



UNIVERZITET U NIŠU
ELEKTRONSKI FAKULTET



Časlav M. Stefanović

**STATISTIČKE KARAKTERISTIKE PRVOG I
DRUGOG REDA SIGNALA U BEŽIČNOM
TELEKOMUNIKACIONOM SISTEMU SA
SELEKCIONIM KOMBINOVANJEM**

DOKTORSKA DISERTACIJA

Niš, 2016.



UNIVERSITY OF NIŠ
FACULTY OF ELECTRONIC ENGINEERING



Časlav M. Stefanović

**FIRST AND SECOND ORDER STATISTICAL
CHARACTERISTICS OF SIGNALS IN WIRELESS
TELECOMMUNICATION SYSTEM WITH
SELECTION COMBINING**

DOCTORAL DISSERTATION

Niš, 2016.

PODACI O MENTORU I ČLANOVIMA KOMISIJE

Mentor: dr Goran T. Đorđević, van. prof., Elektronski fakultet u Nišu, Univerzitet u Nišu

Komisija za odbranu disertacije:

- 1.
- 2.
- 3.
- 4.
- 5.

Datum odbrane:

I Autor

Ime i prezime	Časlav M. Stefanović
Datum i mesto rođenja	28.01.1982. godine, Niš
Sadašnje zaposlenje	Univerzitet u Prištini Prirodno-matematički fakultet Odsek za informatiku

II Doktorska disertacija

Naslov	Statističke karakteristike prvog i drugog reda signala u bežičnom telekomunikacionom sistemu sa selekcionim kombinovanjem
Ustanova i mesto gde je disertacija rađena	Univerzitet u Nišu Elektronski fakultet Katedra za telekomunikacije
Mentor	dr Goran T. Đorđević, van. prof.

III Tok prijave doktorske disertacije

Datum prijave teme doktorske disertacije	19.12.2013. godine
Broj odluke i datum prihvatanja teme doktorske disertacije	07/03-049/14 od 14.11.2014. godine
Komisija za ocenu podobnosti teme disertacije i odbranu disertacije	1. dr Goran T. Đorđević, van. prof. 2. Prof. dr Zorica Nikolić 3. Prof. dr Zoran Perić 4. Prof. dr Mile Petrović 5. Doc. dr Stefan Panić

Datum odbrane

Naučni doprinos disertacije:

U doktorskoj disertaciji prvo su razmatrane performanse prijemnika koji sadrži kolo za automatsku kontrolu učestanosti (*automatic frequency control, AFC*) u prisustvu fedinga i jedne interferencije. Značajan rezultat ovog dela doktorske disertacije predstavljaju novi izvedeni izrazi u zatvorenom obliku za srednji broj prelaza iz jednog stanja u drugo (*average switching rate, ASR*) i srednje vreme trajanja do gubitka sinhronizacije (*mean time to loss, MTTL*) u prisustvu K_g (*Generalised-K*), α - μ i k - μ fedinga. Analizirani su specijalni slučajevi i rezultati su upoređeni sa prethodno objavljenim rezultatima u literaturi. Zatim je razmatran bežični relejni telekomunikacioni sistem sa dve deonice u prisustvu brzog fedinga i interferencije. Razvijen je postupak za određivanje srednjeg broja osnih preseka (*level crossing rate, LCR*) u zatvorenom obliku primenom Laplasove aproksimacione formule za rešavanje jednostrukog i dvostrukog integrala. Značajan doprinos predstavlja razmatranje mera performansi prijemnika sa prekidačkim

kombinovanjem (*switch and stay combining, SSC*) u prisustvu opšteg η - μ propagacionog modela kad se u sistemu javlja i interferencija. Na kraju doktorske disertacije predložen je makrodiverziti sistem sa makrodiverziti SSC prijemnikom i dva mikrodiverziti prijemnika sa selekcionim kombinovanjem (*selection combining, SC*) za istovremeno suzbijanje uticaja brzog i sporog fadinga.

Statističke karakteristike prvog i drugog reda signala u bežičnom telekomunikacionom sistemu sa selekcionim kombinovanjem

Mentor: dr Goran T. Đorđević, van. prof., Elektronski fakultet u Nišu, Univerzitet u Nišu

REZIME

U doktorskoj disertaciji su razmatrane performanse sistema, odnosno satističke karakteristike prvog i drugog reda bežičnih telekomunikacionih sistema u prisustvu fedinga i interferencije. Teorijski su obrađena četiri slučaja, i dobijeni numerički rezultati su grafički predstavljeni i analizirani.

Prvo je razmatran digitalni bežični mobilni telekomunikacioni sistem sa prijemnikom koji sadrži kolo za automatsku kontrolu učestanosti (*automatic frequency control, AFC*) u prisustvu fedinga i jedne kanalne interferencije (*co-channel interference, CCI*). Definišu se dve karakteristike koje određuju performanse sistema. Prva karakteristika je srednji broj prelaza iz jednog stanja u drugo (*average swithcing rate, ASR*). Druga karakteristika je srednje vreme trajanja do gubitka sinhronizacije (*mean time to lose of lock, MTTL*). U doktorskoj disertaciji su određene performase sistema kao što su ASR i MTTL za tri različita tipa feding kanala: K_g (*Generalised-K*), $\alpha\text{-}\mu$ i $k\text{-}\mu$ feding kanal.

U sledećoj glavi je razamtran bežični relejni telekomunikacioni sistem sa dve deonice u prisustvu fedinga koji nastaje zbog prostiranja signala po više putanja. Anvelopa signala na ulazu u prijemnik može da se predstavi kao proizvod dve slučajne promenjive od kojih je jedna slučajna promenjiva anvelopa signala na prvoj deonici, a druga slučajna promenjiva je anvelopa signala na drugoj deonici. Za ovakav model sistema u doktorskoj disertaciji je određen srednji broj osnih preseka (*average level crossing rate, LCR*) kada je na jednoj deonici prisutan $k\text{-}\mu$ feding a na drugoj deonici Nakagami- m fednig. Zatim je razmatran $\alpha\text{-}\mu$ feding kanal. Nakon toga je razmatran relejni sistem sa dve deonice u prisustvu brzog fedinga i interferencije, odnosno količnik proizvoda dve $k\text{-}\mu$ slučajne promenjive i jedne $k\text{-}\mu$ slučajne promenjive. Na kraju ove glave izveden je izraz za izračunavanje LCR količnika Rajsovog slučajnog procesa i proizvoda dva Rejljijeva slučajna procesa.

Zatim je razmatran bežični telekomunikacioni sistem sa prijemnikom sa prekidačkim kombinovanjem (*switch and stay combining, SSC*) u prisustvu $\eta\text{-}\mu$ fedinga

koji nastaje zbog prostiranja signala po više putanja i kanalne interferencije koja nastaje u η - μ feding kanalu. Pomoću gustine verovatnoće određena je verovatnoća greške SSC prijemnika za različite vrste koherentne i nekoherentne detekcije, a pomoću kumulativne verovatnoće određena je verovatnoća otkaza SSC prijemnika.

Na kraju doktorske disertacije razmatran je makrodiverziti sistem sa makrodiverziti SSC prijemnikom i dva mikrodiverziti prijemnika sa selekcionim kombinovanjem (*selection combining, SC*) koji radi u kanalu u kojem je prisutan u jednom slučaju, spori Gama feding i brzi Nakagami- m feding a u drugom slučaju, spori Gama feding i brzi k - μ feding. Određene su performanse predloženog sistema, a numerički rezultati su grafički predstavljeni i analizirani.

Ključne reči: bežične telekomunikacije, diverziti tehnike, efekat senke, feding, interferencija, kolo za automatsku kontrolu učestanosti, makrodiverziti sistem, selekciono kombinovanje, srednji broj osnih preseka, statističke karakteristike prvog i drugog reda, verovatnoća otkaza.

Naučna oblast: Elektrotehnika i računarstvo

Uža naučna oblast: Telekomunikacije

UDK broj: 621.39

Mentor: PhD Goran T. Đorđević, associate professor, Faculty of Electrical Engineering, University of Niš

First and second order statistical characteristics of signals in wireless telecommunication system with selection combining

SUMMARY

In doctoral dissertation, first and second order system performances of wireless communication system in the presence of fading and interference are considered. Theoretically, four cases are taken into consideration, and obtained numerical results are graphically presented and analyzed.

Firstly, wireless mobile communication system with the receiver that contains automatic frequency control (*AFC*) loop operating over fading channel in the presence of single interference is considered. Performance measures, such as average switching rate (*ASR*) and mean time lose of lock (*MTTL*), are defined. In this doctoral dissertation, *ASR* and *MTTL*, for three different fading channels: *Kg*, α - μ and k - μ are obtained.

In the next chapter, wireless relay communication system with two sections in the presence of multipath fading is considered. Signal envelope at the input of the receiver can be expressed as product of the first section signal envelope and the second section signal envelope. For such system model, average level crossing rate (*LCR*) for the case when radio relay system of the first section operates over Nakagami-*m* fading environment and second section operates over k - μ fading environment is obtained. Wireless relay system with two sections in the presence of non-linear α - μ fading channel is than taken into consideration. Moreover, radio relay system with two sections in the presence of multipath fading and interference is also considered. *LCR* of the ratio of the product of two k - μ random processes and k - μ random process is calculated. Finally, *LCR* of the ratio of Rician random process and product of two Rician random processes is obtained.

Wireless communication system with two inputs SSC diversity receiver operating over correlated multipath η - μ fading in the presence of interference is than considered. Joint probability density function and joint distribution cumulative function of the ratios of signal to interference at inputs of SSC receivers are calculated. By using obtained expressions for probability density function (*PDF*), average bit error probability (*ABER*)

for different coherent and non-coherent modulation schemes is obtained while by using derived cumulative distribution function (*CDF*), outage probability (*OP*) is obtained.

At the end of doctoral dissertation, macrodiversity system with macrodiversity SSC receiver and two microdiversity SC receivers operating over Gamma shadowed multipath fading channel is proposed. In one case Nakagami- m multipath fading channel is considered while in the second case k - μ multipath fading is considered. System performances of the proposed system are derived and numerical results are graphically presented and discussed.

Keywords: automatic frequency control loop, diversity systems, fading, first and second order statistical characteristics, level crossing rate, interference, shadowing, outage probability, wireless telecommunications.

