



**UNIVERZITET U NIŠU**  
**ELEKTRONSKI FAKULTET**



Dipl. inž. Bojana Nikolić

**UTICAJ NESAVRŠENE EKSTRAKCIJE REFERENTNOG  
NOSIOCA NA PERFORMANSE DIVERZITI  
PRIJEMNIKA DIGITALNO FAZNO MODULISANIH  
SIGNALA U KANALU SA FEDINGOM**

-doktorska disertacija-

Niš, 2012. godine



**UNIVERZITET U NIŠU**  
**ELEKTRONSKI FAKULTET**



Dipl. inž. Bojana Nikolić

**UTICAJ NESAVRŠENE EKSTRAKCIJE REFERENTNOG  
NOSIOCA NA PERFORMANSE DIVERZITI  
PRIJEMNIKA DIGITALNO FAZNO MODULISANIH  
SIGNALA U KANALU SA FEDINGOM**

-doktorska disertacija-

Mentor:  
Prof. dr Goran T. Đorđević

Niš, 2012. godine

## ZAHVALNICA

*U toku izrade ove doktorske disertacije, nesebičnu pomoć i svestranu podršku pružili su mi prof. dr Goran T. Đorđević i prof. dr Mihajlo Č. Stefanović, kojima dugujem neizmernu zahvalnost.*

*Takođe se zahvaljujem prof. dr Slavoljubu Aleksiću i svim članovima Katedre za teorijsku elektrotehniku, kao i kolegama dr Bojanu Dimitrijeviću i dr Nenadu Miloševiću na podršci, razumevanju i pruženoj pomoći.*

**Autor**

<b>I Autor</b>	
Ime i prezime	<b>Bojana Nikolić</b>
Datum i mesto rođenja	24.02.1982.; Niš
Sadašnje zaposlenje	Elektronski fakultet, Niš
<b>II Doktorska disertacija</b>	
Naslov	Uticaj nesavršene ekstrakcije referentnog nosioca na performanse diverziti prijemnika digitalno fazno moduliranih signala u kanalu sa fadingom
Broj stranica	206
Broj slika	150
Broj tabela	4
Broj bibliografskih jedinica	120
Ustanova i mesto gde je disertacija rađena	Univerzitet u Nišu, <b>Elektronski fakultet</b>
Naučna oblast	Telekomunikacije
Mentor	Prof. dr <b>Goran T. Đorđević</b>
Datum prijave teme disertacije	23.12.2010.god.
Broj odluke i datum prihvatanja teme disertacije	NSV 07/03-020/11, 24.02.2011. god.
Komisija za ocenu podobnosti teme disertacije	<ol style="list-style-type: none"> <li>1. <i>prof. dr Goran T. Đorđević,</i></li> <li>2. <i>prof. dr Mihajlo Č. Stefanović,</i></li> <li>3. <i>prof. dr Bratislav D. Milovanović,</i></li> <li>4. <i>prof. dr Slavoljub R. Aleksić,</i></li> <li>5. <i>prof. dr Ivo M. Kostić.</i></li> </ol>
Komisija za odbranu disertacije	<ol style="list-style-type: none"> <li>1. <i>prof. dr Goran T. Đorđević ,</i></li> <li>2. <i>prof. dr Mihajlo Č. Stefanović,</i></li> <li>3. <i>prof. dr Slavoljub R. Aleksić,</i></li> <li>4. <i>prof. dr Zoran H. Perić,</i></li> <li>5. <i>prof. dr Ivo M. Kostić.</i></li> </ol>
Datum odbrane	
<p><b>Naučni doprinos disertacije:</b> Rezultati istraživanja se odnose na analizu uticaja neidealne ekstrakcije referentnog nosioca na performanse digitalnih sistema sa binarnom i kvadraturnom faznom modulacijom. Razmatrana su dva slučaja. Prvi se odnosi na ekstrakciju referentnog nosioca iz nemodulisanog signala, a drugi iz modulisanog signala. Najpre su analizirane performanse jednokanalnih, a zatim diverziti sistema. Numerički rezultati su dobijeni primenom numeričke integracije, a verifikovani primenom Monte Carlo simulacije. Dat je numerički postupak za proračun maksimalne dopuštene vrednosti standardne devijacije faznog šuma iz uslova da prethodno zadata verovatnoća greške po bitu ne bude premašena pri zadatom odnosu srednjih snaga signala i šuma i dubine fedinga u kanalu. Takođe je analiziran uticaj broja grana kao i debalansiranosti na performanse diverziti sistema u uslovima neidealne ekstrakcije referentnog nosioca. Ilustrovan je postupak određivanja potrebnog broja grana diverziti sistema sa ciljem postizanja unapred definisane verovatnoće greške. U ovoj disertaciji predložena je modifikacija diverziti prijemnika kvadraturene fazne modulacije sa kombinerom koji ima jednake težine svih grana. Optimalnim izborom parametara obezbeđuje se višestruko proširenje frekvencijskih ofseta nosioca u čijem prisustvu su performanse prijema vrlo bliske onim za slučaj primene samo fazno koherentne petlje, a da pri tome nema frekvencijskog ofseta. Funkcionalnost novopredloženog prijemnika, kao i njegove karakteristike, su eksperimentalno verifikovane na sistemu zasnovanom na upotrebi univerzalne softverske radio platforme. Pokazano je zadovoljavajuće poklapanje eksperimentalnih i simulacionih rezultata.</p>	

## Skraćenice

**AWGN** (Additive White Gaussian Noise) - *aditivni beli Gausov šum*

**BER** (Bit Error Rate) – *verovatnoća greške po bitu*

**BPSK** (Binary Phase Shift Keying) – *binarna fazna modulacija*

**CDF** (Cumulative Distribution Function) - *kumulativna funkcija raspodele*

**EGC** (Equal Gain Combining) – *kombinovanje sa istim težinama*

**MRC** (Maximal Ratio Combining) – *kombinovanje sa maksimalnim odnosom*

**PDF** (Probability Density Function) – *funkcija gustine verovatnoće*

**PLL** (Phase Locked Loop) – *fazno koherentna petlja*

$P_{out}$  (Outage Probability) – *verovatnoća otkaza*

**QPSK** (Quadrature Phase-Shift Keying) – *kvadraturna fazna modulacija*

**SC** (Selection Combining) – *selektivno kombinovanje*

**SEP** (Symbol Error Probability) – *verovatnoća greške po simbolu*

**SIR** (Signal-to-Interference Ratio) – *odnos signal/interferenca*

**SNR** (Signal-to-Noise Ratio) – *odnos signal/šum*

**SSC** (Switch and Stay Combining) – *prekidačko kombinovanje*

**USRP** (Universal Software Radio Peripheral) – *univerzalna softverska radio platforma*

# SADRŽAJ

Uvod.....	1
1. Teorijska osnova.....	6
1.1 Modulacione tehnike.....	7
1.1.1 Kriterijumi za izbor modulacione tehnike.....	8
1.1.1.1. Energetska efikasnost.....	8
1.1.1.2. Iskorišćenost propusnog opsega.....	8
1.1.1.3. Kompleksnost sistema.....	9
1.1.2 Pregled digitalnih modulacionih tehnika .....	10
1.1.3 Digitalna fazna modulacija .....	13
1.2 Smetnje u sistemu prenosa signala .....	16
1.2.1 Beli Gauss-ov šum .....	16
1.2.2 Feding i modeli fedinga .....	17
1.2.2.1 Rayleigh-jev feding .....	18
1.2.2.2 Rice-ov feding .....	19
1.2.2.3 Nakagami-m feding .....	20
1.2.2.4 Hoyt-ov feding .....	21
1.2.2.5 Weibull-ov feding .....	22
1.2.2.6 $\alpha$ - $\mu$ feding .....	23
1.2.2.7 $\eta$ - $\mu$ feding .....	24
1.2.2.8 Efekat senke .....	26
1.2.2.9 Kompozitni feding .....	26
1.3 Ekstrakcija referentnog nosioca .....	30
1.3.1 Model PLL .....	30
1.3.2 Uticaj šuma u linearnom modelu PLL .....	35
1.3.3 Uticaj šuma u nelinearnom modelu PLL .....	37
1.3.4 Izbor modela PLL .....	37
1.4 Diverziti sistemi prijema .....	39
1.4.1 Osnovna struktura diverziti sistema .....	39

1.4.2	Tehnike diverziti kombinovanja .....	43
1.4.2.1	Maximal Ratio Combining (MRC) .....	45
1.4.2.2	Equal-Gain Combining (EGC) .....	46
1.4.2.3	Selekciono kombinovanje .....	47
1.4.2.4	Prekidačko kombinovanje .....	48
1.4.2.5	Višedimenzionalne diverziti tehnike .....	50
1.5	Mere performansi sistema prenosa signala .....	51
1.5.1	Odnos signal-šum .....	51
1.5.2	Verovatnoća prekida .....	52
1.5.3	Verovatnoća greške .....	52
<b>2.</b>	<b>Performanse jednokanalnih sistema pri neidealnoj ekstrakciji referentnog nosioca</b> .....	<b>54</b>
2.1	Ekstrakcija referentnog nosioca iz nemodulisanog signala .....	54
2.1.1	Detekcija MPSK signala u prisustvu Hoyt-ovog fedinga .....	54
2.1.2	Detekcija BPSK i QPSK signala u prisustvu kompozitnog $K_G$ fedinga .....	61
2.2	Ekstrakcija referentnog nosioca iz modulisanog signala .....	66
2.2.1	Detekcija BPSK i QPSK signala u prisustvu Rice-ovog fedinga .....	66
2.2.2	Detekcija BPSK i QPSK signala u prisustvu $\eta - \mu$ fedinga .....	73
2.2.3	Detekcija BPSK i QPSK signala u prisustvu kompozitnog $K_G$ fedinga .....	76
2.3	Aproksimativni pristup modelovanju fazne greške .....	82
2.3.1	Detekcija BPSK i QPSK signala u prisustvu $\eta - \mu$ fedinga .....	82
<b>3.</b>	<b>Performanse diverziti sistema koji koriste SC ili SSC kombinovanje pri neidealnoj ekstrakciji referentnog nosioca</b> .....	<b>88</b>
3.1	Ekstrakcija referentnog nosioca iz nemodulisanog signala .....	88
3.1.1	Detekcija BPSK i QPSK signala u prisustvu $\alpha - \mu$ fedinga .....	88
3.1.2	Detekcija BPSK i QPSK signala u prisustvu kompozitnog $K_G$ fedinga .....	98
3.2	Ekstrakcija referentnog nosioca iz modulisanog signala .....	108
3.2.1	Detekcija BPSK i QPSK signala u prisustvu $\alpha - \mu$ fedinga .....	108
3.2.2	Detekcija BPSK i QPSK signala u prisustvu Hoyt-ovog fedinga .....	118

3.2.3	Detekcija BPSK i QPSK signala u prisustvu kompozitnog $K_G$ fedinga .....	125
<b>4.</b>	<b>Performanse diverziti sistema koji koriste EGC ili MRC kombinovanje pri neidealnom kofaziranju</b> .....	<b>131</b>
4.1	Kanali sa nekorelesanim Weibull-ovim fedingom .....	131
4.2	Kanali sa korelesanim Weibull-ovim fedingom .....	137
<b>5.</b>	<b>Uticaj interference na performanse diverziti sistema</b> .....	<b>143</b>
5.1	Selekcionirani diverziti prijemnik sa tri grane u kanalima sa koreliranim $\alpha$ - $\mu$ fedingom i prisustvom kanalne interference .....	143
5.2	Mikrodiverziti sa post-detekcijom i makrodiverziti sa dve grane u kanalima sa fedingom i efektom senke .....	152
5.3	SC diverziti sistem sa koreliranim $K_G$ feding kanalima i prisustvom kanalne interference .....	157
<b>6.</b>	<b>Modifikacija EGC diverziti prijemnika QPSK signala u cilju poboljšanja performansi u prisustvu frekvencijskog ofseta nosioca</b> .....	<b>163</b>
6.1	Model modifikovanog EGC diverziti prijemnika .....	163
6.2	Komparativna analiza modifikovanog i osnovnog modela EGC diverziti prijemnika .....	167
6.3	Verifikacija simulacionih rezultata eksperimentalnim rezultatima .....	171
6.3.1	Opis eksperimenta .....	171
6.3.2	Verifikacija simulacionih rezultata eksperimentalnim za slučaj prijemnika realizovanog korišćenjem osnovnog EGC kombinera ....	172
6.3.3	Verifikacija simulacionih rezultata eksperimentalnim za slučaj prijemnika realizovanog korišćenjem modifikovanog EGC kombinera .....	174
	<b>Zaključak</b> .....	<b>175</b>
	<b>Literatura</b> .....	<b>182</b>
	<b>Sažetak</b> .....	<b>196</b>
	<b>Summary</b> .....	<b>198</b>
	<b>Biografija</b> .....	<b>200</b>



# UVOD

Imajući u vidu nagli razvoj bežičnih telekomunikacija, kao i sam njihov značaj za razvoj društva, javlja se potreba za njihovim proučavanjem, a u cilju poboljšanja kvaliteta prenosa, povećanja dometa veze kao i kapaciteta i brzine prenosa. Kod bežičnih telekomunikacionih sistema fazna modulacija je našla veliku primenu. Za realizaciju koherentne detekcije neophodno je obezbediti na mestu prijema referentni nosilac koji bi bio u fazi sa dolazećim modulisanim nosiocem. Taj koherentni nosilac se regeneriše pomoću kola za ekstrakciju referentnog nosioca ili iz pilot signala ili iz primljenog modulisanog signala. U literaturi, koja je u vezi sa koherentnom detekcijom u kanalu sa fedingom, najčešće se pretpostavlja da je referentni nosilac idealno regenerisan. Učinjena pretpostavka nije korektna čak ni u kanalu sa aditivnim belim Gauss-ovim šumom (AWGN – *Additive White Gaussian Noise*), dok je u kanalu sa fedingom situacija još složenija, pa se rezultati, koji se dobijaju na taj način, mogu shvatiti kao najpovoljniji u posmatranim okolnostima. Slučajna fluktuacija faze regenerisanog referentnog nosioca posledica je aditivnih i multiplikativnih smetnji prisutnih u kanalu, kao i ograničenih filtracionih osobina sinhronizacionog trakta. Sa smanjenjem propusnog opsega fazne petlje, smanjuje se uticaj šuma u faznoj petlji, ali se istovremeno pogoršavaju i akvizicione osobine petlje. Razlika između faze dolazećeg signala i regenerisane faze referentnog nosioca je slučajni proces koji ima Tikhonov-ljevu raspodelu [61], [80], [113] sa parametrima koji zavise od uslova u kanalu i karakteristika primenjenog ekstraktora.

U dostupnoj literaturi, koja je u vezi sa detekcijom digitalno fazno modulisanih signala u kanalima sa fedingom, analiza je uglavnom rađena uz pretpostavku da je ekstrakcija referentnog nosioca idealna. U radovima [18], [51] i [72] ukazano je na značaj uticaja nesavršene procene faze referentnog nosioca u jednokanalnim sistemima, i to u slučaju kada je prisutan *multipath* feding.

U cilju poboljšanja performansi prijema u kanalu sa fedingom neophodno je koristiti diverziteti prijemnike koji vrše kombinovanje dolazećih signala na različite načine. Najpoznatije tehnike kombinovanja su selekciono kombinovanje (*Selection Combining* – SC) [12], [13], [57], [75], prekidačko kombinovanje (*Switch-and-Stay Cominining* – SSC) [71], [76], metod kombinovanja kod koga se vrši izjednačavanje faza signala u svim granama i naknadno sabiranje signala iz svih grana (*Equal Gain Combining* – EGC) [4], [61], [62]. [80] i metod kombinovanja kod koga se vrši izjednačavanje faza, veće vrednovanje grana gde je

srednja snaga signala veća i naknadno sabiranje signala iz svih grana (*Maximal Ratio Combining* – MRC) [71], [76], [91] i [95]. Bez obzira na to što izjednačavanje faza u različitim granama prijemnika ne može biti idealno, u radovima koji su u vezi sa EGC i MRC prijemnicima obično se uvodi pretpostavka o savršenom kofaziranju u cilju pojednostavljenja matematičke analize. Izuzeci su radovi [61], [62] i [80]. Rad [61] daje analizu performansi EGC prijemnika u prisustvu Rayleigh-jevog fedinga i fazne greške, nastale pri neidealnoj ekstrakciji referentnog nosioca. Fazna greška prati Tikhonov-ljevu raspodelu. Korišćenjem Gram-Charlier razvoja, dobijeni su izrazi za verovatnoću greške pri detekciji BPSK i QPSK signala. Procenjeni su i gubici usled postojanja fazne greške za nekoliko vrednosti odnosa signal-šum (SNR – *Signal-to-Noise Ratio*) i verovatnoće greške (BER – *Bit-Error Rate*). U radu [62] prikazan je novi metod za analizu performansi EGC prijemnika PSK signala, u prisustvu fedinga i fazne greške. Razmatrano je nekoliko modela fedinga: Rayleigh-jev, Rice-ov i Nakagami- $m$ . I ovde je fazna greška modelovana Tikhonov-ljevom raspodelom. Kao mere performansi sistema, posmatrani su srednja verovatnoća greške po bitu i funkcija gustine verovatnoće izlaznog SNR-a. U slučaju BPSK i QPSK procenjeni su i gubici usled postojanja fazne greške. U radu [80] ispitan je uticaj fazne greške, nastale usled neidealne procene faze referentnog nosioca u fazno koherentnoj petlji (PLL – *Phase-Locked Loop*) prvog reda, na performanse EGC prijemnika BPSK i QPSK signala sa dve grane u prisustvu korelisanog Nakagami- $m$  fedinga. Fazna greška ima Tikhonov-ljevu raspodelu. Izrazi za momente izlaznog SNR-a, kao i količinu fedinga, dobijeni su u zatvorenom obliku. Na osnovu njih, izvedeni su i izrazi za srednju verovatnoću greške po bitu i verovatnoću otkaza.

Značajan deo disertacije biće posvećen proceni pogoršanja performansi prijemnika usled nesavršene ekstrakcije referentnog nosioca u kanalima, gde pored *multipath* fedinga, postoji i efekat senke (*shadowing*). Ovaj kompozitni feding se može modelovati na više načina. Moguće je da se *multipath* feding opiše pomoću Nakagami- $m$  [18], [29], [30], [32] i [57], Rice-ove [24], [71] i [76],  $\alpha$ - $\mu$  [64], [65], [107] i [122] ili Weibull-ove raspodele [22], [43], [75], [79] i [81], pri čemu srednjekvadratna vrednost ovih raspodela ima lognormalnu, odnosno ekvivalentnu Gamma raspodelu [52] i [104]. Takođe, istovremeni uticaj *multipath* fedinga i efekta senke moguće je opisati pomoću tzv. generalizovane  $K$  ( $K_G$ ) raspodele [13], [91]–[93]. Rezultati merenja na 900 MHz prezentovani u radu [43] pokazuju da se Weibull-ova raspodela može koristiti kako u *outdoor* sredinama tako i u bežičnim mrežama unutar zgrada kao model *multipath* fedinga. Ova raspodela je empirijska i originalno je korišćena kao statistički model za analizu pouzdanosti sistema [23], [43]. U radu [23] pokazano je da

Weibull-ova raspodela daje dobro poklapanje sa rezultatima merenja kod DECT (*Digital Enhanced Cordless Telecommunications*) sistema koji rade na 1.98 GHz.

U praksi propagacioni putevi svih grana nisu identični, a i elektronske komponente u različitim granama prijemnika nisu savršene, tako da odnosi srednjih snaga signala i šuma u različitim granama prijemnika nisu isti, tj. postoji debalansiranost grana prijemnika [68]. Takođe, zbog malih dimenzija mobilnog terminala moguće je da postoji korelacija između anvelopa fedinga u različitim granama prijemnika [32], [75], [80] i [86]. S obzirom na ovo, postoji praktični interes da se razmotre uticaji nebalansiranosti grana prijemnika i korelacije između grana, u kombinaciji sa nesavršenom ekstrakcijom referentnog nosioca, na performanse sistema pri prenosu digitalno fazno moduliranih signala.

U okviru **prvog poglavlja**, pod nazivom *Teorijska osnova*, najpre će biti opisan model jednokanalnog digitalnog telekomunikacionog sistema. Zatim će biti definisani osnovni pojmovi koji se odnose na digitalne modulacione tehnike. Takođe će biti dat pregled osnovnih smetnji sa posebnim osvrtom na statističke karakteristike različitih modela fedinga, koji su od interesa za analizu kvaliteta prijema digitalnih signala koji se razmatraju u ovoj disertaciji. Jedan od uzroka degradacije performansi telekomunikacionih sistema, koji je predmet ove disertacije, je nesavršena ekstrakcija referentnog nosioca. Biće dati modeli kola za ekstrakciju referentnog nosioca kao i način izbora odgovarajućeg modela. Takođe će biti prezentovani osnovni principi diverziteti tehnike, kao i odgovarajuće statističke karakteristike signala na njihovim izlazima. Na kraju ovog poglavlja biće definisani osnovni parametri pomoću kojih se može izraziti kvalitet primljenog signala.

**Drugo poglavlje** ima naziv *Performanse jednokanalnih sistema pri neidealnoj ekstrakciji referentnog nosioca*. Biće razmatrana dva slučaja i to: prvi slučaj kada se ekstrakcija referentnog nosioca vrši iz nemodulisanog signala i drugi slučaj kada se ekstrakcija referentnog nosioca vrši iz modulisanog signala. U oba pomenuta slučaja biće posmatran uticaj parametara kola za ekstrakciju referentnog nosioca na performanse prijema BPSK (*Binary Phase Shift Keying*) i QPSK (*Quadrature Phase Shift Keying*) signala u prisustvu fedinga. U slučaju ekstrakcije referentnog nosioca iz nemodulisanog signala biće analizirane performanse prijema u kanalu sa Hoyt-ovim i kompozitnim  $K_G$  fedingom. Kada se ekstrakcija referentnog nosioca vrši iz modulisanog signala biće analizirane performanse prijema u kanalu sa Rice-ovim,  $\eta - \mu$  i kompozitnim  $K_G$  fedingom. Na kraju ovog poglavlja biće dat aproksimativni pristup modelovanju fazne greške u kanalu sa kompozitnim  $\eta - \mu$  fedingom.

Performanse diverziti sistema, koji koriste SC ili SSC kombinovanje pri neidealnoj ekstrakciji referentnog nosioca, biće razmatrane u okviru **trećeg poglavlja**. I ovde će biti posmatrana dva slučaja. U prvom slučaju biće pretpostavljeno da se ekstrakcija referentnog nosioca vrši iz nemonulisanog signala, a kanal će biti modelovan  $\alpha$ - $\mu$  ili kompozitnim  $K_G$  fedingom. Drugi razmatrani slučaj odnosi se na ekstrakciju referentnog nosioca iz modulisanog signala, a kanal je modelovan  $\alpha$ - $\mu$ , Hoyt-ovim ili kompozitnim  $K_G$  fedingom. U oba pomenuta slučaja biće posmatran uticaj parametara kola za ekstrakciju referentnog nosioca na performanse prijema BPSK i QPSK signala u prisustvu fedinga. Takođe će biti analiziran uticaj parametara, koji opisuju feding, na vrednost verovatnoće greške pri neidealnoj ekstrakciji referentnog nosioca, kao i uticaj broja grana diverziti sistema i debalansiranosti grana. Mnogi od teorijskih rezultata, dobijenih u okviru ovog poglavlja, biće verifikovani odgovarajućim simulacionim rezultatima.

U okviru **četvrtog poglavlja** biće analizirane performanse diverziti sistema koji koriste MRC ili EGC kombinovanje u kanalu sa Weibull-ovim fedingom. Performanse sistema će biti razmatrane u slučaju ekstrakcije referentnog nosioca iz nemonulisanog signala, a u slučaju QPSK modulacije. Pored uticaja standardne devijacije fazne greške, nastale zbog neidealne ekstrakcije referentnog nosioca, na performanse prijema, biće razmatran i uticaj koeficijenta korelacije među signalima u pojedinim diverziti granama, kao i samog broja grana diverziti prijemnika. Rezultati, dobijeni numeričkim izračunavanjem integrala, biće verifikovani odgovarajućim simulacionim rezultatima.

Uticaj interference na verovatnoću greške diverziti prijema biće razmatran u okviru **petog poglavlja**. Najpre će biti analizirane performanse selekcionog diverziti prijemnika u propagacionom okruženju sa korelisanim  $\alpha$ - $\mu$  fedingom i u prisustvu kanalne interference sa korelacijom među signalima u pojedinim granama. U drugom delu ovog poglavlja biće određene performanse mikrodiverziti prijema, koji koristi post-detekciju, i makrodiverzita sa dve grane u kanalima sa fedingom i efektom senke. Biće razmatran uticaj broja grana mikrodiverzita, koeficijenta korelacije među granama makrodiverzita i dubine fedinga na performanse ovog složenog diverziti sistema. U okviru trećeg dela ovog poglavlja biće ispitane performanse selekcionog diverziti prijemnika u propagacionom okruženju sa korelisanim kompozitnim  $K_G$  fedingom i uz prisustvo kanalne interference. Signali interference su takođe zahvaćeni kompozitnim fedingom i među sobom korelisani.

Frekvencijski ofset nosioca je još jedna pojava koja u velikoj meri degradira performanse digitalnih sistema prenosa, a posebno onih primenjenih kod mobilnih komunikacija. To je bio

motiv da se, u okviru **šestog poglavlja**, predloži realizacija novog diverziti prijemnika koji će u širokom opsegu frekvencijskih ofseta nosioca ublažiti degradaciju performansi. U okviru ovog poglavlja biće prikazana komparativna analiza modifikovanog i osnovnog modela EGC diverziti prijemnika u prisustvu frekvencijskog ofseta u AWGN kanalu, kao i u kanalu sa Rice-ovim fadingom. Analiza performansi biće izvršena na osnovu simulacionih rezultata. Funkcionalnost novopredloženog prijemnika, kao i njegove karakteristike, biće eksperimentalno verifikovane na sistemu zasnovanom na upotrebi USRP (*Universal Software Radio Peripheral*) hardvera.

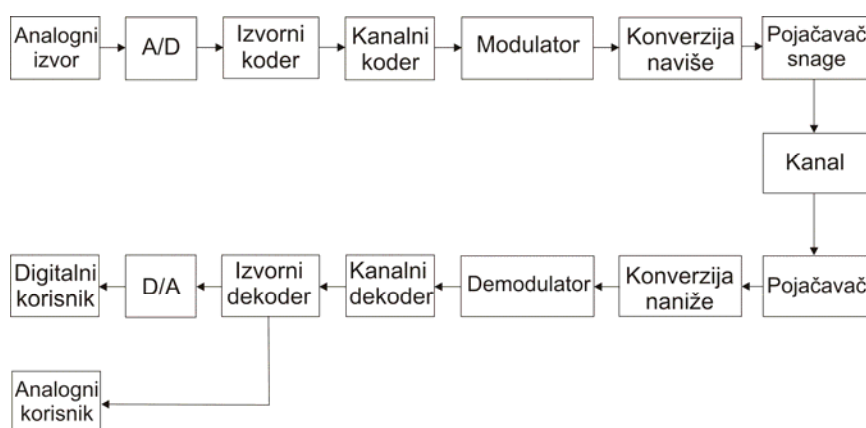
I na kraju, u okviru **zaključka**, biće rezimirani rezultati do kojih se došlo u svim poglavljima koja čine ovu doktorsku disertaciju.

# 1. Teorijska osnova

U ovom poglavlju izložena je osnovna struktura digitalnog telekomunikacionog sistema za prenos MPSK (*M-ary Phase Shift Keying*) signala u onom obimu koji je neophodan za razumevanje dalje analize sistema. Date su osnovne napomene vezane za modulacione tehnike koje se danas koriste u digitalnom prenosu, zatim su opisane smetnje koje se javljaju u sistemu, kao i diverziti tehnike kombinovanja, primenjene u otklanjanju tih smetnji. Na kraju dat je kratak osvrt na osnovne veličine na osnovu kojih se procenjuju performanse digitalnih komunikacionih sistema.

Poslednjih decenija ostvaren je veliki napredak u projektovanju hardvera i digitalnom procesiranju signala što je digitalne komunikacione uređaje učinilo jeftinijim i efikasnijim u odnosu na analogne uređaje. Ono što je takođe važno je da digitalna modulacija nudi brojne prednosti u odnosu na analogne postupke modulacije, kao što su veća količina podataka koja se može preneti u datom opsegu, moćne tehnike za korekciju greške korišćenjem zaštitnih kodova i kodnih modulacija, otpornost na razne neregularne efekte u kanalu, efikasnije strategije višestrukog pristupa, mogućnost ekvalizacije za potiskivanje intersimbolske interferencije, kao i bolja zaštita privatnosti i bezbednosti komunikacije. Takođe, tehnike diverziti kombinovanja na prijemu omogućavaju efikasno otklanjanje efekta fedinga i potiskivanje interference.

Na Sl.1.1 dat je blok dijagram tipičnog digitalnog komunikacionog sistema.



Sl.1.1. Blok dijagram tipičnog digitalnog komunikacionog sistema.

Poruka koju je potrebno preneti može poticati bilo od analognog (na primer glas) ili digitalnog (na primer kompjuterski podaci) izvora. Ako se radi o analognom signalu, neophodno je izvršiti analogno–digitalnu konverziju (A/D) na taj način što se najpre vrši odmeravanje i kvantizacija tog signala, a zatim se dobijeni odmerci predstavljaju u

digitalnom obliku (u obliku bita 0 i 1). Dalje se vrši izvorno kodovanje, koje umanjuje redundansu, pa samim tim i brzinu odašiljanja signala. S druge strane, ovaj postupak omogućava da se zadovolje zahtevi u pogledu širine propusnog opsega sistema. Ovako kodovani digitalni signal se vodi do kanalnog koda gde se redundantni biti namerno dodaju, kako bi na prijemu bilo moguće otkloniti eventualne greške, koje mogu nastati u toku prenosa usled šuma, interferenci ili drugih smetnji. S obzirom na to da se prenos uglavnom vrši na visokim učestanostima, u bloku *modulator* prispela povorka kodovanih digitalnih simbola se utiskuje u nosilac na međufrekvenciji, a dobijeni signal se zatim podiže na visoku učestanost pogodnu za prenos, u bloku *konverzija naviše*. Posle pojačavanja u *pojačavaču snage*, signal se vodi u antenu (kada govorimo o bežičnom sistemu) i emituje. Propagaciona sredina kroz koju signal putuje naziva se kanalom i tu dolazi do pojave šuma, fedinga, slabljenja i drugih efekata koji, generalno, nepovoljno utiču na signal. Pod pojmom šuma, ovde se podrazumevaju sve vrste električnih smetnji, bilo da potiču iz medujuma ili samog sistema prenosa. Kanal, takođe, ima ograničenu širinu propusnog opsega, pa se na njega može gledati kao na filter. U prijemniku se svi procesi dešavaju obrnutim redom u odnosu na predajnik. Slab primljeni signal se najpre pojačava, zatim se vrši konverzija naniže (kada je reč o prenosu na visokim učestanostima) i demodulacija. Dodati redundantni biti na predaji se ovde uklanjaju kanalnim dekoderom, a onda se u izvornom dekoderu signal vraća u prvobitnu digitalnu formu. U zavisnosti od vrste korisnika, signal se može samo proslediti (ako je reč o digitalnom korisniku) ili izvršiti digitalno-analognu konverziju (D/A), pa predati korisniku (ako je reč o analognom korisniku).

## 1.1. Modulacione tehnike

Digitalna modulacija je proces utiskivanja digitalnog simbola u signal koji je pogodan za transmisiju. Kada se radi o kratkim rastojanjima obično se koristi modulisanje u osnovnom opsegu, koje se naziva i linijsko kodovanje. Za velika rastojanja i bežični prenos koristi se modulacija propusnim opsegom tj. modulacija nosioca. Sekvenca digitalnih simbola se koristi za promenu parametara visokofrekventnog sinusnog signala koji se naziva nosilac. Poznato je da sinusni signal ima tri parametra: amplitudu, frekvenciju i fazu. Zato u okviru modulacije propusnim opsegom razlikujemo amplitudsku, frekvencijsku i faznu modulaciju kao osnovne modulacione tehnike. Njihovim kombinovanjem, izveden je čitav niz novih modulacionih šema. Na primer, kombinovanjem dva binarno fazno modulisana (BPSK–*Binary Phase Shift Keying*) signala dobija se nova šema koja se naziva kvadratura fazna modulacija QPSK

(*Quadrature Phase Shift Keying*). Modulisanjem i amplitude i faze nosioca može se dobiti kvadraturna amplitudska modulacija (QAM–*Quadrature Amplitude Modulation*), itd.

### 1.1.1. Kriterijumi za izbor modulacione tehnike

Sušтина dizajniranja digitalnog komunikacionog sistema sastoji se u efikasnom prenosu digitalnih bita i njihovom ispravnom prijemu uprkos šumu i drugim smetnjama koje se javljaju u kanalu. Izbor adekvatne modulacione tehnike u mnogome doprinosi kvalitetnom prijemu. Postoje tri osnovna kriterijuma za izbor modulacione tehnike: energetska efikasnost, iskorišćenost propusnog opsega i kompleksnost sistema.

#### 1.1.1.1. Energetska efikasnost

Verovatnoća greške po bitu kod svake modulacione šeme inverzno je proporcionalna odnosu energije po bitu i spektralne gustine snage šuma,  $E_b/N_0$ . Na primer, verovatnoća greške po bitu  $P_b$  pri detekciji ASK (*Amplitude Shift Keying*) modulisanog signala u kanalu s aditivnim belim Gauss-ovim šumom (AWGN–*Additive White Gaussian Noise*) data je kao

$$P_b = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right), \quad (1.1)$$

gde je  $E_b$  srednja energija po bitu,  $N_0$  spektralna gustina snage šuma, a  $Q(x)$  Gauss-ov integral, koji se ponekad naziva  $Q$  funkcija i definisan je kao

$$Q(x) = \int_x^{+\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-u^2} du. \quad (1.2)$$

$Q$  funkcija je monotono opadajuća funkcija od argumenta  $x$ , pa se energetska efikasnost neke modulacione šeme direktno definiše kao potreban odnos  $E_b/N_0$  da bi verovatnoća greške po bitu u AWGN kanalu imala određenu, referentnu, vrednost. Za referentnu vrednost najčešće se uzima  $P_b=10^{-5}$ .

#### 1.1.1.2. Iskorišćenost propusnog opsega

Određivanje iskorišćenosti propusnog opsega je nešto kompleksnije. Ona se definiše kao broj bita u sekundi koji se mogu preneti kroz 1Hz širine propusnog opsega kanala. Očigledno, iskorišćenost propusnog opsega zavisi od zahteva koje pojedine modulacione tehnike imaju u pogledu potrebne širine propusnog opsega. Tako, pojedine modulacione tehnike zahtevaju beskonačni propusni opseg, što je u praksi nemoguće ostvariti. Zato je u tim slučajevima neophodno odrediti odgovarajući konačan propusni opseg po nekom kriterijumu, koji bi



obezbedio prenos najvećeg dela energije signala. U tom smislu u literaturi se pojavljuju tri definicije iskorišćenosti propusnog opsega kanala:

**Nyquist-ova iskorišćenost propusnog opsega** – Pretpostavljajući da sistem koristi Nyquist-ov (idealni pravougaoni) filter u osnovnom opsegu, koji zahteva minimalnu širinu propusnog opsega za prenos digitalnih signala bez intersimbolske interference, širina propusnog opsega u osnovnom opsegu iznosi  $0.5R_s$ . Pri tome je  $R_s$  broj prenetih simbola u sekundi, pa je širina propusnog opsega na nosećoj učestanosti  $W=R_s$ . Kako je  $R_s=R_b/\log_2 M$ , gde je  $R_b$  bitski protok, za modulaciju sa  $M$  nivoa, iskorišćenost propusnog opsega je

$$R_b/W = \log_2 M . \quad (1.3)$$

**Iskorišćenost propusnog opsega od nule do nule** – Kod modulacionih šema koje imaju nule funkcije spektralne gustine snage takve da je do prve nule skoncentrisana najveća količina energije signala, pogodno je definisati upravo ovaj opseg frekvencija za propusni opseg sistema.

**Procentualna iskorišćenost propusnog opsega** – Ukoliko spektar modulisanog signala nema nule, kao u opštem slučaju CPM (*Continuous Phase Modulation*), propusni opseg od nule do nule ne postoji. U tom slučaju može se koristiti procentualna iskorišćenost propusnog opsega. Najčešće se koristi 99% propusnog opsega, mada je u nekim slučajevima zadovoljavajuće i manje (na primer 90%, 95%, itd.)

### 1.1.1.3. Kompleksnost sistema

Kompleksnost sistema odnosi se na nivo tehničke zahtevnosti kao i broj kola potrebnih da se sistem praktično izvede. Direktno vezani za to su i troškovi proizvodnje, koji predstavljaju jedan od odlučujućih faktora pri izboru modulacione tehnike.

Demodulator je najčešće kompleksniji sklop od modulatora. Pri tome je koherentni demodulator kompleksniji od nekoherentnog, jer se u njemu zahteva ekstrakcija referentnog nosioca iz primljenog signala. Sve ovo predstavlja dovoljan razlog da se prilikom odabira modulacione tehnike vrši poređenje kompleksnosti sistema.

S obzirom na to da su energetska efikasnost, iskorišćenost propusnog opsega i kompleksnost sistema tri osnovna kriterijuma za odabir modulacione tehnike, prilikom analize pojedinih modulacionih šema u daljem tekstu, njihove karakteristike biće sagledane upravo kroz ove kriterijume.

### 1.1.2. Pregled digitalnih modulacionih tehnika

U cilju davanja kratkog pregleda različitih digitalnih modulacionih tehnika koje se danas koriste, u tabeli 1.1 prikazana je lista njihovih skraćenica i opisnih imena, a na Sl.1.1.1 uređeno je stablo njihovih međusobnih odnosa [27]. Neki od ovih modulacionih formata mogu biti izvedeni iz više različitih opštijih modulacionih tehnika. Formati kod kojih je moguće koristiti diferencijalno kodovanje označene su slovom D, a oni koji mogu biti nekoherentno demodulisani, slovom N. Svi formati mogu biti koherentno demodulisani. Prikazane modulacione tehnike klasifikovane su u dve velike kategorije: modulacije sa konstantnom anvelopom i modulacije sa promenljivom anvelopom. U okviru kategorije modulacija sa konstantnom anvelopom postoje tri kodklase: FSK, PSK i CPM, a u okviru kategorije sa promenljivom anvelopom podklase ASK, QAM i ostale modulacije ovog tipa.

Među navedenim formatima ASK, PSK i FSK predstavljaju osnovne, dok MSK, GMSK, CPM, MHPM, QAM, itd spadaju u napredne modulacione šeme, koje nastaju kao specijalni slučajevi ili kombinacije osnovnih šema.

Klasa modulacija sa konstantnom anvelopom je obično pogodna za komunikacione sisteme kod kojih pojačavači snage rade u nelinearnoj oblasti prenosne karakteristike kako bi postigli maksimalnu efikasnost pojačanja. Primer za to je TWTA (*Traveling Wave Tube Amplifier*) u satelitskim komunikacijama. Ipak, osnovni FSK formati (koji spadaju u navedenu klasu) nisu pogodni za primenu kod satelita jer im je iskorišćenost propusnog opsega mala u poređenju sa onim kod PSK formata. Binarni FSK (BFSK) se koristi kod prve generacije mobilnih sistema u kontrolnim kanalima s malim protokom (AMPS–*Advance Mobile Phone Service* u SAD i ETACS–*European Total Access Communication System* u Evropi). Brzine protoka koje figurišu kod AMPS sistema su 10 Kb/s, a kod ETACS 8Kb/s. PSK modulacione šeme, gde spadaju BPSK, QPSK, OQPSK i MSK, koriste se u satelitskim komunikacionim sistemima.

$\pi/4$ -QPSK šema vredna je posebne pažnje zbog mogućnosti da se izbegne nagla promena faze za  $180^\circ$ , a omogućava i diferencijalno modulisanje. Koristi se u digitalnim mobilnim sistemima, kao što je na primer USDC (*United States Digital Cellular*) sistem.

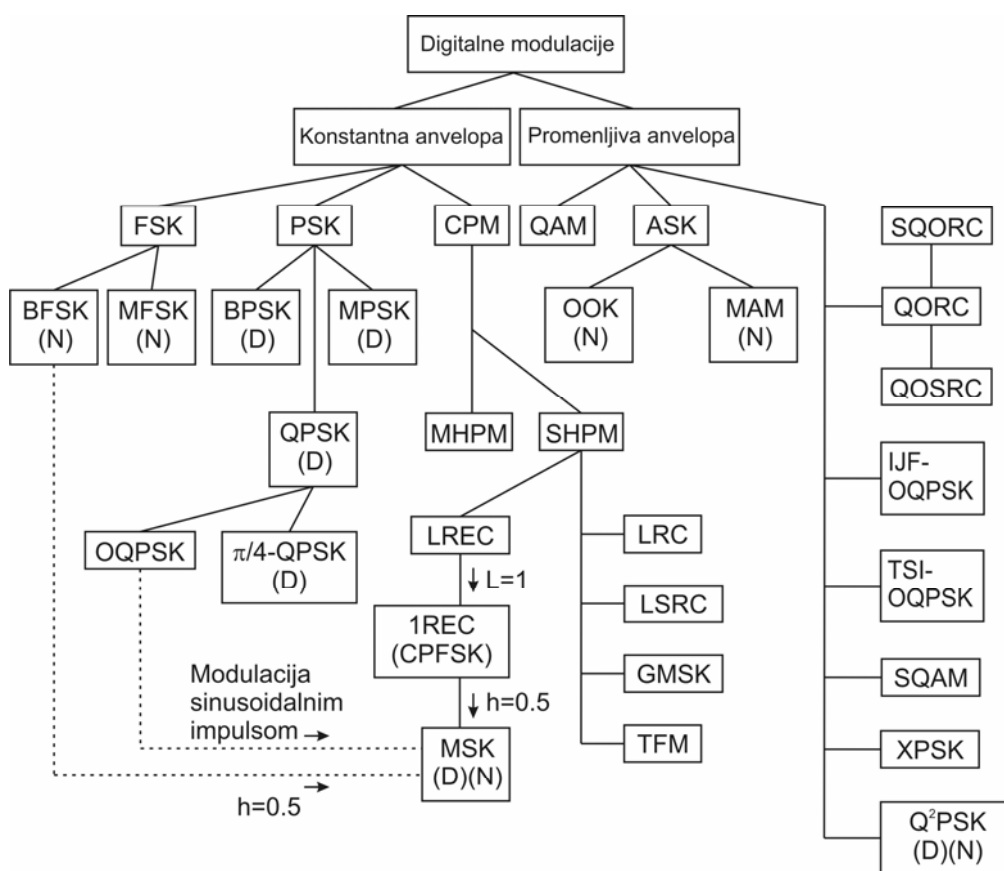
PSK modulacione šeme imaju konstantnu anvelopu i diskontinualnu promenu faze od simbola do simbola. CPM šeme ne samo da imaju konstantnu anvelopu, već i kontinualne fazne prelaze. Zbog toga je u bočnim opsezima njihovog spektra lokalizovano manje energije nego kod PSK šema. U CPM klasu spadaju LREC, LRC, LSRC, GMSK i TFM. Razlika između ovih modulacionih šema leži u različitim frekvencijskim impulsima, o čemu govore i

Tabela 1.1:

*Digitalni modulacioni formati*

Skraćenica	Druge skraćenice u upotrebi	Naziv
<i>Frequency Shift Keying (FSK)- Digitalna frekvencijska modulacija</i>		
BFSK	FSK	<i>Binary Frequency Shift Keying</i>
MFSK	-	<i>M-ary Frequency Shift Keying</i>
<i>Phase Shift Keying (PSK)- Digitalna fazna modulacija</i>		
BPSK	PSK	<i>Binary Phase Shift Keying</i>
QPSK	4PSK	<i>Quadrature Phase Shift Keying</i>
OQPSK	SQPSK	<i>Offset QPSK, Staggered QPSK</i>
$\pi/4$ -QPSK	-	<i><math>\pi/4</math> Quadrature Phase Shift Keying</i>
MPSK	-	<i>M-ary Phase Shift Keying</i>
<i>Continuous Phase Modulations (CPM)- Modulacije s kontinualnom fazom</i>		
SHPM	-	<i>Single-h Phase Modulation</i>
MHPM	-	<i>Multi-h Phase Modulation</i>
LREC	-	<i>Rectangular Pulse of Length L</i> (Pravougaoni impuls dužine L)
CPFSK	-	<i>Continuous Phase Frequency Shift Keying</i>
MSK	FFSK	<i>Minimum Shift Keying, Fast FSK</i>
SMSK	-	<i>Serial Minimum Shift Keying</i>
LRC	-	<i>Raised Cosine Pulse of Length L</i>
LSRC	-	<i>Spectrally Raised Cosine Pulse of Length L</i>
GMSK	-	<i>Gaussian Minimum Shift Keying</i>
TFM	-	<i>Tamed Frequency Modulation</i>
<i>Amplitudske i amplitudsko-fazne modulacije</i>		
ASK	-	<i>Amplitude Shift Keying</i>
OOK	ASK	<i>Binary On-Off Keying</i>
MASK	MAM	<i>M-ary ASK, M-ary Amplitude Modulation</i>
QAM	-	<i>Quadrature Amplitude Modulation</i>
<i>Modulacije sa promenljivom anvelopom</i>		
QORC	-	<i>Quadrature Overlapped Raised Cosine Modulation</i>

SQORC	-	Staggered QORC
QOSRC	-	Quadrature Overlapped Squared Raised Cosine Modulation
Q <sup>2</sup> PSK	-	Quadrature Quadrature Phase Shift Keying
IJF-OQPSK	-	Intersymbol-Interference/Jitter-Free OQPSK
TSI-OQPSK	-	Two-Symbol-Interval OQPSK
SQAM	-	Superposed-QAM
XPSK	-	Crosscorrelated QPSK



- Može biti izvedeno iz
- Može alternativno biti izvedeno iz
- (D) Moguće diferencijalno kodovanje i dekodovanje
- (N) Moguća nekoherentna detekcija

Sl.1.1.1.1. Stablo digitalnih modulacija.

njihovi nazivi. Na primer, kod LREC modulacije frekvencijski impuls je pravougaoni dužine  $L$  perioda trajanja simbola. MSK i GMSK su dve vrlo važne šeme u CPM klasi. MSK je

specijalan slučaj CPFSK modulacije, ali se može izvesti i iz OQPSK kada se modulacija vrši sinusoidalnim jediničnim impulsom. MSK se odlikuje odličnom energetsom efikasnošću i iskorišćenošću propusnog opsega, a modulator i demodulator nisu previše kompleksni. MSK se koristi u ACTS (*Advanced Communication Technology Satellite*) sistemima NASE. GMSK tehnika odlikuje se Gauss-ovim frekvencijskim impulsom i zbog toga postiže čak i veću iskorišćenost propusnog opsega nego MSK. GMSK se koristi kod CDPD (*Cellular Digital Packet Data*) sistema u SAD i GSM (*Global System for Mobile communication*) sistema u Evropi.

MHPM modulacioni format je vredan specijalne pažnje zbog boljih performansi koje pokazuje u pogledu verovatnoće greške u odnosu na *single-h* CPM, što se postiže cikličnim menjanjem modulacionog indeksa  $h$ .

Osnovne modulacione šeme sa promenljivom anvelopom, kakve su, na primer, ASK i QAM, obično nisu pogodne za sisteme sa nelinearnim pojačavačima snage. Ipak QAM, sa svojom veoma širokom konstelacijom, može postići izuzetno veliku iskorišćenost propusnog opsega. QAM tehnika ima široku primenu u modemima u telefonskim mrežama, na primer u kompjuterskim modemima. Ova modulacija se čak može uzeti u obzir i u satelitskim sistemima. U tom slučaju, međutim, mora se obezbediti rezerva (*back-off*) u ulaznoj i izlaznoj snazi TWTA, kako bi se osigurala linearnost pojačavača snage.

Treća podklasa u okviru modulacija sa promenljivom anvelopom uključuje svega nekoliko šema. One su prvobitno dizajnirane za primene u satelitskim komunikacijama, s obzirom na to da imaju veoma dobru iskorišćenost propusnog opsega i minimalnu varijaciju amplitude. Sve ove šeme, sem  $Q^2$ PSK, bazirane su na modulisanju amplitudskim impulsom dužine  $2T_s$ , a strukture njihovih modulatora slične su strukturi OQPSK modulatora. Modulaciona šema  $Q^2$ PSK bazira se na četiri ortogonalna nosioca.

U ovoj disertaciji razmatrane su performanse diverziti sistema sa primenjenim postupcima MPSK modulacija, čiji će kratak opis biti dat u ovom poglavlju.

### 1.1.3. Digitalna fazna modulacija

Digitalna fazna modulacija (*Phase shift keying*–PSK) je široka klasa digitalnih modulacija i jako je zastupljena u telekomunikacionoj industriji. Ona se zasniva na preslikavanju informacionih bita u jednakoverovatne vrednosti faze  $\beta_i = (2i - 1)\pi/M$ ,  $i=1, \dots, M$  u svakom simbolskom intervalu. Zato se faza MPSK signala modeluje kao slučajna povorka impulsa

$$\phi(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \phi_n p(t - nT_s), \quad (1.4)$$

gde  $\phi_n$  predstavlja informacionu fazu u  $n$ -tom simbolskom intervalu  $nT_s \leq t \leq (n+1)T_s$ , uzimajući vrednost iz skupa  $M$  mogućih vrednosti  $\beta_i$ , a  $p(t)$  predstavlja pravougaoni impuls jedinične amplitude, trajanja  $T_s$  sekundi.

Uskopojasni signal koji se prenosi u  $n$ -tom simbolskim intervalu može predstaviti kao

$$s_n(t) = A \cos(\omega_c t + \phi_n), \quad n = 1, \dots, M, \quad 0 \leq t \leq T. \quad (1.5)$$

Jednakost (1.2) može se napisati u obliku

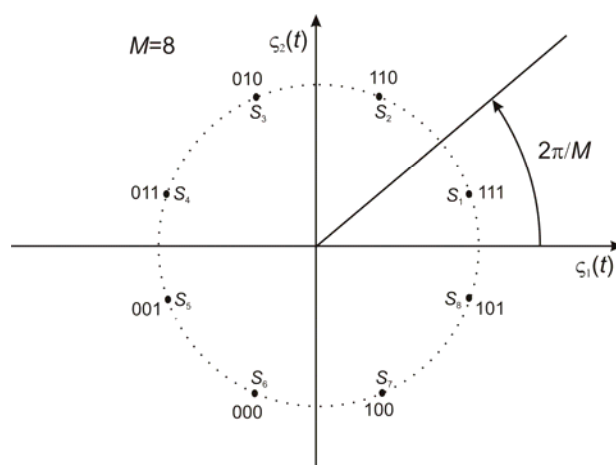
$$s_n(t) = A \cos(\phi_n) \cos(\omega_c t) - A \sin(\phi_n) \sin(\omega_c t) = s_{n1} \zeta_1(t) + s_{n2} \zeta_2(t), \quad (1.6)$$

gde  $\zeta_1(t)$  i  $\zeta_2(t)$  čine ortogonalnu bazu konstelacionog dijagrama. Koordinate tačaka u ovom dijagramu određene su kao

$$s_{n1} = \int_0^T s_n(t) \zeta_1(t) dt = \sqrt{E} \cos \phi_n \quad (1.7)$$

$$s_{n2} = \int_0^T s_n(t) \zeta_2(t) dt = \sqrt{E} \sin \phi_n, \quad (1.8)$$

gde je  $E = A^2 T / 2$  energija po simbolu. Konstelacioni dijagram za 8PSK signal, mapiran Gray-jevim kodom prikazan je na Sl.1.1.2.



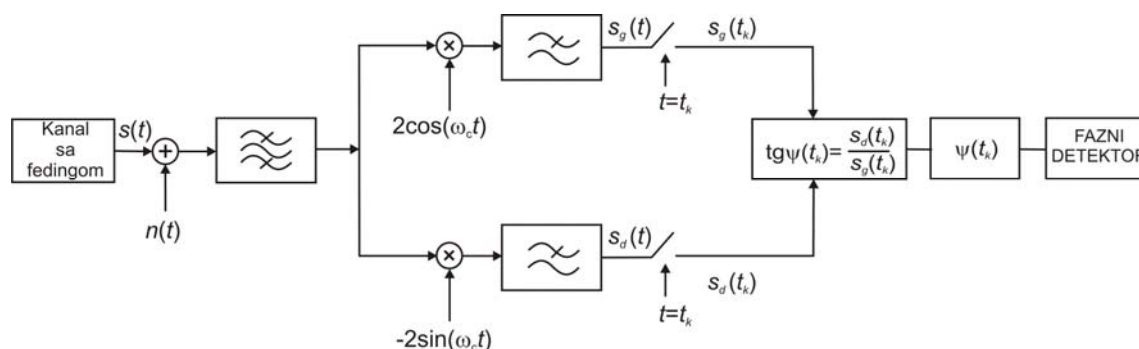
Sl.1.1.2. Konstelacioni dijagram 8PSK signala, mapiran Gray-jevim kodom.

Posle prolaska kroz propagacioni kanal, usled fedinga i drugih uticaja sredine, korisni signal na ulazu prijemnika ima oblik

$$s'_n(t) = r(t) \cos(\omega_c t + \psi(t)), \quad (1.9)$$

gde su  $r(t)$  i  $\psi(t)$  trenutne vrednosti anvelope i faze, respektivno. Trenutna faza  $\psi(t)$  pored informacione komponente  $\phi_n$ , utisnute na predaji, sadrži i slučajnu komponentu, nastalu u toku propagacije. Korisnom signalu  $s'_n(t)$  pridružuje se i beli Gauss-ov šum, neizbežan u svakom telekomunikacionom sistemu.

Na Sl.1.1.3 prikazana je principiska šema prijmnika MPSK signala.



Sl.1.1.3. Principiska šema prijmnika MPSK signala.

Filtar propusnik opsega učestanosti na ulazu u prijmnik ima ulogu da selektuje korisni signal i ograniči snagu šuma i ostalih smetnji koje se javljaju u kanalu. Posle prolaska kroz ovaj filter, ukupni signal, sastavljen od korisnog signala i belog Gauss-ovog šuma  $n(t)$ , vodi se u dve grane prijmnika, pri čemu se u gornjoj grani množi referentnim signalom oblika  $2\cos\omega_c t$ , a u donjoj grani referentnim signalom oblika  $-2\sin\omega_c t$ . Zatim se u obe grane vrši odbacivanje komponenta na visokim učestanostima pomoću filtera propusnika niskih učestanosti. Ovi filtrirani signali, označeni sa  $s_g(t)$  i  $s_d(t)$  odmeravaju se u trenucima  $t_k$ , koji se uzimaju na sredini signalizacionih intervala. Na osnovu ovih odmeraka,  $s_g(t_k)$  i  $s_d(t_k)$ , donosi se odluka o tome kolika je faza  $\psi(t_k)$  rezultujućeg primljenog signala, a fazni detektor na osnovu te vrednosti donosi odluku o tome koja faza signala je poslata od strane predajnika.

Verovatnoća greške po simbolu pri detekciji MPSK signala može se dobiti iz

$$P_s(E) = 1 - 2 \int_0^{\pi/M} p_\gamma(\gamma) d\gamma \quad (1.10)$$

i predstavlja verovatnoću da primljeni fazor ne bude u oblasti odlučivanja koja odgovara poslatom simbolu. Oдавde se verovatnoća greške po bitu približno može dobiti kao

$$P_b(E) \approx P_s(E) / \log_2 M . \quad (1.11)$$

Specijalni slučaj MPSK modulacije je binarna PSK, ili BPSK, kod koje postoje dve vrednosti faze, odnosno  $M=2$ . Ukoliko skup vrednosti faza  $\phi_n$  definišemo kao  $\beta_i = 2i\pi/M$ ,

$i=0, \dots, M-1$  (što ne utiče na detekciju MPSK signala), za  $M=2$ , on postaje  $\beta_i \in \{0, \pi\}$ , odnosno modulacioni signal može imati vrednosti 1 ili -1, tako da se uskopojasni signal koji se prenosi u  $n$ -tom simbolskim intervalu može predstaviti kao

$$s_n(t) = a_n A \cos(\omega_c t), \quad 0 \leq t \leq T, \quad (1.12)$$

gde  $a_n$  može uzimati vrednosti  $\pm 1$  sa jednakom verovarnošću.

Još jedan specijalan slučaj MPSK modulacije, vrlo često korišćen zbog svoje spektralne efikasnosti, je i QPSK, koja odgovara slučaju  $M=4$ . Njena informaciona faza može uzeti vrednosti iz skupa  $\beta_i \in \{\pi/4, 3\pi/4, 5\pi/4, 7\pi/4\}$ .

Dalje povećanje broja modulacionih nivoa kod PSK modulacije vodi do još veće spektralne efikasnosti, a da se pri tom ne mora povećavati predajna snaga, niti brzina odašiljanja signala. S druge strane, uz zadati odnos signal–šum (SNR–*Signal-to-Noise Ratio*), neminovno se povećava i verovatnoća greške, tako da se mora naći razumna granica do koje ima smisla povećati broj diskretnih vrednosti početne faze.

## 1.2. Smetnje u sistemu prenosa signala

### 1.2.1. Beli Gausov šum

U realnim komunikacionim sistemima uvek se pored željenog signala javljaju i smetnje, determinističke ili stohastičke prirode, koje maskiraju signal koji se prenosi i na taj način degradiraju kvalitet veze i ograničavaju njihov domet. Stohastičke smetnje kontinualnog i širokog spektra (u odnosu na spektar korisnog signala) nazivaju se šumovima. Kada stacionarni slučajni proces šuma  $\nu(t)$  ima uniformni spektar učestanosti (uniformnu i kontinualnu spektralnu gustinu snage), on se naziva belim šumom. Beli šum je apsolutno slučajni proces i dobra je aproksimacija realnog šuma čija je spektralna gustina snage u posmatranom (konačnom, ali i dalje vrlo širokom) frekvencijskom opsegu  $(-\omega_s, \omega_s)$  konstantna. Kada beli šum ima i Gauss-ovu raspodelu trenutnih vrednosti amplituda, nulte srednje vrednosti, onda je to beli Gauss-ov šum. Ako sa  $n(t)$  označimo jedan konkretni vremenski slučajni proces šuma, tj. jedan član ansambla  $\nu(t)$ , njegova funkcija gustine verovatnoće (PDF–*Probability Density Function*) trenutnih vrednosti će, dakle, biti

$$p_n(n) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{n^2}{2\sigma^2}}, \quad (1.13)$$



gde je  $\sigma$  standardna devijacija. Komponente u fazi  $x(t)$  i kvadraturi  $y(t)$  ovog šuma imaju identičnu funkciju gustine verovatnoće trenutnih vrednosti [37].

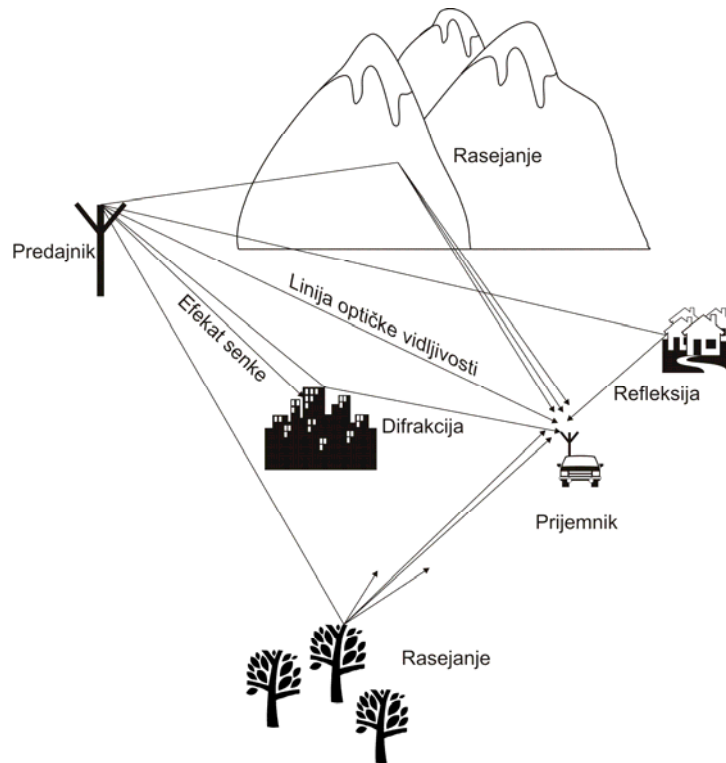
U ovu grupu spada i termički šum koji se javlja kao posledica kretanja slobodnih elektrona u električnom provodniku i prisutan je u svakom elektronskom/električnom sklopu.

### 1.2.2. Feding i modeli fedinga

U bežičnim komunikacijama brza fluktuacija trenutne vrednosti anvelope primljenog signala, odnosno feding, je veoma čest efekat koji nastaje kao posledica propagacije signala po više putanja tj. pojava refleksije, difrakcije i rasejanja koji se pri tome dešavaju (Sl.1.2.1). Srednja (ili srednjekvadratna) vrednost anvelope signala se na određenoj prostornoj lokaciji, pri tome može smatrati konstantnom. Feding predstavlja jedan od glavnih uzroka degradacije performansi komunikacionih sistema i stoga umanjenje njegovog uticaja jeste važan zadatak u telekomunikacijama danas.

Pod efektom fedinga se obično podrazumeva kratkovremeni (*small-scale*) feding. Kako su propagacioni uslovi u kanalu vremenski promenljivi, kratkovremeni feding (ili samo feding) može biti spori ili brzi. U slučaju brzog fedinga, uslovi u kanalu se značajno menjaju u toku samog trajanja simbola, usled čega se gube karakteristike upotrebljene modulacije signala. Nasuprot tome, u slučaju sporog fedinga uslovi u kanalu se menjaju mnogo sporije od trajanja simbola, pa je moguće pratiti nastale promene i uz korišćenje koherentnih modulacionih tehnika rekonstruisati poslani signal [76]. Feding se dalje može deliti na frekvencijski selektivni i neselektivni (ravni). U slučaju selektivnog fedinga spektralne komponente u okviru propusnog opsega prenosnog sistema  $B$  izložene su različitom slabljenju i različitom, nelinearnom faznom pomeraju, što teško oštećuje poslani modulirani signal. Da bi telekomunikacioni sistem radio u takvim uslovima, neophodno je smestiti korisni signal u uzak frekvencijski opseg  $B_C$  (koherentni opseg propagacije) u kojem sve spektralne komponente korisnog signala u posmatranom trenutku doživljavaju jednako amplitudsko slabljenje i jednak nelinearni fazni pomeraj [35]. U slučaju frekvencijski neselektivnog fedinga širina propusnog opsega prenosnog sistema  $B$  jednaka je koherentnom opsegu propagacije  $B_C$ .

U ovoj disertaciji biće razmatran spori neselektivni kratkovremeni feding. U literaturi se može naći veliki broj raspodela kojima se modeluje feding u različitim propagacionim sredinama.



Sl.1.2.1. Smetnje u sistemu prenosa signala.

### 1.2.2.1. Rayleigh-jev feding

Ovaj model fedinga se koristi kada je potrebno opisati propagacione uslove u gusto izgrađenim gradskim jezgrima, sa velikom gustinom mobilnih jedinica i bez direktnog signala iz pravca linije optičke vidljivosti. Takođe, ovaj model se može koristiti i u slučaju prostiranja signala kroz troposferu i jonosferu, kao i međubrodске (*ship-to-ship*) radio komunikacije. Funkcija gustine verovatnoće anvelope signala  $r$  može se predstaviti pomoću

$$p_r(r) = \frac{r}{\sigma_F^2} e^{-\frac{r^2}{2\sigma_F^2}} = \frac{2r}{\Omega} e^{-\frac{r^2}{\Omega}}, \quad r \geq 0, \quad (1.14)$$

gde je  $\Omega = E(r^2) = 2\sigma_F^2$  srednja snaga fedinga.

Funkcija gustine verovatnoće trenutnog odnosa signal-šum u kanalu sa Rayleigh-jevim fedignom data je pomoću eksponencijalne raspodele

$$p_\gamma(\gamma) = \frac{1}{\gamma_0} e^{-\frac{\gamma}{\gamma_0}}, \quad \gamma \geq 0. \quad (1.15)$$

### 1.2.2.2. Rice-ov feding

Ovaj model fedinga se koristi kada je potrebno opisati propagacione uslove u kojima postoji dominantan signal na liniji optičke vidljivosti, pored ostalih slabijih komponenata rasejanja. Ovakvi uslovi se mogu sresti u mobilnim komunikacijama u tzv. suburbanim područjima (predgrađa, fabrički kompleksi), kao i pikocelularnim unutrašnjim (*indoor*) okruženjima. Funkcija gustine verovatnoće anvelope signala  $r$  može se predstaviti pomoću

$$p_r(r) = \frac{r}{\sigma_F^2} e^{-\frac{r^2+A^2}{2\sigma_F^2}} I_0\left(\frac{rA}{\sigma_F^2}\right), \quad r \geq 0, \quad (1.16)$$

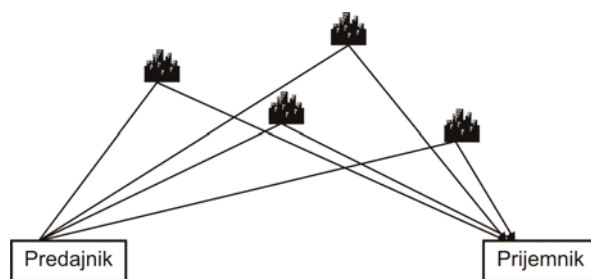
gde je  $A^2$  snaga direktne komponente, a  $2\sigma_F^2$  snaga rasejanih komponenata. Rice-ov feding se alternativno može iskazati i preko parametara  $K$  (Rice-ov  $K$  faktor) i  $\Omega$  (srednje snage anvelope). Oni su definisani kao  $K = \frac{A^2}{2\sigma_F^2}$  i  $\Omega = A^2 + 2\sigma_F^2$ , respektivno. Funkcija gustine verovatnoće anvelope signala  $r$  je tada

$$p_r(r) = \frac{2r(1+K)}{\Omega} e^{-K-(1+K)\frac{r^2}{\Omega}} I_0\left(2r\sqrt{\frac{K(K+1)}{\Omega}}\right), \quad r \geq 0. \quad (1.17)$$

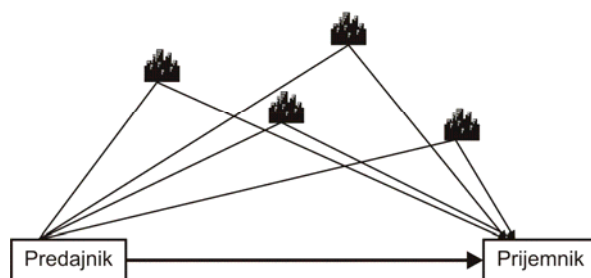
Funkcija gustine verovatnoće trenutnog odnosa signal-šum u kanalu sa Rice-ovim fedingom je hi-kvadratna sa dva stepena slobode i data je kao

$$p_\gamma(\gamma) = \frac{1+K}{\gamma_0} e^{-K-(1+K)\frac{\gamma}{\gamma_0}} I_0\left(2\sqrt{\frac{\gamma}{\gamma_0}K(K+1)}\right), \quad \gamma \geq 0. \quad (1.18)$$

Srednji odnos signal-šum po simbolu označen sa  $\gamma_0$ . Srednji odnos signal-šum po simbolu i po bitu povezani su relacijom  $\gamma_0 = \gamma_{0b} \log_2 M$ , gde je  $\gamma_{0b}$  srednji odnos signal-šum po bitu, a  $M$  je broj faznih nivoa. Sa  $I_0(\cdot)$  je označena modifikovana Bessel-ova funkcija prve vrste nultog reda [70, j. (8.406)]. Specijalni slučaj Rice-ove raspodele je Rayleigh-jeva raspodela, a dobija se za  $K=0$ . Slika 1.2.2 ilustruje nastanak Rayleigh-jevog i Rice-ovog fedinga.



Rayleigh-jev feding (nema direktnog signala)



Rice-ov feding (prisutan direktni signal)

Sl.1.2.2. Rayleigh-jev i Rice-ov feding.

### 1.2.2.3. Nakagami- $m$ feding

Nakagami- $m$  raspodela je prvobitno bila namenjena za opisivanje fedinga u HF kanalima na velikim rastojanjima. Pokazalo se da ova raspodela, u određenim propagacionim uslovima, mnogo bolje opisuje eksperimentalne rezultate, nego Rayleigh-jeva ili Rice-ova raspodela. Takođe je poznato da se Nakagami- $m$  raspodela u okolini srednje vrednosti slično ponaša kao i Rice-ova raspodela, a sa druge strane je mnogo jednostavnija za dalje korišćenje prilikom izračunavanja određenih statističkih veličina. Nakagami funkcija gustine verovatnoće anvelope prijemnog signala, u stvari predstavlja centralnu hi-kvadratnu raspodelu

$$p_r(r) = \frac{2m^m r^{2m-1}}{\Omega^m \Gamma(m)} \exp\left(-\frac{mr^2}{\Omega}\right), \quad r \geq 0, \quad (1.19)$$

gde je  $\Omega = E(r^2)$  srednja snaga prijemnog signala. Gamma funkcija je označena sa  $\Gamma(\cdot)$  [54, j. (8.310/1)], a  $m$  je Nakagami parametar koji je definisan kao

$$m = \frac{\Omega^2}{E\left((r^2 - \Omega)^2\right)}. \quad (1.20)$$

Funkcija gustine verovatnoće trenutnog odnosa signal-šum u kanalu sa Nakagami fedignom odgovara Gamma raspodeli

$$p_\gamma(\gamma) = \frac{m^m \gamma^{m-1}}{\gamma_0^m \Gamma(m)} \exp\left(-\frac{m\gamma}{\gamma_0}\right), \quad \gamma \geq 0. \quad (1.21)$$

Kako model Nakagami fedinga ima opšti karakter, podešavanjem  $m$  parametra, moguće je svesti ovu raspodelu na pojedine druge kao specijalne slučajeve. Nakagami  $m$  parametar se kreće u opsegu od  $m = 0.5$  (jednostrana Gauss-ova raspodela), do  $m = \infty$  (Gauss-ov kanal bez fedinga). Vrednost parametra  $m = 1$  odgovara slučaju Rayleigh-jevog fedinga.

Koristeći funkcionalnu zavisnost koja postoji između Nakagami-jevog  $m$  i Rice-ovog  $K$  parametra, za vrednosti  $m > 1$ ,

$$m = \frac{(K+1)^2}{2K+1}, \quad (1.22)$$

Nakagami raspodela se može svesti i na Rice-ovu.

#### 1.2.2.4. Hoyt-ov feding

U najopštijem slučaju, ako složeni Gauss-ov proces nulte srednje vrednosti ima varijanse komponenti međusobno nekorelisanih i različitih kvadrturnih procesa s odnosom  $q^2$  [6], tada je anvelopa tog procesa prati Hoyt-ovu raspodelu. Hoyt-ov feding je u literaturi takođe poznat kao Nakagami- $q$  feding. Ovakav feding je primećen u satelitskim komunikacijama, na satelitskim linkovima koji su izloženi jakom jonosferskom zračenju [18], [46].

Funkcija gustine verovatnoće anvelope signala  $r$  zahvaćenog Hoyt-ovim fedingom može se predstaviti pomoću [71]

$$p_r(r) = \frac{(1+q^2)r}{q\Omega} \exp\left(-\frac{(1+q^2)^2 r^2}{4q^2\Omega}\right) \cdot I_0\left(\frac{(1-q^4)r^2}{4q^2\Omega}\right), \quad r \geq 0, \quad (1.23)$$

gde je  $\Omega = E\{r^2\}$ ,  $E\{\cdot\}$  označava matematičko očekivanje, a  $0 \leq q \leq 1$  je Hoyt-ov parametar.

Može se pokazati da tada trenutni odnos signal-šum po simbolu prati raspodelu

$$p_\gamma(\gamma) = \frac{(1+q^2)}{2q\gamma_0} \exp\left(-\frac{(1+q^2)^2 \gamma}{4q^2\gamma_0}\right) \cdot I_0\left(\frac{(1-q^4)\gamma}{4q^2\gamma_0}\right), \quad \gamma \geq 0. \quad (1.24)$$

Hoyt-ov feding je opšti model fedinga i kao granične slučajeve sadrži jednostranu Gauss-ovu ( $q=0$ ) i Rayleigh-jevu ( $q=1$ ) raspodelu [18].

Ovde prikazane funkcije gustine verovatnoće trenutne anvelope i trenutnog odnosa signal-šum po simbolu mogu biti predstavljene i na drugi način, uz korišćenje parametra Hoyt-ovog fedinga  $0 \leq b \leq 1$ , i to kao

$$p_r(r) = \frac{2r}{\Omega\sqrt{1-b^2}} \exp\left(-\frac{r^2}{\Omega(1-b^2)}\right) \cdot I_0\left(\frac{br^2}{\Omega(1-b^2)}\right), \quad r \geq 0 \quad (1.25)$$

i

$$p_\gamma(\gamma) = \frac{1}{\gamma_0\sqrt{1-b^2}} \exp\left(-\frac{\gamma}{\gamma_0(1-b^2)}\right) \cdot I_0\left(\frac{b\gamma}{\gamma_0(1-b^2)}\right), \quad \gamma \geq 0, \quad (1.26)$$

respektivno. Parametri  $q$  i  $b$  povezani su relacijom [4]

$$q = \sqrt{\frac{1-b}{1+b}}. \quad (1.27)$$

Iako su prvobitno u [103] i kasnije u [3] parametri  $q$  i  $b$  definisani u opsezima  $0 \leq q \leq +\infty$  i  $-1 \leq b \leq 1$ , što i jesu opsezi u kojima se fizički kreću ove veličine, dovoljno je posmatrati samo opseg pozitivnih vrednosti parametra  $b$  (što dovodi i do  $0 \leq q \leq 1$ ) i zato su u ovom razmatranju samo one uzete u obzir.

### 1.2.2.5. Weibull-ov feding

Weibull-ova raspodela je empirijska i originalno je korišćena kao statistički model za analizu pouzdanosti sistema [23], [43], [81]. U današnje vreme koristi se u više naučnih disciplina, a kada je reč o telekomunikacijama, ova raspodela se koristi za modelovanje fedinga u *indoor* i *outdoor* sredinama, u slučajevima kada je Rayleigh-jeva raspodela neadekvatna. U radu [23] pokazano je da Weibull-ova raspodela daje dobro poklapanje sa rezultatima merenja kod DECT (*Digital Enhanced Cordless Telecommunications*) sistema koji rade na 1.98 GHz. Takođe, rezultati merenja na 900 MHz prezentovani u radu [43] pokazuju da se ova raspodela može koristiti i kao model multipath fedinga u *outdoor* sredinama. Model fedinga sa Weibull-ovom raspodelom podrazumeva signal koji se sastoji od grupe multipath talasa u nehomogenoj sredini. Rezultujuća anvelopa dobija se kao nelinearna funkcija modula sume *multipath* komponenti.

Funkcija gustine verovatnoće anvelope Weibull-ovog fedinga na ulazu u prijemnik je [81]

$$p_r(r) = \frac{\alpha}{\Omega} r^{\alpha-1} \cdot \exp(-r^\alpha / \Omega), \quad r \geq 0, \quad (1.28)$$

gde je  $\alpha > 0$  parametar fedinga i određuje dubinu fedinga, a  $\Omega = E\{r^\alpha\}$ , pri čemu je  $E\{\cdot\}$  matematičko očekivanje. Vrednost parametra  $\alpha$  je obrnuto proporcionalna dubini fedinga, a za vrednost  $\alpha=2$ , ova raspodela prelazi u Rayleigh-jevu. Postavljanjem vrednosti  $\alpha=1$ , može

se dobiti negativna eksponencijalna raspodela [81]. Može se pokazati da za  $n$ -ti moment važi [81]

$$E\{r^n\} = \Omega^{n/\alpha} \Gamma\left(1 + \frac{n}{\alpha}\right), \quad (1.29)$$

gde je  $\Gamma(\cdot)$  Gamma funkcija [54, j. (8.310/1)]. Odatle je srednje kvadranta vrednost slučajne promenljive koja ima Weibull-ovu gustinu verovatnoće

$$\Omega_p = E\{r^2\} = \overline{r^2} = \Omega^{2/\alpha} \cdot \Gamma\left(1 + \frac{2}{\alpha}\right), \quad (1.30)$$

pa je

$$\Omega = \left(\Omega_p / \Gamma\left(1 + \frac{2}{\alpha}\right)\right)^{\alpha/2}. \quad (1.31)$$

Ako se, bez gubitka opštosti, izvrši normalizacija tako da je  $\Omega_p=1$ , vrednost  $\Omega$  se dobija kao

$$\Omega = \left(1 / \Gamma\left(1 + \frac{2}{\alpha}\right)\right)^{\alpha/2}. \quad (1.32)$$

Funkcija gustine verovatnoće trenutnog odnosa signal-šum po simbolu u Weibull-ovom fedingu je [8]

$$p_\gamma(\gamma) = \frac{\alpha}{2a\gamma_0} \left(\frac{\gamma}{a\gamma_0}\right)^{\alpha/2-1} \cdot \exp\left(-\left(\frac{\gamma}{a\gamma_0}\right)^{\alpha/2}\right), \quad \gamma \geq 0, \quad (1.33)$$

gde je srednji odnos signal-šum po simbolu  $\gamma_0 = \gamma \Omega^{2/\alpha} \Gamma(1 + 2/\alpha)$  i  $a = 1/\Gamma(1 + 2/\alpha)$ .

Neki od modela fedinga imaju opštiji karakter, tj. podešavanjem vrednosti određenih parametara u njima moguće je svesti ih na pojedine specijalne slučajeve. U ovom razmatranju ispitan je uticaj neidealne ekstrakcije referentnog nosioca na performanse komunikacionog sistema u različitim uslovima fedinga.

#### 1.2.2.6. $\alpha$ - $\mu$ feding

Generalizovana  $\alpha$ - $\mu$  raspodela [9], poznata i pod nazivom generalizovana Gamma raspodela, za razliku od ostalih modela, uzima u obzir nehomogeno difuzno rasejanje signala kao posledicu prostorne korelacije površina na kojima se to rasejanje dešava [114]. Ova raspodela je bazirana na fizički zasnovanim parametrima fedinga,  $\alpha > 0$  i  $\mu > 0$  ( $\mu \geq 1/2$ ). Parametar  $\mu$  je definisan kao

$$\mu = \frac{E^2\{r^\alpha\}}{E\{r^{2\alpha}\} - E^2\{r^\alpha\}} \quad (1.34)$$

i može se (sasvim fizički opravdano [64], [65]) shvatiti kao realno proširenje veličine  $n$ , koja predstavlja broj *multipath* komponentata u složenom primljenom signalu.

