosti parametara prostornih diverziti sistema kojima se postižu zadovoljavajući rezultati po pitanju statističkih karakteristika prvog i drugog reda, ali i odredilo koji je algoritam najbolje upotrebiti za odabir signala na prijemu u datim uslovima. Dobijeni rezultati mogu se iskoristiti za simulaciju statističkog modela kanala u Weibulovom okruženju za različite vrednosti parametara kako bi se procenile performanse, a i sposobnost sistema da prevaziđe moguće probleme na prenosnom putu.

9. LITERATURA

1. Aalo, V.A., "Performance of Maximal-Ratio Diversity Systems in a Correlated Nakagami-Fading Environment", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 43. no. 8, pp. 2360- 2369, Aug.1995.
2. Abdi, A. and Kaveh, M., "On the Utility of Gamma PDF in Modeling Shadow Fading (Slow Fading)", in *Proc. IEEE Veh. Tech. Conf., Houston, TX*, vol. 3, pp. 2308-2312, Jul. 1999.
3. Abernethy, R.B., *The New Weibull Handbook*, 4th ed. New York: Barringer & Assoc., 2000.
4. Abramovitz, M. and Stegun, I.A., *Handbook of Mathematical Functions with Formulas, Graphs and Mathematical Tables*, Dower Publication, Inc., New York, 1972.
5. Abu-Dayya, A.A. and Beaulieu, N.C., "Outage Probabilities of Diversity Cellular Systems with Cochanel Inteferece in Nakagami Fading", *IEEE Trans. Veh. Tech.*, vol. VT-41, no. 4, pp. 343–355, Nov. 1992.
6. Alouini, M. and Goldsmith, A., "Capacity of Nakagami Multipath Fading Channels", In: *Proceedings of the IEEE Vehicular Technology Conference VTC'97*, Phoenix, AZ, pp. 358–362, May 1997.
7. Alouini, M. and Goldsmith, A., "Capacity of Rayleigh fading channels under different adaptive transmission and diversity-combining techniques", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 48, no. 4, pp. 1165 – 1181, Jul. 1999.

8. Anastasov, J., Stefanović, M., Panić, S., Cvetković, A. and Stefanović, D., “Kapacitet kanala MRC diverziti sistema u prisustvu Rajsovog fedinga”, *YUINFO 2010, Zbornik radova*, str. 326-328, Kopaonik, 24-26 Mart 2010.
9. Anastasov, J., Đorđević, G. and Stefanović, M., “Outage Probability of Interference-Limited System Over Weibull-Gamma Fading Channel”, *Electronics Letters*, vol. 48, no. 7, pp. 408-410, Mar. 2012.
10. Anastasov, J., *Uticaj prostorne korelacije višepropagacionog fedinga i efekta senke na performanse višenantenskih prijemnika*, doktorska disertacija, Elektronski fakultet u Nišu, 2014.
11. Andrisano, O. and Tralli, V., “Analytical Outage Evaluation of TDMA Local Radio Systems with Coding and Diversity”, *IEEE Transactions on Communications*, vol. 40, no. 11, pp. 1725- 1736, 1992.
12. Annamalai, A., Tellambura, C. and Bhargava, V. K., “Equal-gain diversity receiver performance in wireless channels”, *IEEE Communication Letters*, vol. 48, no. 10, pp. 1732-1745, 2000.
13. Babich, F. and Lombardi, G., “Statistical Analysis and Characterization of the Indoor Propagation Channel”, *IEEE Trans. Commun.* 48, pp. 455-464, Mar. 2000.
14. Bandur, D. V., Stefanović, M. C. and Bandur, M. V., “Performance analysis of SSC diversity receiver over correlated Rician fading channels in presence of co-channel interference“, *Electron. Lett.*, vol. 44, no. 9, pp. 587-587, Apr. 2008.
15. Bandur, M., Sekulović, N., Stefanović, M., Golubović, A., Spalević, P. and Milić, D., “Second-Order Statistics of System with Microdiversity and Macrodiversity Reception in Gamma-Shadowed Rician Fading Channels“, *ETRI Journal*, vol. 35, no. 4, pp. 722-725, Aug. 2013.
16. Boutros, J. and Viterbo, E., “Signal Space Diversity: A Power and Bandwidth-Efficient Diversity Technique for Rayleigh Fading Channel”, *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 44, pp. 1453–1467, Jul. 1998.
17. Vaughan R.G. and Andersen J.B., “Antenna diversity in mobile communications”, *IEEE Transactions on vehicular technology*, vol.36, no 4, pp. 149-72, 1987.

18. Vidhyacharan B., "Capacity Evaluation for Equal Gain Diversity Schemes over Rayleigh Fading Channels", *AEÜ - International Journal of Electronics and Communications*, vol. 63, pp. 235-240. 2008.
19. Goldsmith, A., *Wireless Communications*, Cambridge University Press, Aug. 2005.
20. Golubović, A., Milošević, N., Paunović, Đ. and Nikolić, Z., "Uticaj kooperativnog diverzita na performanse sistema u kanalu sa Nakagami fadingom", *53. Konferencija ETRAN 2009*, CD Zbornik radova, TE2.6-1-4, Vrnjačka Banja, Srbija, Jun 2009, Društvo za ETRAN, 2009.
21. Golubović, A., Sekulović, N., Krstić, D., Mekić, E., Popović, Z. and Stefanović, M., "Performance analysis of multi-hop system in Nakagami- m environment", *International Conference on Circuits, Systems, Signals (CSS)*, Sliema, Malta, pp. 276-279, Sep. 2010.
22. Golubović, A., Stefanović, M., Sekulović, N., Milić, D., Stefanović, D. and Popović, Z., "Second-order statistics of dual SC macrodiversity system over channels affected by Nakagami- m fading and correlated gamma shadowing", *Przeglad Elektrotechniczny*, vol. 87, no. 6, pp. 284-288, 2011.
23. Golubović, A., Stefanović, M., Sekulović, N., Mekić, E. and Manić, D., "Dual-Hop System Analysis in Nakagami- m Environment", *Elektronika and Electrical Engineering, (Electronika ir Electrotechnika)*, vol. 2, pp. 47-50, 2011.
24. Golubović, A., Anastasov, J., Milić, D., Stefanović, M. and Milosavljević, S. "Capacity Evaluation for Maximal-ratio Diversity Technique over Rician Fading Channels", *10th International Conference on Telecommunications in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Services - TELSIS 2011*, Niš, Srbija, Zbornik radova, str. 505-508, Oct. 2011.
25. Golubović, A., Sekulović, N., Stefanović, M., Milić, D., Panajotović, A., and Stefanović, D., "Influence of selection combining diversity on system capacity", *10th International Conference on Applied Electromagnetics PES 2011*, Niš, Srbija, Zbornik radova, str. 2-10, Sep. 2011.