Academic expertise: Electrical Engineering and Computer Science

Field: Telecommunications

UDK number: 621.39

Spisak Slika

Slika 2.1. Klasifikacija različitih feding kanala.	11
Slika 3.1. Blok šema kola za automatsku kontrolu učestanosti (AFC).	26
Slika 3.1.2.1. ASR kola za automatsku kontrolu učestanosti (normalizovan po fm) u generalisanom- K feding kanalu za konstantne vrednosti m_1 , m_2 i različite vrednosti c_1 i c_2	33
Slika 3.1.2.2. ASR kola za automatsku kontrolu učestanosti (normalizovan po fm) u generalisanom- K feding kanalu za različite vrednosti m_1 , m_2 i konstantne vrednosti c_1 i c_2	34
Slika 3.1.3.1. MTLL kola za automatsku kontrolu učestanosti (pomnožen sa fm) u generalisanom- K feding kanalu za različite vrednosti parametra m_1 , m_2 , c_1 i c_2	37
Slika 3.1.3.2. MTLL kola za automatsku kontrolu učestanosti (pomnožen sa fm) u generalisanom- K feding kanalu za različite vrednosti parametra m_1 , m_2 i količnika c_1/c_2	38
Slika 3.1.2.3. MTLL kola za automatsku kontrolu učestanosti (pomnožen sa fm) u generalisanom- K feding kanalu za različite vrednosti parametra m_1 , m_2 i konstantne vrednosti $c_1 = c_2 = 20$	39
Slika 3.2.1.1. ASR kola za automatsku kontrolu učestanosti (normalizovan po fm) u α - μ <i>multipath</i> feding okruženju za različite vrednosti parametra α i konstantne vrednosti parametra $m_1 = \mu_1$ i $m_2 = \mu_2$	42
Slika 3.2.1.2. ASR kola za automatsku kontrolu učestanosti (normalizovan po fm) u α - μ <i>multipath</i> feding okruženju za konstantne vrednosti parametra α i različite vrednosti parametra $m_1 = \mu_1$ i $m_2 = \mu_2$	43
Slika 3.2.2.1. MTLL kola za automatsku kontrolu učestanosti (pomnožen sa fm) u α - μ <i>multipath</i> feding okruženju za različite vrednosti parametra α i konstantne vrednosti parametra $m_1 = \mu_1$ i $m_2 = \mu_2$	44
Slika 3.2.2.2. MTLL kola za automatsku kontrolu učestanosti (pomnožen sa fm) u α - μ <i>multipath</i> feding okruženju za konstantne vrednosti parametra α i različite vrednosti parametra $m_1 = \mu_1$ i $m_2 = \mu_2$	44
Slika 3.3.1.1. ASR kola za automatsku kontrolu učestanosti (normalizovan po fm) u k - μ <i>multipath</i> feding okruženju za konstantne vrednosti parametra k_1 i k_2 i različite vrednosti parametra μ_1 i μ_2	48
Slika 3.3.1.2. ASR kola za automatsku kontrolu učestanosti (normalizovan po fm) u k - μ <i>multipath</i> feding okruženju za različite vrednosti parametra k_1 i k_2 i konstantne vrednosti parametra μ_1 i μ_2	49
Slika 3.3.2.1. MTTL kola za automatsku kontrolu učestanosti (pomnožen sa fm) u k - μ <i>multipath</i> feding okruženju za konstantne vrednosti parametra k_1 i k_2 i različite vrednosti parametra μ_1 i μ_2	51
Slika 3.3.2.2. MTTL kola za automatsku kontrolu učestanosti (pomnožen sa fm) u k - μ <i>multipath</i> feding okruženju za različite vrednosti parametra k_1 i k_2 i konstantne vrednosti parametra μ_1 i μ_2	51
Slika 4.1.1. LCR proizvoda k - μ slučajne promenjive i Nakagami- m slučajne promenjive (normalizovan po fm) za različite vrednosti parametra m_1 , μ , Ω_1 , Ω_2 i konstantne vrednosti parametra k	57
Slika 4.1.2. LCR proizvoda k - μ slučajne promenjive i Nakagami- m slučajne promenjive (normalizovan po fm) za konstantne vrednosti parametra m_1 , μ , Ω_1 , Ω_2 i različite vrednosti parametra k	58

Slika 4.2.1. LCR (normalizovan po fm) proizvoda dve α - μ slučajne promenjive za različite vrednosti parametra $\mu_1, \mu_2, \Omega_1, \Omega_2$ i konstantne vrednosti parametra α	62
Slika 4.2.2. LCR (normalizovan po fm) proizvoda dve α - μ slučajne promenjive za konstantne vrednosti parametra $\mu_1, \mu_2, \Omega_1, \Omega_2$ i različite vrednosti parametra α	63
Slika 4.3.1. LCR (normalizovan po fm) količnika proizvoda dve k - μ slučajne promenjive i jedne k - μ slučajne promenjive za različite vrednosti parametra $\Omega_1, \Omega_2, \Omega_3$ i konstantne vrednosti parametra k i μ	67
Slika 4.4.1. LCR (normalizovan po fm) količnika Rajsove slučajne promenjive i proizvoda dve Rejljeve slučajne promenjive za različite vrednosti parametra $\Omega_1, \Omega_2, \Omega_3$ i konstantne vrednosti parametra A	72
Slika 4.4.2. LCR (normalizovan po fm) količnika Rajsove slučajne promenjive i proizvoda dve Rejljeve slučajne promenjive za konstantne vrednosti parametra $\Omega_1, \Omega_2, \Omega_3$ i različite vrednosti parametra A	73
Slika 5.3.1. OP u zavisnosti od normalizovane vrednosti SIR-a na izlazu iz SSC prijemnika u η - μ feding okruženju za različite vrednosti parametra sistema.....	80
Slika 5.3.2. OP u zavisnosti od normalizovane vrednosti praga Z_T na izlazu iz SSC prijemnika u η - μ feding kanalu za različite vrednosti parametra sistema.....	81
Slika 5.3.3. ABER u zavisnosti od srednje vrednosti SIR-a za binarni BDPSK u prisustvu η - μ fedinga za različite vrednosti parametra sistema.....	82
Slika 5.3.4. ABER u zavisnosti od srednje vrednosti SIR-a za binarni NCFSK u prisustvu η - μ fedinga za različite vrednosti parametra sistema.....	82
Slika 6.1.1. Blok šema makrodiverziti sistema sa makrodiverziti SSC prijemnikom i dva mikrodiverziti SC prijemnika na kojoj se razmatra prisustvo korelisanog Gama fedinga i brzog Nakagami- m fedinga.....	84
Slika 6.1.1.1. LCR na izlazu iz makrodiverziti SSC prijemnika (normalizovan po fm) u prisustvu Nakagami- m fedinga i sporog Gama fedinga za različite vrednosti parametra m i konstantne vrednosti parametra ρ, Ω_0, c i v_T	88
Slika 6.1.1.2. LCR na izlazu iz makrodiverziti SSC prijemnika (normalizovan po fm) u prisustvu Nakagami- m fedinga i sporog Gama fedinga za različite vrednosti parametra c i konstantne vrednosti parametra m, ρ, Ω_0 i v_T	89
Slika 6.1.1.3. LCR na izlazu iz makrodiverziti SSC prijemnika (normalizovan po fm) u prisustvu Nakagami- m fedinga i sporog Gama fedinga za različite vrednosti parametra ρ i konstantne vrednosti parametra m, c, Ω_0 i v_T	90
Slika 6.1.1.4. LCR na izlazu iz makrodiverziti SSC prijemnika (normalizovan po fm) u prisustvu Nakagami- m fedinga i sporog Gama fedinga za različite vrednosti parametra v_T i konstantne vrednosti parametra m, ρ, c, Ω_0	91
Slika 6.1.2.1. PDF na izlazu iz makrodiverziti SSC prijemnika u prisustvu Nakagami- m fedinga i sporog Gama fedinga za različite vrednosti parametra m i konstantne vrednosti parametra ρ, Ω_0, c i v_T	94
Slika 6.1.2.2. PDF na izlazu iz makrodiverziti SSC prijemnika u prisustvu Nakagami- m fedinga i sporog Gama fedinga za različite vrednosti parametra c i konstantne vrednosti parametra m, ρ, Ω_0 i v_T	95
Slika 6.1.3.1. CDF na izlazu iz makrodiverziti SSC prijemnika u prisustvu Nakagami- m fedinga i sporog Gama fedinga za različite vrednosti parametra m i konstantne vrednosti parametra ρ, Ω_0, c i v_T	98
Slika 6.1.3.2. CDF na izlazu iz makrodiverziti SSC prijemnika u prisustvu Nakagami- m fedinga i sporog Gama fedinga za različite vrednosti praga v_T i konstantne vrednosti parametra m, ρ, Ω_0 i c	99

Slika 6.2.1. Blok šema makrodiverziti sistema sa makrodiverziti SSC prijemnikom i dva mikrodiverziti SC prijemnika na kojoj se razmatra prisustvo korelisanog Gama fedinga i brzog $k-\mu$ fedinga.	108
Slika 6.2.1.1. PDF na izlazu iz makrodiverziti SSC prijemnika u prisustvu brzog $k-\mu$ fedinga i sporog Gama fedinga za različite vrednosti parametra k i konstantne vredosti parametra μ, ρ, Ω_0, c i v_T	113
Slika 6.2.2.1. CDF na izlazu iz makrodiverziti SSC prijemnika u prisustvu brzog $k-\mu$ fedinga i sporog Gama fedinga za različite vrednosti parametra μ i konstantne vredosti parametra k, ρ, Ω_0, c i v_T	117
Slika 6.2.2.2. CDF na izlazu iz makrodiverziti SSC prijemnika u prisustvu brzog $k-\mu$ fedinga i sporog Gama fedinga za različite vrednosti parametra k i konstantne vredosti parametra μ, ρ, Ω_0, c i v_T	118
Slika 6.2.3.1. LCR na izlazu iz makrodiverziti SSC prijemnika (normalizovan po fm) u prisustvu brzog $k-\mu$ fedinga i sporog Gama fedinga za različite vrednosti parametra μ i konstantne vredosti parametra k, ρ, Ω_0, c i v_T	121
Slika 6.2.3.2. LCR na izlazu iz makrodiverziti SSC prijemnika u prisustvu brzog $k-\mu$ fedinga i sporog Gama fedinga za različite vrednosti parametra k i konstantne vredosti parametra μ, ρ, Ω_0, c i v_T	122

Sadržaj

1. Uvod.....	1
2. Feding u bežičnim telekomunikacionim sistemima.....	11
2.1 Modeli feding kanala.....	11
2.2 Modeli feding kanala u prisustvu brzog fedinga.....	14
2.3 Modeli feding kanala u prisustvu sporog fedinga.....	21
2.4 Modeli feding kanala u prisustvu brzog i sporog fedinga.....	23
2.5 Kanalna interferencija.....	24
3. Performanse prijemnika sa petljom za automatsku kontrolu učestanosti.....	26
3.1 Performanse prijemnika sa petljom za automatsku kontrolu učestanosti u prisustvu interferencije u Kg feding kanalu.....	27
3.1.1 Srednji broj prelaza petlje za automatsku kontrolu učestanosti u prisustvu interferencije u Kg feding kanalu.....	28
3.1.3 Srednje vreme trajanja do gubitka sinhronizacije petlje za automatsku kontrolu učestanosti u prisustvu interferencije u Kg feding kanalu.....	35
3.2 Performanse prijemnika sa petljom za automatsku kontrolu učestanosti u prisustvu interferencije u $\alpha\text{-}\mu$ <i>multipath</i> feding kanalu.....	39
3.2.1 Srednji broj prelaza petlje za automatsku kontrolu učestanosti u prisustvu interferencije u $\alpha\text{-}\mu$ <i>multipath</i> feding kanalu.....	40
3.2.2 Srednje vreme trajanja do gubitka sinhronizacije petlje za automatsku kontrolu učestanosti u prisustvu interferencije u $\alpha\text{-}\mu$ <i>multipath</i> feding kanalu.....	43
3.3 Performanse prijemnika sa petljom za automatsku kontrolu učestanosti u prisustvu interferencije u $k\text{-}\mu$ <i>multipath</i> feding kanalu.....	45
3.3.1 Srednji broj prelaza petlje za automatsku kontrolu učestanosti u prisustvu interferencije u $k\text{-}\mu$ feding kanalu.....	46
3.3.2 Srednje vreme trajanja do gubitka sinhronizacije petlje za automatsku kontrolu učestanosti u prisustvu interferencije u $k\text{-}\mu$ feding kanalu.....	49
4. Relejni Sistemi.....	53
4.1 Srednji broj osnih preseka proizvoda Nakagami- m slučajnog procesa i $k\text{-}\mu$ slučajnog procesa.....	53
4.2 Srednji broj osnih preseka proizvoda dva $\alpha\text{-}\mu$ slučajna procesa.....	58
4.3 Srednji broj osnih preseka količnika proizvoda dva $k\text{-}\mu$ slučajna procesa i $k\text{-}\mu$ slučajnog procesa.....	63
4.4 Srednji broj osnih preseka odnosa Rajsovog slučajnog procesa i proizvoda dva Rejljeva slučajna procesa.....	67
5. Analiza performansi SSC diverziti prijemnika u prisustvu kanalne interferencije u $\eta\text{-}\mu$ feding kanalu.....	74
5.1 Model sistema u prisustvu kanalne interferencije u $\eta\text{-}\mu$ feding kanalu.....	74
5.2 SSC diverziti prijem u prisustvu kanalne interferencije u $\eta\text{-}\mu$ feding kanalu.....	78