Funkcija gustine verovatnoće anvelope signala zahvaćenog  $\alpha$ - $\mu$  fadingom je

$$p_r(r) = \frac{\alpha \mu^\mu r^{\alpha\mu-1}}{\hat{r}^{\alpha\mu} \Gamma(\mu)} \exp\left(-\mu \frac{r^\alpha}{\hat{r}^\alpha}\right), \quad (1.35)$$

gde je  $\hat{r} = \sqrt[\alpha]{E\{r^\alpha\}}$ . Kako se može pokazati da je za  $k$ -ti moment

$$E\{r^k\} = \frac{\hat{r}^k \Gamma(\mu + k/\alpha)}{\mu^{k/\alpha} \Gamma(\mu)} \quad (1.36)$$

gde je  $E\{\cdot\}$  matematičko očekivanje, pod pretpostavkom (bez gubitka opštosti), da je  $\overline{r^2} = 1$ , važi

$$\hat{r} = \sqrt{\frac{\mu^{2/\alpha} \Gamma(\mu)}{\Gamma(\mu + 2/\alpha)}}. \quad (1.37)$$

Funkcija gustine verovatnoće trenutnog odnosa signal-šum po simbolu ima oblik

$$p_\gamma(\gamma) = \frac{\alpha}{2\Gamma(\mu)} \frac{\gamma^{\frac{\alpha\mu}{2}-1}}{\gamma_0^{\frac{\alpha\mu}{2}}} \left(\frac{\Gamma(\mu + 2/\alpha)}{\Gamma(\mu)}\right)^{\frac{\alpha\mu}{2}} \exp\left(-\left(\frac{\Gamma(\mu + 2/\alpha)}{\Gamma(\mu)}\right)^{\alpha/2} \left(\frac{\gamma}{\gamma_0}\right)^{\alpha/2}\right). \quad (1.38)$$

Veličina  $\gamma_0$  predstavlja srednji odnos signal-šum po simbolu.

Ova raspodela je prilično opšta i obuhvata nekoliko drugih, kao specijalne slučajeve. Postavljanjem vrednosti  $\mu=1$ , ova raspodela se svodi na Weibull-ovu. Odatle se, postavljanjem  $\alpha=2$ , dobija Rayleigh-jeva raspodela, a zadavanjem  $\alpha=1$ , negativna eksponencijalna raspodela.

Nakagami- $m$  raspodela se može dobiti za  $\alpha=2$ , pri čemu  $\mu$  odgovara Nakagami-jevom  $m$  parametru. Odatle se dalje, za  $\mu=1$ , dobija Rayleigh-jeva raspodela, a zadavanjem  $\mu=1/2$ , jednostrana Gauss-ova raspodela.

### 1.2.2.7. $\eta$ - $\mu$ fading

Ovaj model fadinga je predložen u radu [66]. Kako je pokazano, pomoću njega se bolje arpopksimiraju izmerene vrednosti fadinga nego korišćenjem standardnih modela *short-term* fadinga. Generalisana  $\eta$ - $\mu$  raspodela je prilično opšta i koristi se za opisivanje malih



varijacija signala zahvaćenih fedingom u slučajevima gde ne postoji linija optičke vidljivosti između predajnika i prijemnika. U radu [66] predstavljena su dva formata ove raspodele i oni se odnose na dva fizička modela. U matematičkom smislu, ova dva formata se povezuju preko relacije koja postoji između parametra  $\eta$  u prvom i drugom formatu

$$\eta_{format2} = \frac{1 - \eta_{format1}}{1 + \eta_{format1}}, \quad (1.39)$$

pri čemu je  $0 < \eta_{format1} < +\infty$  i  $-1 < \eta_{format2} < 1$ . Kako će u daljem toku ove disertacije biti od interesa samo format 1 ove raspodele, biće dat nešto detaljniji pregled upravo ovog formata i sva dalja razmatranja odnosiće se upravo na format 1. Ovaj model fedinga (format 1) se odnosi na signal koji se po više putanja u klasterima (*clusters*) prostire kroz nehomogenu sredinu. Faze komponenti fedinga u okviru jednog klastera su slučajne. Komponente u fazi i kvadraturi u okviru svakog klastera su međusobno nezavisne i imaju različite snage.

Funkcija gustine verovatnoće trenutne vrednosti anvelope  $r$  signala u kanalu sa  $\eta$ - $\mu$  fedingom je

$$p_r(r) = \frac{4\sqrt{\pi}\mu^{\mu+1/2}h^\mu}{\Gamma(\mu)H^{\mu-1/2}} \left(\frac{r^2}{\Omega}\right)^\mu \exp\left(-2\mu h \frac{r^2}{\Omega}\right) I_{\mu-1/2}\left(2\mu H \frac{r^2}{\Omega}\right), \quad (1.40)$$

gde je  $h = \frac{1}{4}(2 + \eta^{-1} + \eta)$ ,  $H = \frac{1}{4}(\eta^{-1} + \eta)$  i  $\Omega = E\{r^2\}$ .

Funkcija gustine verovatnoće trenutnog odnosa signal-šum data je pomoću

$$p_\gamma(\gamma) = \frac{2\sqrt{\pi}\mu^{\mu+1/2}h^\mu}{\Gamma(\mu)H^{\mu-1/2}} \frac{\gamma^{\mu-1/2}}{\gamma_0^{\mu+1/2}} \exp\left(-\frac{2\mu h \gamma}{\gamma_0}\right) I_{\mu-1/2}\left(\frac{2\mu H \gamma}{\gamma_0}\right). \quad (1.41)$$

Srednji odnos signal-šum po simbolu označen je sa  $\gamma_0$ . Srednji odnos signal-šum po simbolu i po bitu povezani su relacijom  $\gamma_0 = \gamma_{0b} \log_2 M$ , gde je  $\gamma_{0b}$  srednji odnos signal-šum po bitu, a  $M$  je broj faznih nivoa. Sa  $\Gamma(\cdot)$  je označena Gamma funkcija, a sa  $I_\nu(\cdot)$  modifikovana Bessel-ova funkcija prve vrste proizvoljnog reda  $\nu$ . Parametar  $\eta$  kreće se u granicama  $0 < \eta < +\infty$  (format 1), ali kako je raspodela simetrična oko vrednosti  $\eta=1$ , to je dovoljno posmatrati samo jedan

od opsega  $[0,1]$  i  $[1,+\infty)$ . Parametar  $\mu > 0$  definiše se kao  $\mu = \frac{E^2\{r^2\}}{2V\{r^2\}} \left(1 + (H/h)^2\right)$ , gde  $E\{\cdot\}$  i

$V\{\cdot\}$  označavaju operatore matematičkog očekivanja i varijanse, respektivno, a  $r$  je anvelopa fedinga. Specijalni slučajevi  $\eta$ - $\mu$  raspodele su Hoyt-ova i Nakagami- $m$  raspodela. U formatu 1, postavljanjem parametra  $\mu=0.5$  može se dobiti Hoyt-ova raspodela (pri čemu za Hoyt-ov

parametar  $q$  važi  $q^2 = \eta$ , odnosno za Hoyt-ov parametar  $b = -(1-\eta)/(1+\eta)$ . Na sličan način se iz istog formata  $\eta$ - $\mu$  raspodele, može dobiti i Nakagami- $m$  raspodela, i to postavljanjem  $\eta \rightarrow 0$  ili  $\eta \rightarrow +\infty$ , pri čemu je  $\mu = m$ , odnosno postavljanjem  $\eta \rightarrow 1$ , pri čemu je  $\mu = m/2$  ( $m$  je parametar Nakagami- $m$  raspodele). Dalje se iz ove dve raspodele, kao specijalni slučajevi, mogu dobiti i Rayleigh-eva i jednostrana Gauss-ova raspodela.

#### 1.2.2.8. Efekat senke

U zemaljskim i satelitskim mobilnim sistemima, kvalitet signala na prijemu nalazi se pod uticajem spore varijacije srednje snage signala usled efekta senke koji potiče od same prirode propagacionog okruženja (profila zemljišta, zgrada i drveća). U tom režimu, može se grubo smatrati da trenutne vrednosti anvelope i snage signala u izvesnom vremenskom intervalu ostaju nepromenjene. Na osnovu empirijski dobijenih podataka, opšte je prihvaćeni stav stručne javnosti da se efekat senke može modelovati log-normalnom raspodelom za različita outdoor i indoor okruženja [71]. Srednja vrednost SNR-a, modelovana log-normalnom raspodelom, ima sledeću funkciju gustine verovatnoće

$$p_{\gamma_0}(\gamma_0) = \frac{\xi}{\sqrt{2\pi}\sigma_s\gamma_0} \exp\left(-\frac{(10\log_{10}\gamma_0 - \mu_s)^2}{2\sigma_s^2}\right), \gamma_0 \geq 0, \quad (1.42)$$

gde je  $\xi = 10/\ln 10 = 4.3429$ , a  $\mu_s$  [dB] i  $\sigma_s$  [dB] su srednja vrednost i standardna devijacija veličine  $10 \log_{10} \gamma_0$ , respektivno. Parametar  $\mu_s$  zavisi od rastojanja između prijemnika i predajnika, dok  $\sigma_s$  određuje dubinu senke i u mobilnim sistemima kreće se od 6–12dB [76].

#### 1.2.2.9. Kompozitni feding

U određenim propagacionim okruženjima dolazi do istovremene pojave brzih fluktuacija trenutnih vrednosti anvelope (i snage) signala i spore promene srednje snage signala (Sl.1.2.3), pa je potrebno modelovati kanal kompozitnom raspodelom efekta senke i fedinga. Ovaj scenario odgovara urbanim područjima, kao što je centar grada sa gustim saobraćajem i velikim brojem korisnika koji se sporo kreću, gde se feding javlja sa promenljivom srednjom snagom. Ovakav model odgovara i satelitskim mobilnim sistemima (*land-mobile satellite systems*) [71], [76]. U literaturi postoje dva pristupa za dobijanje kompozitne raspodele. Prvi se zasniva na usrednjavanju raspodele trenutne vrednosti SNR-a po simbolu (opisuje efekat fedinga) po svim vrednostima srednjeg SNR-a po simbolu (opisuje efekat senke)

$$p_{\gamma}(\gamma) = \int_0^{+\infty} p_{\gamma/\gamma_0}(\gamma/\gamma_0) p_{\gamma_0}(\gamma_0) d\gamma_0. \quad (1.43)$$

U literaturi se promena srednje vrednosti SNR-a signala najčešće modeluje log-normalnom raspodelom, dok se efekat brzog fedinga može modelovati Nakagami- $m$ , Riceovom ili nekom drugom raspodelom. Kako je Nakagami model fedinga veoma pogodan za matematičku manipulaciju, pri čemu je Rayleigh-jeva raspodela specijalan slučaj Nakagami raspodele (za  $m=1$ ), data je kompozitna raspodela fedinga modelovanog Nakagami raspodelom (SNR ima Gamma raspodelu) i efekta senke modelovanog log-normalnom raspodelom. Ovaj model predložili su Ho i Stueber u [67]. Polazeći od (1.43) dobija se

$$p_{\gamma}(\gamma) = \int_0^{+\infty} \frac{m^m \gamma^{m-1}}{\gamma_0^m \Gamma(m)} \exp\left(-\frac{m\gamma}{\gamma_0}\right) \frac{\xi}{\sqrt{2\pi\sigma_s\gamma_0}} \exp\left(-\frac{(10\log_{10}\gamma_0 - \mu_s)^2}{2\sigma_s^2}\right) d\gamma_0. \quad (1.44)$$

Kada se, zadavanjem  $m=1$ , Nakagami- $m$  raspodela svede na Rayleigh-jevu, (1.44) se svodi na kompozitnu eksponencijalno-log-normalnu raspodelu, predloženu od strane Hansen-a i Meno-a [24].



Sl.1.2.3. Kompozitni fading.

Drugi pristup za dobijanje kompozitne raspodele sastoji se u tome da se ceo proces delovanja kompozitnog fedinga sastoji iz vremenskih intervala u kojima deluje samo brzi fading i vremenskih intervala u kojima deluju združeno i brzi fading i efekat senke. Pri tome vremenski udeo pojedinih intervala određuje parametar pod nazivom faktor vremenske raspodele (*time-share factor*)  $0 \leq A \leq 1$  [71].

S obzirom na to da je prvi pristup za dobijanje kompozitne raspodele od većeg interesa za temu ove doktorske disertacije, u daljem tekstu će više pažnje biti usmereno upravo na ovaj pristup.

- *K fading*

Modelovanje efekta senke log-normalnom raspodelom pokazalo je značajan nedostatak u smislu složenosti matematičkog aparata, kojim je opisana, i nemogućnosti dobijanja zatvorenih oblika kompozitnog PDF-a i kumulativne funkcije raspodele (CDF–*Cumulative Distribution Function*). To dalje dovodi do poteškoća u izračunavanju srednje verovatnoće

greške za različite modulacione formate, verovatnoće otkaza i drugih statističkih veličina koje su značajne prilikom procene kvaliteta komunikacionih kanala. Kao alternativa, pojavila se ideja da se efekat senke modeluje Gamma raspodelom [1], [2]

$$p_{\gamma_0}(\gamma_0) = \frac{\gamma_0^{\nu-1}}{\Gamma(\nu)} \left( \frac{\nu}{\Omega_s} \right)^\nu \exp\left(-\gamma_0 \frac{\nu}{\Omega_s}\right), \nu > 0. \quad (1.45)$$

Parametar  $\nu$  je parametar Gamma raspodele, a  $\Omega_s = E\{\gamma_0\}$  srednja vrednost procesa  $p_{\gamma_0}(\gamma_0)$ .

Ovde treba napomenuti da se parametri  $\nu$  i  $\Omega_s$  mogu dovesti u vezu sa parametrima  $\alpha$  i  $\beta$  iz [1] preko relacija  $\nu = \beta + 1$  i  $\Omega_s = 2\alpha^2(\beta + 1)$ .

Pokazano je da Gamma raspodela jednako dobro kao i log-normalna aproksimira eksperimentalne rezultate [2], a matematički je značajno jednostavnija i stoga pogodnija za dalja izračunavanja. Kombinovanjem ove raspodele za efekat senke i različitih modela brzog fedinga, dobija se čitava familija novih raspodela koje uspešno modeluju kompozitni feding. U slučaju kada se efekat brzog fedinga opisuje Rayleigh-jevom raspodelom, kompozitni PDF trenutnog SNR-a po simbolu se dobija u zatvorenom obliku i predstavlja  $K$  raspodelu

$$p_\gamma(\gamma) = \frac{2}{\Gamma(\nu)} \left( \frac{\nu}{\Omega_s} \right)^{\frac{\nu+1}{2}} \gamma^{\frac{\nu-1}{2}} K_{\nu-1} \left( 2\sqrt{\gamma \frac{\nu}{\Omega_s}} \right), \gamma \geq 0, \nu > 0. \quad (1.46)$$

- *Generalizovani K ( $K_G$ ) feding*

Modelovanjem efekta brzog fedinga Nakagami- $m$  raspodelom anvelope (što daje Gamma raspodelu trenutnog SNR-a po simbolu) i efekta senke Gamma raspodelom, dobija se kompozitni PDF trenutnog SNR-a po simbolu koji prati generalizovanu  $K$  raspodelu.

$$p_\gamma(\gamma) = \frac{2}{\Gamma(m_m)\Gamma(m_s)} \left( \frac{m_m m_s}{\Omega_s} \right)^{\frac{m_m+m_s}{2}} \gamma^{\frac{m_m+m_s}{2}-1} K_{m_s-m_m} \left( 2\sqrt{\gamma \frac{m_m m_s}{\Omega_s}} \right), \quad m_s > 0, m_m \geq 0.5 \quad (1.47)$$

gde je  $m_m$  parametar brzog fedinga, parametar  $m_s$  parametar osenčavanja (faktor oblika), a  $\Omega_s$  je mera srednje snage (faktor razmere). Pri tome se parametar  $\nu$  iz (1.45) može dovesti u vezu s parametrom  $m_s$  preko relacije  $\nu = m_s$ .

U cilju utvrđivanja stepena poklapanja i opravdanosti korišćenja predložene funkcije gustine verovatnoće, neophodno je dovesti u vezu parametre te raspodele sa parametrima log-normalne raspodele koja se najčešće koristi za modelovanje uticaja efekta senke u okviru kompozitnog fedinga. Metodom poklapanja momenata može se doći do relacija

$$m_s = \frac{1}{\exp\left(\left(\frac{\sigma_s}{8.686}\right)^2\right) - 1} \quad (1.48)$$

$$\Omega_s = \exp\left(\frac{\left(\frac{\sigma_s}{8.686}\right)^2}{2} + \mu_s/8.686\right), \quad (1.49)$$

pri čemu su veličine  $\mu_s$  [dB] i  $\sigma_s$  [dB] su parametri log-normalne raspodele.

- *Gama raspodela kompozitnog fedinga*

S obzirom na činjenicu da modelovanje kompozitnog fedinga generalizovanom  $K$  raspodelom uključuje upotrebu specijalnih funkcija (što komplikuje dalju upotrebu kompozitnog PDF pri izračunavanju drugih statističkih veličina), Al-Ahmadi i Yanikomeroğlu u [104] predlažu upotrebu Gamma raspodele za modelovanje kompozitnog fedinga.

$$p_\gamma(\gamma) = \frac{1}{\Gamma(k)} \left(\frac{k}{Q}\right)^k \gamma^{k-1} \exp\left(-\frac{k\gamma}{Q}\right), \quad \gamma \geq 0, \quad k > 0, \quad Q > 0, \quad (1.50)$$

gde je  $k$  faktor oblika, a  $Q$  faktor razmere. Metodom poklapanja prva dva momenta uspostavljena je veza između parametara generalizovane  $K$  raspodele i Gamma raspodele kompozitnog fedinga

$$Q = \left[ \frac{(m_m + 1)(m_s + 1)}{m_m m_s} - 1 \right] \Omega_s, \quad Q > 0, \quad (1.51)$$

$$k = \left( \frac{(m_m + 1)(m_s + 1)}{m_m m_s} - 1 \right)^{-1}, \quad k > 0. \quad (1.52)$$

Daljim ispitivanjem je utvrđeno da Gamma raspodela ne prati generalizovanu  $K$  raspodelu podjednako dobro u svim oblastima vrednosti srednjeg SNR-a, pa je predložena modifikacija [104]. Naime, uveden je parametar korekcije  $\varepsilon$ , tako da je sada veza između parametara dve raspodele

$$Q = \left[ \frac{(m_m + 1)(m_s + 1)}{m_m m_s} - 1 - \varepsilon \right] \Omega_s, \quad (1.53)$$

$$k = \left( \frac{(m_m + 1)(m_s + 1)}{m_m m_s} - 1 - \varepsilon \right)^{-1}, \quad Q > 0, \quad k > 0, \quad -\infty \leq \varepsilon \leq \frac{(m_m + 1)(m_s + 1)}{m_m m_s} - 1. \quad (1.54)$$

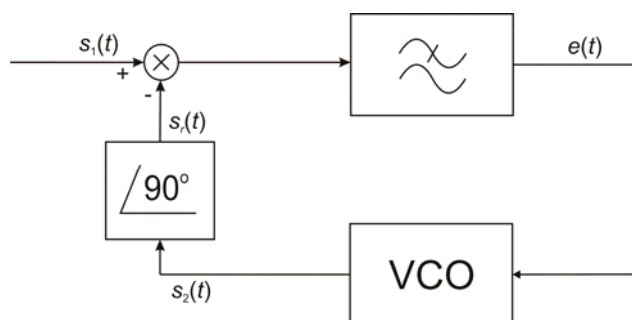
### 1.3. Ekstrakcija referentnog nosioca

Pri detekciji signala u koherentnim telekomunikacionim prijemnicima neophodno je da signal lokalnog oscilatora u prijemniku bude izjednačen po učestanosti i trenutnoj fazi s nosećim talasom primljenog signala. Tu postoje dva osnovna pristupa. Kod prvog pristupa vrši se multipleksiranje (najčešće frekvencijsko) korisnog i pilot signala (nemodulisanog nosioca), tako da se na prijemu nemodulisani nosilac koristi za ekstrakciju i kasnije sinhronizaciju lokalnog oscilatora po frekvenciji i fazi sa dolazećim korisnim signalom. U tu svrhu, na prijemu se koristi frekvencijski i fazno koherentna petlja koja je poznata pod nazivom *phase locked loop* (PLL) ili u slobodnijem prevodu fazno koherentna petlja. Tada je potrebno da propusni opseg petlje bude jako uzak, kako komponente iz spektra modulisanog signala ne bi ometale ekstrakciju noseće učestanosti. Više reči o PLL petlji biće dato u kasnijem tekstu.

Drugi pristup podrazumeva ekstrakciju referentnog nosioca iz modulisanog signala. Bitna prednost ovog pristupa leži u činjenici da je sva predajna snaga usmerena na prenos korisnog signala, te je ovaj pristup u praksi mnogo zastupljeniji od prvog. Postoji više tipova ekstraktora referentnog nosioca, a najznačajniji su ekstraktor sa kvadriranjem i faznom petljom, ekstraktor s Costas-ovom petljom i ekstraktor s remodulacijom.

#### 1.3.1. Model PLL

Za automatsku korekciju učestanosti i faze referentnog nosioca najčešće se koristi frekvencijski i fazno koherentna petlja koja je poznata pod nazivom fazno koherentna petlja. Da bi učestanost i faza lokalnog oscilatora u prijemniku što manje odstupali od učestanosti i faze nosećeg talasa primljenog modulisanog signala, najpre treba izvršiti poređenje odgovarajućih veličina, a zatim preduzeti potrebne korekcije. Principijska blok šema fazno koherentne petlje data je na Sl.1.3.1.



Sl.1.3.1. Principijska blok šema fazno koherentne petlje.

Poređenje se obavlja faznim detektorom, koji može biti multiplikatorski ili sekvencijalni. Multiplikatorski tip detektora na svom izlazu daje signal fazne razlike kao srednju vrednost proizvoda primljenog nosećeg talasa i lokalno generisanog signala i u daljim razmatranjima isključivo će on biti uzet u obzir. Dovođenjem signala fazne razlike (fazne greške) sa izlaza faznog detektora na ulaz naponski kontrolisanog oscilatora (VCO-*Voltage Controlled Oscillator*) ostvaruje se fazna petlja.

Neka je primljeni noseći talas

$$s_1(t) = A_1 \sin \psi'(t) = A_1 \sin(\omega_1 t + \psi_1), \quad (1.55)$$

gde je  $A_1$  amplituda,  $\psi'(t)$  trenutna faza,  $\omega_1$  konstantna kružna učestanost, a  $\psi_1$  početna faza.

Kada je, u početnom trenutku, povratna sprega raskinuta, tj. upravljački napon na ulazu u VCO jednak nuli, signal na izlazu iz VCO-a (lokalno generisani talas) ima oblik

$$s_2(t) = A_2 \sin \psi''(t) = A_2 \sin(\omega_2 t + \psi_2), \quad (1.56)$$

gde je  $A_2$  amplituda,  $\psi''(t)$  trenutna faza,  $\omega_2$  konstantna kružna učestanost, a  $\psi_2$  početna faza lokalnog oscilatora. Tada je referentni signal na izlazu pomerača faze

$$s_r(t) = A_2 \cos \psi''(t) = A_2 \cos(\omega_2 t + \psi_2). \quad (1.57)$$

Posle množenja signala u multiplikatoru M i filtriranja rezultujućeg signala filtrom propusnikom niskih frekvencija (NF) signal fazne greške je

$$e(t) = \frac{1}{2} K_m A_1 A_2 \sin(\psi'(t) - \psi''(t)), \quad (1.58)$$

pri čemu je  $K_m$  konstanta multiplikatora, dimenzije  $V^{-1}$ . Prethodni izraz je jednoznačan sve dok je  $|\psi'(t) - \psi''(t)| \leq \pi/2$ . U slučaju potpunog sinhronizma ( $\omega_1 = \omega_2$ ) signal greške postaje

$$e(t) = \frac{1}{2} K_m A_1 A_2 \sin(\psi_1 - \psi_2). \quad (1.59)$$

Kada se, međutim, povratna sprega u faznoj petlji uspostavi, učestanost VCO-a odstupa od svoje mirujuće vrednosti, pri čemu je to odstupanje najčešće linearno proporcionalno upravljačkom naponu na ulazu u VCO. Tada je trenutna učestanost lokalno generisanog talasa

$$\omega_2(t) = \frac{d\psi''(t)}{dt} = \omega_2 + K_2 e(t), \quad (1.60)$$

pri čemu je  $K_2$  dimenziona konstanta (rad/s/V) koja karakteriše osetljivost VCO-a. Signal fazne greške na izlazu iz NF filtra se dobija kao

$$e(t) = \int_0^t p(u)h_F(t-u)du, \quad t \geq 0 \quad (1.61)$$

pri čemu je  $h_F(t)$  impulsni odziv filtra, a  $p(t)$  signal na izlazu iz multiplikatora M oblika

$$p(t) = K_m s_1(t)s_2(t) = K_d \sin(\psi'(t) - \psi''(t)). \quad (1.62)$$

Mora se naglasiti da je u izrazu (1.57) visokofrekventna komponenta zanemarena, s obzirom na to da će prolaskom kroz linearni NF filter biti uklonjena. Konstanta  $K_d$  je konstanta detekcije i iznosi

$$K_d = \frac{1}{2} K_m A_1 A_2. \quad (1.63)$$

Ako trenutne faze primljenog i lokalno generisanog signala definišemo u odnosu na mirujuću učestanost naponski kontrolisanog oscilatora kao

$$\psi_1(t) = \psi'(t) - \omega_2 t \quad (1.64)$$

i

$$\psi_2(t) = \psi''(t) - \omega_2 t, \quad (1.65)$$

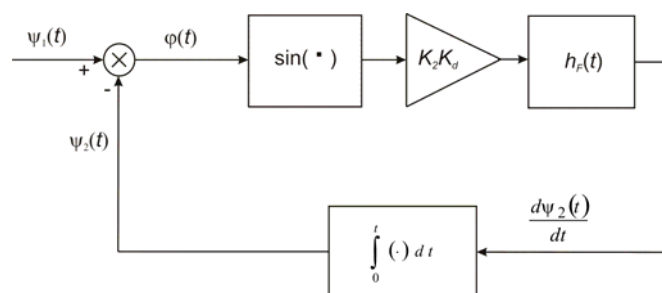
respektivno, i uvedemo veličinu fazne razlike (fazne greške) kao

$$\varphi(t) = \psi_1(t) - \psi_2(t), \quad (1.66)$$

korišćenjem (1.60) i (1.61) dobija se nelinearna integro-diferencijalna jednačina na osnovu koje se matematički model fazne petlje može predstaviti kao na Sl.1.3.2. Kao što se može videti, VCO ima funkciju idealnog integratora, a multiplikator M sa Sl.1.3.1 je zamenjen kolom za oduzimanje i sinusoidalnom nelinearnošću. Ovaj model je tzv. nelinearni model

$$\frac{d\varphi(t)}{dt} = \frac{d\psi_1(t)}{dt} - K_2 K_d \int_0^t h_F(t-u) \sin \varphi(u) du. \quad (1.67)$$

Rešavanjem (1.67) može se odrediti fazna greška  $\varphi(t)$ .

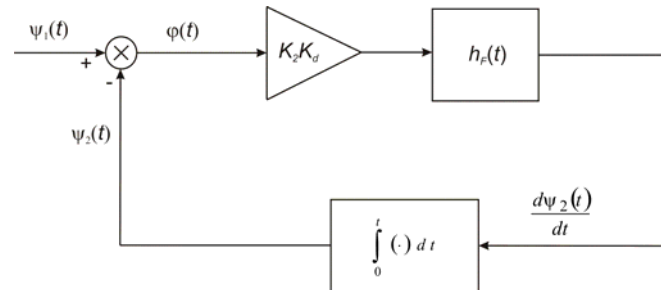


Sl.1.3.2. Nelinearni model fazne petlje.



U slučajevima kada je fazna greška mala u odnosu na 1rad, postupak rešavanja (1.67) se može pojednostaviti, upotrebom aproksimacije

$$\sin \varphi \approx \varphi, \quad \varphi < \frac{\pi}{6}. \quad (1.68)$$



Sl.1.3.3. Linearni model fazne petlje.

U tom slučaju se, dakle, može zanemariti sinusoidalna nelinearnost, a dobijeni model naziva se linearnim modelom fazne petlje (Sl.1.3.3). Tada (1.67) dobija formu

$$\frac{d\varphi(t)}{dt} = \frac{d\psi_1(t)}{dt} - K_2 K_d \int_0^t h_F(t-u)\varphi(u)du. \quad (1.69)$$

Prelaskom u s-domen, vršenjem Laplace-ove transformacije leve i desne strane izraza (1.64) dobija se

$$s\tilde{\varphi}(s) + K_d K_2 H_F(s)\tilde{\varphi}(s) = s\tilde{\varphi}_1(s) \quad (1.70)$$

gde je  $(\tilde{\phantom{x}})$  označena Laplace-ova transformacija po  $s = \sigma + j\nu$ , a  $H_F(s)$  predstavlja transfer funkciju linearnog filtra, koja u najopštijem slučaju ima oblik racionalne funkcije

$$H_F(s) = \frac{a_m s^m + a_{m-1} s^{m-1} + \dots + a_0}{b_n s^n + b_{n-1} s^{n-1} + \dots + b_0}, \quad m \leq n. \quad (1.71)$$

Ako se transfer funkcija fazne petlje definiše kao

$$H(s) = \frac{\tilde{\varphi}_2(s)}{\tilde{\varphi}_1(s)} \quad (1.72)$$

pri čemu je  $\tilde{\varphi}_2(s)$  Laplace-ova transformacija trenutne faze signala na izlazu VCO-a, dobija se

$$H(s) = \frac{K_d K_2 H_F(s)}{s + K_d K_2 H_F(s)}. \quad (1.73)$$

Da bi funkcija  $H(s)$  predstavljala stabilan sistem potreban i dovoljan uslov je da svi njeni polovi leže u levoj poluravni  $s$ -ravni. U odnosu na najviši stepen izložitelja uz promenljivu  $s$  u imeniocu transfer funkcije fazne petlje određuje se red fazne petlje u linearnom modelu.

Fazna petlja prvog reda ne sadrži filter. Transfer funkcija filtra je, dakle,

$$H_F(s) = 1, \quad (1.74)$$

a transfer funkcija fazne petlje

$$H(s) = \frac{K}{s + K}, \quad (1.75)$$

pri čemu je  $K=K_aK_2$  ukupno pojačanje u petlji.

Fazna petlja prvog reda je bezuslovno stabilna, a VCO u njoj osciluje sinhrono, ali ne i sinfazno s primljenim nosećim talasom. Fazna greška ustaljenog stanja obrnuto je proporcionalana ukupnom pojačanju petlje  $K$

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \varphi(t) = \frac{\omega_1 - \omega_2}{K}. \quad (1.76)$$

Fazna petlja drugog reda nastaje kada se koristi linearni filter s karakteristikom savršenog (idealnog) integratora. Transfer funkcija filtra je oblika

$$H_F(s) = 1 + \frac{a}{s}, \quad (1.77)$$

a transfer funkcija fazne petlje

$$H(s) = \frac{Ks + aK}{s^2 + Ks + aK}. \quad (1.78)$$

Kod fazne petlje drugog reda fazna greška ustaljenog stanja teži nuli, tj. postiže se potpuna sinfaznost

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \varphi(t) = 0. \quad (1.79)$$

Pri tome se pretpostavlja da je trenutna kružna učestanost primljenog signala  $\omega_1$  konstantna (u suprotnom, postojala bi konačna fazna greška ustaljenog stanja).

Ukoliko se u faznoj petlji drugog reda za modelovanje filtra umesto savršenog (idealnog) integratora koristi nesavršeni integrator, javlja se konačna fazna greška u ustaljenom stanju koja je manja nego u slučaju fazne petlje prvog reda.

Fazna petlja trećeg reda nastaje kada se linearni filter zameni sa dva savršena integratora. Ovaj model se koristi da bi se postigla sinfaznost u ustaljenom stanju u slučaju kada trenutna

učestanost primljenog signala nije konstantna, već se linearno menja u funkciji vremena. Transfer funkcija filtra je tada oblika

$$H_F(s) = 1 + \frac{a}{s} + \frac{b}{s^2}, \quad (1.80)$$

a transfer funkcija fazne petlje

$$H(s) = \frac{Ks^2 + aKs + bK}{s^3 + Ks^2 + aKs + bK}. \quad (1.81)$$

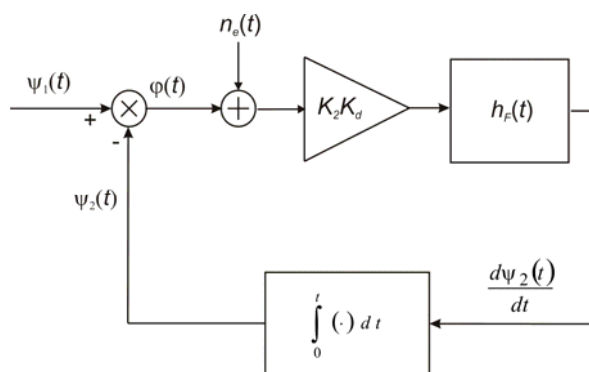
Fazna petlja trećeg reda postaje nestabilna kada ukupno pojačanje opadne ispod kritične vrednosti ( $K=a/b$ ). Fazna greška ustaljenog stanja teži nuli

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \varphi(t) = 0. \quad (1.82)$$

U praksi se najčešće koristi fazna petlja drugog reda, zbog svoje stabilnosti, ali i zbog činjenice da i sa nesavršenim integratorom daje manju faznu grešku ustaljenog stanja nego fazna petlja prvog reda.

### 1.3.2. Uticaj šuma u linearnom modelu PLL-a

U slučaju kada je fazna greška mala (manja od  $\pi/6$ ), dozvoljena je aproksimacija  $\sin \varphi \approx \varphi$ , pa se pribegava korišćenju uprošćenog, linearnog modela fazne greške, kada se uticaj šuma i uticaj modulacije mogu posmatrati posebno, a zatim se po principu linearne superpozicije ti uticaji mogu sabirati (Sl.1.3.4).



Sl.1.3.4. Uticaj šuma u linearnom modelu PLL-a.

Pretpostavimo da na ulazu u faznu petlju deluje prostoperiodični signal nosioca

$$s_1(t) = A_1 \sin \psi'(t) = A_1 \sin(\omega_1 t + \psi_1) \quad (1.83)$$

i njemu superponiran uskopojasni Gauss-ov šum (ispred fazne petlje postoji simetrični pojasni filter centralne učestanosti  $\omega_c$ )

$$n(t) = x(t)\sin \omega_c t - y(t)\cos \omega_c t . \quad (1.84)$$

Komponente šuma u fazi i u kvadraturi su takođe statistički nezavisni stacionarni Gauss-ovi procesi (dvostrane) spektralne gustine snage  $\frac{1}{2}N_0[W/H_z]$ . Takođe se opravdano može pretpostaviti da je mirujuća učestanost VCO-a jednaka centralnoj učestanosti pojasnog filtra  $\omega_2 = \omega_c$ .

S obzirom na činjenicu da nastaje pod uticajem Gauss-ovog šuma na ulazu, fazna greška u linearnom modelu se može predstaviti kao Gauss-ov slučajan proces nulte srednje vrednosti i varijanse  $\sigma_\varphi^2$

$$p_\varphi(\varphi) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_\varphi} e^{-\frac{\varphi^2}{2\sigma_\varphi^2}} . \quad (1.85)$$

Ako, za potrebe izvođenja, privremeno izostavimo sve druge pobude sem Gauss-ovog šuma ( $\psi_1(t) = 0$ ), onda fazna greška postaje  $\varphi(t) = -\psi_2(t)$ , a njena varijansa  $\sigma_\varphi^2 = \sigma_{\psi_2}^2$ . Tada je spektralna gustina snage ekvivalentnog filtrovanog šuma u petlji  $N_0/(2A_1^2)$ , pa važi

$$\sigma_\varphi^2 = \sigma_{\psi_2}^2 = \frac{N_0}{2A_1^2} \int_{-\infty}^{+\infty} |H(f)|^2 df = \frac{N_0}{A_1^2} \int_0^{+\infty} |H(f)|^2 df = \frac{N_0 B_L}{A_1^2} \quad (1.86)$$

Veličina  $B_L$  naziva se (jednostrani) propusni opseg šuma u petlji ili samo opseg šuma, a definiše se kao ekvivalentna širina propusnog opsega idealnog niskofrekvencijskog filtra koji pri pobudi belim šumom na izlazu daje varijansu  $\sigma_{\psi_2}^2$

$$B_L = \int_0^{+\infty} |H(f)|^2 df . \quad (1.87)$$

Ako se odnos srednjih snaga signala i šuma u faznoj petlji definiše kao

$$\gamma_{PLL} = \frac{A_1^2}{N_0 B_L} , \quad (1.88)$$

onda je

$$\sigma_\varphi^2 = \frac{1}{\gamma_{PLL}} . \quad (1.89)$$

### 1.3.3. Uticaj šuma u nelinearnom modelu PLL-a

Kada fazna greška u faznoj petlji poraste iznad vrednosti  $\pi/6$  (SNR fazne petlje postane malo), linearni model postaje neadekvatan, te se analize moraju vršiti razmatranjem nelinearnog modela. Amplitudska i fazna modulacija nosećeg ulaznog talasa se takođe mogu shvatiti kao aditivna smetnja koja ometa uspostavljanje fazne koherencije.

Takođe, kada aditivni šum postane relativno jak (ili je pak signal modulisan) može doći do pojave preskakanja ciklusa, tj. do pojave da trenutna faza VCO-a skokovito promeni vrednost za  $k2\pi$  ( $k = \pm 1, \pm 2, \dots$ ) u odnosu na trenutnu fazu primljenog nosećeg signala. Kod vrlo jakih smetnji može doći čak i do potpunog gubitka kontrole nad VCO-om, pri čemu se njegova učestanost sve više udaljava od učestanosti dolazećeg signala, pa fazna petlja ispada iz koherentnog stanja, a slučajni proces  $\varphi(t)$  može postati nestacionaran. Sve ovo predstavlja značajan problem prilikom praktične primene fazne petlje.

Prilikom razmatranja nelinearnog modela neophodno je najpre obezbediti da slučajni proces  $\varphi(t)$  bude stacionaran, pa se fazna greška obično iskazuje po modulu od  $2\pi$

$$\varphi(t) = [\psi_1(t) - \psi_2(t)] \bmod 2\pi \quad (1.90)$$

i na taj način, umesto u opsegu  $(-\infty, +\infty)$ , kreće se u opsegu  $[-\pi, \pi]$ .

Posmatrajući PLL prvog reda u prisustvu aditivnog Gauss-ovog šuma i tretirajući faznu grešku  $\varphi(t)$  kao stacionaran proces nulte srednje vrednosti, A. J. Viterbi [7] je odredio funkciju gustine verovatnoće fazne greške kao

$$p_\varphi(\varphi) = \frac{1}{2\pi I_0(\gamma_{PLL})} \exp(\gamma_{PLL} \cos \varphi), \quad |\varphi| < \pi \quad (1.91)$$

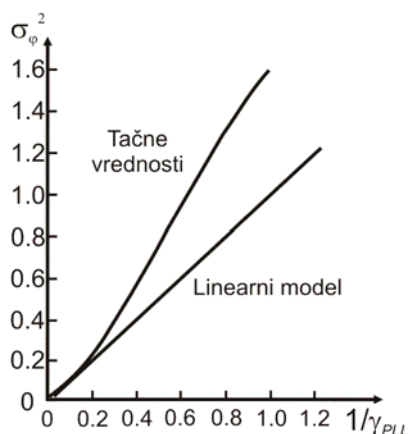
Pri tome se pretpostavlja da je mirujuća učestanost VCO-a u faznoj petlji prvog reda jednaka učestanosti primljenog nosećeg signala ( $\omega_2 = \omega_1$ ). Raspodela (1.91) poznata je kao Tikhonov-ljeva [112].

Kasnije se pokazalo da Tikhonov-ljeva raspodela fazne greške odgovara i nelinearnim modelima drugog reda [25].

### 1.3.4. Izbor modela PLL-a

Korišćenje linearnog modela fazne petlje u mnogome olakšava dalju analizu rada prijemnika. Kao što je već rečeno, ovaj se model može primeniti samo u slučaju male fazne greške, odnosno velikog odnosa signal-šum u faznoj petlji  $\gamma_{PLL}$ . Na Sl.1.3.5 prikazana je

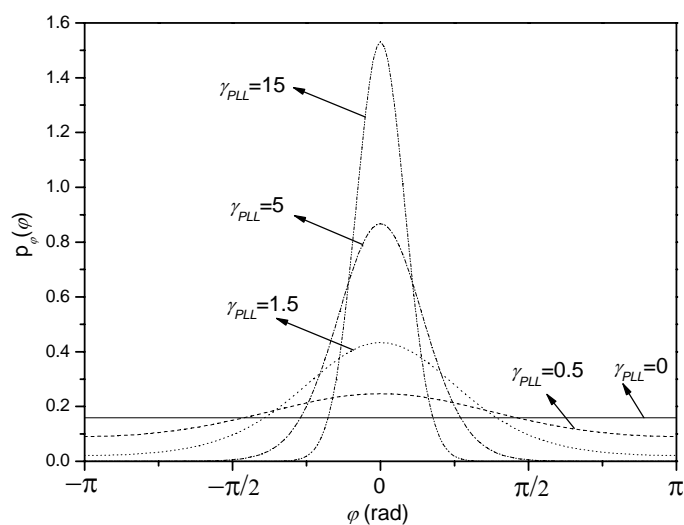
zavisnost varijanse fazne greške od recipročne vrednosti odnosa signal-šum  $\gamma_{PLL}$  u faznoj petlji prvog reda. Tu se može pratiti do koje mere se linearni model slaže sa realnim ponašanjem fazne greške i kada je opravdano koristiti ga.



Sl.1.3.5. Zavisnost varijanse fazne greške od recipročne vrednosti  $\gamma_{PLL}$ .

Može se primetiti da kod velikih vrednosti  $\gamma_{PLL}$  ( $\gamma_{PLL} < 0.4$ ) [35] tačna vrednost varijanse se dobro poklapa s recipročnom vrednošću  $\gamma_{PLL}$  koja predstavlja varijansu fazne greške u linearnom modelu (j. (1.89)). Može se reći da se kritična vrednost za prelaz sa linearnog na nelinearni model fazne petlje kreće između 2 i 3 [35], [55]. Do sličnog zaključka se može doći i posmatranjem zavisnosti varijanse fazne greške u funkciji odnosa signal-šum  $\gamma_{PLL}$  u faznoj petlji drugog reda [35, str. 548, slika 10.29].

Na Sl.1.3.6 prikazana je Tikhonov-ljeva funkcija gustine verovatnoće fazne greške za različite vrednosti odnosa signal-šum u faznoj petlji prvog reda.



Sl.1.3.6. Tikhonov-ljeva funkcija gustine verovatnoće fazne greške u faznoj petlji prvog reda.

Može se primetiti da za velike vrednosti  $\gamma_{PLL}$  ova raspodela prelazi u Gauss-ovu. I zaista, predstavljanjem modifikovane Bessel-ove funkcije prve vrste nultog reda iz (1.86) preko asimptotske relacije

$$I_0(u) = \frac{e^u}{\sqrt{2\pi u}}, \quad |u| \gg 1 \quad (1.92)$$

i razvijanjem funkcije  $\cos u$  u McLaurin-ov red

$$\cos u = 1 - \frac{u^2}{2!} + \frac{u^4}{4!} \dots, \quad |u| < \infty \quad (1.93)$$

pri čemu se viši članovi sume mogu zanemariti, Tikhonov-ljeva raspodela se može svesti na Gauss-ovu.

$$p_\varphi(\varphi) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_\varphi^2}} e^{-\frac{\varphi^2}{2\sigma_\varphi^2}}, \quad |\varphi| < \frac{\pi}{6}, \quad \sigma_\varphi^2 < \frac{1}{3}. \quad (1.94)$$

S druge strane, za jako male vrednosti  $\gamma_{PLL}$  ( $\gamma_{PLL} \rightarrow 0$ ), raspodela fazne greške (1.91) se svodi na uniformnu

$$p_\varphi(\varphi) = \frac{1}{2\pi}, \quad |\varphi| < \pi, \quad \gamma_{PLL} = 0, \quad (1.95)$$

standardne devijacije

$$\sigma_\varphi = \frac{\pi}{\sqrt{3}}. \quad (1.96)$$

Kada se radi o ekstrakciji referentnog nosioca iz nemodulisanog signala, može se pretpostaviti mala fazna greška u kolu fazne petlje (manja od  $\pi/6$ ) tako da se može koristiti linearni model. U slučaju korišćenja modulisanog signala u procesu ekstrakcije, fazna greška premašuje  $\pi/6$ , a može doći i do preskakanja ciklusa VCO-a, tako da se fazna petlja modeluje nelinearnim modelom.

## 1.4. Diverziti sistemi

### 1.4.1. Osnovna struktura diverziti sistema

Kao što je rečeno, u kanalima sa fadingom u prijemnoj anteni dolazi do destruktivnog kombinovanja višestrukih komponenti signala usled prostiranja u kanalu, što dovodi do velikog slabljenja prijemnog signala. Takođe, prisustvo efekta senke dodatno slabi snagu

signala što dovodi do naglog pogoršanja performansi digitalnih sistema u bežičnom kanalu. Moćna i efektivna tehnika za prevazilaženje fedinga i efekta senke je diverziti prijem. Princip diverziti prijema zasniva se na obezbeđivanju većeg broja nezavisnih kopija (putanja) prijemnog signala. Sa povećavanjem broja diverziti grana poboljšavaju se i karakteristike prijemnog signala. Ukoliko se u prijemniku, prijemni signali iskombinuju na određen način, dobijeni rezultujući signal će imati mnogo bolje karakteristike, odnosno smanjiće se uticaj fedinga na korisni signal.

Razlikuju se dva opšta tipa diverziti prenosa:

- *Mikro diverziti* za eliminisanje trenutnog (kratkovremenog) fedinga. U ovom slučaju se prima nekoliko nekorelisanih feding komponenata na istoj baznoj stanici (BS) ili pristupnoj tački (AP–Access Point).
- *Makro diverziti* za eliminisanje efekta senke. U ovom slučaju dve ili više prostorno odvojenih BS ili AP primaju signale sa različitim dugovremenim slabljenjem (srednjom snagom), pa se selektuje se signal iz one stanice sa manjim slabljenjem, što zahteva njihovu međusobnu koordinaciju prilikom rada.

Postoji nekoliko načina za dobijanje diverziti grana, odnosno za obezbeđivanje nezavisnih kopija emitovanog signala. U zavisnosti od načina dobijanja diverziti grana, razlikujemo frekvencijski, vremenski, ugaoni, polarizacioni, multipath i prostorni (antenski) diverziti.

#### – *Frekvencijski diverziti*

Kod ovog načina obezbeđivanja diverziti grana informacioni signal moduliše  $M$  različitih nosilaca koji se istovremeno prenose, pri čemu je razmak između sukcesivnih nosilaca jednak ili veći od koherentnog opsega kanala ( $\Delta f$ ). Ovim se postiže da različite kopije signala podležu različitom (nezavisnom) fedingu. Ovaj tip diverziti prenosa je efikasan za prevazilaženje frekvencijski selektivnog fedinga. Prednost frekvencijskog diverzitija je ta da zahteva samo jednu prijemnu antenu, a glavni nedostatak je što zahteva veći frekvencijski opseg dok je ukupna snaga predajnika raspodeljena između različitih nosilaca [6]. Posebno nije pogodan za primenu kod mobilnih sistema kod kojih je koherentni opseg prilično veliki (od nekoliko desetina kHz do nekoliko MHz), pa se zahteva veliki frekvencijski opseg prilikom obezbeđivanja potrebnih nosilaca.

#### – *Vremenski diverziti*

Ovaj način diverziti prenosa se zasniva na prenosu istog informacionog signala tokom  $M$  različitih vremenskih intervala (slotova), to jest svaki signal se šalje  $M$  puta. Intervali između



slanja istih simbola moraju biti jednaki ili duži od koherentnog vremena kanala  $(\Delta t)_c$  tako da različite kopije signala podležu različitom (nezavisnom) fedingu. Prednost vremenskog diverzitija je što takođe zahteva jednu prijemnu antenu, a nedostatak što je smanjena efikasnost prenosa (efektivna brzina prenosa < stvarna brzina prenosa). Takođe, kod mobilnih sistema, vremenski interval između slanja istog simbola recipročno zavisi od brzine mobilne jedinice, pa je u slučaju sporih jedinica ovaj interval veoma veliki. Vremenski diverziti pogotovu nije pogodan za primenu u stacionarnim uslovima prenosa, gde je koherentno vreme kanala skoro beskonačno pa je feding veoma korelisan u vremenu.

#### – *Ugaoni diverziti*

Usmerene antene mogu obezbediti ugaoni ili direkcioni diverziti usmeravanjem snopa zračenja. U ekstremnom slučaju, ukoliko je ugao toliko mali da u njemu može pasti najviše jedna kopija prijemnog signala, do fedinga usled višestrukog prostiranja neće ni doći. Ova tehnika diverziti prijema zahteva ili veliki broj usmerenih antena koje bi pokrile sve moguće pravce nailaska signala ili jednu antenu koja može usmeriti snop zračenja prema jednoj kopiji prijemnog signala (poželjno prema najjačoj). Ovakav način prijema signala može dovesti i do smanjenja SNR prijemnog signala usled gubitka onih kopija koje se nalaze izvan prijemnog snopa zračenja, sve dok usmereni dobitak antenene postane dovoljno veliki da kompenzuje ovaj gubitak snage. Ovakav način prijema se primenjuje kod pametnih antena (smart antennas), gde se podešavanjem faze svakog pojedinačnog antenskog elementa formira usmereni snop zračenja prema najjačoj kopiji prijemnog signala.

#### – *Polarizacioni diverziti*

Zasniva se na principu da se polarizacija emitovanog signala često menja (depolarizuje) prilikom prenosa kroz kanal sa fedingom, tako da signal na prijemu ima polarizaciju koja se može veoma razlikovati od one na predaji. Šta više, mobilni predajnici retko emituju ili primaju signale iste polarizacije zbog slučajnih kretanja antene. Antene sa ortogonalnom polarizacijom se koriste kao deo polarizacionih diverziti sistema, a sam princip se zasniva na tome da ukoliko signal jedne polarizacije oslabi, odgovarajući ortogonalni signal ima dovoljnu snagu za detektovanje poslate informacije, pri čemu se oba signala prostiru istom putanjom, pa je prednost sistema sa polarizacionim diverzitetom što ne zahteva prostornu odvojenost antena (ukoliko se koriste antene osetljive na različite polarizacije). Glavni nedostaci ove vrste diverziti prenosa je što je maksimalan red diverzitija koje se može ostvariti  $L=2$  (horizontalna i vertikalna polarizacija signala na prijemu), kao i zahtev za

povećanjem snage predajnika za 3 [dB], pošto je predajna snaga podeljena između 2 različito polarizovana signala.

#### – **Multipath diverziti**

Mnogo sofisticiraniji metod za ostvarivanje diverziti prijema se zasniva na korišćenju signala sa opsegom koji je mnogo širi od koherentnog opsega prenosnog kanala  $(\Delta f)_c$ . U tom slučaju imamo frekvencijski selektivni kanal, a signal na prijemu se sastoji iz višestrukih komponenti emitovanog signala sa nezavisnim fadingom, pri čemu je vremenska rezolucija jednaka  $1/W$ . Ukoliko je širina višestrukog prostiranja  $T_m$ , ukupno imamo  $WT_m$ , odnosno  $W/(\Delta f)_c$  raspoloživih komponenti signala. Tako se upotrebom širokopojasnog signala može ostvariti još jedan način diverziti prenosa, pri čemu je broj diverziti grana jednak  $L \approx W/(\Delta f)_c$ . Struktura koja je optimalna za prijem ovakvih signala naziva se *rake* prijemnik i koristi se kod sistema sa proširenim spektrom.

#### – **Prostorni (antenski) diverziti**

Kod ovog načina diverziti prenosa, prostiranje po više putanja se ostvaruje korišćenjem više predajnih ili prijemnih antena, tzv. antenskih nizova. Kod prijemnog prostornog diverzitija, nezavisne putanje prijemnog signala se ostvaruju bez povećanja snage ili frekvencijskog opsega emitovanog signala. Šta više, koherentno kombinovanje prijemnog signala dovodi do povećanja SNR-a u prijemniku u odnosu na SNR koji se ostvaruje sa jednom antenom. Kod predajnog prostornog diverzitija, predajna snaga se mora podeliti na veći broj predajnih antena, tako da se koherentnim kombinovanjem prijemnog signala u prijemniku dobija SNR koji je isti kao da je bila prisutna samo jedna predajna antena. Prostorni diverziti zahteva da rastojanje između antena bude takvo da fading amplitude koja odgovara svakoj anteni bude nezavisan (nekorelisan).

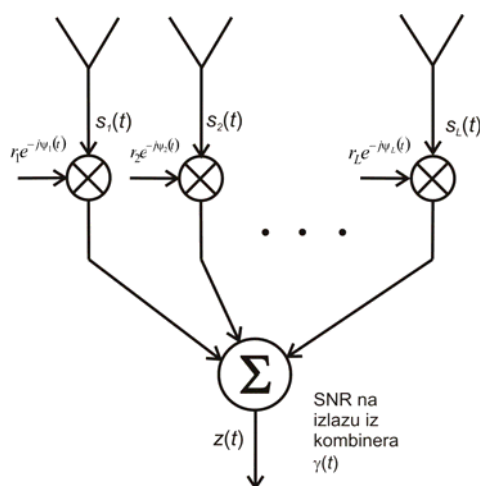
U okruženju sa izotropnim rasejanjem (mikročelijsko okruženje), minimalno rastojanje između antena za obezbeđivanje nezavisnih prijemnih signala je oko polovine talasne dužine (tačnije  $0.38\lambda$ ). U ovom slučaju, komponente pristižu iz svih pravaca, neke refleksije imaju veće fazne pomeraje nego ostale, pa se i pri malim rastojanjima između antena javlja velika promena anvelope prijemnog signala. Ova brzina promene fading anvelope sa rastojanjem direktno utiče na ponašanje korelacije kao funkcije rastojanja između antena.

Bez obzira na primenjenu diverziti tehniku (prostorni, frekvencijski, vremenski, itd...), to jest ma kako su grane fizički razdvojene (u prostoru, frekvencijski, u vremenu, itd...), sledeće što prijemnik treba da uradi je da kombinuje signale iz raspoloživih diverziti grana, tako da

što efikasnije iskoristi prednosti primenjene diverziteti tehnike. Postoji nekoliko metoda za izdvajanje korisnog signala koje na različit način kombinuju raspoložive signale iz diverziteti grana. U daljem tekstu biće dat matematički model kanala sa višestrukim putanjama prijemnog signala i opisane pojedine metode za izdvajanje korisnog signala u prijemu, tzv. tehnike diverziteti kombinovanja.

### 1.4.2. Tehnike diverziteti kombinovanja

Matematički model kanala sa  $L$  diverziteti grana je prikazan na Sl.1.4.1.



Sl.1.4.1. Linearni kombiner.

Prijemni signal, za koji je pretpostavljeno da je fazno modulisan, u svakoj od  $L$  diverziteti grana može se u kompleksnom obliku napisati kao

$$s_i(t) = r_i(t) e^{j\theta_i(t)} A e^{j(\omega_0 t + \phi_n)} + n_i(t), \quad i = 1, \dots, L. \quad (1.97)$$

Sa  $i$  je označen indeks diverziteti grane,  $r_i(t)$  predstavlja anvelopu fedinga,  $\omega_0$  je kružna učestanost nosioca, a  $\theta_i(t)$  slučajni fazni pomeraj nastao usled prolaska signala kroz kanal sa fedingom. Amplituda poslatog korisnog signala označena je sa  $A$  i može se pretpostaviti, bez gubitka opštosti, da je jednaka 1. Faza signala, koja nosi informaciju o poslatom simbolu, označena je sa  $\phi_n$ .

Uz pretpostavku da se radi o sporom fedingu,  $r_i(t)$  i  $\theta_i(t)$  su međusobno nezavisni i konstantni barem tokom jednog simbolskog intervala, pa se može pisati  $r_i(t) = r_i$ ,  $\theta_i(t) = \theta_i$ . Pretpostavka da su diverziteti grane međusobno nezavisne se ogleda u tome da feding amplitude  $r_i$ ,  $i = 1, \dots, L$  predstavljaju statistički nezavisne slučajne promenljive određene funkcijom gustine verovatnoće i srednjekvadratnom vrednošću  $\Omega_i = E[r_i^2]$ . Nakon prolaska kroz kanal sa fedingom signalu u svakoj diverziteti grani se pridodaje aditivni beli Gauss-ov

šum (AWGN)  $n_i(t)$  dvostrane spektralne gustine snage označene sa  $N_i/2[W/H_z]$ , koji je međusobno nezavistan u različitim diverziti granama kao i nezavistan od fading amplituda  $\alpha_i = r_i e^{j\theta_i}$ ,  $i=1, \dots, L$ . Tako se SNR po simbolu u  $i$ -toj diverziti grani definiše kao  $\gamma_i = \alpha_i^2 E_s / N_i$ , dok je njegova srednja vrednost  $\gamma_{0i} = \Omega_i E_s / N_i$ , gde je  $E_s[J]$  energija simbola koji se prenosi.

Prilikom izbora odgovarajućeg načina kombinovanja, treba odabrati onaj koji bi dao najoptimalnije poboljšanje performansi, uzimajući u obzir maksimalnu kompleksnost i cenu implementacije istog, tako da dolazi do kompromisa između zahtevanih performansi sistema i implementacione kompleksnosti. Za izdvajanje korisnog signala najčešće se koriste linearni kombineri čija je opšta šema prikazana na Sl.1.4.1, za slučaj kada je broj diverziti grana  $L$ . U opštem slučaju, signal na izlazu iz kombinera predstavlja sumu signala iz diverziti grana prethodno pomnoženih odgovarajućim kompleksnim težinskim faktorom  $r_i e^{-j\psi_i(t)}$ , pa je matematički oblik signala u osnovnom opsegu na izlazu iz kombinera  $z(t)$

$$z(t) = \sum_{i=1}^L r_i e^{-j\psi_i(t)} s_i(t), \quad i = 1, \dots, L, \quad (1.98)$$

gde je

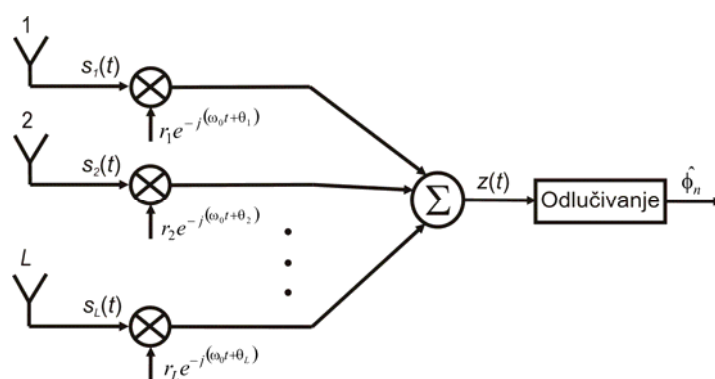
$$\psi_i(t) = \omega_0 t + \theta_i. \quad (1.99)$$

U zavisnosti od vrednosti koje mogu uzeti težinski faktori, kao i od načina njihovog određivanja razlikuju se metode izdvajanja korisnog signala (metode kombinovanja). Ukoliko se vrši kombinovanje više grana, pre toga se zahteva izjednačavanje faza signala u diverziti granama (*co-phasing*). Izjednačavanje faza zahteva koherentnu detekciju u svakoj grani da bi se odredila faza  $\psi_i(t)$  koja se izjednačava. Ukoliko se to ne obavi, odnosno ukoliko međusobni fazni pomeraji signala u diverziti grana ostanu, oni se neće koherentno sumirati u kombineru što bi dovelo do destruktivnog sabiranja signala, a samim tim i do pojave velikog slabljenja rezultujućeg signala. Množenje težinskim koeficijentima može biti obavljeno pre detekcije ili posle detekcije što nema bitnijeg uticaja na krajnje performanse sistema. Kombinovanje signala takođe može biti predetekcijsko (*pre-detection*) i postdetekcijsko (*post-detection*) u zavisnosti da li se vrši pre ili posle detekcije signala, pri čemu se postdetekcijsko kombinovanje češće koristi, pošto se za određivanje odgovarajuće vrednosti težinskih faktora zahteva određivanje (detekcija) snage i/ili faze signala u svakoj grani. Time

se povećava kompleksnost i potrošnja snage, što postaje kritično ukoliko je broj diverziti grana veliki.

#### 1.4.2.1. Maximal Ratio Combining (MRC)

Za koherentne postupke digitalnog prenosa optimalna tehnika za kombinovanje izlaza diverziti grana u cilju dobijanja korisnog signala je MRC kombinovanje. Kod ove tehnike kombinovanja izlazi prilagođenih filtara u svakoj grani se množe odgovarajućim težinskim faktorom  $r_i e^{-j\psi_i(t)}$ , a zatim sabiraju u kombineru, što je prikazano na Sl.1.4.2.



Sl.1.4.2. MRC kombiner.

Množenje ovim faktorom istovremeno kompezira fazni pomeraj u datoj grani i daje odgovarajuću težinu signalu date grane u sumi koja odgovara feding amplitudi signala u diverziti grani (tako da se snažniji signali imaju veću težinu u sumi). Realizacija ovakvog optimalnog kombinera se bazira na pretpostavci da su fazni pomeraji  $\psi_i(t)$  i feding amplituda  $r_i$  potpuno poznati, odnosno precizno određeni u odsustvu šuma što povećava kompleksnost implementacije. Kako MRC kombinovanje zahteva poznavanje faznog pomeraja signala u diverziti grani, ova tehnika nije praktično primenljiva kod nekoherentnih i diferencijalno koherentnih postupaka detekcije kod kojih se ne zahteva informacija o fazi.

Signal na izlazu MRC kombinera ima oblik

$$z(t) = \sum_{i=1}^L \left( A r_i^2 e^{j\phi_n} + r_i n_i(t) \right), \quad (1.100)$$

dok je izlazni SNR  $\gamma_{MRC} = \sum_{i=0}^L \gamma_i$ . Odgovarajuća srednja vrednost SNR-a je stoga

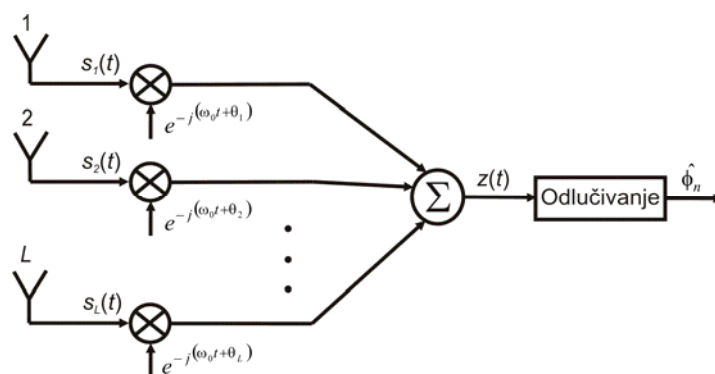
$$\gamma_{0MRC} = \sum_{i=0}^L \gamma_{0i}.$$

Da bi se odredila verovatnoća greške digitalnih sistema sa MRC prijemom, potrebno je uslovnu verovatnoću greške  $P(E|\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_L)$  usrednjiti po združenoj funkciji gustine raspodele trenutnih vrednosti SNR-a u diverziti granama, određenom kao  $p_{\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_L}(\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_L)$ . Kako je pretpostavljeno da su ove vrednosti statistički nezavisne, odnosno da važi  $p_{\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_L}(\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_L) = \prod_{i=1}^L p_{\gamma_i}(\gamma_i)$ , dobija se da je srednja verovatnoća greške

$$P(E) = \underbrace{\int_0^{+\infty} \int_0^{+\infty} \dots \int_0^{+\infty}}_{L\text{-tostruki integral}} P(E|\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_L) \prod_{i=1}^L p_{\gamma_i}(\gamma_i) d\gamma_1 d\gamma_2 \dots d\gamma_L. \quad (1.101)$$

#### 1.4.2.2. Equal-Gain Combining (EGC)

EGC kombinovanje, čiji je princip prikazan na Sl.1.4.3, predstavlja specijalan slučaj MRC kombinovanja gde se signali iz diverziti grana sumiraju sa istom težinskim faktorom, odnosno  $r_i=1$ ,  $i=1, \dots, L$ , već se kod koherentnih postupaka modulacije vrši samo izjednačavanje faze. Kao takva EGC tehnika ne zahteva poznavanje vremenski promenljivog SNR-a u svakoj diverziti grani, odnosno ne zahteva se određivanje feding amplituda. Iako se time smanjuje kompleksnost sistema u odnosu na optimalno MRC kombinovanje, primena EGC je u praksi ograničena na koherentne modulacije sa jednakom energijom simbola (M-PSK), dok se kod signala sa različitom energijom simbola (M-QAM) ionako zahteva određivanje feding amplituda za potrebe automatske kontrole pojačanja (AGC–*Automatic Gain Control*), pa je primena MRC tehnike opravdanija.



Sl.1.4.3. EGC kombiner.

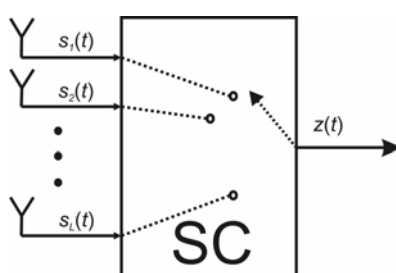
Takođe, kod nekoherentnih (NCFSK) i diferencijalno koherentnih (DPSK) postupaka detekcije kod kojih se ne zahteva informacija o fazi, kod kojih MRC kombinovanje nije primenljivo, postdetekcijski EGC predstavlja optimalnu tehniku diverziti kombinovanja.

Signal na izlazu EGC kombinera ima oblik

$$z(t) = \sum_{i=1}^L (A r_i e^{j\phi_n} + n_i(t)). \quad (1.102)$$

### 1.4.2.3. Selekciono kombinovanje

Dok MRC i EGC tehnike kombinovanja zahtevaju neku informaciju o stanju u kanalu (fading amplitudu, fazu ili kašnjenje signala u diverziti granama), tehnika selekcionog kombinovanja (SC–*Selection Combining*) se zasniva na odabiranju (selekciji) signala iz one grane u kojoj je SNR najveći, tako da se znatno smanjuje kompleksnost sistema pošto nema sumiranja, izjednačavanja faze i/ili množenja težinskim faktorom (Sl.1.4.4).



Sl.1.4.4. SC kombiner.

$$\gamma_{SC} = \max\{\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_L\}. \quad (1.103)$$

Odgovarajući SC prijemnik mora dovoljno brzo pratiti promene SNR-a u svakoj diverziti grani i reagovati da ukoliko dođe do promene postavi kao aktivnu neku drugu granu čiji je SNR u tom trenutku najveći. U praksi, selekcija grane sa najvećim SNR-om svodi se na odabiranje signala iz one grane u kojoj je najveća vrednost snage signala, pri čemu se smatra da je snaga šuma u svim diverziti granama jednaka. Signal na izlazu može se predstaviti kao

$$z(t) = r_i(t) e^{j\theta_i(t)} A e^{j(\omega_0 t + \phi_n)} + n_i(t), \quad (1.104)$$

gde je

$$r_i(t) = \max\{r_1(t), r_2(t), \dots, r_L(t)\}. \quad (1.105)$$

Kumulativna funkcija raspodele SNR-a signala na izlazu SC kombinera se može napisati kao

$$F_{\gamma_{SC}}(\gamma) = P(\gamma_{SC} < \gamma) = P(\max\{\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_L\} < \gamma) = \prod_{i=0}^L P(\gamma_i < \gamma) = \prod_{i=0}^L F_{\gamma_i}(\gamma). \quad (1.106)$$

Ukoliko signali u diverziti granama imaju istu funkciju gustine verovatnoće i jednake srednje vrednosti SNR-a,  $\gamma_{01} = \gamma_{02} = \dots = \gamma_{0L} = \gamma_0$ , kumulativna funkcija raspodele postaje

$$F_{\gamma_{sc}}(\gamma) = F_{\gamma}^L(\gamma). \quad (1.107)$$

Odgovarajuća funkcija gustine verovatnoće trenutnog SNR-a je tada

$$p_{\gamma_{sc}}(\gamma) = \frac{dF_{\gamma_{sc}}(\gamma)}{d\gamma} = \frac{dF_{\gamma}^L(\gamma)}{d\gamma} = LF_{\gamma}^{L-1}(\gamma) \frac{dF_{\gamma}(\gamma)}{d\gamma} = LF_{\gamma}^{L-1}(\gamma) p_{\gamma}(\gamma). \quad (1.108)$$

Koristeći izraze za  $p_{\gamma}(\gamma)$  i  $F_{\gamma}(\gamma)$  različitih raspodela mogu se dobiti odgovarajuće funkcije gustine verovatnoće signala na izlazu iz SC kombinera.

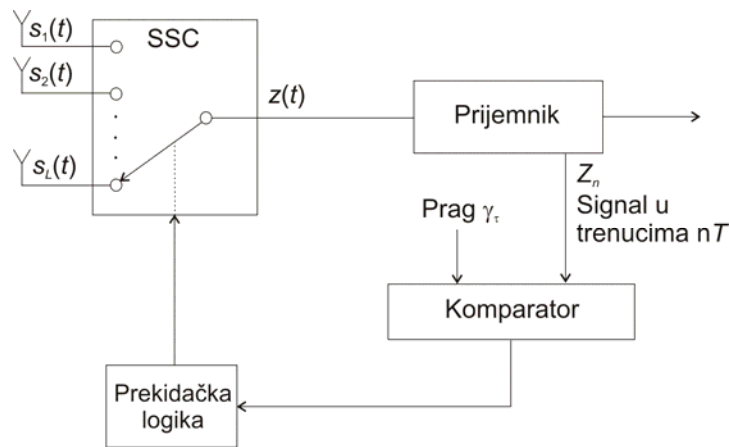
SC tehnika se može primeniti kako kod koherentnih, tako i kod diferencijalno koherentnih i nekoherentnih postupaka detekcije pošto se ne zahteva informacija o fazi signala. Postoje i modifikacije klasične tehnike SC kombinovanja čijom primenom se uz malo povećanje kompleksnosti sistema, u velikoj meri poboljšavaju performanse sistema. Jedna od njih je S+N tehnika koja se zasniva na odabiranju signala iz one diverziti grane u kojoj je prisutna najveća vrednost odmerka signala-plus-šuma  $s_i(t)+n_i(t)$ ,  $i=1,\dots,L$ , tako da se ne zahteva merenje trenutnog SNR-a u svakoj grani, a uzima se u obzir i slučajna priroda šuma, za razliku od SC tehnike kod koje na odluku o odabiru grane utiče samo snaga šuma koja se podrazumeva konstantnom u svakoj grani. Tehnika diverziti kombinovanja koja u velikoj meri dovodi do poboljšanja performansi sistema, a zasniva se na SC kombinovanju je i tzv. OSC (*Optimal Selection Combining*) kod koje se odabira signal iz one grane u kojoj je prisutna najveća vrednost proizvoda feding amplitude i prijemnog signala u  $i$ -toj grani.

#### 1.4.2.4. Prekidačko kombinovanje

Glavni nedostatak SC tehnike je potreba za kontinualnim i istovremenim praćenjem SNR-a signala u svakoj diverziti grani. U sistemima koji zahtevaju prenos signala bez prekida, SC tehnika postaje neodgovarajuća, pa se primenjuje tehnika prekidačkog kombinovanja kod koje prijemnik bira signal iz jedne grane sve dok SNR u njoj ne opadne ispod neke vrednosti praga  $\gamma_{\tau}$ . Postoje više kriterijuma po kojima kombiner bira sledeću granu. Kod *switch-and-examine* strategije kada SNR u trenutno selektovanoj grani opadne ispod praga, kombiner ispituje trenutnu vrednost SNR-a u ostalim granama, pa ako je ona veća od praga, selektuje se grana sa najvećim SNR-om. Ovaj postupak zahteva stalno ispitivanje SNR-a u svim granama, pa se, kao implementaciono jednostavnija strategija, koristi *switch-and-stay* (SSC) postupak selektovanja signala kod koga nakon opadanja SNR-a u selektovanoj grani kombiner selektuje sledeću granu bez obzira na vrednost SNR-a u njoj, što može dovesti do velikog slabljenja signala na izlazu iz kombinera ukoliko su svi signali oslabljeni (vrednost SNR-a je



ispod praga). Principijska blok šema klasičnog prekidačkog kombinera je prikazana na Sl.1.4.5.



Sl.1.4.5. SSC kombiner.

U slučaju SSC diverziti sistema sa dve grane, funkcija gustine verovatnoće trenutnog SNR-a na izlazu iz kombinera može se odrediti kao

$$p_{\gamma_{SSC}}(\gamma) = \begin{cases} \frac{(1+F_1)F_2}{F_1+F_2} p_{\gamma_1}(\gamma) + \frac{(1+F_2)F_1}{F_1+F_2} p_{\gamma_2}(\gamma) & , \gamma > \gamma_\tau \\ \frac{F_1F_2}{F_1+F_2} (p_{\gamma_1}(\gamma) + p_{\gamma_2}(\gamma)) & , \gamma \leq \gamma_\tau \end{cases} \quad (1.109)$$

gde je

$$F_i = F_{\gamma_i}(\gamma_i = \gamma_\tau) = \int_0^{\gamma_\tau} p_{\gamma_i}(\gamma_i) d\gamma_i, \quad i = 1, 2. \quad (1.110)$$

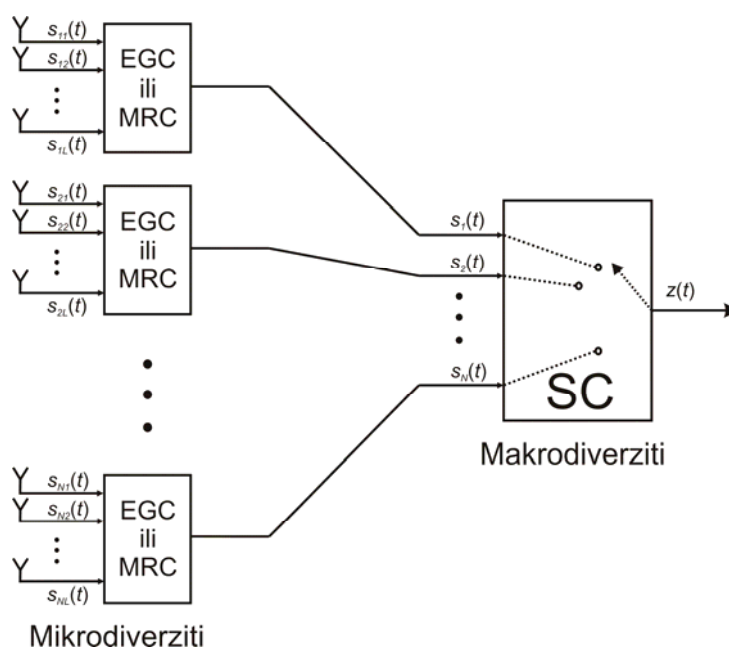
Izbor vrednosti praga  $\gamma_\tau$  na osnovu koga se donosi odluka o promeni selektovane grane, značajna je sa stanovišta kvaliteta prijema. Za svaki set uslova u kanalu i karakteristika prijemnika, postoji optimalna vrednost praga po kriterijumu minimalne verovatnoće greške, maksimalnog kapaciteta kanala ili neke druge mere performansi sistema. SSC kombiner može biti realizovan sa fiksnim ili promenljivim pragom. Kombiner sa promenljivim pragom je složeniji za realizaciju i primenjuje se kod propagacionih okruženja gde je osim fedinga prisutan i efekat senke koji utiče na promenu srednje snage signala. Tu se prilikom izbora vrednosti praga  $\gamma_\tau$  osim trenutne vrednosti SNR-a koristi i srednji SNR u datom okruženju.

Iako su performanse SSC kombinera gore od onih kod SC tehnike, razlika u njima je mala pri malim vrednostima SNR-a, gde je doprinos diverziti sistema na performanse najizraženiji, pa SSC predstavlja veoma atraktivnu tehniku za implementaciju diverziti kombinovanja.

Primenjiva je kako pri koherentnim, tako i pri nekoherentnim i diferencijalno koherentnim postupcima detekcije [71].

#### 1.4.2.5. Višedimenzionalne diverziti tehnike

Višedimenzionalne tehnike diverziti prijema se baziraju na principu formiranja diverziti grana u dve ili više dimenzija čime se poboljšavaju performanse sistema (npr. kombinacija prostornog i *multipath* diverzitija kod WCDMA (*Wideband Code Division Multiple Access*) sistema gde se koriste antenski nizovi sa konvencionalnim *rake* prijemnikom). Takođe, veoma popularna dvodimenzionalna diverziti tehnika koja se koristi u propagacionim okruženjima u kojima je osim fedinga prisutan i efekat senke je kompozitno mikrodiverziti i makrodiverziti kombinovanje. Ovakav sistem se sastoji od  $N$  radio portova koji formiraju makroskopsku diverziti grupu. Da bi prevazišli efekat dugotrajnog slabljenja signala (efekta senke) selektuje se signal iz onog porta koji ima najveću vrednost srednjeg SNR-a. Pretpostavimo još da na svakom portu postoji  $L$  nezavisnih mikrodiverziti grana (kojima se eliminiše kratkotrajni feding) nad kojima je primenjena neka od osnovnih tehnika diverziti kombinovanja kao i da je slabljenje signala dovoljno sporo tako da se može smatrati konstantnim bar tokom jednog bitskog intervala. Uprošćena blok šema ovog sistema je prikazana na Sl.1.4.6.



Sl.1.4.6. Struktura višedimenzionog diverziti sistema.

## 1.5. Mere performansi sistema

Prilikom procene kvaliteta pojedinih telekomunikacionih sistema, koristiće se određene mere performansi koje opisuju ponašanje sistema zavisno od njegovih parametara. Biće dati izrazi za srednju vrednost SNR-a, verovatnoću prekida i verovatnoću greške. Na osnovu ovih veličina vršiće se komparativna analiza performansi više tipova prijemnika.

### 1.5.1. Odnos signal-šum

Osnovna mera performansi nekog digitalnog sistema je veličina odnosa signal-šum, koji se meri na izlazu predajnika, pri čemu je direktno povezana sa procesom detekcije signala. U AWGN kanalu SNR predstavlja odnos snage prijemnog signala  $P_r$  i snage šuma u frekvencijskom opsegu prijemnog signala. Ukoliko je frekvencijski opseg korisnog signala  $\tilde{s}(t)$  u osnovnom opsegu  $B$ , tada je opseg uskopojasnog emitovanog signala  $\tilde{x}(t)$ , jednak  $2B$ . Kako šum  $\tilde{n}(t)$  ima uniformnu spektralnu gustinu snage  $N_0/2$ , ukupna snaga šuma je  $N=BN_0$ , pa se dobija da je

$$\gamma = \frac{P_r}{BN_0}. \quad (1.111)$$

U digitalnom sistemu u kojem je prisutna interferenca, umesto SNR definiše se veličina odnos sigal-interferenca ili SIR (*Signal-to-Interference Ratio*), koji se definiše kao

$$SIR = \frac{P_r}{P_i}, \quad (1.112)$$

gde je  $P_i$  snaga interference.

SNR se često izražava preko energije signala po simbolu ili energije signala po bitu kao

$$\gamma = \frac{P_r}{BN_0} = \frac{E_s}{BN_0T_s} = \frac{E_b}{BN_0T_b}, \quad (1.113)$$

gde je  $T_s$  trajanje simbola, a  $T_b$  trajanje bita (u slučaju binarnih modulacija,  $M=2$  važi  $T_s=T_b$  i  $E_s=E_b$ ). Kako se, generalno može uzeti da je  $T_s=1/B$ , imaćemo da je  $\text{SNR/symbol}=E_s/N_0$ , odnosno  $\text{SNR/bit}=E_b/N_0$  kod binarnih modulacija. Veličine  $\gamma=E_s/N_0$  i  $\gamma_b=E_b/N_0$  se još nazivaju i SNR po simbolu (SNR/symbol) i SNR po bitu (SNR/bit), respektivno. Kod modulacija s više nivoa ( $M$ -arnih modulacija) odnos između  $\gamma$  i  $\gamma_b$  zavisi od načina preslikavanja bita u simbole, gde su u slučaju kada je energija simbola podjednako raspodeljena između svih bitova, pri čemu je korišćen Gray-ov kod, veza između ove dve veličine aproksimativno data kao  $\gamma = \log_2 M \cdot \gamma_b$ .