26. Golubović, A., Stefanović, Č. and Temelkovski, I., “Outage Probability of Triple-Branch Selection Diversity Based on Desired Signal Algorithm over Correlated Weibull Fading Channels”, *XI International Conference on Systems, Automatic Control and Measurements - SAUM 2012*, pp. 471-474, Niš, Serbia, Nov. 2012.
27. Golubović, A., Sekulović, N., Stefanović, M., Milić, D., and Temelkovski I., “Performance Analysis of Dual-Branch Selection Diversity Receiver that Uses Desired Signal Algorithm in Correlated Weibull Fading Environment”, *TEHNICKI VJESNIK-TECHNICAL GAZETTE*, vol. 21 no. 5, pp. 953-957, 2014.
28. Golubović, A., Sekulović, N., Stefanović M. and Milić, D., “Performance Analysis of Dual-Branch Selection Diversity System Using Novel Mathematical Approach” rad je prihvacen za *Facta Universitatis*, Series: Electronics and Energetics, vol. 30, no 2, pp. 235-244, 2017.
29. Gradshteyn, I.S., and Ryzhik, I.M., *Table of Integrals, Series, and Products*, Academic Press, 7th ed. 2007.
30. Develi, I. and Kabalci, Y., “A Comparative Simulation Study on the Performance of LDPC Coded Communication Systems over Weibull fading Channels”, *Journal of Applied Research and Technology*, no. 14, pp. 101–107. 2016.
31. Dukić, M., *Principi telekomunikacija*, Akademska misao, Beograd, 2008.
32. Zhang, J. and Aalo, V., “Effect of Macrodiversity on Average-Error Probabilities in a Rician Fading Channel with Correlated Log-Normal Shadowing”, *IEEE Trans. Commun.*, vol. 49, no. 1, pp.14-18, Jan. 2001.
33. Ismail, M.H. and Matalgah, M.M., “Performance of Selection Combining Diversity in Weibull Fading with Cochanel Interference”, *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, pp. 1-6, vol. 60408, 2007.
34. Jakes, W. C., *Microwave Mobile Communications*, John Wiley & Sons, New York 1974.
35. Jakes, W. C., *Microwave Mobile Communications*, 2nd ed., Piscataway, NJ: IEEE Press, 1994.
36. Karagiannidis, G. K., Zogas, D. A., and Kotsopoulos, S. A., “Performance analysis of triple selection diversity over exponentially correlated Nakagami-m fading channels”, *IEEE Transactions on Communications*, vol. 51, no. 8, pp. 1245–1248, August 2003.

37. Karagiannidis, G., "Performance analysis of SIR-based dual selection diversity over correlated Nakagami-m fading channels", *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol 52, no. 5, pp. 1207-1216, Sep. 2003.
38. Karagiannidis, G., Zogas, D., Sagias, N., Kotsopoulos S. and Tombras, G., "Equal-gain and maximal-ratio combining over nonidentical Weibull fading channels", *IEEE Transaction on Wireless Communications*, vol. 4, no. 3, pp. 841–846, May 2005.
39. Ko, Y.K., Alouni, M.S., and Simon, M.K., "Average SNR of dual selection combining over correlated Nakagami-m fading channels", *IEEE Commun. Lett.*, vol. 4, no. 1, pp. 12-14, Jan. 2000.
40. Kostić, I., "Analytical approach to performance analysis for channel subject to shadowing and fading", *IEE Proc. Comm.*, vol. 152, no. 6, pp. 821-827, Dec. 2005.
41. Lee, W. C. Y., *Mobile Communications Design Fundamentals*, 2nd ed., Wiley, New York, 1993.
42. Lee, W.C.Y., *Mobile Communications Engineering: Theory and Applications*, 2nd ed., McGraw-Hill Professional, Oct. 1997.
43. Lukatela, G., *Statistička teorija telekomunikacija i teorija informacija*, Građevinska knjiga, Beograd, 1981.
44. Madhow, U., *Fundamentals of Digital Communication*, Cambridge university press, 2008.
45. Milosavljević, S., Anastasov, J., Stefanović, M. and Panić, S., "Average BER of SSC receiver over correlated Rayleigh fading channels in the presence of interference", *Przeglad Elektrotechniczny (Electrical Review)*, pp. 262-265, 2012.
46. Milović, D., Stefanović, M. and A. Biswas, "Dual Selection Diversity over Correlated Weibull Fading Channels in the Presence of Cochanel Interference", *Sarnoff Symposium 2008 IEEE*, pp. 1-4, 2008.
47. Mosić, A., Stefanović, M., Panić, S. and Panajotović, A., "Performance Analysis of Dual-Branch Selection Combining over Correlated Rician Fading Channels for Desired Signal and Cochanel Interference", *Wireless Personal Communications*, vol. 55, no. 3, pp. 475-484, 2010.