5.3 Performanse SSC diverziti prijemnika u prisustvu kanalne interferencije u η - μ feding kanalu	80
6. Makrodiverziti sistem sa makrodiverziti SSC prijemnikom i dva mikrodiverziti SC prijamnika	83
6.1 Makrodiverziti sistem sa makrodiverziti SSC prijemnikom i dva mikrodiverziti SC prijamnika u prisustvu korelisanog Gama fedinga i brzog Nakagami- m fedinga.....	84
6.1.1 Srednji broj osnih preseka makrodiverziti sistema sa makrodiverziti SSC prijemnikom i dva mikrodiverziti SC prijamnika u prisustvu korelisanog Gama fedinga i brzog Nakagami- m fedinga	85
6.1.2 Gustina verovatnoće signala makrodiverziti sistema sa makrodiverziti SSC prijemnikom i dva mikrodiverziti SC prijamnika u prisustvu korelisanog Gama fedinga i brzog Nakagami- m fedinga	91
6.1.3 Kumulativna verovatnoća signala makrodiverziti sistema sa makrodiverziti SSC prijemnikom i dva mikrodiverziti SC prijamnika u prisustvu korelisanog Gama fedinga i brzog Nakagami- m fedinga	96
6.1.4 Momenti signala makrodiverziti sistema sa makrodiverziti SSC prijemnikom i dva mikrodiverziti SC prijamnika u prisustvu korelisanog Gama fedinga i brzog Nakagami- m fedinga.....	99
6.1.5 Karakteristična funkcija signala makrodiverziti sistema sa makrodiverziti SSC prijemnikom i dva mikrodiverziti SC prijamnika u prisustvu korelisanog Gama fedinga i brzog Nakagami- m fedinga	104
6.1.6 Združena gustina verovatnoće signala na izlazu iz makrodiverziti sistema i njegovog prvog izvoda sa makrodiverziti SSC prijemnikom i dva mikrodiverziti SC prijamnika u prisustvu korelisanog Gama fedinga i brzog Nakagami- m fedinga.....	106
6.2 Makrodiverziti sistem sa makrodiverziti SSC prijemnikom i dva mikrodiverziti SC prijamnika u prisustvu korelisanog Gama fedinga i brzog k - μ fedinga	108
6.2.1 Gustina verovatnoće anvelope signala na izlazu iz makrodiverziti SSC kombinera u prisustvu korelisanog Gama fedinga i brzog k - μ fedinga	109
6.2.2 Kumulativna verovatnoća anvelope signala na izlazu iz makrodiverziti SSC prijemnika u prisustvu korelisanog Gama fedinga i brzog k - μ fedinga	113
6.2.3 Srednji broj osnih preseka anvelope signala na izlazu iz makrodiverziti SSC prijemnika u prisustvu korelisanog Gama fedinga i brzog k - μ fedinga.....	118
7. Zaključak	123
Literatura.....	127

1. UVOD

Performanse bežičnog telekomunikacionog sistema su uglavnom određene sredinom prostiranja radio signala. U suprotnosti sa predvidljivim karakteristikama žičanog kanala, bežični kanal je dinamičniji i više nepredvidljiv, što čini tačnu analizu bežičnog komunikacionog sistema često zahtevnom i teškom. Optimizacija bežičnih komunikacionih sistema je od velikog značaja, naročito sa naglim porastom mobilnih komunikacionih servisa kao i mobilnih internet pristupnih servisa.

U bežičnim telekomunikacijama, prostiranje radio talasa između predajnika i prijemnika je pod uticajem fizičkih pojava kao što su refleksija, difrakcija i rasejanje [1]. Refleksija je fizička pojava koja nastaje kada prostirući elektromagnetni talas naiđe na objekat veoma velikih dimenzija u odnosu na talasnu dužinu, kao na primer površina zemlje ili zgrada. Ovo ima za posledicu da se snaga poslatog signala odbije (reflektuje) prema izvoru svog emitovanja (predajniku) pre nego da nastavi dalje prostiranje ka prijammniku. Difrakcija se odnosi na različite pojave koje se dešavaju kada je radio kanal između predajnika i prijemnika ometan površinom sa ostrim nepravilnostima ili malim otvorima usled čega dolazi do savijanja talasa oko malih prepreka i širenja talasa iz malih otvora. Sekundarni talasi nastali difrakcijom mogu biti korisni za uspostavljanje bežičnog kanala između predajnika i prijemnika čak i kada optička vidljivost ne postoji. Rasejanje je fizički fenomen koji utiče na radio talas da odstupa od direktne putanje nailaskom na jednu ili više lokalnih prepreka, sa malim dimenzijama u odnosu na talasnu dužinu. Ovakve prepreke koje izazivaju rasejanje su ulični znaci, lišće itd [2], [3], [4].

Drugim rečima, prostiranje radio talasa je komplikovan i manje predvidljiv proces pod uticajem refleksije, difrakcije i rasejanja, čiji intenzitet varira sa različitim sredinama i na različitim udaljenostima.

Feding je jedinstvena karakteristika bežičnih telekomunikacionih sistema koja predstavlja promenu amplitude signala u vremenu. Fenomen fedinga nastaje ili usled prostiranja signala po više putanja, označen kao *multipath* feding ili usled osenčavanja odnosno efekta senke označen kao *shadowing* [2], [5], [7].

Prisustvo fedinga u bežičnim telekomunikacionim sistemima je provobitno primenjeno pri modelovanju VF (visoko frekvencijskih, 3~30MHz), UVF (ultra visoko frekvencijskih 300~3000MHz) i SVF (super visoko frekvencijskih 3~30GHz) propusnih opsega. U skorašnje vreme, najpopularniji bežični telekomunikacioni sistemi su uspostavljeni

za 800MHz-2.5GHz. Ovo uključuje i ITU-R standard, modele bežičnih kanala sa jednom antenom na ulazu i jednom antenom na izlazu označene kao SISO (*single input-single output*) sisteme, na nekim frekvencijskim opsezima. MIMO (*multiple input-multiple output*) sistemi, odnosno sistemi sa više antena na ulazu i sa više antena na izlazu su razvijeni sa ciljem povećanja brzine prenosa i daljeg usavršavanja kombinovanja [6].

Osnovne smetnje, prisutne kod mobilnih bežičnih sistema prenosa pored fadinga su kanalna interferencija (*co-channel interference, CCI*) i Gausov šum [7], [8], [9], [10]. CCI nastaje preslušavanjem sa udaljenih kanala koji rade na istoj nosećoj učestanosti. U kanalima gde je nivo kanalne interferencije znatno veći od nivoa Gausovog šuma može se zanemariti uticaj Gausovog šuma na performanse sistema. Ovi kanali se nazivaju interferencijom ograničeni (*interference limited*) kanali. Sa druge strane, kod kanala ograničenih šumom (*noise limited*), nivo Gausovog šuma je znatno veći od nivoa kanalne interferencije tako da se uticaj kanalne interferencije na performanse sistema može zanemariti.

Koriste se više statističkih raspodela koje mogu biti upotrebljene da opišu anvelopu signala u prisustvu fadinga. Primena raspodele koja se koristi da opiše *multipath* fading zavisi od prisustva ili ne prisustva dominantne komponente, postojanja jednog ili više klastera u propagacionoj okolini, da li su na mestu prijema ispunjeni uslovi da važi centralna granična teorema, zatim da li je srednja snaga anvelope signala promenjiva ili konstantna i da li su snage komponenti signala u fazi i kvadraturi iste ili različite. U literaturi su korišćene sledeće raspodele za opis varijacija anvelope signala u kanalima sa fadingom kao što su Rayleigh-jeva (Rejljeva), Rician-ova (Rajsova), Nakagami- m , Weibull-ova (Vejbulova), α - μ , k - μ , η - μ , K i Kg (generalizovana- K) raspodela [7], [10]. Kada je prisutan efekat senke, varijacije srednje snage anvelope signala mogu biti opisane Lognormal raspodelom ili Gama raspodelom. Prema eksperimentalnim podacima, Lognormal raspodela daje bolje rezultate od Gama raspodele za opis srednje snage signala. U slučaju primene Gama raspodele analiza performansi sistema je jednostavnija i izrazi za verovatnoću greške i verovatnoću otkaza su u zatvorenom obliku [10], [11], [103].

Koriste se razne diverziti tehnike za smanjenje uticaja *multipath* fadinga i efekta senke na performanse sistema. Najveću primenu ima prostorna diverziti tehnika sa više antena na ulazu u prijemnik. Signali sa antena se kombinuju na različite načine. Tehnike kombinovanja koje se koriste za smanjenje uticaja na performanse sistema su MRC (*maximum ratio combining*), EGC (*equal gain combining*), SC (*selection combining*) i SSC (*switch and stay combining*). MRC diverziti tehnika daje najbolje rezultate ali je veoma složena za praktičnu realizaciju. Ako je snaga šuma ista u granama kombinera onda je

kvadrat signala na izlazu iz MRC kombinera jednak zbiru kvadrata signala na njegovim ulazima. Realizacija MRC kombinera je složena jer treba proceniti vrednosti anvelope i faze signala a za ovo treba obezbediti odmerke anvelope signala na svakoj grani kombinera. Anvelopa signala na izlazu iz EGC kombinera jednaka je zbiru anvelope signala na njegovim ulazima. Potrebno je obezbediti da su anvelope signala na granama kombinera u fazi. EGC diverziti tehnika je srednje rešenje. Rezultati dobijeni primenom EGC diverziti tehnike su slabiji od rezultata dobijenih primenom MRC diverziti tehnike ali je EGC jednostavniji za praktičnu implementaciju. Signal na izlazu iz SC kombinera jednak je onom signalu sa njegovih ulaza koji ima najveću snagu. Ova tehnika je jednostavnija za praktičnu implementaciju od MRC i EGC tehnike zato što se procesiranje vrši samo u jednoj grani kombinera. MRC i EGC diverziti tehnike daju bolje rezultate od SC tehnike kombinovanja. Kod SSC diverziti tehnike kombiner procesira signal na jednoj grani sve dok je ovaj signal veći od praga a za slučaj kada ovaj signal postane manji od praga prijemnik prelazi na procesiranje signala na drugoj grani bez obzira na veličinu signala na toj grani. SSC je najjednostavniji za praktičnu implementaciju ali daje manji diverziti dobitak od prethodno navedenih tehnika [2], [7].

Prilikom analize performansi prijemnika koji koriste neku od diverziti tehnika potrebno je odrediti gustinu verovatnoće, kumulativnu verovatnoću, karakterističnu funkciju i momente signala na izlazu iz kombinera. Od momenta se najčešće primenjuju prvi moment ili srednja vrednost signala, drugi moment ili srednja kvadratna vrednost signala i varijanse signala na izlazu iz kombinera. Značajne performanse sistema prvog reda koje se računaju su verovatnoća otkaza, verovatnoća greške i kapacitet kanala. Performanse sistema drugog reda su srednji broj osnih preseka slučajnog procesa signala na izlazu iz kombinera, srednje vreme trajanja otkaza sistema i autokorelaciona funkcija [2], [7]. Analiza performansi sistema primenom diverziti tehnike u prisustvu fedinga sa ili bez interferencije su razmatrane i publikovane u radovima [12], [13], [14], [15], [16], [17], [18], [19], [20], [96], [97], [98], [99], [100], [101], [106], [107], [108], [109], [110], [111], [112], [113], [114], [115], [116], [117], [118].

U drugoj glavi doktorske disertacije dat je detaljan opis statističkih raspodela koje se koriste prilikom opisivanja anvelope signala u prisustvu brzog i sporog fedinga kao i kod kompozitnih fedinga okruženja odnosno kada su istovremeno prisutni i brzi i spori feding. Zatim je detaljnije objašnjena kanalna interferencija i njen uticaj na performanse sistema u bežičnim komunikacionim sistemima [2], [3], [7].