U kanalu sa fedingom kao mera performansi se koristi srednja vrednost SNR-a, gde se srednja vrednost odnosi na statističko usrednjavanje SNR-a po odgovarajućoj funkciji gustine verovatnoće, koja zavisi od vrste fedinga koji se javlja u kanalu. Matematičkim rečeno, ukoliko  $\gamma$  označava trenutnu vrednost SNR-a (koja je slučajna promenljiva usled prisustva fedinga) na izlazu prijemnika, tada je srednja vrednost SNR-a data kao

$$\gamma_0 = \int_0^{+\infty} \gamma p_\gamma(\gamma) d\gamma \quad (1.114)$$

gde  $p_\gamma(\gamma)$  označava funkciju gustine verovatnoće veličine  $\gamma$ .

Srednji SNR se, u odnosu na ostale mere performansi koje će biti navedene u nastavku, najlakše određuje i predstavlja odličan indikator celokupne pouzdanosti sistema.

### 1.5.2. Verovatnoća prekida

Mera performansi digitalnih sistema u kanalu sa fedingom koja se definiše kao verovatnoća da trenutna vrednost SNR-a  $\gamma$  signala na prijemu padne ispod određenog praga  $\gamma_\tau$ , odnosno matematički

$$P_{out} = P(\gamma < \gamma_\tau) = \int_0^{\gamma_\tau} p_\gamma(\gamma) d\gamma, \quad (1.115)$$

gde  $\gamma_\tau$  obično predstavlja minimalnu prihvatljivu vrednost  $\gamma$  za određene zahtevane performanse.

Verovatnoća prekida  $P_{out}$  u stvari predstavlja kumulativnu funkciju raspodele  $F_\gamma(\gamma)$  za vrednost  $\gamma = \gamma_\tau$ , pri čemu je veza sa funkcijom gustine verovatnoće  $p_\gamma(\gamma)$  data relacijom

$$p_\gamma(\gamma) = \frac{dF_\gamma(\gamma)}{d\gamma}. \quad (1.116)$$

### 1.5.3. Verovatnoća greške

Verovatnoća greške po bitu (BER – Bit Error Rate) ili po simbolu (SEP – Symbol Error Probability) se definiše kao odnos broja pogrešno primljenih (detektovanih) i ukupnog broja prenešenih bitova ili simbola, respektivno, i predstavlja meru performansi koja ponajviše oslikava ponašanje razmatranog sistema pri različitim uslovima, tako da je njeno izvođenje i dobijanje u zatvorenom obliku od velikog interesa. U kanalu sa fedingom, gde se pretpostavlja da je SNR po simbolu  $\gamma$  konstantno tokom trajanja simbola, srednja verovatnoća

greške  $P_s(E)$  se izračunava usrednjavanjem verovatnoće greške u AWGN kanalu  $P_s(E/\gamma)$  po svim vrednostima trenutnog SNR-a po simbolu  $p_\gamma(\gamma)$

$$P_s(E) = \int_0^{+\infty} P_s(E/\gamma) p_\gamma(\gamma) d\gamma. \quad (1.117)$$

Glavna teškoća prilikom izračunavanja srednjeg SEP-a se javlja u činjenici da uslovne (po fedingu) verovatnoće greške po simbolu predstavljaju nelinearne funkcije trenutne vrednosti SNR-a, pri čemu priroda nelinearnosti zavisi od primenjene modulacije i postupka detekcije u odgovarajućem sistemu.

## 2. Performanse jednokanalnih sistema pri neidealnoj ekstrakciji referentnog nosioca

### 2.1. Ekstrakcija referentnog nosioca iz nemodulisanog signala

#### 2.1.1. Detekcija MPSK signala u prisustvu Hoyt-ovog fedinga

U ovom odeljku razmatran je prenos BPSK i QPSK signala kroz kanal zahvaćen Hoyt-ovim fedingom. Analiza je sprovedena pod pretpostavkom da je ekstrakcija referentnog nosioca neidealna i vršena iz nemodulisanog signala.

Primenjujući osnovna pravila transformacije stohastičkih promenljivih [2], funkcija gustine verovatnoće trenutnog SNR-a po simbolu može se dobiti iz funkcije gustine verovatnoće envelope signala [3], [50], [103] kao:

$$p_{\gamma}(\gamma) = \frac{1}{\gamma_0 \sqrt{1-b^2}} \exp\left(-\frac{\gamma}{\gamma_0(1-b^2)}\right) I_0\left(\frac{b\gamma}{\gamma_0(1-b^2)}\right) \quad (2.1)$$

gde je  $\gamma_0$  srednji SNR po simbolu. Modifikovana Bessel-ova funkcija prve vrste nultog reda označena je sa  $I_0(\cdot)$ , dok je  $b$  Hoyt-ov parametar koji se kreće u granicama  $0 \leq b \leq 1$ . Veće vrednosti  $b$  odražavaju dublji feding.

Srednji SNR po simbolu može se izraziti u funkciji srednjeg SNR-a po bitu preko relacije  $\gamma_0 = \gamma_{0b} \log_2 M$ , pri čemu je sa  $M$  označen broj faznih nivoa.

Uslovna verovatnoća greške po bitu može se, u slučaju detekcije BPSK signala, predstaviti kao

$$P_e(\varphi, \gamma)_{BPSK} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{\gamma} \cos \varphi), \quad (2.2)$$

a u slučaju detekcije QPSK signala kao

$$P_e(\varphi, \gamma)_{QPSK} = \frac{1}{4} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{\gamma}{2}}(\cos \varphi - \sin \varphi)\right) + \frac{1}{4} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{\gamma}{2}}(\cos \varphi + \sin \varphi)\right). \quad (2.3)$$

Komplementarna funkcija greške označena je kao  $\operatorname{erfc}(\cdot)$ .

S obzirom da postoji određeno neslaganje između procenjene faze  $\hat{\psi}(t)$  i stvarne faze dolazećeg signala  $\psi(t)$ , u prijemniku dolazi do pojave fazne greške  $\varphi(t) = \psi(t) - \hat{\psi}(t)$ , čija funkcija gustine verovatnoće odgovara raspodeli Tikhonov-a [61], [80], [113]:

$$p_{\varphi}(\varphi) = \frac{e^{\gamma_{PLL} \cdot \cos \varphi}}{2\pi \cdot I_0(\gamma_{PLL})}, \quad -\pi \leq \varphi < \pi. \quad (2.4)$$

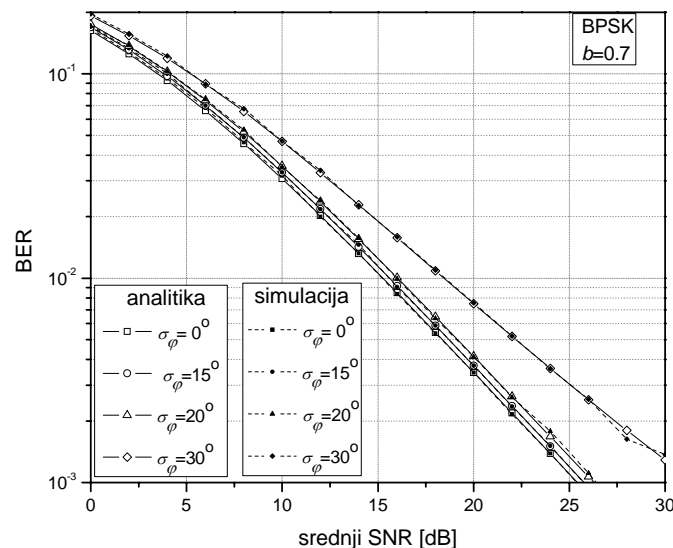
Parametar  $\gamma_{PLL}$  predstavlja SNR u PLL kolu i daje informaciju o preciznosti procene faze dolazećeg signala. Može se smatrati da važi  $\gamma_{PLL} = 1/\sigma_{\varphi}^2$ , gde je  $\sigma_{\varphi}$  standardna devijacija fazne greške [61], [80], [113].

Srednja verovatnoća greške po bitu u funkciji srednjeg SNR-a po bitu,  $\gamma_{0b}$ , dobija se iz izraza

$$P_e = \int_0^{+\infty} \int_{-\pi}^{\pi} P_e(\varphi, \gamma)_{BPSK, QPSK} p_{\varphi}(\varphi) p_{\gamma}(\gamma) d\varphi d\gamma. \quad (2.5)$$

Rezultati na slikama 2.1.1 i 2.1.2 odnose se na BPSK modulacioni format, dok rezultati na slikama 2.1.3 i 2.1.4 važe za QPSK modulacioni format. Svi prikazani rezultati, dobijeni numerički, potvrđeni su Monte Carlo simulacijama.

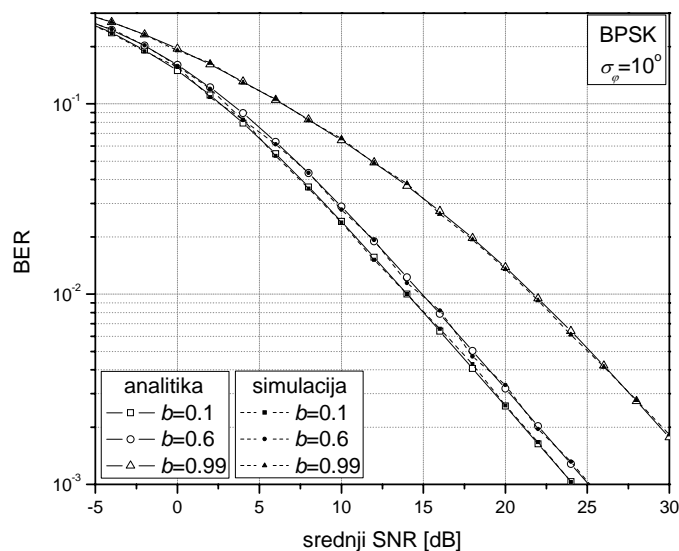
Na Sl.2.1.1 prikazana je verovatnoća greške po bitu u funkciji srednjeg SNR-a, za različite vrednosti standardne devijacije fazne greške  $\sigma_{\varphi}$ .



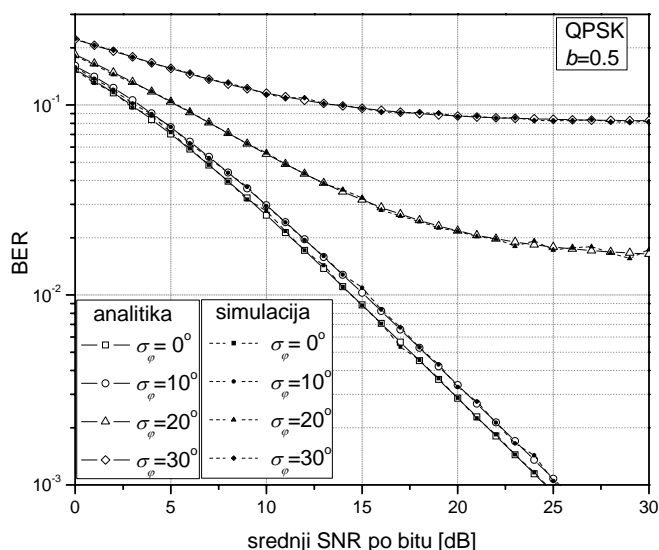
Sl. 2.1.1. BER u funkciji srednjeg SNR-a po bitu za različite vrednosti standardne devijacije fazne greške, u slučaju detekcije BPSK signala.

U slučaju BPSK detekcije, BER se kreće u opsegu manjih vrednosti. Sa povećanjem vrednosti  $\sigma_\varphi$ , verovatnoća greške po bitu raste, ali je uticaj ovog parametra značajniji tek kada njegova vrednost postane jako velika.

Na Sl.2.1.2 može se pratiti uticaj Hoyt-ovog parametra  $b$  na verovatnoću greške po bitu, u slučaju detekcije BPSK signala. Povećanje vrednosti parametra  $b$  negativno utiče na performanse sistema, tj. dovodi do porasta verovatnoće greške po bitu.



Sl.2.1.2. BER u funkciji srednjeg SNR-a po bitu za različite vrednosti Hoyt-ovog parametra  $b$ , u slučaju detekcije BPSK signala.

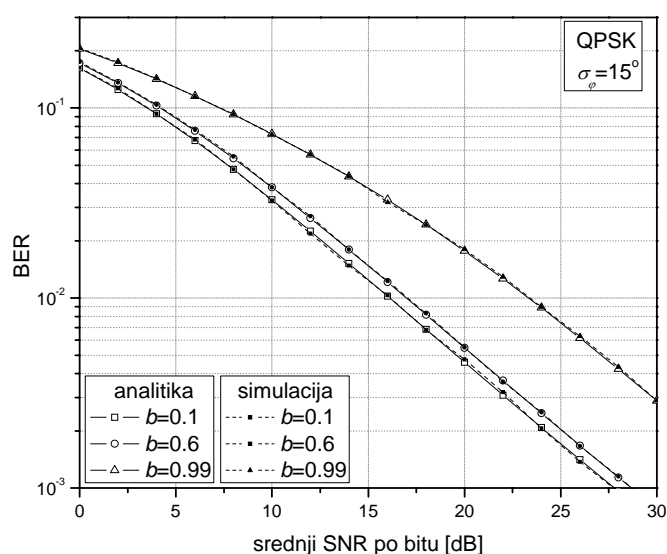


Sl.2.1.3. BER u funkciji srednjeg SNR-a po bitu za različite vrednosti standardne devijacije fazne greške, u slučaju detekcije QPSK signala.



Na Sl.2.1.3 prikazana je verovatnoća greške po bitu u funkciji srednjeg SNR-a po bitu, za različite vrednosti standardne devijacije fazne greške  $\sigma_\varphi$ , za slučaj detekcije QPSK signala. Sa povećanjem vrednosti  $\sigma_\varphi$ , verovatnoća greške po bitu raste. Može se primetiti da veće vrednosti  $\sigma_\varphi$  dovode do pojave neotklonjive greške. Tada povećanje srednjeg odnosa signal-šum ne dovodi do daljeg smanjenja BER-a. To se dešava zato što neki primljeni biti, usled jako velike fazne greške u PLL kolu, mogu biti pogrešno detektovani, čak i kada je snaga aditivnog belog Gauss-ovog šuma bliska nuli.

Na Sl.2.1.4 može se pratiti uticaj Hoyt-ovog parametra  $b$  na verovatnoću greške po bitu, u slučaju detekcije QPSK signala.



Sl.2.1.4. BER u funkciji srednjeg SNR-a po bitu za različite vrednosti Hoyt-ovog parametra  $b$ , u slučaju detekcije QPSK signala.

Povećanje vrednosti parametra  $b$  dovodi do porasta verovatnoće greške po bitu.

Prethodna analiza se može uopštiti razmatranjem prenosa MPSK signala kroz kanal sa Hoyt-ovim fedingom. Feding se smatra statistički nezavisnim od simbola do simbola i konstantnim za vreme trajanja jednog simbola. Neka  $\psi$  predstavlja fazu primljenog signala, zahvaćenog Hoyt-ovim fedingom i aditivnim belim Gauss-ovim šumom. Uslovni PDF te faze po odnosu signal-šum po simbolu,  $\gamma$ , može se razviti u Fourier-ov red [52], [83] kao

$$p(\psi|\gamma) = \frac{1}{2\pi} + \sum_{n=1}^{\infty} a_n(\gamma) \cos(n\psi), \quad |\psi| \leq \pi \quad (2.6)$$

gde su Fourier-ovi koeficijenti  $a_n(\gamma)$

$$a_n(\gamma) = \frac{\Gamma(n/2+1)}{n!\pi} \gamma^{n/2} \exp(-\gamma) {}_1F_1(n/2+1; n+1; \gamma). \quad (2.7)$$

Sa  $\Gamma(\cdot)$  je označena Gamma funkcija, a sa  ${}_1F_1(\cdot; \cdot; \cdot)$  konfluentna hipergeometrijska funkcija.

Znajući PDF trenutnog SNR-a po simbolu  $\gamma$  u Hoyt-ovom fading kanalu (2.1), srednji PDF faze primljenog signala se može odrediti kao

$$p(\psi) = \int_0^{\infty} p(\psi|\gamma) p_\gamma(\gamma) d\gamma. \quad (2.8)$$

Zamenjujući (2.6), (2.7) i (2.1) u (2.8) i koristeći relaciju [45, j. 03.02.06.0002.01]

$$I_\nu(z) = \sum_{j=0}^{\infty} \frac{1}{\Gamma(\nu+j+1)j!} \left(\frac{z}{2}\right)^{2j+\nu}, \quad (2.9)$$

može se dobiti

$$p(\psi) = \frac{1}{2\pi} + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \cos(n\psi), \quad (2.10)$$

gde je

$$b_n = \frac{1}{\gamma_0 \sqrt{1-b^2}} \frac{\Gamma(n/2+1)}{n!\pi} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{1}{j!\Gamma(j+1)} \left(\frac{b}{2}\right)^{2j} \frac{(\gamma_0(1-b^2))^{1+n/2} \Gamma(n/2+2j+1)}{(\gamma_0(1-b^2)+1)^{1+n/2+2j}} \times {}_2F_1\left(\frac{n}{2}+2j+1; \frac{n}{2}+1; n+1; \frac{\gamma_0(1-b^2)}{\gamma_0(1-b^2)+1}\right). \quad (2.11)$$

${}_2F_1(\cdot; \cdot; \cdot)$  je Gauss-ova hipergeometrijska funkcija. Može se reći da je (2.10) u obliku beskonačnog reda koji brzo konvergira. Naime, s obzirom na to da beskonačni red u (2.9) vrlo brzo konvergira (zbir prvih šest članova daje tačnost na 9 decimala), konvergencija (2.10) praktično zavisi od sume po  $n$ . Ova suma, pak, daje tačnost od 5 decimala za konačnu vrednost  $p(\psi)$  kada se uzme 24 prva njena člana.

Pod pretpostavkom da je neidealna procena faze referentnog nosioca izvršena iz nemodulisanog nosioca, PDF fazne greške prati Tikhonov-ljevu raspodelu koja je data sa (2.4). Da bi se ovaj izraz upotrebio prilikom izračunavanja verovatnoće greške po simbolu kod detekcije MPSK signala, potrebno je predstaviti (2.4) u obliku Fourier-ovog reda [51]

$$p(\varphi) = \frac{1}{2\pi} + \sum_{m=1}^{\infty} \frac{I_m(\gamma_L)}{\pi I_0(\gamma_L)} \cos(m\varphi). \quad (2.12)$$

Uslovni SEP se može izraziti kao

$$P_S(\varphi) = 1 - \int_{-\pi/M+\varphi}^{\pi/M+\varphi} p(\psi) d\psi = 1 - \frac{1}{M} - \sum_{n=1}^{+\infty} \frac{2}{n} b_n \sin \frac{n\pi}{M} \cos n\varphi, \quad (2.13)$$

a odatle se i srednji SEP može izračunati kao

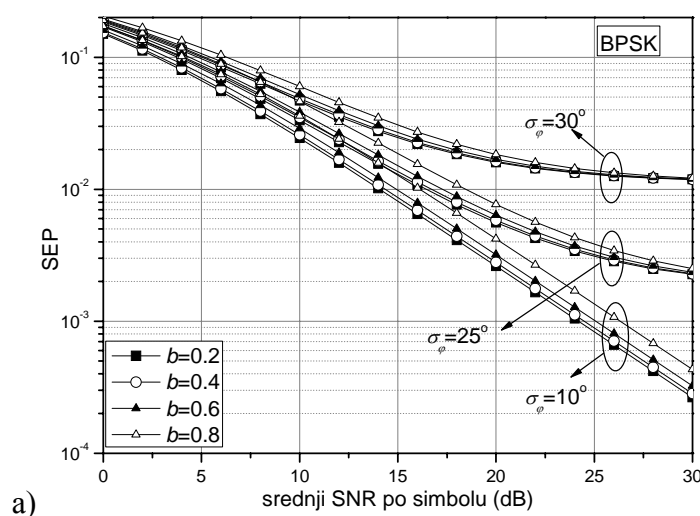
$$P_S = \int_{-\pi}^{\pi} P_S(\varphi) p(\varphi) d\varphi. \quad (2.14)$$

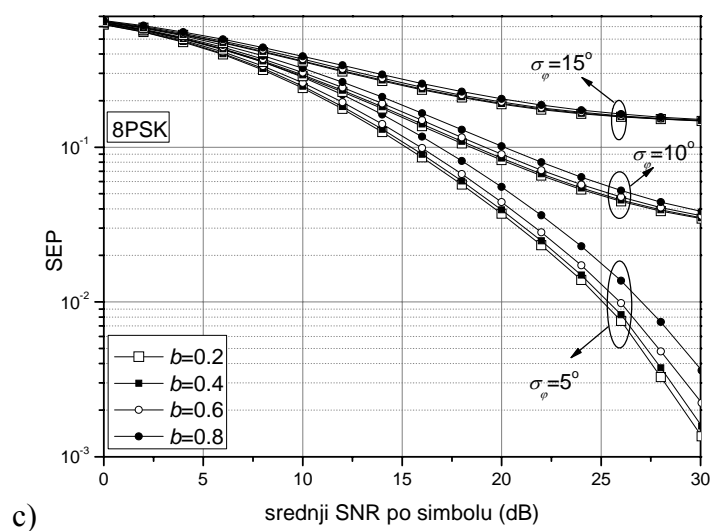
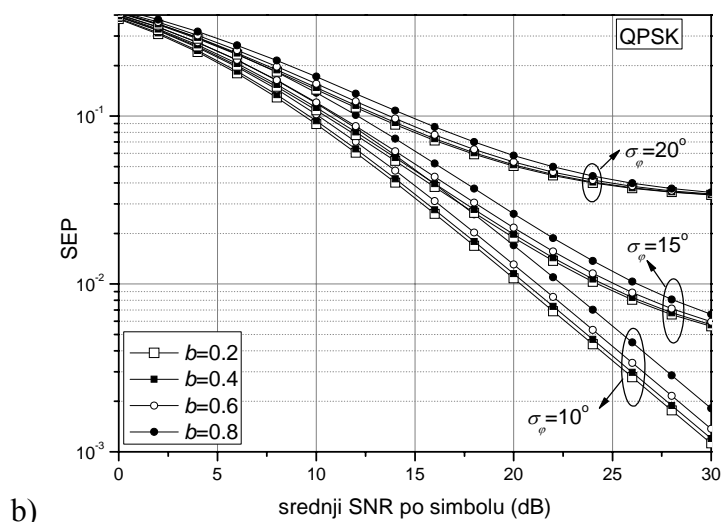
Posle smene (2.12) i (2.13), (2.14) postaje

$$P_S = 1 - \frac{1}{M} - \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2}{n} b_n \frac{I_n(\gamma_{PLL})}{I_0(\gamma_{PLL})} \sin \left( \frac{n\pi}{M} \right). \quad (2.15)$$

Srednji SEP (2.15) je u obliku beskonačne sume koja brzo konvergira (naročito  $I_n(\gamma_{PLL})/I_0(\gamma_{PLL})$ , s obzirom na činjenicu da figurše Bessel-ova funkcija  $I_n(\cdot)$ ).

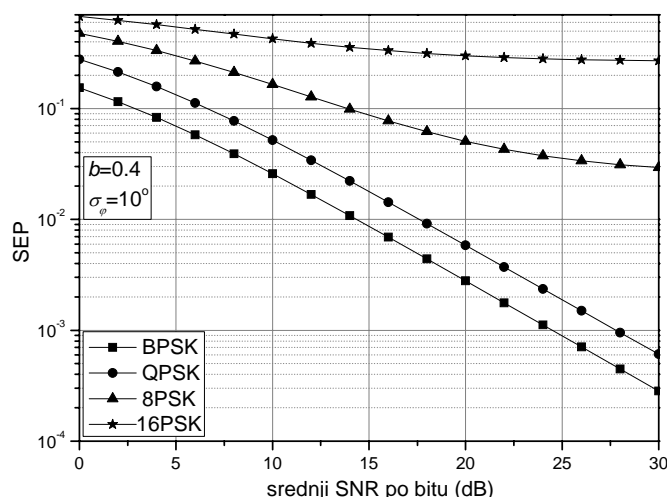
Na Sl.2.1.5 prikazan je uticaj standardne devijacije fazne greške  $\sigma_\varphi$ , kao i uticaj Hoyt-ovog parametra  $b$  na srednju verovatnoću greške po simbolu za slučaj detekcije a) BPSK, b) QPSK i c) 8PSK signala, respektivno. Može se primetiti da veće vrednosti  $\sigma_\varphi$  dovode do pojave neotklonjive greške. Tada povećanje srednjeg odnosa signal-šum ne dovodi do daljeg smanjenja SEP-a. Što se tiče parametra fedinga  $b$ , njegove veće vrednosti odnose se na dublji feding, pa stoga kvare performanse sistema. Međutim, u slučaju jako velikih vrednosti  $\sigma_\varphi$  i prisustva neotklonjive greške, uticaj parametra  $b$  postaje zanemarljiv (sve krive se stapaju u jednu).





Sl.2.1.5. Uticaj standardne devijacije fazne greške na detekciju a) BPSK, b) QPSK signala, c) 8PSK signala.

Na Sl.2.1.6 prikazana je srednja verovatnoća greške po simbolu u funkciji srednjeg SNR-a za različite modulacione formate primljenog signala. Standardna devijacija fazne greške ima vrednost  $\sigma_\varphi = 10^\circ$ , a fading parametar  $b=0.4$ . Povećanje broja modulacionih nivoa donosi veću verovatnoću greške. Već za broj modulacionih nivoa veći od 4, u zadatim propagacionim uslovima (b) i za zadati kvalitet prijemnika ( $\sigma_\varphi$ ), dolazi do pojave neotklonjive greške.



Sl.2.1.6. Verovatnoća greške po simbolu pri detekciji različitih modulacionih formata.

## 2.1.2 Detekcija BPSK i QPSK signala u prisustvu kompozitnog $K_G$ fedinga

U ovom odeljku razmatra se prenos BPSK i QPSK signala kroz kanal sa kompozitnim  $K_G$  fedingom. Gustina verovatnoće trenutnog odnosa signal-šum u kanalu zahvaćenim kompozitnim fedingom ima sledeći oblik

$$p_\gamma(\gamma) = \frac{2}{\Gamma(m_m)\Gamma(m_s)} \left( \frac{m_m m_s}{\gamma_0} \right)^{\frac{m_m+m_s}{2}} \gamma^{\frac{m_m+m_s}{2}-1} K_{m_s-m_m} \left( 2\sqrt{\gamma \frac{m_m m_s}{\gamma_0}} \right), \quad (2.16)$$

gde je  $K_\beta(\cdot)$  modifikovana Bessel-ova funkcija druge vrste reda  $\beta$  [7], a  $\gamma_0$  srednji SNR po simbolu. I ovde se može primeniti relacija koja povezuje srednji SNR po simbolu i po bitu:  $\gamma_0 = \gamma_{0b} \log_2 M$ , gde  $M$  označava broj faznih nivoa i uzima vrednost  $M=2$  kod BPSK i  $M=4$  kod QPSK signala. Parametar brzog Nakagami- $m$  fedinga označen je sa  $m_m$  i što je njegova vrednost veća, to je dubina fedinga manja. Njegove vrednosti kreću se u opsegu  $0.5 \leq m_m < +\infty$ . Parametar senke označen je sa  $m_s > 0$ . Što je njegova vrednost veća, to je intenzitet senke manji.

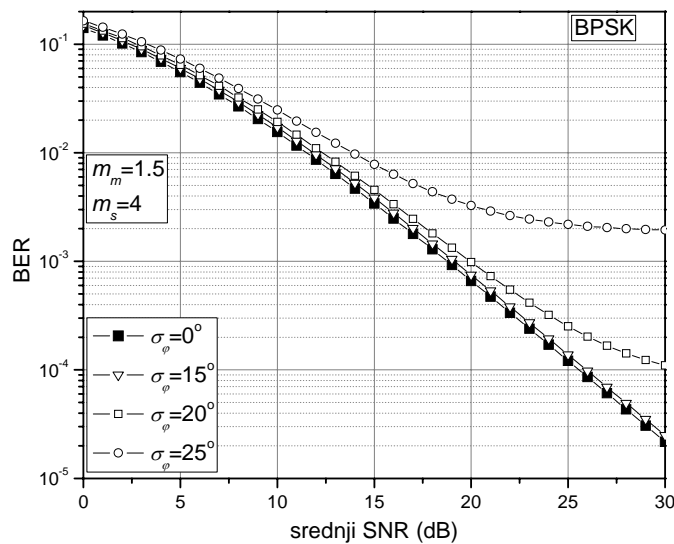
Neslaganje koje postoji između procenjene faze  $\hat{\psi}(t)$  i stvarne faze dolazećeg signala  $\psi(t)$ , u prijemniku dovodi do pojave fazne greške  $\varphi(t) = \psi(t) - \hat{\psi}(t)$ . Ovde su učinjene uobičajene pretpostavke: feding u kanalu je dovoljno spor da bi se primenila koherentna detekcija i promene faze su takođe dovoljno spore da se faza može smatrati konstantnom u toku trajanja jednog bitskog intervala. Kako je procena faze vršena iz nemodulisanog signala u PLL kolu prvog reda, a šum u PLL-u smatran Gauss-ovim, funkcija gustine verovatnoće fazne greške odgovara raspodeli Tikhonov-a, j. (2.4).

Koristeći izraze za uslovne verovatnoće greške pri BPSK i QPSK detekciji, (2.2) i (2.3), respektivno, kao i (2.4) i (2.16), može se izračunati srednja verovatnoća greške po bitu kao

$$P_e = \int_0^{+\infty} \int_{-\pi}^{\pi} P_e(\varphi, \gamma)_{BPSK, QPSK} p_\varphi(\varphi) p_\gamma(\gamma) d\varphi d\gamma. \quad (2.17)$$

Numerički rezultati koji slede, dobijeni su korišćenjem (2.17) i potvrđeni Monte Carlo simulacijama.

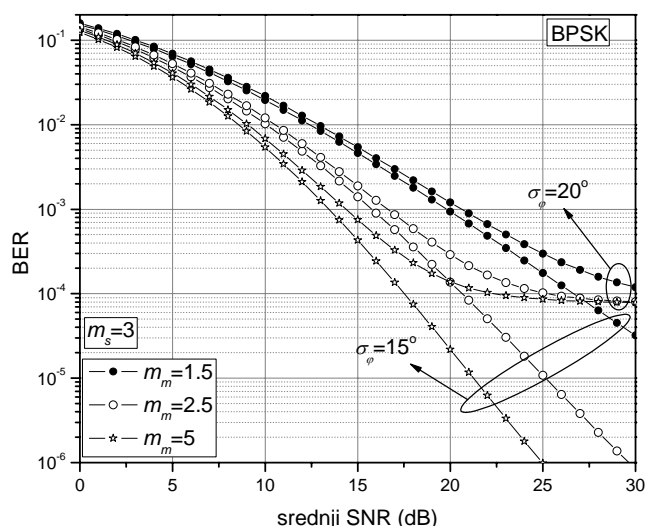
Rezultati na slikama 2.1.7 do 2.1.10 odnose se na BPSK modulacioni format, dok rezultati na slikama 2.1.11 do 2.1.14 važe za QPSK modulacioni format. Na Sl.2.1.7 prikazan je uticaj standardne devijacije fazne greške na performanse prijemnika BPSK signala.



Sl.2.1.7. Verovatnoća greške u funkciji srednjeg odnosa signal-šum za različite vrednosti standardne devijacije fazne greške.

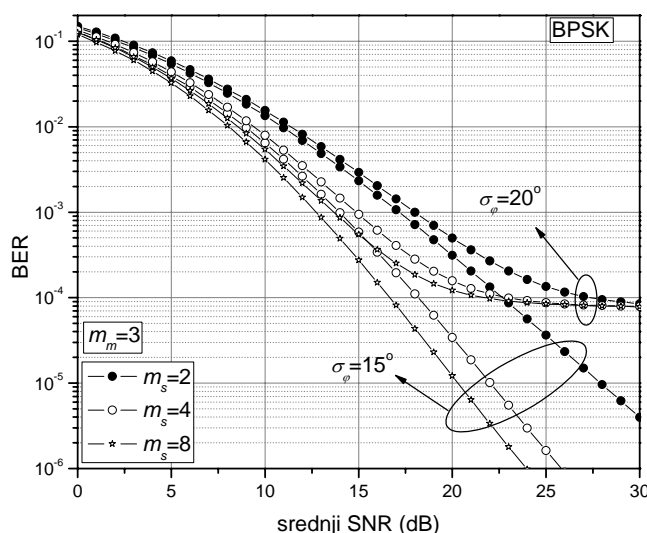
Može se primetiti fazna greška, standardne devijacije veće ili jednake  $20^\circ$ , dovodi do pojave neotklonjive greške. U oblasti velikih vrednosti SNR-a, sa daljim porastom ove veličine neotklonjiva greška ostaje konstantna i zavisi samo od standardne devijacije fazne greške.

Na Sl.2.1.8 prikazan je uticaj dubine fedinga na performanse parcijalno koherentnog prijemnika BPSK signala. Može se pratiti značajno opadanje verovatnoće greške sa porastom vrednosti parametra fedinga  $m_m$  (opadanje dubine fedinga).



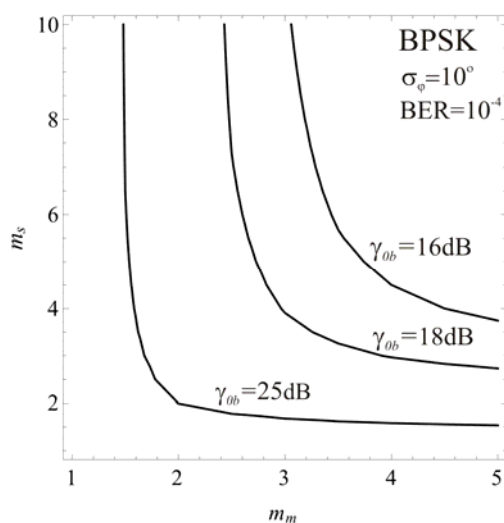
Sl.2.1.8. Verovatnoća greške u funkciji srednjeg odnosa signal-šum za različite vrednosti parametra fedinga  $m_m$ .

Na Sl.2.1.9 prikazan je uticaj senke na performanse parcijalno koherentnog prijemnika BPSK signala. Može se primetiti da efekat senke značajno utiče na verovatnoću greške. Na primer, u slučaju kada je  $\sigma_\varphi = 15^\circ$  i  $\gamma_{0b} = 20\text{dB}$ , za vrednost parametra senke  $m_s = 8$  (slab intenzitet senke) postiže se verovatnoća greške od oko  $1.19 \times 10^{-4}$ , a za vrednost  $m_s = 2$  (intenzivan efekat senke) postiže se  $5.19 \times 10^{-4}$ . Takođe treba primetiti da sa porastom vrednosti  $m_s$  performanse prijemnika postaju manje osetljive na promenu samog tog parametra.



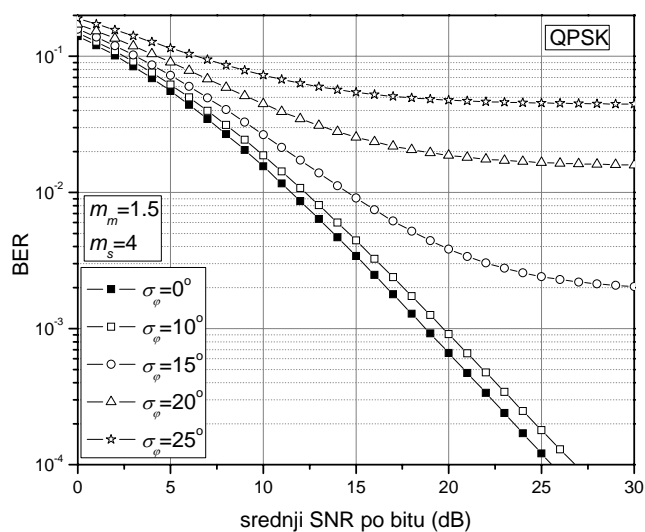
Sl.2.1.9. Verovatnoća greške u funkciji srednjeg odnosa signal-šum za različite vrednosti parametra fedinga  $m_s$ .

Slika 2.1.10 prikazuje vrednosti srednjeg SNR-a na prijemu, potrebne za postizanje verovatnoće greške od  $10^{-4}$ , za jednu određenu vrednost standardne devijacije faznog šuma i za različite dubine fedinga i intenzitete efekta senke. Ovo je jako značajno prilikom projektovanja telekomunikacionih sistema, jer se na osnovu uslova u propagacionom okruženju i karakteristika kola za ekstrakciju referentnog nosioca u prijemniku može odrediti minimalna neophodna vrednost SNR-a na ulazu prijemnika. Na primer, pri  $\sigma_\varphi=10^\circ$ ,  $m_m=3$  i  $m_s=4$ , minimalna neophodna vrednost SNR-a iznosi 18dB.



Sl.2.1.10. Potrebne vrednosti srednjeg SNR-a da bi se postigao BER od  $10^{-4}$ .

Na Sl.2.1.11 prikazan je uticaj standardne devijacije fazne greške na performanse prijemnika QPSK signala.

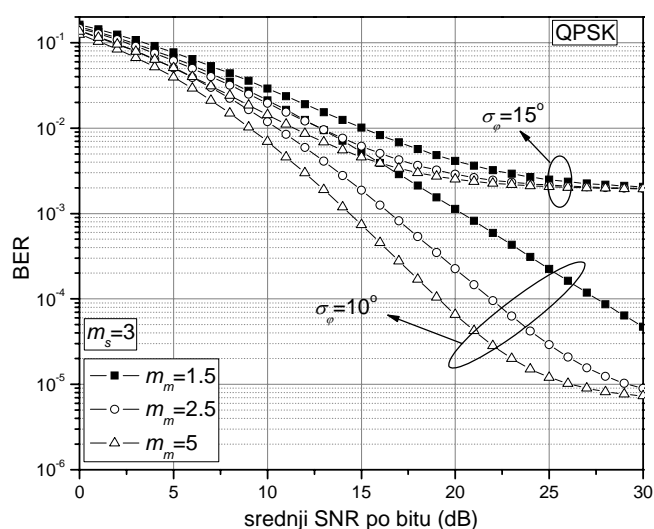


Sl.2.1.11. Verovatnoća greške u funkciji srednjeg odnosa signal-šum za različite vrednosti standardne devijacije fazne greške.



Može se primetiti da i u ovom slučaju fazna greška koja je posledica neidealne ekstrakcije referentnog nosioca, dovodi do pojave neotklonjive greške. U oblasti velikih vrednosti SNR-a, sa daljim porastom ove veličine verovatnoća greške ostaje konstantna i zavisi samo od standardne devijacije fazne greške.

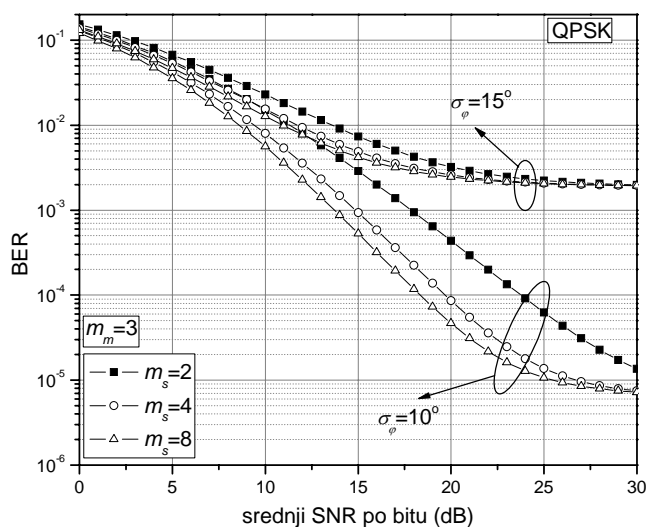
Na Sl.2.1.12 prikazan je uticaj dubine fedinga na performanse parcijalno koherentnog prijemnika QPSK signala. Može se pratiti opadanje verovatnoće greške sa porastom vrednosti parametra fedinga  $m_m$  (opadanje dubine fedinga).



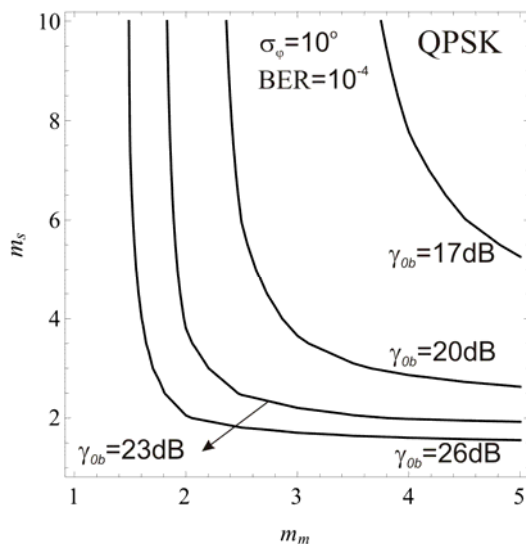
Sl.2.1.12. Verovatnoća greške u funkciji srednjeg odnosa signal-šum za različite vrednosti parametra fedinga  $m_m$ .

Na Sl.2.1.13 prikazan je uticaj senke na performanse parcijalno koherentnog prijemnika QPSK signala. Može se primetiti da efekat senke značajno utiče na verovatnoću greške. Na primer, u slučaju kada je  $\sigma_\phi = 10^\circ$  i  $\gamma_{ob} = 20\text{dB}$ , za vrednost parametra senke  $m_s = 8$  (slabo osenčavanje) postiže se verovatnoća greške od  $4.62 \times 10^{-5}$ , a za vrednost  $m_s = 2$  (intenzivan efekat senke) postiže se  $4.47 \times 10^{-4}$ . Takođe treba primetiti da sa porastom vrednosti  $m_s$  performanse prijemnika postaju manje osetljive na promenu samog tog parametra.

Slika 2.1.14 prikazuje vrednosti srednjeg SNR-a na prijemu, potrebne za postizanje verovatnoće greške od  $10^{-4}$ , za različite dubine fedinga i intenzitete efekta senke. Standardna devijacija fazne greške u prikazanom slučaju iznosi  $\sigma_\phi = 10^\circ$ . Može se očitati da, na primer, pri  $m_m = 2$  i  $m_s = 4$ , minimalna neophodna vrednost SNR-a iznosi 23dB.



Sl.2.1.13. Verovatnoća greške u funkciji srednjeg odnosa signal-šum za različite vrednosti parametra fedinga  $m_s$ .



Sl.2.1.14. Potrebne vrednosti srednjeg SNR-a da bi se postigao BER od  $10^{-4}$ .

## 2.2. Ekstrakcija referentnog nosioca iz modulisanog nosioca

### 2.2.1. Detekcija BPSK i QPSK signala u prisustvu Rice-ovog fedinga

U ovom odeljku razmatra se prenos i detekcija BPSK i QPSK signala u kanalu zahvaćenim Rice-ovim fedingom. Analiza je sprovedena pod pretpostavkom da je ekstrakcija referentnog nosioca neidealna i vršena iz modulisanog signala. Funkcija gustine verovatnoće trenutnog odnosa signal-šum u Rice-ovom kanalu ima oblik

$$p_\gamma(\gamma) = \frac{1+K}{\gamma_0} e^{-K-(1+K)\frac{\gamma}{\gamma_0}} I_0\left(2\sqrt{\frac{\gamma}{\gamma_0}K(K+1)}\right), \quad (2.18)$$

gde je  $K$  Rice-ov parametar. Srednji SNR po simbolu označen je sa  $\gamma_0$ . I ovde se može primeniti relacija koja povezuje srednji SNR po simbolu i po bitu:  $\gamma_0 = \log_2 M \cdot \gamma_{0b}$ , gde je  $\gamma_{0b}$  srednji SNR po bitu, a  $M$  broj faznih nivoa.  $I_0(\cdot)$  predstavlja modifikovanu Bessel-ovu funkciju prve vrste nultog reda. Kao specijalan slučaj Rice-ove raspodele može se dobiti Rayleigh-jeva raspodela kada je  $K=0$ .

Aditivni beli Gauss-ov šum nulte srednje vrednosti i varijanse  $\sigma^2=N_0/2$  pridružuje se korisnom signalu koji se prostire kroz kanal s Rice-ovim fadingom. Slično kao u [69], uslovna verovatnoća greške po bitu može se u slučaju detekcije QPSK signala predstaviti kao

$$P_b(\varphi, \gamma)_{QPSK} = \frac{1}{4} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{\gamma}{2}}(\cos \varphi - \sin \varphi)\right) + \frac{1}{4} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{\gamma}{2}}(\cos \varphi + \sin \varphi)\right). \quad (2.19)$$

dok je prilikom detekcije BPSK signala uslovna verovatnoća greške data pomoću izraza

$$P_b(\varphi, \gamma)_{BPSK} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{\gamma} \cos \varphi). \quad (2.20)$$

Trenutni SNR po simbolu je  $\gamma$ . Komplementarna funkcija greške označena je sa  $\operatorname{erfc}(\cdot)$ , a  $\varphi$  predstavlja faznu grešku koja nastaje kao razlika između stvarne faze primljenog signala i procenjene faze u PLL kolu. Ova fazna greška je posledica neidealne ekstrakcije referentnog nosioca, stohastička je veličina i prati Tikhonov-ljevu raspodelu [69], [113]. PDF fazne greške se može napisati kao [69], [113]

$$p_\varphi(\varphi / \gamma) = \frac{M \exp(\gamma_{eq}(\gamma) \cos(M\varphi))}{2\pi I_0(\gamma_{eq}(\gamma))}, \quad -\pi / M \leq \varphi < \pi / M \quad (2.21)$$

gde je  $\gamma_{eq}(\gamma)$  ekvivalentni SNR u PLL kolu, data kao

$$\gamma_{eq}(\gamma) = \frac{\gamma_{PLL}(\gamma) S_L(\gamma)_{BPSK \text{ ili } QPSK}}{M^2}. \quad (2.22)$$

SNR u PLL kolu,  $\gamma_{PLL}(\gamma)$ , je

$$\gamma_{PLL}(\gamma) = \frac{\gamma}{B_L T_b \log_2 M}, \quad (2.23)$$

gde je  $B_L T_b$  proizvod širine propusnog opsega petlje i trajanja jednog bita, a  $S_L(\gamma)_{QPSK}$  predstavlja gubitke u petlji. U slučaju detekcije QPSK signala, za velike vrednosti odnosa signal-šum (HV–*high values*) ovi gubici se mogu odrediti pomoću izraza [69], [70]

$$S_L(\gamma)_{QPSK} = \frac{\left( \operatorname{erf}\left(\sqrt{\gamma/2}\right) - 2\sqrt{\frac{\gamma}{2\pi}} \exp\left(-\frac{\gamma}{2}\right) \right)^2}{1 + \gamma - 2\left( \sqrt{\frac{\gamma}{2}} \operatorname{erf}\left(\sqrt{\frac{\gamma}{2}}\right) + \frac{1}{\sqrt{\pi}} \exp\left(-\frac{\gamma}{2}\right) \right)^2}, \quad (2.24)$$

dok se za male vrednosti SNR-a (LV–*low values*) ovi gubici mogu odrediti na osnovu izraza

$$S_L(\gamma)_{QPSK} = \left( 1 + \frac{9}{2\gamma} + \frac{3}{2(\gamma/2)^2} + \frac{3}{16(\gamma/2)^3} \right)^{-1}. \quad (2.25)$$

U slučaju detekcije BPSK signala gubici u petlji za male vrednosti SNR-a (LV–*low values*) se određuju na osnovu [70], [113]

$$S_L(\gamma)_{BPSK} = \frac{2\gamma}{1 + 2\gamma}. \quad (2.26)$$

S obzirom na činjenicu da je  $S_L(\gamma)_{BPSK, QPSK}$  funkcija trenutnog SNR-a, srednji gubici u petlji se mogu dobiti usrednjavanjem po svim vrednostima  $\gamma$  i  $\varphi$

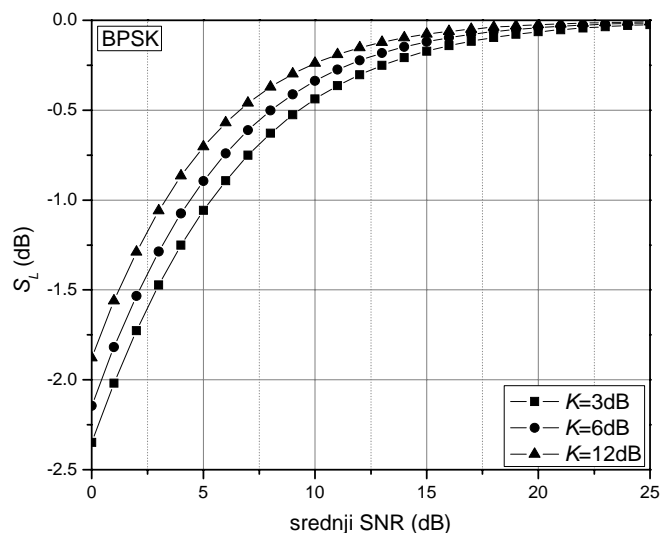
$$S_{L|BPSK, QPSK} = \int_0^{+\infty} S_L(\gamma)_{BPSK, QPSK} p_\gamma(\gamma) d\gamma. \quad (2.27)$$

Znajući (2.18), (2.19), (2.21), srednja verovatnoća greške po bitu dobija se kao

$$P_{b|BPSK, QPSK} = \int_0^{+\infty} \int_{-\pi/M}^{\pi/M} P_b(\varphi, \gamma)_{BPSK, QPSK} p_\gamma(\gamma) p_\varphi(\varphi)_{BPSK, QPSK} d\varphi d\gamma. \quad (2.28)$$

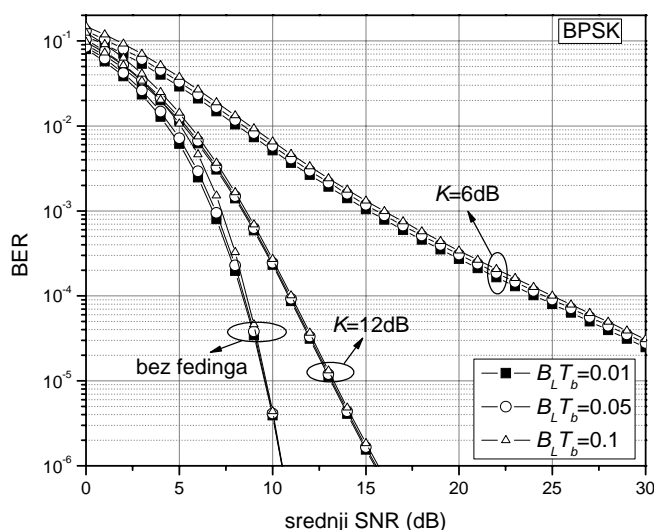
Rezultati na slikama 2.2.1 do 2.2.3 odnose se na BPSK modulacioni format, dok rezultati na slikama 2.2.4 do 2.2.7 važe za QPSK modulacioni format.

Srednji gubici u petlji za različite vrednosti Rajsovog parametra  $K$  prikazani su na Sl.2.2.1 za slučaj detekcije BPSK signala. Sa porastom dubine fedinga (smanjenjem vrednosti parametra  $K$ ) gubici rastu, što je naročito izraženo pri malim vrednostima srednjeg SNR-a po bitu.



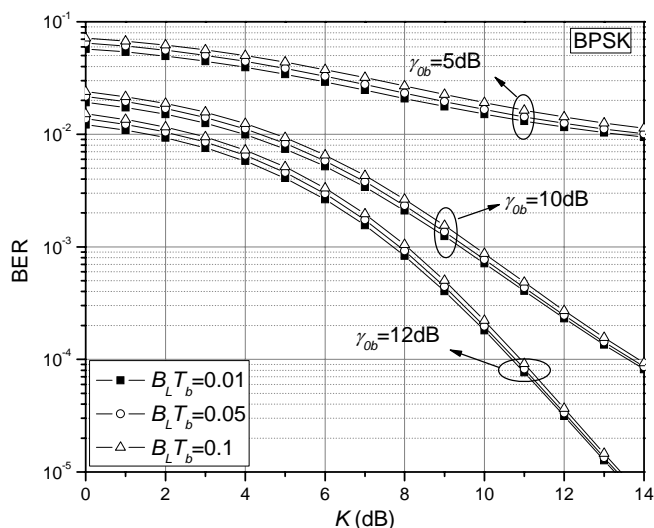
Sl.2.2.1. Srednji gubici u petlji u slučaju detekcije BPSK signala.

Na Sl.2.2.2 prikazana je srednja verovatnoća greške u funkciji  $\gamma_{0b}$ , za različite vrednosti parametara  $K$  i  $B_L T_b$ , u slučaju detekcije BPSK signala. Sa porastom vrednosti  $B_L T_b$  blago raste i verovatnoća greške, dok sa porastom vrednosti  $K$ , BER opada. Na primer, da bi se zadržala verovatnoća greške po bitu  $BER=10^{-4}$ , ukoliko se  $B_L T_b$  promeni od 0.01 do 0.1, za  $K=6dB$ , potrebno je obezbediti za 0.9dB veću vrednost  $\gamma_{0b}$ , dok je za  $K=12dB$  neophodna  $\gamma_{0b}$  gotovo ista za sve vrednosti  $B_L T_b$ . Može se primetiti da za  $K=6dB$ , čak ni vrednost  $\gamma_{0b}$  od 30dB ne može da spusti verovatnoću greške ispod vrednosti  $10^{-5}$ .



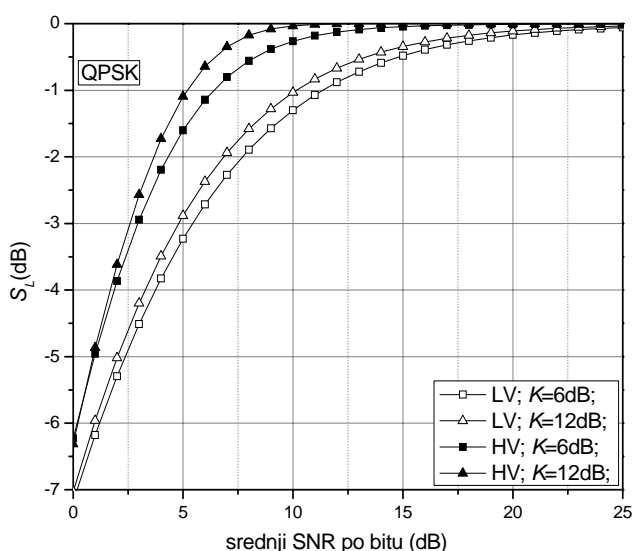
Sl.2.2.2. Srednji BER u funkciji srednjeg SNR-a, za različite vrednosti Rice-ovog parametra  $K$  u slučaju detekcije BPSK signala.

Na Sl.2.2.3 data je srednja verovatnoća greške u funkciji parametra fedinga  $K$ , za slučaj detekcije BPSK signala. Srednji SNR po bitu  $\gamma_{ob}$  i proizvod širine propusnog opsega petlje i trajanja jednog bita  $B_L T_b$  su korišćeni kao parametri. Može se uočiti da vrednost verovatnoće greške blago raste sa porastom  $B_L T_b$ , naročito u slučaju većih vrednosti parametra  $K$ .



Sl.2.2.3. Srednji BER u funkciji  $K$ , u slučaju detekcije BPSK signala (upotreba izraza za male vrednosti SNR-a).

Srednji gubici u petlji za različite vrednosti Rice-ovog parametra  $K$  prikazani su na Sl.2.2.4 za slučaj detekcije QPSK signala.

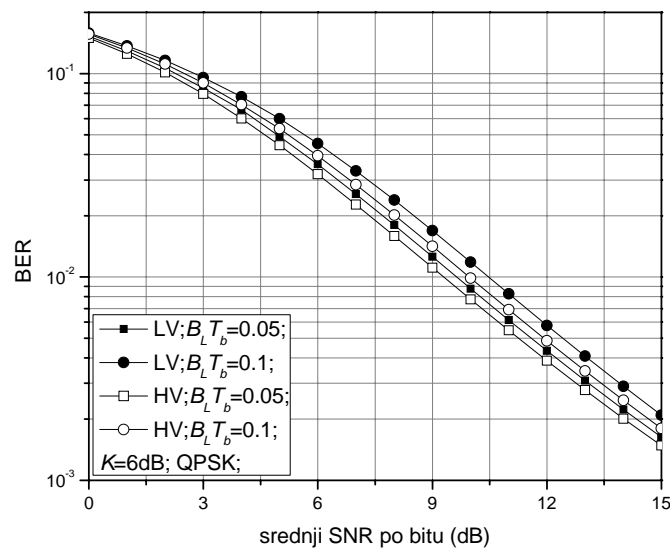


Sl.2.2.4. Srednji gubici u petlji u slučaju detekcije QPSK signala.

Pri malim vrednostima srednjeg SNR-a po bitu  $\gamma_{ob}$  srednji gubici u petlji naglo rastu sa porastom dubine fedinga (smanjenjem vrednosti parametra  $K$ ). Na slici su prikazani rezultati

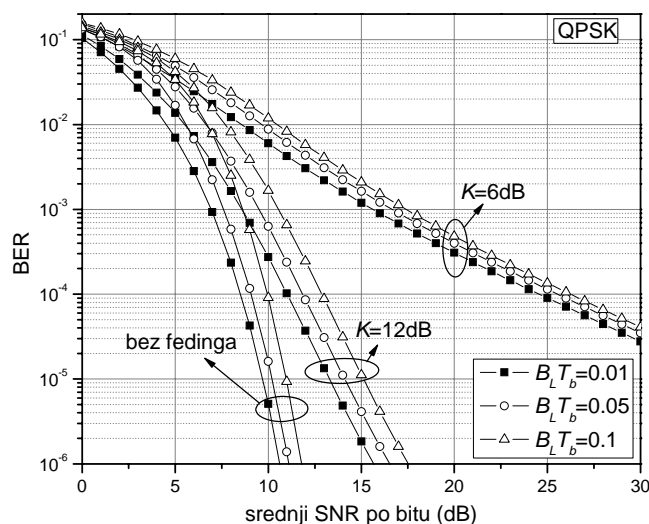
dobijeni korišćenjem izraza pogodnog za male i izraza za velike vrednosti srednjeg ulaznog SNR-a po bitu. Najveće razlike među dobijenim rezultatima nastaju u opsegu vrednosti  $\gamma_{ob}$  od 2dB do 12dB. S obzirom na to da upotreba izraza za male vrednosti SNR-a daje pesimističnije rezultate, a da je opseg posmatranih SNR vrednosti prilično širok (0dB–30dB), u daljoj analizi biće razmatran upravo ovaj slučaj.

Na Sl.2.2.5 mogu se detaljnije pratiti razlike koje unosi upotreba izraza pogodnih za male, odnosno za velike vrednosti ulaznog SNR-a po bitu pri detekciji QPSK signala. Razmatrana je srednja verovatnoća greške u funkciji  $\gamma_{ob}$ . Vrednost Rajsovog parametra je  $K=6dB$ . Može se primetiti da su ove razlike izraženije u slučaju većih vrednosti  $B_L T_b$  parametra.



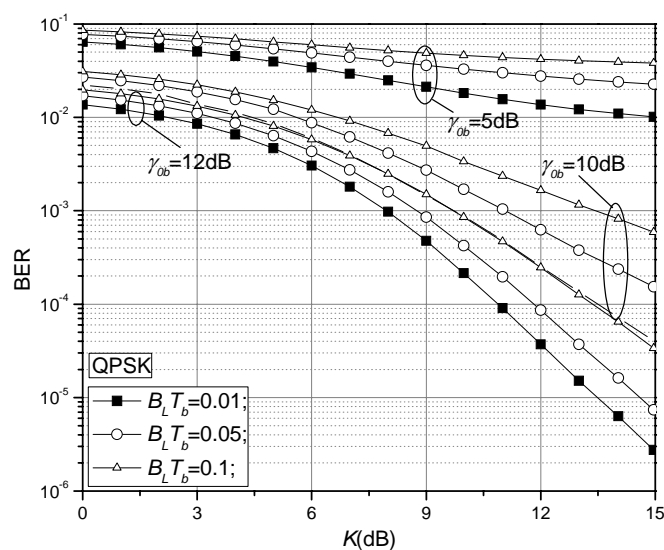
Sl.2.2.5. Srednji BER u funkciji  $\gamma_{ob}$ , za  $K=6dB$  u slučaju detekcije QPSK signala; upotreba  $S_L$  izraza za male i velike vrednosti SNR-a.

Na Sl.2.2.6 prikazana je srednja verovatnoća greške u funkciji  $\gamma_{ob}$ , za različite vrednosti parametara  $K$  i  $B_L T_b$ , u slučaju detekcije QPSK signala. Može se primetiti značajniji uticaj ovih parametara na performanse sistema, nego u slučaju detekcije BPSK signala. Sa porastom vrednosti  $B_L T_b$  raste i verovatnoća greške, dok sa porastom vrednosti  $K$ , BER opada. Na primer, da bi se zadržala verovatnoća greške po bitu  $BER=10^{-4}$ , ukoliko se  $B_L T_b$  promeni od 0.01 do 0.1, za  $K=12dB$ , potrebno je obezbediti za oko 1.85dB veću vrednost  $\gamma_{ob}$ . Može se primetiti da za  $K=6dB$ , čak ni vrednost  $\gamma_{ob}$  od 30dB ne može da spusti verovatnoću greške ispod vrednosti  $10^{-5}$ .



Sl.2.2.6. Srednji BER u funkciji  $\gamma_{ob}$ , za različite vrednosti Rice-ovog parametra  $K$  u slučaju detekcije QPSK signala (upotreba  $S_L$  izraza za male vrednosti SNR-a).

Na Sl.2.2.7 data je srednja verovatnoća greške u funkciji parametra fedinga  $K$ , za slučaj detekcije QPSK signala. Srednji SNR po bitu  $\gamma_{ob}$  i proizvod širine propusnog opsega petlje i trajanja jednog bita  $B_L T_b$  su korišćeni kao parametri.



Sl.2.2.7. Srednji BER u funkciji  $K$ , u slučaju detekcije QPSK signala (upotreba  $S_L$  izraza za male vrednosti SNR-a).

Može se uočiti da vrednost verovatnoće greške značajno raste sa porastom  $B_L T_b$ , naročito u slučaju većih vrednosti parametra  $K$ . Na primer, za  $\gamma_{ob}=12\text{dB}$ , kada se  $B_L T_b$  menja od 0.01 do 0.1, pri  $K=6\text{dB}$  verovatnoća greške se uveća samo 2 puta, dok se pri  $K=12\text{dB}$  ona uveća čak oko 6.5 puta.



### 2.2.2. Detekcija BPSK i QPSK signala u prisustvu $\eta - \mu$ fedinga

Posmatra se prenos BPSK i QPSK signala kroz kanal sa  $\eta - \mu$  fedingom. Analiza je sprovedena pod pretpostavkom da je ekstrakcija faze referentnog nosioca neidealna i vršena iz modulisanog signala.

Funkcija gustine verovatnoće trenutnog odnosa signal-šum u kanalu sa  $\eta - \mu$  fedignom data je pomoću [65]

$$p_\gamma(\gamma) = \frac{2\sqrt{\pi}\mu^{\mu+1/2}h^\mu}{\Gamma(\mu)H^{\mu-1/2}} \frac{\gamma^{\mu-1/2}}{\gamma_0^{\mu+1/2}} \exp\left(-\frac{2\mu h\gamma}{\gamma_0}\right) I_{\mu-1/2}\left(\frac{2\mu H\gamma}{\gamma_0}\right), \quad (2.29)$$

gde je  $h = \frac{1}{4}(2 + \eta^{-1} + \eta)$  i  $H = \frac{1}{4}(\eta^{-1} + \eta)$ . Srednji odnos signal-šum po simbolu označen je sa  $\gamma_0$ , a  $\gamma$  je trenutni odnos signal-šum po simbolu. Srednji odnos signal-šum po simbolu i po bitu povezani su relacijom  $\gamma_0 = \log_2 M \cdot \gamma_{0b}$ , gde je  $\gamma_{0b}$  srednji odnos signal-šum po bitu, a  $M$  je broj faznih nivoa. Sa  $\Gamma(\cdot)$  je označena Gamma funkcija, a sa  $I_\nu(\cdot)$  modifikovana Besselova funkcija prve vrste proizvoljnog reda  $\nu$ . Parametar  $\eta$  (odnos snaga komponenta u fazi i kvadraturi u svakom od klastera) kreće se u granicama  $0 < \eta < +\infty$ , ali kako je raspodela simetrična oko vrednosti  $\eta=1$ , to je dovoljno posmatrati samo jedan od opsega  $[0,1]$  i  $[1,+\infty)$ .

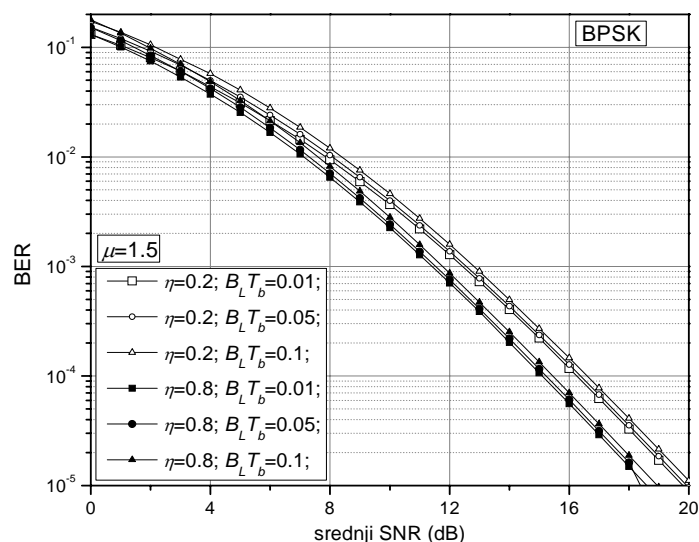
Na korisni signal koji se prostire kroz kanal sa fedingom superponira se beli Gauss-ov šum nulte srednje vrednosti i varijanse  $\sigma^2$ . Uslovna verovatnoća greške po bitu prilikom detekcije QPSK i BPSK signala data je pomoću (2.19) i (2.20), respektivno.

Fazna greška koja se javlja, modelovana je Tikhonov-ljevom raspodelom i data je izrazom (2.21). Pri tome su gubici u faznoj petlji u slučaju QPSK detekcije određeni izrazom (2.24) koji odgovara upotrebi pri velikim vrednostima odnosa signal-šum. Gubici u faznoj petlji u slučaju BPSK detekcije određeni su izrazom (2.26).

Kao mere performansi sistema korišćene su veličine: srednji gubici i srednja verovatnoća greške po bitu, dobijeni iz izraza (2.27) i (2.28), respektivno.

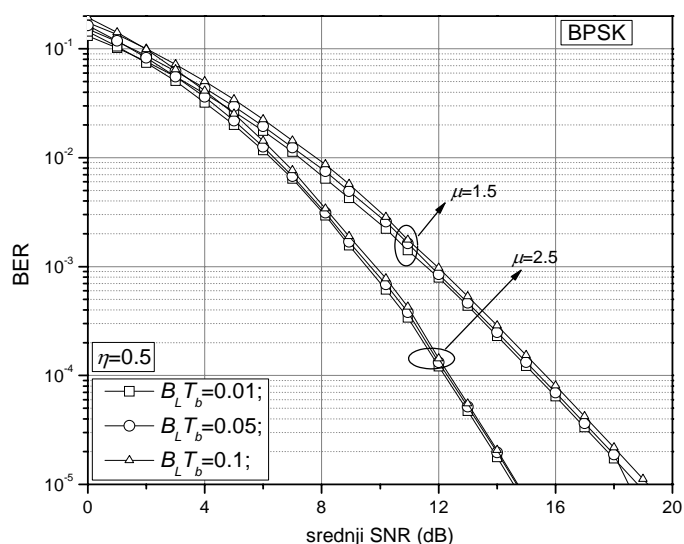
Rezultati na slikama 2.2.8. do 2.2.9. odnose se na BPSK modulacioni format, dok rezultati na slikama 2.2.10. do 2.2.11. važe za QPSK modulacioni format.

Srednja verovatnoća greške u funkciji  $\gamma_{0b}$ , za različite vrednosti parametara  $\eta$  i  $B_L T_b$  data je za slučaj BPSK signala na Sl.2.2.8. Variranje parametara  $\eta$  i  $B_L T_b$  izuzetno slabo utiče na srednju verovatnoću greške. Sa porastom  $B_L T_b$  verovatnoća greške zanemarljivo raste, dok se sa porastom  $\eta$  ona smanjuje [15].



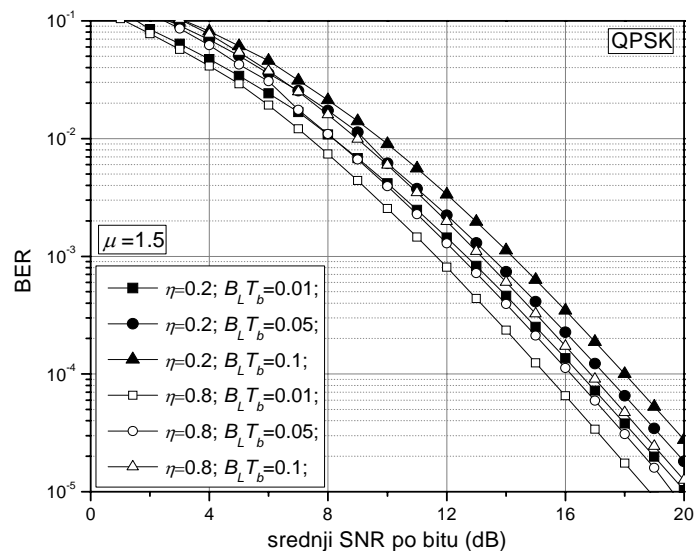
Sl.2.2.8. Srednja verovatnoća greške u funkciji  $\gamma_{0b}$ , za različite vrednosti parametara  $\eta$  i  $B_L T_b$  za slučaj BPSK signala.

Srednja verovatnoća greške u funkciji  $\gamma_{0b}$ , za različite vrednosti parametara  $\mu$  i  $B_L T_b$  za slučaj BPSK signala prikazana je na Sl.2.2.9. Sa porastom vrednosti parametra  $\mu$ , verovatnoća greške opada. Detekcija BPSK signala je slabo osetljiva na promene širine propusnog opsega petlje. Recimo, da bi se postigla verovatnoća greške po bitu  $10^{-4}$  ukoliko se  $B_L T_b$  promeni od 0.01 do 0.1, pri  $\eta=0.5$  i  $\mu=1.5$ , potrebno je obezbediti za 0.36dB veću vrednost  $\gamma_{0b}$  pri primeni BPSK modulacionog formata.



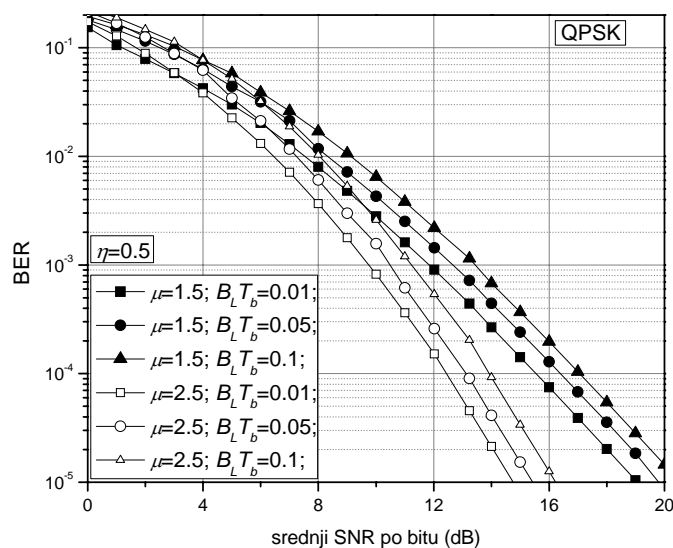
Sl.2.2.9. Srednja verovatnoća greške u funkciji  $\gamma_{0b}$ , za različite vrednosti parametara  $\mu$  i  $B_L T_b$  za slučaj BPSK signala.

Srednja verovatnoća greške u funkciji  $\gamma_{0b}$ , za različite vrednosti parametara  $\eta$  i  $B_L T_b$  data je za slučaj detekcije QPSK signala na Sl.2.2.10. Može se pratiti u kojoj meri verovatnoća greške raste sa porastom  $B_L T_b$ , i smanjenjem  $\eta$ .



Sl.2.2.10. Srednja verovatnoća greške po bitu u funkciji  $\gamma_{0b}$ , za različite vrednosti parametara  $\eta$  i  $B_L T_b$  za slučaj QPSK signala.

Srednja verovatnoća greške u funkciji  $\gamma_{0b}$ , za različite vrednosti parametara  $\mu$  i  $B_L T_b$  za slučaj QPSK signala prikazana je na Sl.2.2.11.



Sl.2.2.11. Srednja verovatnoća greške po bitu u funkciji  $\gamma_{0b}$ , za različite vrednosti parametara  $\mu$  i  $B_L T_b$  za slučaj QPSK signala.

Sa porastom vrednosti parametra  $\mu$ , verovatnoća greške opada. Detekcija QPSK signala je osetljivija na promene širine propusnog opsega petlje nego detekcija BPSK signala (Sl.2.2.9). Recimo, da bi se postigla verovatnoća greške po bitu od  $10^{-4}$  ukoliko se  $B_L T_b$  promeni od 0.01 do 0.1, pri  $\eta=0.5$  i  $\mu=1.5$ , potrebno je obezbediti za 1.42dB veću vrednost  $\gamma_{0b}$ .

### 2.2.3. Detekcija BPSK i QPSK signala u prisustvu kompozitnog $K_G$ fedinga

U ovom odeljku razmatra se prenos i detekcija QPSK signala u kanalu zahvaćenim kompozitnim  $K_G$  fedingom. Analiza je sprovedena pod pretpostavkom da je ekstrakcija referentnog nosioca neidealna i vršena iz modulisanog signala. Funkcija gustine verovatnoće trenutnih snaga signala i šuma ima sledeći oblik:

$$p_\gamma(\gamma) = \frac{2}{\Gamma(m_m)\Gamma(m_s)} \left(\frac{m_m m_s}{\gamma_0}\right)^{(m_m+m_s)/2} \gamma^{\frac{m_m+m_s-2}{2}} K_{m_s-m_m} \left(2\sqrt{\frac{m_m m_s}{\gamma_0}} \gamma\right), \quad (2.30)$$

gde je  $K_\nu(\cdot)$  modifikovana Bessel-ova funkcija druge vrste reda  $\nu$ , a  $\gamma_0$  odnos srednjih snaga signala i šuma po simbolu. Veza između odnosa srednjih snaga signala i šuma po simbolu i bitu je:  $\gamma_0 = \gamma_{0b} \log_2 M$ , gde je  $M$  broj faznih nivoa i iznosi  $M=4$ , a  $\gamma_{0b}$  je odnos srednjih snaga signala i šuma po bitu. Parametar  $m_m$  je parametar brzog Nakagami fedinga. Što je ovaj parametar veći feding je plići. Opseg vrednosti ovog parametra je:  $0.5 \leq m_m < \infty$ . Parametar  $m_s$  je parametar senke. Što je ovaj parametar veći efekat senke je slabiji.

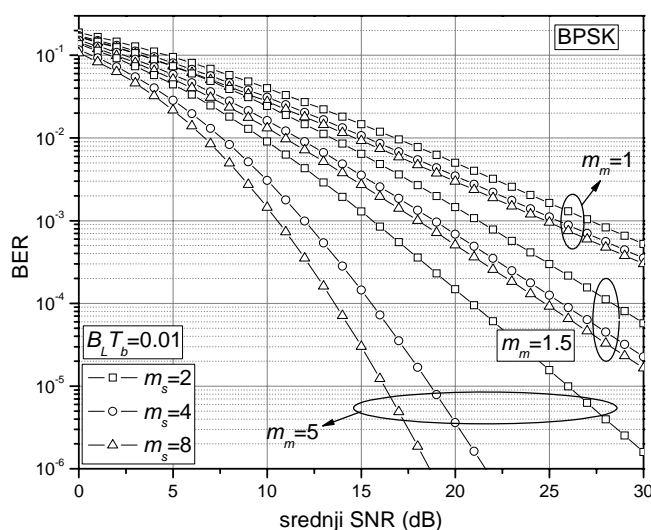
Fazna greška koja se javlja, ima Tikhonov-ljevu raspodelu i data je izrazom (2.21). Pri tome su gubici u faznoj petlji u slučaju BPSK detekcije određeni izrazom (2.26), a u slučaju QPSK detekcije izrazom (2.25) koji odgovara upotrebi pri malim vrednostima odnosa signal-šum. Razlog za upotrebu izraza (2.25) leži u tome da on implicira pesimističnije vrednosti za verovatnoću greške u odnosu na izraz koji važi za velike vrednosti odnosa trenutnih snaga signala i šuma.

Srednja verovatnoća greške po bitu dobija se usrednjavanjem uslovne verovatnoće greške po odnosu trenutnih snaga signala i šuma  $\gamma$  i faznoj grešci  $\varphi$

$$P_{b|BPSK,QPSK} = \int_{-\pi/M}^{+\pi/M} \int_0^{\pi/M} P_b(\varphi, \gamma)_{BPSK,QPSK} p_\gamma(\gamma) p_\varphi(\varphi)_{BPSK,QPSK} d\varphi d\gamma. \quad (2.31)$$

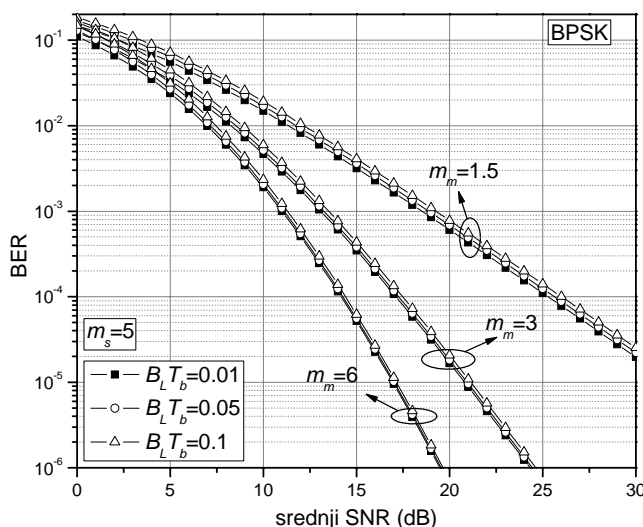
Rezultati na slikama 2.2.12 do 2.2.14 odnose se na BPSK modulacioni format, dok rezultati na slikama 2.2.15 do 2.2.17 važe za QPSK modulacioni format.

Slika 2.2.12 ilustruje uticaj dubine *multipath* fedinga (parametra  $m_m$ ) i intenziteta efekta senke (parametra  $m_s$ ) na performanse sistema. Što je feding plići (parametar  $m_m$  veći) i intenzitet efekta senke slabiji (parametar  $m_s$  veći) verovatnoća greške je manja. Recimo, ako je  $\gamma_{0b}=15\text{dB}$ ,  $m_s=8$  i  $B_L T_b=0.01$ , BER se poveća oko 300 puta kada se parametar  $m_m$  smanji od  $m_m=5$  do  $m_m=1$ . Slično, za  $m_m=5$ , da bi se postigla verovatnoća greške od  $10^{-5}$ , ukoliko se  $m_s$  promeni od  $m_s=8$  na  $m_s=2$  potrebno je u kanalu povećati  $\gamma_{0b}$  za 9.74dB. Treba zapaziti da je uticaj efekta senke veći u kanalu sa plićim *multipath* fedingom.