48. Muammar, R., Gupta, S. C., "Cochannel interference in high-capacity mobile radio systems", *IEEE Trans. Commun.*, vol. 30, no. 8, pp. 1973-1978, Aug. 1982.
49. Nakagami, M., "The m distribution; a general formula of intensity distribution of rapid fading", *Statistical Methods in Radio Wave Propagation*, W.G. Hoffman, ed., pp. 3-36, 1960.
50. Neasmith, E.A. and Beaulieu, N.C., "New Results on Selection Diversity", *IEEE Trans. Commun.*, vol. 46, no. 5, pp. 695-7043, 1998.
51. Nikolić, P., Krstić, D., Popović, Z., Stefanović, D., Stefanović, M., "The performance analysis of MRC combiner output signal in the presence of Weibull fading and shadowing", *WSEAS transactions on communications*, vol. 9, Jan. 2010, pp. 22-32, ISSN: 1109-2742
52. Nikolić, B., *Uticaj nesavršene ekstrakcije referentnog nosioca na performanse diverziteti prijemnika digitalno fazno moduliranih signala u kanalu sa fadingom*, doktorska disertacija, Elektronski fakultet u Nišu, 2012.
53. 48. Okui, S., "Probability of co-channel interference for selection diversity reception in the Nakagami channel", *IEE. Proc I*, vol. 139, no. 1, pp. 91-94, Feb. 1992.
54. Okui, S., "Effects of CIR selection diversity with two correlated branches in the m -fading channel," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 48, pp. 1631-1633, Oct. 2000.
55. Okumura, Y., Ohmori, E., Kawano, T. and Fukuda, K., "Field strength and its variability in VHF and UHF land mobile radio services", *Rev. Elec. Commun. Lab.*, vol. 16, pp. 825-873, Sept./Okt. 1968.
56. Panajotović, A., Stefanović, M. and Drača, D., "Performance analysis of system with selection combining over correlated Rician fading channels in the presence of cochannel interference", *Int. J. AEÜ*, vol. 63, no. 12, pp. 1061-1066, 2009.
57. Panajotović, A., Stefanović, M. and Drača, D., Sekulović, N., "Average Level Crossing Rate of Dual Selection Diversity in Correlated Rician Fading with Rayleigh Cochanel Interference", *IEEE Communication Letters, published by Institute of Electrical and Electronic Engineerings*, New York, USA, vol. 14, no. 7, pp. 605-607, 2010.

58. Panajotović, A., Sekulović, N., Stefanović, M. and Drača, D. and Stefanović, D., “OP Comparison of Dual SC Systems Using Desired and SIR Power Algorithm in Presence of Interference”, *Conference Proceedings of ICEST 2011*, vol. 1, pp. 239-242, Niš, Serbia, 2011.
59. Panajotović, A., Stefanović, M. and Drača, D., Sekulović, N. and Petrović, I., “Average fade duration of dual selection diversity over correlated Rician fading channels in the presence of cochannel interferences”, *Conference proceedings of EUROCON 2011*, pp. 1-4, Lisbon, Portugal, 2011.
60. Panajotović, A., Drača, D., Sekulović, N., Stefanović, D. and Stefanović, M., “Average fade duration for dual selection diversity in correlated Rician fading with Rayleigh cochannel interference”, *Revue Romanine des Sciences Techniques – Électrotechn. et Énerg.*, vol. 57, no. 4, pp. 394–400, Bucarest, 2012.
61. Panajotović, A., Drača, D. and Sekulović, N., “Average SIR Comparison for SC Systems Using Different Decision Algorithms in the Presence of Interference”, *Conference Proceedings of ICEST 2012*, vol. 1, pp.77-80, Veliko Tarnovo, Bulgaria, 2012.
62. Panajotović, A., Stefanović, M., Drača, D. and Sekulović, N. “Average level crossing rate of microcellular mobile radio system with selection combining in the presence of arbitrary number of cochannel interferences”, *Transactions on Emerging Telecommunications Technologies*, vol. 23, no. 4, Jun. 2012.
63. Panajotović, A., Sekulović, N., Stefanović, M. and Drača, D., “Average Level Crossing Rate of Dual Selection Diversity over Correlated Unbalanced Nakagami-m Fading Channels in the Presence of Cochannel Interference”, *Communications Letters IEEE*, vol. 16, pp. 691-693, 2012.
64. Panajotović, A., Stefanović, M., Drača, D. and Sekulović, N., “Channel Capacity of Dual SC Diversity System Based on Desired Signal Decision Algorithm in Microcell”, *Conference Proceedings of ICEST 2013*, vol. 2, pp.483-485, Ohrid, Macedonia, 2013.
65. Panajotović, A., Sekulović, N., Stefanović, M. and Drača, D., “Performance Comparison of Dual SC Systems Using Different Decision Algorithms in the Presence of Interference”, *Int. J. of Reasoning-based Intelligent Systems*, vol. 5, no. 3, pp. 215-221, 2013.

66. Panajotović, A., “Second Order Statistics of Dual Selection Diversity over Correlated Weibull Fading Channels in the Presence of Interference”, *Facta Universitatis, Series: Automatic Control and Robotics*, vol. 14, no. 2, pp. 135-146, 2015.
67. Panajotović, A. and Drača, D., “Channel capacity of dual SC system with desired signal decision algorithm in correlated Weibull fading”, *Telecommunication in Modern Satellite Cable and Broadcasting Services (TELSIKS) 2015 12th International Conference on*, pp. 263-266, 2015.
68. Papadimitriou, Z.G., Mathiopoulos, P.T., Sagias, N.C. and Merakos, L., “On the Weibull Distribution with Arbitrary Correlation”, *ISCCSP 2008*, Malta, 12-14 Mar. 2008.
69. Parsons, J.D., *The mobile radio propagation channel-Second edition*, John, Wiley & Sons Ltd, 2000.
70. Petrović, I., Stefanović, M., Anastasov, J., Panić, S., Đorđević, G. and Milić, D. N., “Outage probability of SSC receivers in correlated Rayleigh fading channel with multiple cochannel interferers”, *ELEKTRONIKA IR ELEKTROTEHNIKA (Electronics and Electrical Engineering)*, vol. 10, no. 106, pp.67-70, Dec. 2010.
71. Popović, H., Stefanović, D., Petrović, I. and Todosijević V., “Analiza performansi kanala sa efektom Rejljevog fedinga”, *INFOTEH-JAHORINA*, Vol. 6, ref. B-4, str. 72-76, 2007.
72. Popović, Z., Krstić, D., Sekulović, N. and Stefanović, M., “Performance of SIR-based triple selection combining over correlated Weibull channel”, *9th International Symposium on Electronics and Telecommunications - ISETC '10*, Timisoara, Romania, Proceedings of papers, pp. 295-299, Nov. 2010.
73. Price, R. and Green, P.E., “A Communication Technique for Multipath Channels”, *Proceedings of the IRE*, pp. 555-570, Mar. 1958.
74. Rabiei A.M. and Beaulieu, N.C., “Ber of bandlimited single-interior maximum likelihood BPSK receiver with carrier phase error”, *IEEE International Conference on Communications (ICC 2006)*, no. 1, pp. 246-250, 2006.
75. Radaydeh, R.M., “SNR and SINR-based selection combining algorithms in the presence of arbitrarily distributed co-channel interferers”, *IET Communications*, vol. 3, no. 1, Jan. 2009.