U trećoj glavi doktorske disertacije su razmatrane performanse bežičnog telekomunikacionog sistema sa prijemnikom koji sadrži kolo za automatsku kontrolu učestanosti (*automatic frequency control, AFC*) u prisustvu fedinga i jedne interferencije. U referenci [21] je pokazano da kolo za automatsku kontrolu učestanosti (frekvencijska petlja) prati signal sa većom amplitudom. Zbog uticaja fedinga, amplitude se menjaju tako da postoji verovatnoća da amplituda interferencije bude veća od amplitude korisnog signala. Kada je anvelopa signala veća od amplitude interferencije onda frekvencijska petlja prati korisni signal. Međutim, kada je anvelopa interferencije veća od anvelope korisnog signala onda frekvencijska petlja prati signal interferencije. U ovom slučaju prenos postaje nepouzdan i dolazi do otkaza sistema. Na osnovu ovoga može se zaključiti da sistem ima dva stanja. Stanje kada frekvencijska petlja prati korisni signal i stanje kada frekvencijska petlja prati interferenciju. U radu [22] definisane su dve mere performansi frekvencijske petlje. Jedna od mera performansi frekvencijske petlje je srednji broj prelaza iz jednog stanja u drugo (*average switching rate, ASR*). ASR može da se izračuna kao srednji broj nultih preseka razlike slučajnog procesa anvelope korisnog signala i slučajnog procesa signala interferencije. Druga performansna mera je srednje vreme trajanja pravilnog rada (srednje vreme trajanja do gubitka sinhronizacije) frekvencijske petlje (*mean time to lose of lock, MTLL*). Srednje vreme trajanja da frekvencijska petlja prati anvelopu korisnog signala može da se izračuna kao količnik verovatnoće da je anvelopa korisnog signala veća od anvelope signala interferencije i srednjeg broja nultih preseka razlike slučajnih procesa anvelopa korisnog signala i signala interferencije. U radu [22], performanse frekvencijske petlje su izračunate za slučaj kada su korisni signal i interferencija prisutni kroz isti kanal za koji je anvelopa korisnog signala i interferencije opisana Rejljevom raspodelom. U radovima [23], [24] performanse AFC kola su izračunate kada korisni signal i interferencija koriste iste kanale koji su opisani sa Rejljevom, Rajsovom i Nakagami- m raspodelom. U ovim radovima je takođe uzeta u obzir i promena anvelope zbog uticaja modulacionog postupka. U radu [25], performanse AFC kola su određene kada korisni signal i interferencija ne koriste iste kanale tako da su razmatrani slučajevi Rajs-Rejli, Rejli-Rajs, Rajs-Nakagami, Nakagami-Rajs, Nakagami-Rejli i Rejli-Nakagami. U ovom radu je takođe uzet u razmatranje uticaj modulacionog postupka. U svim ovim radovima su dobijeni izrazi u zatvorenom obliku za ASR i MTLL kola za automatsku kontrolu učestanosti i numerički rezultati su predstavljeni i analizirani da ukažu na uticaj različitih feding parametra na performanse AFC petlje.

U doktorskoj disertaciji su izračunate performanse sistema AFC petlje za neke važne slučajeve fedinga koji nastaju zbog prostiranja signala po više putanja kao i fedinga koji

nastaje zbog efekta senke. Prvo se razmatra slučaj kada je okolina u kojoj se prostiru korisni signal i interferencija zahvaćena Kg fadingom [26]. Kada je prisutan Kg fading anvelope signala ima uslovnu Nakagami- m raspodelu sa promenljivom snagom anvelope koja ima Gama raspodelu. Prvo je razmatrana razlika dve Nakagami- m slučajne promenjive sa promenljivom srednjom snagom i određen je uslovni srednji broj nultih preseka ove razlike. Srednji broj nultih preseka razlike dva Kg slučajna procesa se dobija usrednjavanjem uslovnog srednjeg broja nultih preseka razlike dva Nakagami- m slučajna procesa. Zatim je izračunata verovatnoća da je Kg anvelope korisnog signala veća od Kg anvelope signala interferencije. Ovo je dobijeno tako što je određena uslovna verovatnoća da je Nakagami- m anvelope korisnog signala veća od Nakagami- m anvelope signala interferencije. Usrednjavanjem ove verovatnoće dobija se verovatnoća da je Kg anvelope korisnog signala veća od Kg anvelope interferencije. Zatim je izračunat količnik verovatnoće da je Kg anvelope korisnog signala veća od Kg anvelope signala interferencije i srednjeg broja nultih osnih preseka razlike Kg anvelope korisnog signala i Kg anvelope signala interferencije. Ovaj količnik je jednak srednjem vremenu trajanja pravilnog rada frekvencijske petlje.

Zatim su razmatrane performanse frekvencijske petlje za slučaj kada su anvelope korisnog signala i interferencije opisani α - μ raspodelom. Ova raspodela je predložena u [27]. I u ovom slučaju je formirana razlika dva α - μ slučajna procesa. Zatim su α - μ slučajni procesi napisani u zavisnosti od Nakagami- m slučajnog procesa i određen je prvi izvod od ovako dobijene linearne transformacije Nakagami- m slučajnih procesa. Prvi izvod od Nakagami- m slučajnog procesa je Gausov slučajni proces. Na osnovu ovoga se dobija da je prvi izvod od formirane razlike anvelope korisnog signala i interferencije Gausov slučajni proces čija je varijansa potrebna za izračunavanje srednjeg broja nultih preseka razlike dve α - μ slučajna procesa. Zatim je određena verovatnoća da je α - μ anvelope korisnog signala veća od α - μ anvelope interferencije. Srednje vreme trajanja pravilnog rada frekvencijske petlje se u ovom slučaju dobija kao količnik verovatnoće da je α - μ anvelope korisnog signala veća od α - μ anvelope signala interferencije i srednjeg broja nultih preseka razlike slučajnih procesa α - μ anvelope korisnog signala i α - μ anvelope signala interferencije.

U ovoj glavi je zatim razmatrana frekvencijska petlja kada se korisni signal i interferencija prostiru u k - μ fading kanalu. k - μ fading kanal je takođe razmatran u naučnoj literaturi [28], [103], [105]. Za ovaj slučaj je određen srednji broj nultih preseka razlike dva k - μ slučajna procesa. Zatim je određen količnik verovatnoće da je k - μ anvelope korisnog signala veća od k - μ anvelope interferencije i srednjeg broja nultih preseka razlike k - μ anvelope korisnog signala i k - μ anvelope interferencije.

U četvrtoj glavi doktorske disertacije razmatran je bežični relejni prenos kao dobro poznata tehnika koja ima više prednosti u odnosu na tradicionalne bežične telekomunikacione sisteme [29]. Ova tehnologija je često upotrebljiva kada je direktna linija između predajnika i prijemnika u dubokom fedingu. Kada se koristi relejni prenos, nekoliko terminala rade kao releji između izvora i destinacije obezbeđujući široko pokrivanje bez povećanja snage predajnika. Bežični relejni prenos sa dve ili više deonica može biti podeljen u dve glavne kategorije u zavisnosti od prirode i kompleksnosti releja između čvorova. Relejni sistemi mogu biti formirani kao regenerativni i kao ne-regenerativni sistemi. Regenerativni relejni sistemi imaju čvorove koji upotrebljavaju releje koja dekoduju signale iz prethodne sekcije i šalju signale ka sledećoj sekciji. Ovi releji su nazvani *decode and forward* releji. Ne-regenerativni sistemi imaju čvorove sa relejima koji pojačavaju i šalju dolazeći signal prema sledećem čvoru bez dekodovanja i ostalih obrada signala. Ovi releji su nazvani *amplify and forward* releji. Dalja podela releja u ne-regenerativnom sistemu je u dve podkategorije. Prvoj podgrupi pripadaju CSI (*channel state information*) releji koji upotrebljavaju CSI iz prethodne sekcije da obezbede dobitak za kontrolu snage prenešenog signala. Drugoj podgrupi pripadaju releji sa fiksnim pojačanjem i promenjivom snagom na izlazu. Ovi releji su manje kompleksni od CSI releja [30].

U mnogim radovima je cilj da se odredi verovatnoća otkaza bežičnog telekomunikacionog relejnog sistema sa dve sekcije u sredini ograničenoj šumom. Verovatnoća otkaza i verovatnoća greške relejnog sistema sa dve deonice su izračunate kada se koriste regenerativni i ne-regenerativni CSI releji u Rejljevom kanalu [29] kao i u Nakagami- m kanalu [47]. Granice verovatnoće otkaza i verovatnoće greške za bežični mobilni relejni prenos sa fiksnim pojačanjem releja za slučajeve Rajsovog, Nakagami- q i Nakagami- m feding kanala su razmatrani u radu [48]. Svi prethodno spomenuti radovi analiziraju performanse relejnih sistema samo u prisustvu Gausovog šuma. U radu [49], dobijeni su analitički izrazi, zatvorenog oblika za verovatnoću otkaza za *amplify and forward* i *decode and forward* releja u interferencijom ograničenoj sredini. U ovom radu je takođe uzeta u razmatranje verovatnoća otkaza relejnog sistema sa dve deonice u prisustvu Rejljevog fedinga gde je prijemnik zahvaćen sa više kanalnih interferencija a relejni čvor je zahvaćen samo sa Gausovim šumom. Zatim je dalje u ovom radu analiziran relejni sistem sa dve deonice sa ne-regenerativnim čvorovima u prisustvu brzog Rejljevog fedinga i u prisustvu kanalne interferencije. U interferencijom ograničenoj okolini, kanalna interferencija nastaje preslušavanjem iz kanala susednih ćelija što rezultira u degradiranju verovatnoće greške i verovatnoće otkaza relejnih komunikacionih sistema [49], [50], [51]. U radu [50], se

uzima pretpostavka da ne postoji LOS (*line-of-sight*) komponenta i da je prisutan Rejljev feding. Dalje se pretpostavlja da je u relejnim čvorovima i u destinacionom čvoru prisutna samo jedna dominantna interferencija i da se uticaj ostalih smetnji na performanse sistema zanemarljiv. U svim ovim radovima su izvedeni izrazi za gustinu verovatnoće i kumulativnu verovatnoću sistema u zavisnosti od odnosa snaga korisnog signala i kanalne interferencije.

U ovom delu doktorske disertacije razmatrani su releji sa fiksnim pojačanjem i posebno su analizirani i teorijski obrađeni slučajevi kada relejni sistem ima dve deonice. Razmatrani su slučajevi kada je u pojedinim deonicama prisutan Nakagami- m , k - μ i α - μ feding koji su nastali zbog prostiranja talasa po više putanja. Performanse sistema su izračunate kada je uticaj Gausovog šuma na verovatnoću greške zanemarljiv. Signal na izlazu za slučaj kada relejni sistem ima dve deonice može da se modeluje kao proizvod dve slučajne promenjive od kojih je jedna gustina verovatnoće anvelope signala u prvoj deonici a druga je gustina verovatnoće anvelope signala u drugoj deonici.

Prvo je razmatran slučaj kada je na prvoj deonici prisutan Nakagami- m feding a na drugoj deonici je prisutan k - μ feding. Signal na ulazu u prijemnik može da se napiše kao proizvod Nakagami- m slučajnog procesa i k - μ slučajnog procesa. Pomoću gustine verovatnoće može da se odredi verovatnoća greške a pomoću kumulativne verovatnoće može da se odredi verovatnoća otkaza. U radu je takodje određen srednji broj osnih preseka proizvoda Nakagami- m slučajnog procesa i k - μ slučajnog procesa koji je izračunat kao srednja vrednost od prvog izvoda od proizvoda Nakagami- m slučajnog procesa i k - μ slučajnog procesa. Pomoću ove funkcije može da se odredi srednje vreme trajanja otkaza kao količnik verovatnoće otkaza i srednjeg broja osnih preseka. Za rešavanje jednostrukog integrala, za dobijanje združene gustine verovatnoće proizvoda dva slučajna procesa i njegovog prvog izvoda koristi se Laplasova aproksimaciona formula sa jednom slučajnom promenjivom. Može na sličan način da se analiziraju performanse sistema relejnog sistema sa tri deonice.