Sl.2.2.12. Zavisnost verovatnoće greške od odnosa srednjih snaga signala i šuma za različite vrednosti dubine fedinga i parametra senke.

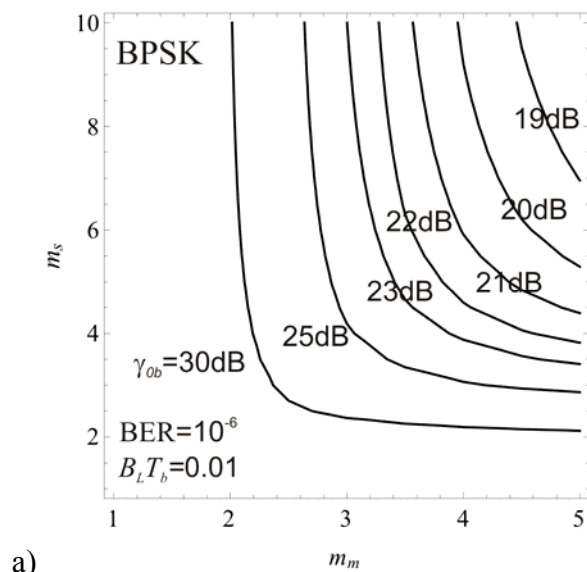
Uticaj širine propusnog opsega petlje na performanse sistema ilustrovan je na Sl.2.2.13.



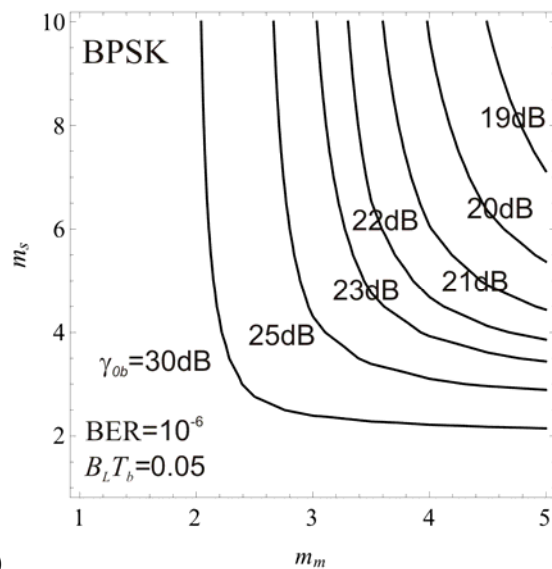
Sl.2.2.13. Zavisnost verovatnoće greške od odnosa srednjih snaga signala i šuma za različite vrednosti proizvoda širine propusnog opsega petlje i trajanja bita.

Može se primetiti da je detekcija BPSK signala slabo osetljiva na promene širine propusnog opsega petlje.

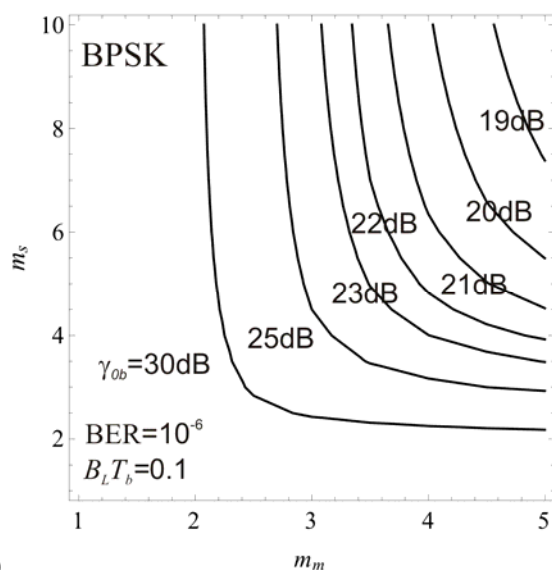
Slika 2.2.14 prikazuje neophodne vrednosti odnosa srednjih snaga signala i šuma u kanalu da bi se postigla verovatnoća greške od  $10^{-6}$  za različite dubine multipath fedinga i različite intenzitete efekta senke. Slike (a), (b) i (c) odnose se redom na  $B_L T_b = 0.01$ , 0.05 i 0.1. Recimo, ako je vrednost parametra *multipath* fedinga  $m_m = 4$  i paramter senke  $m_s = 4$ , sa Sl.2.2.14 b) se jednostavno može očitati da je neophodna vrednost  $\gamma_{ob}$  nešto manja od 23dB.



a)



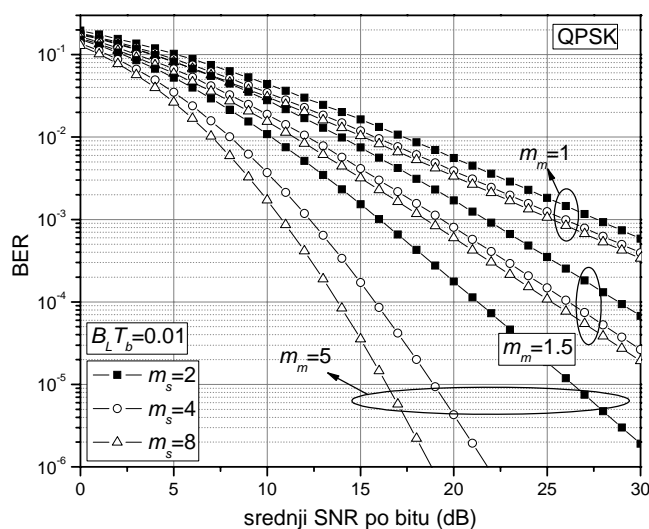
b)



c)

Sl.2.2.14. Potrebne vrednosti odnosa srednjih snaga signala i šuma da bi se postigla verovatnoća greške  $10^{-6}$  za različite vrednosti proizvoda propusnog opsega petlje i trajanja bita u slučaju detekcije BPSK signala (a)  $B_L T_b = 0.01$ , (b)  $B_L T_b = 0.05$  i (c)  $B_L T_b = 0.1$ .

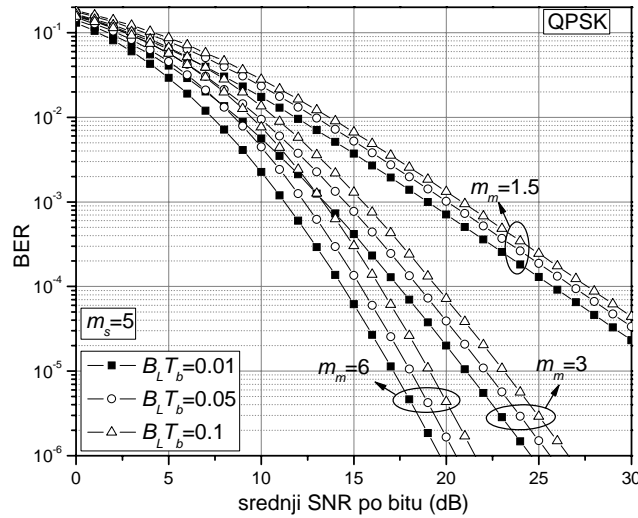
Slika 2.2.15 ilustruje uticaj dubine *multipath* fedinga (parametra  $m_m$ ) i intenziteta efekta senke (parametra  $m_s$ ) na performanse prijemnika QPSK signala.



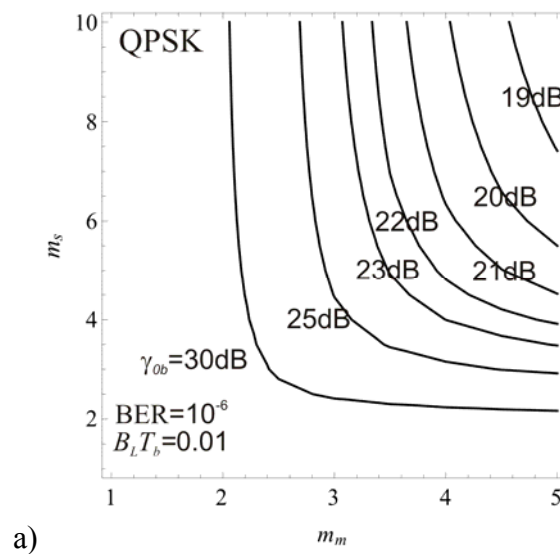
Sl.2.2.15. Zavisnost verovatnoće greške od odnosa srednjih snaga signala i šuma za različite vrednosti dubine fedinga i parametra senke.

Recimo, ako je  $\gamma_{ob} = 15\text{dB}$ ,  $m_s = 8$  i  $B_L T_b = 0.01$ , BER se poveća oko 290 puta kada se parametar  $m_m$  smanji od  $m_m = 5$  do  $m_m = 1$ . Slično, za  $m_m = 5$ , da bi se postigla verovatnoća greške od  $10^{-5}$ , ukoliko se  $m_s$  promeni od  $m_s = 8$  na  $m_s = 2$  potrebno je u kanalu povećati  $\gamma_{ob}$  za oko 9.9dB. Uticaj efekta senke veći je u kanalu sa plićim *multipath* fedingom.

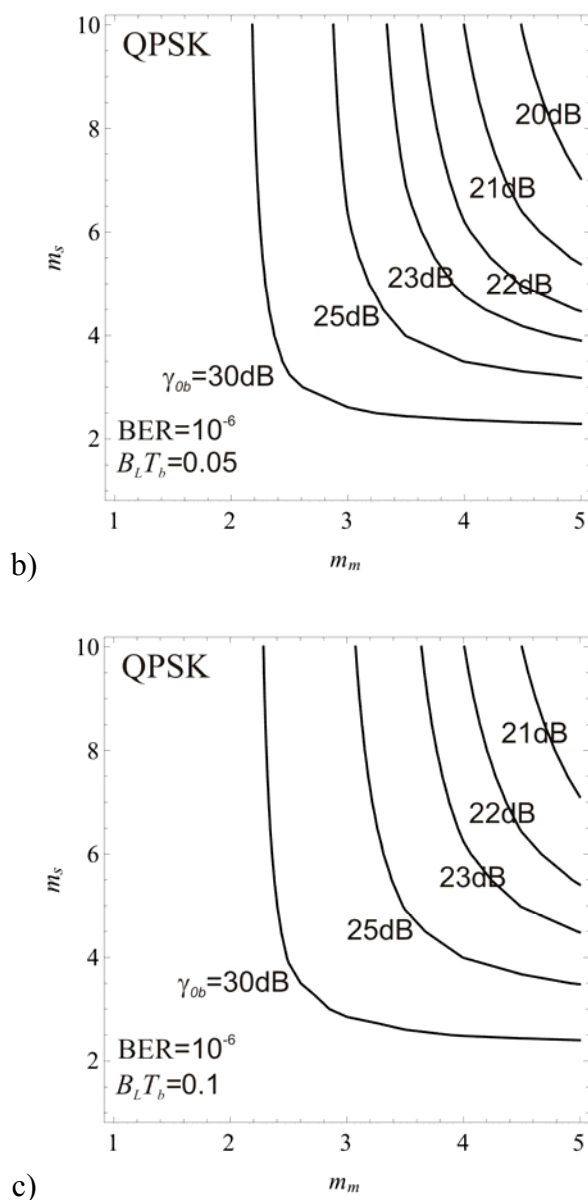
Uticaj širine propusnog opsega petlje na performanse sistema ilustrovan je na Sl.2.2.16. Za  $m_m=6$ , da bi se dostigla  $BER=10^{-5}$ , za vrednosti  $B_L T_b=0.1, 0.05$  i  $0.01$  potrebne vrednosti  $\gamma_{ob}$  su redom 19.07dB, 18.08dB i 17.09dB.



Sl.2.2.16. Zavisnost verovatnoće greške od odnosa srednjih snaga signala i šuma za različite vrednosti proizvoda širine propusnog opsega petlje i trajanja bita.







Sl.2.2.17. Potrebne vrednosti odnosa srednjih snaga signala i šuma da bi se postigla verovatnoća greške  $10^{-6}$  za različite vrednosti proizvoda propusnog opsega petlje i trajanja bita u slučaju detekcije QPSK signala (a)  $B_L T_b=0.01$ , (b)  $B_L T_b=0.05$  i (c)  $B_L T_b=0.1$ .

Slika 2.2.17 prikazuje neophodne vrednosti odnosa srednjih snaga signala i šuma u kanalu da bi se pri detekciji QPSK signala postigla verovatnoća greške od  $10^{-6}$  za različite dubine multipath fedinga i različite intenzitete senke. Slike (a), (b) i (c) odnose se redom na  $B_L T_b=0.01$ ,  $0.05$  i  $0.1$ . Recimo, ako je vrednost parametra multipath fedinga  $m_m=3$  i paramter senke  $m_s=6$ , sa Sl.2.2.17 b) se jednostavno može očitati da neophodna vrednost  $\gamma_{ob}$  iznosi 25dB.

### 2.3. Aproximativni pristup modelovanju fazne greške

Alternativni pristup modelovanju fazna greške u cilju procene verovatnoće greške podrazumeva linearnu zavisnost odnosa signal-šum u PLL petlji i odnosa signal-šum na ulazu prijemnika. Ovakva aproksimacija važila bi samo uz pretpostavku da je fazna greška mala, tj. odnos signal-šum u PLL petlji veliki, jer tada petlja radi u svom linearnom režemu [68], [72]. Može se reći da je uvedena aproksimacija tačnija u slučaju ekstrakcije referentnog nosioca iz nemodulisanog (pilot) signala. Iz tog razloga, rezultati prikazani u ovom odeljku odnosiće se upravo na ovaj slučaj. Fazna greška, koja se javlja u kolu fazne petlje i predstavlja razliku između faze primljenog signala i faze regenerisanog nosioca, i dalje se modeluje Tikhonovljevom raspodelom [51], [72], [80]

$$p_{\varphi}(\varphi) = \frac{\exp(\gamma_{PLL} \cos(\varphi))}{2\pi I_0(\gamma_{PLL})}, \quad -\pi \leq \varphi \leq \pi. \quad (2.32)$$

Tu je  $\gamma_{PLL}$  odnos signal-šum u PLL kolu. Pod pretpostavkom da je odnos snaga korisnog signala i nosioca konstantan,  $\gamma_{PLL}$  će linearno zavisiti od odnosa signal-šum po bitu dolazećeg signala [72]

$$\gamma_{PLL} = C\gamma \quad (2.33)$$

pri čemu je  $C$  konstanta proporcionalnosti. Zbog učinjene pretpostavke, ne očekuje se pojava neotklonjive greške [72].

Iako, striktno govoreći, pojava fedinga u kanalu narušava pretpostavku o konstantnom odnosu snaga signala i nosioca, ovaj pristup se primenjuje i u tim slučajevima, a pravda se malim udelom neadekvatnih vrednosti  $\gamma$  u ukupnoj proceni srednjeg BER-a, kao i dobrim poklapanjem aproksimiranih i tačnih vrednosti [72].

#### 2.3.1. Detekcija BPSK i QPSK signala u prisustvu $\eta - \mu$ fedinga

U ovom odeljku razmatra se prenos i detekcija BPSK i QPSK signala u kanalu sa  $\eta - \mu$  fedingom. Analiza je sprovedena pod pretpostavkom da je ekstrakcija faze referentnog nosioca neidealna i vršena iz nemodulisanog signala.

Uslovna verovatnoća greške po bitu može se u slučaju detekcije QPSK signala predstaviti kao

$$P_b(\varphi, \gamma)_{QPSK} = \frac{1}{4} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{\gamma}{2}}(\cos \varphi - \sin \varphi)\right) + \frac{1}{4} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{\gamma}{2}}(\cos \varphi + \sin \varphi)\right). \quad (2.34)$$

dok je prilikom detekcije BPSK signala uslovna verovatnoća greške data pomoću izraza

$$P_b(\varphi, \gamma)_{BPSK} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{\gamma} \cos \varphi). \quad (2.35)$$

Funkcija gustine raspodele verovatnoće trenutnih vrednosti odnosa signal-šum  $\gamma$  u kanalu sa  $\eta - \mu$  fedingom ima oblik (2.29) [65].

Koristeći (2.29), (2.32)-(2.35), srednja verovatnoća greške po bitu se može izračunati kao

$$P_{b|QPSK, BPSK} = \int_0^{+\infty} \int_{-\pi}^{\pi} P_b(\varphi, \gamma)_{QPSK, BPSK} p_\gamma(\gamma) p_\varphi(\varphi) d\varphi d\gamma, \quad (2.36)$$

što zahteva dvostruku numeričku integraciju. Kako bi se ova izračunavanja pojednostavila, uvedena je aproksimacija uslovne verovatnoće greške po  $\gamma$  i po  $\varphi$ , (2.34) i (2.35).

Razvijanjem uslovne verovatnoće greške u Maclaurin-ov red po  $\varphi$ , (2.34) i (2.35) postaje

$$P_b(\varphi, \gamma)_{QPSK} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{\gamma}) + \frac{\varphi^2}{2} \sqrt{\frac{\gamma}{\pi}} (1 + 2\gamma) \exp(-\gamma) + \text{članovi višeg reda} \quad (2.37)$$

$$P_b(\varphi, \gamma)_{BPSK} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{\gamma}) + \frac{\varphi^2}{2} \sqrt{\frac{\gamma}{\pi}} \exp(-\gamma) + \text{članovi višeg reda}, \quad (2.38)$$

respektivno.

Poznavajući raspodelu fazne greške (2.32), kao i aproksimaciju uslovne verovatnoće greške po  $\gamma$  i po  $\varphi$ , (2.37) i (2.38), za detekciju QPSK i BPSK signala, respektivno, uslovna verovatnoća greške po  $\gamma$  se može izračunati kao

$$P_b(\gamma)_{BPSK, QPSK} = \int_{-\pi}^{\pi} P_b(\varphi, \gamma)_{BPSK, QPSK} p_\varphi(\varphi) d\varphi. \quad (2.39)$$

Zadržavajući samo prva dva člana iz (2.37) i (2.38) prilikom smene u (2.39), mogu se dobiti jednostavni izrazi, neophodni pri kasnijoj proceni verovatnoće greške. Biće pokazano da ovi rezultati veoma dobro aproksimiraju tačne vrednosti za čije dobijanje je inače potrebno izvršiti dvostruku numeričku integraciju.

U slučaju BPSK signala uslovna verovatnoća greške po  $\gamma$  postaje

$$P_b(\gamma)_{BPSK} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{\gamma}) + \frac{\sigma_\varphi^2}{2} \sqrt{\frac{\gamma}{\pi}} \exp(-\gamma), \quad (2.40)$$

dok je u slučaju QPSK signala

$$P_b(\gamma)_{QPSK} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{\gamma}) + \frac{\sigma_\varphi^2}{2} \sqrt{\frac{\gamma}{\pi}} (1 + 2\gamma) \exp(-\gamma). \quad (2.41)$$

U (2.40) i (2.41) standardna devijacija fazne greške je označena kao  $\sigma_\varphi$  i za nju važi [51], [72], [80]

$$\sigma_\varphi^2 = 1/\gamma_{PLL} = (C\gamma)^{-1}. \quad (2.42)$$

Srednja verovatnoća greške se dalje može izračunati kao

$$P_{b|QPSK, BPSK} = \int_0^{+\infty} P_b(\gamma)_{QPSK, BPSK} p_\gamma(\gamma) d\gamma. \quad (2.43)$$

Da bi se srednja verovatnoća greške u kanalu sa  $\eta$ - $\mu$  fadingom dobila u obliku beskonačnog niza neophodno je predstaviti modifikovanu Bessel-ovu funkciju iz (2.29) u obliku reda [45, j. 03.02.06.0002.01]

$$I_p(u) = \sum_{k=0}^{+\infty} \frac{1}{\Gamma(k+1)\Gamma(p+k+1)} \left(\frac{u}{2}\right)^{2k+p}. \quad (2.44)$$

U slučaju detekcije BPSK signala srednja verovatnoća greške postaje

$$\begin{aligned} P_{b|BPSK} &= \frac{\sqrt{\pi} h^\mu}{\Gamma(\mu)} \sum_{k=0}^{+\infty} \frac{\mu^{2\mu+2k} H^{2k}}{\Gamma(k+1)\Gamma(k+\mu+1/2)\gamma_0^{2\mu+2k}} \\ &\times \left( \frac{\Gamma(4(k+\mu))}{2^{4k+4\mu-1}} {}_2\tilde{F}_1 \left( 2(k+\mu), \frac{1}{2} + 2k + 2\mu; 1 + 2k + 2\mu; -\frac{2h\mu}{\gamma_0} \right) +, \right. \\ &\left. + \frac{1}{C\sqrt{\pi}} \left( 1 + \frac{2h\mu}{\gamma_0} \right)^{1/2-2k-2\mu} \Gamma(2k+2\mu-1/2) \right) \end{aligned} \quad (2.45)$$

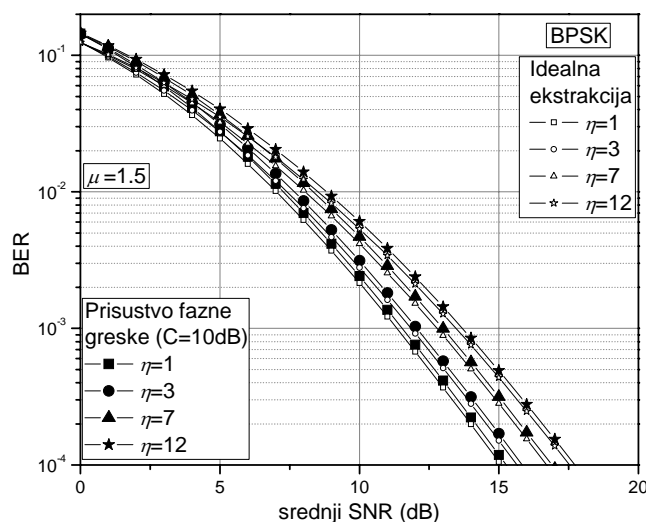
a u slučaju detekcije QPSK signala

$$\begin{aligned} P_{b|QPSK} &= \frac{\sqrt{\pi} h^\mu}{\Gamma(\mu)} \sum_{k=0}^{+\infty} \frac{\mu^{2\mu+2k} H^{2k}}{\Gamma(k+1)\Gamma(k+\mu+1/2)\gamma_0^{2\mu+2k}} \\ &\times \left( \frac{\Gamma(4(k+\mu))}{2^{4k+4\mu}} {}_2\tilde{F}_1 \left( 2(k+\mu), \frac{1}{2} + 2k + 2\mu; 1 + 2k + 2\mu; -\frac{2h\mu}{\gamma_0} \right) +, \right. \\ &\left. + \frac{1}{C\sqrt{\pi}} \left( 1 + \frac{2h\mu}{\gamma_0} \right)^{-1/2-2k-2\mu} \left( \frac{h\mu}{\gamma_0} + 2(k+\mu) \right) \Gamma(2k+2\mu-1/2) \right) \end{aligned} \quad (2.46)$$

pri čemu je  ${}_2\tilde{F}_1(\cdot, \cdot; \cdot; \cdot)$  regularizovana hipergeometrijska funkcija.

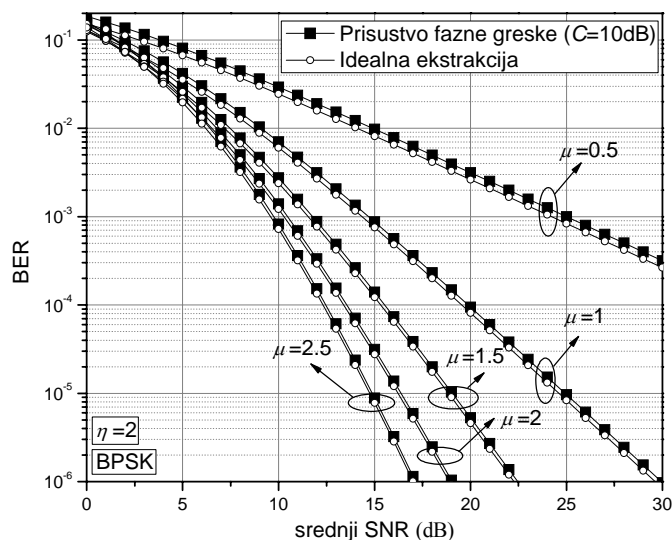
Rezultati na slikama 2.3.1 do 2.3.3 odnose se na BPSK modulacioni format, dok rezultati na slikama 2.3.4 do 2.3.6 važe za QPSK modulacioni format.

Na Sl.2.3.1 može se pratiti uticaj feding parametra  $\eta$  na performanse prijemnika BPSK signala pri neidealnoj ekstrakciji referentnog nosioca. U cilju poređenja, na slici su prikazane i performanse prijemnika sa idealnom ekstrakcijom. Primećuje se da  $\eta$  veoma blago menja vrednosti verovatnoće greške.



Sl.2.3.1. Verovatnoća greške pri detekciji BPSK signala za različite vrednosti feding parametra  $\eta$ .

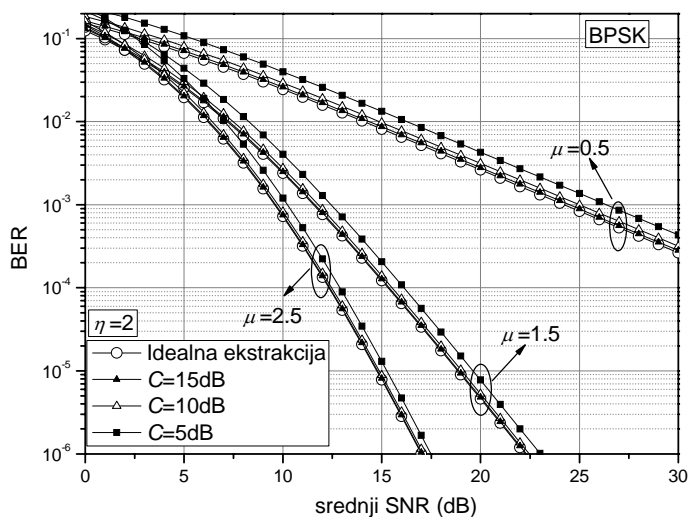
Na Sl.2.3.2 prikazan je uticaj feding parametra  $\mu$  na performanse BPSK prijemnika pri neidealnoj ekstrakciji referentnog nosioca. Opadanje vrednosti parametra  $\mu$  negativno utiče na performanse sistema.



Sl.2.3.2. Uticaj feding parametra  $\mu$  na performanse prijemnika BPSK signala pri neidealnoj ekstrakciji referentnog nosioca

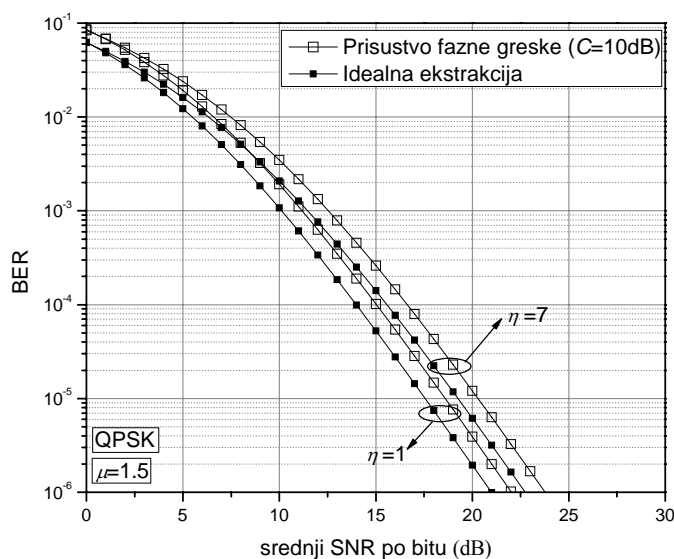
Na Sl.2.3.3 prikazan je uticaj parametra petlje  $C$  na performanse BPSK prijemnika. Konstanta  $C$  (u dB) pokazuje koliko je SNR fazne petlje (u dB) veći od trenutnog SNR-a (u

dB) dolazećeg signala. Povećanje njegove vrednosti dovodi do smanjenja verovatnoće greške. Na primer, da bi se postigla verovatnoća greške  $BER=10^{-4}$  potrebno je obezbediti za oko 0.76dB veću vrednost srednjeg SNR-a po bitu kada se vrednost parametra petlje  $C$  promeni od 15dB na 5dB, pri parametrima fedinga  $\eta=2$  i  $\mu=1.5$ .



Sl.2.3.3. Uticaj parametra petlje  $C$  na performanse BPSK prijemnika.

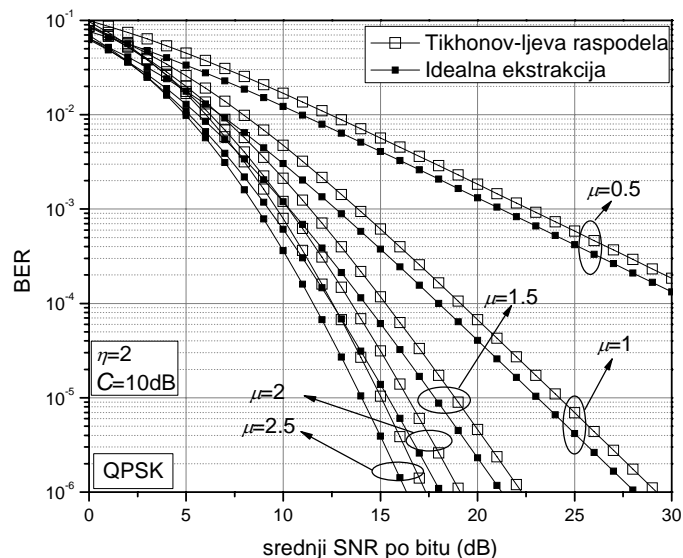
Na Sl.2.3.4 može se pratiti uticaj feding parametra  $\eta$  na performanse prijemnika QPSK signala pri neidealnoj ekstrakciji referentnog nosioca.



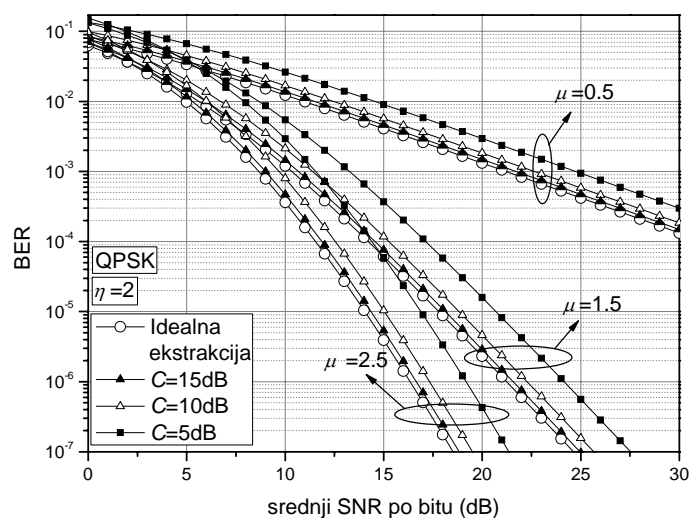
Sl.2.3.4. Verovatnoća greške pri detekciji QPSK signala za različite vrednosti feding parametra  $\eta$ .

Primećuje se da  $\eta$  veoma slabo utiče na vrednosti verovatnoće greške. U cilju poređenja, na slici su prikazane i performanse prijemnika sa idealnom ekstrakcijom. Primećuje se da povećanje vrednosti  $\eta$  kvvari performanse sistema.

Na Sl.2.3.5 prikazan je uticaj feding parametra  $\mu$  na performanse QPSK prijmnika pri neidealnoj ekstrakciji referentnog nosioca. Opadanje vrednosti parametra  $\mu$  negativno utiče na performanse sistema.



Sl.2.3.5. Uticaj feding parametra  $\mu$  na performanse prijmnika QPSK signala pri neidealnoj ekstrakciji referentnog nosioca.



Sl.2.3.6. Uticaj parametra petlje  $C$  na performanse QPSK prijmnika.

Na Sl.2.3.6 prikazan je uticaj parametra petlje  $C$  na performanse QPSK prijmnika. Kao što se može primetiti, ovaj parametar značajno utiče na vrednosti BER-a, naročito u slučaju detekcije QPSK signala i pri malim dubinama fedinga (veće vrednosti  $\mu$ ). Povećanje njegove vrednosti dovodi do smanjenja verovatnoće greške. Na primer, u slučaju detekcije QPSK signala, da bi se postigla verovatnoća greške  $\text{BER}=10^{-5}$  potrebno je obezbediti za oko 2.57dB veću vrednost srednjeg SNR-a po bitu kada se vrednost parametra petlje  $C$  promeni od 15dB na 5dB, pri parametrima fedinga  $\eta=2$  i  $\mu=1.5$ .

### 3. Performanse diverziti sistema sa SC i SSC kombinovanjem pri neidealnoj ekstrakciji referentnog nosioca

#### 3.1. Ekstrakcija referentnog nosioca iz nemodulisanog signala

##### 3.1.1. Detekcija BPSK i QPSK signala u kanalu sa $\alpha$ - $\mu$ fedingom

U okviru ovog odeljka razmatrana je detekcija BPSK i QPSK signala u kanalu sa  $\alpha$ - $\mu$  fedingom. Na prijemu je primenjen diverziti sistem sa selekcionim kombinovanjem dolazećih grana. Pretpostavlja se da je snaga šuma u svim diverziti granama ista, a feding nekorelisan između grana. Takođe se smatra da je neidealna ekstrakcija referentnog nosioca vršena iz nemodulisanog signala.

Uslovna verovatnoća greške po bitu po  $\varphi$  i  $\gamma$  može se u slučaju detekcije QPSK signala predstaviti kao

$$P_b(\varphi, \gamma)_{QPSK} = \frac{1}{4} \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{\gamma}{2}} (\cos \varphi - \sin \varphi) \right) + \frac{1}{4} \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{\gamma}{2}} (\cos \varphi + \sin \varphi) \right). \quad (3.1)$$

dok je prilikom detekcije BPSK signala ova uslovna verovatnoća greške data pomoću izraza

$$P_b(\varphi, \gamma)_{BPSK} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{\gamma} \cos \varphi) \quad (3.2)$$

Komplementarna funkcija greške označena je kao  $\operatorname{erfc}(\cdot)$  [54, j. (7.1.2.)].

Funkcija gustine verovatnoće trenutnih vrednosti odnosa signal-šum u svakoj od grana  $\gamma_i$  zahvaćenih  $\alpha$ - $\mu$  fedingom ima oblik [61], [64]

$$p_{\gamma_i}(\gamma_i) = \frac{\alpha_i}{2\Gamma(\mu_i)} \frac{\gamma_i^{\frac{\alpha_i \mu_i}{2} - 1}}{\gamma_0^{\frac{\alpha_i \mu_i}{2}}} \left( \frac{\Gamma(\mu_i + 2/\alpha_i)}{\Gamma(\mu_i)} \right)^{\frac{\alpha_i \mu_i}{2}} \cdot \exp \left( - \left( \frac{\Gamma(\mu_i + 2/\alpha_i)}{\Gamma(\mu_i)} \right)^{\alpha_i/2} \left( \frac{\gamma_i}{\gamma_0} \right)^{\alpha_i/2} \right), \quad (3.3)$$

gde je sa  $\Gamma(\cdot)$  je označena Gamma funkcija [54, j. (8.310/1)], a  $\gamma_0$  srednji SNR po simbolu. Srednji SNR po simbolu može se izraziti u funkciji srednjeg SNR-a po bitu preko relacije  $\gamma_0 = \gamma_{0b} \log_2 M$ , pri čemu je sa  $M$  označen broj faznih nivoa.  $\log_2(\cdot)$  predstavlja logaritam sa osnovom 2.

Funkcija gustine verovatnoće na izlazu iz SC kola sa  $L$  identičnih grana dobija se kao



$$p_{\gamma_{sc}}(\gamma) = \sum_{i=1}^L p_{\gamma_i}(\gamma) \prod_{\substack{k=1 \\ k \neq i}}^L F_k(\gamma) = L p_{\gamma_i}(\gamma) F_i^{L-1}(\gamma) \quad (3.4)$$

Kumulativna funkcija raspodele u  $i$ -toj grani označena je sa  $F_i$  i definisana kao

$$F_i(\gamma) = \int_0^{\gamma} p_{\gamma_i}(\gamma_i) d\gamma_i. \quad (3.5)$$

U slučaju SSC kombinovanja, funkcija gustine verovatnoće trenutnog izlaznog odnosa signal-šum  $\gamma_{SSC}$  može se dobiti kao [71]

$$p_{\gamma_{SSC}}(\gamma) = \begin{cases} \frac{(1+F_{\tau 1})F_{\tau 2}}{F_{\tau 1}+F_{\tau 2}} p_{\gamma_1}(\gamma) + \frac{(1+F_{\tau 2})F_{\tau 1}}{F_{\tau 1}+F_{\tau 2}} p_{\gamma_2}(\gamma) & , \gamma > \gamma_{\tau} \\ \frac{F_{\tau 1}F_{\tau 2}}{F_{\tau 1}+F_{\tau 2}} (p_{\gamma_1}(\gamma) + p_{\gamma_2}(\gamma)) & , \gamma \leq \gamma_{\tau} \end{cases} \quad (3.6)$$

gde je  $\gamma_{\tau}$  unapred određeni prag na osnovu kog se donosi odluka o promeni selektovane grane. Radi jednostavnijeg pisanja uvedeno je  $F_{\bar{u}} = F_i(\gamma_{\tau})$ . U ovoj analizi pretpostavljeno je da su diverziti grane međusobno nezavisne, raspodela srednjeg odnosa signal-šum po bitu u njima identična (pa prema tome  $\gamma_{0bi} = \gamma_{0b}$ ,  $i=1, \dots, L$ ) i parametri fedinga u svim granama jednaki  $\alpha_i = \alpha$ ,  $\mu_i = \mu$ ,  $i=1, \dots, L$ . Kao posledica toga, može se smatrati da su i funkcije gustine verovatnoće i kumulativne funkcije raspodele trenutnog SNR-a po simbolu iste u svim granama,  $p_{\gamma_i}(\gamma_i) = p_{\gamma}(\gamma)$ ,  $F_i = F$ ,  $F_{\bar{u}} = F_{\tau}$ ,  $i=1, \dots, L$ .

Uloga PLL kola u prijemu je da proceni fazu dolazećeg signala. U idealnom slučaju, procenjena faza trebalo bi da je jednaka fazi dolazećeg signala  $\psi(t)$ . Međutim, u praksi uvek postoji izvesno neslaganje između procenjene faze  $\hat{\psi}(t)$  i stvarne faze dolazećeg signala  $\psi(t)$ . Ovo neslaganje  $\varphi(t) = \psi(t) - \hat{\psi}(t)$  modeluje se faznom greškom, stohastičke je prirode, i prati Tikhonov-ljevu raspodelu [61], [80], [113]

$$p_{\varphi}(\varphi) = \frac{e^{\gamma_{PLL} \cos \varphi}}{2\pi \cdot I_0(\gamma_{PLL})}, \quad -\pi \leq \varphi < \pi. \quad (3.7)$$

Parametar  $\gamma_{PLL}$  predstavlja SNR u PLL kolu i daje informaciju o preciznosti procene faze dolazećeg signala. Može se smatrati  $\gamma_{PLL} = 1/\sigma_{\varphi}^2$ , gde je  $\sigma_{\varphi}$  standardna devijacija fazne greške [61], [80], [113]. Modifikovana Bessel-ova funkcija prve vrste nultog reda označena je sa  $I_0(\cdot)$  [54, j. (8.406)].

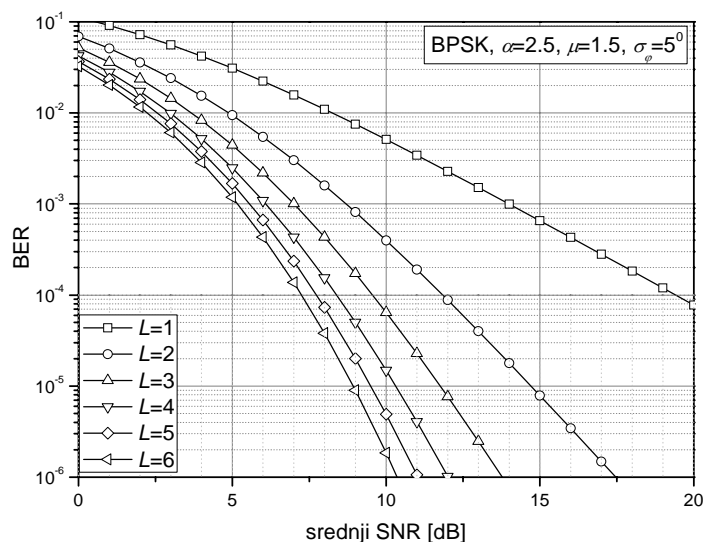
Srednja verovatnoća greške se dobija iz

$$P_e = \int_0^{+\infty} \int_{-\pi}^{\pi} P_b(\varphi, \gamma)_{BPSK, QPSK} p_{\varphi}(\varphi) p_{\gamma_{SC}}(\gamma) d\varphi d\gamma. \quad (3.8)$$

Koristeći (3.8), može se izračunati srednja verovatnoća greške pri detekciji signala zahvaćenog  $\alpha$ - $\mu$  fadingom i oceniti uticaj prisutnih parametara na performanse sistema.

Rezultati na slikama 3.1.1–3.1.8 odnose se na BPSK modulacioni format, dok rezultati na slikama 3.1.9 i 3.1.16 važe za QPSK modulacioni format.

Uticaj reda diverziti sistema na performanse prijemnika može se pratiti na Sl.3.1.1, gde je srednja verovatnoća greške data u funkciji srednjeg odnosa signal-šum ( $\gamma_0$ ) za različite vrednosti  $L$ . Sa povećanjem reda diverzita poboljšavaju se performanse prijemnika. Međutim, veliki broj diverziti antena ne daje srazmerno veliki dobitak, a kompleksnost sistema raste. Stoga je potrebno naći kompromis između željenih performansi i složenosti sistema. Dobitak je najveći kada se pređe sa jednokanalnog sistema ( $L=1$ ) na diverziti sistem sa dve grane ( $L=2$ ). Tako, da bi se zadržala verovatnoća greške po bitu od  $BER=10^{-4}$ , pri  $\alpha=2.5$ ,  $\mu=1.5$  i  $\sigma_{\varphi}=5^{\circ}$ , srednji SNR treba da dostigne vrednost  $\gamma_0=19,45$ dB kada nema diverziti sistema ( $L=1$ ), vrednost  $\gamma_0=11,8$ dB za diverziti reda  $L=2$ , vrednost  $\gamma_0=9,5$ dB za  $L=3$ ,  $\gamma_0=8,4$ dB za  $L=4$ ,  $\gamma_0=7,7$ dB za  $L=5$  i  $\gamma_0=7,25$ dB za  $L=6$ . Može se primetiti da dobitak eksponencijalno opada sa povećanjem reda diverziti sistema. U Tabeli 3.1 prikazani su dobitci u dB za odgovarajuće prelaskе sa manjeg na veći broj diverziti antena.



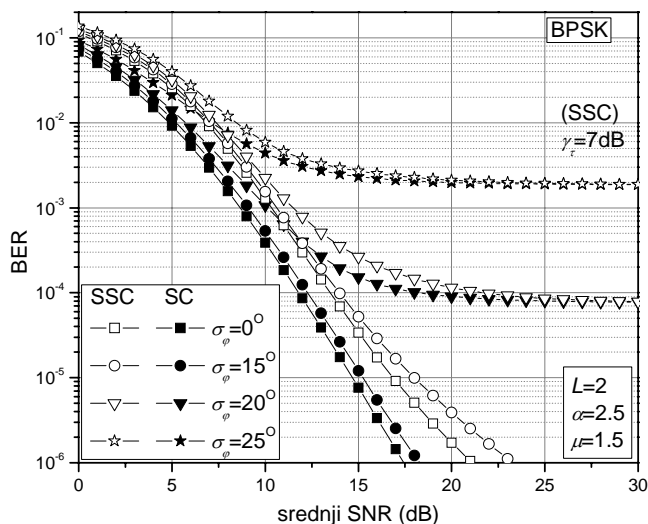
Sl.3.1.1. Uticaj reda diverziti sistema na verovatnoću greške.

Tabela 3.1:

Dobitak u srednjem SNR-u za različite vrednosti reda diverziti sistema (pri  $BER=10^{-4}$ )

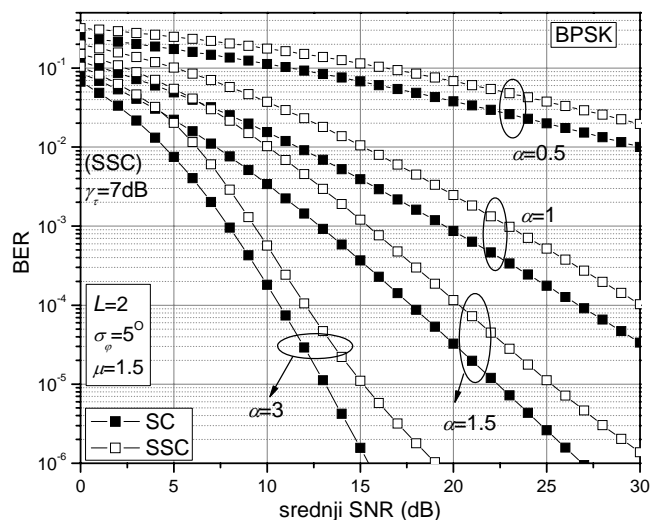
Prelazak sa nižeg na viši red diverziti sistema $L$	<b>dobitak u</b> $\gamma_0$
sa $L=1$ na $L=2$	7,65 dB
sa $L=2$ na $L=3$	2,30 dB
sa $L=3$ na $L=4$	1,10 dB
sa $L=4$ na $L=5$	0,70 dB
sa $L=5$ na $L=6$	0,45 dB

Uticao kvaliteta ekstrakcije referentnog nosioca (vrednost  $\sigma_\varphi$ ) na performanse SC i SSC prijemnika BPSK signala prikazan je na Sl.3.1.2. Može se primetiti da se pri većim vrednostima srednjeg SNR-a  $\gamma_0$  javlja neotklonjiva greška. Tada dalji porast vrednosti  $\gamma_0$  ne dovodi do pada verovatnoće greške ispod određenog nivoa. To se dešava zato što se, zbog prisustva fazne greške, pojedini primljeni biti pogrešno detektuju, čak i kada je odnos signal-šum jako veliki, odnosno snaga belog Gauss-ovog šuma teži nuli.

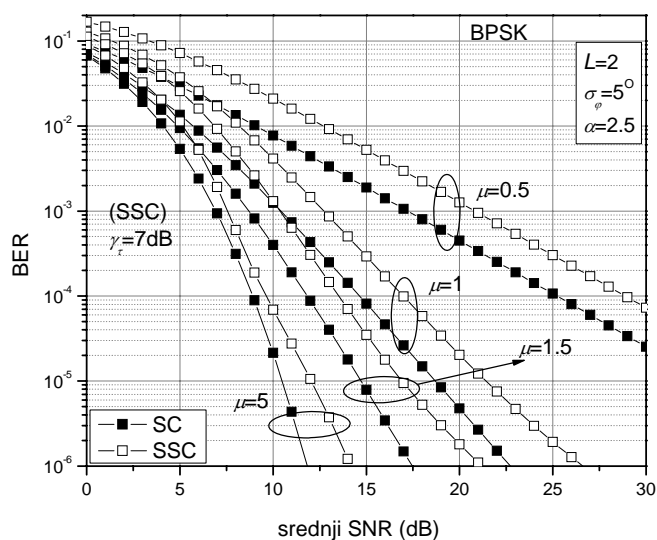


Sl.3.1.2. Uticaj kvaliteta ekstrakcije referentnog nosioca na verovatnoću greške.

Na Sl.3.1.3 i Sl.3.1.4 može se pratiti zavisnost srednje verovatnoće greške od feding parametara  $\alpha$  i  $\mu$ , respektivno, pri različitim vrednostima srednjeg SNR-a. Broj diverziti grana je  $L=2$ , a zadata standardna devijacija fazne greške ima vrednost  $\sigma_\varphi=5^\circ$ .

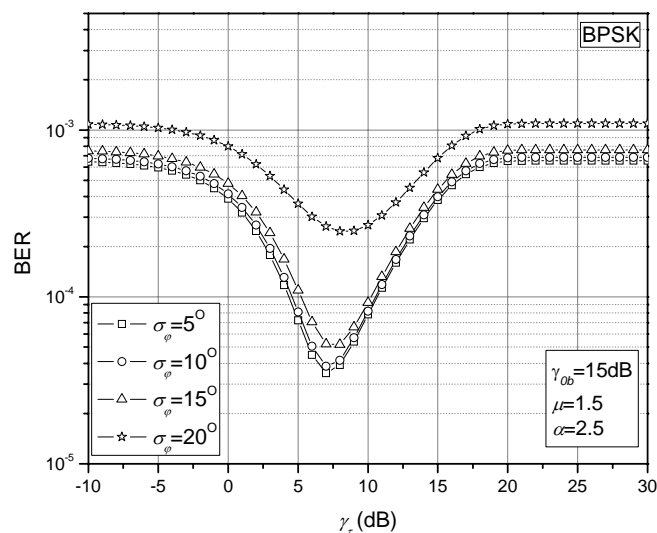


Sl.3.1.3. Uticaj feding parametra  $\alpha$  na performanse SC i SSC prijemnika.



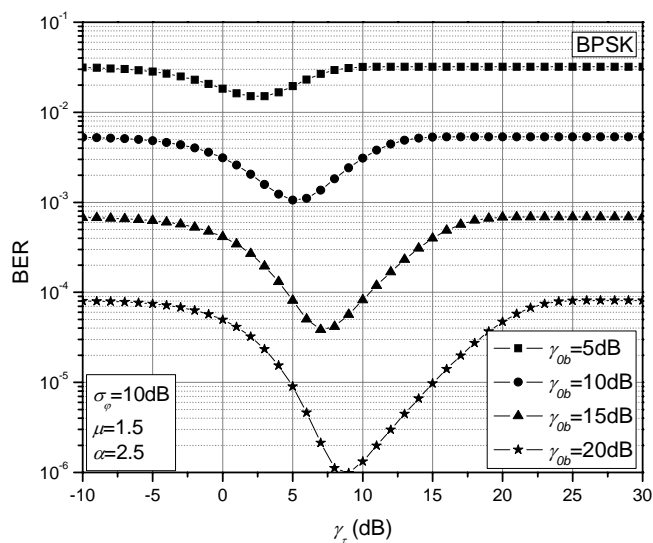
Sl.3.1.4. Uticaj feding parametra  $\mu$  na performanse SC i SSC prijemnika.

Uticaj praga  $\gamma_r$  u SSC prijemniku na srednju verovatnoću greške prikazan je na slikama 3.1.5–3.1.8, za različite vrednosti parametra fazne petlje, ulaznog SNR-a i parametara fedinga. Može se primetiti da za svaki konkretan set uslova propagacije i kvaliteta prijemnika postoji optimalni prag koji u značajnoj meri umanjuje verovatnoću greške pri detekciji. Sa porastom standardne devijacije faznog šuma optimalni prag se u izvesnoj meri pomera ka većim vrednostima (Sl.3.1.5).



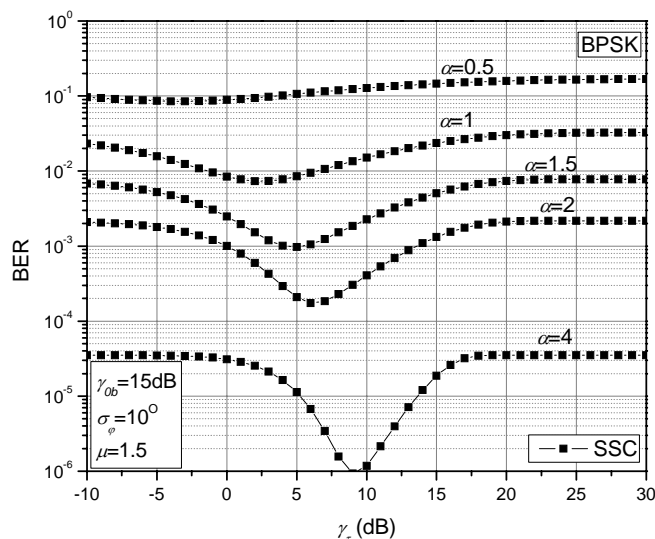
Sl.3.1.5. Uticaj praga  $\gamma_\tau$  na srednju verovatnoću greške za različite vrednosti standardne devijacije faznog šuma u slučaju detekcije BPSK signala.

Pri tome je i dobitak u kvalitetu prijema izborom optimalnog  $\gamma_\tau$  značajniji sa smanjenjem fazne greške. Na Sl.3.1.6 vidi se kako ulazni SNR utiče na zavisnost verovatnoće greške od praga  $\gamma_\tau$ .



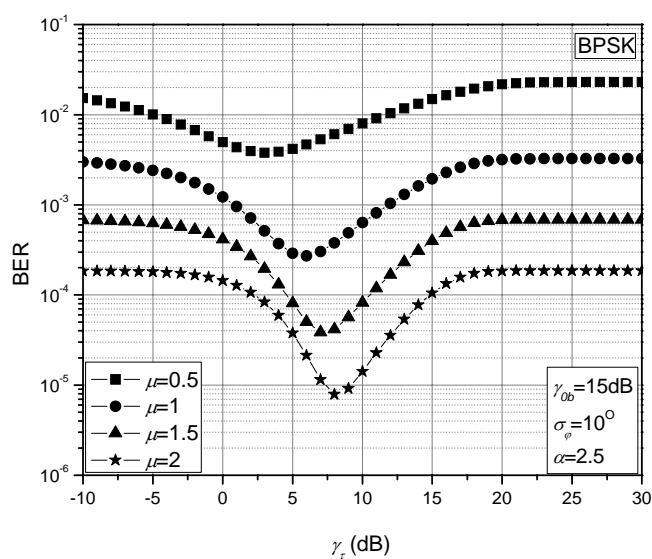
Sl.3.1.6. Uticaj praga  $\gamma_\tau$  na srednju verovatnoću greške za različite vrednosti srednjeg SNR-a u slučaju detekcije BPSK signala.

Može se uočiti da sa povećanjem ulaznog SNR-a optimalni prag sa stanovišta verovatnoće greške uzima veće vrednosti. Uticaj feding parametara  $\alpha$  i  $\mu$  prikazan je na Sl.3.1.7 i Sl.3.1.8, respektivno.



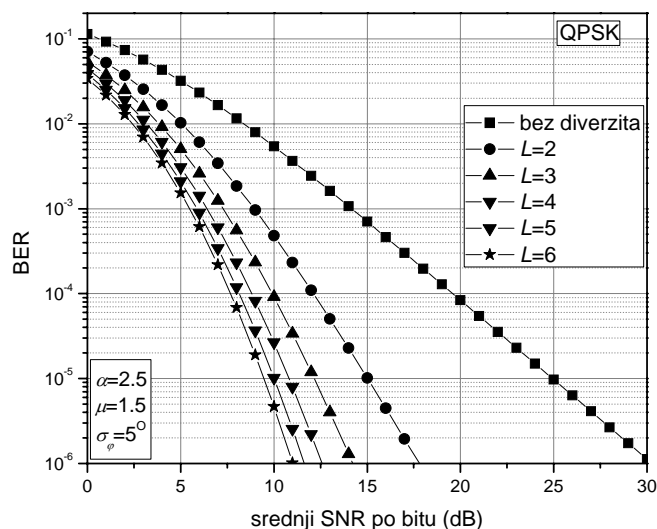
Sl.3.1.7. Uticaj praga  $\gamma_r$  na srednju verovatnoću greške za različite vrednosti feding parametra  $\alpha$  u slučaju detekcije BPSK signala.

Pri jako velikom intenzitetu fedinga (male vrednosti  $\alpha$  i  $\mu$ ) dobitak u kvalitetu prijema izborom optimalnog  $\gamma_r$  nije tako izražen. Njegov značaj postaje veći tek kada feding prestane da bude dominantan. Tada se, međutim, optimalni prag pomera ka većim vrednostima.



Sl.3.1.8. Uticaj praga  $\gamma_r$  na srednju verovatnoću greške za različite vrednosti feding parametra  $\mu$  u slučaju detekcije BPSK signala.

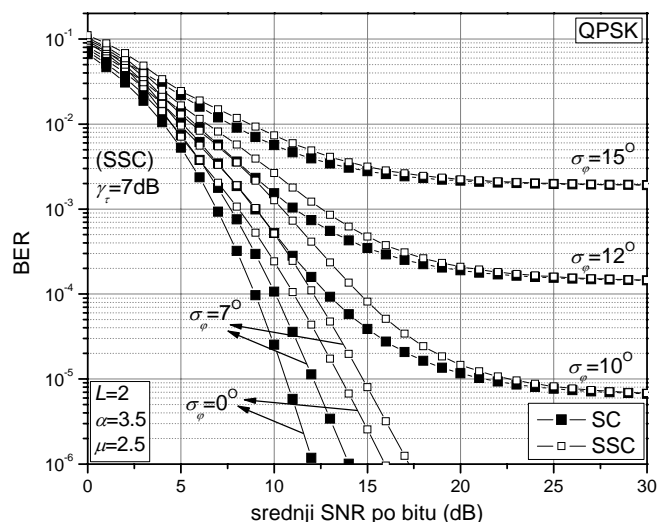
Na Sl.3.1.9 prikazan je uticaj reda diverziti sistema na performanse QPSK prijemnika, gde je srednja verovatnoća greške data u funkciji srednjeg odnosa signal-šum za različite vrednosti  $L$ .



Sl. 3.1.9. Uticaj reda diverziti sistema na verovatnoću greške.

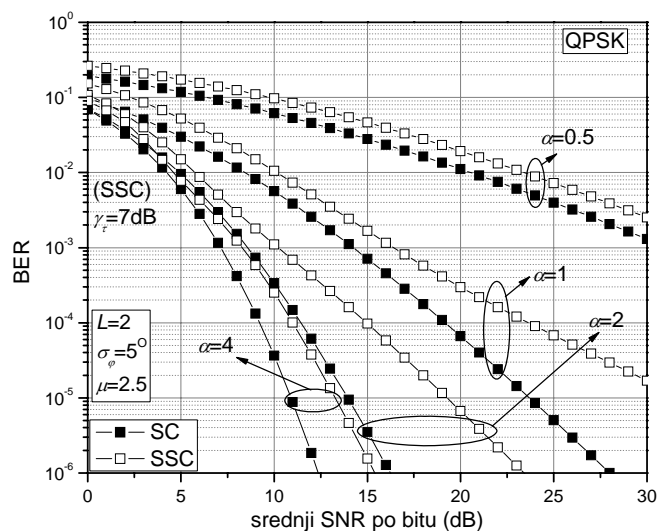
Sa povećanjem reda diverziti poboljšavaju se performanse prijemnika. Međutim, veliki broj diverziti antena ne daje srazmerno veliki dobitak. Tako, da bi se zadržala verovatnoća greške po bitu od  $BER=10^{-4}$ , pri  $\alpha=2.5$ ,  $\mu=1.5$  i  $\sigma_\varphi=5^\circ$ , srednji SNR treba da dostigne vrednost 19.58dB kada nema diverziti sistema ( $L=1$ ), vrednost 12.13dB za diverziti reda  $L=2$ , vrednost 9.9dB za  $L=3$ , 8.8dB za  $L=4$ , 8.15dB za  $L=5$  i 7.64dB za  $L=6$ . Može se primetiti da dobitak eksponencijalno opada sa povećanjem reda diverziti sistema.

Zavisnost srednje verovatnoće greške od standardne devijacije fazne greške prikazana je na Sl.3.1.10 za slučaj SC i SSC kombinovanja signala. Može se videti da neotklonjiva greška nastaje tek za vrednosti standardne devijacije fazne greške jednake ili veće od  $\sigma_\varphi=10^\circ$ . Tada uticaj fazne greške naglo postaje dominantan i čini da se karakteristike drastično kvare.

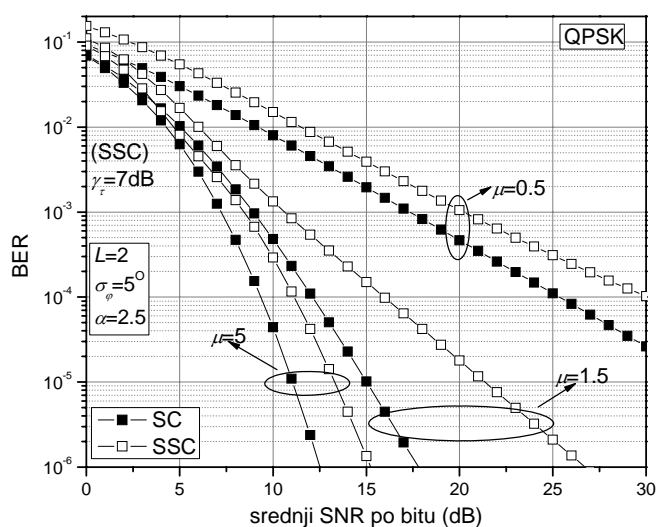


Sl.3.1.10. Uticaj kvaliteta ekstrakcije referentnog nosioca na verovatnoću greške.

Na Sl.3.1.11 i Sl.3.1.12 može se pratiti zavisnost srednje verovatnoće greške pri detekciji QPSK signala od feding parametara  $\alpha$  i  $\mu$ , respektivno, pri različitim vrednostima srednjeg SNR-a. Broj diverziti grana je  $L=2$ , a zadata standardna devijacija fazne greške ima vrednost  $\sigma_\varphi=5^\circ$ .



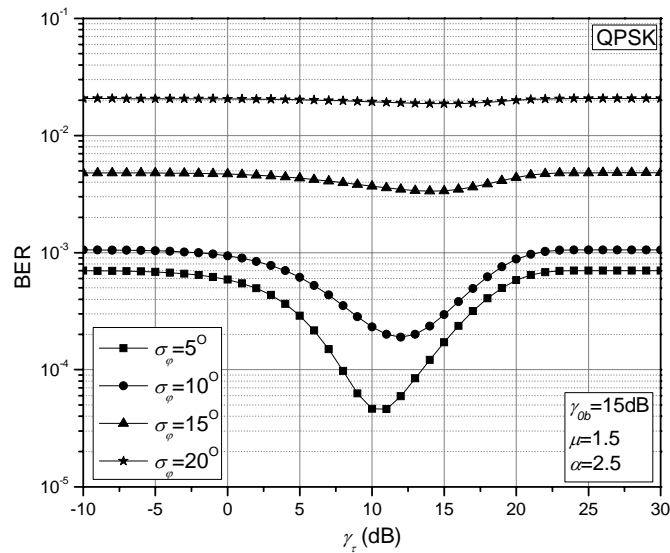
Sl.3.1.11. Uticaj feding parametara  $\alpha$  na performanse SC i SSC prijemnika QPSK signala.



Sl.3.1.12. Uticaj feding parametara  $\mu$  na performanse SC i SSC prijemnika QPSK signala.

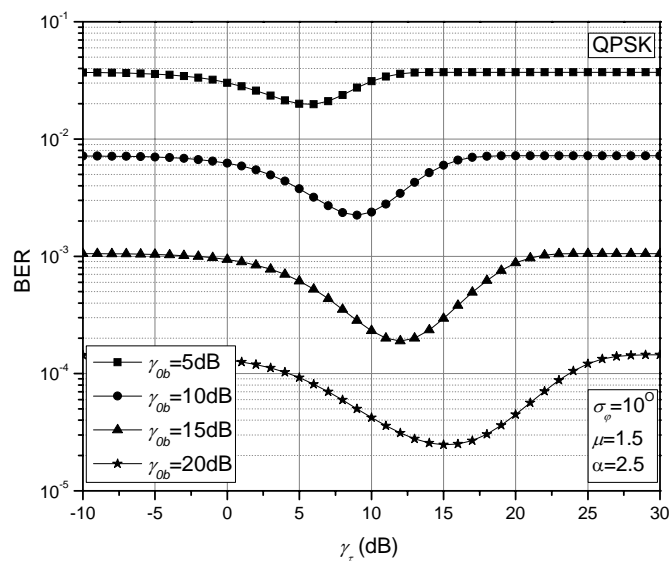
Na slikama 3.1.13–3.1.16 prikazan je uticaj parametra fazne petlje, ulaznog SNR-a i parametara fedinga na srednju verovatnoću greške i optimalni prag kod SSC prijemnika. Tako, fazna greška pokazuje značajan uticaj na potrebu za izborom optimalnog praga i dobitak u verovatnoći greške u tom slučaju (Sl.3.1.13). Naime, samo pri malim vrednostima  $\sigma_\varphi$  optimalni prag donosi značajno poboljšanje performansi sistema.



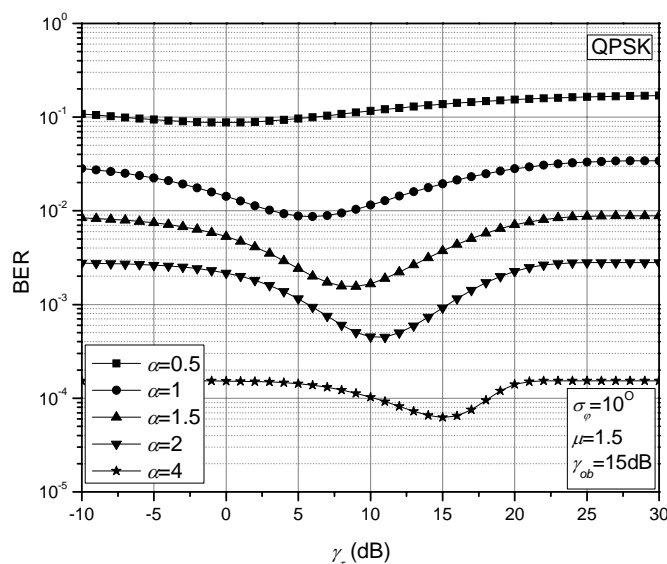


Sl.3.1.13. Uticaj praga  $\gamma_\tau$  na srednju verovatnoću greške za različite vrednosti standardne devijacije faznog šuma u slučaju detekcije QPSK signala.

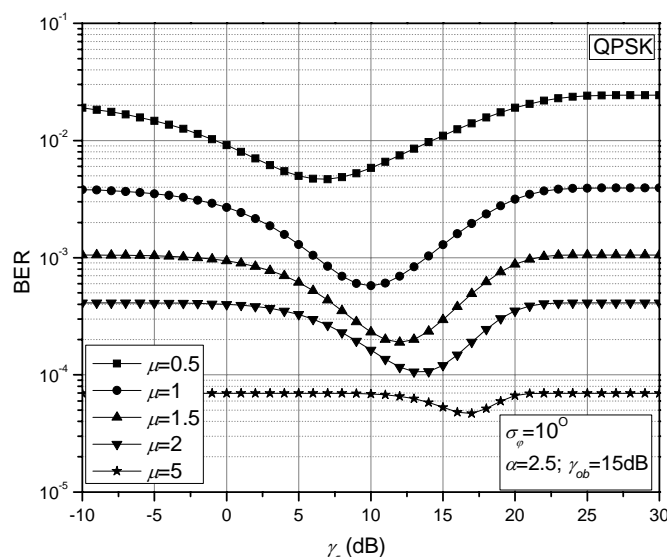
Povećanje srednjeg ulaznog SNR-a, kao i povećanje vrednosti parametara fedinga  $\alpha$  i  $\mu$ , dovode do pomeranja optimalnog praga ka višim vrednostima (slike 3.1.14, 3.1.15 i 3.1.16, respektivno).



Sl.3.1.14. Uticaj praga  $\gamma_\tau$  na srednju verovatnoću greške za različite vrednosti srednjeg SNR-a u slučaju detekcije QPSK signala.



Sl.3.1.15. Uticaj praga  $\gamma_\tau$  na srednju verovatnoću greške za različite vrednosti feding parametra  $\alpha$  u slučaju detekcije QPSK signala.



Sl.3.1.16. Uticaj praga  $\gamma_\tau$  na srednju verovatnoću greške za različite vrednosti feding parametra  $\mu$  u slučaju detekcije QPSK signala.

### 3.1.2 Detekcija BPSK i QPSK signala u prisustvu kompozitnog $K_G$ fedinga

U ovom odeljku razmatra se prenos BPSK i QPSK signala kroz kanal sa kompozitnim  $K_G$  fedingom. Na prijemu je primenjen diverziti sistem sa SC dolazećih grana. Gustina verovatnoće trenutnog odnosa signal-šum u  $k$ -toj diverziti grani ima oblik

$$p_k(\gamma_k) = \frac{2}{\Gamma(m_{mk})\Gamma(m_{sk})} \left( \frac{m_{mk}m_{sk}}{\gamma_{0k}} \right)^{\frac{m_{mk}+m_{sk}}{2}} \gamma_k^{\frac{m_{mk}+m_{sk}}{2}-1} K_{m_{sk}-m_{mk}} \left( 2\sqrt{\gamma_k \frac{m_{mk}m_{sk}}{\gamma_{0k}}} \right), \quad \gamma_k \geq 0 \quad (3.9)$$

gde je  $\gamma_{0k}$  srednji SNR po simbolu, a  $K_\beta(\cdot)$  modifikovana Bessel-ova funkcija druge vrste reda  $\beta$  [54, j. (8.432)]. I ovde se može primeniti relacija koja povezuje srednji SNR po simbolu i po bitu:  $\gamma_{0k} = \gamma_{0bk} \log_2 M$ , gde  $M$  označava broj faznih nivoa i uzima vrednost  $M=2$  kada se radi o BPSK signalima i  $M=4$  kod QPSK signala. Parametar brzog Nakagami- $m$  fedinga u  $k$ -toj grani označen je sa  $m_{mk}$  i što je njegova vrednost veća, to je dubina fedinga manja. Njegove vrednosti kreću se u opsegu  $0.5 \leq m_{mk} < +\infty$ . Parametar senke u  $k$ -toj grani označen je sa  $m_{sk} > 0$ . Što je njegova vrednost veća, to je intenzitet senke manji.

Funkcija gustine verovatnoće na izlazu iz SC kola sa  $L$  nezavisnih identičnih grana dobija se kao

$$p_{\gamma_{sc}}(\gamma) = L p_k(\gamma) F_k^{L-1}(\gamma). \quad (3.10)$$

gde je  $F_k(\gamma)$  kumulativna funkcija raspodele u  $k$ -toj grani, definisana u (3.5).

Zamenjujući (3.10) u (3.5) i koristeći relacije [45, j. (03.04.26.0006.01)] i [113, j. (26)] može se dobiti zatvoreni oblik kumulativne funkcije raspodele u  $k$ -toj grani [13]

$$F_k(\gamma_k) = \frac{1}{\Gamma(m_m)\Gamma(m_s)} \left( \frac{m_s m_m \gamma_k}{\gamma_{0k}} \right)^{\frac{m_m + m_s}{2}} G_{1,3}^{2,1} \left( \frac{\gamma_k m_m m_s}{\gamma_{0k}} \left| \begin{array}{c} 1 - \frac{m_m + m_s}{2} \\ \frac{m_s - m_m}{2}, \frac{m_m - m_s}{2}, -\frac{m_s + m_m}{2} \end{array} \right. \right), \quad (3.11)$$

gde je  $G_{p,q}^{m,n} \left( x \left| \begin{array}{c} a_1, \dots, a_p \\ b_1, \dots, b_q \end{array} \right. \right)$  Meijer-ova G-funkcija [54, j. (9.301)].

Neslaganje koje postoji između procenjene faze  $\hat{\psi}(t)$  i stvarne faze dolazećeg signala  $\psi(t)$ , u prijemniku dovodi do pojave fazne greške  $\varphi(t) = \psi(t) - \hat{\psi}(t)$ . Kako je procena faze vršena iz nemodulisanog signala u PLL kolu prvog reda, a šum u PLL-u smatran Gauss-ovim, funkcija gustine verovatnoće fazne greške odgovara raspodeli Tikhonov-a, j. (3.7), [113].

Koristeći izraze za uslovne verovatnoće greške pri BPSK i QPSK detekciji, (3.1) i (3.2), respektivno, kao i (3.6), (3.7) i (3.10), može se izračunati srednja verovatnoća greške po bitu kao

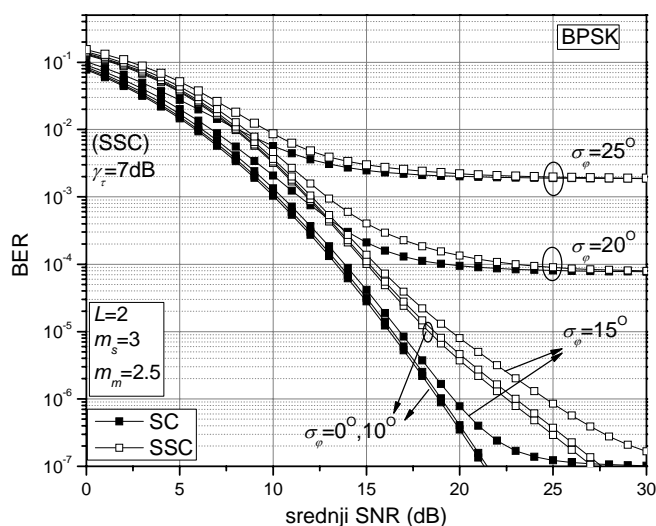
$$P_e = \int_0^{+\infty} \int_{-\pi}^{\pi} P_e(\varphi, \gamma)_{BPSK, QPSK} p_\varphi(\varphi) p_{\gamma_{sc}}(\gamma) d\varphi d\gamma, \quad -\pi \leq \varphi \leq \pi. \quad (3.12)$$

Koristeći (3.12), može se izračunati srednja verovatnoća greške pri detekciji signala zahvaćenog  $K_G$  fedingom i oceniti uticaj prisutnih parametara na performanse sistema.

Nezavisno od analitičkog pristupa, izvršene su i Monte Carlo simulacije za neke od prikazanih slučajeva. Verovatnoća greške je procenjena na osnovu  $2 \cdot 10^3$  pogrešno detektovanih bita. Pri tome je minimalan ukupni broj prenesenih bita  $10^4$ , a maksimalni  $2 \cdot 10^9$ . Na osnovu primera koji slede, može se zaključiti da je postignuto dobro slaganje između simulacija i numerički dobijenih rezultata.

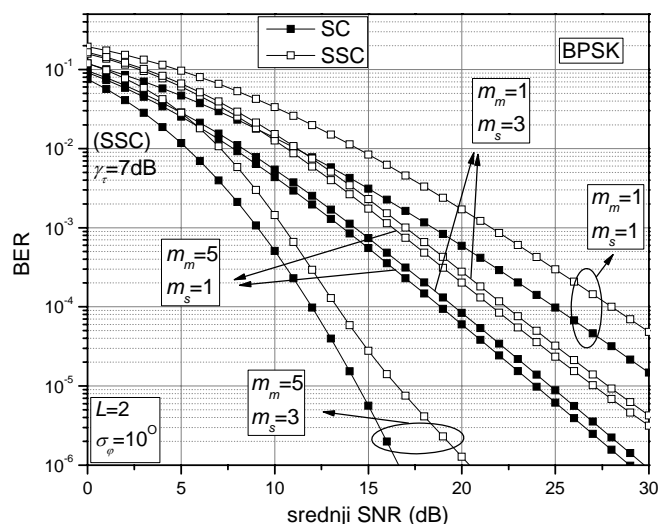
Rezultati na slikama 3.1.17–3.1.23 odnose se na BPSK modulacioni format, dok rezultati na slikama 3.1.24 i 3.1.30 važe za QPSK modulacioni format.

Na Sl.3.1.17 prikazan je uticaj standardne devijacije faznog šuma na verovatnoću greške pri detekciji BPSK signala u slučaju SC i SSC kombinovanja. Može se primetiti da se neotklonjiva greška javlja tek pri  $\sigma_\varphi=15^\circ$ , bez obzira na vrstu kombinovanja. Tada, dalje povećanje srednjeg SNR-a  $\gamma_{obl}$  nema smisla, jer neće dovesti do pada verovatnoće greške ispod određenog nivoa.



Sl. 3.1.17. Uticaj standardne devijacije faznog šuma na verovatnoću greške pri detekciji BPSK signala.

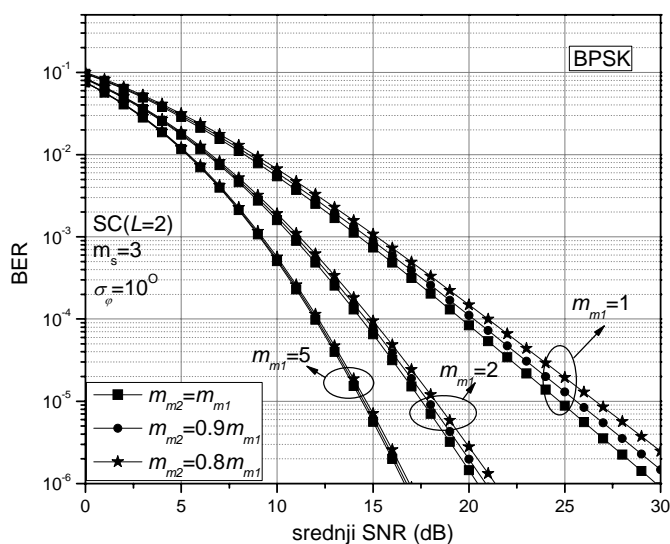
Na Sl.3.1.18 prikazan je uticaj intenziteta efekta senke ( $m_s$  parametar) i dubine fedinga ( $m_m$  parametar) na verovatnoću greške pri detekciji BPSK signala. Na prijemu je razmatran slučaj selekcionog i *switch-and-stay* kombinovanja sa dve grane. Smatra se da grane imaju identične raspodele, pa feding parametri imaju istu vrednost u obe grane. Vrednost standardne devijacije fazne greške je zadata  $\sigma_\varphi=10^\circ$ . Vidi se da je uticaj ovih parametara značajan za performanse prijemnika bilo o kojoj vrsti kombinovanja na prijemu da je reč.



Sl.3.1.18. Uticaj fedinga i efekta senke na verovatnoću greške pri detekciji BPSK signala.

Kada je feding dosta jak (mala vrednost  $m_m$ ) uticaj parametra  $m_s$  na verovatnoću greške ne dolazi do izražaja. Ovaj parametar postaje dominantan tek pri maloj dubini fedinga.

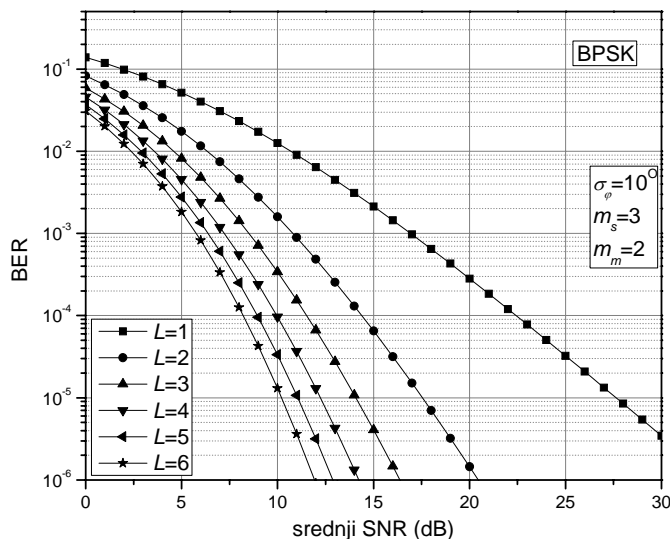
Slika 3.1.19 razmatra uticaj neidentične raspodele fedinga u SC diverziti granama na performanse prijema, u prisustvu fedinga različite dubine. Može se primetiti da uticaj ovog efekta dolazi do izražaja tek pri većim dubinama fedinga. Tada sistem s većim razlikama u raspodeli fedinga u pojedinim granama pokazuje gore performanse.



Sl.3.1.19. Uticaj neidentične raspodele fedinga u SC diverziti granama na performanse sistema.