76. Ramakumar, R., *Reliability Engineering: Fundamentals and Applications*, Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1993.
77. Rice, S. O., "Statistical properties of a sine wave plus random noise", *Bell Labs Technical Journal*, vol. 27, no. 1, pp. 109-157, 1948.
78. Sagias, N.C., Mathiopoulos, P.T. and Tombras, G.S. "Selection diversity receivers in Weibull fading: outage probability and average signal-to-noise ratio", *Electronics Letters*, vol 39, no. 25, 1859-1860, 2003.
79. Sagias, N.C., Karagiannidis, G.K., Zogas, D.A., Mathiopoulos, P.T. and Tombras, G.S., "Performance analysis of dual selection diversity in correlated Weibull fading channels", *IEEE Transactions on Communication*, vol. 52, no. 7, pp. 1063–1067, Jul. 2004.
80. Sagias, N.C., Karagiannidis, G.K., Zogas, D.A. and Mathiopoulos, T.P., "Selection diversity for wireless communications with non-identical Weibull statistics," in *Proc. IEEE Global Telecommunications Conference (IEEE GLOBECOM)*, pp. 3690-3694, Dalas, USA 2004.
81. Sagias, N.C., Karagiannidis, G.K., Zogas, D. A., Mathiopoulos, T.P., Tombras, G.S. and Kotsopoulos, S.A., "Dual selection diversity over correlated Weibull fading channels," in *Proc. IEEE International Conference on Communications (IEEE ICC)*, pp. 3384-3388, Paris, France 2004.
82. Sagias, N.C., Karagiannidis, G.K., Zogas, D.A., Mathiopoulos, P.T., Tombras, G.S. and Pavlidou, F.-N., "Second order statistics and channel spectral efficiency for selection diversity receivers in Weibull fading," in *Proc. IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (IEEE PIMRC)*, pp. 2140-2145, Barcelona, Spain, 2004.
83. Sagias, N.C. and Karagiannidis, G.K., "Gaussian class multivariate Weibull distributions: Theory and applications in fading channels", *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 51, no. 10, pp. 3608-3619, Oct. 2005.
84. Sagias, N.C., Zogas, D.A. and Karagiannidis, G.K., "Selection diversity receivers over nonidentical Weibull fading channels," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 54, no. 6, pp. 2146-2151, Nov. 2005.

85. Saunders, S. and Zavala, A.A., *Antennas and propagation for wireless communication systems*, 2nd ed., John Wiley & Son, 2007.
86. Sekulović, N., Panajotović, A., Drača, D., Stefanović, M. and Stefanović, Č., “Dual selection diversity over Rician fading channels in the presence of multiple cochannel Nakagami- m interferences”, *Conference proceedings of MELECON 2010*, pp. 270-273, Valletta, Malta, 2010.
87. Sekulović, N., Mekić, E., Stefanović, M., Golubović, A. and Stanojčić, S., “Moments of the signal after micro- and macrodiversity processing in gamma shadowed Nakagami- m fading channels”, *XVIII Telekomunikacioni forum - TELFOR 2010*, Beograd, Srbija, CD Zbornik radova, str. 499-502, Nov. 2010.
88. Sekulović, N., Mekić, E., Krstić, D., Golubović, A., Zdravkovic, M. and Stefanović, M., “Performance analysis of dual selection-based macrodiversity system over channels subjected to Nakagami- m fading and gamma shadowing”, *WSEAS Transactions on Communications (World Scientific and Engineering Academy and Society (WSEAS) Press)*, vol. 10, no. 3, pp. 77-87, Mar. 2011.
89. Sekulović, N., Stefanović, M., Golubović, A., Temelkovski, I., Trenkić, B., Perić, M. and Milosavljević, S., “Performance analysis of triple-branch selection diversity based on desired signal algorithm over correlated Weibull fading channels“, *TTEM - Technics Technologies Education Management*, vol. 7, no. 3, pp. 1013-1019, 2012.
90. Sekulović, N., Golubović, A., Stefanović, Č., Stefanović, M., “Average output signal-to-interference ratio of system with triple-branch selection combining based on desired signal algorithm over correlated Weibull fading channels” *Facta Universitatis: Series: Automatic Control and Robotics*, vol. 11, no 1, pp. 37-43, 2012.
91. Sekulović, N., *Primena prostornih diverziteti sistema u bežičnim telekomunikacionim sistemima izloženim uticaju fadinga, efekta senke i interferencije*, doktorska disertacija, Elektronski fakultet u Nišu, 2012.
92. Sekulović, N., Stefanović, M., Golubović, A., Temelkovski, I., Trenkić, B. and Milosavljević, S., “Performance analysis of triple-branch selection diversity based on desired signal algorithm over correlated Weibull fading channels”, *TTEM*, vol.7 no.3, pp. 1013-1019, 2012.