Zatim je razmatran bežični relejni sistem u kojem je prisutan α - μ feding koji takođe nastaje zbog prostiranja signala po više putanja. U ovom slučaju signal na ulazu u prijemnik relejnog sistema je jednak proizvodu dva α - μ slučajna procesa. Na sličan način u radu je izračunat srednji broj osnih preseka proizvoda dva α - μ slučajna procesa.

U ovoj glavi doktorske disertacije je razmatran i relejni sistem sa dve deonice u prisustvu brzog k - μ fedinga i kanalne interferencije koja prolazi kroz k - μ kanal. Na ulazu u prijemnik relejnog sistema se pojavljuju korisni signal i kanalna interferencija. Korisni signal može da se predstavi kao proizvod dva k - μ slučajna procesa. Kanalna interferencija nastaje

preslušavanjem iz nekog udaljenog kanala koji radi na istoj nosećoj frekvenciji. Na osnovu ovog, odnos anvelopa korisnog signala i interferencije jednak je količniku proizvoda dve k - μ slučajne promenjive i jedne k - μ slučajne promenjive. Da bi se odredilo srednje vreme trajanja otkaza telekomunikacionog sistema u radu je izračunat srednji broj osnih preseka količnika proizvoda dva k - μ slučajna procesa i jednog k - μ slučajnog procesa. Prvo je određena združena gustina verovatnoće ovog količnika i njegovog prvog izvoda i ova združena gustina verovatnoće je upotrebljena za izračunavanje srednjeg broja osnih preseka. Rešavanje dvostrukog integrala u izrazu za srednji broj osnih preseka je urađen primenom Laplasove aproksimacione formule za dvostruke integrale. Primenjena formula daje dobre rezultate za jednostruke i dvostruke integrale.

Na kraju ove glave razmatra se i slučaj bežičnog telekomunikacionog sistema gde je prisutan Rajsov feding, a gde kanalna interferencija nastaje od relejnog sistema sa dve deonice u kojima je prisutan Rejljev feding. Takođe je primenom Laplasove aproksimacione formule za rešavanje dvostrukog integrala određen srednji broj osnih preseka.

U petoj glavi doktorske disertacije razmatra se prostorni diverziti sistem sa SSC (*switch and stay combining*) prijemnikom koji se koristi da se smanji uticaj η - μ fedinga na performanse sistema. η - μ feding nastaje zbog prostiranja signala po više putanja i može opisati anvelopu signala u kanalima gde nema dominantne komponente, gde je sredina homogena, gde postoje dva ili više klastera u propagacionoj sredini i gde su snage komponenti u fazi i kvadraturi različite [31]. η - μ raspodela je generalna raspodela i iz nje mogu da se izvedu Nakagami- m , Nakagami- q i Rejljeva raspodela kao specijalni slučajevi. SSC tehnika kombinovanja je jednostavnija za praktičnu realizaciju od ostalih tehnika kombinovanja. U [32] su razmatrane performanse SSC prijamnika u prisustvu interferencije u Rajsovom feding kanalu. Zatim u radu [33] analizirane su performanse SSC prijemnika u korelisanom α - μ feding kanalu u zavisnosti od odnosa signala i interferencije (*signal to interference ratio, SIR*).

U ovoj doktorskoj disertaciji razmatraju se performanse SSC prijemnika u η - μ feding kanalu u interferencijski ograničenoj sredini za slučaj kada je feding korelisan. U doktorskoj disertaciji je razmatran slučaj kada je prisutna kanalna interferencija koja utiče tako što pogoršava performanse sistema. Razmatra se slučaj kada je okolina interferencijom ograničena tako da se uticaj Gausovog šuma na verovatnoću otkaza može zanemariti. Takođe se razmatra slučaj kada su i anvelope signala i anvelope interferencije između grane nekorelisane. U ovom delu je izračunata gustina verovatnoće i kumulativna verovatnoća količnika signala i interferencije na izlazu iz SSC kombinera.

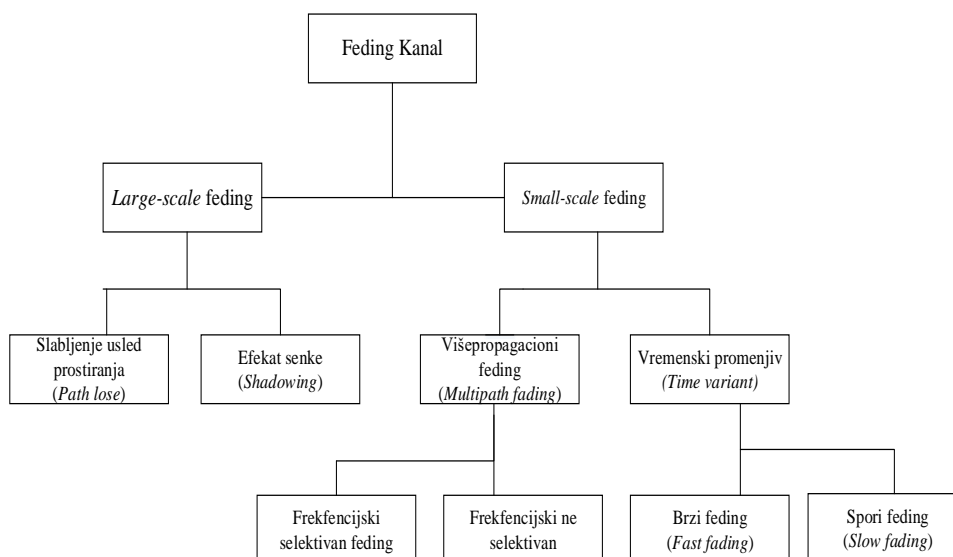
U pretposlednjoj šestoj glavi doktorske disertacije razmatran je specifičan oblik makrodiverziti sistema koji se sastoji od makrodiverziti prijemnika i dva mikrodiverziti prijemnika. Makrodiverziti prijemnik kombinuje signale sa izlaza dva ili više mikrodiverziti kombinera dok mikrodiverziti prijemnici kombinuju signale sa dve ili više antena jednog mikrodiverziti prijemnika. Makrodiverziti sistemi se koriste da se smanji istovremeno uticaj brzog i sporog fedinga na performanse sistema. Makrodiverziti prijemnik smanjuje uticaj sporog fedinga, a mikrodiverziti prijemnici smanjuju uticaj brzog fedinga na verovatnoću greške i verovatnoću otkaza bežičnog telekomunikacionog sistema. U [34], razmatran je makrodiverziti sistem sa SC prijemnikom na makro nivou i MRC prijamnikom na mikro nivou. Za ovako predložen sistem izračunata je verovatnoća otkaza sistema. Zatim u radovima [35], [36], su izračunati srednji broj osnih preseka i srednje vreme trajanja otkaza makrodiverziti sistema sa makrodiverziti SC prijemnikom i dva mikrodiverziti MRC prijemnika u prisustvu brzog fedinga i sporog Gama fedinga. Performanse makrodiverziti sistema sa SC prijemnikom na mikro i makro nivou su razmatrane u literaturi [37].

U ovom delu doktorske disertacije razmatra se slučaj kada se koriste mikrodiverziti SC prijemnici i makrodiverziti SSC prijemnik. Razmatrana su dva slučaja kada je na ulazima u mikrodiverziti SC prijemnik prisutan nekorelisan Nakagami- m feding, a zatim nekorelisan k - μ feding. Anvelopa signala na izlazu iz mikrodiverziti selektivnog prijemnika jednaka je onom signalu sa njegovog ulaza koji je najveći. Pored brzog fedinga razmatra se slučaj kada je u kanalu prisutan i spori feding koji je opisan korelisanom Gama raspodelom. U disertaciji je određena gustina verovatnoće signala na izlazu iz makrodiverziti SSC prijemnika. Gustina verovatnoće signala na izlazu iz makrodiverziti SSC prijemnika u datom digitskom intervalu jednaka je gustini verovatnoće signala na izlazu iz prvog mikrodiverziti SC prijemnika ako je mobilni pretplatnik u prethodnom digitskom intervalu uspostavio vezu sa prvim mikrodiverziti SC prijemnikom i snaga na njegovim ulazima je veća od praga ili je mobilni pretplatnik u prethodnom digitskom intervalu uspostavio vezu sa drugim mikrodiverziti SC prijemnikom a snaga signala na njegovim ulazima je manja od snage praga. Na osnovu ovoga se određuje gustina verovatnoće signala na izlazu iz makrodiverziti SSC prijemnika. Na sličan način se računa kumulativna verovatnoća, karakteristična funkcija i momenti signala na izlazu iz makrodiverziti SSC prijemnika. Verovatnoća greške, verovatnoća otkaza i kapacitet kanala celog sistema mogu takodje da se odrede u zavisnosti od verovatnoće otkaza, verovatnoće greške i kapaciteta kanala na izlazima iz mikrodiverziti prijemnika. Od statističkih karakteristika drugog reda signala, u disertaciji je određen srednji broj osnih preseka na izlazu iz makrodiverziti SSC prijemnika i dobijeni rezultati su grafički

predstavljani i analizirani u zavisnosti od različitih feding parametra. Srednje vreme trajanje otkaza na izlazu iz SSC prijemnika se računa kao količnik verovatnoće otkaza i srednjeg broja osnih preseka koje takodje predstavlja značajnu performansu sistema.

2. FEDING U BEŽIČNIM TELEKOMUNIKACIONIM SISTEMIMA

Najopštije gledano postoje dva različita tipa fedinga, *large-scale* feding i *small-scale* feding. *Large-scale* feding nastaje kada se mobilni korisnik kreće kroz velike razdaljine, na primer reda veličine ćelije, višećeliskog sistema [38]. Izazvan je slabljenjem snage signala usled prostiranja kao i uticaja efekta senke odnosno osenčavanja zbog prepreka kao što su zgrade, karakteristike terena, vegetacija. Osenčavanje je relativno spor feding proces okarakterisan promenom srednje snage signala usred prostiranja signala između prijemnika i predajnika na fiksnim lokacijama. *Small-scale* feding se odnosi na brze promene amplitude signala zbog konstruktivnog ili destruktivnog interferiranja kopija signala nastalih usled prostiranja signala po više putanja (*multipath propagation*) kada mobilni prijemnik prelazi male razdaljine. U zavisnosti od obima prostiranja signala po više putanja, javlja se frekvencijski selektivni ili frekvencijski ne-selektivni (frekvencijski ravan) feding. Sa druge strane u zavisnosti od vremenskih varijacija u kanalu zbog brzine pri kretanju prijemnika koja je okarakterisana Doppler-ovim efektom (*Doppler spread*), feding se klasifikuje ili kao brzi (*fast*) ili kao spori (*slow*) feding. Na slici 2.1. su prikazani različiti tipovi feding kanala [6]. Ovde treba napomenuti da su zadržani izvorni nazivi nekih tipova fedinga zbog pokušaja preciznijeg objašnjenja.



Slika 2.1. Klasifikacija različitih feding kanala.

2.1 Modeli feding kanala

Large-scale feding okarakterisan je slabljenjem srednje snage signala koja opada sa prostiranjem i osenčanjem. Snaga primljenog signala može biti različita čak i na istoj

udaljenosti od predajnika zbog efekta senke nastale zbog prepreke između prijemnika i predajnika.

Link budget daje značajan uvid pri dizajnu bežičnih telekomunikacionih sistema koji procenjuje snagu primljenog signala za zahtevanu marginu snage (*power margin*). Gubitak usled prostiranja signala i feding su dva najvažnija faktora koja utiču na link budget [39].

Postoje nekoliko modela koji opisuju slabljenje usled prostiranja signala kao što su *free-space* propagacioni model, Okumura/Hata model i IEEE 802.16d model koji se koriste u različitim sredinama prilikom određivanja visina antena i pokrivenosti sredine [40], [41], [42], [43].