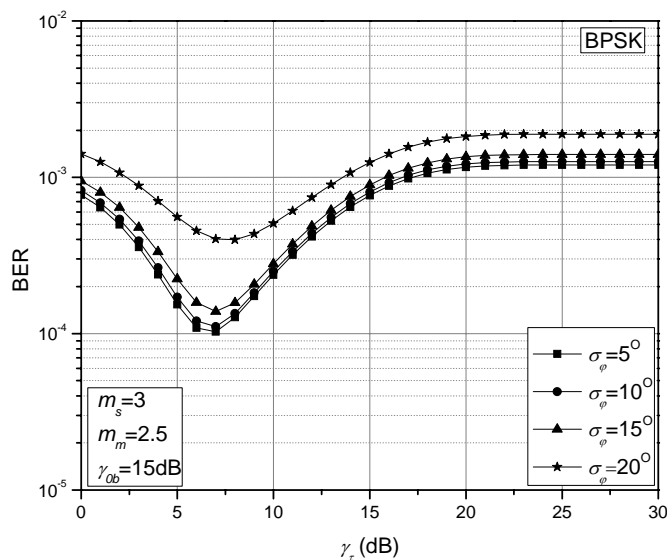
Na Sl.3.1.20 prikazan je uticaj reda diverziti sistema na performanse BPSK prijemnika. Sa povećanjem reda diverzita poboljšavaju se performanse prijemnika, ali dobitak u srednjem ulaznom SNR-u nije pri tome linearan. Tako, da bi se zadržala verovatnoća greške po bitu od

$BER=10^{-4}$ , pri  $m_m=2$ ,  $m_s=3$  i  $\sigma_\varphi=10^\circ$ , srednji SNR treba da dostigne vrednost 22.35dB kada nema diverziti sistema ( $L=1$ ), vrednost 14.36dB za diverziti reda  $L=2$ , vrednost 11.5dB za  $L=3$ , 9.96dB za  $L=4$ , 8.93dB za  $L=5$  i 8.19dB za  $L=6$ .



Sl.3.1.20. Uticaj reda diverziti sistema na verovatnoću greške.

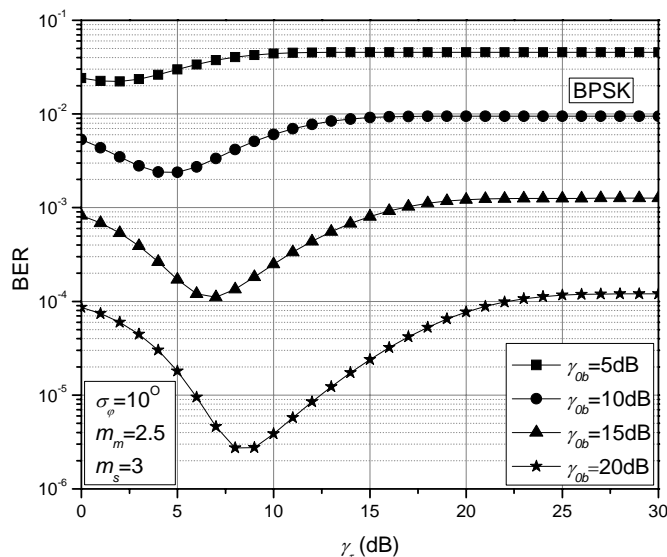
Na Sl.3.1.21 može se pratiti uticaj fazne greške na srednju verovatnoću greške i optimalni prag  $\gamma_\tau$  kod SSC prijemnika u slučaju detekcije BPSK signala.



Sl.3.1.21. Uticaj praga  $\gamma_\tau$  na srednju verovatnoću greške za različite vrednosti standardne devijacije faznog šuma u slučaju detekcije BPSK signala.

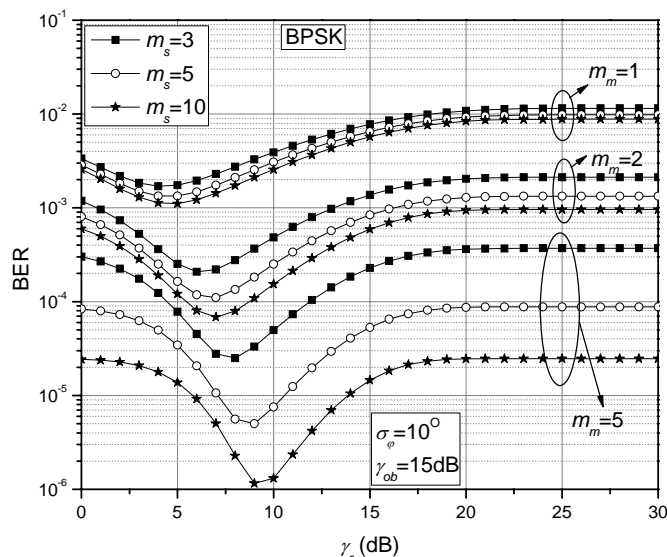
Vidi se da kada vrednost standardne devijacije fazne greške pređe  $10^\circ$ , dalje smanjenje vrednosti ovog parametra slabo utiče na vrednost optimalnog praga i dobitak u performansama koji se njegovim izborom ostvaruju.

Sl.3.1.22 pokazuje zavisnost srednje verovatnoće greške od praga  $\gamma_\tau$  SSC prijemnika za različite vrednosti srednjeg SNR-a. Kao što se može zapaziti, srednji dolazni SNR izrazito menja vednost optimalnog praga. Naime, njegov porast dovodi do pomeranja optimalnog praga ka višim vrednostima, a takođe i do značajnog povećanja dobitka po pitanju verovatnoće greške.



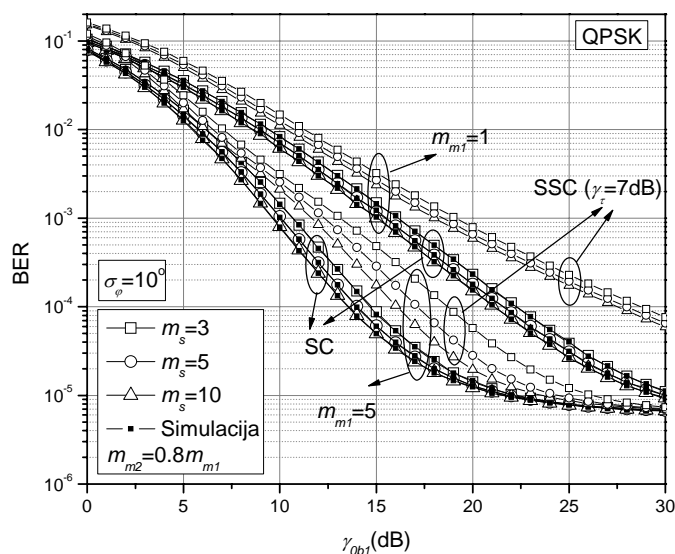
Sl.3.1.22. Uticaj praga  $\gamma_\tau$  na srednju verovatnoću greške za različite vrednosti srednjeg SNR-a u slučaju detekcije BPSK signala.

Sa Sl.3.1.23 može se pratiti uticaj parametara kompozitnog fedinga  $m_m$  i  $m_s$  na srednju verovatnoću greške i pojavu optimalnog praga  $\gamma_\tau$  kod SSC prijemnika. I ovde se može uočiti dominantnost uticaja parametra  $m_m$ . Naime, pri vrlo jakom fedingu (malo  $m_m$ ) promene koje nastaju usled različitih intenziteta senke su jako male, tako da karakteristike sistema skoro u potpunosti određuje efekat fedinga. Kada je, međutim, dubina fedinga mala, uticaj efekta senke dolazi do punog izražaja.



Sl.3.1.23. Uticaj praga  $\gamma_\tau$  na srednju verovatnoću greške za različite vrednosti parametara kompozitnog fedinga u slučaju detekcije BPSK signala.

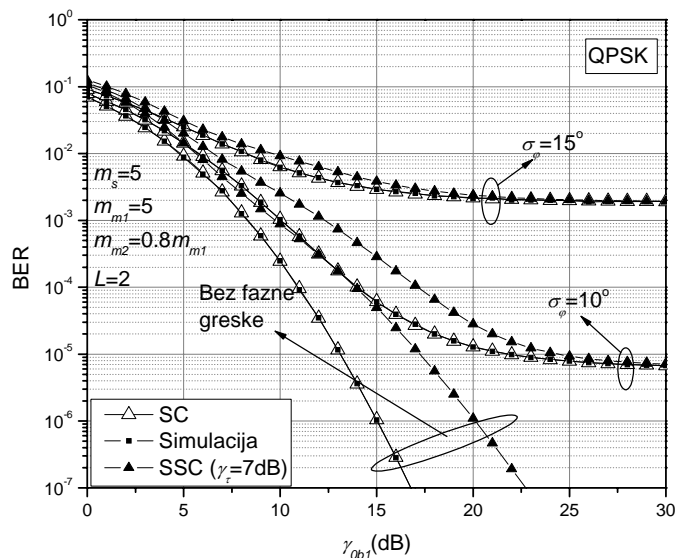
Na Sl.3.1.24 prikazan je uticaj intenziteta efekta senke ( $m_s$  parametar) na verovatnoću greške pri detekciji QPSK signala, za različite vrednosti parametra brzog fedinga  $m_m$ . Na prijemu je razmatran slučaj selekcionog i *switch-and-stay* kombinovanja sa dve grane. Smatra se da grane nemaju identične raspodele, pa parametar brzog fedinga nema istu vrednost u obe grane (u ovom slučaju  $m_{m1}$  i  $m_{m2}$ ). Standardna devijacija fazne greške je  $\sigma_\varphi=10^\circ$ . Može se primetiti da se za ovu vrednost  $\sigma_\varphi$  javlja neotklonjiva greška, bez obzira na vrednosti parametara  $m_m$  i  $m_s$ . Kod manjih vrednosti parametra  $m_m$  (dublji feding) neotklonjiva greška se kasnije javlja, tj. pri većim vrednostima srednjeg SNR-a. Takođe, pri dubljem fedingu uticaj efekta senke na verovatnoću greške je manje izražen.



Sl. 3.1.24. Uticaj fedinga i efekta senke na verovatnoću greške.



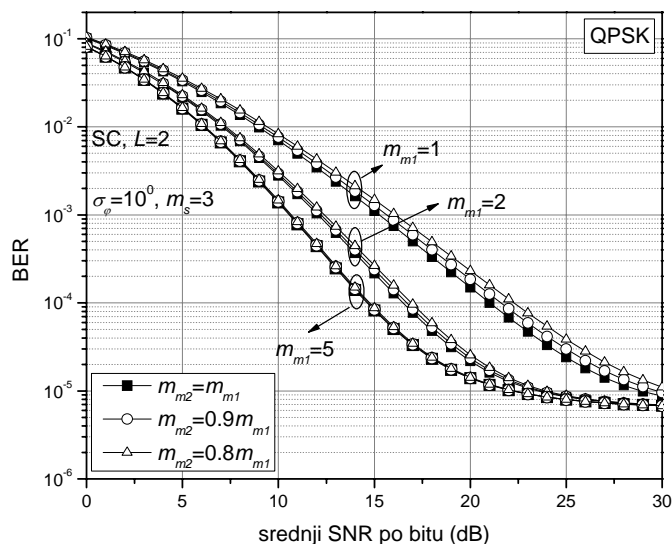
Slika 3.1.25 prikazuje uticaj fazne greške na verovatnoću greške, za različite vrednosti parametra brzog fedinga  $m_m$ . Posmatran je slučaj selekcionog i *switch-and-stay* kombinovanja sa dve grane, pri čemu se smatra da raspodele fedinga u granama nisu identične.



Sl.3.1.25. Verovatnoća greške pri različitim vrednostima standardne devijacije fazne greške.

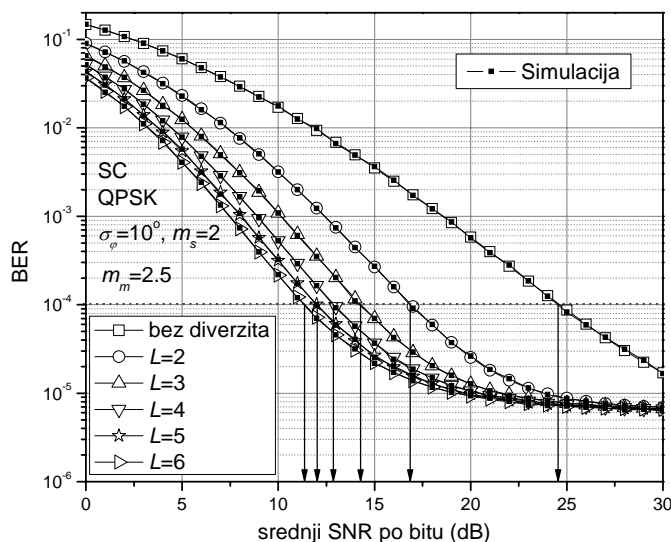
Poređenja radi, prikazan je i idealan slučaj, kada nema fazne greške. Kao što se vidi, fazna greška drastično kvari performanse sistema. Fazna greška već od  $\sigma_\varphi=10^\circ$  prouzrokuje neotklonjivu grešku, tako da dalje povećanje srednjeg SNR-a ne može popraviti kvalitet prijema. Naravno, sa povećanjem  $\sigma_\varphi$ , ova neotklonjiva greška se ranije javlja, odnosno pri manjim vrednostima srednjeg SNR-a. Može se zaključiti da kvalitet ekstrakcije referentnog nosioca u prijemniku ima odlučujući značaj.

Na Sl.3.1.26 može se pratiti uticaj neidealne raspodele fedinga u diverziti granama na performanse prijema QPSK signala. Prikazan je slučaj SC i SSC prijemnika sa dve diverziti grane. Vrednost parametra brzog fedinga u prvoj grani je  $m_{m1}$ , dok je ovaj parameter u drugoj grani označen sa  $m_{m2}$  i odstupa od vrednosti  $m_{m1}$  za 10% i 20%. Može se primetiti da efekat neidealne raspodele fedinga u diverziti granama ima najizraženiji uticaj na verovatnoću greške pri većim dubinama fedinga (manje  $m_m$ ).



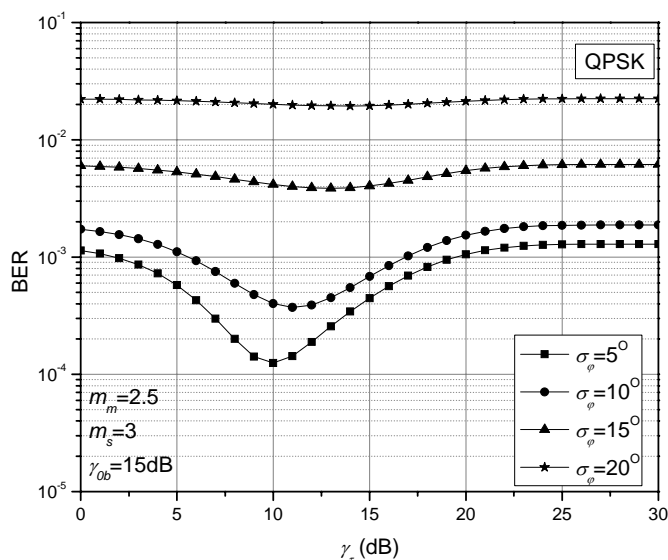
Sl.3.1.26. Uticaj neidentične raspodele fedinga u diverziti granama na performanse sistema.

Uticaj reda SC diverziti sistema na verovatnoću greške u slučaju detekcije QPSK signala dat je na Sl.3.1.27. Sa povećanjem reda diverziti poboljšavaju se performanse prijemnika. Na primer, da bi se zadržala verovatnoća greške po bitu  $BER=10^{-4}$ , pri  $m_{m1}=m_{m2}=2.5$ ,  $m_s=3$  i  $\sigma_\varphi=10^\circ$ , srednji SNR treba da dostigne vrednost  $\gamma_{ob}=24.58\text{dB}$  kada nema diverziti sistema ( $L=1$ ), vrednost  $\gamma_{ob}=16.88\text{dB}$  za diverziti reda  $L=2$ , vrednost  $\gamma_{ob}=14.27\text{dB}$  za  $L=3$ ,  $\gamma_{ob}=12.89\text{dB}$  za  $L=4$ ,  $\gamma_{ob}=12.017\text{dB}$  za  $L=5$  i  $\gamma_{ob}=11.37\text{dB}$  za  $L=6$ . Može se primetiti da dobitak eksponencijalno opada sa povećanjem reda diverziti sistema.

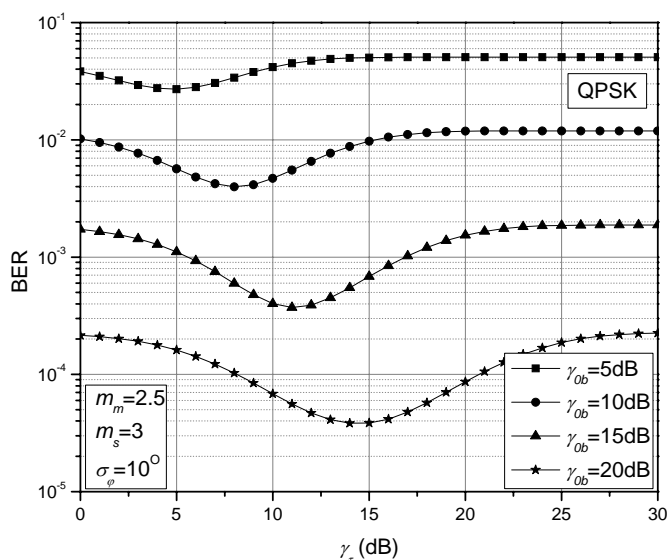


Sl.3.1.27. Uticaj reda diverziti sistema na verovatnoću greške.

Na Sl.3.1.28 može se pratiti uticaj fazne greške na srednju verovatnoću greške i optimalni prag  $\gamma_\tau$  kod SSC prijemnika u slučaju detekcije QPSK signala. Kada fazna greška ima malu vrednost, pri ovde zadatim ostalim parametrima sistema, izbor optimalnog praga nije od značaja jer je dobitak, koji se na taj način ostvaruje, zanemarljiv. Tek kada vrednost standardne devijacije fazne greške pređe  $15^\circ$ , korišćenje optimalnog praga daje i dobitak u performansama sistema.



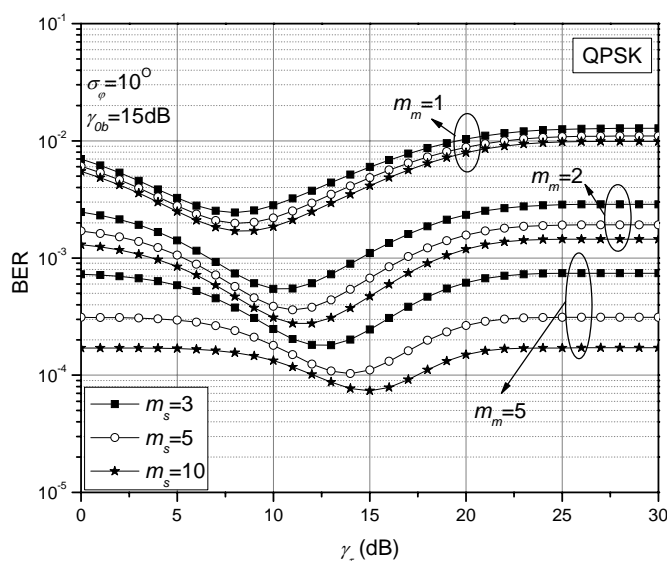
Sl.3.1.28. Uticaj praga  $\gamma_\tau$  na srednju verovatnoću greške za različite vrednosti standardne devijacije faznog šuma u slučaju detekcije QPSK signala.



Sl.3.1.29. Uticaj praga  $\gamma_\tau$  na srednju verovatnoću greške za različite vrednosti srednjeg SNR-a u slučaju detekcije QPSK signala.

Sl.3.1.29 pokazuje zavisnost srednje verovatnoće greške od praga  $\gamma_\tau$  SSC prijemnika QPSK signala za različite vrednosti srednjeg ulaznog SNR-a. Sa povećanjem vrednosti ulaznog SNR-a značajno se poboljšavaju performanse ovog prijemnika, a istovremeno se bitno menja i vrednost optimalnog praga.

Sa Sl.3.1.30 može se pratiti uticaj parametara kompozitnog fedinga  $m_m$  i  $m_s$  na srednju verovatnoću greške i pojavu optimalnog praga  $\gamma_\tau$  kod SSC prijemnika QPSK signala. I ovde se može uočiti da parametar  $m_m$ , značajnije nego  $m_s$ , utiče na performanse sistema.



Sl.3.1.30. Uticaj praga  $\gamma_\tau$  na srednju verovatnoću greške za različite vrednosti parametara kompozitnog fedinga u slučaju detekcije QPSK signala.

## 3.2. Ekstrakcija referentnog nosioca iz modulisanog signala

### 3.2.1. Detekcija BPSK i QPSK signala u prisustvu $\alpha$ - $\mu$ fedinga

U ovom odeljku razmatrana je detekcija BPSK i QPSK signala u kanalu sa  $\alpha$ - $\mu$  fedingom. Na prijemu je primenjen diverziti sistem. Smatra se da je ekstrakcija referentnog nosioca neidealna i vršena iz modulisanog signala.

Funkcija gustine verovatnoće trenutnih vrednosti odnosa signal-šum po simbolu u svakoj od grana  $\gamma_i$  zahvaćenih  $\alpha$ - $\mu$  fedingom se može napisati kao

$$p_{\gamma_i}(\gamma_i) = \frac{\alpha_i}{2\Gamma(\mu_i)} \frac{\gamma_i^{\frac{\alpha_i\mu_i}{2}-1}}{\gamma_{0i}^{\frac{\alpha_i\mu_i}{2}}} \left( \frac{\Gamma(\mu_i + 2/\alpha_i)}{\Gamma(\mu_i)} \right)^{\frac{\alpha_i\mu_i}{2}} \cdot \exp\left( - \left( \frac{\Gamma(\mu_i + 2/\alpha_i)}{\Gamma(\mu_i)} \right)^{\alpha_i/2} \left( \frac{\gamma_i}{\gamma_{0i}} \right)^{\alpha_i/2} \right), \quad (3.13)$$

gde je  $\gamma_{0i}$  srednji SNR po simbolu u  $i$ -toj grani, a sa  $\Gamma(\cdot)$  označena je Gamma funkcija [54, j.

(8.310/1)]. Srednji SNR po simbolu može se izraziti u funkciji srednjeg SNR-a po bitu preko relacije  $\gamma_{0i} = \gamma_{0bi} \log_2 M$ , pri čemu je sa  $M$  označen broj faznih nivoa. On može uzeti vrednosti 2 ili 4 za slučaj BPSK ili QPSK signala, respektivno. U ovoj analizi pretpostavljeno je da su diverziti grane međusobno nezavisne, raspodela srednjeg odnosa signal-šum po bitu u njima identična (pa prema tome  $\gamma_{0i} = \gamma_0$ ,  $\gamma_{0bi} = \gamma_{0b}$ ,  $i=1, \dots, L$ ) i parametri fedinga u svim granama jednaki  $\alpha_i = \alpha$ ,  $\mu_i = \mu$ ,  $i=1, \dots, L$ .

Uslovna verovatnoća greške po bitu prilikom detekcije QPSK i BPSK signala definisana je pomoću izraza (3.1) i (3.2), respektivno. Funkcija gustine raspodele trenutnog odnosa signal-šum na izlazu iz SC kola sa  $L$  identičnih grana  $\gamma_{SC}$  dobija se iz izraza (3.4), a na izlazu SSC kola iz (3.6). Pri tome je kumulativna funkcija raspodele u  $i$ -toj grani označena je sa  $F_i$  i definisana kao (3.5). I ovde važe pretpostavke pod kojima važe pomenuti izrazi.

Uloga PLL kola u prijemu je da proceni fazu dolazećeg signala. U idealnom slučaju, procenjena faza trebalo bi da je jednaka fazi dolazećeg signala  $\psi(t)$ . Međutim, u praksi uvek postoji izvesno neslaganje između procenjene faze  $\hat{\psi}(t)$  i stvarne faze dolazećeg signala  $\psi(t)$ . Ovo neslaganje  $\varphi(t) = \psi(t) - \hat{\psi}(t)$  modeluje se faznom greškom. Pod pretpostavkom da se ekstrakcija referentne faze vrši iz modulisanog dolazećeg signala, uslovna gustina verovatnoće te fazne greške odgovara Tikhonov-ljevoj raspodeli [69], [70], [113]

$$p_\varphi(\varphi/\gamma) = \frac{M \exp(\gamma_{eq}(\gamma) \cos(M\varphi))}{2\pi I_0(\gamma_{eq}(\gamma))}, \quad -\pi/M \leq \varphi < \pi/M, \quad (3.14)$$

gde je  $I_0(\cdot)$  modifikovana Bessel-ova funkcija prve vrste nultog reda [60, j. (8.406)], a  $\gamma_{eq}$  ekvivalentni SNR u PLL kolu, data kao [69]

$$\gamma_{eq}(\gamma) = \frac{\gamma_{PLL}(\gamma) S_L(\gamma)_{BPSK \text{ ili } QPSK}}{M^2}. \quad (3.15)$$

Odnos signal-šum u PLL kolu,  $\gamma_{PLL}$ , može se predstaviti kao

$$\gamma_{PLL}(\gamma) = \frac{\gamma}{B_L T_b \log_2 M}, \quad (3.16)$$

gde je  $B_L T_b$  proizvod širine propusnog opsega petlje i trajanja jednog bita, a  $S_L(\gamma)_{BPSK \text{ ili } QPSK}$  predstavlja gubitke u petlji.

U opsegu malih vrednosti SNR-a (LV-low values), gubici u petlji u slučaju detekcije BPSK signala, označeni kao  $S_L(\gamma)_{BPSK}$ , dati su kao [70]

$$S_L(\gamma)_{BPSK} = \frac{2\gamma}{1+2\gamma}, \quad (3.17)$$

dok se ovi gubici u slučaju detekcije QPSK signala, označeni kao  $S_L(\gamma)_{QPSK}$ , mogu odrediti na osnovu izraza [70]

$$S_L(\gamma)_{QPSK} = \left( 1 + \frac{9}{2\gamma} + \frac{3}{2(\gamma/2)^2} + \frac{3}{16(\gamma/2)^3} \right)^{-1}. \quad (3.18)$$

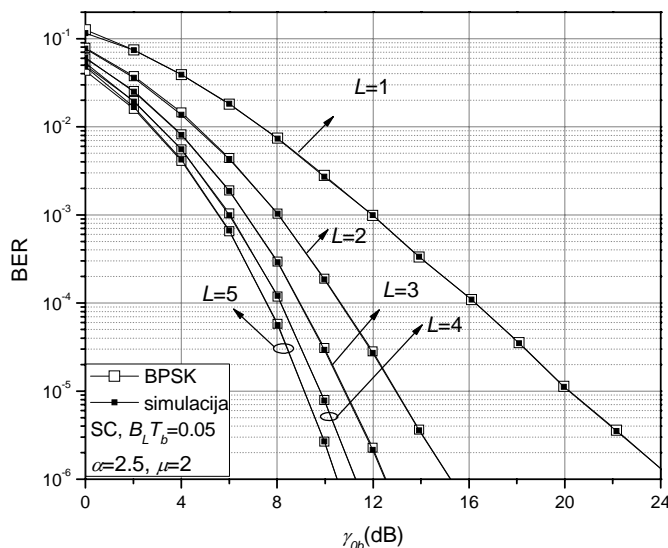
Srednja verovatnoća greške po bitu u slučaju detekcije QPSK signala dobija se kao

$$P_e = \int_0^{+\infty} \int_{-\pi/M}^{\pi/M} P_{eBPSK,QPSK/\varphi,\gamma} p_\varphi(\varphi/\gamma) p_{\gamma_{SSC,SC}}(\gamma) d\varphi d\gamma. \quad (3.19)$$

Nezavisno od analitičkog pristupa, za neke od prikazanih slučajeva izvršene su i Monte Carlo simulacije. Verovatnoća greške je procenjena na osnovu  $3 \cdot 10^3$  pogrešno detektovanih bita. Pri tome je minimalan ukupni broj prenesenih bita  $10^4$ , a maksimalni  $2 \cdot 10^9$ .

Rezultati na slikama 3.2.1–3.2.7 odnose se na BPSK modulacioni format, dok rezultati na slikama 3.2.8–3.2.14 važe za QPSK modulacioni format.

Na Sl.3.2.1 prikazan je uticaj reda SC diverziti sistema na performanse BPSK prijemnika. Sa povećanjem reda diverzita poboljšavaju se performanse prijemnika.

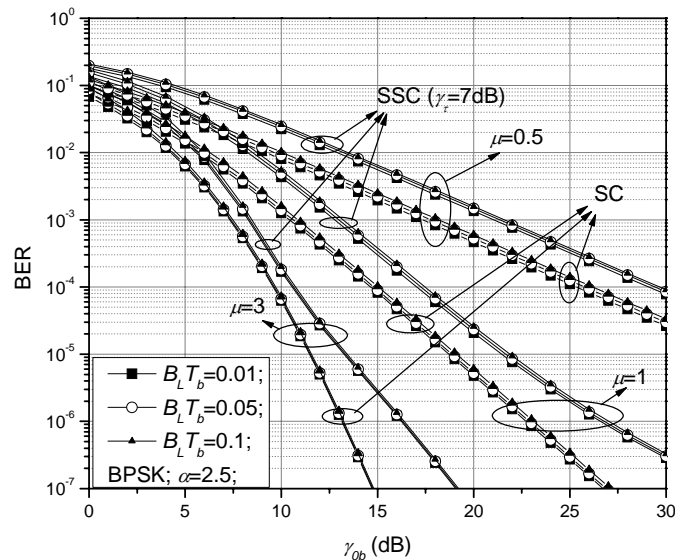


Sl.3.2.1. Uticaj reda diverziti sistema na verovatnoću greške.

Tako, da bi se zadržala verovatnoća greške po bitu od  $BER=10^{-4}$ , pri  $\alpha=2.5$ ,  $\mu=2$  i  $B_L T_b=0.05$ , srednji SNR treba da dostigne vrednost 16.27dB kada nema diverziti sistema ( $L=1$ ), vrednost

10.63dB za diverziti reda  $L=2$ , vrednost 8.91dB za  $L=3$ , 8.15dB za  $L=4$ , 7.55dB za  $L=5$ . Može se primetiti da dobitak ne raste linearno sa povećanjem reda diverziti sistema.

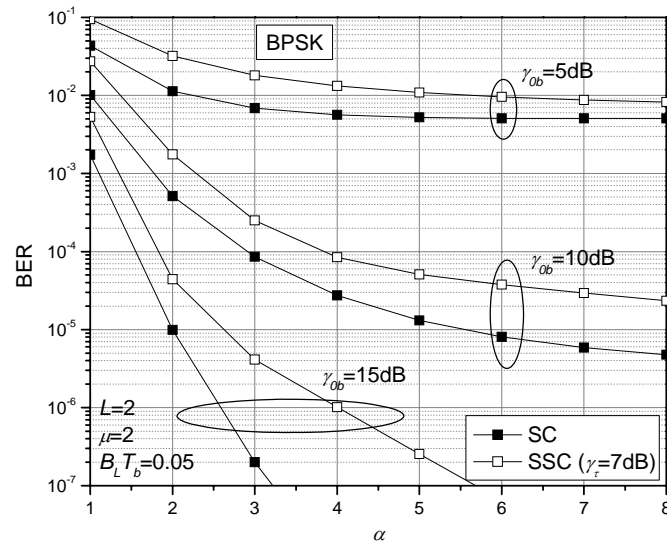
Na Sl.3.2.2 prikazan je uticaj kvaliteta ekstrakcije referentnog nosioca u SC i SSC prijemniku na verovatnoću greške pri detekciji BPSK signala. Rezultati su dati za nekoliko vrednosti feding parametra  $\mu$ .



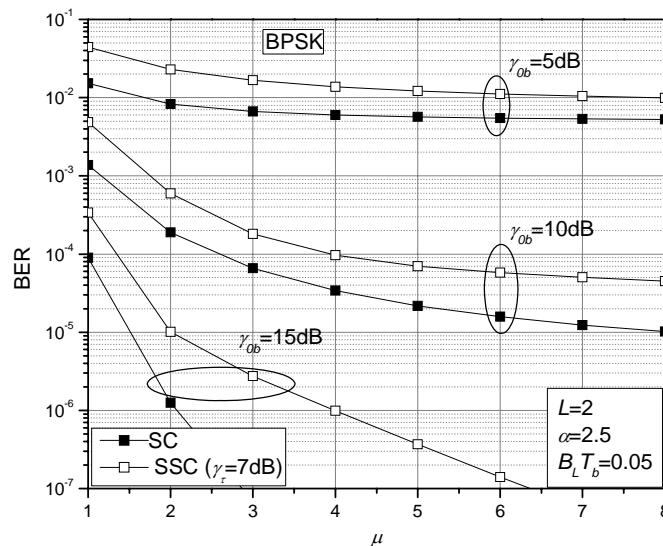
Sl.3.2.2. Uticaj kvaliteta ekstrakcije referentnog nosioca u SC i SSC prijemniku na verovatnoću greške.

Može se videti da kvalitet ekstrakcije referentnog nosioca jako slabo utiče na detekciju BPSK signala, naročito pri malim dubinama frdinga. Prikazane krive se gotovo potpuno preklapaju za sve vrednosti  $B_L T_b$ .

Slike 3.2.3 i 3.2.4 prikazuju verovatnoću greške pri detekciji BPSK signala u funkciji feding parametara  $\alpha$  i  $\mu$ , respektivno. Razmatrane su dve vrste prijemnika: SC i SSC. Kao što se očekuje, sa smanjenjem vrednosti  $\alpha$  i  $\mu$  dolazi do degradacije performansi kod oba prijemnika, s obzirom na to da manje vrednosti odgovaraju dubljem fedingu. Može se videti da SC prijemnik pokazuje daleko bolje performanse u odnosu na SSC prijemnik, naročito pri slabijem fedingu i većim vrednostima ulaznog SNR-a.



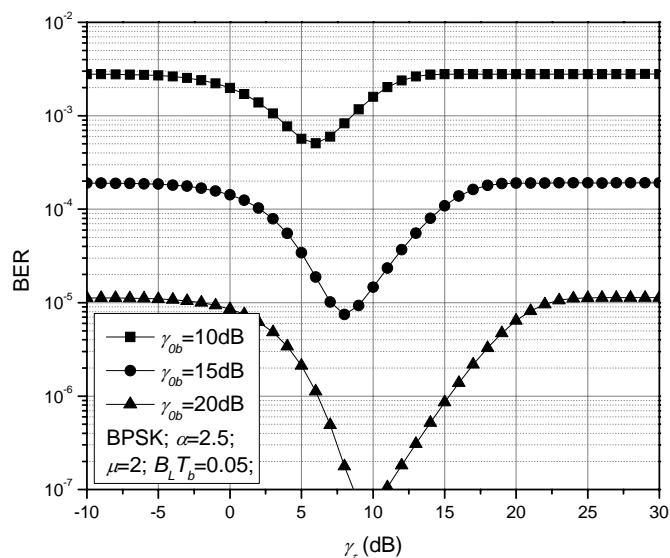
Sl.3.2.3. Uticaj feding parametra  $\alpha$  na performanse SC i SSC prijemnika BPSK signala.



Sl.3.2.4. Uticaj feding parametra  $\mu$  na performanse SC i SSC prijemnika BPSK signala.

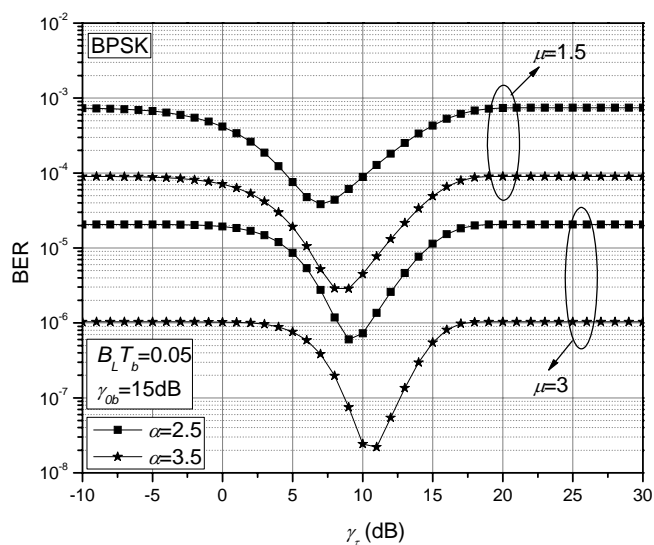
Slika 3.2.5 pokazuje zavisnost srednje verovatnoće greške od praga  $\gamma_\tau$  SSC prijemnika BPSK signala za različite vrednosti srednjeg ulaznog SNR-a. Može se primetiti da veza koja postoji između praga i verovatnoće greške nije sasvim jednostavna. Naime, za svaki set uslova u kanalu i karakteristika prijemnika, može se naći optimalna vrednost praga po kriterijumu minimalne verovatnoće greške. Sa povećanjem ulaznog SNR-a položaj ovog optimalnog praga se veoma malo menja ka većim vrednostima, ali se performanse prijemnika značajno poboljšavaju.





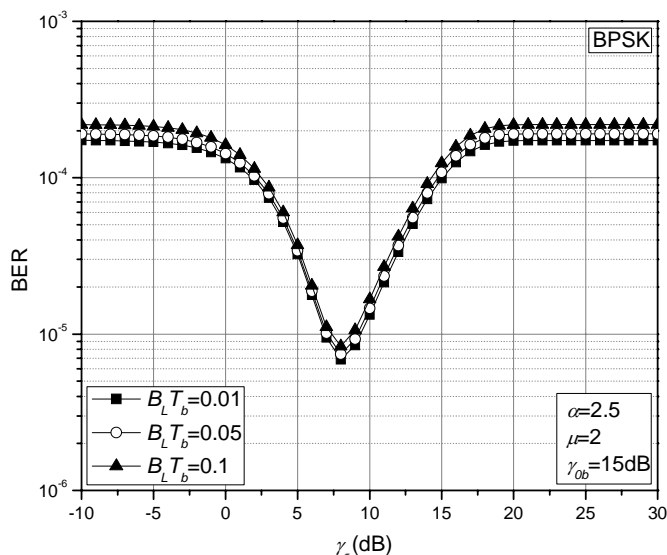
Sl.3.2.5. Uticaj praga  $\gamma_r$  na srednju verovatnoću greške za različite vrednosti srednjeg SNR-a u slučaju detekcije BPSK signala.

Sl.3.2.6 ilustruje uticaj praga  $\gamma_r$  na srednju verovatnoću greške za različite vrednosti parametara fedinga  $\alpha$  i  $\mu$  u slučaju detekcije BPSK signala. Što je dubina fedinga manja (vrednost feding parametara veća), optimalni prag ima veću vrednost.



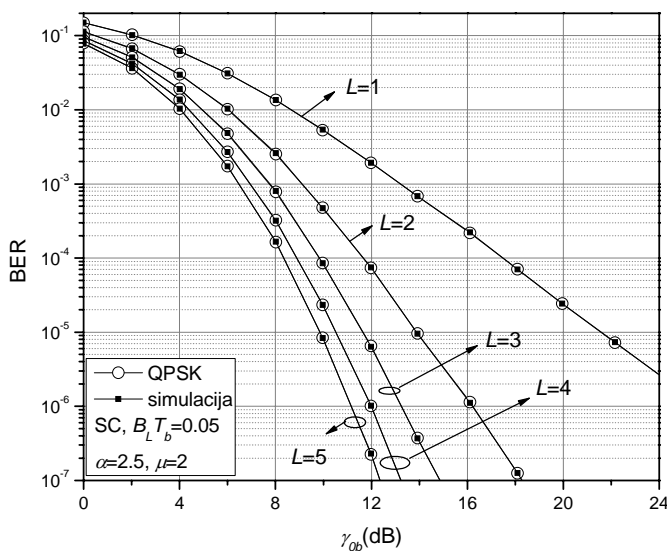
Sl.3.2.6. Uticaj praga  $\gamma_r$  na srednju verovatnoću greške za različite vrednosti parametara fedinga u slučaju detekcije BPSK signala.

Na Sl.3.2.7 prikazan je uticaj fazne greške na zavisnost srednje verovatnoće greške pri detekciji BPSK signala od praga  $\gamma_r$  SSC prijemnika. Može se videti da promena vrednosti parametra  $B_L T_b$  koji određuje veličinu fazne greške, veoma malo utiče na verovatnoću greške i položaj optimalnog praga.



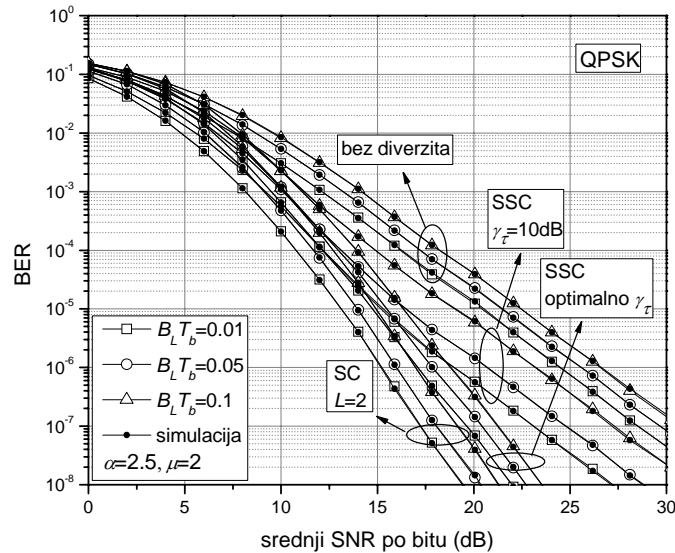
Sl.3.2.7. Uticaj praga  $\gamma_r$  na srednju verovatnoću greške za različite vrednosti parametra fazne petlje u slučaju detekcije BPSK signala.

Na Sl.3.2.8 prikazan je uticaj reda SC diverziti sistema na performanse QPSK prijmnika. Sa povećanjem reda diverzita poboljšavaju se performanse prijmnika. Tako, da bi se zadržala verovatnoća greške po bitu od  $BER=10^{-4}$ , pri  $\alpha=2.5$ ,  $\mu=2$  i  $B_L T_b=0.05$ , srednji SNR treba da dostigne vrednost od oko 17.47dB kada nema diverziti sistema ( $L=1$ ), vrednost 11.66dB za diverziti reda  $L=2$ , vrednost 9.84dB za  $L=3$ , 8.88dB za  $L=4$ , 8.33dB za  $L=5$ . Može se primetiti da dobitak ne raste linearno sa povećanjem reda diverziti sistema. Stoga je potrebno naći kompromis između željenih performansi i složenosti sistema.



Sl.3.2.8. Uticaj reda diverziti sistema na verovatnoću greške.

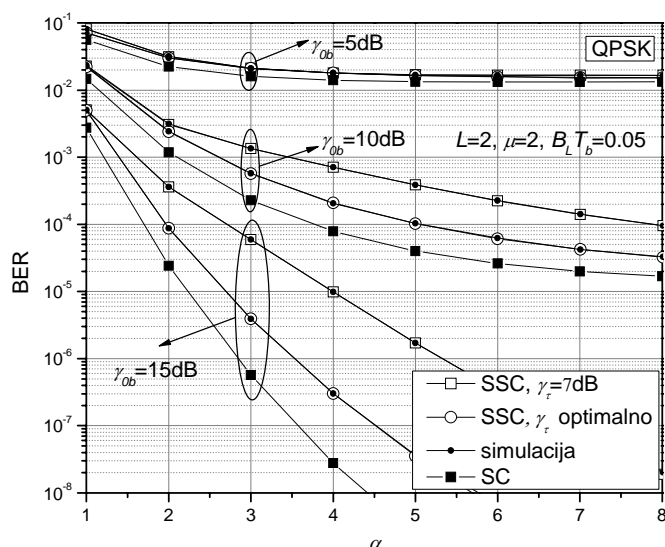
Na Sl.3.2.9 prikazana je verovatnoća greške u funkciji srednjeg SNR-a po bitu u slučaju SSC i SC diverziti prijemnika QPSK signala sa dve grane za različite vrednosti parametra fazne petlje  $B_L T_b$ . Poređenja radi, prikazan je i slučaj kada nema diverziteta.



Sl.3.2.9. Uticaj kvaliteta ekstrakcije referentnog nosioca u SC i SSC prijemniku na verovatnoću greške.

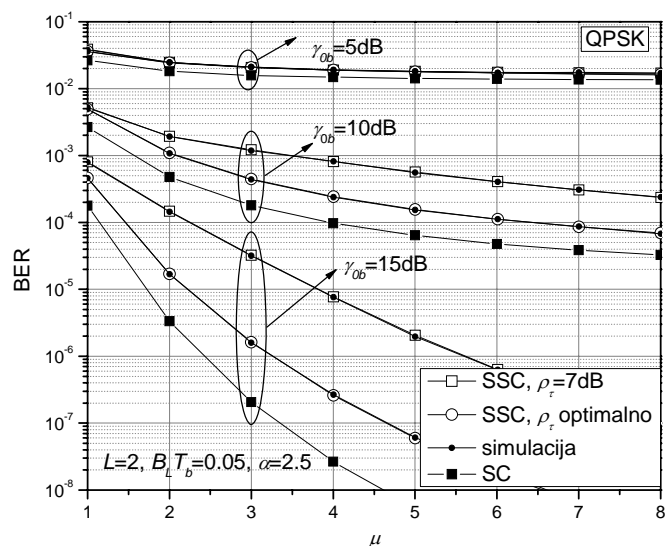
Pri svim korišćenim vrednostima  $B_L T_b$ , krive koje odgovaraju SC prijemniku pokazuju najbolje performanse. S obzirom na činjenicu da kod SSC prijemnika figuriše unapred zadati prag  $\gamma_\tau$ , na slici su prikazane dve grupe krivih vezane za performanse ovog prijemnika. Kod prve grupe krivih unapred zadati prag je fiksni i iznosi  $\gamma_\tau=10\text{dB}$ , dok je kod druge grupe korišćen optimalni prag za svaki set parametara. Kao što se moglo očekivati, druga grupa krivih, sa primenjenim optimalnim pragovima, pokazala je bolje performanse. Tako, na primer, da bi se postigla verovatnoća greške od  $10^{-7}$  pri  $B_L T_b=0.1$ , upotreba SC prijemnika zahteva 8dB manji srednji SNR dolazećeg signala nego SSC sa fiksni pragom, a samo 2dB manji srednji SNR nego SSC prijemnik sa optimalnim pragom. Uticaj parametra  $B_L T_b$  je najizraženiji kod SSC prijemnika sa fiksni pragom, dok je kod SSC prijemnika sa optimalnim pragom i kod SC prijemnika ovaj uticaj znatno manji i otprilike isti za obe diverziti šeme.

Na Sl.3.2.10 i Sl.3.2.11 može se detaljno pratiti uticaj feding parametara  $\alpha$  i  $\mu$ , respektivno, na performanse SC i SSC prijemnika. Kada je reč o SSC prijemniku, ispitana su dva slučaja: prvi sa fiksni pragom i drugi s optimalnim pragom, podešavanim za svaki set parametara.



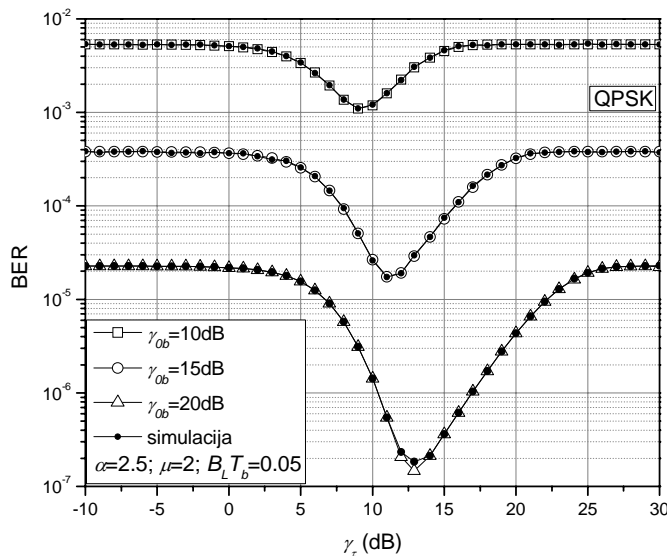
Sl.3.2.10. Uticaj fading parametra  $\alpha$  na performanse SC i SSC prijemnika QPSK signala.

Manje vrednosti fading parametara  $\alpha$  i  $\mu$  značajnije degradiraju performanse svih prijemnika kada je srednji ulazni SNR veći. Pri svim prikazanim, a naročito pri većim vrednostima srednjeg SNR-a, krive koje odgovaraju SC prijemniku pokazuju najbolje performanse. Razlika u performansama između SSC prijemnika sa optimalnim i nepotimalnim pragom takođe je više izražena u oblasti većih vrednosti srednjeg SNR-a  $\gamma_{ob}$ . Tako je, na primer, pri  $\mu=2$  i  $\gamma_{ob}=15\text{dB}$ , verovatnoća greške u slučaju fiksnog praga  $1.44 \cdot 10^{-4}$ , dok je u slučaju optimalnog praga njena vrednost  $1.7 \cdot 10^{-5}$  (Sl.3.2.11).



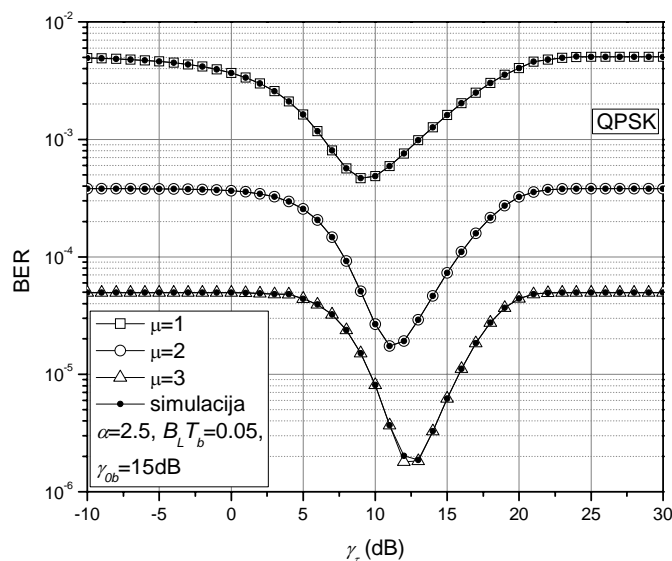
Sl.3.2.11. Uticaj fading parametra  $\mu$  na performanse SC i SSC prijemnika QPSK signala.

Na Sl.3.2.12, Sl.3.2.13 i Sl.3.2.14 prikazan je uticaj praga  $\gamma_\tau$  na performanse SSC prijemnika pri detekciji QPSK signala za različite vrednosti srednjeg ulaznog SNR-a, feding parametra  $\mu$  i parametra fazne petlje  $B_L T_b$ , respektivno.



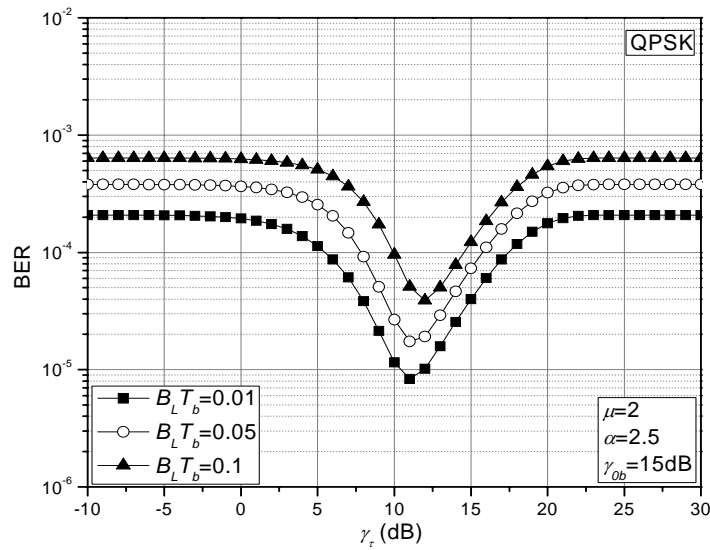
Sl.3.2.12. Uticaj praga  $\gamma_\tau$  na srednju verovatnoću greške za različite vrednosti srednjeg SNR-a po bitu u slučaju detekcije QPSK signala.

Može se primetiti da sa povećanjem srednjeg SNR-a po bitu,  $\gamma_{ob}$ , optimalne performanse se značajnije razlikuju od onih koje se dobijaju pri drugim vrednostima praga. Takođe, i sama vrednost optimalnog praga raste. Tako, na primer, u slučaju kada je  $\gamma_{ob}=10\text{dB}$ , odgovarajući optimalni prag je 9dB, dok je za  $\gamma_{ob}=20\text{dB}$  optimalni prag približno 13dB (Sl.3.2.12).



Sl.3.2.13. Uticaj praga  $\gamma_\tau$  na srednju verovatnoću greške za različite vrednosti parametara fedinga u slučaju detekcije QPSK signala.

Dubina fedinga prilično utiče na položaj optimalnog praga, dok je njen uticaj na dobitak koji se ostvaruje upotrebom tog optimalnog praga manje izražen (Sl.3.2.13).



Sl.3.2.14. Uticaj praga  $\gamma_\tau$  na srednju verovatnoću greške za različite vrednosti parametra fazne petlje u slučaju detekcije QPSK signala.

Povećanje vrednosti  $B_L T_b$  dovodi do kvarenja performansi sistema (Sl.3.2.14). Sa povećanjem širine propusnog opsega petlje raste i snaga šuma u PLL kolu, a samim tim i negativan uticaj fazne greške na verovatnoću greške. Kada je reč o dobitku u performansama izborom optimalne vrednosti praga, promena vrednosti  $B_L T_b$  parametra ne utiče značajno na veličinu ovog dobitka. Ipak, povećanje fazne greške pomera optimalni prag ka višim vrednostima.

### 3.2.2. Detekcija BPSK i QPSK signala u prisustvu Hoyt-ovog fedinga

U ovom odeljku razmatrana je detekcija BPSK i QPSK signala u kanalu sa Hoyt-ovim fedingom [11]. Na prijemu su primenjena dva tipa diverziti sistema: sa selekcionim i sa *switch-and-stay* kombinovanjem dolazećih grana. Pretpostavlja se da feding statistički nezavisan od simbola do simbola, konstantan za vreme trajanja jednog simbola i nekorelisan između grana. Ekstrakcija referentnog nosioca se smatra neidealnom i vršenom iz modulisanog signala.

Funkcija gustine verovatnoće trenutnih vrednosti odnosa signal-šum po simbolu u  $i$ -toj diverziti grani zahvaćenoj Hoyt-ovim fedingom  $\gamma_i$  ima oblik

$$p_{\gamma_i}(\gamma_i) = \frac{1}{\gamma_{0bi} \log_2 M \sqrt{1-b_i^2}} \exp\left(-\frac{\gamma_i}{\gamma_{0bi} \log_2 M (1-b_i^2)}\right) \cdot I_0\left(\frac{b_i \gamma_i}{\gamma_{0bi} \log_2 M (1-b_i^2)}\right) \quad (3.20)$$

gde je  $b_i$  Hoyt-ov parameter, a  $\gamma_{0bi}$  srednji SNR po bitu u  $i$ -toj diverziti grani. Broj faznih nivoa, karakterističan za konkretan PSK modulacioni format koji se koristi, označen je sa  $M$ . U ovoj analizi pretpostavljeno je da je raspodela srednjeg odnosa signal-šum po bitu u njima identična (pa prema tome  $\gamma_{0bi}=\gamma_{0b}$ ,  $i=1,\dots,L$ ) i parametri fedinga u svim granama jednaki  $b_i=b$ ,  $i=1,\dots,L$ .

Funkcija gustine verovatnoće trenutnog odnosa signal-šum na izlazu iz SC kola sa  $L$  identičnih grana ima oblik (3.4), dok je u slučaju SSC kombinovanja, ona data kao (3.6). Pri tome je kumulativna funkcija raspodele u  $i$ -toj grani označena je sa  $F_i$  i definisana kao (3.5).

Na korisni signal koji se prostire kroz kanal sa fedingom superponira se beli Gauss-ov šum nulte srednje vrednosti i varijanse  $\sigma^2$ . Uslovna verovatnoća greške po bitu prilikom detekcije QPSK i BPSK signala data je pomoću izraza (3.1) i (3.2), respektivno.

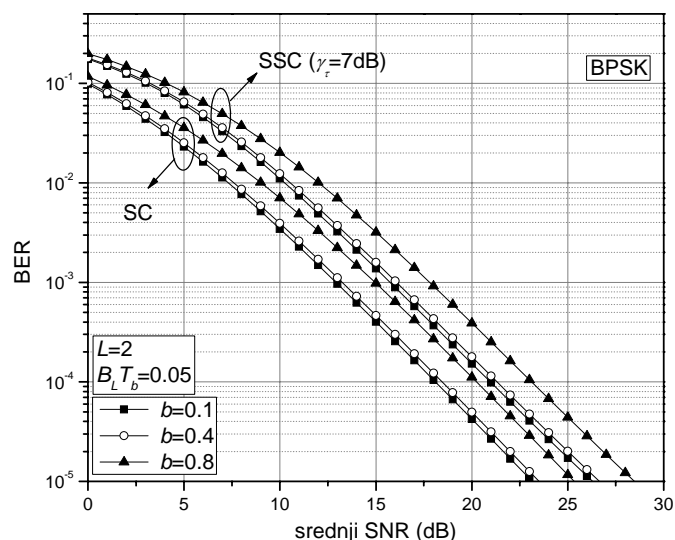
Fazna greška koja se javlja, posledica je neidealne ekstrakcije referentnog nosioca u kolu fazne petlje i predstavlja razliku između faze primljenog signala i faze regenerisanog nosioca. Ova fazna greška ima Tikhonov-ljevu raspodelu i data je kao (3.14). Pri tome su gubici u faznoj petlji u slučaju QPSK detekcije određeni izrazom (3.18) koji odgovara upotrebi pri malim vrednostima odnosa signal-šum. Gubici u faznoj petlji u slučaju BPSK detekcije određeni su izrazom (3.17).

Kao mera performansi sistema korišćena je srednja verovatnoća greške po bitu koja se dobija kao

$$P_e = \int_0^{+\infty} \int_{-\pi/M}^{\pi/M} P_{eBPSK,QPSK/\varphi,\gamma} p_\varphi(\varphi/\gamma) p_{\gamma_{SSC,SC}}(\gamma) d\varphi d\gamma. \quad (3.21)$$

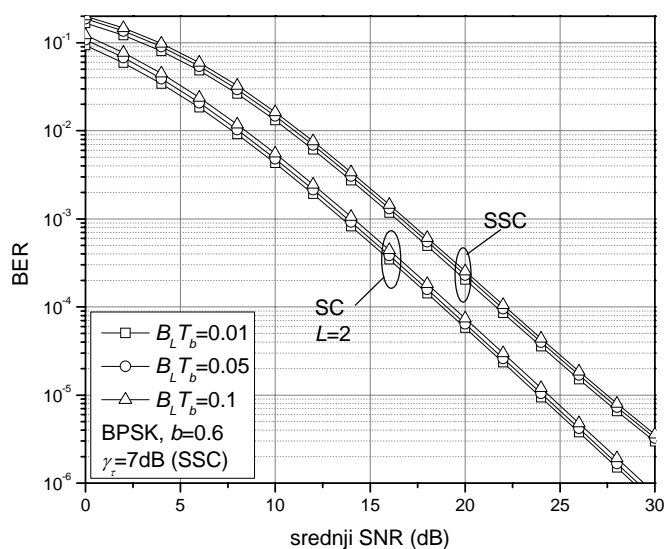
Rezultati na slikama 3.2.15–3.2.18 odnose se na BPSK modulacioni format, dok rezultati na slikama 3.2.19–3.2.23 važe za QPSK modulacioni format.

Na Sl.3.2.15 prikazana je zavisnost verovatnoće greške od srednjeg odnosa signal-šum pri detekciji BPSK signala, za različite vrednosti Hoyt-ovog feding parametra  $b$ . Razmatrani su SC i SSC prijemnici sa dve grane. Vrednost parametra fazne petlje  $B_L T_b$  je 0.05, a unapred zadati prag u slučaju SSC prijemnika je  $\gamma_\tau=7\text{dB}$ . Može se reći da prisustvo fedinga istovetno utiče na performanse oba prijemnika. Sa porastom vrednosti parametra  $b$  feding je jači, pa se performanse oba prijemnika kvare.



Sl.3.2.15. Performanse SC i SSC prijemnika sa dve grane za različite vrednosti fading parametra.

Na Sl.3.2.16 prikazan je uticaj proizvoda širine propusnog opsega fazne petlje i trajanja jednog bita na performanse SC i SSC prijemnika BPSK signala. Povećanje vrednosti ovog parametra u vezi je sa pojavom veće fazne greške, te se tada javlja i veća verovatnoća greške. Ipak, nezavisno od vrste kombinovanja na prijemu, ovaj uticaj je kod BPSK modulacionog formata slabo izražen.

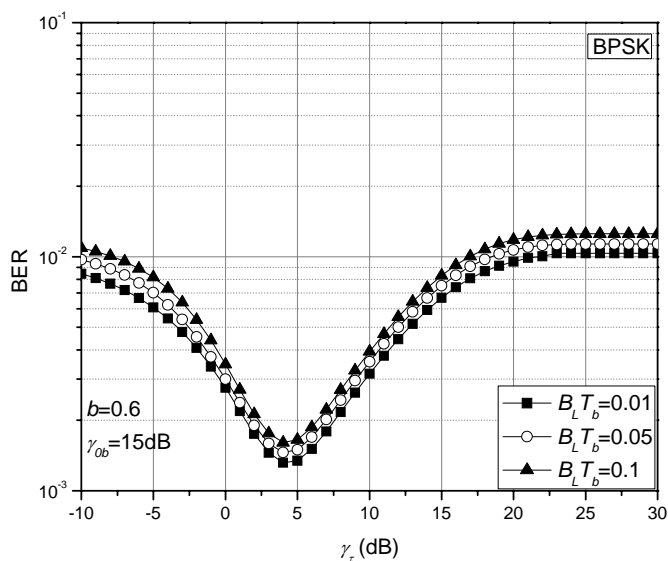


Sl.3.2.16. Uticaj proizvoda širine propusnog opsega petlje i trajanja jednog bita na performanse SC i SSC prijemnika BPSK signala.

Na Sl.3.2.17 prikazan je uticaj fazne greške na zavisnost srednje verovatnoće greške pri detekciji BPSK signala od praga  $\gamma_r$  SSC prijemnika. Može se videti da promena vrednosti

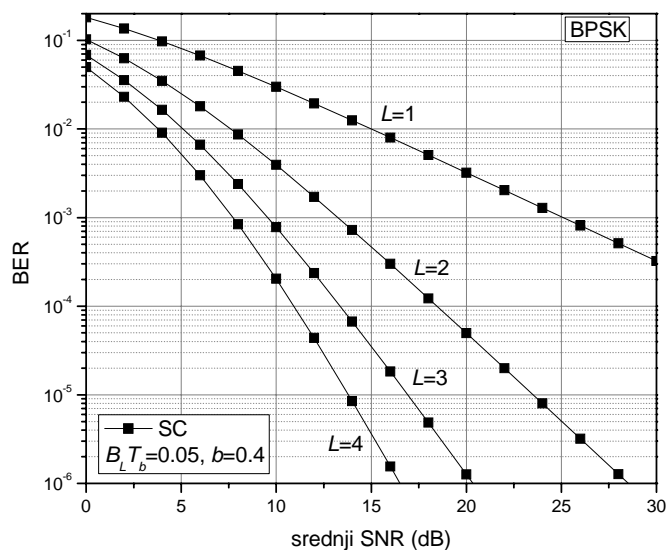


parametra  $B_L T_b$  veoma malo utiče na verovatnoću greške, a gotovo da ne utiče na položaj optimalnog praga.



Sl.3.2.17. Uticaj praga  $\gamma_\tau$  na srednju verovatnoću greške za različite vrednosti parametra fazne petlje u slučaju detekcije BPSK signala.

Uticaj reda diverziti sistema na performanse SC prijmnika pri detekciji BPSK signala može se pratiti na Sl.3.2.18.

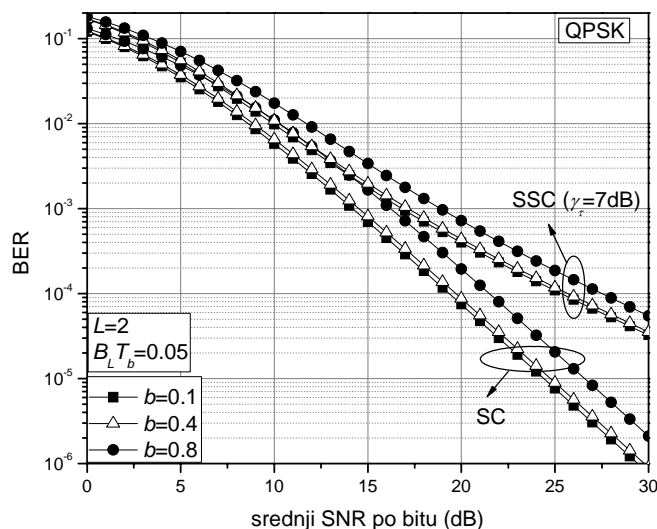


Sl.3.2.18. Uticaj reda diverziti sistema na detekciju BPSK signala.

Sa povećanjem reda diverzita poboljšavaju se performanse prijmnika. Međutim, veliki broj diverziti antena ne daje srazmerno veliki dobitak, a kompleksnost sistema raste. Stoga je potrebno naći kompromis između željenih performansi i složenosti sistema. Dobitak je najveći kada se pređe sa  $L=1$  na sistem  $L=2$ . Na primer, da bi se zadržala verovatnoća greške

po bitu  $BER=10^{-4}$ , pri  $B_L T_b=0.05$  i  $b=0.4$ , srednji SNR treba da dostigne vrednost  $\gamma_0=35.13$ dB kada nema diverziti sistema ( $L=1$ ), vrednost  $\gamma_0=18.45$ dB za diverziti reda  $L=2$ , vrednost  $\gamma_0=13.36$ dB za  $L=3$  i  $\gamma_0=10.92$ dB za  $L=4$ . Može se primetiti da dobitak eksponencijalno opada sa povećanjem reda diverziti sistema.

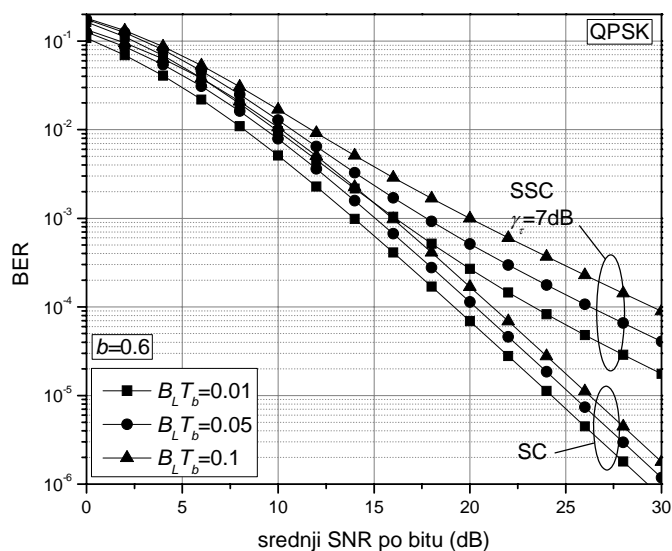
Na Sl.3.2.19 prikazana je zavisnost verovatnoće greške od srednjeg odnosa signal-šum pri detekciji QPSK signala, za različite vrednosti Hoyt-ovog feding parametra  $b$ .



Sl.3.2.19. Performanse SC i SSC prijmnika sa dve grane za različite vrednosti feding parametra.

Razmatrani su SC i SSC prijmnici sa dve grane. Vrednost parametra  $B_L T_b$  je 0.05. U slučaju SSC prijmnika unapred zadati prag je  $\gamma_r=7$ dB. Može se uočiti da SC prijmnik pokazuje bolje performanse nego SSC prijmnik. Na primer, ako bi se, pri vrednosti ulaznog srednjeg SNR-a od 25dB i vrednosti Hoyt-ovog parametra  $b=0.4$ , primenio SSC diverziti sistem sa dve grane, vrednost verovatnoće greške bi bila oko  $10^{-4}$ , dok bi pri upotrebi SC prijmnika ona dostigla vrednost od  $10^{-5}$ . S druge strane, SSC prijmnik je jednostavniji za realizaciju, pa stoga i dalje nalazi praktičnu primenu.

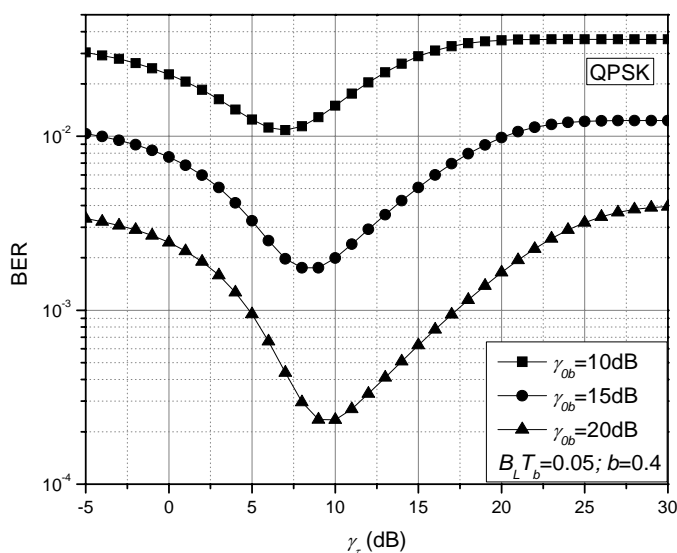
Uticao proizvoda širine propusnog opsega petlje i trajanja jednog bita  $B_L T_b$  na performanse SC i SSC prijmnika u slučaju detekcije QPSK signala ispitan je na Sl.3.2.20.



Sl.3.2.20. Uticaj proizvoda širine propusnog opsega petlje i trajanja jednog bita na performanse prijemnika QPSK signala

U slučaju SC diverzita, pri promeni vrednosti  $B_L T_b$  od 0.01 na 0.1, kazna u srednjem SNR-u koja se mora platiti da bi se zadržala verovatnoća greške od  $BER=10^{-4}$  iznosi oko 1.9dB. U slučaju SSC diverzita, ova kazna iznosi oko 6.2dB. Može se zaključiti da upotreba SSC diverzita zahteva mnogo veći srednji SNR u kanalu nego upotreba SC diverzita i da prisustvo fazne greške značajnije utiče na performanse SSC nego SC prijemnika.

Slika 3.2.21 prikazuje zavisnost verovatnoće greške pri detekciji QPSK signala od praga  $\gamma_\tau$  kod SSC prijemnika, za različite vrednosti srednjeg ulaznog SNR-a.

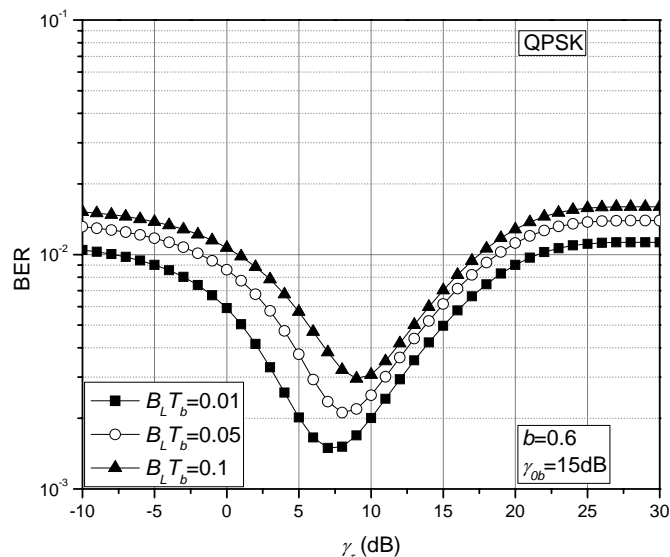


Sl.3.2.21. Zavisnost verovatnoće greške od praga kod SSC prijemnika.

Tu je moguće odrediti optimalnu vrednost praga po kriterijumu minimalne verovatnoće

greške. Ova vrednost raste sa povećanjem srednjeg SNR-a po bitu,  $\gamma_{ob}$ , a optimalne performanse se sve značajnije razlikuju od onih koje se dobijaju pri drugim vrednostima praga.

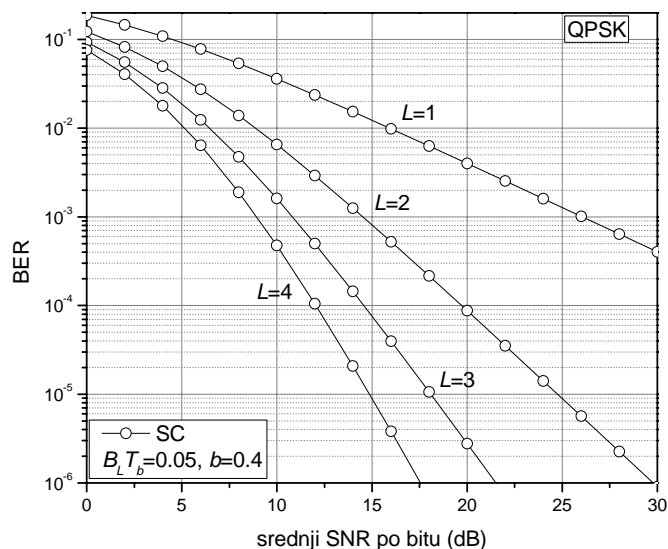
Na Sl.3.2.22 može se pratiti uticaj praga  $\gamma_\tau$  na srednju verovatnoću greške za različite vrednosti parametra fazne petlje  $B_L T_b$  u slučaju detekcije QPSK signala.



Sl.3.2.22. Uticaj praga  $\gamma_\tau$  na srednju verovatnoću greške za različite vrednosti parametra fazne petlje u slučaju detekcije QPSK signala.

Povećanje vrednosti  $B_L T_b$  dovodi do kvarenja performansi sistema i pomeranja optimalnog praga ka višim vrednostima. Kada je reč o dobitku u performansama izborom optimalne vrednosti praga, promena vrednosti  $B_L T_b$  parametra ne utiče značajno na veličinu ovog dobitka.

Uticaj reda diverziti sistema na performanse SC prijmnika pri detekciji QPSK signala prikazan je na Sl.3.2.23. Sa povećanjem reda diverzita poboljšavaju se i performanse prijmnika. Tako, na primer, da bi se zadržala verovatnoća greške po bitu  $BER=10^{-4}$ , pri  $B_L T_b=0.05$  i  $b=0.4$ , srednji SNR treba da dostigne vrednost  $\gamma_{ob}=36.07$ dB kada nema diverziti sistema ( $L=1$ ), vrednost  $\gamma_{ob}=19.7$ dB za diverziti reda  $L=2$ , vrednost  $\gamma_{ob}=14.55$ dB za  $L=3$  i  $\gamma_{ob}=12.08$ dB za  $L=4$ . Zapaža se da dobitak u srednjem SNR-u opada sa povećanjem reda diverziti sistema. Stoga, izbor broja grana SC prijmnika pri projektovanju mora biti kompromis između ostvarenog dobitka i neophodne kompleksnosti sistema.



Sl.3.2.23. Uticaj reda diverziti sistema na detekciju QPSK signala.

U Tabeli 3.2 prikazani su dobitci u srednjem SNR-u u dB za odgovarajuće prelaskе sa manjeg na veći broj diverziti antena.

Tabela 3.2:

*Dobitak u srednjem SNR-u za različite vrednosti reda diverziti sistema (pri  $BER=10^{-4}$  i detekciji QPSK signala).*

Prelazak sa nižeg na viši red diverziti sistema $L$	<b>Dobitak u</b> $\gamma_{bsr}$
sa $L=1$ na $L=2$	16.37 dB
sa $L=2$ na $L=3$	5.15 dB
sa $L=3$ na $L=4$	2.47 dB

### 3.2.3. Detekcija BPSK i QPSK signala u prisustvu kompozitnog $K_G$ fedinga

U ovom odeljku razmatra se prenos QPSK signala kroz kanal sa kompozitnim  $K_G$  fedingom. Na prijemu je primenjen diverziti sistem sa selekcionim kombinovanjem dolazećih grana. Analiza je sprovedena pod pretpostavkom da je ekstrakcija referentnog nosioca neidealna i vršena iz modulisanog signala.

Funkcija gustine verovatnoće trenutnih vrednosti odnosa signal-šum po simbolu u  $i$ -toji diverziti grani zahvaćenoj kompozitnim  $K_G$  fedingom  $\gamma_i$  ima oblik

$$p_k(\gamma_k) = \frac{2}{\Gamma(m_{mk})\Gamma(m_{sk})} \left( \frac{m_{mk}m_{sk}}{\gamma_{0k}} \right)^{\frac{m_{mk}+m_{sk}}{2}} \gamma_k^{\frac{m_{mk}+m_{sk}}{2}-1} K_{m_{sk}-m_{mk}} \left( 2\sqrt{\gamma_k \frac{m_{mk}m_{sk}}{\gamma_{0k}}} \right), \quad \gamma_k \geq 0 \quad (3.22)$$

gde je  $\gamma_{0k}$  srednji SNR po simbolu. I ovde se može primeniti relacija koja povezuje srednji SNR po simbolu i po bitu:  $\gamma_{0k} = \gamma_{0bk} \log_2 M$ , gde  $M$  označava broj faznih nivoa i uzima vrednost  $M=2$  kod BPSK i  $M=4$  kod QPSK signala. Modifikovana Bessel-ova funkcija druge vrste reda  $\beta$  označena je sa  $K_\beta(\cdot)$  [54, j. (8.432)]. Parametar brzog Nakagami- $m$  fedinga u  $k$ -toj grani označen je sa  $m_{mk}$  i što je njegova vrednost veća, to je dubina fedinga manja. Njegove vrednosti kreću se u opsegu  $0.5 \leq m_{mk} < +\infty$ . Parametar senke u  $k$ -toj grani označen je sa  $m_{sk} > 0$ . Što je njegova vrednost veća, to je intenzitet senke manji. Pretpostavlja se da su diverziti grane međusobno nezavisne, raspodela srednjeg odnosa signal-šum po bitu u njima identična (pa prema tome  $\gamma_{0k} = \gamma_0$ ,  $\gamma_{0bk} = \gamma_{0b}$ ,  $k=1, \dots, L$ ) i parametri fedinga u svim granama jednaki  $m_{mk} = m_m$ ,  $m_{sk} = m_s$ ,  $k=1, \dots, L$ .

U SC kolu bira se grana sa najjačim signalom. Funkcija gustine verovatnoće na izlazu iz SC kola sa  $L$  nezavisnih identičnih grana dobija se kao

$$p_{\gamma_{sc}}(\gamma) = L p_k(\gamma) F_k^{L-1}(\gamma). \quad (3.23)$$

gde je  $F_k(\gamma)$  kumulativna funkcija raspodele u  $k$ -toj grani.

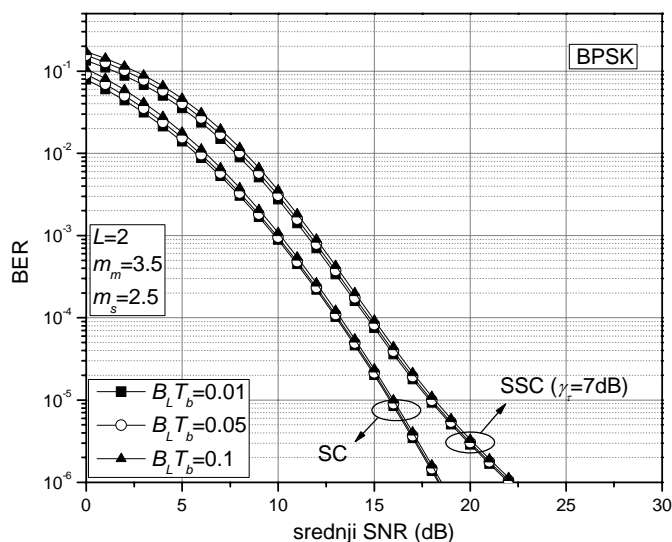
Uslovna verovatnoća greške po bitu prilikom detekcije QPSK i BPSK signala data je pomoću izraza (3.1) i (3.2), respektivno.