93. Sekulović, N., Golubović, A., Stefanović, Č. and Stefanović, M., “Average output signal-to-interference ratio of system with triple-branch selection combining based on desired signal algorithm over correlated Weibull fading channels” *Facta Universitatis: Series: Automatic Control and Robotics*, vol. 11, no 1, pp. 37-43, 2012.
94. Simon, M.K. and Alouini, M.S., “A simple integral representation of the bivariate Rayleigh distribution”, *IEEE Communications Letters*, vol. 2, no. 5, pp. 128–130, May 1998.
95. Simon, M.K. and Alouini, M.S., *Digital Communication over Fading Channels*, 1st ed., New York: Wiley, 2000.
96. Simon, M.K. and Alouini, M.S., *Digital Communication Over Fading Channels: A Unified Approach to Performance Analysis*, Willey, New York, 2000.
97. Simon, M.K. and Alouini, M.S., *Digital communication over fading channels*, 2nd ed., Johan Wiley&Sons, New York, NY, USA, 2005.
98. Sivanesan, K. and Beaulieu, N.C., “Precise outage analysis of selection diversity in bandlimited micro-cellular systems with cochannel interference,” in *Proceedings of 62nd IEEE Vehicular Technology Conference (VTC '05)*, pp. 1494-1498, Dallas, Tex, USA, Sep. 2005.
99. Sowerby, K.W. and Williamson, A.G., “Selection diversity in multiple interferer mobile radio systems,” *IEE Electron. Lett.*, vol. 24, pp. 1511-1513, Nov. 1988.
100. Spalevic, P., Sekulovic, N., Georgios, Z. and Mekic, E., “Performance analysis of SIR-based triple selection diversity over correlated Weibull fading Channels,” *Facta Universitatis, Ser.: Elec. Energ.* vol. 23, no. 1, pp. 89-98, Apr. 2010.
101. Stacy, E.W., “A generalization of the Gamma distribution”, *The Annals of Mathematical Statistics*, vol. 3, no. 33 pp. 1187–1192, Sep. 1962.
102. Stavroulakis, P., *Interference analysis and reduction for wireless systems*, Artech House, Boston, London, 2003.
103. Stefanović, M., Mitić, A. and Pavlović, D., “Poređenje statističkih karakteristika signala u kanalu sa Vejbulovic fedingom za različite tehnike kombinovanja”, *INFOTEH-JAHORINA*, vol. 6, Ref. B-7, p. 86-89, Mar. 2007.
104. Stefanović, Č., *Statističke karakteristike prvog i drugog reda signala u bežičnom telekomunikacionom sistemu sa selektivnim kombinovanjem*, doktorska disertacija, Elektronski fakultet u Nišu, 2016.

105. Stefanović, M., Milović, D., “Outage Probability of SIR-Based Dual Selection Diversity over Correlated Weibull Fading Channels”, *Telecommunications in Modern Satellite Cable and Broadcasting Services 2007. TELSIS 2007. 8th International Conference on*, pp. 168-171, 2007.
106. Stefanović, M., Drača, D., Panajotović, A. and Milović, M., „Performanse SC diverziteti sistema sa Rajsovim signalom i Rejlijevom interferencijom“, *15. Telekomunikacioni forum TELFOR 2007*, Beograd, Srbija, str. 280-282, Nov. 2007.
107. Stefanović, M., Milović, D., Mitić, A. and Jakovljević, M., “Performance analysis of system with selection combining over correlated Weibull fading channels in the presence of cochannel interference”, *Int. J. AEÜ*, vol. 62, no. 9, pp. 695-700, Oct. 2008.
108. Stefanović, M., Drača, D., Panajotović, A. and Sekulovic, N., “Performance analysis of system with L-branch selection combining over correlated Weibull fading channels in the presence of cochannel interference”, *Int. J. Commun. Systems*, vol. 23, no. 2, pp. 139-150, Feb. 2010.
109. Stefanović, H., Petrović, I., Savić, A. and Stefanović, M., “The outage probability of multibranch selection combining over correlated weibull fading channel”, *Revue Roumaine des Sciences Techniques-Serie Électrotechnique et Énergétique*, vol. 57, no. 2, pp. 192-201, Apr. 2012.
110. Stuber, G. and Yiin, L. B., “Downlink outage predictions for cellular radio systems”, *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 40, no. 3, pp. 521-531, Aug. 1991.
111. Stuber, G. L., *Principles of mobile communication*, 2nd ed., Kluwer Academic Publisher, 2000.
112. Stuber, G. L., *Mobile communications*, New York: Kluwer, 2nd ed. 2003.
113. Shankar, P.M., “Performance analysis of diversity combining algorithms in shadowed fading channels”, *Wireless Personal Commun.*, vol. 37, pp. 61-72, Apr. 2006.
114. Shankar, P.M., *Introduction to Wireless Systems*, John Wiley & Sons, 2002.
115. Shankar, P.M., *Fading and Shadowing in Wireless Systems*, Springer Science+Business Media, 2012.
116. Shannon, C.E. “A mathematical theory of communication”, *Bell System Technical Journal*, vol. 27, pp. 379-423 and 623-656, Jul., 1948.
117. Shepherd, N.H., “Radio wave loss deviation and shadow loss at 900 MHz”, *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. VT-26, pp. 309-313, 1977.