Small-scale feding se često odnosi na brzi feding. Ovaj tip fedinga predstavlja brze promene anvelope primljenog signala u kratkom vremenu kada terminal prelazi male udaljenosti. To je usled uticaja prostiranja signala po više putanja, koje izaziva interferiranje kada kopije signala pristignu na prijemnik sa različitim fazama (konstruktivno interferiranje sa istim fazama a destruktivno interferiranje sa različitim fazama). Svaka *multipath* komponenta je podložna uticaju promene koja zavisi od brzina mobilne stanice i brzine objekta okoline. *Small-scale* feding nastaje usled prostiranja signala po više putanja, brzine terminala prilikom kretanja, brzine kretanja objekta okoline, kao i propusnog opsega kanala [1].

Prilikom kretanja mobilnih terminala, specifičan tip fedinga za odgovarajući prijemnik zavisi od karakteristika signala i karakteristika kanala. Signal se može okarakterisati parametrima kao što su spektar signala (B_S) i trajanja periode (T_S). Sa druge strane, bežični kanal se može okarakterisati sa dva druga parametra kanala, širina rasejanja (*delay spread*) kanala (τ) zbog *multipath*-a koja izaziva vremensku disperziju (*time dispersion*) i Doppler-ov efekat koji izaziva frekvencijsku disperziju (*frequency dispersion*). U zavisnosti od vremenske disperzije ili frekvencijske disperzije, javlja se frekvencijski selektivan ili vremenski selektivan feding [1].

Zbog vremenske disperzije, transmisioni signal pod uticajem fedinga u frekvencijskom domenu može biti frekvencijski selektivan ili frekvencijski ne-selektivan feding. Za dati frekvencijski odziv kanala, frekvencijska selektivnost je određena spektrom signala. Zbog vremenske disperzije nastale zbog *multipath*-a, odziv kanala varira sa frekvencijom. Primljeni signal je podložan frekvencijski ne-selektivnom fedingu sve dok je propusni opseg bežičnog kanala širi od spektra signala, dok održava konstantnu amplitudu i linearni odziv faze. Konstantna amplituda izaziva ravan feding, koji je drugi termin za frekvencijski ne-selektivan feding. Uži spektar signala izaziva da trajanje periode bude veća

od dubine rasejanja *multipath* kanala odnosno $T_s > \tau$, tako da trenutni simbol ne utiče na sledeći simbol za vreme sledećeg trajanja periode ne izazivajući ISI (*inter-symbol interference*) [1], [5], [44].

Signal je pod uticajem frekvencijski selektivnog fedinga samo kada je propusni opseg kanala manji od spektra signala. U ovom slučaju impulsni odziv kanala ima širinu rasejanja veću od trajanja periode simbola transmisionog signala odnosno $\tau > T_s$. Zbog kratkog trajanja periode simbola u poređenju sa *multipath* širinom rasejanja, *multipath* kopije signala se preklapaju sa sledećim simbolom, izazivajući ISI (*inter-symbol interference*). Termin frekvencijski selektivni feding se koristi iz razloga što amplituda prilikom frekvencijskog odziva varira sa frekvencijom za razliku od frekvencijski ne-selektivnog feding kanala. Pojava ISI je očigledna u vremenskom domenu iz razloga što je širina rasejanja kanala mnogo veća od trajanja periode simbola. Kako je spektar signala veći od propusnog opsega kanala u frekvencijski selektivnom feding kanalu, obično se ovaj kanal označava kao širokopojasni kanal.

U zavisnosti od Dopplerovog efekta, primljeni signal je podložan brzom (*fast*) ili sporom (*slow*) fedingu. U kanalu sa brzim fedingom, koherentno vreme (T_c) je manje od trajanja periode simbola, impulsni odziv kanala brzo varira za vreme trajanja periode simbola. Promene u vremenskom domenu su veoma povezane sa kretanjem predajnika ili prijemnika što je poznato kao Doppler-ova promena (*Doppler shift*). Neka je f_m maksimalna Doppler-ova frekvencija. Propusni opseg Doppler-ovog spektra (*Doppler spectrum*) je $B_d = 2f_m$. Obično koherentno vreme je označeno kao $T_c \approx \frac{1}{f_m}$. Za slučaj kada je $T_s > T_c$, $B_s < B_c$, gde B_c predstavlja koherentni propusni opseg, transmisioni signal je pod uticajem brzog fedinga (*fast fading*).

U suprotnom, u slučaju sporog impulsnog odziva kanala u odnosu na promene transmisionog signala može se pretpostaviti da se kanal ne menja za vreme trajanja jednog ili više simbola i kao takav predstavlja statičan kanal. Ovde je Doppler-ov efekat znatno manji nego spektar transmisionog signala. Signal je pod uticajem sporog fedinga (*slow fading*) pod sledećim uslovima $T_s \ll T_c$, $B_s \gg B_c$.

Važno je napomenuti da brzi i spori feding nisu u vezi sa fedingom sa vremenskom disperzijom. Ovo je iz razloga, što se brzi feding pripisuje varijacijama kanala nastalim usled kretanja terminala [1], [6], [45], [46].

U daljem toku izlaganja korišće se opšte prihvaćeni nazivi kao što su brzi feding za *small-scale* odnosno spori feding za *shadowing* feding ukoliko drugačije ne bude naglašeno.

2.2 Modeli fedinga kanala u prisustvu brzog fedinga

U ovom delu doktorske disertacije priložen je opis statističkih raspodela koje se koriste za modelovanje kanala u prisustvu brzog fedinga kao što su Rayleigh-jeva (Rejlijeva), Rician-ova (Rajsova), Nakagami- m , Nakagami- q , i Weibull-ova (Vejbuloва). Ove raspodele su često korišćene u literaturi. Zatim su opisane opšte raspodele koje se koriste pri modelovanju kanala u prisustvu brzog fedinga kao što su α - μ , k - μ i η - μ . Za određene vrednosti parametra opštih raspodela, odnosno za posebne slučajeve ove raspodele mogu se svesti na prvobitno navedene raspodele [7], [10]. Od značaja je napomenuti da su se opšte raspodele relativno skoro javile u literaturi.

Rejlijeva raspodela koristi se da opiše anvelopu signala u kanalima gde nema dominantne komponente, gde je polje rasipanja homogeno, odnosno gde važi centralna granična teorema. U ovakvoj sredini postoji samo jedan klaster, srednja kvadratna vrednost anvelope signala je konstantna i snage komponente u fazi i komponente u kvadraturi su jednake. Rejlijeva raspodela je opisana i razmatrana u literaturi [2], [7], [11], [52].

Rejlijev uskopojasni proces se formira na taj način što se više uskopojasnih komponenti na mestu prijama sabiraju. Ove komponente nastaju zbog odbijanja, prelamanja, savijanja i rasipanja elektromagnetnih talasa i za slučaj Rejlijevog fedinga, sve ove komponente imaju približno iste amplitude i faze koje su uniformno raspodeljene. Komponente u fazi i komponente u kvadraturi uskopojasnog signala na ulazu u prijemnik mogu da se predstavljaju kao zbir sinusnih talasa. U homogenom polju rasipanja važi centralna granična teorema, tako da su komponente u fazi i kvadraturi Gausovi slučajni procesi sa nultim srednjim vrednostima, sa istom varijansom i međusobno su nezavisni. Anvelopa ovog uskopojasnog procesa ima Rejlijevu gustinu verovatnoće. Kvadrat Rejlijeve anvelope jednak je zbiru kvadrata dva nezavisna Gausova slučajna procesa sa nultom srednjom vrednošću i sa istim varijansama. Prvi izvod od Rejlijeve anvelope može da se odredi na osnovu ove relacije. Prvi izvod od Gausovog slučajnog procesa je Gausov slučajni proces. Linearna transformacija od Gausovih slučajnih procesa je Gausov slučajni proces. Na osnovu ovog može da se dobije da prvi izvod od Rejlijeve anvelope ima Gausovu gustinu verovatnoće sa varijansom koja zavisi od maksimalne Doppler-ove frekvencije i srednje snage anvelope signala. Srednja vrednost od prvog izvoda Rejlijeve anvelope je nula. Takođe se dobija da su Rejlijeva anvelopa i njen prvi izvod međusobno nezavisni. Združena gustina verovatnoće od Rejlijeve anvelope i njenog prvog izvoda jednaka je proizvodu od Rejlijeve gustine

verovatnoće i Gausove gustine verovatnoće prvog izvoda. Na osnovu ove združene gustine verovatnoće može da se odredi srednji broj osnih preseka Rejljevog slučajnog procesa kao srednja vrednost prvog izvoda Rejljevog slučajnog procesa. Srednje vreme trajanja otkaza može se izračunati kao količnik između verovatnoće otkaza i srednjeg broja osnih preseka Rejljevog slučajnog procesa. Verovatnoća otkaza jednaka je kumulativnoj verovatnoći Rejljeve slučajne promenjive.

Rajsova slučajna promenjiva koristi se da opiše anvelopu signala u sredinama gde postoji dominantna komponenta, odnosno gde postoji optička vidljivost između predajnika i prijemnika. U ovakvoj sredini postoje uslovi da može da se primeni centralna granična teorema, informacioni signal se kroz kanal prenosi pomoću jednog klastera i nije prisutan spori fading, tako da nema promene srednje snage sketering komponente i snage dominantne komponente [7], [11], [53], [54], [55].

Uskopojasni proces signala na ulazu u prijemnike sastoji se od komponente u fazi i od komponente u kvadraturi koje su nezavisni. Komponenta u fazi ima Gausovu gustinu verovatnoće sa srednjom vrednošću koja je jednaka dominantnoj komponenti a komponenta u kvadraturi ima srednju vrednost nula. Kvadraturne komponente imaju iste varijanse. Kvadrat Rajsove anvelope jednak je zbiru kvadrata dve Gausove slučajne promenjive od kojih jedna ima srednju vrednost a obe su Gausove slučajne promenjive koje imaju iste varijanse. Može da se pokaže da su Rajsova anvelopa i prvi izvod od Rajsove anvelope međusobno nezavisni. Prvi izvod od Rajsove anvelope ima Gausovu raspodelu sa nultom srednjom vrednošću i varijansom koja je srazmerna sa maksimalnom Doppler-ovom frekvencijom i snagom sketering komponentata. Na osnovu ovoga je združena gustina verovatnoće Rajsove anvelope i njenog prvog izvoda jednaka proizvodu gustine verovatnoće Rajsove anvelope i Gausove gustine verovatnoće njenog izvoda. Gustina verovatnoće Rajsove anvelope se dobija kao gustina verovatnoće anvelope uskopojasnog procesa koji ima komponentu u fazi koja je jednaka zbiru dominantne komponente i Gausove slučajne promenjive dok je komponenta u kvadraturi jednaka Gausovoj slučajnoj promenjivi. Pomoću ove gustine verovatnoće može da se odredi kumulativna verovatnoća, karakteristična funkcija i momenti Rajsove anvelope. Takođe može da se odredi i srednja vrednost, srednja kvadratna vrednost kao i varijansa Rajsove anvelope. Zatim može da se odredi združena gustina verovatnoće dve Rajsove slučajne promenjive u dva trenutka vremena ili u dve tačke u prostoru. Ova združena gustina verovatnoće se dobija kao združena gustina verovatnoće dva uskopojasna Rajsova signala

gde su odgovarajuće komponente u fazi a i u kvadraturi korelisane. Za slučaj kada je dominantna komponenta jednaka nuli, iz združene Rajsove raspodele se može izvesti združena Rejljeva raspodela.

Nakagami- m slučajna promenljiva može opisati anvelopu signala u kanalima u kojima nema optičke vidljivosti između predajnika i prijmnika, kada je broj komponenata na ulazu u prijemnik veliki i kada su snage svih komponenti približno jednake tako da je kanal linearan. Broj klastera u propagacionom okruženju je dva ili više, nema prisustva sporog fedinga, odnosno nema promene srednje snage anvelope. Snage komponente u fazi i komponente u kvadraturi su iste [55], [56], [57].