Fazna greška koja se javlja, posledica je neidealne ekstrakcije referentnog nosioca u kolu fazne petlje i predstavlja razliku između faze primljenog signala i faze regenerisanog nosioca. Ova fazna greška ima Tikhonov-ljevu raspodelu i data je kao (3.14). Pri tome su gubici u faznoj petlji u slučaju QPSK detekcije određeni izrazom (3.18) koji odgovara upotrebi pri malim vrednostima odnosa signal-šum. Gubici u faznoj petlji u slučaju BPSK detekcije određeni su izrazom (3.17).

Srednja verovatnoća greške se dobija kao

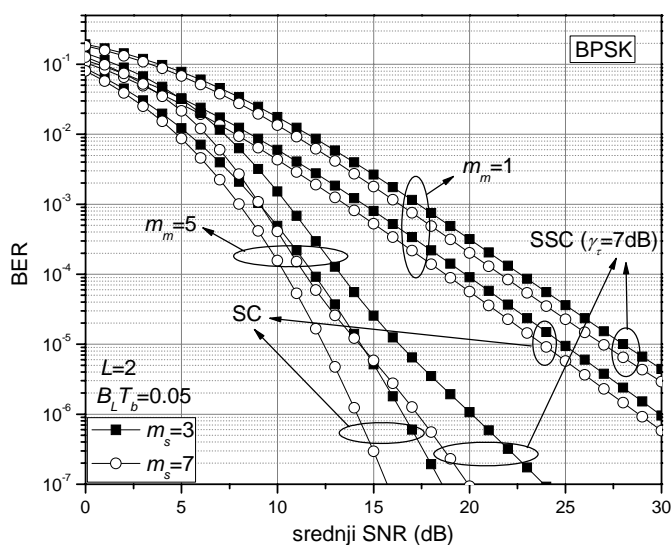
$$P_e = \int_0^{+\infty} \int_{-\pi/M}^{\pi/M} P_{eBPSK,QPSK/\varphi,\gamma} p_\varphi(\varphi/\gamma) p_{\gamma_{sc,sc}}(\gamma) d\varphi d\gamma. \quad (3.24)$$

Na Sl.3.2.24 prikazan je uticaj parametra  $B_L T_b$  na performanse SC i SSC prijemnika BPSK signala. Kao što se može videti, kod ovog modulacionog formata, nezavisno od vrste kombinovanja na prijemu, promena vrednosti  $B_L T_b$  veoma slabo utiče na performanse sistema.



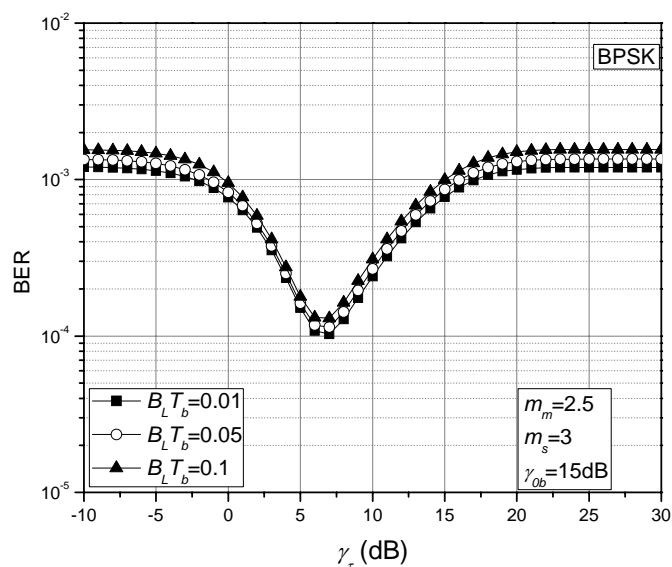
Sl.3.2.24. Uticaj kvaliteta ekstrakcije referentnog nosioca u SC i SSC prijemniku na verovatnoću greške.

Na Sl.3.2.25 prikazan je uticaj dubine fedinga (parametar  $m_m$ ) i intenziteta senke (parametar  $m_s$ ) na performanse SC i SSC prijemnika sa dve grane pri detekciji BPSK signala [16]. Može se primetiti da je uticaj ovih parametara na performanse obe vrste prijemnika istovetan. Mala dubina fedinga i mali intenzitet senke (veće vrednosti  $m_m$  i  $m_s$ ) donose, kao što je poznato, manju verovatnoću greške. Može se, međutim, primetiti da je uticaj efekta senke izraženiji u kanalu sa slabijim fedingom. Tako, na primer, da bi se zadržala verovatnoća greške od  $10^{-5}$ , pri  $B_L T_b=0.05$  kod SC prijemnika, kada se  $m_s$  promeni sa  $m_s=7$  na  $m_s=3$ , potrebno je povećati srednje SNR u kanalu za oko 1.9dB pri  $m_m=5$ , a za oko 1dB pri  $m_m=1$ .

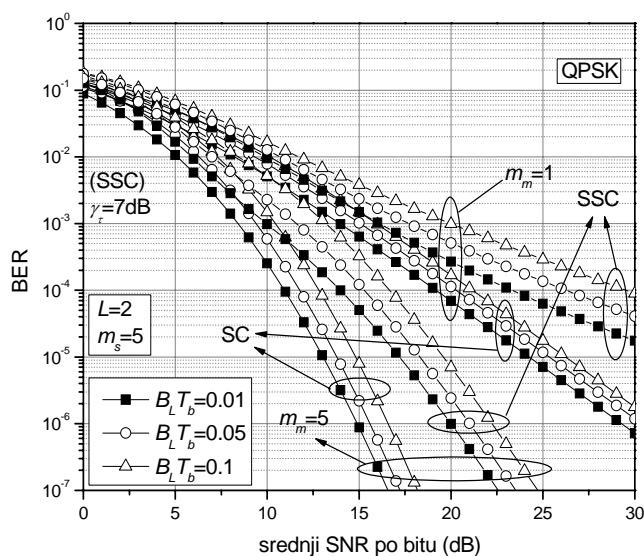


Sl.3.2.25. Uticaj parametra fedinga i senke u SC i SSC prijemniku na verovatnoću greške.

Uticaj praga  $\gamma_\tau$  na srednju verovatnoću greške za različite vrednosti parametra fazne petlje u slučaju detekcije BPSK signala dat je na Sl.3.2.26. Može se videti da promena vrednosti parametra  $B_L T_b$  ne utiče na položaj optimalnog praga, kao ni na veličinu dobitka koji se njegovim izborom ostvaruje.



Sl.3.2.26. Uticaj praga  $\gamma_\tau$  na srednju verovatnoću greške za različite vrednosti parametra fazne petlje u slučaju detekcije BPSK signala.



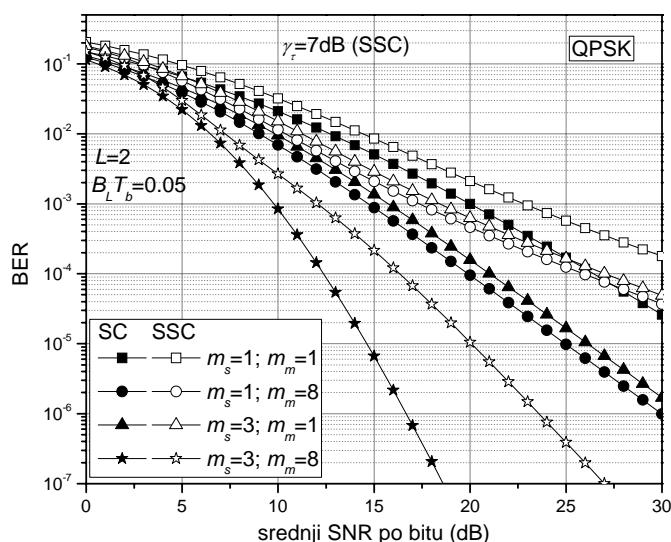
Sl.3.2.27. Uticaj kvaliteta ekstrakcije referentnog nosioca u SC i SSC prijemniku na verovatnoću greške.

Uticaj kvaliteta ekstrakcije referentnog nosioca u SC i SSC prijemniku QPSK signala na performanse sistema ilustruje Sl.3.2.27. Sa povećanjem vrednosti parametra  $B_L T_b$  kvare se

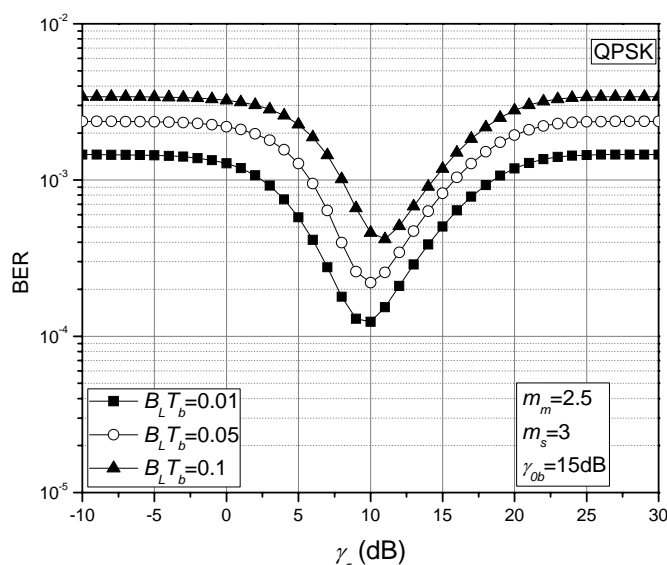


performanse sistema. Tako, na primer, zahtevane vrednosti srednjeg SNR-a da bi se pri  $m_m=5$ ,  $m_s=5$  i selekcionom kombinovanju zadržala verovatnoća greške  $BER=10^{-6}$ , iznose 14.8dB, 15.5dB i 16.5dB kada  $B_L T_b$  uzima vrednosti 0.01, 0.05 i 0.1, respektivno.

Slika 3.2.28 omogućuje praćenje uticaja parametara fedinga i efekta senke na performanse SC i SSC prijemnika QPSK signala. Smanjenje vrednosti ovih parametara dovodi do kvarenja performansi oba prijemnika, što se i očekuje s obzirom na to da se manje vrednosti odnose na dublji feding odnosno efekat senke. Takođe, pri dubljem fedingu uticaj efekta senke na verovatnoću greške je manje izražen.



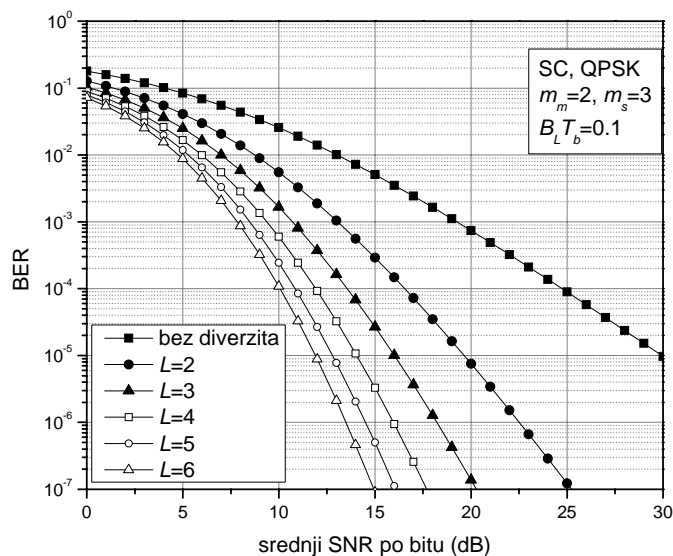
Sl.3.2.28. Uticaj parametra fedinga i senke u SC i SSC prijemniku na verovatnoću greške.



Sl.3.2.29. Uticaj praga  $\gamma_\tau$  na srednju verovatnoću greške za različite vrednosti parametra fazne petlje u slučaju detekcije QPSK signala.

Na Sl.3.2.29 prikazan je uticaj praga  $\gamma_\tau$  na srednju verovatnoću greške za različite vrednosti parametra fazne petlje  $B_L T_b$  u slučaju detekcije QPSK signala. Povećanje vrednosti parametra  $B_L T_b$  dovodi do pomeranja optimalnog praga ka višim vrednostima.

Uticaj reda diverziti sistema na performanse SC prijemnika QPSK signala dat je na Sl.3.2.30. Sa povećanjem reda diverzita performanse prijemnika se ne poboljšavaju linearno.



Sl.3.2.30. Uticaj reda diverziti sistema na verovatnoću greške.

Tako, da bi se zadržala verovatnoća greške po bitu  $BER=10^{-4}$ , pri  $m_m=2, m_s=3$  i  $B_L T_b=0.1$ , srednji SNR treba da dostigne vrednost  $\gamma_{ob}=24.67$ dB kada nema diverziti sistema ( $L=1$ ), vrednost  $\gamma_{ob}=16.5$ dB za diverziti reda  $L=2$ , vrednost  $\gamma_{ob}=13.5$ dB za  $L=3$ ,  $\gamma_{ob}=11.9$ dB za  $L=4$ ,  $\gamma_{ob}=10.8$ dB za  $L=5$ , a  $\gamma_{ob}=10$ dB za  $L=6$ . Očigledno, izbor broja grana pri projektovanju mora biti kompromis između ostvarenog dobitka u performansama i neophodne kompleksnosti sistema.

## 4. Performanse diverziti sistema sa EGC i MRC kombinovanjem pri neidealnom kofaziranju

### 4.1 Kanal sa nekorelesanim Weibull-ovim fedingom

Analiziran je prijem QPSK signala u kanalu zahvaćenim Weibull-ovim fedingom. U prijemu se koristi MR i EG tehnike kombinovanja, pri čemu su grane prijemnika nebalansirane. Smatra se da je procena faze prijemnog signala prilikom kofaziranja idealna i vršena iz nemodulisanog nosioca. Razlika između faze dolazećeg signala i procenjene faze signala je slučajni proces koji ima Tikhonov-ljevu funkciju raspodele verovatnoće.

Weibull-ova raspodela se često koristi za modelovanje fedinga u urbanim sredinama u slučajevima kada je Rayleigh-jeva raspodela neadekvatna. Model fedinga sa Weibull-ovom raspodelom podrazumeva signal koji se sastoji od grupe *multipath* talasa u nehomogenoj sredini. Rezultujuća anvelope dobija se kao nelinearna funkcija modula sume *multipath* komponenti.

Funkcija gustine verovatnoće anvelope signala zahvaćenog Weibull-ovim fedingom u *i*-toj grani prijemnika ima oblik [81]

$$p_{r_i}(r_i) = \frac{\alpha_i}{\Omega_i} r_i^{\alpha_i-1} \cdot \exp(-r_i^2 / \Omega_i), \quad r_i \geq 0 \quad (4.1)$$

gde je  $\alpha_i$  parametar fedinga u *i*-toj grani, a  $\Omega_i = E\{r_i^{\alpha_i}\}$ , pri čemu je  $E\{\cdot\}$  matematičko očekivanje. Feding na svakoj anteni je frekvencijski neselektivan, u toku jednog simbola se ne menja, nezavisan je od simbola do simbola i ne postoji korelacija između fedinga na različitim antenama. Može se pokazati da za *n*-ti moment važi [81]

$$E\{r_i^n\} = \Omega_i^{n/\alpha_i} \Gamma\left(1 + \frac{n}{\alpha_i}\right), \quad (4.2)$$

gde je  $\Gamma(\cdot)$  Gamma funkcija [54, j. (8.310/1)]. Ako se, bez umanjenja opštosti, uzme da je srednje kvadratna vrednost anvelope signala jednaka jednici

$$E\{r_i^2\} = 1 = \Omega_i^{2/\alpha_i} \Gamma\left(1 + \frac{2}{\alpha_i}\right), \quad (4.3)$$

onda je

$$\Omega_i = \left( 1/\Gamma\left(1 + \frac{2}{\alpha_i}\right) \right)^{\alpha_i/2}. \quad (4.4)$$

Na korisni signal koji se prostire kroz kanal sa fadingom u  $i$ -toj grani prijemnika superponira se Gauss-ov šum nulte srednje vrednosti i varijanse  $\sigma_i^2$ . Standardna devijacija ovog Gauss-ovog šuma data je pomoću

$$\sigma_i = \sqrt{E\{r_i^2\} / [2 \log_2 M 10^{\gamma_{bi}} \exp(-\delta(i-1))]}, \quad (4.5)$$

gde je  $M$  broj faznih nivoa,  $\delta$  je koeficijent debalansiranosti, a  $\gamma_{bi}$  je odnos srednjih snaga signala i šuma po bitu u  $i$ -toj grani prijemnika izražen u decibelima.

Razlika između faze primljenog signala  $\psi_i(t)$  u  $i$ -toj grani prijemnika i procenjene faze  $\hat{\psi}_i(t)$  u toj grani prijemnika označena je sa  $\varphi_i(t) = \psi_i(t) - \hat{\psi}_i(t)$ . Ako se procena faze vrši pomoću fazne petlje iz nemodulisanog nosioca, a šum u PLL-u smatran Gauss-ovim, funkcija gustine verovatnoće ove fazne greške je [61], [80], [113]

$$p_{\varphi_i}(\varphi_i) = \frac{1}{2\pi} \frac{\exp(\gamma_{PLLi} \cdot \cos(\varphi_i))}{I_0(\gamma_{PLLi})}, \quad -\pi < \varphi_i \leq \pi, \quad (4.6)$$

gde je  $I_0(\cdot)$  modifikovana Bessel-ova funkcija prve vrste nultog reda [54, j. (8.406)],  $\gamma_{PLLi}$  je odnos signal-šum u kolu fazne petlje u  $i$ -toj grani prijemnika, koji se može izraziti preko varijanse fazne greške  $\sigma_{\varphi_i}^2$  [61], [80], [113]

$$\gamma_{PLLi} = 1/\sigma_{\varphi_i}^2. \quad (4.7)$$

Može se pokazati da je, u slučaju MRC prijemnika, verovatnoća greške po bitu pri detekciji QPSK signala za diverziti sistem drugog reda data izrazom

$$P_e = \frac{1}{4} \int_{r_1} \int_{r_2} \int_{\varphi_1} \int_{\varphi_2} \left\{ \operatorname{erfc} \left( \frac{1}{\sqrt{2}\sigma_{MRC}} \sum_{i=1}^2 r_i^2 \cos(\pi/4 - \varphi_i) \right) + \operatorname{erfc} \left( \frac{1}{\sqrt{2}\sigma_{MRC}} \sum_{i=1}^2 r_i^2 \cos(\pi/4 + \varphi_i) \right) \right\} \\ \times p_{\varphi_1}(\varphi_1) p_{\varphi_2}(\varphi_2) p_{r_1}(r_1) p_{r_2}(r_2) d\varphi_2 d\varphi_1 dr_2 dr_1. \quad (4.8)$$

U slučaju EGC prijemnika, ova srednja verovatnoća greške po bitu bila bi

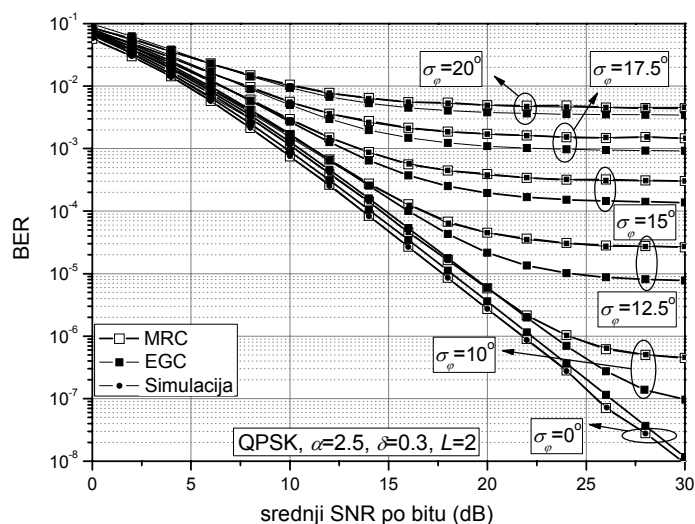
$$P_e = \frac{1}{4} \int_{r_1} \int_{r_2} \int_{\varphi_1} \int_{\varphi_2} \left\{ \operatorname{erfc} \left( \frac{1}{\sqrt{2}\sigma_{EGC}} \sum_{i=1}^2 r_i \cos(\pi/4 - \varphi_i) \right) + \operatorname{erfc} \left( \frac{1}{\sqrt{2}\sigma_{EGC}} \sum_{i=1}^2 r_i \cos(\pi/4 + \varphi_i) \right) \right\} \\ \times p_{\varphi_1}(\varphi_1) p_{\varphi_2}(\varphi_2) p_{r_1}(r_1) p_{r_2}(r_2) d\varphi_2 d\varphi_1 dr_2 dr_1. \quad (4.9)$$

Komplementarna funkcija greške označena je kao  $\text{erfc}(\cdot)$  [54, j. (7.1.2.)],  $p_{\varphi_1}(\varphi_1)$  i  $p_{\varphi_2}(\varphi_2)$  su funkcije gustine verovatnoće fazne greške u prvoj i drugoj grani, a  $p_{r_1}(r_1)$  i  $p_{r_2}(r_2)$  su funkcije gustine verovatnoće anvelope fedinga u prvoj i drugoj grani. U slučaju MRC prijemnika važi da je  $\sigma_{MRC} = \sqrt{r_1^2 \sigma_1^2 + r_2^2 \sigma_2^2}$ , dok je kod EGC prijemnika  $\sigma_{EGC} = \sqrt{\sigma_1^2 + \sigma_2^2}$ .

Na sličan način mogu se dobiti i izrazi za verovatnoću greške po bitu za diverziti sisteme višeg reda.

Neki od prikazanih rezultata, dobijeni primenom numeričke integracije, potvrđeni su Monte Carlo simulacijama. Numerička integracija je izvršena primenom kvadrature formula Gaussovog tipa uz povećavanje broja čvorova do postizanja prethodno zadate tačnosti. U cilju jasnijeg prikaza rezultata uzeto je da su parametri Weibullove raspodele fedinga i standardne devijacije fazne greške u svim granama isti:  $\alpha_1 = \dots = \alpha_L = \alpha$ ,  $\sigma_{\varphi_1} = \dots = \sigma_{\varphi_L} = \sigma_{\varphi}$ . Odnos srednjih snaga signala i šuma po bitu u prvoj grani prijemnika označen je sa  $\gamma_{obI} = \gamma_{ob}$ .

Na Sl.4.1.1 prikazane su uporedne karakteristike MRC i EGC prijemnika QPSK signala sa dve grane, za različite vrednosti standardne devijacije fazne greške.

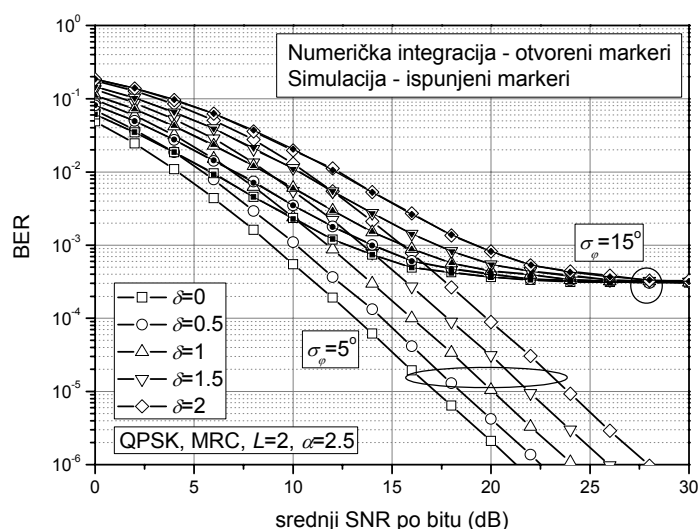


Sl.4.1.1. Zavisnost verovatnoće greške po bitu od odnosa srednjih snaga signala i šuma po bitu za različite vrednosti standardne devijacije fazne greške.

Kada je kofaziranje idealno ( $\sigma_{\varphi}=0^{\circ}$ ) MRC prijemnik pokazuje bolje performanse od EGC prijemnika, kao što se i očekuje. Međutim, zanimljivo je primetiti da u slučaju neidealnog kofaziranja, a naročito pri većim vrednostima srednjeg SNR-a  $\gamma_{ob}$ , EGC prijemnik pokazuje

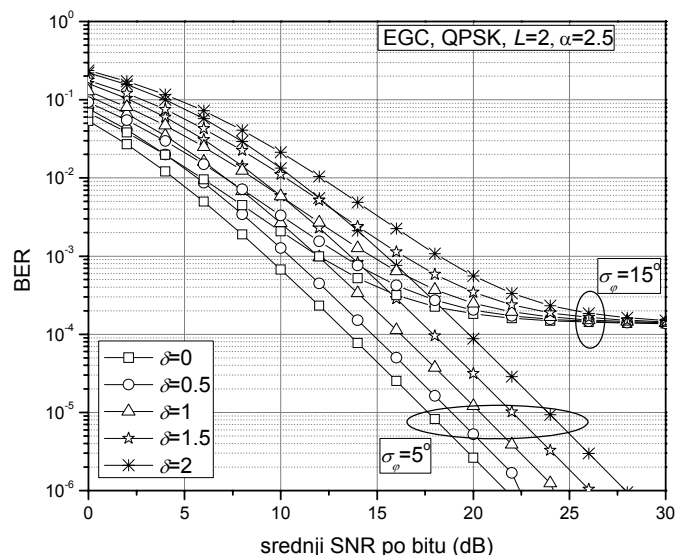
bolje karakteristike. Za velike vrednosti  $\gamma_{ob}$  dolazi do pojave neotklonjive greške. Ova neotklonjiva verovatnoća greške zavisi od vrednosti standardne devijacije faznog šuma. Tako, na primer, u slučaju MRC prijemnika, ako se  $\sigma_\varphi$  poveća od  $12.5^\circ$  do  $20^\circ$  neotklonjiva verovatnoća greške poraste od  $2.8 \cdot 10^{-5}$  do  $4.5 \cdot 10^{-3}$ . Pri istoj vrednosti standardne devijacije fazne greške, neotklonjiva greška koja se javlja ima manju vrednost kod EGC nego kod MRC prijemnika.

Na Sl.4.1.2 i Sl.4.1.3 prikazan je uticaj faktora nebalansiranosti na performanse MRC i EGC prijemnika QPSK signala, respektivno.



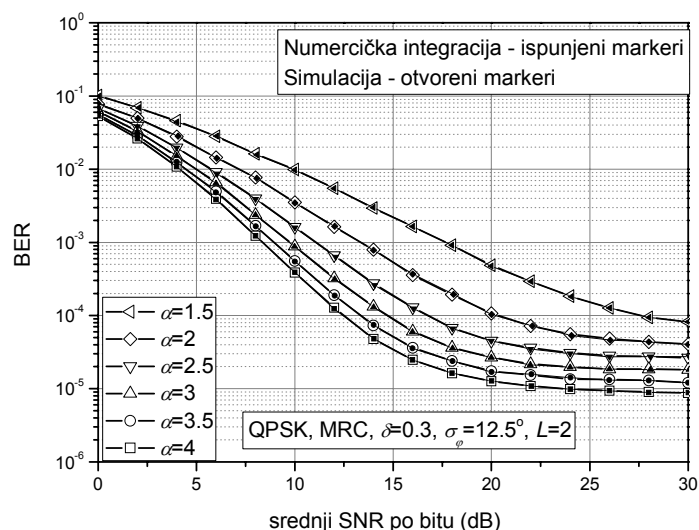
Sl.4.1.2. Zavisnost verovatnoće greške od odnosa srednjih snaga signala i šuma po bitu za različite vrednosti faktora nebalansiranosti.

Može se uočiti da je uticaj ovog parametra na performanse oba prijemnika istovetan. Pri malim i srednjim vrednostima  $\gamma_{ob}$ , faktor nebalansiranosti  $\delta$  u značajnoj meri utiče na vrednosti BER-a. Recimo, za  $\sigma_\varphi=15^\circ$  kod MRC prijemnika, da bi se postigao BER od  $10^{-3}$  potrebno je obezbediti  $\gamma_{ob}=12.8\text{dB}$  u slučaju da se radi o savršenoj balansiranoj prijemnika, dok je za  $\delta=2$  potrebno obezbediti  $\gamma_{ob}=19.2\text{dB}$  (Sl.4.1.2). Za velike vrednosti  $\gamma_{ob}$ , dominantan uticaj na performanse ima fazna greška, tako da se u slučaju velike vrednosti  $\sigma_\varphi$  javlja neotklonjiva greška čija vrednost ne zavisi od vrednosti  $\delta$ —sve krive se stapaju u jednu. Kada je, međutim, fazna greška mala, faktor nebalansiranosti ispoljava isti uticaj kao i pri malim SNR vrednostima.

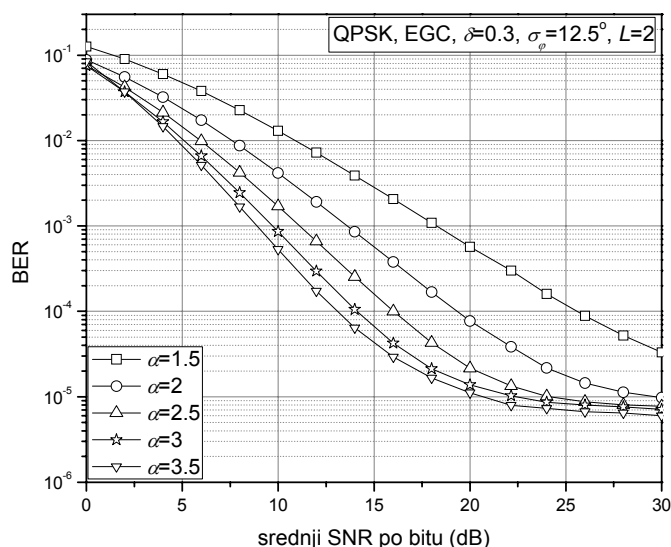


Sl.4.1.3. Zavisnost verovatnoće greške od odnosa srednjih snaga signala i šuma po bitu za različite vrednosti faktora nebalansiranosti.

Na Sl.4.1.4 i Sl.4.1.5 prikazan je uticaj parametra Weibull-ovog fedinga na vrednosti verovatnoće greške po bitu pri detekciji QPSK signala u MRC i EGC prijemniku, respektivno. Sa porastom vrednosti  $\alpha$  popravljaju se karakteristike sistema. Tako, da bi se u slučaju MRC prijemnika postigao BER od  $10^{-4}$ , ako je  $\alpha=4$  potrebno je da srednji ulazni SNR bude  $\gamma_{ob}=12.5\text{dB}$ , dok je za slučaj  $\alpha=2$  (dublji feding nego u prethodnom slučaju) potrebna vrednost  $\gamma_{ob}=20.5\text{dB}$ .

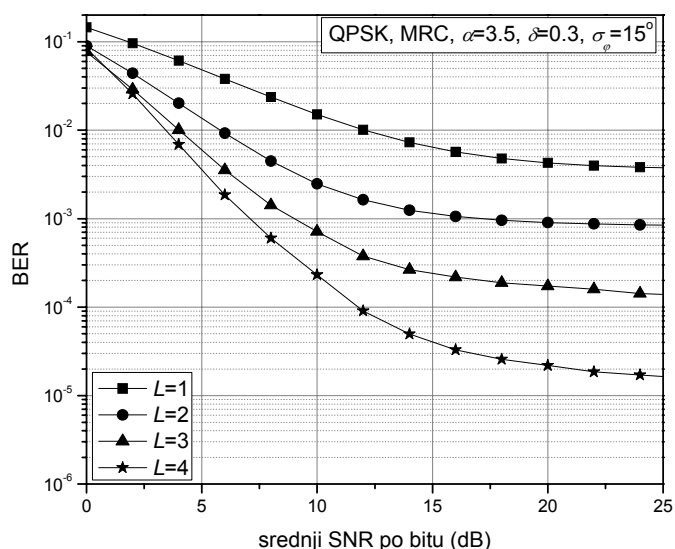


Sl.4.1.4. Zavisnost verovatnoće greške po bitu od odnosa srednjih snaga signala i šuma po bitu za različite vrednosti parametra Weibull-ovog fedinga.



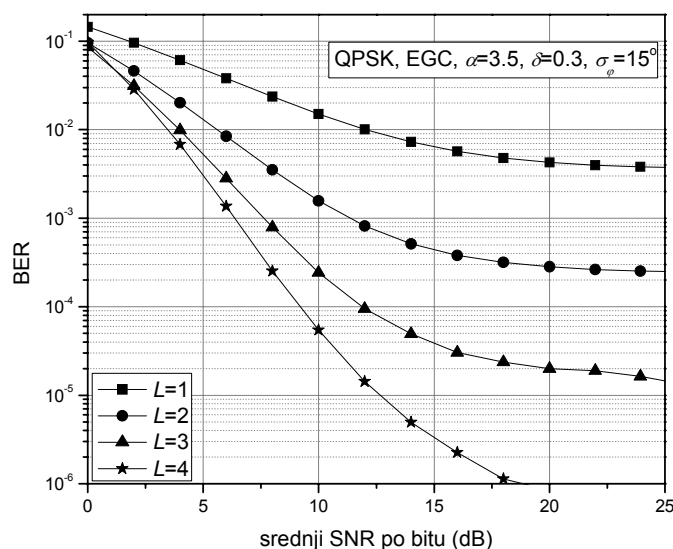
Sl.4.1.5. Zavisnost verovatnoće greške po bitu od odnosa srednjih snaga signala i šuma po bitu za različite vrednosti parametra Weibull-ovog fedinga.

Na Sl.4.1.6 i Sl.4.1.7 prikazan je uticaj broja prijemnih antena na performanse MRC i EGC prijemnika QPSK signala, respektivno. Sa povećanjem broja grana poboljšavaju se performanse oba sistema. Ipak, može se primetiti, EGC prijemnik pokazuje bolje performanse, što se može opravdati prisustvom značajne fazne greške ( $\sigma_\varphi=15^\circ$ ). Tako, usled pojave neotklonjive greške, u slučaju MRC prijemnika BER od  $10^{-4}$  nije moguće dostići manjim brojem prijemnih antena od 4, dok je u slučaju EGC prijemnika već sa 3 antene to moguće.



Sl.4.1.6. Zavisnost verovatnoće greške po bitu od odnosa srednjih snaga signala i šuma po bitu za različite vrednosti reda diverziti prijemnika.





Sl.4.1.7. Zavisnost verovatnoće greške po bitu od odnosa srednjih snaga signala i šuma po bitu za različite vrednosti reda diverziti prijemnika.

Na svim prikazanim primerima može se primetiti da postoji izuzetno dobro slaganje između rezultata dobijenih numeričkom integracijom i rezultata dobijenih Monte Carlo simulacijama.

## 4.2 Kanali sa korelesanim Weibull-ovim fedingom

U ovom odeljku analiziran je prijem QPSK signala u kanalima zahvaćenim korelesanim Weibull-ovim fedingom. U prijemniku se koriste dve tehnike kombinovanja: MR i EG tehnika, i poredе njihove performanse u pogledu verovatnoće greške. Grane prijemnika su nebalansirane. Procena faze prijemnog signala vrši se iz nemedulisanog nosioca i nije idealna. Razlika između faze dolazećeg signala i procenjene faze signala smatra se faznom greškom i prati Tikhonov-ljevu raspodelu.

U slučaju kada je rastojanje među antenama prijemnika suviše malo, dolazi do korelacije među signalima na njima. Tada se združena funkcija gustine verovatnoće anvelopa signala zahvaćenih korelesanim Weibull-ovim fedingom u diverziti prijemniku sa dve grane ( $r_1$  i  $r_2$ ) može napisati kao [81]

$$p_{r_1, r_2}(r_1, r_2) = \frac{\alpha_1 \alpha_2 r_1^{\alpha_1 - 1} r_2^{\alpha_2 - 1}}{\Omega_1 \Omega_2 (1 - \rho)} \exp\left(-\frac{r_1^{\alpha_1}}{\Omega_1 (1 - \rho)}\right) \exp\left(-\frac{r_2^{\alpha_2}}{\Omega_2 (1 - \rho)}\right) I_0\left(\frac{2\sqrt{\rho} r_1^{\alpha_1/2} r_2^{\alpha_2/2}}{\sqrt{\Omega_1 \Omega_2 (1 - \rho)}}\right), \quad r_1, r_2 \geq 0, \quad (4.10)$$

gde je  $\rho$  koeficijent korelacije među granama. Feding na svakoj anteni je frekvencijski neselektivan, u toku jednog simbola se ne menja, nezavisan je od simbola do simbola.

Standardna devijacija aditivog Gauss-ovog šuma u  $i$ -toj grani prijemnika  $\sigma_i$ , koji se superponira na korisni signal zahvaćen fedingom, data je pomoću (4.5).

Funkcija gustine verovatnoće fazne greške, koja se usled neidealne ekstrakcije referentnog nosioca javlja prilikom kofaziranja, odgovara raspodeli Tikhonov-a i data je izrazom (4.6). Odnos signal-šum u PLL kolu u svakoj grani jednak je recipročnoj vrednosti varijanse fazne greške, (4.7).

U slučaju MRC prijemnika, srednja verovatnoća greške po bitu pri detekciji QPSK signala za diverziti sistem drugog reda data izrazom

$$P_e = \frac{1}{4} \int_{r_1} \int_{r_2} \int_{\varphi_1} \int_{\varphi_2} \left\{ \operatorname{erfc} \left( \frac{1}{\sqrt{2}\sigma_{MRC}} \sum_{i=1}^2 r_i^2 \cos(\pi/4 - \varphi_i) \right) + \operatorname{erfc} \left( \frac{1}{\sqrt{2}\sigma_{MRC}} \sum_{i=1}^2 r_i^2 \cos(\pi/4 + \varphi_i) \right) \right\} \\ \times p_{\varphi_1}(\varphi_1) p_{\varphi_2}(\varphi_2) p_{r_1, r_2}(r_1, r_2) d\varphi_2 d\varphi_1 dr_2 dr_1. \quad (4.11)$$

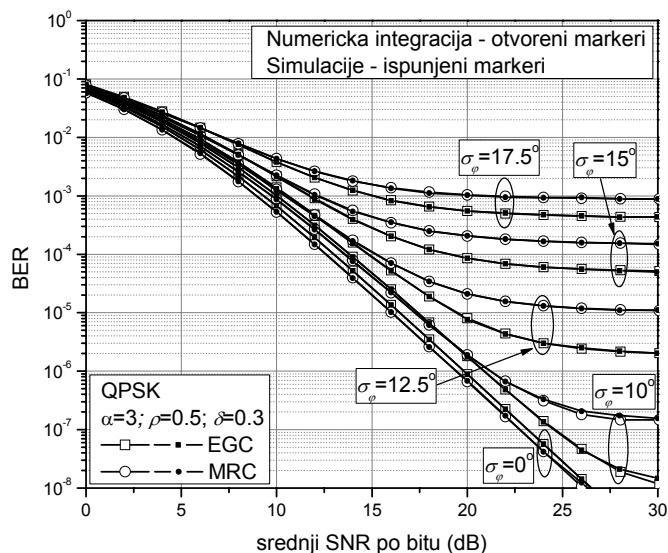
U slučaju EGC prijemnika, ova srednja verovatnoća greške je

$$P_e = \frac{1}{4} \int_{r_1} \int_{r_2} \int_{\varphi_1} \int_{\varphi_2} \left\{ \operatorname{erfc} \left( \frac{1}{\sqrt{2}\sigma_{EGC}} \sum_{i=1}^2 r_i \cos(\pi/4 - \varphi_i) \right) + \operatorname{erfc} \left( \frac{1}{\sqrt{2}\sigma_{EGC}} \sum_{i=1}^2 r_i \cos(\pi/4 + \varphi_i) \right) \right\} \\ \times p_{\varphi_1}(\varphi_1) p_{\varphi_2}(\varphi_2) p_{r_1, r_2}(r_1, r_2) d\varphi_2 d\varphi_1 dr_2 dr_1. \quad (4.12)$$

Tu je  $p_{r_1, r_2}(r_1, r_2)$  združena funkcija gustine verovatnoće anvelopa fedinga u prvoj i drugoj grani, data sa (4.10).

Predstavljeni numerički i simulacioni rezultati ilustruju uticaj istovremenog delovanja neidealne ekstrakcije referentnog nosioca, korelacije među feding kanalima i debalansiranosti grana EGC i MRC prijemnika na performanse sistema. Radi lakšeg prikaza rezultata, pretpostavljeno je, bez gubitka opštosti, da je standardna devijacija fazne greške, kao i parametar fedinga u obe diverziti grane isti:  $\sigma_{\varphi_1} = \sigma_{\varphi_2} = \sigma_{\varphi}$ ,  $\alpha_1 = \alpha_2 = \alpha$ . Prilikom numeričkog određivanja vrednosti verovatnoće greške numerička integracija u (4.11) i (4.12) izvršena je primenom Gauss-ovih kvadraturnih formula sa prethodno zadatom tačnošću.

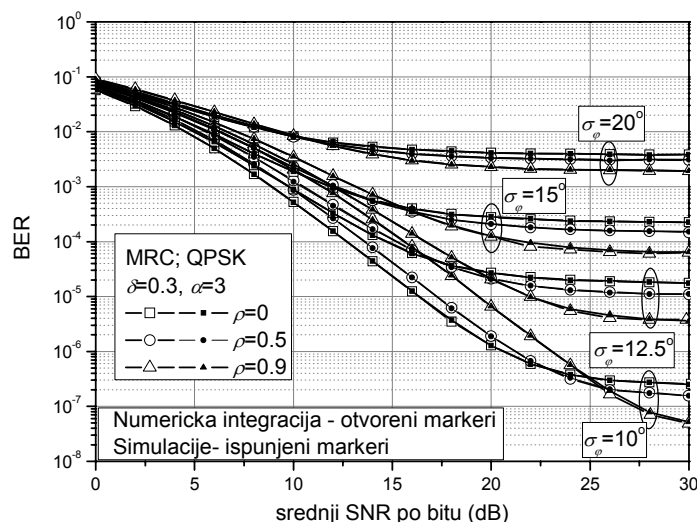
Na Sl.4.2.1 prikazana je zavisnost srednje verovatnoće greške od srednjeg SNR-a po bitu, za slučaj MRC i EGC prijemnika. Kada je kofaziranje idealno ( $\sigma_{\varphi} = 0^\circ$ ) MRC prijemnik pokazuje bolje performanse od EGC prijemnika, što je i očekivano, s obzirom na to da se MRC prijemnik smatra optimalnim.



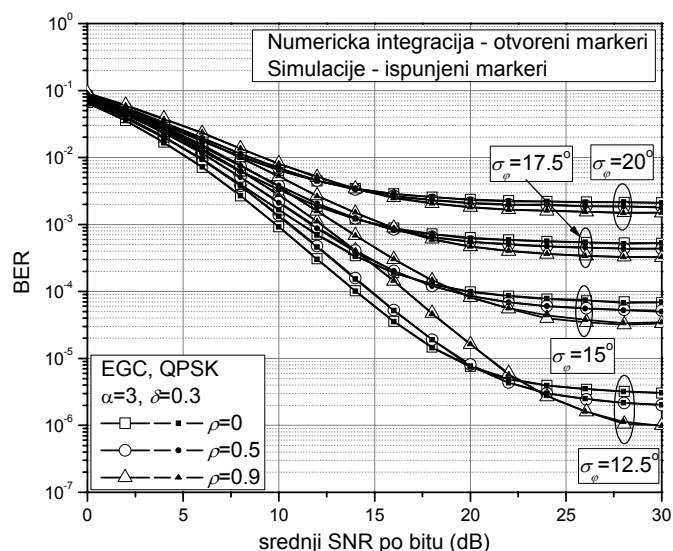
Sl.4.2.1. Performanse MRC i EGC prijelnika pri razliitim vrednostima standardne devijacije faznog šuma.

Međutim, zanimljivo je primetiti da je, u slučaju neidealnog kofaziranja pri malim vrednostima srednjeg SNR-a, MRC prijelnik samo neznatno bolji po kriterijumu verovatnoće greške, dok pri većim vrednostima srednjeg SNR-a, EGC prijelnik čak pokazuje značajno bolje karakteristike. Neotklonjiva greška koja se javlja ima manju vrednost kod EGC nego kod MRC prijelnika.

Na Sl.4.2.2 i Sl.4.2.3 može se pratiti uticaj koeficijenta korelacije  $\rho$  na verovatnoću greške za slučaj EG i MR kombinovanja, respektivno.



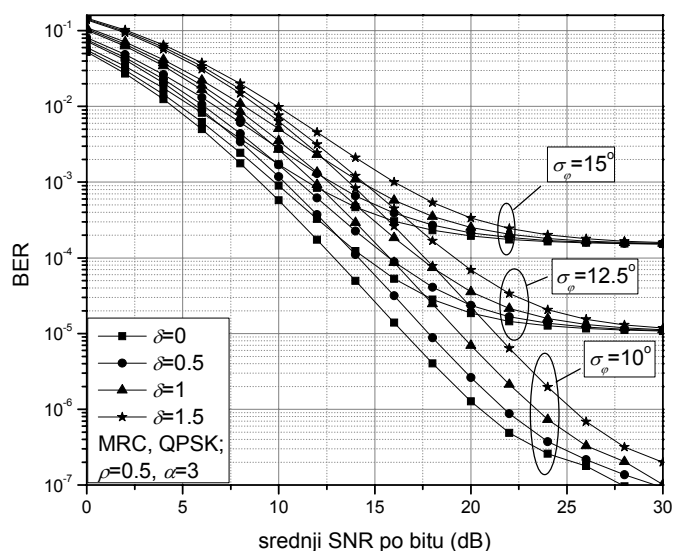
Sl.4.2.2. Performanse MRC prijelnika pri razliitim vrednostima koeficijenta korelacije.



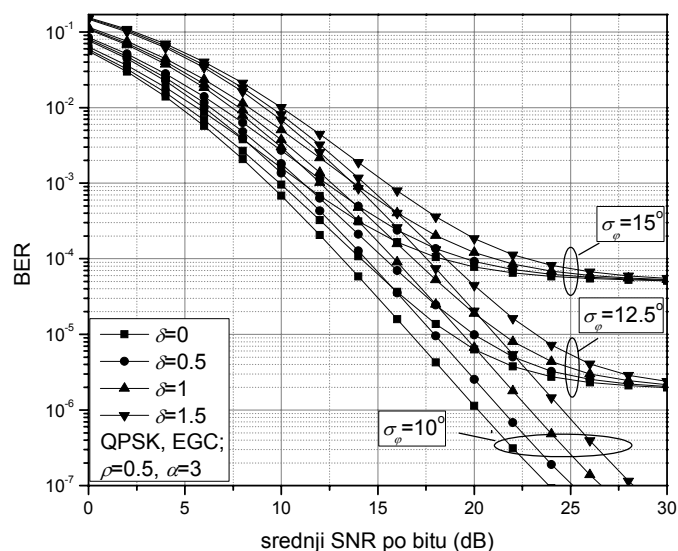
Sl.4.2.3. Performanse EGC prijemnika pri različitim vrednostima koeficijenta korelacije.

Može se primetiti da pri malim vrednostima srednjeg ulaznog SNR-a, korelacija među granama prijemnika nepovoljno utiče na performanse sistema. Kada su vrednosti SNR-a, međutim, velike, dolazi do pojave neotklonjive greške, ali korelacija pozitivno utiče na performanse. Što je vrednost koeficijenta korelacije  $\rho$  veća, neotklonjiva greška je manja. Ovaj efekat se zapaža i kod EGC i kod MRC prijemnika [14]. Sličan efekat je ispitan u [86] za slučaj EGC prijemnika u korelisanom Nakagami- $m$  fedingu.

Uticaj debalansiranosti grana na performanse MRC prijemnika QPSK signala prikazan je na Sl.4.2.4, a na performanse EGC prijemnika na Sl.4.2.5.



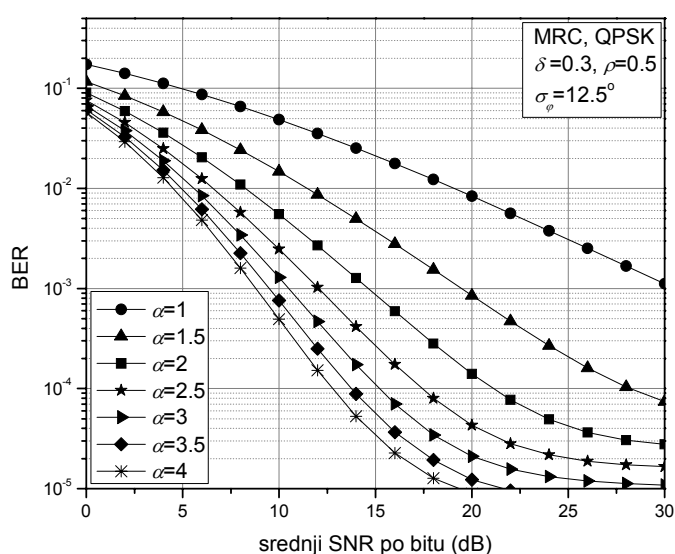
Sl.4.2.4. Performanse MRC prijemnika pri različitim vrednostima koeficijenta debalansiranosti.



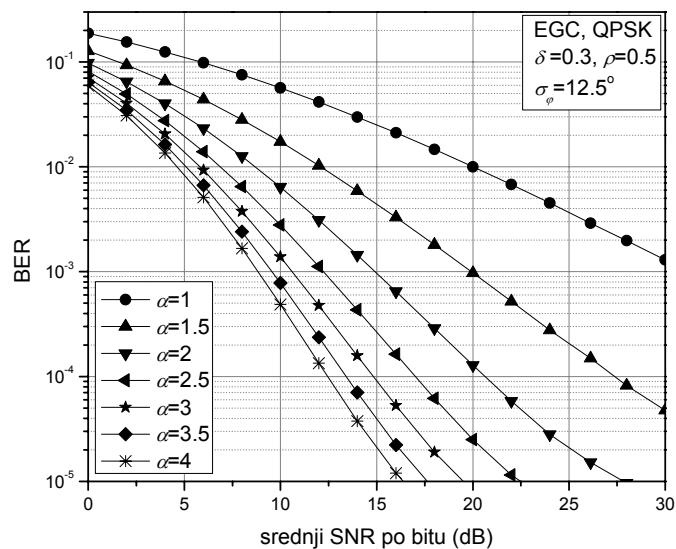
Sl.4.2.5. Performanse EGC prijemnika pri različitim vrednostima koeficijenta debalansiranosti.

Koeficijent debalansiranosti  $\delta$  značajno utiče na srednju verovatnoću greške u opsegu malih i srednjih vrednosti srednjeg SNR-a po bitu. Pri velikim SNR vrednostima, javlja se neotklonjiva greška i njena vrednost ne zavisi od stepena debalansiranosti grana.

Zavisnost verovatnoće greške po bitu od odnosa srednjih snaga signala i šuma po bitu za različite vrednosti parametra Weibull-ovog fedinga  $\alpha$  može se pratiti na Sl.4.2.6 za slučaj primene MRC prijemnika, odnosno na Sl.4.2.7 za slučaj EGC prijemnika. S povećanjem vrednosti  $\alpha$  popravljaju se performanse sistema, što je i razumljivo jer se veće  $\alpha$  vrednosti odnose na feding manje dubine.



Sl.4.2.6. Zavisnost verovatnoće greške po bitu od odnosa srednjih snaga signala i šuma po bitu za različite vrednosti parametra Weibull-ovog fedinga.



Sl.4.2.7. Zavisnost verovatnoće greške po bitu od odnosa srednjih snaga signala i šuma po bitu za različite vrednosti parametra Weibull-ovog fedinga.

Može se primetiti da, svuda gde je ovakvo poređenje dato, postoji visok stepen poklapanja između rezultata dobijenih numeričkom integracijom i rezultata dobijenih Monte Carlo simulacijama.

## 5. Uticaj interference na performanse diverziti sistema

### 5.1. Selekcioni diverziti prijemnik sa tri grane u kanalima sa korelisanim $\alpha$ - $\mu$ fedingom i prisustvom kanalne interference

U ovom odeljku analizirane su performanse selektivnog diverziti prijemnika sa tri grane u propagacionom okruženju sa korelisanim  $\alpha$ - $\mu$  fedingom i uz prisustvo kanalne interference.

Zadnjih godina postoji veliko interesovanje da se pronađe raspodela koja je optimalna za modelovanje uslova prostiranja i u slobodnom i u zatvorenom prostoru.  $\alpha$ - $\mu$  raspodela se pokazala kao odgovarajući model, uzimajući u obzir dva karakteristike propagacione sredine, kroz dva svoja parametra,  $\alpha$  i  $\mu$ , respektivno. Ova raspodela pokazuje dobro slaganje s eksperimentalnim rezultatima za čitav niz različitih uslova prostiranja, tako da je u opštosti njena velika prednost u odnosu na druge modele. Kao specijalni slučajevi ove raspodele mogu se dobiti Weibull-ova i Nakagami- $m$  raspodela (samim tim i jednostrana Gauss-ova i Rayleigh-jeva raspodela).

Od posebnog su značaja modeli korelisanog fedinga, jer oni opisuju ponašanje sistema u uslovima prijema bežičnim terminalima gde je, zbog malih dimenzija, rastojanje među antenama takvo da postoji korelacija.

Potiskivanje negativnog uticaja fedinga i kanalne interference može se ostvariti primenom tehnike prostornog diverzita. Selektivnim kombinovanjem kanala, pri čemu se bira ona grana u kojoj je vrednost signal-interferenca najveća, postižu se zadovoljavajuće performanse, a praktična realizacija ne predstavlja problem. Naime, vrednost SIR se može meriti u realnom vremenu, kako u baznim stanicama, tako i u mobilnim jedinicama, korišćenjem SIR estimatora.

Za ispitivanje performansi pomenutih sistema, neophodno je najpre izvesti izraze za veličine koje će kvantitativno opisati njihove karakteristike.

Potrebno je izvesti izraze za određivanje združene statistike tri veličine koje prate  $\alpha$ - $\mu$  raspodelu. Pri tome oslanjamo se na neke rezultate, već dostupne u literaturi, vezane za združenu Nakagami- $m$  raspodelu više promenljivih [32].

Funkcija Nakagami- $m$  združene gustine verovatnoće  $p_{R_{N_1}, R_{N_2}, R_{N_3}}(R_{N_1}, R_{N_2}, R_{N_3})$  tri promenljive  $R_{N_1}, R_{N_2}, R_{N_3}$ , s parametrima fedinga  $m_1=m_2=m_3=m$  i parametrom korelacije

$\rho_{\text{Nakagami-}m}$  ( $0 \leq \rho_{\text{Nakagami-}m} \leq 1$ ), može se dobiti iz [22]. Neka su  $R_1, R_2, R_3$  promenljive koje prate  $\alpha$ - $\mu$  raspodelu, parametara  $\mu_1=\mu_2=\mu_3=\mu$ ,  $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$ , respektivno, i neka je  $\rho_{\alpha-\mu}$  ( $0 \leq \rho_{\alpha-\mu} \leq 1$ )  $\alpha$ - $\mu$  parametar korelacije. Koristeći vezu koja postoji između  $\alpha$ - $\mu$  i Nakagami- $m$  promenljivih ( $R_{\alpha-\mu}^\alpha = R_{\text{Nakagami-}m}^2$ ), kao i [57, j. (19)], nalazi se da važi  $R_1^{\alpha_1} = R_{N1}^2$ ,  $R_2^{\alpha_2} = R_{N2}^2$ ,  $R_3^{\alpha_3} = R_{N3}^2$  i  $\mu=m$ . Takođe, relacija koja povezuje odgovarajuće koeficijente korelacije kod  $\alpha$ - $\mu$  i Nakagami- $m$  raspodele je već izvedena [57, j. (31)] i glasi  $\rho_{\alpha-\mu} = \rho_{\text{Nakagami-}m} \sqrt{\mu_1 / \mu_2}$ . Kako je u ovde prikazanom slučaju  $\mu_1=\mu_2=\mu_d$  za željeni signal i  $\mu_1=\mu_2=\mu_c$  za signal interferencije, koeficijenti korelacije kod  $\alpha$ - $\mu$  i Nakagami- $m$  raspodele su jednaki i među direktnim i među signalima interference. Najzad, uzimajući u obzir pomenute relacije, kao i [32, j. (2)], funkcija združene gustine verovatnoće  $p_{R_1, R_2, R_3}(R_1, R_2, R_3)$   $\alpha$ - $\mu$  slučajnih promenljivih  $R_1, R_2, R_3$  može se dobiti kao [57]

$$p_{R_1, R_2, R_3}(R_1, R_2, R_3) = |J| p_{R_{N1}, R_{N2}, R_{N3}}(R_{N1}, R_{N2}, R_{N3}) \quad (5.1)$$

gde je  $J$  Jakobijan izvršene transformacije i može se predstaviti kao

$$|J| = \begin{vmatrix} \frac{\partial R_{N1}}{\partial R_1} & \frac{\partial R_{N1}}{\partial R_2} & \frac{\partial R_{N1}}{\partial R_3} \\ \frac{\partial R_{N2}}{\partial R_1} & \frac{\partial R_{N2}}{\partial R_2} & \frac{\partial R_{N2}}{\partial R_3} \\ \frac{\partial R_{N3}}{\partial R_1} & \frac{\partial R_{N3}}{\partial R_2} & \frac{\partial R_{N3}}{\partial R_3} \end{vmatrix} = \frac{\alpha_1 \alpha_2 \alpha_3}{2^3} R_1^{\alpha_1-1} R_2^{\alpha_2-1} R_3^{\alpha_3-1}. \quad (5.2)$$

Nakon primene standardne procedure transformacije slučajnih promenljivih i sređivanja dobijenih izraza, združena funkcija gustine verovatnoće direktnih i signala interference može se predstaviti u obliku

$$p_{R_{d1}, R_{d2}, R_{d3}}(R_{d1}, R_{d2}, R_{d3}) = \frac{|W_d|^{\mu_d}}{2^{\mu_d-1} \Gamma(\mu_d)} \frac{\alpha_1 \alpha_2 \alpha_3}{8} R_{d1}^{\frac{\alpha_1}{2}(\mu_d+1)-1} R_{d2}^{\frac{\alpha_2}{2}-1} R_{d3}^{\frac{\alpha_3}{2}(\mu_d+1)-1} e^{-p_{d11} R_{d1}^{\alpha_1}/2} \quad (5.3)$$

$$\times e^{-p_{d22} R_{d2}^{\alpha_2}/2} e^{-p_{d33} R_{d3}^{\alpha_3}/2} |p_{d12}|^{1-\mu_d} |p_{d23}|^{1-\mu_d} I_{\mu_d-1} \left( |p_{d12}| R_{d1}^{\alpha_1/2} R_{d2}^{\alpha_2/2} \right) I_{\mu_d-1} \left( |p_{d23}| R_{d2}^{\alpha_2/2} R_{d3}^{\alpha_3/2} \right)$$

$$p_{r_{c1}, r_{c2}, r_{c3}}(r_{c1}, r_{c2}, r_{c3}) = \frac{|W_c|^{\mu_c}}{2^{\mu_c-1} \Gamma(\mu_c)} \frac{\alpha_1 \alpha_2 \alpha_3}{8} r_{c1}^{\frac{\alpha_1}{2}(\mu_c+1)-1} r_{c2}^{\frac{\alpha_2}{2}-1} r_{c3}^{\frac{\alpha_3}{2}(\mu_c+1)-1} e^{-p_{c11} r_{c1}^{\alpha_1}/2} \quad (5.4)$$

$$\times e^{-p_{c22} r_{c2}^{\alpha_2}/2} e^{-p_{c33} r_{c3}^{\alpha_3}/2} |p_{c12}|^{1-\mu_c} |p_{c23}|^{1-\mu_c} I_{\mu_c-1} \left( |p_{c12}| r_{c1}^{\alpha_1/2} r_{c2}^{\alpha_2/2} \right) I_{\mu_c-1} \left( |p_{c23}| r_{c2}^{\alpha_2/2} r_{c3}^{\alpha_3/2} \right)$$

respektivno, pri čemu su  $p_{dij}$  i  $p_{cij}$  minori matrica koje su inverzne korelacionim matricama,  $W_d$  i  $W_c$ , dok  $I_n(x)$  predstavlja Bessel-ovu funkciju prve vrste  $n$ -tog reda.



Prikazani izrazi se mogu koristiti jedino pod uslovom da su matrice  $\mathbf{W}_d$  i  $\mathbf{W}_c$  tridijagonalne. Ovde će biti ispitan opšti uslov pri kome matrice  $\mathbf{W}_d$  i  $\mathbf{W}_c$  imaju tridijagonalna svojstva. Neka su, na primer, elementi matrica  $\Sigma_d$  i  $\mathbf{W}_d$  dati kao

$$\Sigma_d = \begin{bmatrix} 1 & \rho_{d12} & \rho_{d13} \\ \rho_{d12} & 1 & \rho_{d23} \\ \rho_{d13} & \rho_{d23} & 1 \end{bmatrix} \quad (5.5)$$

$$\mathbf{W}_d = \Sigma_d^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{1 - \rho_{d23}^2}{h} & \frac{-\rho_{d12} + \rho_{d23}\rho_{d13}}{h} & \frac{1 - \rho_{d23}^2}{h} \\ \frac{-\rho_{d12} + \rho_{d23}\rho_{d13}}{h} & \frac{1 - \rho_{d13}^2}{h} & \frac{\rho_{d12}\rho_{d13} - \rho_{d23}}{h} \\ \frac{-\rho_{d13} + \rho_{d23}\rho_{d12}}{h} & \frac{\rho_{d12}\rho_{d13} - \rho_{d23}}{h} & \frac{1 - \rho_{d12}^2}{h} \end{bmatrix} \quad (5.6)$$

gde je  $h = 1 - \rho_{d12}^2 - \rho_{d23}^2 - \rho_{d13}^2 + 2\rho_{d12}\rho_{d13}\rho_{d23}$ . Iz (5.6) se može videti da će matrica  $\mathbf{W}_d$  imati tridijagonalna svojstva ako i samo ako je ispunjen uslov

$$\rho_{d23}\rho_{d12} - \rho_{d13} = 0. \quad (5.7)$$

U tom slučaju matrica  $\mathbf{W}_d$  će imati oblik

$$\mathbf{W}_d = \begin{bmatrix} \frac{1 - \rho_{d23}^2}{h} & \frac{-\rho_{d12}(1 - \rho_{d23}^2)}{h} & 0 \\ \frac{-\rho_{d12}(1 - \rho_{d23}^2)}{h} & \frac{1 - \rho_{d13}^2}{h} & \frac{\rho_{d23}(1 - \rho_{d12}^2)}{h} \\ 0 & \frac{-\rho_{d23}(1 - \rho_{d12}^2)}{h} & \frac{1 - \rho_{d12}^2}{h} \end{bmatrix}. \quad (5.8)$$

Sličan zaključak može se izvesti i u slučaju korelacione matrice interferenci  $\Sigma_c$ , odakle sledi uslov  $\rho_{c13} = \rho_{c23}\rho_{c12}$ . Ovo podrazumeva čitav niz različitih uslova prostiranja i korelacionih modela. Eksponencijalni korelacioni model, koji je dosta zastupljen u praksi, takođe zadovoljava uslov (5.7). Ovaj model opisuje linearni antenski niz sa jednako udaljenim diverziti antenama.

Ipak, kao što je objašnjeno u [32], u najopštijem slučaju, matrice inverzne korelacionim matricama,  $\mathbf{W}_d$  i  $\mathbf{W}_c$ , nemaju tridijagonalna svojstva, pa [32 j. (2)] ne može biti direktno primenjena.

Prvi način za rešavanje ovog problema jeste primena metoda predloženog u [32]. Naime, korelaciona matrica  $\Sigma$  proizvoljnih elemenata može se aproksimirati matricom  $\mathbf{C}$ , tako da

njeni elementi budu po vrednostima što je moguće bliži elementima matrice  $\Sigma$ , a da pri tome matrica  $\mathbf{C}^{-1}$  bude tridijagonalna.

Još jedan način za rešavanje istog problema prikazan je u [29]. Koristeći metod tridijagonalizacije zasnovan na Housholder-ovim matricama, može se izvesti union gornja granica združene Nakagami- $m$  funkcije gustine verovatnoće u zatvorenim obliku. U [65] je izvedena funkcija Nakagami- $m$  združene gustine verovatnoće tri promenljive, ali samo za slučaj kada feding parametar uzima celobrojne vrednosti.

Trenutne vrednosti odnosa signal-interferenca u  $k$ -toj diverziti grani definiše se kao  $\lambda_k = R_{dk}^2 / r_{ck}^2$ ,  $k=1,2,3$ . Selekcioni kombiner bira signal iz grane sa najvećom vrednošću odnosa signal-interferenca i vodi ga na izlaz:

$$\lambda = \lambda_{out} = \max(\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3). \quad (5.9)$$

Združena funkcija gustine verovatnoće trenutnih vrednosti SIR-a selekcionog kombinera sa tri grane,  $\lambda_k$ ,  $k=1,2,3$ , data je u obliku [75]:

$$\begin{aligned} f_{\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3}(t_1, t_2, t_3) = \\ = \int_0^\infty \int_0^\infty \int_0^\infty \frac{r_{c1} r_{c2} r_{c3}}{2^3 \sqrt{t_1 t_2 t_3}} p_{R_{d1}, R_{d2}, R_{d3}}(r_{c1} \sqrt{t_1}, r_{c2} \sqrt{t_2}, r_{c3} \sqrt{t_3}) p_{r_{c1}, r_{c2}, r_{c3}}(r_{c1}, r_{c2}, r_{c3}) dr_{c1} dr_{c2} dr_{c3} \end{aligned} \quad (5.10)$$

Zamenjujući (5.3) i (5.4) u (5.10), združena PDF odnosa signal-interferenca se može napisati kao

$$\begin{aligned} f_{\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3}(t_1, t_2, t_3) = \frac{\alpha_1 \alpha_2 \alpha_3}{8} \sum_{k_1=0}^{+\infty} \sum_{k_2=0}^{+\infty} \sum_{k_3=0}^{+\infty} \sum_{k_4=0}^{+\infty} \eta t_1^{\frac{\alpha_1}{2}(\mu_d + k_1) - 1} t_2^{\frac{\alpha_2}{2}(k_1 + k_2 + \mu_d) - 1} t_3^{\frac{\alpha_3}{2}(\mu_d + k_2) - 1} \\ \times w_1(t_1)^{-(\mu_d + \mu_c + k_1 + k_3)} w_2(t_2)^{-(\mu_d + \mu_c + k_1 + k_2 + k_3 + k_4)} w_3(t_3)^{-(\mu_d + \mu_c + k_2 + k_4)}, \end{aligned} \quad (5.11)$$

gde je

$$\begin{aligned} \eta = \frac{|\mathbf{W}_d|^{\mu_d} |\mathbf{W}_c|^{\mu_c}}{\Gamma(\mu_d) \Gamma(\mu_c)} \frac{|p_{d12}|^{2k_1} |p_{d23}|^{2k_2}}{k_1! k_2! \Gamma(\mu_d + k_1) \Gamma(\mu_d + k_2)} \frac{|p_{c12}|^{2k_3} |p_{c23}|^{2k_4}}{k_3! k_4! \Gamma(\mu_c + k_3) \Gamma(\mu_c + k_4)} \\ \times \Gamma(\mu_d + \mu_c + k_1 + k_3) \Gamma(k_1 + k_2 + k_3 + k_4 + \mu_d + \mu_c) \Gamma(\mu_d + \mu_c + k_2 + k_4) \end{aligned} \quad (5.12)$$

$$w_i(t) = (p_{dii} t^{\alpha_i/2} + p_{cii}), \quad i = 1, 2, 3. \quad (5.13)$$

Za ovaj slučaj, združena kumulativna funkcija raspodele odnosa signal-interferenca u granama selektivnog kombinera  $\lambda_k$ ,  $k=1,2,3$  može se dobiti kao [30]

$$F_{\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3}(t_1, t_2, t_3) = \int_0^{t_1} \int_0^{t_2} \int_0^{t_3} f_{\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3}(x_1, x_2, x_3) dx_1 dx_2 dx_3. \quad (5.14)$$

Kumulativna funkcija raspodele na izlazu selekcionog kombinera sa tri grane može se izvesti iz (5.14), izjednačavanjem argumenata  $t_1=t_2=t_3=t$ . Zamenjujući (5.11) u (5.14), CDF na izlazu kombinera postaje

$$F_\lambda(t) = \sum_{k_1=0}^{+\infty} \sum_{k_2=0}^{+\infty} \sum_{k_3=0}^{+\infty} \sum_{k_4=0}^{+\infty} \eta p_{d11}^{-(\mu_d+k_1)} p_{c11}^{-(\mu_c+k_3)} p_{d22}^{-(k_1+k_2+\mu_d)} p_{c22}^{-(k_3+k_4+\mu_c)} p_{d33}^{-(\mu_d+k_2)} p_{c33}^{-(\mu_c+k_4)} \quad (5.15)$$

$$\times B_{z_1}(\mu_d+k_1, \mu_c+k_3) B_{z_2}(\mu_d+k_1+k_2, \mu_c+k_3+k_4) B_{z_3}(\mu_d+k_2, \mu_c+k_4),$$

$$z_1 = \frac{p_{d11} t^{\alpha_1/2}}{w_1(t)}, \quad z_2 = \frac{p_{d22} t^{\alpha_2/2}}{w_2(t)}, \quad z_3 = \frac{p_{d33} t^{\alpha_3/2}}{w_3(t)},$$

gde  $B(x,a,b)$  označava nepotpunu Beta funkciju [54].

Višestruke beskonačne sume u (5.15) konvergiraju pri svim vrednostima parametara  $\rho_{d12}$ ,  $\rho_{d23}$ ,  $\rho_{c12}$ ,  $\rho_{c23}$ ,  $\mu_d$ ,  $\mu_c$  i  $\alpha_i$ ,  $i=1,2,3$ . U tabeli 5.1, prikazano je koliko je članova suma potrebno uzeti da bi se postigla tačnost do na željenu decimalu.

Tabela 5.1:

Broj članova svake od suma u (5.15) neophodan da bi se postigla tačnost do šeste decimala

$\alpha_1=2.2; \alpha_2=2; \alpha_3=1.8; \mu_d=1.2; \mu_c=3$		$1/\lambda=-10\text{dB}$ (6-ta decimala)	$1/\lambda=0\text{dB}$ (6-ta decimala)	$1/\lambda=10\text{dB}$ (6-ta decimala)
$\rho_{d12} = \rho_{d23} = 0.2$	$\rho_{c12} = \rho_{c23} = 0.2$	5	5	4
$\rho_{d12} = \rho_{d23} = 0.3$	$\rho_{c12} = \rho_{c23} = 0.3$	7	7	6
$\rho_{d12} = \rho_{d23} = 0.4$	$\rho_{c12} = \rho_{c23} = 0.3$	8	7	7
	$\rho_{c12} = \rho_{c23} = 0.4$	10	9	9
	$\rho_{c12} = \rho_{c23} = 0.5$	14	13	11
$\rho_{d12} = \rho_{d23} = 0.5$	$\rho_{c12} = \rho_{c23} = 0.5$	13	13	12
$\rho_{d12} = \rho_{d23} = 0.6$	$\rho_{c12} = \rho_{c23} = 0.6$	19	19	17
$\rho_{d12} = \rho_{d23} = 0.7$	$\rho_{c12} = \rho_{c23} = 0.7$	26	26	25

U specijalnom slučaju kada je  $\mu_d = 1$  i  $\mu_c = 1$ , (5.15) se svodi na izraz za CDF odnosa signal-interferenca na izlazu SC-a sa tri grane za Weibull-ovu raspodelu fedinga u direktnim i signalima interference (CCI–Co-Channel Interference)

$$F_\lambda(t) = |\mathbf{W}_d| |\mathbf{W}_c| \sum_{k_1=0}^{+\infty} \sum_{k_2=0}^{+\infty} \sum_{k_3=0}^{+\infty} \sum_{k_4=0}^{+\infty} \frac{|p_{d12}|^{2k_1} |p_{d23}|^{2k_2} |p_{c12}|^{2k_3} |p_{c23}|^{2k_4}}{(k_1! k_2!)^2 (k_3! k_4!)^2} p_{d11}^{-(1+k_1)} p_{c11}^{-(1+k_3)}$$

$$\times p_{d22}^{-(k_1+k_2+1)} p_{c22}^{-(k_3+k_4+1)} p_{d33}^{-(1+k_2)} p_{c33}^{-(1+k_4)} \Gamma(2+k_1+k_3) \Gamma(k_1+k_2+k_3+k_4+2) \quad (5.16)$$

$$\times \Gamma(2+k_2+k_4) B_{z_1}(1+k_1, 1+k_3) B_{z_2}(1+k_1+k_2, 1+k_3+k_4) B_{z_3}(1+k_2, 1+k_4)$$

$$z_1 = \frac{p_{d11}t^{\alpha_1/2}}{p_{d11}t^{\alpha_1/2} + p_{c11}}, \quad z_2 = \frac{p_{d22}t^{\alpha_2/2}}{p_{d22}t^{\alpha_2/2} + p_{c22}}, \quad z_3 = \frac{p_{d33}t^{\alpha_3/2}}{p_{d33}t^{\alpha_3/2} + p_{c33}}.$$

Takođe, u specijalnom slučaju kada je  $\alpha_1=2$ ,  $\alpha_2=2$  i  $\alpha_3=2$ , smenom  $\mu_d=m_d$  i  $\mu_c=m_c$ , dobija se izraz za CDF odnosa signal-interferenca na izlazu SC-a sa tri grane za Nakagami- $m$  raspodelu fedinga u direktnim i signalima interference:

$$F_\lambda(t) = \frac{|\mathbf{W}_d|^{m_d} |\mathbf{W}_c|^{m_c}}{\Gamma(m_d)\Gamma(m_c)} \sum_{k_1=0}^{+\infty} \sum_{k_2=0}^{+\infty} \sum_{k_3=0}^{+\infty} \sum_{k_4=0}^{+\infty} p_{d11}^{-(m_d+k_1)} p_{c11}^{-(m_c+k_3)} p_{d22}^{-(k_1+k_2+m_d)} p_{c22}^{-(k_3+k_4+m_c)} \times p_{d33}^{-(m_d+k_2)} p_{c33}^{-(m_c+k_4)} B_{z_1}(m_d+k_1, m_c+k_3) B_{z_2}(m_d+k_1+k_2, m_c+k_3+k_4) \quad (5.17)$$

$$\times B_{z_3}(m_d+k_2, m_c+k_4) \frac{|p_{d12}|^{2k_1} |p_{d23}|^{2k_2}}{k_1! k_2! \Gamma(m_d+k_1) \Gamma(m_d+k_2)} \frac{|p_{c12}|^{2k_3} |p_{c23}|^{2k_4}}{k_3! k_4! \Gamma(m_c+k_3) \Gamma(m_c+k_4)} \times \Gamma(m_d+m_c+k_1+k_3) \Gamma(k_1+k_2+k_3+k_4+m_d+m_c) \Gamma(m_d+m_c+k_2+k_4),$$

$$z_1 = \frac{p_{d11}t}{p_{d11}t + p_{c11}}, \quad z_2 = \frac{p_{d22}t}{p_{d22}t + p_{c22}}, \quad z_3 = \frac{p_{d33}t}{p_{d33}t + p_{c33}}.$$

Funkcija gustine verovatnoće SIR-a na izlazu SC-a sa tri grane može se dobiti kao:

$$p_\lambda(t) = \frac{d}{dt} F_\lambda(t). \quad (5.18)$$

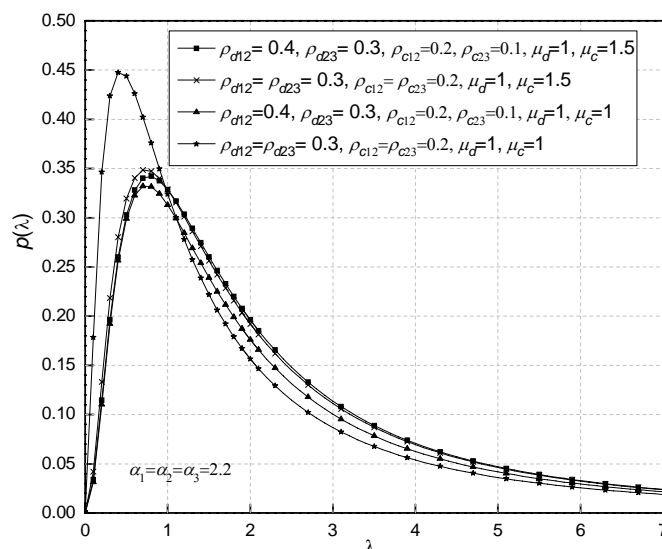
Zamenjujući (5.15) u (5.18), PDF na izlazu SC-a dobija oblik

$$p_\lambda(t) = \frac{d}{dt} F_\lambda(t) = \sum_{k_1=0}^{+\infty} \sum_{k_2=0}^{+\infty} \sum_{k_3=0}^{+\infty} \sum_{k_4=0}^{+\infty} \xi \left( \left( \frac{p_{c11}}{w_1(t)} \right)^{k_3+\mu_c} \frac{\alpha_1 z_1^{k_1+\mu_d}}{B_{z_1}(\mu_d+k_1, \mu_c+k_3)} + \left( \frac{p_{c33}}{w_3(t)} \right)^{k_4+\mu_c} \frac{\alpha_3 z_3^{k_2+\mu_d}}{B_{z_3}(\mu_d+k_2, \mu_c+k_4)} + \left( \frac{p_{c22}}{w_2(t)} \right)^{k_3+k_4+\mu_c} \frac{\alpha_2 z_2^{k_1+k_2+\mu_d}}{B_{z_2}(\mu_d+k_1+k_2, \mu_c+k_3+k_4)} \right) \quad (5.19)$$

gde je  $\xi$  dato kao

$$\xi = \eta p_{d11}^{-(\mu_d+k_1)} p_{c11}^{-(\mu_c+k_3)} p_{d22}^{-(k_1+k_2+\mu_d)} p_{c22}^{-(k_3+k_4+\mu_c)} p_{d33}^{-(\mu_d+k_2)} p_{c33}^{-(\mu_c+k_4)} \times B_{z_1}(\mu_d+k_1, \mu_c+k_3) B_{z_2}(\mu_d+k_1+k_2, \mu_c+k_3+k_4) B_{z_3}(\mu_d+k_2, \mu_c+k_4). \quad (5.20)$$

Funkcija gustine verovatnoće odnosa signal-interferenca na izlazu SC-a sa tri grane za različite vrednosti koeficijena korelacije i parametara fedinga prikazana je na Sl.5.1.1.



Sl.5.1.1. PDF odnosa signal-interferenca na izlazu SC-a sa tri grane za različite vrednosti koeficijenta korelacije i parametara fedinga.