118. Schiff, L., "Statistical suppression of interference with multiple Nakagami fading channels," *IEEE Trans. Veh. Tech.*, vol. VT-21, pp. 121-128, Nov. 1972.
119. Tzeremes, G. and Christodoulou, C.G., "Use of Weibull Distribution for Describing Outdoor Multipath Fading", *IEEE Antennas and Propagation society International Symposium I*, pp. 232-235, Aug. 2002.
120. Fraidenraich, G., Yacoub, M. and Filho, J., "Second – order statistics of maximal – ratio and equal – gain combining in Weibull fading", *IEEE Communication Letters*, vol. 9, no. 6, pp. 499–501, Jun 2005.
121. Freeman R.L., *Fundamentals of Telecommunications.-Hoboken*, New Jersey: John Wiley & Sons, Inc., 2005.
122. Hadzi-Velkov, Z., "Level crossing rate and average fade duration of selection diversity with Rician-faded cochannel interferers", *IEEE Commun. Lett.*, vol. 10, no. 9, pp. 649-651, Sep. 2006.
123. Hadzi-Velkov, Z., "Level Crossing Rate and Average Fade Duration of Dual Selection Combining With Cochannel Interference and Nakagami Fading", *IEEE Transactions On Wireless Communications*, vol. 6, no. pp. 3870 – 3876, Nov. 2007.
124. Hadzi-Velkov, Z., "Second-Order Statistics of Selection Combining Systems with Cochannel Interference in Various Fading Channels", *Personal Indoor and Mobile Radio Communications 2007. PIMRC 2007. IEEE 18th International Symposium on*, pp. 1-5, 2007.
125. Hashemi, H., "The indoor radio propagation channel", *Proc. IEEE*, vol. 81, no. 7, pp. 943- 968, Jul. 1993.
126. Huang, P., Rajan, D., Camp, J., "Weibull and Suzuki Fading Channel Generator Design to Reduce Hardware Resources", *Wireless Communications and Networking Conference (WCNC)*, IEEE, pp. 3443-3448, Apr. 2013.
127. Cvetković, A., Đorđević, G., Stefanović, M., "Performance analysis of dual switched diversity over correlated Weibull fading channels with co-channel interference", *International Journal of Communication Systems*, vol. 24, no 9, pp. 1183-1195, Sep. 2011.
128. Cvetković, A., Anastasov, J., Milić, D., Stefanović, M. and Milosavljević, S., "Capacity Evaluation for Maximal-ratio Diversity Technique over Rician Fading Channels", *10th International Conference on Telecommunications in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Services (TELSIKS 2011), Proceedings of papers*, pp. 505-508, Niš, Serbia, Oct. 2011.

129. Corazza, G.E. and Vatalaro, F., "A statistical model for land mobile satellite channels and its application to nongeostationary orbit systems", *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol.43, pp. 738-741, Aug. 1994.
130. Charash, U., "Reception through Nakagami fading multipath channels with random delays", *IEEE Trans. Commun.*, vol. 27, pp. 657-670, Apr. 1979.
131. Chen, Y. and Tellambura, C., "Performance analysis of three-branch selection combining over arbitrarily correlated Rayleigh-fading channels", *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 4, No. 3, pp. 861-865, 2005.
132. Weibull, W., "A statistical distribution function of wide applicability," *Appl. Mech. J.*, no. 27, 1951.
133. Yang, L., and Alouini, M.-S., "Performance comparison of different selection combining algorithms in presence of co-channel interference", *Proc. IEEE 58th Veh. Tech. Conf.* pp. 1123-1127, 2003.
134. Yang, H. and Alouini, M.S., "Outage probability of dual-branch diversity systems in the presence of co-channel interference", *IEEE Trans Wireless Commun.*, vol. 2, no. 2, pp. 310-319, Mar. 2003.
135. Yang, L. and Alouini, M.S., *Average outage duration of wireless communication systems (ch. 8, Wireless communications systems and networks)*, Springer US, 2004.
136. Yang, L. and Alouini, M.S., "Performance Comparison of Different Selection Combining Algorithms in Presence of Co-Channel Interference", *IEEE Trans. Veh. Technol.* vol. 55, no. 2, pp. 559 - 571, Mar. 2006.
137. http://www.etf.ucg.ac.me//materijal/1297692943Glava_2.pdf
138. Golubović A., Sekulović N., Stefanović M., Milić D., "Performance comparison of double-branch and triple-branch selection diversity receiver based on desired signal algorithm over correlated Weibull fading channels" *Facta Universitatis: Series: Automatic Control and Robotics*, rad je prihvaćen za publikovanje

BIOGRAFIJA AUTORA

Aleksandra Golubović (devojačko Cvetković) rođena je 08.09.1983. godine u Nišu, gde je završila osnovnu školu “Ivo Andrić” i gimnaziju “Bora Stanković”, prirodno-matematički smer.

Elektronski fakultet u Nišu, smer Telekomunikacije, upisala je školske 2002/03 godine. Diplomirala je 2008. godine sa prosečnom ocenom 9.33. Diplomski rad pod naslovom “Mobilni satelitski telekomunikacioni sistemi” odbranila je ocenom 10 na Katedri za telekomunikacije pod mentorstvom prof. dr Gorana T. Đorđevića.

U toku osnovnih studija, 2004. godine bila je stipendista Republike Srbije, a u periodu od 2005-2007. godine stipendista grada Niša. 2007. godine dobila je stipendiju koju dodeljuje Institut za internacionalno obrazovanje u saradnji sa kompanijom “Philip Morris” za izuzetna dostignuća i zalaganje za poboljšanje lokalne zajednice. 2009. godine dobila je stipendiju Zoran Đinđić, kada je u okviru projekta “Experiencing Europe”, provela tri meseca na stručnoj praksi u kompaniji Technikon u Villach-u, u Austriji.

2005. godine inicirala je ponovno pokretanje časopisa studenata Elektronskog fakulteta u Nišu ELEF, a tokom 2005 i 2006. godine bila njegov glavni i odgovorni urednik. Od 2005-2008. godine bila je aktivni član studentske organizacije EESTEC, koja okuplja studente elektrotehnike i računarstva iz cele Evrope. Od aprila 2007. do aprila 2008. godine bila je član Internacionalnog Upravnog odbora i odgovorna za vođenje 5 internacionalnih timova. Od 2008. godine ona je kao počasni sertifikovani trener EESTEC-a održala više internacionalnih treninga studentima na različite teme.