Kvadrat Nakagami- m anvelope jednak je zbiru $2m$ kvadrata Gausovih slučajnih promenljivih sa srednjim vrednostima nula i sa istim varijansama. Ove Gausove komponente su nezavisne. Na osnovu ovog kvadrat Nakagami- m ima χ^2 raspodelu. Nakagami- m slučajna promenljiva ima parametar m koji opisuje oštrinu fedinga. Kada je parametar m veći oštrina fedinga je manja. Za slučaj, kada parametar m teži beskonačnosti Nakagami- m feding postaje kanal bez fedinga. Kada je $m=1$, Nakagami- m kanal postaje Rejljev kanal, odnosno za $m=0.5$, jednostrana Gausova (*one-sided Gaussian*) raspodela može biti izvedena iz Nakagami- m raspodele. Pomoću gustine verovatnoće Nakagami- m slučajne promenjive mogu se izračunati kumulativna verovatnoća, karakteristična funkcija i momenti od Nakagami- m slučajne promenjive. Može se pokazati da prvi izvod od Nakagami- m slučajne promenjive ima Gausovu gustinu verovatnoće sa srednjom vrednošću nula i sa varijansom koja je srazmerna sa maksimalnom Doppler-ovom frekvencijom i sa količnikom od srednje snage i oštrinom fedinga m . Takođe, Nakagami- m anvelopa i njen prvi izvod su nezavisni. Na osnovu ovoga je združena gustina verovatnoće Nakagami- m slučajne promenjive i njenog prvog izvoda jednaka proizvodu gustine verovatnoće Nakagami- m slučajne promenjive i Gausove gustine verovatnoće prvog izvoda. Pomoću ove združene gustine verovatnoće može se odrediti srednji broj osnih preseka Nakagami- m slučajnog procesa.

Nakagami- q raspodela može se upotrebiti da opiše anvelopu signala u kanalima za prenos bežičnih telekomunikacionih sistema gde može a i ne mora da postoji optička vidljivost između predajnika i prijemnika i gde se javlja jedan propagacioni klaster. Polje rasipanja je homogeno, odnosno kanal je linearan i srednja kvadratna vrednost polja rasipanja

je konstantna. Snage komponente u fazi i komponente u kvadraturi su različite u propagacionoj okolini [2], [7], [10], [44].

Na ulazu u prijemnik Nakagami- q uskopojasni proces ima komponentu u fazi i komponentu u kvadraturi. Razmatraju se dva modela Nakagami- q raspodele. U prvom slučaju komponenta u fazi ima Gausovu komponentu sa srednjom vrednošću nula a u drugom slučaju komponenta u fazi ima direktnu i Gausovu komponentu. U oba slučaja komponenta u kvadraturi je Gausova. Gausove komponente u fazi i kvadraturi su nezavisne sa različitim varijansama. Iz uskopojasnog Nakagami- q slučajnog procesa može se izračunati gustina verovatnoće Nakagami- q anvelope. U oba ova slučaja, Nakagami- q raspodela ima q parametar koji je jednak odnosu varijansi Gausovih procesa koji se nalaze kod komponente u fazi i komponente u kvadraturi. Kada je ovaj odnos jednak jedinici onda za prvi slučaj Nakagami- q kanal prelazi u Rejljev kanal a za drugi slučaj Nakagami- q kanal prelazi u Rajsov kanal. Kvadrat Nakagami- q slučajne promenjive može da se napiše kao zbir kvadrata dve Gausove slučajne promenjive koje su nezavisne i imaju različite varijanse i srednje vrednosti su im nula. Može da se odredi prvi izvod od Nakagami- q slučajne promenjive koji je linearna kombinacija Gausovih slučajnih promenjivih tako da ovaj izvod ima uslovnu Gausovu gustinu verovatnoće. Pomoću ove relacije može da se odredi združena gustina verovatnoće Nakagami- q anvelope i njenog prvog izvoda. Dalje, pomoću ove združene gustine verovatnoće može da se odredi srednji broj osnih preseka Nakagami- m slučajnog procesa i srednje vreme trajanja otkaza telekomunikacionog sistema koji radi u Nakagami- q fading kanalu.

Vejbulova raspodela koristi se u sredinama gde ne postoji optička vidljivost, odnosno nema dominantne komponente dobijene na bilo koji način. Bežični kanal je nehomogen tako da ne važi centralna granična teorema i elektromagnetni talas se prostire po jednom klasteru. Srednja kvadratna vrednost anvelope signala je konstantna i komponente u fazi i kvadraturi su jednake. Vejbulova raspodela je predložena, opisana i razmatrana u [10], [45], [58], [78].

Kanal je nehomogen, odnosno na ulazu u prijemnik se ne pojavljuje dovoljan broj sinusnih komponenti ili njihove faze nisu uniformno raspodeljene ili su im amplitude suviše različite. U sva ova tri slučaja ne može se primeniti centralna granična teorema odnosno zbir sinusnih talasa ne može se okarakterisati Gausovom raspodelom. U ovom slučaju se uzorci slučajnog procesa signala u kanalu modeluju stepenovanjem uzoraka Rejljevog slučajnog procesa. Na ovaj način se transformacionom metodom može odrediti Vejbulova raspodela

anvelope signala. U Weibulovoj raspodeli se formira parametar α . Pomoću gustine verovatnoće može da se odredi kumulativna verovatnoća, karakteristična funkcija i momenti Weibulove slučajne promenjive. Kada je Weibulov fading prisutan u kanalu može da se odredi verovatnoća otkaza sistema, verovatnoća greške sistema a može da se izračuna i kapacitet kanala. Zdužena gustina verovatnoće Weibulove slučajne promenjive i njenog prvog izvoda može da se izračuna iz zdužene gustine verovatnoće Rejljeve slučajne promenjive i njenog prvog izvoda transformacionim metodom. Pri ovoj transformaciji Weibulova slučajna promenjiva dobija se stepenovanjem Rejljeve slučajne promenjive sa $\frac{2}{\alpha}$. Druga transformaciona relacija se dobija diferenciranjem prethodno definisanog izraza. Pomoću ovako dobijene zdužene gustine verovatnoće Weibulove slučajne promenjive i njenog prvog izvoda može da se odredi srednji broj osnih preseka Weibulovog slučajnog procesa kao srednja vrednost od prvog izvoda Weibulovog slučajnog procesa. Kao i u prethodnim slučajevima može da se odredi srednje vreme trajanja otkaza sistema kao količnik kumulativne verovatnoće i srednjeg broja osnih preseka. Zdužena gustina verovatnoće Weibulovog slučajnog procesa u dva trenutka vremena se dobija transformacionom metodom iz zdužene gustine verovatnoće dve Rajsove slučajne promenjive.

α - μ raspodela može se primeniti da opiše fading anvelopu u kanalima u kojima se ne može formirati dominantna komponenta, gde ne važi centralna granična teorema i gde se signal u propagacionoj sredini prostire sa više klastera [10], [27].

Refleksije, prelamanja i savijanja talasa su takva da nema dovoljan broj talasa na ulazu prijemnika ili se odnosi snaga drastično razlikuju tako da ne važi centralna granična teorema. U poređenju sa Weibulovom raspodelom, razlikuje se po tome što se kod Weibulovog kanala formira jedan klaster a kod α - μ kanala se formiraju više klastera. Jedan klaster je određen grupom talasa koji u približno isto vreme stižu na ulaz u prijemnik. Uzorci α - μ slučajne promenjive se dobijaju stepenovanjem uzoraka Nakagami- m slučajne promenjive sa $\frac{2}{\alpha}$. Na osnovu ove relacije se dobija gustina verovatnoće α - μ slučajne promenjive. Ova raspodela poseduje dva parametra α i μ . Parametar μ je u relaciji sa brojem klastera u propagacionoj sredini a parameta α je u relaciji sa nelinearnošću kanala. α - μ raspodela je opšta raspodela. Za slučaj, kada je $\alpha=2$, α - μ raspodela prelazi u Nakagami- m raspodelu, dok za slučaj, $\mu=1$, Weibulova raspodela može biti izvedena iz α - μ raspodele. Zatim za $\alpha=2$ i $\mu=1$, α - μ raspodela se svodi na Rejljevu raspodelu. Pomoću gustine verovatnoće α - μ raspodele dobija se karakteristična funkcija, kumulativna verovatnoća i

momenti α - μ raspodele. Takođe može da se izračuna iznos fedinga (*amount of fading, AF*), prvi i drugi moment i varijansa. Verovatnoća otkaza i verovatnoća greške mogu da se izračunaju pomoću gustine verovatnoće, kumulativne verovatnoće i pomoću momenta. Pomoću združene gustine verovatnoće Nakagami- m slučajne promenjive i njegovog prvog izvoda može se transformacionom metodom odrediti združena gustina verovatnoće α - μ slučajne promenjive i njegovog prvog izvoda. Takođe, može se transformacionom metodom odrediti i združena gustina verovatnoće α - μ slučajne promenjive u dva trenutka u vremenu i njihovih izvoda u tim trenucima vremena. Značajno je takođe odrediti gustinu verovatnoće zbira dve α - μ slučajne promenjive, proizvoda dve α - μ slučajne promenjive, količnika dve α - μ slučajne promenjive, maksimuma dve α - μ slučajne promenjive i minimuma dve α - μ slučajne promenjive.

k - μ slučajna promenjiva koristi se da opiše anvelopu signala u bežičnim kanalima gde se mogu formirati više dominantnih komponenti i gde se informacije prenose signalima sa dva ili više klastera. Sredina je homogena, nema efekta senke i snage komponente u fazi i kvadraturi su jednake [28], [59], [102].

U jednom klasteru može postojati samo jedna dominantna komponenta. Ova raspodela ima dva parametra. Parametar k se naziva Rajsov (*Rician-ov*) faktor i definisan je kao količnik snaga dominantnih komponenta i sketering komponenta. k - μ feding je više oštar za manje vrednosti Rajsovog faktora, odnosno za veće vrednosti snaga sketering komponenta i manje vrednosti snaga dominantnih komponenta. Parametar μ je u relaciji sa brojem klastera u propagacionom kanalu. Kvadrat k - μ raspodele jednak je zbiru 2μ nezavisnih kvadriranih Gausovih raspodela sa ne nulnim srednjim vrednostima i sa istim varijansama. Ovaj zbir predstavlja χ^2 raspodelu. Na osnovu ovog može da se odredi k - μ gustina verovatnoće slučajne promenjive. k - μ raspodela je opšta raspodela, tako da iz ove raspodele mogu da se izvedu Rejljeva, Rajsova i Nakagami- m raspodela kao specijalni slučajevi. Za $k=0$, k - μ raspodela prelazi u Nakagami- m raspodelu a za $\mu=1$, iz k - μ raspodele se dobija Rajsova raspodela dok k - μ raspodela aproksimira Rejljevu raspodelu za $k=0$ i $\mu=1$. Mogu se formirati kvadrati za dve k - μ slučajne promenjive kao zbirovi kvadrata Gausovih slučajnih promenjivih. Na ovaj način se dobijaju dve χ^2 slučajne promenjive i može da se odredi združena gustina verovatnoće dve k - μ slučajne promenjive. Prvi izvod može da se odredi iz kvadrirane k - μ slučajne promenjive. Može da se pokaže da su k - μ slučajna promenjiva i njen prvi izvod međusobno nezavisni. Na osnovu ovog je združena gustina verovatnoće k - μ

slučajne promenjive i njenog prvog izvoda jednaka proizvodu $k-\mu$ gustine verovatnoće anvelope i Gausove gustine verovatnoće prvog izvoda. Od $k-\mu$ raspodele mogu da se formiraju nekoliko raspodela koje mogu da se upotrebe u teoriji bežičnih telekomunikacionih sistema.