Ako u sumama u (5.15) zanemarimo članove koji se dobijaju za vrednosti brojača  $k_i$  veće od  $K_i$ ,  $i=1,2,3,4$ , dobijeni rezultati sadrže grešku odsecanja,  $E_T$ , koja se može, korišćenjem pristupa iz [66], izraziti kao:

$$\begin{aligned}
 |E_T| < \sum_{k_1=0}^{K_1-1} \sum_{k_2=0}^{K_2-1} \sum_{k_3=0}^{K_3-1} \sum_{k_4=K_4}^{+\infty} \xi + \sum_{k_1=0}^{K_1-1} \sum_{k_2=0}^{K_2-1} \sum_{k_3=K_3}^{+\infty} \sum_{k_4=0}^{+\infty} \xi + \sum_{k_1=0}^{K_1-1} \sum_{k_2=K_2}^{+\infty} \sum_{k_3=0}^{+\infty} \sum_{k_4=0}^{+\infty} \xi + \\
 + \sum_{k_1=K_1}^{+\infty} \sum_{k_2=0}^{+\infty} \sum_{k_3=0}^{+\infty} \sum_{k_4=0}^{+\infty} \xi
 \end{aligned} \tag{5.21}$$

Jedna od važnih mera performansi diverziti sistema u feding okruženju jeste i verovatnoća otkaza. Ova veličina je od značaja prilikom projektovanja bežičnih komunikacionih sistema, naročito u slučaju prisustva kanalne interference. Verovatnoća otkaza je tada definisana kao verovatnoća da trenutna vrednost izlaznog SIR-a padne ispod određenog, unapred zadatog, praga  $\gamma$  [75], [107].

$$P_{out} = P_R(\lambda < \gamma) = \int_0^{\gamma} p_{\lambda}(t) dt = F_{\lambda}(\gamma). \tag{5.22}$$

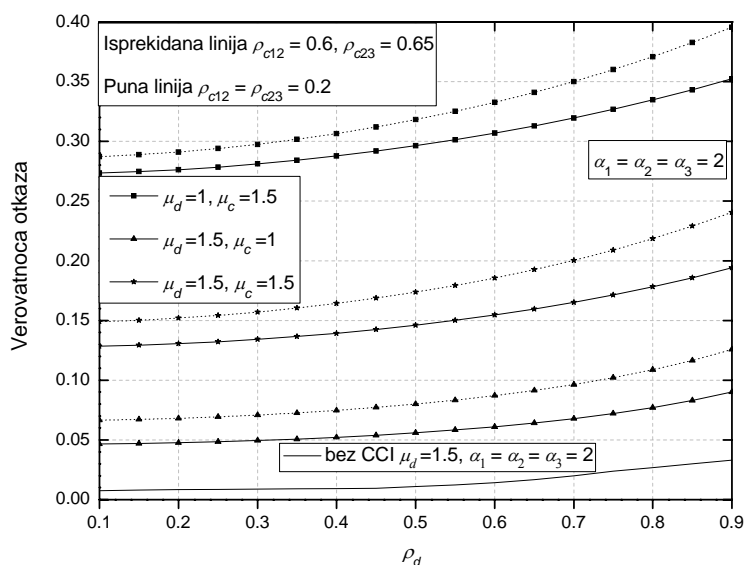
Na Sl.5.1.2, prikazana je verovatnoća otkaza u funkciji koeficijenta korelacije među direktnim signalima  $\rho_{d12}=\rho_{d23}=\rho_d$  za nekoliko vrednosti parametara fedinga  $\mu_d$  i  $\mu_c$ , i različite stepene korelacije među granama interference  $\rho_{c12}$  i  $\rho_{c23}$ .

Sa povećanjem vrednosti  $\rho_d$  verovatnoća otkaza blago raste. Međutim, povećanje feding parametra  $\mu_c$ , kao i smanjenje parametra  $\mu_d$  mnogo značajnije utiče na porast vrednosti

verovatnoće otkaza  $P_{out}$ . Na Sl.5.1.2 može se takođe pratiti uticaj koeficijenata korelacije  $\rho_{c12}$  i  $\rho_{c23}$ . Porast vrednosti ovih koeficijenata dovodi do kvarenja performansi prijemnika i veće verovatnoće otkaza.

Poređenja radi, na Sl.5.1.2 prikazan je i slučaj verovatnoće otkaza kada nema kanalne interference. Ovaj izraz je dobijen zamenom (5.3) u (5.14) i (5.22).

$$F(R) = \frac{|W_d|^{\mu_d}}{\Gamma(\mu_d)} \sum_{k_1=0}^{+\infty} \sum_{k_2=0}^{+\infty} \frac{|p_{d12}|^{2k_1} |p_{d23}|^{2k_2}}{k_1! k_2! \Gamma(\mu_d + k_1) \Gamma(\mu_d + k_2)} \gamma\left(\mu_d + k_1, \frac{P_{d11}}{2} R^{\alpha_1}\right) \gamma\left(\mu_d + k_1 + k_2, \frac{P_{d22}}{2} R^{\alpha_2}\right) \gamma\left(\mu_d + k_2, \frac{P_{d33}}{2} R^{\alpha_3}\right) \times \frac{1}{p_{d11}^{(\mu_d+k_1)} p_{d33}^{(\mu_d+k_2)} p_{d22}^{(k_1+k_2+\mu_d)}} \quad (5.23)$$



Sl.5.1.2. Verovatnoća otkaza u funkciji koeficijenta korelacije direktnih signala  $\rho_d$  za nekoliko vrednosti parametara fedinga  $\mu_d$  i  $\mu_c$ , i različite nivoe korelacije među granama interference  $\rho_{c12}$  i  $\rho_{c23}$ .

Može se videti da ovakav scenario daje značajno bolje performanse i uporediti koliko se zapravo pogoršava kvalitet prijema kada interferenca postoji.

Srednja verovatnoća greške (ABER–Average Bit-Error-Rate)  $\overline{P_e}$  na izlazu kombinera izvedena je za nekoherentne binarne modulacione šeme i dobija se usrednjavanjem uslovne verovatnoće greške po svim vrednostima izlaznog SIR-a, prema sledećem izrazu:

$$\overline{P_e} = \int_0^{\infty} p_{\lambda}(t) \frac{1}{2} \exp(-gt) dt, \quad (5.24)$$

gde  $g$  označava modulacionu konstantu. Ova konstanta, na primer, uzima vrednost  $g=1$  za BDPSK, a  $g=1/2$  za BFSK.

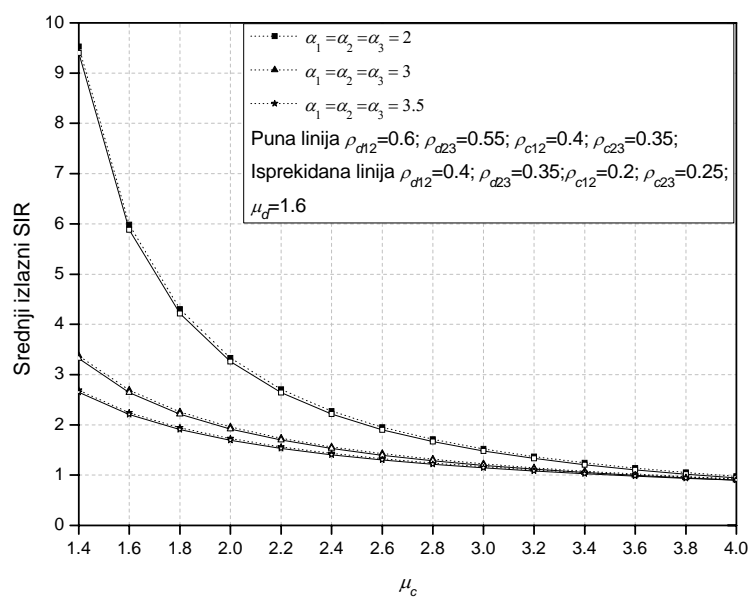
Jedna od najznačajnijih veličina za procenu performansi prijemnika je  $i$ -ti moment odnosa signal-interferenca na izlazu kombinera, definisan kao:

$$m_n = \int_0^{\infty} t^n p_{\lambda}(t) dt. \quad (5.25)$$

Moment prvog reda ili srednja vrednost izlaznog SIR-a je naročito značajan pri projektovanju sistema. Srednji izlazni SIR ( $\bar{S}$ ) dobija se usrednjavanjem izlaznog SIR-a  $t$  [80]:

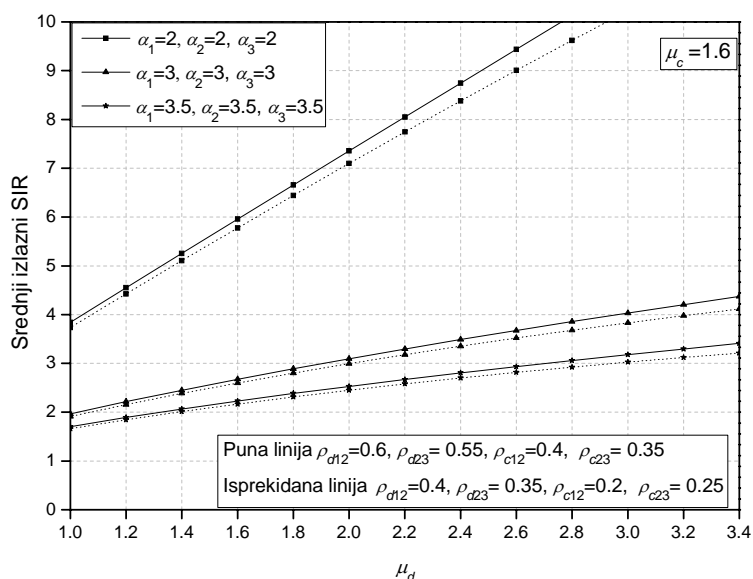
$$\bar{S} = \int_0^{\infty} t p_{\lambda}(t) dt. \quad (5.26)$$

Uticaj korelacije, kao i kanalne interference na izlazni SIR može se pratiti na Sl.5.1.3, gde je srednji SIR prikazan u funkciji parametra fedinga interference  $\mu_c$ . Povećanje vrednosti ovog parametra dovodi do smanjenja vrednosti  $\bar{S}$ . Na ovoj slici takođe je prikazan uticaj koeficijenata korelacije, kako među direktnim granama, tako i među kanalima interference. Povećanje vrednosti ovih koeficijenata rezultuje blagim opadanjem vrednosti  $\bar{S}$ . Ovaj efekat je uočljiviji pri malim vrednostima parametra fedinga  $\alpha$ . Kada su vrednosti  $\alpha$  veće, ovaj uticaj je zanemarljiv. Inače, sam porast vrednosti  $\alpha$  donosi značajno opadanje  $\bar{S}$ , naročito u opsegu nižih vrednosti  $\mu_c$ .



Sl.5.1.3. Srednji SIR u funkciji parametra fedinga interference  $\mu_c$ .

Na Sl.5.1.4 prikazan je srednji SIR  $\bar{S}$ , u funkciji parametra fedinga direktnih signala  $\mu_d$ . Može se primetiti da je zavisnost gotovo linearna. Sa povećanjem vrednosti feding parametra  $\alpha$ ,  $\bar{S}$  značajno opada, naročito pri njegovim nižim vrednostima. Na ovoj slici može se sagledati i uticaj koeficijenata korelacije, kako među direktnim granama, tako i među kanalima interference. Promena vrednosti ovih koeficijenata gotovo da ne utiče na  $\bar{S}$ , naročito pri većim vrednostima parametra  $\alpha$ .



Sl.5.1.4. Srednji SIR u funkciji parametra fedinga direktnih signala  $\mu_d$ .

## 5.2. Mikrodiverziti sa post-detekcijom i makrodiverziti sa dve grane u kanalima sa fedingom i efektom senke

U ovom odeljku je izveden izraz za verovatnoću greške pri detekciji 2-DPSK (*differential phase-shift keying*) signala zahvaćenog kompozitnim fedingom u prijemnom sistemu koji uključuje primenu diverziti tehnika u pojedinačnim baznim stanicama (mikrodiverziti) i dalje kombinovanje signala iz više baznih stanica (makrodiverziti). Na mikro nivou vršeno je kombinovanje pomoću produktnog detektora (PD) sa post-detekcijom, dok je na makro nivou primenjeno selekciono kombinovanje sa dve grane. Ovakav izbor primenjuje tehnike kombinovanja na mikro nivou izvršen je zbog činjenice da PD kombinovanje sa post-detekcijom daje minimalne gubitke u kvalitetu prijema u odnosu na optimalni, idealni MRC sa pre-detekcijom [83], a njegova praktična realizacija je mnogo jednostavnija. Smatra se da su signali na izlazu baznih stanica međusobno korelisani (rastojanje među baznim stanicama nije veće od korelacionog rastojanja u prisustvu senke), dok se signali u pojedinačnim baznim



stanicama smatraju međusobno nezavisnim (razmak između antena je veći od polovine talasne dužine signala). Propagaciona sredina u kojoj se istovremeno javlja feding i efekat senke opisana je kompozitnim modelom. Ovaj model podrazumeva Nakagami- $m$  raspodelu anvelope signala, što odgovara uticaju fedinga i gamma raspodelu srednje snage, koja opisuje efekat senke [47], [87], [89], [93].

Na Sl.5.2.1, prikazan je model razmatranog sistema. Signal na  $k$ -toj prijemnoj anteni  $i$ -te bazne stanice može se napisati kao

$$r_{ik}(t) = R_{ik} e^{j\phi_{ik}} s_l(t) + n_{ik}(t), \quad k = 1, \dots, L, \quad l = 1, 2, \quad i = 1, 2 \quad (5.27)$$

gde  $s_l(t)$  predstavlja poslani signal. U  $q$ -tom bitskom intervalu on može uzeti vrednost  $s_1(t) = g(t - qT) e^{j\phi_0}$  ili  $s_2(t) = g(t - qT) e^{j(\phi_0 + \pi)}$ , pri čemu je  $g(t)$  jedinični impuls, a  $T$  je bitski interval. Aditivni beli Gauss-ov šum u  $k$ -toj grani  $i$ -te bazne stanice, jednostrane spektralne gustine snage  $N_0$ , označen sa  $n_{ik}(t)$ , smatra se statistički nezavisnim u svakoj grani. Fazni pomeraj usled fedinga označen je sa  $\phi_{ik}$ , a  $R_{ik}$  je feding anvelopa koja prati Nakagami- $m$  raspodelu [86].

Posle filtriranja signala u svakoj od ulaznih grana mikro diverzita, na ulaz narednog diverziti stepena dovodi se suma signala sa izlaza  $L$  produktnih demodulatora. Signal na osnovu koga se vrši odlučivanje u svakoj baznoj stanici, testiranjem da li je on pozitivan ili negativan, može se izraziti kao

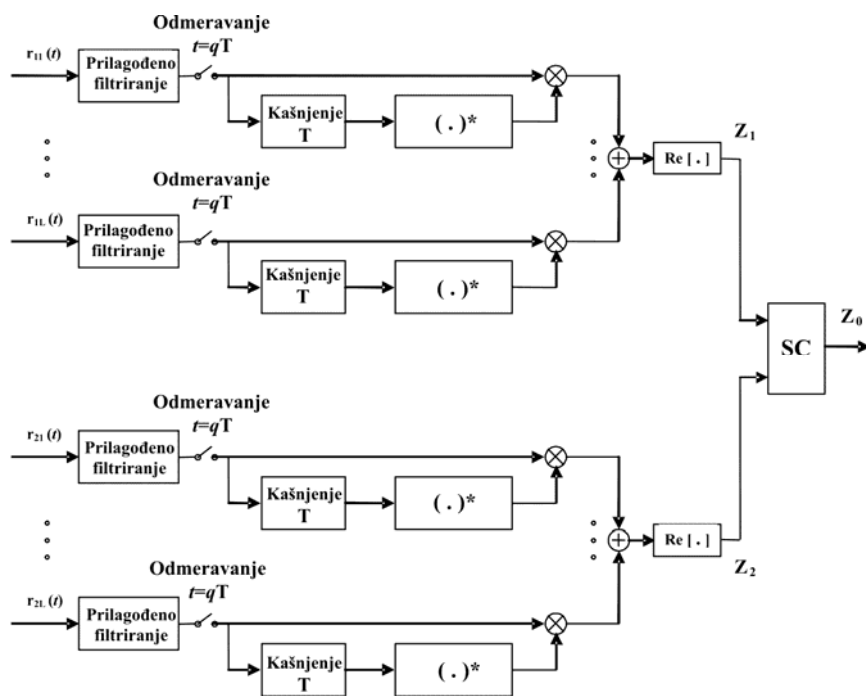
$$Z_i = \operatorname{Re} \left[ \sum_{k=1}^L \left( R_{ik} e^{j\phi_{ik}} + N_{ik2} \right) \left( R_{ik} e^{-j\phi_{ik}} + N_{ik1}^* \right) \right], \quad i=1, 2. \quad (5.28)$$

Komponente Gauss-ovog šuma na izlazu filtera u dva uzastopna bitska intervala označene su kao  $N_{ik_1}$  i  $N_{ik_2}$ .

Trenutni odnos signal-šum po bitu u svakoj baznoj stanici  $\gamma_i$ , na izlazu PD kombinera sa post-detekcijom, može se napisati kao

$$\gamma_i = \sum_{k=1}^L \gamma_{ik}, \quad (5.29)$$

gde je  $\gamma_{ik}$  trenutni SNR na ulazu detektora u  $k$ -toj grani  $i$ -te bazne stanice, a može se predstaviti i kao  $\gamma_{ik} = R_{ik}^2 T / (2N_0)$ .



Sl.5.2.1. Model sistema.

Funkcija gustine verovatnoće  $\gamma_{ik}$  vrednosti prati Gamma raspodelu

$$p_{\gamma_{ik}}(\gamma_{ik}) = \frac{(m/y_{ik})^m}{\Gamma(m)} \gamma_{ik}^{m-1} \exp\left(-\frac{m\gamma_{ik}}{y_{ik}}\right), \gamma_{ik} \geq 0. \quad (5.30)$$

U (5.30), sa  $\Gamma(\cdot)$  je označena Gamma funkcija [54]. Srednji ulazni SNR u  $k$ -toj grani  $i$ -te bazne stanice je  $y_{ik}$  i može se izraziti kao  $y_{ik} = \Omega_{ik}T/(2N_0)$ , pri čemu je  $\Omega_{ik} = \langle R_{ik}^2 \rangle$  srednjekvadratna vrednost anvelope zahvaćene fadingom  $R_{ik}$ , a  $m \geq 0.5$  fading parametar.

Srednje snage signala na izlazu dve bazne stanice su promenljive veličine i zavise od trenutnih vrednosti  $y_i$  ( $i=1,2$ ). Na taj način uticaj efekta senke je uzet u obzir. Kako je korelaciono rastojanje u prisustvu senke jako veliko, u praksi je veoma teško obezbediti nezavisno funkcionisanje dve bazne stanice, naročito u mikroćelijskim sistemima. Iz tog razloga se veličine  $y_1$  i  $y_2$  smatraju korelisanim. Na makro nivou primenjeno je selekciono kombinovanje, pa je signal na izlazu celog sistema

$$Z_0 = \begin{cases} Z_1, y_1 > y_2 \\ Z_2, y_1 \leq y_2 \end{cases}. \quad (5.31)$$

Izvođenje izraza u zatvorenom obliku za određivanje verovatnoće greške na izlazu složenog prijemnika sa Sl.5.2.1 započinjemo primenom diverzita na pojedinačnoj baznoj stanici (mikrodiverziti). Pretpostavlja se da su grane mikrodiverzita identične i nezavisne.

Uslovna verovatnoća greške odnosa signal-šum na izlazu PD kombinera sa post-detekcijom [89] može se predstaviti kao

$$P_{e|y_i} = \left(1 + \frac{y_i}{m}\right)^{-Lm} \sum_{l=0}^{L-1} c_l \sum_{r=0}^l H_m(l-r) \sum_{p=0}^r H_m(r-p) \cdots \sum_{q=0}^{\omega} H_m(\omega-q) H_m(q) \left(\frac{y_i/m}{1+y_i/m}\right)^l \quad (5.32)$$

gde je

$$c_l = \frac{1}{2^{2L-1}} \sum_{n=0}^{L-1-l} \frac{(2L-1)!}{n!(2L-1-n)!} \quad (5.33)$$

$$H_m(h) = \Gamma(m+h)/(\Gamma(m)\Gamma(h+1)). \quad (5.34)$$

Na makro nivou primenjena je SC diverziti šema sa dve grane. Kako se  $y_1$  i  $y_2$  mogu smatrati identično gamma raspodeljenim slučajnim promenljivama, njihov združeni PDF se izražava kao

$$f(y_1, y_2) = \frac{\rho^{-(c-1)/2}}{\Gamma(c)(1-\rho)y_0^{c+1}} (y_1 y_2)^{(c-1)/2} \exp\left(-\frac{y_1 + y_2}{y_0(1-\rho)}\right) I_{c-1}\left(\frac{\sqrt{4\rho y_1 y_2}}{y_0(1-\rho)}\right), \quad (5.35)$$

gde je  $\rho$  koeficijent korelacije između  $y_1$  i  $y_2$ ,  $c$  je red Gamma raspodele,  $y_0$  odražava srednju snagu signala  $y_1$  i  $y_2$ , a  $I_{c-1}(\cdot)$  označava modifikovanu Bessel-ovu funkciju prve vrste, reda  $(c-1)$  [54]. Posle kombinovanja na mikro i makro nivou, verovatnoća greške se, korišćenjem (5.32) i (5.35), dobija iz

$$P_e = \int_0^{+\infty} dy_1 \int_0^{y_1} dy_2 P_{e|y_1} f(y_1, y_2) + \int_0^{+\infty} dy_2 \int_0^{y_2} dy_1 P_{e|y_2} f(y_1, y_2). \quad (5.36)$$

Ovde je moguće pojednostaviti izraz (5.36) korišćenjem razvoja modifikovane Bessel-ove funkcije u red [54]

$$I_\nu(u) = \sum_{k=0}^{+\infty} \frac{1}{\Gamma(k+1)\Gamma(\nu+k+1)} \left(\frac{u}{2}\right)^{2k+\nu}. \quad (5.37)$$

Dovođenjem dobijenog izraza u pogodan oblik i primenom jednakosti [54]

$$\int_0^u x^{p-1} e^{-x} dx = e^{-u} \sum_{k=0}^{+\infty} \frac{u^{p+k}}{p(p+1)\cdots(p+k)} \quad (5.38)$$

$$\int_0^{+\infty} e^{-px} x^{g-1} (1+ax)^{-\nu} dx = a^{-g} \Gamma(g) \Psi(g, g+1-\nu; p/a) \quad (5.39)$$

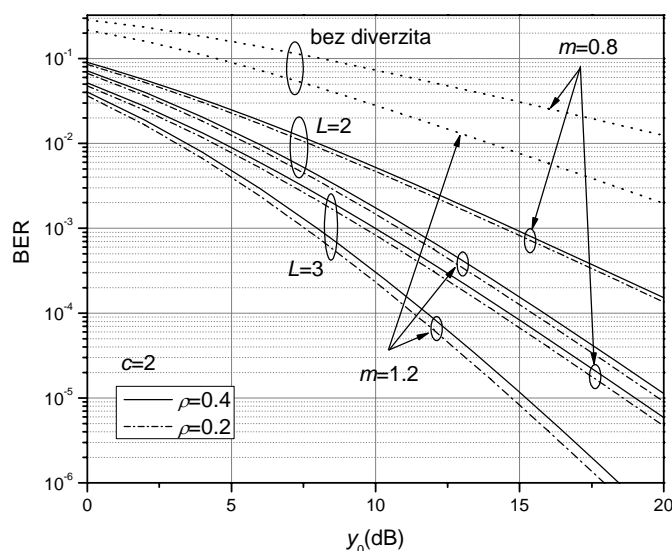
$$\operatorname{Re}\{g\} > 0, \operatorname{Re}\{p\} > 0, \operatorname{Re}\{a\} > 0, \nu \in \mathbb{C}$$

dobija se izraz u zatvorenom obliku za određivanje verovatnoće greške

$$\begin{aligned}
 P_e = & \frac{2}{\Gamma(c)(1-\rho)y_0^{c+1}} \sum_{k=0}^{+\infty} \frac{1}{\Gamma(k+1)\Gamma(k+c)} \frac{\rho^k}{(y_0(1-\rho))^{c+2k-1}} \sum_{j=0}^{+\infty} \frac{(y_0(1-\rho))^{-j}}{\prod_{s=0}^j (c+s+k)} \sum_{l=0}^{L-1} c_l \\
 & \times \underbrace{\sum_{r=0}^l H_m(l-r) \sum_{p=0}^r H_m(r-p) \cdots \sum_{q=0}^{\omega} H_m(\omega-q) H_m(q)}_{L-1} m^{2c+2k+j} \Gamma(2c+2k+j+l) \\
 & \times \Psi \left( 2c+2k+j+l, 2c+2k+j+1-Lm; \frac{2m}{y_0(1-\rho)} \right),
 \end{aligned} \tag{5.40}$$

gde  $\Psi(\cdot, \cdot; \cdot)$  predstavlja konfluentnu hipergeometrijsku funkciju [54].

Na Sl.5.2.2, data je verovatnoća greške u funkciji srednjeg SNR-a ( $j$ . (5.40)) za složeni diverziti sistem sa Sl.5.2.1.



Sl.5.2.2. Verovatnoća greške u funkciji srednjeg SNR-a  $y_0$ .

Parametri su broj grana mikrodiverzita  $L$ , koeficijent korelacije među granama makrodiverzita  $\rho$  i dubina fedinga  $m$ . Kao što je poznato, povećanje broja grana prouzrokuje smanjenje verovatnoće greške, dok povećanje koeficijenta korelacije kvari performanse sistema. Takođe, veća dubina fedinga (manje  $m$ ) dovodi do degradacije kvaliteta prijema. Slika 5.2.2 potvrđuje da je istovremeno korišćenje mikro i makro diverzita opravdano, s obzirom na očigledno značajno poboljšanje u odnosu na slučaj kada mikrodiverzita nema.

### 5.3. SC diverziti sistem sa korelisanim $K_G$ feding kanalima i prisustvom kanalne interference

U ovom odeljku su ispitane performanse selekcionog diverziti prijemnika sa dve grane u propagacionom okruženju sa korelisanim kompozitnim  $K_G$  fedingom i uz prisustvo kanalne interference.

Istovremeno delovanje tzv. brzog fedinga i efekta senke značajno ugrožava performanse prijema. Postoji više modela koji opisuju prostiranje u ovakvim uslovima. Ipak, generalizovani  $K$  ( $K_G$ ) model veoma precizno definiše čitav niz takvih propagacionih okruženja i pogodan je za opisivanje korelisanog fedinga, kada su korelacije trenutnih snaga, kao i korelacije srednjih snaga signala različite.

Kanalna interferenca je još jedan efekat koji negativno utiče na kvalitet prijema, a često je prisutan zbog višestrukog korišćenja istih frekvencija u susednim ćelijama. Signali interference su takođe zahvaćeni kompozitnim fedingom i među sobom korelisani.

Selekciono diverziti na prijemu, kod koga se odluka o izboru grane zasniva na najvećoj vrednosti odnosa snaga signala i interference, pokazao se tehnikom efikasnijom od EGC i MRC u okruženjima gde je nivo interference značajno viši u odnosu na druge smetnje u sistemu (termički šum).

Pretpostavimo da su, zbog nedovoljnog rastojanja među antenama, anvelope i direktnih i signala interference zahvaćene korelisanim  $K_G$  fedingom, združenih funkcija gustine verovatnoće [91]

$$p_{R_1, R_2}(R_1, R_2) = \frac{16}{\Gamma(m_d)\Gamma(k_d)} \sum_{i,j=0}^{+\infty} \frac{m_d^{\xi_d} \rho_{Nd}^i \rho_{Gd}^j}{\Gamma(m_d+i)\Gamma(k_d+j)} \left( \frac{R_1}{\sqrt{\Omega_{d1}}} \right)^{\xi_d} \left( \frac{R_2}{\sqrt{\Omega_{d2}}} \right)^{\xi_d} \times \frac{K_{\psi_d} \left( 2\sqrt{\frac{m_d}{\sigma_{d1}}} R_1 \right) K_{\psi_d} \left( 2\sqrt{\frac{m_d}{\sigma_{d2}}} R_2 \right)}{i! j! (1-\rho_{Nd})^{k_d+i+j} (1-\rho_{Gd})^{m_d+i+j} R_1 R_2} \quad (5.41)$$

$$p_{r_1, r_2}(r_1, r_2) = \frac{16}{\Gamma(m_c)\Gamma(k_c)} \sum_{i,j=0}^{+\infty} \frac{m_c^{\xi_c} \rho_{Nc}^i \rho_{Gc}^j}{\Gamma(m_c+i)\Gamma(k_c+j)} \left( \frac{r_1}{\sqrt{\Omega_{c1}}} \right)^{\xi_c} \left( \frac{r_2}{\sqrt{\Omega_{c2}}} \right)^{\xi_c} \times \frac{K_{\psi_c} \left( 2\sqrt{\frac{m_c}{\sigma_{c1}}} r_1 \right) K_{\psi_c} \left( 2\sqrt{\frac{m_c}{\sigma_{c2}}} r_2 \right)}{i! j! (1-\rho_{Nc})^{k_c+i+j} (1-\rho_{Gc})^{m_c+i+j} r_1 r_2} \quad (5.42)$$

sa

$$\xi_d = k_d + j + m_d + i, \quad \xi_c = k_c + j_c + m_c + i_c$$

$$\psi_d = k_d + j - m_d - i, \quad \psi_c = k_c + j_c - m_c - i_c \quad (5.43)$$

$$\sigma_{dl} = (1 - \rho_{Nd})(1 - \rho_{Gd})\Omega_{dl}$$

$$\sigma_{cl} = (1 - \rho_{Nc})(1 - \rho_{Gc})\Omega_{cl}, \quad l=1,2$$

gde  $m_d \geq 1/2$  i  $m_c \geq 1/2$  predstavljaju parametre koji odražavaju uticaj Nakagami- $m$  fedinga na direktni i signal interference, respektivno;  $k_d > 0$  i  $k_c > 0$  su parametri koji odražavaju uticaj efekta senke na direktni i signal interference, respektivno, a mogu aproksimirati više različitih uslova prostiranja pod senkom, počev od duboke senke ( $k_d, k_c \rightarrow 0$ ), pa do odsustva ovog efekta ( $k_d, k_c \rightarrow \infty$ );  $\rho_{Nd}$  označava koeficijent korelacije trenutnih snaga Nakagami- $m$  feding procesa u direktnim granama, dok je  $\rho_{Gd}$  koeficijent korelacije srednjih snaga feding procesa u direktnim granama. Slično,  $\rho_{Nc}$  i  $\rho_{Gc}$  predstavljaju nivoe korelacije koji se odnose na signale interference; najzad,  $\Omega_{dl}$  i  $\Omega_{cl}$  označavaju srednje snage direktnih i signala interference, zahvaćene pomenutim kompozitnim fedingom.  $K_\nu(\cdot)$  označava modifikovanu Bessel-ovu funkciju druge vrste reda  $\nu$  [54, j. (8.407/1)], dok je  $\Gamma(\cdot)$  Gamma funkcija [54, j. (8.310/1)].

Neka je trenutna vrednost odnosa signal-interferenca u  $k$ -toj ulaznoj diverziti grani prijemnika definisana kao  $\lambda_k = R_k/r_k$ . Selekcioni kombiner bira i šalje na izlaz granu sa najvećim SIR-om, pa je u slučaju SC-a sa dve grane

$$\lambda = \lambda_{out} = \max(\lambda_1, \lambda_2). \quad (5.44)$$

Združeni PDF trenutnih vrednosti SIR-a na dvema ulaznim granama  $\lambda_k$ ,  $k=1,2$  dobija se kao [30]

$$p_{\lambda_1, \lambda_2}(t_1, t_2) = \frac{1}{4\sqrt{t_1 t_2}} \int_0^\infty \int_0^\infty p_{R_1, R_2}(r_1 \sqrt{t_1}, r_2 \sqrt{t_2}) p_{r_1, r_2}(r_1, r_2) r_1 r_2 dr_1 dr_2. \quad (5.45)$$

Zamenjujući (5.41) i (5.42) u (5.45) i koristeći [54, j. (9.34/3)] i [45, j. (07.34.21.0011.01)], dolazi se do oblika

$$\begin{aligned}
 p_{\lambda_1, \lambda_2}(t_1, t_2) &= \frac{(\sigma_{c1}\sigma_{c2})^{\frac{\xi_d + \xi_c}{2}}}{\Gamma(m_d)\Gamma(k_d)\Gamma(m_c)\Gamma(k_c)} \sum_{i,j,i_c,j_c=0}^{+\infty} \frac{m_d^{\xi_d} \rho_{Nd}^i \rho_{Gd}^j m_c^{-\xi_d} \rho_{Nc}^{i_c} \rho_{Gc}^{j_c}}{\Gamma(m_d + i)\Gamma(k_d + j)\Gamma(m_c + i_c)\Gamma(k_c + j_c)} \\
 &\times \frac{t_1^{\xi_d/2-1} t_2^{\xi_d/2-1} \Omega_{d1}^{-\xi_d/2} \Omega_{d2}^{-\xi_d/2}}{i!j!(1-\rho_{Nd})^{k_d+i+j} (1-\rho_{Gd})^{m_d+i+j} i_c!j_c!(1-\rho_{Nc})^{k_c+i_c+j_c} (1-\rho_{Gc})^{m_c+i_c+j_c}} \\
 &\times G_{2,2}^{2,2} \left( \frac{m_d t_1 \sigma_{c1}}{\sigma_{d1} m_c} \left| \begin{matrix} 1 - \frac{\xi_d + \xi_c + \psi_c}{2}, 1 - \frac{\xi_d + \xi_c - \psi_c}{2} \\ \psi_d/2, -\psi_d/2 \end{matrix} \right. \right) \\
 &\times G_{2,2}^{2,2} \left( \frac{m_d t_2 \sigma_{c2}}{\sigma_{d2} m_c} \left| \begin{matrix} 1 - \frac{\xi_d + \xi_c + \psi_c}{2}, 1 - \frac{\xi_d + \xi_c - \psi_c}{2} \\ \psi_d/2, -\psi_d/2 \end{matrix} \right. \right), \tag{5.46}
 \end{aligned}$$

gde je  $G_{p,q}^{m,n}[\cdot]$  Meijer-ova G-funkcija [54, j. (9.301)].

U tom slučaju združeni CDF se može dobiti kao [30]:

$$F_{\lambda_1, \lambda_2}(t_1, t_2) = \int_0^{t_1} \int_0^{t_2} p_{\lambda_1, \lambda_2}(x_1, x_2) dx_1 dx_2. \tag{5.47}$$

Neka je srednji SIR na  $k$ -toj ulaznoj grani selektivnog kombinera definisan kao  $S_k = \Omega_{dk}/\Omega_{ck}$ . Kumulativna funkcija raspodele verovatnoće SIR-a na izlazu SC-a se može izvesti iz (5.47), uz korišćenje (6.46) i izjednačavanje argumenata  $t_1=t_2=t$ :

$$\begin{aligned}
 F_{\lambda}(t) &= \frac{1}{\Gamma(m_d)\Gamma(k_d)\Gamma(m_c)\Gamma(k_c)} \sum_{i,j,i_c,j_c=0}^{+\infty} \frac{m_d^{\xi_d} \rho_{Nd}^i \rho_{Gd}^j m_c^{-\xi_d} \rho_{Nc}^{i_c} \rho_{Gc}^{j_c}}{\Gamma(m_d + i)\Gamma(k_d + j)\Gamma(m_c + i_c)\Gamma(k_c + j_c)} \\
 &\times \frac{t^{\xi_d}}{i!j!(1-\rho_{Nd})^{k_d+i+j} (1-\rho_{Gd})^{m_d+i+j} i_c!j_c!(1-\rho_{Nc})^{k_c+i_c+j_c} (1-\rho_{Gc})^{m_c+i_c+j_c} (1-\rho_{Gc})^{m_c+i_c+j_c-\xi_d-\xi_c}} \\
 &\times G_{3,3}^{2,3} \left( \frac{m_d(1-\rho_{Nc})(1-\rho_{Gc})t}{m_c(1-\rho_{Nd})(1-\rho_{Gd})S_1} \left| \begin{matrix} 1 - \frac{\xi_d + \xi_c + \psi_c}{2}, 1 - \frac{\xi_d + \xi_c - \psi_c}{2}, 1 - \frac{\xi_d}{2} \\ \psi_d/2, -\psi_d/2, -\xi_d/2 \end{matrix} \right. \right) \\
 &\times G_{3,3}^{2,3} \left( \frac{m_d(1-\rho_{Nc})(1-\rho_{Gc})t}{m_c(1-\rho_{Nd})(1-\rho_{Gd})S_2} \left| \begin{matrix} 1 - \frac{\xi_d + \xi_c + \psi_c}{2}, 1 - \frac{\xi_d + \xi_c - \psi_c}{2}, 1 - \frac{\xi_d}{2} \\ \psi_d/2, -\psi_d/2, -\xi_d/2 \end{matrix} \right. \right). \tag{5.48}
 \end{aligned}$$

Koristeći (5.48), lako se dobija PDF izlaznog SIR-a kao [17]

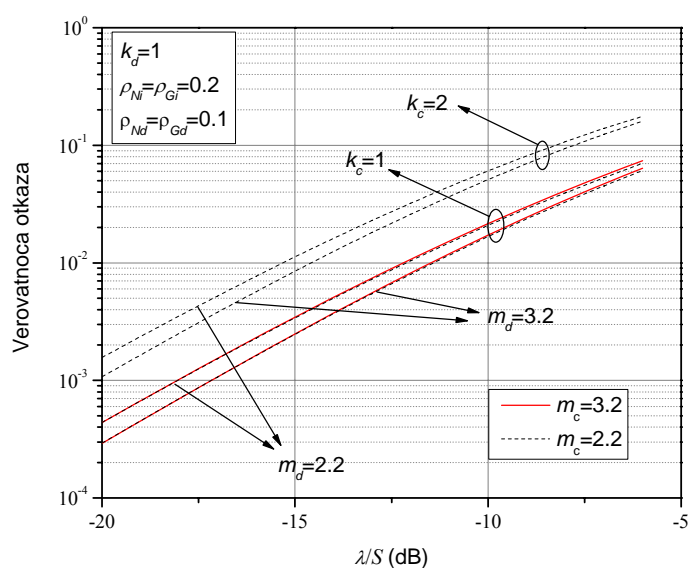
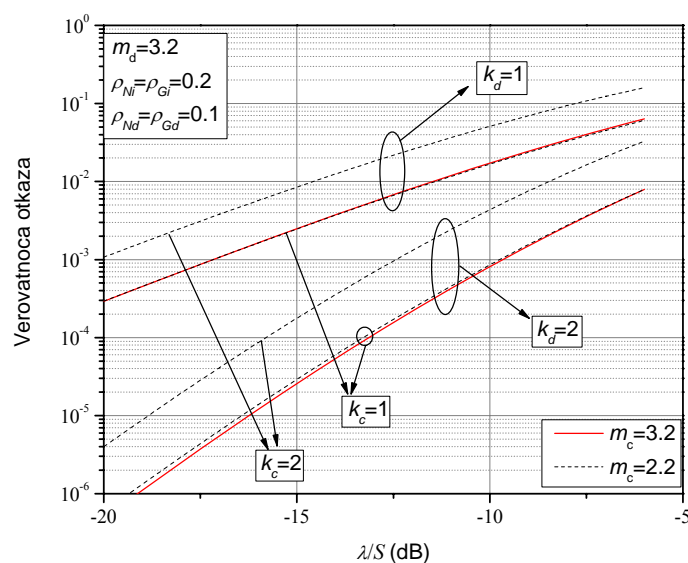
$$\begin{aligned}
 p_\lambda(t) &= \frac{d}{dt} F_\lambda(t) = \frac{1}{\Gamma(m_d)\Gamma(k_d)\Gamma(m_c)\Gamma(k_c)} \\
 &\times \sum_{i,j,i_c,j_c=0}^{+\infty} \frac{m_d^{\xi_d} \rho_{Nd}^i \rho_{Gd}^j m_c^{-\xi_d} \rho_{Nc}^{i_c} \rho_{Gc}^{j_c}}{\Gamma(m_d+i)\Gamma(k_d+j)\Gamma(m_c+i_c)\Gamma(k_c+j_c)} \frac{t^{\xi_d-1}}{i!j!(1-\rho_{Nd})^{k_d+i+j}(1-\rho_{Gd})^{m_d+i+j}} \\
 &\times \frac{(S_1 S_2)^{-\xi_d/2}}{i_c!j_c!(1-\rho_{Nc})^{k_c+i_c+j_c-\xi_d-\xi_c}(1-\rho_{Gc})^{m_c+i_c+j_c-\xi_d-\xi_c}} \\
 &\times \left( \xi_d G_{3,3}^{2,3} \left( \frac{m_d(1-\rho_{Nc})(1-\rho_{Gc})t}{m_c(1-\rho_{Nd})(1-\rho_{Gd})S_1} \left| \begin{matrix} 1-\frac{\xi_d+\xi_c+\psi_c}{2}, 1-\frac{\xi_d+\xi_c-\psi_c}{2}, 1-\frac{\xi_d}{2} \\ \psi_d/2, -\psi_d/2, -\xi_d/2 \end{matrix} \right. \right) \right. \\
 &\times G_{3,3}^{2,3} \left( \frac{m_d(1-\rho_{Nc})(1-\rho_{Gc})t}{m_c(1-\rho_{Nd})(1-\rho_{Gd})S_2} \left| \begin{matrix} 1-\frac{\xi_d+\xi_c+\psi_c}{2}, 1-\frac{\xi_d+\xi_c-\psi_c}{2}, 1-\frac{\xi_d}{2} \\ \psi_d/2, -\psi_d/2, -\xi_d/2 \end{matrix} \right. \right) + \\
 &+ G_{4,4}^{2,4} \left( \frac{m_d(1-\rho_{Nc})(1-\rho_{Gc})t}{m_c(1-\rho_{Nd})(1-\rho_{Gd})S_1} \left| \begin{matrix} 0, 1-\frac{\xi_d+\xi_c+\psi_c}{2}, 1-\frac{\xi_d+\xi_c-\psi_c}{2}, 1-\frac{\xi_d}{2} \\ \psi_d/2, -\psi_d/2, 1, -\xi_d/2 \end{matrix} \right. \right) \\
 &\times G_{3,3}^{2,3} \left( \frac{m_d(1-\rho_{Nc})(1-\rho_{Gc})t}{m_c(1-\rho_{Nd})(1-\rho_{Gd})S_2} \left| \begin{matrix} 1-\frac{\xi_d+\xi_c+\psi_c}{2}, 1-\frac{\xi_d+\xi_c-\psi_c}{2}, 1-\frac{\xi_d}{2} \\ \psi_d/2, -\psi_d/2, -\xi_d/2 \end{matrix} \right. \right) + \\
 &+ G_{3,3}^{2,3} \left( \frac{m_d(1-\rho_{Nc})(1-\rho_{Gc})t}{m_c(1-\rho_{Nd})(1-\rho_{Gd})S_1} \left| \begin{matrix} 1-\frac{\xi_d+\xi_c+\psi_c}{2}, 1-\frac{\xi_d+\xi_c-\psi_c}{2}, 1-\frac{\xi_d}{2} \\ \psi_d/2, -\psi_d/2, -\xi_d/2 \end{matrix} \right. \right) \\
 &\times G_{4,4}^{2,4} \left( \frac{m_d(1-\rho_{Nc})(1-\rho_{Gc})t}{m_c(1-\rho_{Nd})(1-\rho_{Gd})S_2} \left| \begin{matrix} 0, 1-\frac{\xi_d+\xi_c+\psi_c}{2}, 1-\frac{\xi_d+\xi_c-\psi_c}{2}, 1-\frac{\xi_d}{2} \\ \psi_d/2, -\psi_d/2, 1, -\xi_d/2 \end{matrix} \right. \right) \Bigg)
 \end{aligned} \tag{5.49}$$

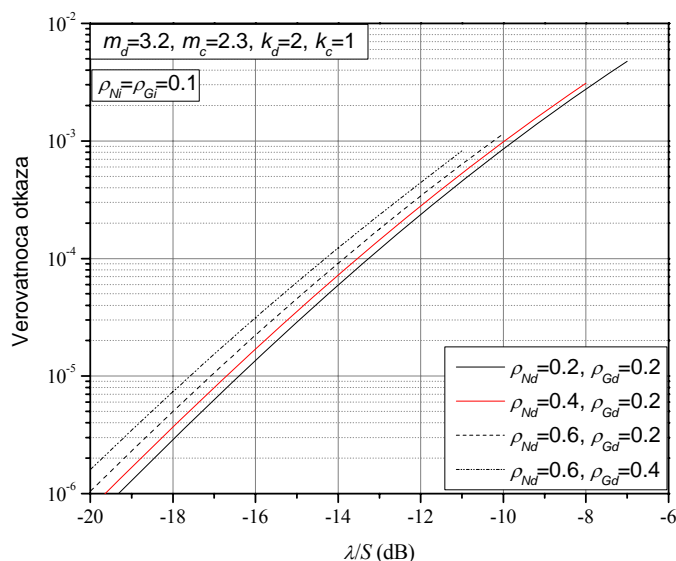
Verovatnoća otkaza  $P_{out}$  je jedna od mera performansi sistema koja je od koristi pri kontroli nivoa kanalne interference. Jako je značajna i pri projektovanju bežičnih komunikacionih sistema jer njeno praćenje omogućava ispunjavanje zahteva po pitanju kvaliteta usluge (*quality of service*–QoS) i nivoa usluge (*grade of service*–GoS) diverziti sistema koji funkcionišu u uslovima fedinga. U prisustvu kanalne interference,  $P_{out}$  se definiše kao verovatnoća da SIR na izlazu SC-a padne ispod zadatog praga  $\gamma$ :

$$P_{out} = P_R(\lambda < \gamma) = \int_0^\gamma p_\lambda(t) dt = F_\lambda(\gamma) \quad . \tag{5.50}$$



Na Sl.5.3.1 prikazana je zavisnost verovatnoće otkaza od normalizovanog trenutnog SIR-a,  $\lambda/S$ , za dve vrednosti Nakagami- $m$  parametra direktnih signala,  $m_d$ . Povećanje  $m_d$  uzrokuje smanjenje verovatnoće otkaza, naročito u slučaju malih vrednosti  $\lambda/S$ . Uticaj Nakagami- $m$  parametra signala intrference  $m_c$  na  $P_{out}$  je zanemarljiv, kada su vrednosti ostalih parametara izabrane kao na Sl.5.3.1. Parametar senke signala intrference  $k_c$  dramatično utiče na verovatnoću otkaza, pa povećanje njegove vrednosti značajno kviri performanse sistema. Ipak, kao što se može videti na Sl.5.3.2, parametar senke direktnih signala  $k_d$  pokazuje najveći uticaj na performanse sistema, više od bilo kog drugog parametra kompozitnog fedinga. (Manje  $P_{out}$  odgovara većim vrednostima  $k_d$ .)

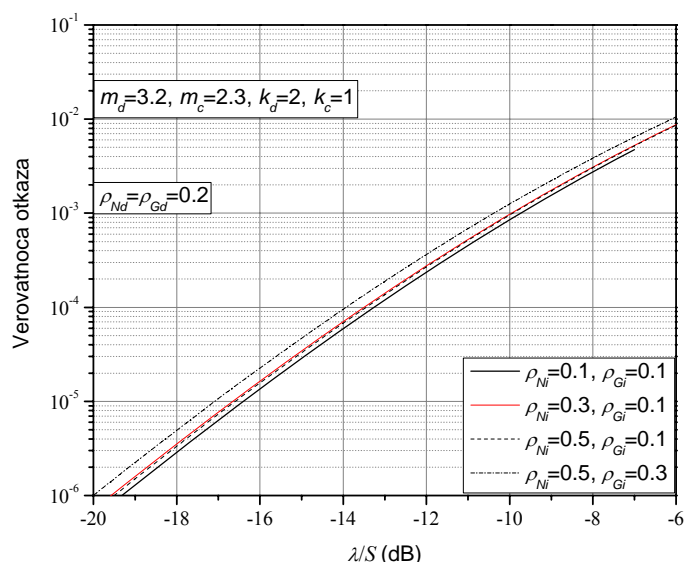

 Sl.5.3.1. Verovatnoća otkaza za dve vrednosti parametra  $m_d$ .

 Sl.5.3.2. Verovatnoća otkaza za dve vrednosti parametra  $k_d$ .



### Sl.5.3.3. Uticaj koeficijenata korelacije direktnih signala na verovatnoću otkaza.

Na Sl.5.3.3 može se pratiti uticaj koeficijenata korelacije direktnih signala,  $\rho_{Nd}$  i  $\rho_{Gd}$ , na verovatnoću otkaza  $P_{out}$ . Zapaža se da, pri malim vrednostima  $\lambda/S$ , manji koeficijent korelacije  $\rho_{Gd}$  daje bolje karakteristike prijema, dok je uticaj ovog parametra mnogo manje značajan pri velikim vrednostima  $\lambda/S$ . Uticaj koeficijenta  $\rho_{Nd}$  ostaje jednako izražen za širok opseg vrednosti  $\lambda/S$ .

Na Sl.5.3.4 prikazan je uticaj koeficijenata korelacije signala interference  $\rho_{Nd}$  i  $\rho_{Gd}$  na verovatnoću otkaza. Uticaj koeficijenta  $\rho_{Nd}$  može se smatrati gotovo zanemarljivim, dok veće vrednosti  $\rho_{Gd}$  dovode do porasta  $P_{out}$ .



### Sl.5.3.4. Uticaj koeficijenata korelacije signala interference na verovatnoću otkaza.

Rezultati koji su ovde prikazani, dobijeni su u domenu vrednosti  $\lambda/S$  koje zadovoljavaju uslove definisanosti korišćenih Meijer-ovih G funkcija u [45], [54].

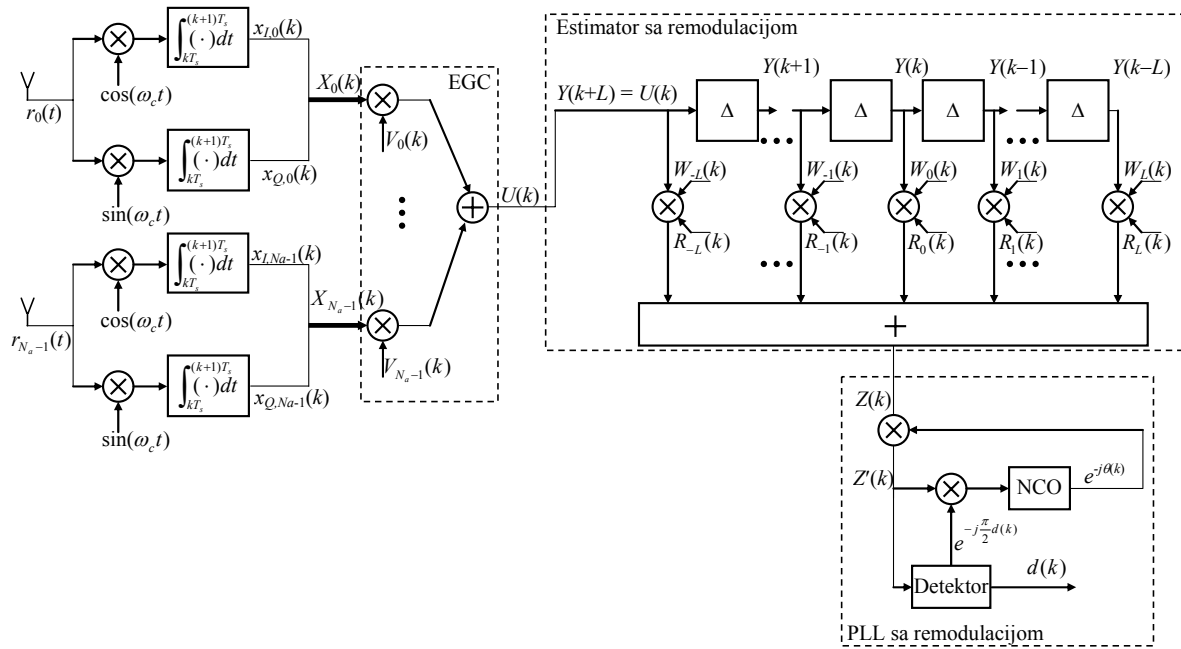
## **6. Modifikacija EGC diverziti prijemnika QPSK signala u cilju poboljšanja performansi u prisustvu frekvencijskog ofseta nosioca**

Prisustvo frekvencijskog ofseta nosioca značajno degradira performanse telekomunikacionog sistema. Zbog toga je, u okviru ovog poglavlja, predložena modifikacija osnovne šeme diverziti prijemnika QPSK signala sa EGC kombinovanjem, realizovanim pre detekcije. Predloženi prijemnik (sa svojim optimalnim parametrima) dopušta mnogo veći frekvencijski ofset u poređenju sa prijemnikom koji koristi samo PLL (pri sopstvenim optimalnim parametrima). Pri tome njegove performanse u pogledu verovatnoće greške ostaju veoma bliske performansama prijemnika sa PLL-om koji radi u uslovima bez frekvencijskog ofseta.

U daljem tekstu biće prikazana komparativna analiza modifikovanog i osnovnog modela diverziti prijemnika u prisustvu frekvencijskog ofseta u AWGN kanalu, kao i u kanalu sa Rice-ovim fadingom. Ova analiza izvršena je na osnovu simulacionih rezultata. Funkcionalnost predloženog prijemnika, kao i njegove karakteristike, eksperimentalno su proverene na sistemu zasnovanom na upotrebi USRP (*Universal Software Radio Peripheral*) hardvera i detaljno opisane u poglavlju 6.3.

### **6.1. Model modifikovanog EGC diverziti prijemnika**

Modifikacija EGC diverziti prijemnika uključuje uvođenje bloka koji vrši estimaciju sa remodulacijom (ER). Blok dijagram predloženog modifikovanog EGC prijemnika QPSK signala sa PLL detektorom prikazan je na Sl.6.1.1. EGC kombinovanje je realizovano algoritmom konstantnog modula (*CMA-constant modulus algorithm*), a sinhronizacija upotrebom PLL kola. U slučaju male varijanse šuma na ulazu PLL kola, širina propusnog opsega fazne petlje može biti veća, što obezbeđuje manju osetljivost na frekvencijski ofset. Osnovna ideja je obraditi signal na izlazu EGC-a na takav način da se varijansa šuma smanji, a da se pri tome korisni signal što je moguće manje ošteti. Ovde je u tu svrhu iskorišćena ER struktura koja zadovoljava pomenuti zahtev. Ona se nalazi između EG kombinera i PLL kola.



Sl.6.1.1. Blok dijagram predloženog prijemnika.

U predloženom prijemniku ER struktura zajedno sa PLL kolom čini blok koji će se u daljem tekstu pominjati kao ER+PLL blok. Ako bi se ER struktura izostavila, ostatak sistema predstavljao bi uobičajeni EGC diverziteti prijemnik [71].

Signal na izlazu svake od \$N\_a\$ prijernih antena može se predstaviti kao

$$r_n(t) = s_n(t) + z_n(t), \quad n = 0, 1, \dots, N_a - 1, \quad (6.1)$$

gde je \$s\_n(t)\$ QPSK signal modulisan pravougaonim impulsima

$$s_n(t) = e^{j\theta(t-\tau_n)} e^{j\hat{\omega}_c(t-\tau_n)} \quad (6.2)$$

$$\theta(t) = \frac{\pi}{2} d(t), \quad (6.3)$$

gde je \$\tau\_n\$ kašnjenje u \$n\$-tom kanalu, a simbol \$d(t)\$ ima jednu od sledećih četiri vrednosti

$$d(t) \in \{0, 1, 2, 3\}, \quad kT_s \leq t < (k+1)T_s, \quad k = \pm 1, \pm 2, \dots \quad (6.4)$$

\$T\_s\$ predstavlja vreme trajanja simbola, a \$\hat{\omega}\_c = \omega\_c + \Delta\omega\$ je frekvencija nosioca na ulazu u prijemnik, pri čemu je \$\omega\_c\$ fiksna lokalno generisana frekvencija referentnog nosioca, \$\Delta\omega\$ frekvencijski ofset, a \$z\_n(t)\$ aditivni beli Gauss-ov šum spektralne gustine snage \$N\_0/2\$.

Dolazni signal se dalje množi fiksnom frekvencijom referentnog nosioca i propušta kroz kolo za integraciju. Signal u osnovnom opsegu na ulazu CMA bloka može se predstaviti u kompleksnom obliku kao

$$X_n(k) = x_{I,n}(k) + jx_{Q,n}(k). \quad (6.5)$$

Signali u fazi i kvadraturi dati su kao

$$\begin{aligned} x_{I,n}(k) &= \int_{kT_s}^{(k+1)T_s} r_n(t) \cos(\omega_c t) dt \\ x_{Q,n}(k) &= \int_{kT_s}^{(k+1)T_s} r_n(t) \sin(\omega_c t) dt \end{aligned} \quad (6.6)$$

respektivno, pri čemu je  $k$  diskretni vremenski trenutak koji odgovara izlazu kola za integraciju.

Signal na izlazu EGC kombinera, sa prethodno izvršenim kofaziranjem pomoću CM algoritma, ima oblik

$$U(k) = \sum_{n=0}^{N_a-1} X_n(k) V_n(k), \quad (6.7)$$

gde je  $N_a$  broj diverziti grana.  $V_n(k)$  predstavlja težinski koeficijent  $n$ -te grane, dobijen CM algoritmom i može se izraziti kao

$$V_n(k) = V_n(k-1) + \mu_V \left( \frac{1}{|U(k-1)|} - 1 \right) U(k-1) X_n^*(k-1), \quad (6.8)$$

gde je  $\mu_V$  faktor adaptacije, a  $(\cdot)^*$  označava konjugovano kompleksnu vrednost.

Nadalje se signal sa izlaza EG kombinera,  $U(k)$ , vodi na ER blok, koji predstavlja estimator sa remodulacijom, a njegovo funkcionisanje je opisano na sledeći način:

$$Z(k) = \sum_{l=-L}^L Y(k-l) R_l(k) W_l(k), \quad (6.9)$$

gde je  $2L$  dužina ER strukture i  $Y(k+L) = U(k)$ .  $W_l(k)$  su težinski koeficijenti koji se podešavaju se korišćenjem *Leaky* LMS algoritma [115]

$$\begin{aligned} W_l(k+1) &= (1 - \mu_W) W_l(k) + \mu_W Y(k) \cdot (Y(k-l) \cdot R_l(k))^*, \quad l = -L, \dots, L, l \neq 0 \\ W_0(k) &= 1 \end{aligned} \quad (6.10)$$

gde je  $\mu_W$  faktor adaptacije, a  $R_l(k)$  remodulacioni težinski koeficijenti koji su definisani kao

$$\begin{aligned} R_0(k) &= 1 \\ R_l(k) &= e^{j \frac{\pi}{2} m_l(k)}, \quad l = -L, \dots, L, l \neq 0 \end{aligned} \quad (6.11)$$

gde je

$$m_l(k) = \arg \min_{p \in \{0,1,2,3\}} \left\{ e^{j\frac{\pi}{2}p} Y^*(k-l) W_l^*(k) Y(k) \right\}. \quad (6.12)$$

Sinhronizacija nosioca se obavlja u PLL kolu drugog reda sa remodulacijom [26], koje se, u digitalnom domenu, sastoji od kola za remodulaciju i numerički kontrolisanog oscilatora (NCO–*Numerically controlled oscillator*). Fazna razlika na ulazu u NCO jednaka je argumentu remodulisanog signala

$$\Delta\varphi(k) = \arg \left\{ Z'(k) \cdot e^{-j\frac{\pi}{2}d(k)} \right\}, \quad (6.13)$$

gde je

$$Z'(k) = Z(k) \cdot e^{-j\theta(k)}. \quad (6.14)$$

Veličina  $\theta(k)$  predstavlja fazu signala na izlazu NCO-a koji odgovara  $k$ -tom trenutku odmeravanja i biće kasnije definisana.

Fazna razlika  $\Delta\varphi(k)$  se u okviru NCO-a filtrira filtrom propusnikom niskih frekvencija (NF) prvog reda, tako da se na izlazu filtra dobija signal

$$e(k) = (1 - A_{PLL})e(k-1) + A_{PLL} \cdot \Delta\varphi(k), \quad (6.15)$$

gde je  $A_{PLL}$  njegova konstanta.

Korekcija frekvencije u NCO-u se dobija kao

$$\delta f(k) = \frac{1}{2\pi} \frac{K_{PLL}}{T_S} e(k), \quad (6.16)$$

gde je  $K_{PLL}$  normalizovani dobitak koji služi za podešavanje vrednosti korekcije  $\delta f(k)$ .

Faza na izlazu NCO-a  $\theta(k)$  dobija se integracijom vrednosti korekcija frekvencije

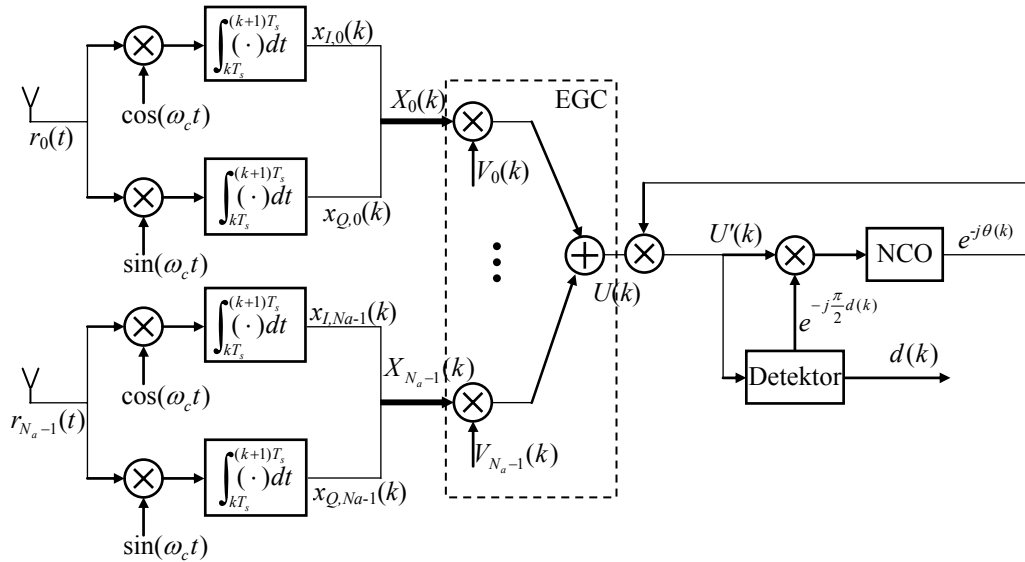
$$\theta(k) = \theta(0) + \frac{2\pi}{T_S} \sum_{m=1}^{k-1} \delta f(m). \quad (6.17)$$

Odluka o detekciji donosi se na osnovu signala dobijenog minimizacijom

$$d(k) = \arg \min_{p \in \{0,1,2,3\}} \left\{ e^{j\frac{\pi}{2}p} Z'^*(k) \right\}. \quad (6.18)$$

Blok šema osnovnog EGC prijemnika ( $L=0$ ) prikazana je na Sl.6.1.2.

Dakle, model predloženog modifikovanog prijemnika sa Sl.6.1.1 poklapa se jednim svojim delom, zaključno sa izlazom iz EGC kombinera, sa osnovnim modelom sa Sl.6.1.2. Zato set jednačina (6.1)-(6.8), koji opisuje taj deo kola na Sl.6.1.1, važi i u slučaju sa Sl.6.1.2.



Sl.6.1.2. Blok šema osnovnog EGC prijemnika.

Kod osnovnog modela EGC prijemnika sinhronizacija nosioca se obavlja u PLL kolu drugog reda [24]. Fazna razlika na uzlazu NF filtra u PLL kolu dobija se kao

$$\Delta\varphi(k) = \arg\left\{U'(k) \cdot e^{-j\frac{\pi}{2}d(k)}\right\}, \quad (6.19)$$

gde je

$$U'(k) = U(k) \cdot e^{-j\theta(k-1)}. \quad (6.20)$$

Signal na izlazu NF filtra unutar NCO-a  $e(k)$ , korekcija frekvencije  $\delta f(k)$  i korekcija faze na izlazu NCO-a  $\theta(k)$  opisani su izrazima (6.15), (6.16) i (6.17), respektivno.

Odluka o detekciji donosi se na osnovu signala dobijenog minimizacijom

$$d(k) = \arg \min_{p \in \{0,1,2,3\}} \left\{ e^{j\frac{\pi}{2}p} U^{r*}(k) \right\}. \quad (6.21)$$

## 6.2. Komparativna analiza modifikovanog i osnovnog modela

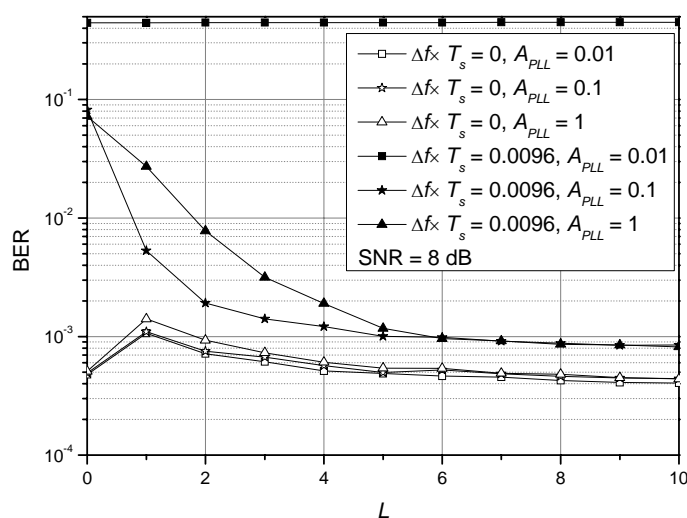
### EGC diverziti prijemnika

Komparativna analiza modifikovanog i osnovnog EGC diverziti prijemnika QPSK signala izvršena je na osnovu simulacionih rezultata dobijenih primenom Monte-Carlo simulacije, pri

čemu je čitav proces prenosa, dakle predaja, propagacija kroz komunikacioni kanal i prijem, obavljen isključivo softverski na PC računaru.

Na slikama koje slede prikazani su simulacioni rezultati dobijeni za slučaj detekcije QPSK signala u AWGN i Rice-ovom fading kanalu. Na prijemu je korišćen diverziti sistem sa dve grane ( $N_d=2$ ). Vrednost parametra petlje  $K_{PLL}$  izabran je tako da odgovara uobičajenom režimu rada PLL-a.

Slika 6.2.1 prikazuje verovatnoću greške u funkciji dužine predloženog ER filtra, za različite vrednosti pojačanja fazne petlje,  $A_{PLL}$ .



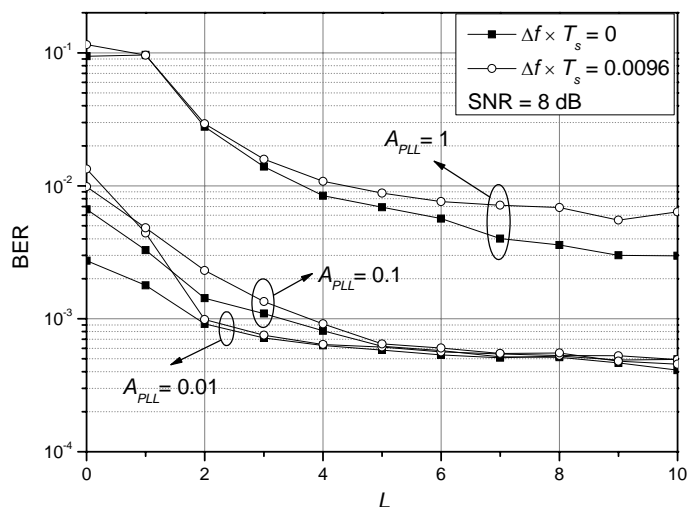
Sl.6.2.1. Verovatnoća greške u funkciji dužine filtra pri  $K_{PLL}=0.2$  u AWGN kanalu.

Predstavljena su dva slučaja: sa i bez frekvencijskog ofseta. Vrednost parametra petlje  $K_{PLL}$  izabran je tako da odgovara uobičajenom režimu rada PLL-a. Može se primetiti da u odsustvu frekvencijskog ofseta ER filter ne unosi nikakvo poboljšanje. Zapravo, kada su dužine filtra veoma male ( $L=1$  ili  $L=2$ ), on čak degradira performanse prijema. Međutim, u slučaju postojanja frekvencijskog ofseta predloženi ER filter donosi značajno smanjenje verovatnoće greške kada je njegova dužina veća od 5. Samo u slučaju veoma uskog propusnog opsega fazne petlje ( $A_{PLL}=0.01$ ) frekvencijski ofset toliko remeti rad petlje da performanse ostaju jako loše čak i kada se koristi ER blok.

Da bi se što bolje iskoristila poboljšanja koja unosi predložena struktura, tražene su optimalne vrednosti parametara petlje  $A_{PLL}$  i  $K_{PLL}$ . Za ove optimalne vrednosti ceo sistem, dakle sama fazna petlja zajedno sa ER blokom, trebalo bi da daje najbolje performanse. Na Sl.6.2.2 prikazana je verovatnoća greške u funkciji dužine predloženog ER filtra za različite vrednosti parametra  $A_{PLL}$  i novoizabranu vrednost  $K_{PLL}=1$ . Ponovo su razmatrana dva slučaja: sa i bez frekvencijskog ofseta. Kao što se može videti, samo PLL kolo ( $L=0$ ) funkcioniše



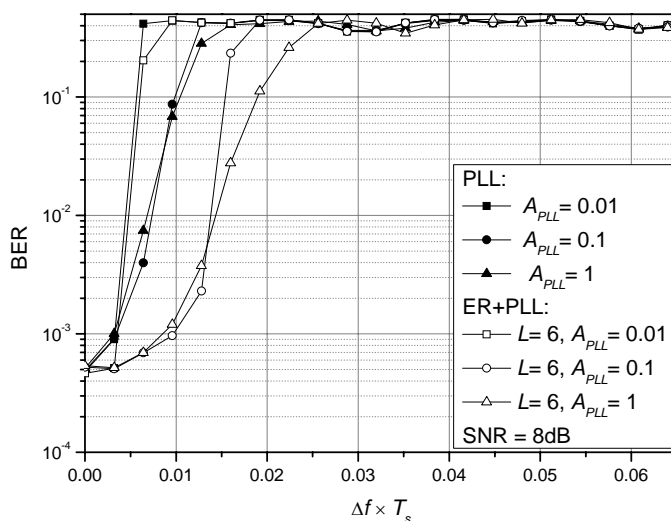
veoma otežano u ovim uslovima. Dodavanjem ER bloka, performanse prijema se značajno popravljaju.



Sl.6.2.2. Verovatnoća greške u funkciji dužine filtra pri  $K_{PLL}=1$  u AWGN kanalu.

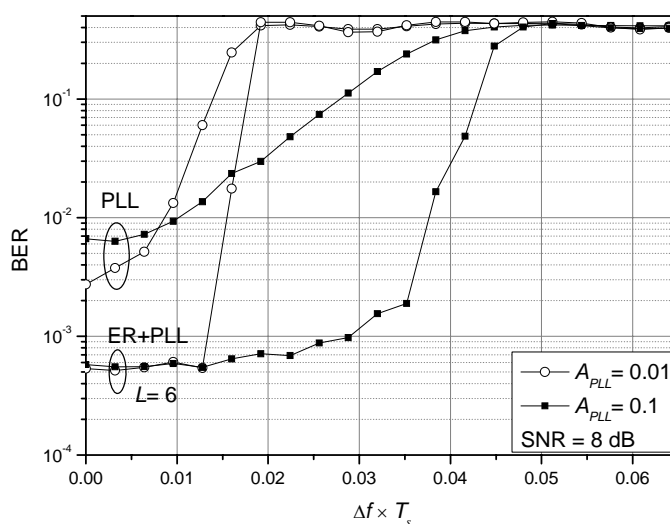
Za  $L > 5$ , vrednosti verovatnoće greške kada ima frekvencijskog ofseta približavaju se vrednostima kada ofseta nema, ali te vrednosti nisu uvećane u odnosu na slučaj kada je  $K_{PLL}=0.2$  i  $\Delta f \times T_s=0$  (Sl.6.2.1.). Čak i u uslovima  $A_{PLL}=1$ , kada PLL bez ER bloka ( $L=0$ ) praktično ne bi funkcionisao, verovatnoća greške pada za više od jednog reda veličine ako se upotrebi ER blok dužine  $L \geq 7$ .

Sa Sl.6.2.2 se može zaključiti da povećanje dužine ER strukture preko vrednosti  $L=6$  ne vodi smanjenju verovatnoće greške. Takođe, za ovu dužinu ER strukture sistem pokazuje približno iste performanse u slučaju  $A_{PLL}=0.1$  kao i u slučaju  $A_{PLL}=0.01$ .



Sl.6.2.3. Verovatnoća greške u funkciji frekvencijskog ofseta nosioca pri  $K_{PLL} = 0.2$  u AWGN kanalu.

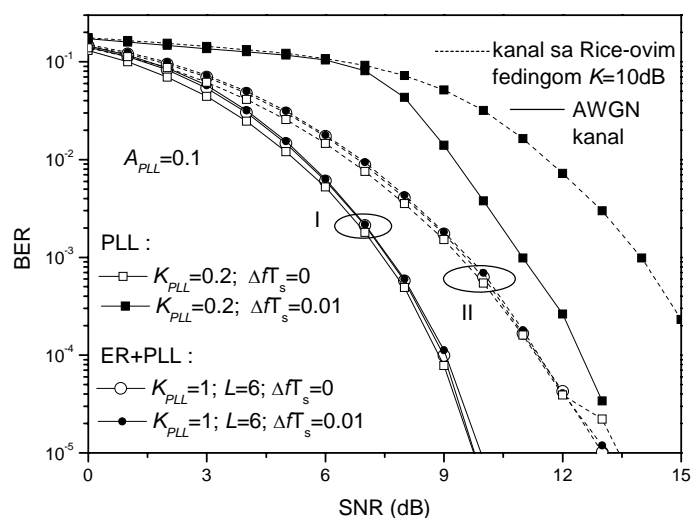
Na Sl.6.2.3 i Sl.6.2.4 može se pratiti verovatnoća greške u funkciji normalizovanog frekvencijskog ofseta  $\Delta f \times T_s$ , u slučaju  $K_{PLL}=0.2$  i  $K_{PLL}=1$ , respektivno. Na Sl.6.2.3, koja odgovara optimalnim uslovima rada PLL bloka bez ER-a, može se videti da je osetljivost takvog prijemnika na frekvencijski ofset velika. Vrednosti ofseta  $\Delta f \times T_s \geq 0.005$  dovode do naglog povećanja verovatnoće greške pri svim vrednostima parametra  $A_{PLL}$ . Uključivanjem ER bloka ( $L=6$ ,  $A_{PLL}=1$  ili  $A_{PLL}=0.1$ ,  $K_{PLL}=0.2$ ) smanjuje se osetljivost na frekvencijski ofset, tako da se performanse prijemnika samo neznatno menjaju kada se ofset poveća čak do dva puta. Ovo, međutim, ne važi kada je  $A_{PLL}=0.01$ , jer ovi uslovi odgovaraju izuzetno maloj širini propusnog opsega fazne petlje, tako da ni uvođenje ER bloka ne može popraviti performanse. Slika 6.2.4 prikazuje zavisnost verovatnoće greške od frekvencijskog ofseta ( $\Delta f \times T_s$ ) u uslovima rada optimalnim za blok PLL+ER ( $K_{PLL}=1$ ). Posmatrana su dva slučaja:  $A_{PLL}=0.1$  i  $A_{PLL}=0.01$ . Pri frekvencijskom ofsetu  $\Delta f \times T_s \leq 0.0125$  obe vrednosti  $A_{PLL}$  daju približno iste performanse koje su bliske onim koje postiže sam PLL kada nema frekvencijskog ofseta. Sa slike se može videti da vrednost pojačanja u petlji  $A_{PLL}=0.1$  dozvoljava više od dva puta veće frekvencijske ofsete ( $\Delta f \times T_s \leq 0.035$ ) nego u slučaju kada je  $A_{PLL}=0.01$ , a da se pri tome performanse sistema samo neznatno pokvare. Iz tog razloga, pri daljim analizama biraju se sledeće vrednosti parametara:  $K_{PLL}=1$ ,  $A_{PLL}=0.1$  i  $L=6$ .



#### Sl.6.2.4. Verovatnoća greške u funkciji frekvencijskog ofseta nosioca pri $K_{PLL}=1$ u AWGN kanalu.

Na Sl.6.2.5 prikazana je zavisnost verovatnoće greške od odnosa signal-šum za prethodno određene, optimalne vrednosti parametara prijemnika. Pune linije se odnose na slučaj kada

nema fedinga, dok isprekidane linije odgovaraju Rice-ovom fedingu kanalu, okarakterisanim parametrom  $K=10\text{dB}$ .



Sl.6.2.5. Verovatnoća greške u funkciji odnosa signal-šum pri  $A_{PLL}=0.1$  u Rice-ovom fedingu i AWGN kanalu.

Može se primetiti da za sve posmatrane vrednosti SNR, bez obzira da li ima frekvencijskog ofseta  $\Delta f \times T_s = 0.01$  ili ne, predloženi prijemnik PLL+ER ( $L=6$ ) zadržava približno iste vrednosti verovatnoće greške kao i u slučaju kada je primenjeno samo PLL kolo ( $L=0$ ), a da pri tome nema frekvencijskog ofseta. Odgovarajuće krive na Sl.6.2.5 pripadaju grupi I. Slični zaključci se mogu izvesti i u slučaju prostiranja signala kroz kanal sa Rice-ovim fedingom (grupa II).

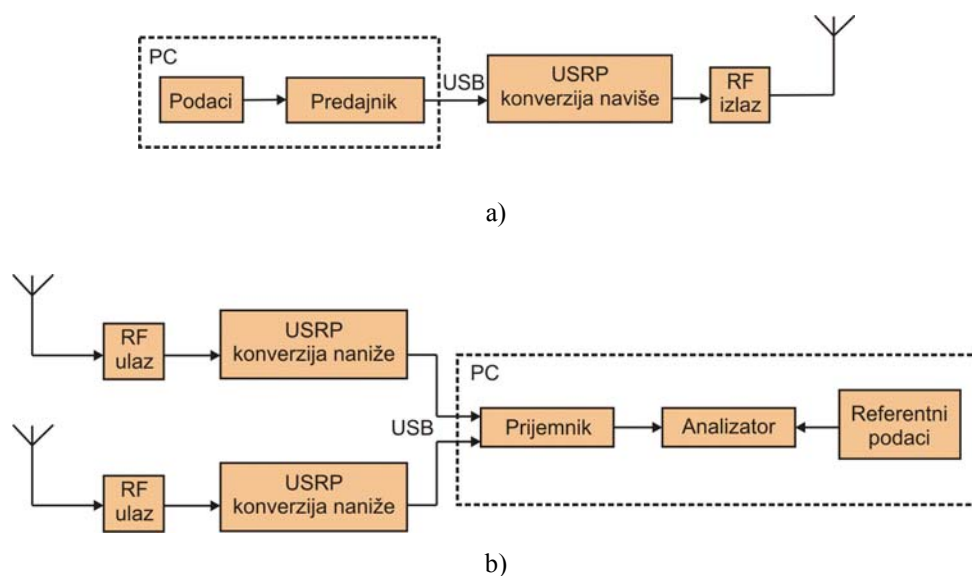
## 6.3. Verifikacija simulacionih rezultata eksperimentalnim rezultatima

### 6.3.1. Opis eksperimenta

Blok dijagram eksperimentalnog sistema prikazan je na Sl.6.3.1. U eksperimentu se procesiranje u osnovnom opsegu obavlja na PC računaru, dok je konverzija naviše i naniže izvršena na USRP hardveru, a komunikacioni kanal je realan. PC grupa blokova, i na predaji i na prijemu, radi pod Linux operativnim sistemom i pisana je u C++ programskom jeziku. Blok *Podaci* generiše i ponavlja pseudoslučajnu sekvencu, kako bi se poslali i primljeni biti mogli uporediti. Ista sekvencu se generiše i u bloku *Referentni podaci*.