Školske 2008/09 upisala je doktorske studije na Elektronskom fakultetu u Nišu, smer Telekomunikacije. Položila je sve ispite predviđene Nastavnim planom i programom doktorskih studija sa prosečnom ocenom 10. Od 2009. do 2013. godine bila je stipendista Ministarstva prosvete, nauke i tehnološkog razvoja Republike Srbije i angažovana na projektima Ministarstva.

Od juna 2013. godine zaposlena je u kompaniji NCR d.o.o. u Beogradu gde radi na održavanju i razvoju infrastrukture Cisco IP telefonije za kompaniju BMW AG. Septembra 2015. godine stekla je zvanje Cisco Certified Network Professional Voice (CCNP Voice).

Udata je i majka je jednog deteta. Živi i radi u Beogradu.

SPISAK RADOVA AUTORA

- 5 radova u međunarodnim časopisima sa impakt faktorom (5xM23)
- 3 rada u časopisima od međunarodnog značaja (1xM24, 2xM52)
- 5 radova na međunarodnim naučnim konferencijama (5xM33)
- 2 rada na nacionalnim naučnim konferencijama (3xM63)

1. Radovi u međunarodnim časopisima sa impakt faktorom M23

A1. **Aleksandra D. Golubović**, Mihajlo Č. Stefanovic, Nikola M. Sekulovic, Dejan N. Milic, Dusan M. Stefanovic, Zoran J. Popovic, "Second-order statistics of dual SC macrodiversity system over channels affected by Nakagami-m fading and correlated gamma shadowing", *Przeglad Elektrotechniczny*, Vol. 87, No. 6, pp. 284-288, 2011, M23.

ISSN 0033-2097. (IF 0.244) <http://sigma-not.pl/publikacja-60103-second-order-statistics-of-dual-sc-%20macrodiversity-system-over-channels-affected-by-nakagami-m-fading-and-correlated-%20%20%20%20%20%20%20%20%20%20%20%20%20%20%20%20%20gamma-shadowing-przeglad-elektrotechniczny-2011-6.html>

A2. **Aleksandra D. Golubović**, Mihajlo Č. Stefanovic, Nikola M. Sekulovic, Edis S. Mekic, Danijela Manic, "Dual-Hop System Analysis in Nakagami-m Environment", *Elektronics and Electrical Engineerin, (Electronika ir Electrotechnika)*, Vol. 2, pp. 47-50, 2011, M23. ISSN 1392-1215. (IF 0.913)

http://www.ee.ktu.lt/journal/2011/02/12_ISSN_1392-1215_Dual-Hop%20System%20Analysis%20in%20Nakagami-m%20Environment.pdf

A3. Nikola Sekulovic, Mihajlo Stefanovic, **Aleksandra Golubovic**, Ilija Temelkovski, Branimir Trenkic, Milos Peric, Srdjan Milosavljevic „Performance analysis of triple-branch selection diversity based on desired signal algorithm over correlated weibull fading channels“, *TTEM - Technics Technologies Education Management*, Vol. 7, No. 3, pp. 1013-1019, 2012, M23, ISSN: 1840-1503. (IF 0.414)

<http://ttem.ba/volume-7-number-3/>

A4. Milos Bandjur, Nikola Sekulovic, Mihajlo Stefanovic, **Aleksandra Golubovic**, Petar Spalevic, and Dejan Milic "Second-Order Statistics of System with Microdiversity and Macrodiversity Reception in Gamma-Shadowed Rician Fading Channels", *ETRI Journal*, Vol. 35, No. 4, pp. 722-725, August 2013, M23. (IF 0.945)

A5. **Aleksandra Golubovic**, Nikola Sekulovic, Mihajlo Stefanovic, Dejan Milic, Ilija Temelkovski "Performance Analysis of Dual-Branch Selection Diversity Receiver that Uses Desired Signal Algorithm in Correlated Weibull Fading Environment", *TEHNICKI VJESNIK-TECHNICAL GAZETTE*, vol. 21 br. 5, str. 953-957, 2014, M23, ISSN 1330-3651.

http://hrcak.srce.hr/index.php?show=clanak&id_clanak_jezik=190606 (IF 0.579)

2. Radovi u časopisima od međunarodnog značaja M24 i M52

B1. Nikola Sekulović, Edis Mekić, Dragana Krstić, **Aleksandra Golubović**, Martina Zdravkovic, Mihajlo Stefanović, “Performance analysis of dual selection-based macrodiversity system over channels subjected to Nakagami-m fading and gamma shadowing”, *WSEAS Transactions on Communications* (World Scientific and Engineering Academy and Society (WSEAS) Press), 2011, Vol. 10, No. 3, pp. 77-87, ISSN 1109- 2742 (M52)

B2. Nikola Sekulović, **Aleksandra Golubović**, Časlav Stefanović, Mihajlo Stefanović, “Average output signal-to-interference ratio of system with triple-branch selection combining based on desired signal algorithm over correlated Weibull fading channels” *Facta Universitatis: Series: Automatic Control and Robotics*, 2012, Vol. 11, No 1, pp. 37-43, ISSN 0353-3670.

<http://facta.junis.ni.ac.rs/acar/acar201201/acar20120104.pdf> (M52)

B3. **Aleksandra Golubović**, Nikola Sekulović, Mihajlo Stefanović, Dejan Milić, “Performance Analysis of Dual-Branch Selection Diversity System Using Novel Mathematical Approach” rad je prihvacen za *Facta Universitatis, Series: Electronics and Energetics*, 2017, Vol. 30, No 2, pp. 235-244.