Blok *Predajnik* vrši procesiranje u osnovnom opsegu i generiše QPSK modulisani signal. Ovaj QPSK signal se zatim vodi u USRP preko USB konekcije. Komunikacija preko USB interfejsa se obavlja korišćenjem *libusb* biblioteke. USRP prihvata signal sa USB interfejsa i

obavlja digitalno-analognu konverziju i konverziju naviše na opseg s centralnom učestanošću 2.4GHz. U prijemnom lancu obavlja se slično procesiranje. Posle konverzije naniže i analogno-digitalne konverzije na prijemnom USRP uređaju, signal se preko USB konekcije prebacuje na PC. Blok *Prijemnik* je realizovan u obliku diverziti prijemnika i vrši demodulaciju i procesiranje u osnovnom opsegu. Primitljeni biti se zatim porede sa poslatim u bloku *Analizator*.



Sl.6.3.1. Blok dijagram eksperimentalnog i simuliranog sistema (a- predaja, b- prijem).

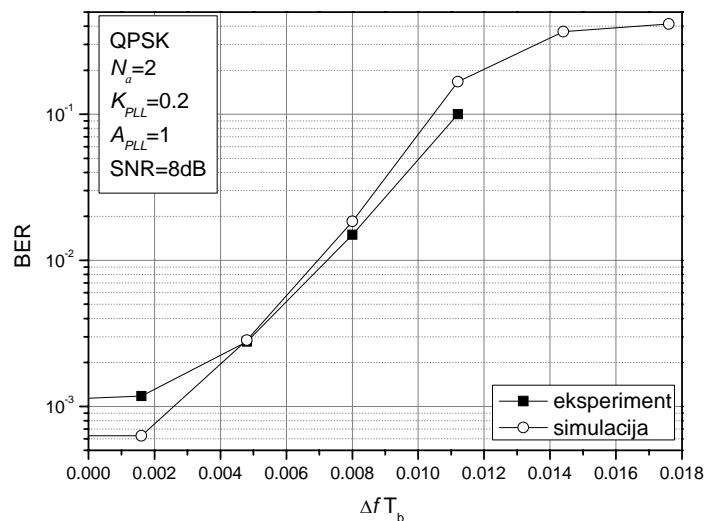
Kako bi se izbegli problemi vezani za razlike između teorijski definisanog modela fading kanala i realnog fading kanala u laboratoriji, svi izvedeni eksperimenti vršeni su za slučaj AWGN kanala kao i prisustva konstantnog frekvencijskog offseta koji je posledica neidealne ekstrakcije učestanosti referentnog nosioca.

### 6.3.2. Verifikacija simulacionih rezultata eksperimentalnim za slučaj prijemnika realizovanog korišćenjem osnovnog EGC kombinera

Na prijemu je korišćen prijemnik realizovan korišćenjem osnovnog EGC kombinera sa dve grane ( $N_d=2$ ). Prispeli signali su kofazirani i sabrani s jednakim težinama u EGC kombineru, realizovanom algoritmom konstantnog modula [17], [58], [100], [105]. CMA se dosta koristi pri ekvalizaciji i *blind beamforming*-u. Mnogi od ovih algoritama se baziraju na metodu stohastičkog gradijenta. Ova klasa CM algoritama, međutim, kao nedostatak ima osetljivost na veličinu koraka. Kada je korak veliki, velika je i brzina konvergencije algoritma, ali zato postoje gubici u izlaznom odnosu signal-interferenca+šum i stabilnost algoritma je mala. U literaturi su predložene brojne modifikacije CM algoritma u cilju

rešavanja ovog problema, na primer, CMA s najmanjim kvadratima (*least squares* CMA - LSCMA) [9], [109], zatim CMA na bazi rekurzivnih najmanjih kvadrata (*recursive least squares* -RLS) [97], [98], [117], kao i CMA sa promenljivom veličinom koraka [59], [99], [116]. Sinhronizacija je izvršena upotrebom PLL kola pri čemu je vrednost parametra petlje  $K_{PLL}$  izabran tako da odgovara uobičajenom režimu rada PLL kola.

Slika 6.3.2 prikazuje verovatnoću greške u funkciji frekvencijskog ofseta nosioca. Rezultati dobijeni simulacijom poređeni su sa eksperimentalnim i može se primetiti određeno neslaganje između njih [10].



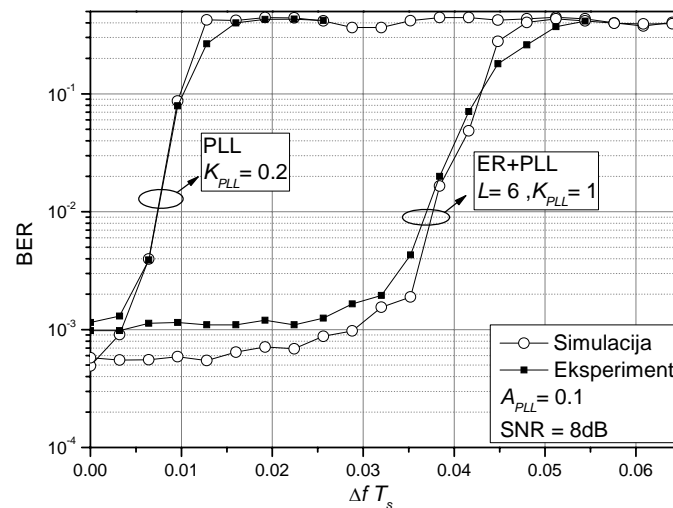
### Sl.6.3.2. Verovatnoća greške u funkciji frekvencijskog ofseta nosioca pri $A_{PLL}=1$ u AWGN kanalu.

Razlog za to leži u sledećem: Simulaciono okruženje koje je ovde korišćeno, radi u diskretnom vremenu, s minimalnim korakom od jednog intervala odmeravanja. S obzirom na to, moguća greška u sinhronizaciji između simuliranog predajnika i prijemnika je celobrojni umnožak intervala odmeravanja. S druge strane, u eksperimentu koji je izveden uz upotrebu dva USRP uređaja (svaki od njih ima sopstveni generator takta), nije moguće izvršiti idealnu sinhronizaciju, a greška, koja se pri tome javlja, je kontinualna slučajna veličina. Kao posledica toga, u procesu odmeravanja signala u prijemniku u diskretnim vremenskim trenucima, jedan deo izmerene energije može biti pogrešan, jer pripada nekom drugom bitu (prethodnom ili sledećem), a ne onom koji se trenutno odmerava. Ovaj problem bi mogao da se reši uzimanjem izuzetno velike vrednosti *over-sampling*-a, ali zbog ograničenih mogućnosti hardvera, ovo se ne može uvek realizovati. U svakom slučaju, pomenuti efekat je sasvim očekivan, uzimajući u obzir primenjeni koncept realizacije prijemnika. Ovakvo poređenje može poslužiti za praćenje ponašanja novih i potvrđivanje očekivanog ponašanja poznatih sistema.

### 6.3.3. Verifikacija simulacionih rezultata eksperimentalnim za slučaj prijemnika realizovanog korišćenjem modifikovanog EGC kombinera

Na prijemu je korišćen prijemnik realizovan korišćenjem modifikovanog EGC kombinera sa dve grane ( $N_d=2$ ). Prispeli signali su najpre kofazirani i sabrani s jednakim težinama u EGC kombineru, realizovanom algoritmom konstantnog modula [19], [58], [100], [105], a zatim prosleđeni u ER blok modifikovanog EGC kombinera.

Na Sl.6.3.3 data je zavisnost verovatnoće greške u funkciji frekvencijskog ofseta referentnog nosioca. Ovi rezultati predstavljaju verifikaciju simulacionih rezultata eksperimentom, izvršenim u skladu sa već opisanim postupkom, uz korišćenje USRP platforme.



Sl.6.3.3. Poređenje eksperimentalnih i simulacionih rezultata za verovatnoću greške u funkciji frekvencijskog ofseta nosioca u AWGN kanalu.

Prikazana su dva seta parametara koji definišu dva karakteristična slučaja:

1.  $K_{PLL}=0.2$  i  $A_{PLL}=0.1$  (kada samo PLL kolo pokazuje najbolje performanse), i
2.  $K_{PLL}=1$ ,  $A_{PLL}=0.1$  i  $L=6$  (kada ceo blok ER+PLL najbolje funkcioniše).

U oba slučaja postiže se zadovoljavajuće poklapanje eksperimentalnih i simulacionih rezultata. Slika 6.3.3 jasno ilustruje prednost optimizacije parametara za blok PLL+ER. Ovaj blok dozvoljava više od 7 puta veći frekvencijski ofset, a da pri tome performanse ostaju veoma bliske onim koje se dobijaju korišćenjem samo PLL bloka u idealnim uslovima kada nema frekvencijskog ofseta.

# ZAKLJUČAK

Predmet istraživanja ove doktorske disertacije je uticaj neidealne ekstrakcije referentnog nosioca na performanse diverziti sistema sa BPSK (*Binary Phase Shift Keying*) i QPSK (*Quadrature Phase Shift Keying*) modulacijom. Radi jednostavnijeg praćenja materije, u **prvom poglavlju** je izložena teorijska osnova neophodna za izračunavanja u poglavljima koja slede. Najpre je dat pregled osnovnih smetnji sa posebnim osvrtom na njihove statističke karakteristike. Imajući u vidu da je predmet ove disertacije nesavršena ekstrakcija referentnog nosioca u daljem izlaganju su dati modeli kola za ekstrakciju referentnog nosioca, kao i način izbora adekvatnog modela. Zatim su prezentovani osnovni principi diverziti tehnika sa odgovarajućim statističkim karakteristikama izlaznih signala. Na kraju ovog poglavlja su definisani osnovni parametri, korišćeni u disertaciji, koji pružaju mogućnost da se preko njih izrazi kvalitet primljenog signala.

Uticaj neidealne ekstrakcije referentnog nosioca na performanse jednokanalnih sistema sa BPSK i QPSK modulacijom razmatran je u **drugom poglavlju**. Razvijeni su numerički metodi za procenu verovatnoće greške (BER – *Bit-Error Rate*) za dva slučaja. Prvi se odnosi na ekstrakciju referentnog nosioca iz nemodulisanog signala. Na osnovu dobijenih izraza najpre je vršena analiza performansi u prisustvu Hoyt-og fedinga. Pokazano je da pri većoj dubini fedinga (veća vrednost parametra  $b$ ) dolazi do većeg pogoršanja performansi, a posebno pri većim odnosima signal-šum (SNR – *Signal-to-Noise Ratio*). Ovaj zaključak se odnosi i na BPSK i na QPSK modulaciju. Takođe je analiziran uticaj standardne devijacije fazne greške na performanse sistema. Kod BPSK modulacije povećanje ovog parametra dovodi do povećanja verovatnoće greške, dok kod QPSK, za veće vrednosti standardne devijacije, dolazi do pojave neotklonjive greške. Zatim je izvršena analiza za slučaj prenosa kada je kanal modelovan kompozitnim  $K_G$  fedingom. Pokazano je da i u tom slučaju standardna devijacija fazne greške značajno utiče na verovatnoću greške i da za veće vrednosti dolazi do pojave neotklonjive greške. Parametar kompozitnog fedinga  $m_s$ , koji definiše intenzitet senke, svojim porastom dovodi do smanjenja brojne vrednosti odnosa signal-šum pri kome nastaje neotklonjiva greška. Drugi parameter koji definiše ovu raspodelu je dubina fedinga,  $m_m$ . Može se uočiti značajno opadanje verovatnoće greške sa opadanjem dubine fedinga (porastom vrednosti parametra fedinga  $m_m$ ) pri konstantnoj vrednosti standardne devijacije fazne greške i intenziteta senke. Takođe, pri većim vrednostima

standardne devijacije fazne greške, opadanje dubine fedinga dovodi do smanjenja brojne vrednosti odnosa signal–šum pri kome nastaje neotklonjiva greška. Svi ovi uticaji kompozitnog fedinga su prisutni kako u slučaju primenjene BPSK, tako i kod primene QPSK modulacije. QPSK modulacija je osetljivija na postojanje fazne greške.

Drugi razmatrani slučaj se odnosi na jednokanalne sisteme kod kojih se ekstrakcija referentnog nosioca vrši iz modulisanog signala. Primenom odgovarajućih numeričkih metoda izvedeni su izrazi za procenu verovatnoće greške BPSK i QPSK signala u kanalu sa: Rice-ovim,  $\eta$ - $\mu$  i kompozitnim  $K_G$  fedingom. U sva tri posmatrana slučaja se pokazalo da je detekcija BPSK signala slabo osetljiva na promene širine propusnog opsega petlje, dok kod QPSK modulacije ona ima uticaja na vrednost verovatnoće greške.

U trećem delu ovog poglavlja prikazan je alternativni pristup modelovanju fazne greške u cilju procene verovatnoće greške, koji podrazumeva linearnu zavisnost odnosa signal–šum u fazno koherentnoj petlji (PLL – *Phase-Locked Loop*) i odnosa signal–šum na ulazu prijemnika. Ovakva aproksimacija važi samo uz pretpostavku da je fazna greška mala, tj. odnos signal–šum u PLL petlji veliki. Uvedena aproksimacija je tačnija u slučaju ekstrakcije referentnog nosioca iz nemonulisanog signala.

U **trećem poglavlju** izvedeni su izrazi za izračunavanje performansi diverziti sistema koji koriste selekciono (SC – *Selection Combining*) ili prekidačko (SSC – *Switch-and-Stay Combining*) kombinovanje pri neidealnoj ekstrakciji referentnog nosioca primenom odgovarajućih numeričkih metoda. I ovde su posmatrana dva slučaja. U prvom slučaju ekstrakcija referentnog nosioca vrši se iz nemonulisanog nosioca, a kanal je modelovan  $\alpha$ - $\mu$  i kompozitnim  $K_G$  fedingom. Na osnovu dobijenih izraza sprovedena je analiza performansi koja pokazuje da se pri većim vrednostima standardne devijacije fazne greške, i kod SC i kod SSC kombinovanja, javlja neotklonjiva greška za veće vrednosti srednjeg SNR-a. Ovaj zaključak važi i za BPSK i QPSK modulacioni format, pri čemu je QPSK modulacija osetljivija na pojavu fazne greške ( $\sigma_\varphi$ , pri kojoj nastaje neotklonjiva greška, ima manju vrednost za QPSK modulaciju nego za BPSK). Neidentična raspodela fedinga u diverziti granama prijemnika sa selekcionim kombinovanjem utiče na performanse prijema tek pri većim dubinama kompozitnog  $K_G$  fedinga. Tada, sistem s većim razlikama u raspodeli fedinga u pojedinim granama pokazuje slabije performanse. Ovo važi za obe posmatrane modulacije.



Za svaki konkretan set uslova propagacije i kvaliteta prijemnika, kada se na mestu prijema vrši SSC kombinovanje, postoji optimalni prag koji u značajnoj meri umanjuje verovatnoću greške pri detekciji. U slučaju velikog inteziteta  $\alpha$ - $\mu$  fedinga (male vrednosti  $\alpha$  i  $\mu$ ), kao i kod kompozitnog  $K_G$  (mala vrednost  $m_m$ ), dobitak u kvalitetu prijema izborom optimalnog praga prijema nije izražen. Njegov značaj postaje veći tek kada feding prestane da bude dominantan.

Drugi razmatrani slučaj odnosi se na ekstrakciju referentnog nosioca iz modulisanog signala. Kanal je modelovan  $\alpha$ - $\mu$ , Hoyt-ovim i kompozitnim  $K_G$  fedingom. Na osnovu dobijenih izraza za verovatnoću greške sprovedena je odgovarajuća analiza koja pokazuje da kvalitet ekstrakcije referentnog nosioca jako slabo utiče na detekciju BPSK signala, naročito pri malim dubinama fedinga. Prikazane krive se gotovo potpuno preklapaju za sve vrednosti  $B_L T_b$ . Međutim to nije slučaj pri detekciji QPSK signala, gde manjim vrednostima parametra  $B_L T_b$  (manja fazna greška) odgovara manja vrednost verovatnoće greške.

Ovde je takođe pokazano da pri prijemu BPSK modulisanog signala promena vrednosti parametra  $B_L T_b$ , koji određuje veličinu fazne greške, veoma malo utiče na verovatnoću greške i položaj optimalnog praga SSC kombinovanja. Kod prijema QPSK signala, korišćenjem SSC kombinovanja, povećanje vrednosti  $B_L T_b$  dovodi do povećanja verovatnoće greške i pomeranja optimalnog praga ka većim vrednostima.

Sa povećanjem reda diverzita, i u slučaju ekstrakcije referentnog nosioca iz nemodulisanog i iz modulisanog signala, poboljšavaju se performanse prijemnika. Međutim, veliki broj diverziti antena ne daje srazmerno veliki dobitak, a kompleksnost sistema raste. Stoga je potrebno naći kompromis između željenih performansi i složenosti sistema.

Može se zaključiti da prisustvo fazne greške značajnije utiče na performanse SSC nego SC prijemnika.

Većina numeričkih rezultata, dobijenih u okviru ovog poglavlja, verifikovana je odgovarajućim rezultatima, dobijenim na sopstvenom simulatoru za modelovanje telekomunikacionog okruženja i prostiranje signala po višestrukim putanjama.

U **četvrtom poglavlju** izvedeni su izrazi za izračunavanje performansi diverziti prijemnika, realizovanog korišćenjem MRC i EGC tehnike kombinovanja, pri čemu su grane prijemnika nebalansirane. Analizira se prijem QPSK signala koji se prostire kroz kanale sa Weibull-ovim fedingom. Pretpostavlja se da kofaziranje signala nije idealno i da je procena faze prijemnog

signala vršena iz nemonulisanog nosioca. Numerički rezultati su dobijeni primenom numeričke integracije, a verifikovani primenom Monte Carlo simulacije. Na osnovu izvedenih izraza sprovedena je analiza koja pokazuje da je QPSK modulacioni format osjetljiv na uticaj fazne greške, tako da vrednosti BER-a počinju da rastu sa porastom parametra  $\sigma_\phi$ , već pri malim vrednostima  $\sigma_\phi$  i to za ceo opseg posmatranih vrednosti parametra SNR. Treba uočiti da vrednosti neotklonjive greške, koja se javlja zbog neidealne ekstrakcije referentnog nosioca, zavise od parametra fedinga  $\alpha$ . U disertaciji je dat numerički postupak za proračun maksimalne dopuštene vrednosti standardne devijacije faznog šuma iz uslova da prethodno zadata verovatnoća greške po bitu ne bude premašena pri zadatom odnosu srednjih snaga signala i šuma u kanalu.

U praksi, propagacioni putevi svih grana nisu identični, a i elektronske komponente u različitim granama prijemnika nisu savršene, tako da odnosi srednjih snaga signala i šuma u različitim granama prijemnika nisu isti, tj. postoji debalansiranost grana prijemnika. U okviru ovog poglavlja analiziran je uticaj debalansiranosti grana na performanse diverziti sistema. Pokazano je da pri malim i srednjim vrednostima SNR-a, faktor debalansiranosti  $\delta$  u značajnoj meri utiče na vrednosti BER-a. Za velike vrednosti SNR-a javlja se neotklonjiva greška (*BER floor*), čija vrednost ne zavisi od vrednosti  $\delta$ , već se sve krive stapaju u jednu.

U okviru ove glave je takođe analiziran uticaj broja grana diverziti sistema na performanse primljenog signala u uslovima debalansiranosti grana, kao i neidealne ekstrakcije referentnog nosioca. Najveći dobitak se postiže kada se broj grana poveća sa jedan na dva, dok su dobiti manji sa daljim povećanjem broja grana. Ilustrovan je postupak određivanja potrebnog broja grana diverziti sistema sa ciljem postizanja unapred definisanog BER-a.

U drugom delu ovog poglavlja izvedeni su izrazi koji omogućuju izračunavanje performansi EGC (*Equal Gain Combining*) i MRC (*Maximal Ratio Combining*) prijemnika u uslovima kada postoji korelacija među signalima pojedinih grana prijemnika. Zapravo, zbog malih dimenzija mobilnog terminala moguće je da postoji korelacija između anvelopa fedinga u različitim granama prijemnika. S obzirom na ovo, postoji praktični interes da se razmotri uticaj nebalansiranosti grana prijemnika i korelacije između grana, u kombinaciji sa neidealnim kofaziranjem. Primenom dobijenih izraza, izvršena je analiza koja pokazuje da u slučaju idealnog kofaziranja ( $\sigma_\phi=0^\circ$ ) MRC prijemnik ima bolje performanse od EGC prijemnika, kao što se i

očekuje. Međutim, u slučaju neidealnog kofaziranja pri malim vrednostima srednjeg SNR-a, MRC prijemnik je samo neznatno bolji po kriterijumu verovatnoće greške, dok pri većim vrednostima SNR-a EGC prijemnik čak pokazuje značajno bolje karakteristike. Neotklonjiva greška, koja se javlja, ima manju vrednost kod EGC nego kod MRC prijemnika. Korelacija među granama prijemnika nepovoljno utiče na performanse sistema pri malim vrednostima SNR-a. Međutim, kada su vrednosti SNR-a velike dolazi do pojave neotklonjive greške, ali korelacija pozitivno utiče na performanse. Što je vrednost koeficijenta korelacije veća, neotklonjiva greška je manja. Ovaj efekat se zapaža i kod EGC i kod MRC prijemnika. Debalansiranost grana, izražena preko koeficijenta  $\delta$ , značajno utiče na srednju verovatnoću greške u opsegu malih i srednjih vrednosti SNR-a. Pri velikim vrednostima SNR-a, javlja se neotklonjiva greška i njena vrednost ne zavisi od stepena debalansiranosti grana.

Uticao interference na verovatnoću greške diverziti prijema razmatran je u okviru **petog poglavlja**. Najpre su analizirane performanse selektivnog diverziti prijemnika u propagacionom okruženju sa korelisanim  $\alpha$ - $\mu$  fedingom i u prisustvu kanalne interference sa korelacijom među signalima u pojedinim granama. Izvedeni su izrazi za izračunavanje funkcije gustine verovatnoće (PDF – *Probability Density Function*), odnosa signal-interferenca (SIR – *Signal-Interference Ratio*) na izlazu SC-a sa tri grane i verovatnoće otkaza u zatvorenom obliku. Primenom numeričke integracije određeni su izrazi za srednju verovatnoću greške na izlazu kombinera za nekoherentne binarne modulacione šeme kao i srednja vrednost izlaznog SIR-a. Na osnovu izvedenih izraza sprovedena je analiza pomenutog sistema i došlo se do zaključka da, sa povećanjem vrednosti koeficijenta korelacije u direktnim granama, verovatnoća otkaza blago raste. Međutim, povećanje feding parametra signala interference,  $\mu_c$ , kao i smanjenje feding parametra korisnog signala,  $\mu_d$ , mnogo značajnije utiče na porast vrednosti verovatnoće otkaza. Porast vrednosti koeficijenata korelacije među signalima interference u različitim granama dovodi do kvarenja performansi prijemnika i veće verovatnoće otkaza. Takođe je analiziran uticaj korelacije u prisustvu kanalne interference na izlazni odnos signal-interferenca. Povećanje vrednosti parametra fedinga interference  $\mu_c$  dovodi do smanjenja vrednosti izlaznog odnosa signal-interferenca. Povećanje vrednosti koeficijenata korelacije, kako među direktnim granama, tako i među kanalima interference dovodi do blagog opadanja vrednosti izlaznog odnosa signal-interferenca. Ovaj efekat je uočljiviji pri malim vrednostima parametra fedinga  $\alpha$ . Inače, sam

porast vrednosti  $\alpha$  donosi značajno opadanje izlaznog odnosa signal-interferenca, naročito u opsegu nižih vrednosti  $\mu_c$ .

U drugom delu ovog poglavlja izračunata je verovatnoća greške u zatvorenom obliku za mikrodiverziti prijemnik, koji koristi kombinovanje pomoću produktnog detektora sa post-detekcijom, i makrodiverziti sa selekcionim kombinovanjem sa dve grane. Prenos je vršen kanalima sa fedingom i efektom senke koji su modelovani Nakagami- $m$  raspodelom. Analiza performansi pokazuje da sa povećanjem broja grana dolazi do smanjenja verovatnoće greške, dok povećanje koeficijenta korelacije među granama makrodiverzita kviri performanse sistema. Takođe, veća dubina fedinga (manje  $m$ ) dovodi do degradacije kvaliteta prijema. Potvrđeno je da je istovremeno korišćenje mikro i makro diverzita opravdano, s obzirom na značajno poboljšanje performansi u odnosu na slučaj kada mikrodiverzita nema.

Performanse selektivnog diverziti prijemnika u propagacionom okruženju sa korelisanim kompozitnim  $K_G$  fedingom i uz prisustvo kanalne interference ispitane su u okviru trećeg dela ovog poglavlja. Signali interference su takođe zahvaćeni kompozitnim fedingom i među sobom korelisani. Najpre su izvedeni izrazi u zatvorenom obliku za kumulativnu funkciju raspodele SIR-a na izlazu SC-a, PDF izlaznog SIR-a i verovatnoću otkaza. Korišćenjem dobijenih izraza izvršena je analiza i došlo se do zaključka da povećanje vrednosti Nakagami- $m$  parametra direktnih signala uzrokuje smanjenje verovatnoće otkaza, naročito u slučaju malih vrednosti normalizovanog trenutnog odnosa signal-interferenca. Uticaj Nakagami- $m$  parametra signala interference na verovatnoću otkaza je zanemarljiv. Parametar senke kod signala interference dramatično utiče na verovatnoću otkaza, pa povećanje njegove vrednosti značajno kviri performanse sistema. Ipak, parametar senke direktnih signala pokazuje najveći uticaj na performanse sistema, više od bilo kog drugog parametra kompozitnog fedinga.

**Šesto poglavlje** je posvećeno modifikaciji diverziti prijemnika u cilju poboljšanja performansi u uslovima postojanja frekvencijskog ofseta nosioca. Zapravo, kod mobilnih komunikacija vrlo često je prisutan ovaj problem, kao posledica Doppler-ovog efekta. Predložena modifikacija izvršena je na diverziti prijemniku QPSK signala sa EGC kombinovanjem realizovanim pre detekcije. Osnovna ideja je obraditi signal na izlazu EGC-a na takav način da se varijansa šuma smanji, a da se pri tome korisni signal što je moguće manje ošteti. To je realizovano uvođenjem bloka koji vrši estimaciju sa remodulacijom (ER) i koji se nalazi između EGC kombinera i PLL kola. U okviru ovog poglavlja, korišćenjem simulacionih

rezultata dobijenih primenom Monte-Carlo simulacije, prikazana je komparativna analiza modifikovanog i osnovnog modela EGC diverziti prijemnika u prisustvu frekvencijskog ofseta nosioca u AWGN kanalu, kao i u kanalu sa Rice-ovim fadingom. Pre svega, pokazano je da i samo uvođenje ER strukture doprinosi proširenju frekvencijskih ofseta nosioca, pri optimalnim parametrima PLL kola, koji ne dovode do pogoršanja performansi prijema. Međutim, optimalnim izborom parametara jedinstvenog bloka koga čini EGC kombiner i ER struktura, nazvanim (EGC+ER), dolazi do višestrukog proširenja frekvencijskih ofseta u čijem prisustvu performanse prijema imaju vrednosti koje su vrlo bliske vrednostima za slučaj primene samo PLL kola, a da pri tome nema frekvencijskog ofseta. Slični zaključci su izvedeni i u slučaju prostiranja signala kroz kanal sa Rice-ovim fadingom. Funkcionalnost novopredloženog prijemnika, kao i njegove karakteristike, su eksperimentalno verifikovane na sistemu zasnovanom na upotrebi USRP hardvera. Pokazano je da postoji zadovoljavajuće poklapanje eksperimentalnih i simulacionih rezultata. Takođe je eksperimentom potvrđena prednost optimizacije parametara za blok PLL+ER. Ovaj blok, u posmatranom slučaju, dozvoljava više od 7 puta veći frekvencijski ofset, a da pri tome performanse ostaju veoma bliske onim koje se dobijaju korišćenjem samo PLL bloka u idealnim uslovima kada nema frekvencijskog ofseta.

## LITERATURA

- [1] A. Abdi and M. Kaveh, “K distribution: an appropriate substitute for Rayleigh-lognormal distribution in fading-shadowing wireless channels”, *Electronics Letters*, vol. 34, no. 9, pp. 851–852, 1998.
- [2] A. Abdi and M. Kaveh, “On the utility of the Gamma PDF in modeling shadow fading (slow fading)”, *IEEE Vehicular Technology Conference*, 1999, vol. 3, pp. 2308–2312.
- [3] A. Annamalai, C. Tellambura and V. K. Bhargava, “Equal-gain diversity receiver performance in wireless channels”, *IEEE Transactions on Communications*, vol. 48, no. 10, pp. 1732–1745, 2000.
- [4] A. Baid, H. Fadnavis and P. R. Sahu, “Performance of predetection EGC receiver in Hoyt fading channels for arbitrary number of branches”, *IEEE Communications Letters*, vol. 12, no. 9, pp. 627–629, 2008.
- [5] A. Chandra, D. Biswas and C. Bose, “BER performance of coherent PSK in Rayleigh fading channel with imperfect phase estimation”, *International Conference on Recent Trends in Information, Telecommunication and Computing*, 2010, pp. 130-134.
- [6] A. Goldsmith, *Wireless communications*, Cambridge University Press, 2005.
- [7] A. J. Viterbi, *Principles of coherent communications*, New York: McGraw-Hill, 1966.
- [8] A. M. Rabiei and N. C. Beaulieu, “BER of a bandlimited single-interferer maximum-likelihood BPSK receiver with carrier phase error”, *IEEE International Conference on Communications (ICC 2006)*, 2006, no. 1, pp. 246-250.

- [9] B. G. Agee, "The least-squares CMA: A new technique for rapid correction of constant modulus signals", *IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing (ICASSP '86)*, 1986, pp. 953- 956.
- [10] B. Z. Nikolić, B. Dimitrijević, N. Milošević and G. T. Đorđević, "Comparative analysis of performances of the EGC diversity receiver obtained in simulated environment and in realistic conditions on USRP hardware", *19. Telekomunikacioni forum (TELFOR 2011)*, 2011, vol. 1, pp. 3-6.
- [11] B. Z. Nikolić and G. T. Đorđević, "Performance of SC and SSC receivers in Hoyt fading channel in the presence of imperfect reference signal extraction", *9th International Conference on Applied Electromagnetics (IEEC 2009)*, 2009, vol. 1, pp. 126-127.
- [12] B. Z. Nikolić, G. T. Đorđević, D. Milić and M. Č. Stefanović, "Effects of imperfect reference signal recovery on BER performance of SC receiver over composite fading channel", *18. Telekomunikacioni forum (TELFOR 2010)*, 2010, pp. 541-544.
- [13] B. Z. Nikolić, G. T. Djordjević, D. Milić and N. M. Milošević, "Performance of SC receiver over generalized K fading channel in the presence of imperfect reference signal recovery", *Electronics and Electrical Engineering*, vol. 115, no. 9, pp. 41-46, 2011.
- [14] B. Z. Nikolić, G. T. Djordjević and G. K. Karagiannidis, "On the effect of imperfect cophasing in MRC and EGC receivers over correlated Weibull fading", *Wireless Personal Communications*, vol. 62, no. 1, pp. 31-39, 2012.
- [15] B. Z. Nikolić, G. T. Đorđević, M. Č. Stefanović and D. Denić, "Bit error performance of  $\eta - \mu$  fading and carrier phase error", *International Journal of Emerging Sciences (IJES)*, vol. 1, no. 4, pp. 597-606, 2011.
- [16] B. Z. Nikolić, G. T. Djordjević and N. M. Milošević, "Effects of imperfect reference signal recovery on performance of SC and SSC receivers over Generalized fading channels", *Radioengineering*, vol. 20, no. 2, pp. 499-504, 2011.

- [17] B. Z. Nikolic, M. Č. Stefanovic, S. Panic, J. Anastasov and B. Milosevic, "Closed-form expressions for selection combining system statistics over correlated Generalized-K fading channels in the presence of interference", *ETRI Journal*, vol. 33, no. 3, pp. 320-325, 2011.
- [18] C. M. Lo and W. H. Lam, "Average BER of BPSK and QPSK systems with noisy phase reference over Nakagami-m fading channels", *IEICE Transactions on Communications*, vol. E84-B, no. 6, pp. 1687-1689, 2001.
- [19] C. R. Johnson, P. Schniter, T. J. Endres, J. D. Behm, D. R. Brown, and R. A. Casas, "Blind equalization using the constant modulus criterion: A review", *Proceedings of the IEEE*, vol. 86, no. 10, pp. 1927-1950, 1998.
- [20] C. Polprasert and J. A. Ritcey, "A Nakagami fading phase difference distribution and its impact on BER performance", *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 7, no. 7, pp. 2805-2813, 2008.
- [21] D. Drajić, *Uvod u statističku teoriju telekomunikacija*, Beograd, Srbija: Akademska misao, 2006.
- [22] D. W. Matolak, I. Sen and W. Xiong, "Generation of multivariate Weibull random variates", *IET Communications*, vol. 2, no. 4, pp. 523-527, 2008.
- [23] F. Babich and G. Lombardi, "Statistical analysis and characterization of the indoor propagation channel", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 48, pp. 455-464, 2000.
- [24] F. Hansen and F. I. Meno, "Mobile fading-Rayleigh and lognormal superimposed", *IEEE Transactions Vehicular Technology*, vol. VT-26, pp. 332-335, 1977.
- [25] F. J. Charles and W. C. Lindsey, "Some analytical and experimental phase-locked loop results for low signal-to-noise ratios", *Proceedings of the IEEE*, vol. 55, pp. 1152-1166, 1966.
- [26] F.M Gardner, *Phase lock techniques*, New York, Wiley, 1979.



- [27] F. Xiong, *Digital modulation techniques*, Boston, London, Artech House, Inc., 2000.
- [28] F. Xiong, "Modem techniques in satellite communications", *IEEE Communications Magazine*, vol. 32, no.8, pp. 84-98, 1994.
- [29] G. Alexandropoulos, N. Sagias, F. Lazarikis and K. Berbreidis, "New results for the multivariate Nakagami-m fading model with arbitrary correlation matrix and applications", *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol.8, no.1, pp. 245-255, 2009.
- [30] G. K. Karagiannidis, "Performance analysis of SIR-based dual selection diversity over correlated Nakagami-m fading channels", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol.52, pp.1207-1216, 2003.
- [31] G. K. Karagiannidis, "Moments-based approach to the performance analysis of equal gain diversity in Nakagami-m fading," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 52, no. 5, pp. 685-690, 2004.
- [32] G. K. Karagiannidis, D. A. Zogas and S. A. Kostopoulos, "On the multivariate Nakagami-m distribution with exponential correlation", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 51, pp.1240-1244, 2003.
- [33] G. K. Karagiannidis, D. A. Zogas and S. A. Kotsopoulos, "BER Performance of dual predetection EGC in correlative Nakagami fading", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 52, no. 1, pp. 50-53, 2004.
- [34] G.K. Karagiannidis, N.C. Sagias and P.T. Mathiopoulos, "N Nakagami: A novel stochastic model for cascaded fading channels", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 55, no. 8, pp. 1453-1458, 2007.
- [35] G. Lukatela, *Statistička teorija telekomunikacija i teorija informacija*, Beograd, Građevinska knjiga, 1981.

- [36] G. Stüber, *Principles of mobile communication*, Boston, Kluwer Academic Publishers, 2001.
- [37] G. T. Đorđević, *Analiza efekata nelinearnosti satelitskog telekomunikacionog sistema, interferencije i šuma na kvalitet prenosa digitalnih signala*, Niš, Elektronski fakultet, Univerzitet u Nišu, doktorska disertacija, 2005.
- [38] G. T. Đorđević, B. Z. Nikolić, A. M. Cvetković and M. S. Marković, "Influence of imperfect co-phasing on performance of MRC receiver of QPSK signals transmitted over Weibull fading channel", *Telfor Journal*, vol. 1, no. 2, pp. 41-43, 2009.
- [39] G. T. Đorđević, D. N. Milić, A. M. Cvetković and M. Č. Stefanović, "Influence of imperfect co-phasing on performance of EGC receiver of BPSK and QPSK signals transmitted over Weibull fading channel", *European Transactions on Telecommunications*, vol. 22, issue 6, pp. 268-275, 2011.
- [40] G. T. Đorđević, D. N. Milić, B. Z. Nikolić and A. M. Mitić, „Effects of carrier phase error on QPSK receiver over Nakagami-m fading/Gamma shadowing“, *International Scientific Conference on Information, Communication and Energy Systems and Technologies (ICEST 2010)*, 2010, pp. 31-34.
- [41] G. T. Djordjević, I. B. Djordjević and G. K. Karagiannidis, "On the impact of imperfect co-phasing in uncoded and LDPC-coded EGC receivers over generalized fading channels", *IEEE Wireless Communications & Networking Conference*, 2009, pp. 77-82.
- [42] G. T. Djordjević, I. B. Djordjević and P. N. Ivaniš, "Effects of LDPC code on the BER performance of MPSK system with imperfect receiver components over Rician channels", *ETRI Journal*, vol. 31, no. 5, pp. 619-621, 2009.
- [43] G. Tzeremes and C.G. Christodoulou, "Use of Weibull distribution for describing outdoor multipath fading", *Antennas and Propagation Society International Symposium*, 2002, vol. 1, pp. 232-235.
- [44] G. V. Milovanović, *Numerical analysis III*, Beograd, Naučna Knjiga, 1988.

- [45] <http://functions.wolfram.com>
- [46] I. M. Kostić, “Uticaj fazne sinhronizacione greške na MCPSK u prisustvu Nakagamijevog fedinga”, 48. *Koferencija za elektroniku, telekomunikacije, računarstvo, automatiku i nuklearnu fiziku (ETLAN 2004)*, 2004, sveska II, str. 60-62.
- [47] I. M. Kostić, “Analytical approach to performance analysis for channel subject to shadowing and fading”, *IEE Proceedings of the Communications*, vol. 152, no. 6, pp. 821-827, 2005.
- [48] I. M. Kostić, “Kapacitet kanala u prisustvu kompozitnog fedinga”, 50. *Konferencija za elektroniku, telekomunikacije, računarstvo, automatiku i nuklearnu fiziku (ETLAN 2006)*, 2006, str. 31-34.
- [49] I. M. Kostić, “Uticaj fedinga na raspodelu fazne greške u faznoj petlji”, 14. *Telekomunikacioni forum (TELFOR 2006)*, 2006, str.245-248.
- [50] I. M. Kostić, “Composite phase PDF in Hoyt fading channel”, 15. *Telekomunikacioni forum (TELFOR 2007)*, 2007, pp. 226-228.
- [51] I. M. Kostic, “Average SEP for M-ary CPSK with noisy phase reference in Nakagami fading and Gaussian noise”, *European Transactions on Telecommunications*, vol. 18, pp. 109-113, 2007.
- [52] I. M. Kostic, “Composite phase PDF in Gamma shadowed Nakagami fading channel”, *Wireless Personal Communications*, vol. 41, pp. 465-469, 2007.
- [53] I. M. Kostic, “Average symbol error probability for M-ary DDPSK”, *Electronics Letters*, vol. 44, issue 20, pp. 1203-1204, 2008.
- [54] I. S. Gradshteyn and I. M. Ryzhik, *Table of integrals, series, and products*, 6th ed, New York: Academic, 2000.
- [55] J. G. Proakis, *Digital communications, 4th ed*, New York: McGraw-Hill, 2001.

- [56] K. J. Page, A. Pappas and J. Westra, "Preamble design and analysis for channels with significant Doppler variation", *IEEE Military Communications Conference (MILCOM 2007)*, no. 1, 2007, pp. 2759-2765.
- [57] K. Peppas and N. C. Sagias, "A trivariate Nakagami-m distribution with arbitrary covariance matrix and applications to generalized selection diversity receivers", *IEEE Transactions on Communications*, vol.59, no.7, pp. 1896-1902, 2009.
- [58] L. C. Godara, "Application of antenna arrays to mobile communications, Part II: Beamforming and direction-of-arrival estimation," *Proceedings of the IEEE*, vol. 85, pp. 1195-1245, 1997.
- [59] L. Wang, Y. Cai, and R. C. de Lamare, "Low-complexity adaptive step size constrained constant modulus SG-based algorithms for blind adaptive beamforming," *IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP 2008)*, 2008, pp.2593-2596.
- [60] M. Abramowitz and I. A. Stegun, *Handbook of mathematical functions*, New York, Dover publications, INC., 1972.
- [61] M. A. Najib and V. K. Prabhu, "Analysis of equal-gain diversity with partially coherent fading signals", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 49, no. 3, pp. 783-791, 2000.
- [62] M. A. Smadi and V. K. Prabhu, "Performance analysis of generalized-faded coherent PSK channels with equal-gain combining and carrier phase error", *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 5, no. 3, pp. 509-513, 2006.
- [63] M. C. Jeruchim, P. Balaban and K. Sam Shanmugan, *Simulation of communication systems – Modeling, methodology, and techniques*, New York: Kluwer, 2000.
- [64] M. D. Yacoub, "The  $\alpha$ - $\mu$  distribution: a general fading distribution", *IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communication (PIMRC 2002)*, 2002, vol. 2, pp.629-633.

- [65] M. D. Yacoub, "The  $\alpha$ - $\mu$  distribution: a physical fading model for the Stacy distribution", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 56, no. 1, pp. 27-34, 2007.
- [66] M. D. Yacoub, "The  $\kappa$ - $\mu$  distribution and the  $\eta$ - $\mu$  distribution," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 49, no. 1, pp. 68-81, 2007.
- [67] M. J. Ho and G. L. Stueber, "Co-channel interference of microcellular systems on shadowed Nakagami fading channels", *IEEE Vehicular Technology Conference (VTC'93)*, 1993, pp. 568-571.
- [68] M. Simon, "Error probability performance of unbalanced QPSK receivers", *IEEE Transactions on Communications*, vol. COM-26, pp. 1390-1397, 1978.
- [69] M. K. Simon, "On the bit-error probability of differentially encoded QPSK and offset QPSK in the presence of carrier synchronization", *IEEE Transactions on Communications*, vol.54, pp. 806-812, 2006.
- [70] M. K. Simon, "Carrier synchronization of offset quadrature phase-shift keying", Jet Propulsion Lab., Pasadena, CA, TMO Prog. Rep. 42-133, May 15, 1998 [Online]. Last accessed: January13, 2010, Available: [http://tmo.jpl.nasa.gov/progress\\_report](http://tmo.jpl.nasa.gov/progress_report)
- [71] M. K. Simon and M. S. Alouini, *Digital communication over fading channels: A unified approach to performance analysis*, John Wiley & Sons, Inc., 2000.
- [72] M. Simon and M. Alouini, "Simplified noisy reference loss evaluation for digital communication in the presence of slow fading and carrier phase error", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 50, pp. 480-486, 2001.
- [73] M. Simon and S. Alouini, *Digital communications over fading channels*, 2nd ed., New York, Wiley, 2005.
- [74] M. A. Smadi and V. K. Prabhu, "Useful bounds for the BEP of partially coherent faded PSK signals", *IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM 2004)*, 2004, no. 1, pp. 7091-7091.

- [75] M. Č. Stefanović, D. M. Milović, A. M. Mitić and M. M. Jakovljević, "Performance analysis of system with selection combining over correlated Weibull fading channels in the presence of cochannel interference", *International Journal of Electronics and Communications (AEÜ)*, vol. 62, pp.695-700, 2008.
- [76] M. Živković, *Modelovanje i komparativna analiza digitalnih bežičnih sistema sa diverziteti prijekom*, Niš, Elektronski fakultet, Univerzitet u Nišu, magistarska teza, 2005.
- [77] N. C. Beaulieu and J. Cheng, "Precise error-rate analysis of bandwidth-efficient BPSK in Nakagami fading and cochannel interference", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 52, no. 1, pp. 149-158, 2004.
- [78] N. C. Sagias, D. A. Zogas, and G. K. Karagiannidis, "Selection diversity receivers over nonidentical Weibull fading channels," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 54, no. 6, pp. 2146-2151, 2005.
- [79] N. C. Sagias, D. A. Zogas, G. K. Karagiannidis and G. S. Tombras, "Channel capacity and second-order statistics in Weibull fading", *IEEE Communications Letters*, vol. 8, no. 6, pp. 377-379, 2004.
- [80] N. C. Sagias and G. K. Karagiannidis, "Effects of carrier phase error on EGC receivers in correlated Nakagami-m fading", *IEEE Communications Letters*, vol. 9, no. 7, pp. 580-582, 2005.
- [81] N. C. Sagias and G. K. Karagiannidis, "Gaussian class multivariate Weibull distributions: theory and applications in fading channels", *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 51, no. 10, pp. 3608-3619, 2005.
- [82] N. C. Sagias, G. K. Karagiannidis, P. T. Mathiopoulos, and T. A. Tsiftsis, "On the performance analysis of equal-gain diversity receivers over generalized Gamma fading channels," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 5, no. 10, pp. 2967-2975, 2006.

- [83] N. M. Blachman, "Gaussian noise- Part II: Distribution of phase change of narrow-band noise plus sinusoid", *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 34, pp. 1401-1405, 1988.
- [84] N. Noels, H. Steendam, M. Moeneclaey and H. Bruneel, "Carrier phase and frequency estimation for pilot-symbol assisted transmission: bounds and algorithms", *IEEE Transactions Signal Processing*, vol. 53, no. 12, pp. 4578-4587, 2005.
- [85] N. Zlatanov, Z. Hadzi-Velkov and G. Karagiannidis, "An efficient approximation to the correlated Nakagami-m sums and its application in equal gain diversity receivers", *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 9, no. 1, pp. 302-310, 2010.
- [86] P. Lombardo and G. Fedele, "Post-detection diversity in Nakagami fading channels with correlated branches", *IEEE Communications Letters*, vol. 3, no. 5, pp. 132-135, 1999.
- [87] P. M. Shankar, "Error rates in generalized shadowed fading channels", *IEEE Wireless Personal Communications*, vol. 28, no. 4, pp. 233-238, 2004.
- [88] P. M. Shankar, "Performance analysis of diversity combining algorithms in shadowed fading channels", *Wireless Personal Communications*, vol. 37, no.1-2, pp. 61-72, 2006.
- [89] P. M. Shankar, "Analysis of microdiversity and dual channel macrodiversity in shadowed fading channels using a compound fading model", *International Journal of Electronics and Communications (AEÜ)*, no.62, pp. 445-449, 2008.
- [90] P. S. Bithas, G. K. Karagiannidis, N. C. Sagias, P. T. Mathiopoulos, S. A. Kotsopoulos, and G. E. Corazza, "Performance analysis of a class of GSC receivers over nonidentical Weibull fading channels", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 54, no. 6, pp. 1963-1970, 2005.
- [91] P.S. Bithas, N. C. Sagias and P. T. Mathiopoulos, "The bivariate generalized-K ( $K_G$ ) distribution and its application to diversity receivers", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 57, no. 9, pp. 2655-2662, 2009.

- [92] P. S. Bithas, N. C. Sagias, P. T. Mathiopoulos, G. K. Karagiannidis, and A. A. Rontogiannis, "Digital communications over generalized-K fading channels", *International Workshop on Satellite and Space Communications*, 2005, pp. 684-687.
- [93] P. S. Bithas, N. C. Sagias, P. T. Mathiopoulos, G. K. Karagiannidis and A. A. Rontogiannidis, "On the performance analysis of digital communications over generalized-K fading channels", *IEEE Communications Letters*, vol. 10, no. 5, pp. 353-355, 2006.
- [94] P. S. Bithas, N. C. Sagias, P. T. Mathiopoulos, S. A. Kotsopoulos and A. M. Maras, "On the correlated K-distribution with arbitrary fading parameters", *IEEE Signal Processing Letters*, vol. 15, pp. 541-544, 2008.
- [95] P. S. Bithas, P. T. Mathiopoulos and S. A. Kotsopoulos, "Diversity reception over generalized-K ( $K_G$ ) fading channels", *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 6, no. 12, pp. 4238-4243, 2007.
- [96] P. Zhou, C. Zhao, Y. Yang and X. He, "Error probability of MPSK OFDM impaired by carrier frequency offset in AWGN channels", *IEEE Communications Letters*, vol. 10, no. 12, pp. 801-803, 2006.
- [97] R. C. de Lamare, M. Haardt, and R. Sampaio-Neto, "Blind adaptive constrained reduced-rank parameter estimation based on constant modulus design for CDMA interference suppression", *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 52, pp. 2470-2482, 2008.
- [98] R. C. de Lamare and R. Sampaio-Neto, "Blind adaptive code-constrained constant modulus algorithms for CDMA interference suppression in multipath channels", *IEEE Communications Letters*, vol. 9, pp. 334-336, 2005.
- [99] R. C. de Lamare and R. Sampaio-Neto, "Low-complexity variable step-size mechanisms for stochastic gradient algorithms in minimum variance CDMA receivers", *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 54, no. 6, pp. 2302-2317, 2006.



- [100] R. Gooch and J. Lundell, "CM array: an adaptive beamformer for constant modulus signals," *IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, 1986, pp. 2523-2526.
- [101] R.K. Mallik and G.K. Karagiannidis, "Equal-gain combining with unequal energy constellations", *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 6, no. 3, pp. 1125-1132, 2007.
- [102] R. K. Mallik, M. Z. Win and J. H. Winters, "Performance of dual-diversity predetection EGC in correlated Rayleigh fading with unequal branch SNRs", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 50, no. 7, pp. 1041-1044, 2002.
- [103] R. S. Hoyt, "Probability functions for the modulus and angle of the normal complex variate", *Bell System Technical Journal*, vol. 26, pp. 318-359, 1947.
- [104] S. Al-Ahmadi and H. Yanikomeroglu, "On the approximation of the generalized-K PDF by a Gamma PDF using the moment matching method", *IEEE Wireless Communications and Networking Conference(WCNC 2009)*, 2009, pp. 978-1-4244-2948-6/09/.
- [105] S. Chen, A. Wolfgang, and L. Hanzo, "Constant modulus algorithm aided soft decision directed scheme for blind space-time equalisation of simo channels", *Signal Processing*, vol. 87, pp. 2587-2599, 2007.
- [106] S. Khatalin and J. P. Fonseka, "On the channel capacity in Rician and Hoyt fading environment with MRC diversity", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 55, no. 1, pp. 137-141, 2006.
- [107] S., Panić, M. Stefanović and A. Mosić, "Performance analysis of selection combining diversity receiver over  $\alpha$ - $\mu$  fading channels in the presence of CCI", *IET Communications*, vol.3, no.11, pp. 1769-1777, 2009.
- [108] S. V. Adamchik and I. O. Marichev, "The algorithm for calculating integrals of hypergeometric type functions and its realization in REDUCE system", *International Conference on Symbolic and Algebraic Computation*, 1990, pp. 212-224.

- [109] T. E. Biedka, W. H. Tranter and J. H. Reed, "Convergence analysis of the least squares constant modulus algorithm in interference cancellation applications", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 48, no. 3, pp. 491-501, 2000.
- [110] T. Piboongunon, V. A. Aalo, C.-D. Iskander and G. P. Efthymoglou, "Bivariate generalized Gamma distribution with arbitrary fading parameters", *Electronics Letters*, vol. 41, no. 12, pp. 709-710, 2005.
- [111] V. A. Aalo, T. Piboongunon, and C.-D. Iskander, "Bit-error rate of binary digital modulation schemes in generalized Gamma fading channels", *IEEE Communications Letters*, vol.9, no.2, pp. 139-141, 2005.
- [112] V. I. Tikhonov, "The effect of noise on phase-locked oscillator operation, automation and remote control", *Automatika i Telemekhaniki*, Akademya Nauk SSSR, vol. 20, pp. 1160-1168, 1959.
- [113] W. C. Lindsey and M. K. Simon, *Telecommunication systems engineering*, NJ, Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, 1973.
- [114] W. R. Braun and U. Dersch, "A physical mobile radio channel model", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 40, no. 2, pp. 472-482, 1991.
- [115] W. Sethares, D. Lawrence, C., Jr. Johnson and R. Bitmead, "Parameter drift in LMS adaptive filters", *IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing*, vol.34, no.4, pp. 868-879, 1986.
- [116] Y. Cai and R. C. de Lamare, "Low-complexity variable step-size mechanism for code-constrained constant modulus stochastic gradient algorithms applied to CDMA interference suppression", *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 57, pp. 313-323, 2009.
- [117] Y. Chen, T. Le-Ngoc, B. Champagne and X. Changjiang, "Recursive least squares constant modulus algorithm for blind adaptive array", *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 52, pp. 1452-1456, 2004.

- [118] Y. Linn, "A methodical approach to hybrid PLL design for high-speed wireless communications", *IEEE Wireless and Microwave Technology Conference (WAMICON 2006)*, 2006.
- [119] Y. Linn, "Robust M-PSK phase detectors for carrier synchronization PLLs in coherent receivers: Theory and simulations", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 57, no. 6, pp. 1794-1805, 2009.
- [120] Y. Wang, E. Serpedin, and P. Ciblat, "Optimal blind carrier recovery for burst M-PSK transmissions", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 51, no. 9, pp.1571-1581, 2003.
- [121] Y. Yin, J. P. Fonseka and I. Korn, "Sensitivity to timing errors in EGC and MRC techniques", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 51, no. 4, pp. 530-534, 2003.
- [122] Z. J. Mitrović, B. Z. Nikolić, G. T. Đorđević and M. Č. Stefanović, "Influence of imperfect carrier signal recovery on performance of SC receiver of BPSK signals transmitted over  $\alpha$ - $\mu$  fading channel", *Electronics*, vol. 13, no. 1, pp. 58-62, 2009.

## SAŽETAK

### Uticaj nesavršene ekstrakcije referentnog nosioca na performanse diverziti prijemnika digitalno fazno moduliranih signala u kanalu sa fadingom

Rezultati istraživanja, koji su izloženi u doktorskoj disertaciji, odnose se na analizu uticaja neidealne ekstrakcije referentnog nosioca na performanse digitalnih sistema sa BPSK i QPSK modulacijom i primenjenim diverzitetom na mestu prijema. Radi jednostavnijeg praćenja materije na početku je izložena teorijska osnova, neophodna za izračunavanja u poglavljima koja slede. Kod analize uticaja neidealne ekstrakcije referentnog nosioca na performanse jednokanalnih sistema sa BPSK i QPSK modulacijom posmatrana su dva slučaja. Prvi se odnosi na ekstrakciju referentnog nosioca iz nedomuliranog signala. Analiza je urađena za Hoyt-ov i kompozitni  $K_G$  model fading kanala. Analiziran je uticaj parametara modela fading kanala, kao i standardne devijacije fazne greške na performanse sistema. Drugi razmatrani slučaj analize performansi jednokanalnih sistema odnosi se na ekstrakciju referentnog nosioca iz domuliranog signala. Posmatran je Rice-ov,  $\eta-\mu$  i kompozitni  $K_G$  model fading kanala. I ovde je analiziran uticaj parametara modela fading kanala, širine propusnog opsega PLL petlje, kao i bitske brzine na performanse sistema.

Performanse diverziti sistema, koji koriste SC ili SSC kombinovanje pri neidealnoj ekstrakciji referentnog nosioca, razmatrane su za dva slučaja. U prvom, ekstrakcija referentnog nosioca vrši se iz nedomuliranog signala, a kanal je modelovan  $\alpha-\mu$  i kompozitnim  $K_G$  fadingom. Drugi razmatrani slučaj odnosi se na ekstrakciju referentnog nosioca iz domuliranog signala, a kanal je modelovan  $\alpha-\mu$ , Hoyt-ovim ili kompozitnim  $K_G$  fadingom. U oba pomenuta slučaja analiziran je uticaj parametara kola za ekstrakciju referentnog nosioca na performanse prijema BPSK i QPSK signala u prisustvu fadinga. Analiziran je i uticaj parametara, koji opisuju fading, na vrednost verovatnoće greške pri neidealnoj ekstrakciji referentnog nosioca kao i uticaj broja grana diverziti sistema i debalansiranost grana.

Zatim su izvedeni izrazi i analizirane performanse diverziti prijemnika sa MRC i EGC kombinovanjem, pri čemu su grane prijemnika nebalansirane. Analiza se odnosi na prijem QPSK signala koji se prostire kroz kanale sa Weibullovim fadingom. Pretpostavljeno je da ekstrakcija referentnog nosioca nije idealna i da je procena faze prijemnog signala vršena iz nedomuliranog nosioca. Dat je numerički postupak za proračun maksimalne dopuštene vrednosti standardne devijacije faznog šuma iz uslova da prethodno zadata verovatnoća greške po bitu ne bude premašena pri zadatom odnosu srednjih snaga signala i šuma u kanalu. Takođe je analiziran uticaj broja grana kao i debalansiranosti na performanse diverziti sistema u uslovima neidealne ekstrakcije referentnog nosioca. Ilustrovan je postupak određivanja potrebnog broja grana

diverziti sistema sa ciljem postizanja unapred definisanog BER. U drugom delu ovog poglavlja razmatrane su performanse EGC i MRC kombinovanja u uslovima kada postoji korelacija među signalima pojedinih grana prijemnika. Zapravo, zbog malih dimenzija mobilnog terminala moguće je da postoji korelacija između anvelopa fedinga u različitim granama prijemnika. S obzirom na ovo, postoji praktični interes da se razmotre uticaji nebalansiranosti grana prijemnika i korelacije između grana, u kombinaciji sa nesavršenom ekstrakcijom referentnog nosioca. Prethodno pomenute analize vršene su na osnovu numeričkih rezultata dobijenih primenom numeričke integracije i verifikovanih rezultatima dobijenim primenom Monte Carlo simulacije.

Pored fedinga, koji je neizbežni pratilac bežičnog prenosa, vrlo često su prisutni različiti oblici interferenci koje dodatno utiču na pad performansi. Zato je od interesa sprovesti analizu uticaja interferenci u uslovima bežičnog prenosa. Najpre su analizirane performanse selektivnog diverziti prijemnika u propagacionom okruženju sa korelisanim  $\alpha$ - $\mu$  fedingom i u prisustvu kanalne interference sa korelacijom među signalima u pojedinim granama. Takođe su analizirane performanse mikrodiverziti prijema, koji koristi kombinovanje pomoću produktnog detektora sa post-detekcijom, i makrodiverzita sa selektivnim kombinovanjem. Smatra se da je prenos vršen kanalima sa fedingom i efektom senke, koji su modelovani kompozitnom raspodelom. Performanse selektivnog diverziti prijemnika u propagacionom okruženju sa korelisanim kompozitnim  $K_G$  fedingom i uz prisustvo kanalne interference ispitane su u okviru trećeg dela poglavlja koje je posvećeno analizi uticaja interferenci. Signali interference, u ovom slučaju, su takođe zahvaćeni kompozitnim fedingom i među sobom korelisani.

Frekvencijski ofset nosioca u velikoj meri dovodi do pada performansi i on je česta pojava posebno kod mobilnih komunikacija. Zbog toga je u ovoj disertaciji predložena modifikacija diverziti prijemnika QPSK signala sa EGC kombinovanjem realizovanim pre detekcije koja ima za cilj da, u pomenutim uslovima, umanja pad performansi. Korišćenjem simulacionih rezultata dobijenih primenom Monte-Carlo simulacije, prikazana je komparativna analiza modifikovanog i osnovnog modela EGC diverzita u prisustvu frekvencijskog ofseta nosioca u AWGN kanalu, kao i u kanalu sa Rice-ovim fedingom. Optimalnim izborom parametara obezbeđuje se višestruko proširenje frekvencijskih ofseta u čijem prisustvu performanse prijema imaju vrednosti koje su vrlo bliske vrednostima za slučaj primene samo PLL kola, a da pri tome nema frekvencijskog ofseta. Slični zaključci su izvedeni i u slučaju prostiranja signala kroz kanal sa Rice-ovim fedingom. Funkcionalnost novopredloženog prijemnika, kao i njegove karakteristike, su eksperimentalno verifikovane na sistemu zasnovanom na upotrebi USRP hardvera. Pokazano je da postoji zadovoljavajuće poklapanje eksperimentalnih i simulacionih rezultata.

## SUMMARY

### **Influence of imperfect reference signal recovery on performance of diversity receivers for digital phase shift keying signal detection in fading channel**

The results of the research, presented in this dissertation, refer to the analysis of imperfect reference signal recovery influence on performance of digital systems with BPSK and QPSK modulation and diversity at the reception applied. In order to make the content easy for understanding, the theoretical basics, necessary for calculations performed in the following chapters, has been presented at the beginning. In the analysis of the imperfect reference signal recovery influence on the performance of single channel systems for BPSK and QPSK signal detection two cases have been considered. The first one refers to the reference signal recovery from the unmodulated signal. The analysis has been performed for Hoyt and composite  $K_G$  fading channel. The influence of the fading parameters, as well as the influence of the phase error standard deviation on system performance has been traced. The second case that has been considered, refers to the reference signal recovery from the modulated signal. Rice,  $\eta$ - $\mu$  and composite  $K_G$  fading channels have been observed. The influence of the fading parameters, phase-locked loop bandwidth and bit rate on system performance has been determined.

The performance of SC and SSC diversity systems in the presence of imperfect reference signal recovery has been also analyzed for two cases. In the first one the reference signal has been recovered from the unmodulated signal and the channel has been modeled by  $\alpha$ - $\mu$  and composite  $K_G$  fading. The second case that has been examined refers to the reference signal recovery from the modulated signal and the channel has been modeled by  $\alpha$ - $\mu$ , Hoyt and composite  $K_G$  fading. In both mentioned cases the influence of parameters that characterize the quality of reference signal recovery in phase-locked loop, on performance of BPSK and QPSK receivers have been considered. Also, the influence of fading parameters, diversity order and unbalance factor between diversity branches on error probability has been observed.

Further more, the performance analysis of MRC and EGC diversity receivers with unbalanced branches has been performed and corresponding expressions, necessary for performance evaluation, have been derived. The reception of OPSK signals over Weibull fading channel has been considered. Reference signal recovery is assumed imperfect and done from unmodulated signal. A numerical procedure for calculation of maximal allowed phase error standard deviation value under the constraint of predetermined BER and given average input SNR has been presented. Also, the influence of number of diversity branches and unbalance factor between them on the system

performance has been determined under the assumption of imperfect reference signal recovery. The procedure for assessment of a number of diversity branches, necessary for achieving a predetermined BER, has been illustrated. In the second part of this chapter performances of EGC and MRC receivers in the presence of correlation between diversity branches at the receiver have been discussed. Actually, because of small dimensions of mobile units, it is very likely that there is a correlation between fading envelopes in different branches. Thus, there is a practical interest to consider the impact of branch unbalance and correlation between branches, together with the assumption of imperfect reference signal recovery. The previously mentioned analyses are based on numerical results, obtained by numerical integration and verified by Monte Carlo simulations.

Except fading, which is inevitable in wireless communications, different kinds of interference that additionally degrade system performance are often present. Therefore, it is of interest to analyze the impact of interference on wireless transmission quality. Initially, the performance of SC receiver in the propagation environment affected by correlated  $\alpha$ - $\mu$  fading, in the presence of co-channel interference, has been examined. The correlation between interfering signals has been also taken into account. Next, performance of more complex system comprising post detection PDC microdiversity together with SC macrodiversity, has been investigated. Fading envelope is modeled by Nakagami- $m$  distribution and slow fluctuation of average signal power by Gamma distribution to account for shadowing. Finally, performance of SC diversity receiver operating over correlated composite  $K_G$  fading channels, in a presence of co-channel interference has been studied and presented in the third part of the chapter which is dedicated to the interference impact analysis. In this case also, interfering signals are correlated and corrupted by composite fading.

Frequency offset of the carrier signal leads to the significant impairment of system performance. This is a very common effect, especially in mobile communications. For this reason, a modification of pre-detection EGC diversity receiver of QPSK signals that should mitigate performance degradation in the afore mentioned propagating conditions, has been proposed in this dissertation. Using simulation results, obtained by Monte Carlo simulations, a comparative analysis between modified and basic model of EGC diversity system has been conducted in the presence of frequency offset in AWGN channel, as well as in the Rice fading channel. An optimal choice of parameters in a modified receiver provides a multiple extension of the allowed frequency offset, for which its performance stays close to the one, obtained using only PLL in conditions without frequency offset. Similar conclusions are obtained in the case of propagation over the Rice fading channel. Functionality of the newly proposed receiver, as well as its characteristics, are experimentally verified on a USRP based communication system. It is shown that there is a satisfactory matching between experimental and simulation results.

## BIOGRAFIJA

### Lični podaci:

Ime i prezime: *Bojana Nikolić*

Datum i mesto rođenja: *24.02.1982.god, Niš*

E-mail adresa : *bojana.nikolic@elfak.ni.ac.rs*

### Obrazovanje:

Godina upisa osnovnih studija, fakultet, smer, trajanje studija:

*2001-2002, Elektronski fakultet Univerziteta u Nišu, Telekomunikacije, petogodišnje akademske studije*

Godina završetka osnovnih studija i uspeh na osnovnim studijama:

*2007, prosečna ocena 9,59, ocena na diplomskom 10.*

Godina upisa doktorskih studija , fakultet, smer, prosečna ocena:

*2007, Elektronski fakultet Univerziteta u Nišu, Telekomunikacije, 10 (deset).*

Znanje svetskih jezika:

*Engleski govori, čita i piše, Nemački govori, čita i piše, Francuski čita*

Profesionalna orijentacija (oblast, uža oblast, i uska orijentacija): *Telekomunikacije*

Nagrade i priznanja univerziteta, pedagoških i naučnih asocijacija:

*Dobitnik Plakete ETRAN-a 2008 za najbolji rad mladog istraživača u sekciji Telekomunikacije.*

Učešće na projektima Ministarstva za nauku i prosvetu:

- 1. "Smanjivanje gubitaka i poboljšavanje efikasnosti u energetskim vodovima oblikovanjem kablovskih završnica i spojnica"-tehnološki projekat finansiran od strane Ministarstva za nauku i tehnološki razvoj u periodu od aprila2008. do decembra2010.godine.(TR – 18019)*
- 2. "Razvoj i realizacija nove generacije softvera, hardvera i usluga na bazi softverskog radija za namenske aplikacije" - tehnološki projekat finansiran od strane Ministarstva za nauku i tehnološki razvoj u periodu od aprila 2008. do decembra 2010. godine.(TR – 11030)*
- 3. "Razvoj i realizacija naredne generacije sistema, uređaja i softvera na bazi softverskog radija za radio i radarske mreže"-tehnološki projekat finansiran od strane Ministarstva prosvete i nauke, januar 2011. - decembar 2014. godine.(TR – 32051)*
- 4. "Novi pristup oblikovanju kablovskog pribora u cilju povećanja efikasnosti energetskih vodova"- tehnološki projekat finansiran od strane Ministarstva prosvete i nauke, januar 2011. - decembar 2014. godine.(TR – 33008)*

### Radno angažovanje:

*Asistent na Katedri za elektrotehniku na Elektronskom fakultetu u Nišu, od 01.10.2010.*

### Naučni rezultati

*Ukupan broj objavljenih radova:40*

*Broj radova sa SCI liste:6*

*Broj radova štampan u domaćim časopisima:3*

*Broj radova na međunarodnim konferencijama:17*

*Broj radova na konferencijama nacionalnog značaja:14*



## Spisak publikovanih naučnih radova

### a) Radovi objavljeni u časopisima sa SCI liste

- [1] **B. Nikolić**, M. Stefanović, S. Panić, J. Anastasov and B. Milošević, "Closed-form expressions for selection combining system statistics over correlated Generalized-K fading channels in the presence of interference", *ETRI Journal*, vol. 33, no. 3, pp. 320-325, 2011.
- [2] **B. Nikolić**, G. Djordjević and N. Milošević, "Effects of imperfect reference signal recovery on performance of SC and SSC receivers over generalized fading channels", *Radioengineering*, vol. 20, no. 2, pp. 499-504, 2011.
- [3] **B. Nikolić**, G. Djordjević, D. Milić and N. Milosević, "Performance of SC receiver over generalized K fading channel in the presence of imperfect reference signal recovery", *Electronics and Electrical Engineering*, vol. 115, no. 9, pp. 41-46, 2011.
- [4] **B. Z. Nikolić**, G. T. Djordjević and G. K. Karagiannidis, "On the effect of imperfect cophasing in MRC and EGC receivers over correlated Weibull fading", *Wireless Personal Communications*, vol. 62, no. 1, pp. 31-39, 2012.
- [5] **B. Nikolić**, M. Stefanović and S. Panić, "An approach to the triple branch selection diversity analysis over correlated  $\alpha$ - $\mu$  fading channels in the presence of CCI", *Wireless Personal Communications*, vol.65, no.2, pp. 393-404, 2012.
- [6] D. Stefanović, **B. Nikolić**, D. Milić, M. Stefanović and N. Sekulović, "Post detection microdiversity and dual macrodiversity in shadowed fading channels" *Electronics and Electrical Engineering*, vol.117, no.1, pp.85-88, 2012.

### b) Radovi objavljeni u časopisima van SCI liste

- [1] **B. Z. Nikolić**, G. T. Đorđević, M. Č. Stefanović and D. Denić, "Bit error performance of  $\eta$ - $\mu$  fading and carrier phase error", *International Journal of Emerging Sciences (IJES)*, vol. 1, no. 4, pp. 597-606, 2011.

- [2] G. T. Đorđević, **B. Z. Nikolić**, A. M. Cvetković and M. S. Marković, "Influence of imperfect cophasing on performance of MRC receiver of QPSK signals transmitted over Weibull fading channel", *Telfor Journal*, vol. 1, no. 2, pp. 41-43, 2009.
- [3] Z. J. Mitrović, **B. Z. Nikolić**, G. T. Đorđević and M. Č. Stefanović, "Influence of imperfect reference signal recovery on performance of SC receiver of BPSK signals transmitted over  $\alpha$ - $\mu$  fading channel", *Electronics Journal*, vol. 13, no. 1, pp. 58-62, 2009.

### c) Radovi saopšteni na međunarodnim konferencijama

- [1] **B. Z. Nikolić** and M. T. Perić, "Electrostatic field analysis using FEMM 4.0", *International PhD Seminar on Numerical Field Computation and Optimization in Electrical Engineering*, 2005, vol. 1, pp. 159-163.
- [2] **B. Z. Nikolić** and G. Đorđević, "Detection of QPSK and OQPSK signals in Rician fading channel in the presence of imperfect reference signal recovery", *International scientific conference UNITECH 2008*, 2008, vol. 1, pp. 246-250.
- [3] **B. Z. Nikolić** and G. T. Đorđević, "Performance of SC and SSC receivers in Hoyt fading channel in the presence of imperfect reference signal extraction", *9th International Conference on Applied Electromagnetics (IIEC 2009)*, 2009, vol. 1, pp. 126-127.
- [4] **B. Z. Nikolić**, Z. J. Mitrović and G. T. Đorđević, "Effects of imperfect reference signal recovery on SSC receiver over generalized fading channels", *9th International Conference on Telecommunications in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Services (TELSIKS 2009)*, 2009, vol. 2, pp. 587-590.
- [5] **B. Z. Nikolić**, G. T. Đorđević and D. N. Milić, "Performance of partially coherent selection combining receiver over composite fading channel International", *International PhD Seminar on Computational electromagnetics and optimization in electrical engineering (CEMOEE 2010)*, 2010, pp. 149-153.
- [6] **B. Z. Nikolić**, G. T. Đorđević, D. Milić and M. Č. Stefanović, "Effects of imperfect reference signal recovery on BER performance of SC receiver over composite fading channel", *18. Telekomunikacioni forum (TELFOR 2010)*, 2010, vol. 1, pp. 541-544.

- [7] **B. Z. Nikolić**, G. T. Đorđević, M. Č. Stefanović and D. Denić, "Bit error performance of  $\eta-\mu$  fading and carrier phase error", *10th International Conference on Applied Electromagnetics (IIEC 2011)*, 2011, vol. 1, pp. 169-170.
- [8] **B. Z. Nikolić** and G. T. Đorđević, "On the average SEP of partially coherent MPSK detection in the presence of Hoyt fading and white Gaussian noise", *10th International Conference on Telecommunications in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Services (TELSIKS 2011)*, 2011, vol. 2, pp. 509-512.
- [9] **B. Z. Nikolić**, B. Dimitrijević, N. Milošević and G. T. Đorđević, "Comparative analysis of performances of the EGC diversity receiver obtained in simulated environment and in realistic conditions on USRP hardware", *19. Telekomunikacioni forum (TELFOR 2011)*, 2011, vol. 1, pp. 3-6.
- [10] D. Krstić, N. Kapacinović, **B. Nikolić** and Đ. Bandur, "Pdf of dual EGC diversity system for M-ary FSK demodulation in the presence of Nakagami fading and intersymbol interference", *8th International Conference on Telecommunications in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Services (TELSIKS 2007)*, 2007, vol. 2, pp. 517-520.
- [11] D. Milić, G. T. Đorđević, A. Cvetković, **B. Z. Nikolić** and M. Petrović, "Impact of imperfect carrier extraction on BER performance of BPSK and QPSK receiver in K-fading channel", *X International Conference on Systems, Automatic Control and Measurements (SAUM 2010)*, 2010, vol. 1, pp. 113-117.
- [12] G. Djordjević, D. Milić, **B. Z. Nikolić** and A. Cvetković, "Effects of carrier phase error on QPSK receiver over Nakagami-m fading/Gamma shadowing", *XLV International Scientific Conference on Information Communication and Energy Systems and Technologies (ICEST 2010)*, 2010, vol. 1, pp. 31-34.
- [13] M. T. Perić, **B. Z. Nikolić** and Z. Ž. Cvetković, "Electrostatic field analysis in dielectric body with cavity", *International PhD Seminar on Computational Electromagnetics and Technical Applications*, 2006, vol. 1, pp. 175-179.
- [14] N. Marković, **B. Z. Nikolić** and G. T. Đorđević, "Detection of BPSK and QPSK signals in Hoyt fading channel in the presence of imperfect reference signal recovery",

*International PhD Seminar on Computational Electromagnetics and Bioeffects of Electromagnetic Fields (CEMBEF 2009)*, 2009, vol. 1, pp. 132-135.

- [15] S. R. Aleksić, Z. Ž. Cvetković, M. T. Perić and **B. Z. Nikolić**, "Electric field strength and potential determination in dielectric body with cavity", *11th International conference on electrical machines, drives and power systems (ELMA 2005)*, 2005, vol. 2, pp.361-366.
- [16] V. Simonović, G. T. Đorđević and **B. Z. Nikolić**, "Effects of non-ideal co-phasing on capacity of MRC system in Ricean fading channel", *X International Conference on Systems, Automatic Control and Measurements (SAUM 2010)*, 2010, vol. 1, pp. 257-260.
- [17] Z. Mitrović, **B. Nikolić** and G. Đorđević, "Influence of imperfect carrier signal recovery on detection of QPSK signal using SC technique in Rician fading channel", *International Scientific Conference on Information Communication and Energy Systems and Technologies (ICEST 2008)*, 2008, vol. 1, pp. 139-142.

**d) Radovi saopsteni na domaćim konferencijama**

- [1] **B. Nikolić**, G. Đorđević, I. Đorđević i M. Stefanović, "Koherentna detekcija MPSK signala u prisustvu intezitetskog šuma i laserskog faznog šuma", *15. Telekomunikacioni forum (TELFOR 2007)*, 2007, vol. 1, pp.276-279.
- [2] **B. Nikolić**, G. Đorđević i M. Marković, "Uticaj neidealne ekstrakcije referentnog nosioca na detekciju BPSK i QPSK signala u kanalu sa  $\eta$ - $\mu$  fedingom", *52. Konferencija za elektroniku, telekomunikacije, računarstvo, automatiku i nuklearnu tehniku (ETRAN 2008)*, 2008, vol. 1, TE1.4.
- [3] **B. Z. Nikolić**, G. T. Đorđević i M. S. Marković, "Kapacitet kanala sa generalizovanim  $\alpha$ - $\mu$  fedingom", *53. Konferencija za elektroniku, telekomunikacije, računarstvo, automatiku i nuklearnu tehniku (ETRAN 2009)*, 2009, vol. 1, TE2.5-1-3.
- [4] **B. Z. Nikolić**, G. T. Đorđević, D. Milić i A. Cvetković, "Analiza modela kompozitnog fedinga", *Naučno-stručni Simpozijum INFOTEH 2010*, 2010, vol. 1, pp. 145-148.

- [5] **B. Z. Nikolić**, G. T. Đorđević i D. Drajić, "Analiza aproksimacije kompozitnog modela fedinga gama raspodelom", *54. Konferencija za elektroniku, telekomunikacije, računarstvo, automatiku i nuklearnu tehniku (ETTRAN 2010)*, 2010, TE3.5-1-4.
- [6] **B. Z. Nikolić**, B. V. Vasić, G. T. Đorđević, D. N. Milić i D. Drajić, "Verovatnoća greške pri parcijalno koherentnoj detekciji MPSK signala u kanalu sa K-fedingom", *55. Konferencija za elektroniku, telekomunikacije, računarstvo, automatiku i nuklearnu tehniku (ETTRAN 2011)*, 2011, TE2.6-1-4.
- [7] D. N. Milić, G. T. Đorđević i **B. Z. Nikolić**, "Izračunavanje verovatnoće greške u prisustvu faznog šuma u kanalu sa kompozitnim fedingom", *16. konferencija YU INFO 2010*, 2010.
- [8] G. T. Đorđević, **B. Z. Nikolić**, A. M. Cvetković i M. S. Marković, "Uticao nesavršenog kofaziranja na performanse MRC prijemnika QPSK signala u kanalu sa Weibullovim fedingom", *16. Telekomunikacioni forum (TELFOR 2008)*, 2008, vol. 1, pp. 332-335.
- [9] G. Đorđević, I. Đorđević, **B. Z. Nikolić** i M. Marković, "Prenos kodovanih BPSK signala preko dve neregnerativne satelitske stanice u prisustvu interferencija i šumova", *17. Telekomunikacioni forum (TELFOR 2009)*, 2009, vol. 1, pp. 484-487.
- [10] M. Stefanović, D. Krstić, N. Kapacinović, **B. Nikolić** i M. Bandur, "Statističke karakteristike signala na izlazu EG kombajnera u prisustvu Nakagami fedinga i efekta senke", *51. Konferencija za elektroniku, telekomunikacije, računarstvo, automatiku i nuklearnu tehniku (ETTRAN 2007)*, 2007, vol.1, TE1.2.
- [11] S.R. Aleksić, Z. Ž. Cvetković, M. T. Perić i **B. Z. Nikolić** "Odredjivanje jačine električnog polja i potencijala u šupljem dielektričnom telu", *49. Konferencija za elektroniku, telekomunikacije, računarstvo, automatiku i nuklearnu tehniku (ETTRAN 2005)*, 2005, sveska II, pp. 261-264.
- [12] Z. Mitrović, **B. Nikolić** and A. Doumanoglou, "Detection of BPSK signal in Ricean fading channel using SC in the presence of imperfect reference carrier signal extraction", *15. Telekomunikacioni forum (TELFOR 2007)*, 2007, vol. 1, pp. 745-748.

- [13] Z. J. Mitrović, **B. Z. Nikolić**, G. T. Đorđević and M. Č. Stefanović, "Influence of imperfect carrier signal recovery on performance of SC receiver of BPSK signals transmitted over  $\alpha$ - $\mu$  fading channel", *VII Simpozijum industrijske elektronike (INDEL 2008)*, 2008, vol. 1, pp. 158-162.
- [14] Z. J. Mitrović, **B. Z. Nikolić**, G. T. Đorđević and P. Petrović, "Bit error probability of differentially encoded duobinary shaped QPSK signals in the presence of imperfect carrier synchronization", *Naučno-stručni Simpozijum INFOTEH 2009*, 2009, vol. 1, pp. 99-103.