<http://casopisi.junis.ni.ac.rs/index.php/FUElectEnerg/article/view/1979> (M24)

B4. **Aleksandra Golubović**, Nikola Sekulović, Mihajlo Stefanović, Dejan Milić “Performance comparison of double-branch and triple-branch selection diversity receiver based on desired signal algorithm over correlated Weibull fading channels” *Facta Universitatis: Series: Automatic Control and Robotics*, rad je prihvaćen za publikovanje

3. Radovi saopšteni na međunarodnim naučnim skupovima štampani u celini M33

C1. **Aleksandra D. Golubović**, Nikola M. Sekulovic, Dragana S. Krstic, Edis S. Mekic, Zoran J. Popovic, Mihajlo Č. Stefanovic, “Performance analysis of multi-hop system in Nakagami-m environment”, *International Conference on Circuits, Systems, Signals (CSS)*, Sliema, Malta, 15-17 September 2010, pp. 276-279, ISBN 978-960-474-226-4.

<http://www.wseas.us/e-library/conferences/2010/Malta/CSS/CSS-43.pdf>

C2. Bojana Z. Nikolic, Goran T. Đorđević, Dejan Milic, **Aleksandra Golubović**, "Analiza modela kompozitnog fedinga", *Međunarodni naučno-stručni simpozijum INFOTEH®-JAHORINA 2010*, 17-19. mart 2010, Jahorina, Bosna i Hercegovina, Vol. 1, str. 145-148, 2010, ISBN 99938-624-2-8. <http://www.infotech.rs.ba>

C3. **Aleksandra D. Golubović**, Jelena A. Anastasov, Dejan N. Milić, Mihajlo Č. Stefanović, Srđan Milosavljević, „Capacity Evaluation for Maximal-ratio Diversity Technique over Rician Fading Channels“, *10th International Conference on Telecommunications in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Services - TELSIKS 2011*, Niš, Srbija, 5-8 Oct. 2011, Zbornik radova, str. 505-508, ISBN 978-1-4577-2017-8.

C4. **Aleksandra Golubović**, Nikola Sekulović, Mihajlo Stefanović, Dejan Milić, Aleksandra Panajotović, Dušan Stefanović, “Influence of selection combining diversity on system capacity”, *10th International Conference on Applied Electromagnetics PES 2011*, Niš, Srbija, 25-29 September 2011, Zbornik radova, str. 2-10, ISBN 978-86-6125-035-4.

C5. **Aleksandra Golubović**, Časlav Stefanovic, Ilija Temelkovski, „Outage probability of triple-branch selection diversity based on desired signal algorithm over correlated Weibull fading channels“, *XI International Conference on Systems, Automatic Control and Measurements - SAUM 2012*, Niš, Serbia, 14-16. November 2012, Proceedings of papers.

4. Radovi saopšteni na nacionalnim naučnim skupovima štampani u celini M63

D1. **Aleksandra Golubović**, Nenad Milošević, Đorđe Paunović, Zorica Nikolić “Uticaj kooperativnog diverzita na performanse sistema u kanalu sa Nakagami fadingom”, 53. *Konferencija ETRAN 2009*, CD Zbornik radova, TE2.6-1-4, Vrnjačka Banja, Srbija, 15-18. jun 2009, Društvo za ETRAN, 2009, ISBN 978-86-80509-64-8. <http://etran.etf.rs/>

D2. **Aleksandra Golubović**, Nenad Milošević, Zachos Georgios, Zorica Nikolić „Analiza performansi diverziti prijema BPSK signala u kanalu sa K-fadingom“ *XVII Telekomunikacioni forum -TELFOR 2009*, Beograd, Srbija, 24-26.11.2009, Društvo za telekomunikacije Beograd i Akademska misao Beograd, Vol. 1, str. 492-495, 2009, ISBN 978-86-7466-375-2.

http://2009.telfor.rs/files/radovi/04_16.pdf

D3. Nikola M. Sekulović, Edis S. Mekić, Mihajlo Č. Stefanović, **Aleksandra D. Golubović**, Selena Ž. Stanojčić, “Moments of the signal after micro- and macrodiversity processing in gamma shadowed Nakagami- m fading channels”, *XVIII Telekomunikacioni forum - TELFOR 2010*, Beograd, Srbija, 23-25 novembar 2010, CD Zbornik radova, str. 499-502, ISBN 978-86-7466-392-9. <http://2010.telfor.rs/>

Prilog 1.

IZJAVA O AUTORSTVU

Izjavljujem da je doktorska disertacija, pod naslovom

Primena tehnika kombinovanja kod bežičnih telekomunikacionih sistema u prisustvu smetnje

koja je odbranjena na Elektronskom fakultetu u Nišu:

- rezultat sopstvenog istraživačkog rada;
- da ova disertacija, ni u celini, niti u delovima, nisam prijavljivala na drugim fakultetima, niti univezitetima;
- da nisam povredila autorska prava, niti zloupotrebila 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 doktorske disertacije, i to u katalogu Biblioteke, Digitalnom repozitorijumu Univerziteta u Nišu, kao i u publikacijama Univerziteta u Nišu.

U Nišu, _____

Potpis autora disertacije:

Aleksandra Golubović
dipl. inž. Aleksandra D. Golubović

Prilog 2.

**IZJAVA O ISTOVETNOSTI ŠTAMPANE I ELEKTRONSKE
VERZIJE DOKTORSKE DISERTACIJE**

Naslov disertacije:

**Primena tehnika kombinovanja kod bežičnih telekomunikacionih
sistema u prisustvu smetnje**

Izjavljujem da je elektronski oblik moje doktorske disertacije, koji sam predala za unošenje u **Digitalni repozitorijum Univerziteta u Nišu**, istovetan štampanom obliku.

U Nišu, _____

Potpis autora disertacije:

Aleksandra Golubović
dipl. inž. Aleksandra D. Golubović

Prilog 3.

IZJAVA O KORIŠĆENJU

Ovlašćujem Univerzitetsku biblioteku “Nikola Tesla” da, u Digitalni repozitorijum Univerziteta u Nišu, unese moju doktorsku disertaciju, pod naslovom:

Primena tehnika kombinovanja kod bežičnih telekomunikacionih sistema u prisustvu smetnje

Disertaciju sa svim priložima predala 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 odlučila.

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:

Aleksandra Golubović
dipl. inž. Aleksandra D. Golubović