Može se formirati $k-\mu-g_1$ raspodela koja nastaje kada anvelopa signala ima uslovnu $k-\mu$ gustinu verovatnoće a snaga ima Gama raspodelu. Može se takođe formirati $k-\mu-g_2$ raspodela koja nastaje kada anvelopa ima $k-\mu$ raspodelu a snaga anvelope ima Gama raspodelu. Zatim se može formirati $k-\mu-g_3$ raspodela gde se anvelopa može opisati kao proizvod $k-\mu$ slučajne promenjive i Gama slučajne promenjive. Takođe se mogu formirati i $\alpha-k-\mu$ i $\alpha-k-\mu-g$ raspodela [60].

$\eta-\mu$ raspodela koristi se da opiše anvelopu signala u kanalima u kojima je prisutan brzi fading koji je nastao zbog prostiranja signala po više puteva u kojima ne postoje uslovi da se formira dominantna komponenta, sredina je linearna i može da se primeni centralna granična teorema. U ovakvoj sredini postoje više klastera, nema efekta senke, odnosno snaga anvelope je konstantna i snage komponenti u fazi i kvadraturi su različite [59], [61], [101], [105].

Kvadrat $\eta-\mu$ slučajne promenjive može da se napiše kao zbir μ nezavisnih kvadrata Gausovih slučajnih promenjivih sa nultim srednjim vrednostima i sa varijansom σ_1^2 i zbiru μ nezavisnih kvadrata Gausovih slučajnih promenjivih sa nultom srednjom vrednošću i sa varijansom σ_2^2 . Na osnovu ovog može da se odredi gustina verovatnoće $\eta-\mu$ slučajne promenjive i združena gustina verovatnoće $\eta-\mu$ slučajne promenjive i njenog prvog izvoda. Ova raspodela ima dva parametra. Parametar η jednak je odnosu snaga komponente u fazi i kvadraturi $\eta-\mu$ uskopojasnog procesa na ulazu u prijemnik. Parametar μ je povezan sa brojem klastera u propagacionoj okolini. $\eta-\mu$ raspodela je opšta raspodela tako da iz ove raspodele mogu da se dobiju Nakagami-m raspodela, Nakagami-q raspodela i Rejljeva raspodela. Za $\mu=1$, $\eta-\mu$ raspodela prelazi u Nakagami-q raspodelu, a za $\eta=1$, $\eta-\mu$ raspodela aproksimira Nakagami-m raspodelu. Za $\eta=1$ i $\mu=1$, $\eta-\mu$ raspodela aproksimira Rejljevu raspodelu.

Može se formirati nekoliko značajnih raspodela od $\eta-\mu$ raspodele kao što su $\alpha-\eta-\mu$ raspodela, $\eta-\mu-g$ raspodela i $\alpha-\eta-\mu-g$ raspodela [60]. Uzorci $\alpha-\eta-\mu$ raspodele se dobijaju stepenovanjem uzoraka $\eta-\mu$ slučajnog procesa sa $\frac{2}{\alpha}$. Na osnovu ovoga može se odrediti gustina verovatnoće $\alpha-\eta-\mu$ slučajne promenjive, kumulativna verovatnoća $\alpha-\eta-\mu$ slučajne promenjive, karakteristična funkcija $\alpha-\eta-\mu$ slučajne promenjive i momenti $\alpha-\eta-\mu$ slučajne

promenjive. Takođe može da se odredi i združena gustina verovatnoće α - η - μ slučajne promenjive i njenog prvog izvoda kao i srednji broj osnih preseka α - η - μ slučajnog procesa. α - η - μ raspodela je opšta raspodela. Za $\alpha=2$ iz α - η - μ raspodele se dobija η - μ raspodela, za $\eta=1$ iz α - η - μ se dobija α - μ raspodela a za $\eta=1$ i $\mu=1$ iz α - η - μ raspodele se dobija Vejbulova raspodela. α - η - μ - q raspodela se dobija usrednjavanjem α - η - μ raspodele po srednjoj snazi. Može se takođe ekvivalentna anvelopa napisati kao proizvod dve slučajne promenjive od kojih jedna ima η - μ raspodelu a druga ima Gama raspodelu. α - η - μ - q raspodela je takođe opšta raspodela.

Zatim može da se formira η - k - μ raspodela. Ova raspodela može opistai anvelopu signala u kanalima gde ima dominantnih komponenti, ima više klastera, sredina je linearna, srednja snaga je konstantna i snage komponente u fazi i kvadraturi su različite.

Kvadrat η - k - μ slučajne promenjive može da se napiše kao zbir μ nezavisnih kvadratnih Gausovih slučajnih promenjivih koje imaju srednje vrednosti i sa varijansama σ_1^2 i μ nezavisnih kvadriranih Gausovih slučajnih promenjivih sa nenultim srednjim vrednostima i sa varijansom σ_2^2 . Iz ove relacije može da se odredi gustina verovatnoće η - k - μ slučajne promenjive i združena gustina verovatnoće η - k - μ slučajne promenjive i njenog prvog izvoda. Ova združena gustina verovatnoće je u obliku jednog integrala. Takođe se i srednji broj osnih preseka η - k - μ slučajne promenjive dobija u obliku jednog integrala. Ova raspodela ima tri parametra. Parametar η jednak je odnosu snaga komponenti u fazi i kvadraturi. Parametar k je Rajsov faktor i μ je u relaciji sa brojem klastera u propagacionoj okolini. Iz η - k - μ raspodele mogu se formirati α - η - k - μ raspodela, η - k - μ - g raspodela i α - η - k - μ - g raspodela.

2.3 Modeli feding kanala u prisustvu sporog fedinga

U ovom delu priložen je opis statističkih raspodela za modelovanje kanala u prisustvu sporog fedinga kao što su Lognormal raspodela i Gama raspodela.

Lognormal raspodela se koristi da opiše srednju snagu signala u kanalima u kojima se pojavljuje spori feding [2], [7], [62], [63].

Lognormal slučajna promenjiva se dobija iz Gausove slučajne promenjive odgovarajućom transformacijom, tako što se osnova prorodnih logaritama e stepenuje sa Gausovom slučajnom promenjivom. Na osnovu navedenog, može da se dobije gustina verovatnoće, kumulativna verovatnoća, karakteristična funkcija i momenti Lognormal slučajne promenjive. Pomoću ovih statističkih karakteristika, mogu se zatim odrediti performanse otkaza, performanse greške i kapacitet bežičnog telekomunikacionog sistema

kako radi u sredini sa Lognormal karakteristikama. Zdužena gustina verovatnoće Lognormal slučajne promenjive i njenog prvog izvoda se dobija iz zdužene Gausove slučajne promenjive i njenog prvog izvoda. Prvi izvod Gausove slučajne promenjive je Gausov sa srednjom vrednošću nula i sa varijansom koja je srazmerna maksimalnoj Doppler-ovoj frekvenciji i dvostrukoj varijansi Gausovog procesa. Gausova slučajna promenjiva i njen prvi izvod su međusobno nezavisni. Zbog ovoga je zdužena gustina verovatnoće Gausovog slučajnog procesa i njegovog prvog izvoda jednaka proizvodu gustine verovatnoće Gausovog slučajnog procesa i gustine verovatnoće prvog izvoda Gausove slučajne promenjive. Takođe može da se izračuna zdužena gustina verovatnoće dve Lognormal slučajne promenjive iz dve zdužene Gausove slučajne promenjive transformacionom metodom. Pomoću ove zdužene gustine verovatnoće može da se odredi zdužena kumulativna verovatnoća, zdužena karakteristična funkcija, i produženi momenti dve Lognormal slučajne promenjive. Na sličan način može da se izračuna zdužena gustina verovatnoće tri Lognormal slučajne promenjive i zdužena gustina verovatnoće više Lognormal slučajnih promenjivih.

Kada su istovremeno prisutni brzi i spori feding onda se ekvivalentna anvelopa može predstaviti kao proizvod dve slučajne promenjive od kojih jedna ima Lognormal raspodelu sporog fedinga a druga slučajna promenjiva ima gustinu verovatnoće brzog fedinga. Za prvi model se određuje gustina verovatnoće ekvivalentne anvelope usrednjavanjem a u drugom modelu se gustina verovatnoće ekvivalentne anvelope dobija transformacionim metodom. Pomoću ove gustine verovatnoće se određuje kumulativna verovatnoća, karakteristična funkcija i momenti anvelope signala kada su istovremeno prisutni i brzi i spori feding za oba modela.

Gama raspodela kao i Lognormal raspodela može da se upotrebi da opiše anvelopu signala, srednju snagu anvelope signala kada su istovremeno prisutni spori feding i brzi feding [64], [65], [66].

Uzorci Gama fedinga mogu da se dobiju kvadriranjem uzoraka Nakagami- m slučajnog procesa. Na osnovu ovog može da se odredi gustina verovatnoće Gama slučajne promenjive. Kada je prisutan spori feding onda srednja snaga signala može da se opiše Lognormal raspodelom ili Gama raspodelom. Kada je srednja snaga opisana Lognormal raspodelom onda se ne mogu dobiti izrazi za verovatnoću greške i verovatnoću otkaza u zatvorenom obliku, a kada je srednja snaga anvelope signala opisana sa Gama raspodelom onda se izrazi za gustinu verovatnoće signala i kumulativnu verovatnoću mogu dobiti u

zatvorenom obliku. Prema eksperimentalnim rezultatima Lognormal raspodela bolje opisuje anvelopu signala u kanalima sa sporim fedingom od Gama raspodele. U stručnoj naučnoj literaturi objavljenoj u poslednje vreme je češći broj radova gde je spori feding koji je nastao kao efekat senke opisan Gama raspodelom. Zdužena gustina verovatnoće dve nezavisne Gama slučajne promenjive dobija se transformacijom iz gustine verovatnoće dve Nakagami slučajne promenjive. Ova zdužena gustina verovatnoće često opisuje snage anvelope signala kod makrodiverziti sistema sa dva mikrodiverziti prijemnika. Pomoću zdužene gustine verovatnoće može se odrediti srednji broj osnih preseka Gama slučajnog procesa. Zdužena gustina verovatnoće dve Gama slučajne promenjive može da se upotrebi za dobijanje autokorelacione funkcije koje se dobija kao srednja vrednost proizvoda dve Gama slučajne promenjive. Takođe može da se odredi zdužena kumulativna verovatnoća dve Gama slučajne promenjive, zatim karakteristična funkcija dve Gama slučajne promenjive kao i zduženi momenti. Mogu da se odrede i statističke karakteristike tri i više Gama slučajnih promenjivih. U matematici, fizici i telekomunikacijama Gama funkcija ima veliku primenu.

2.4 Modeli feding kanala u prisustvu brzog i sporog fedinga

Generalisana-K (*Generalised-K*) ili Kg raspodela može se primeniti u kanalima kada je istovremeno prisutan brzi i spori feding. Kg raspodela opisuje signal sa uslovnom Nakagami- m raspodelom koji ima promenjivu srednju snagu zbog prisustva senke i gde srednja snaga ima Gama raspodelu. Kg raspodela opisuje kanal u kojem nema dominantne komponente, važi centralna granična teorema i u propagacionoj sredini ima dva ili više klastera. Srednja snaga je promenjiva i snage komponenti u fazi i kvadraturi su iste. Gustina verovatnoće Kg raspodele se dobija usrednjavanjem Nakagami- m raspodele po promenljivoj srednjoj snazi. Može da se odredi zdužena uslovna gustina verovatnoće Kg slučajne promenjive i njenog prvog izvoda koja je jednaka zduženoj gustini verovatnoće Nakagami- m slučajne promenjive i njenog prvog izvoda. Usrednjavanjem se dobija zdužena gustina verovatnoće Kg slučajne promenjive i njenog prvog izvoda pomoću koje može da se odredi srednji broj osnih preseka Kg slučajnog procesa. Uslovna zdužena gustina verovatnoće dve Kg slučajne promenjive jednaka je Nakagami- m zduženoj gustini verovatnoće dve Nakagami- m slučajne promenjive. Odgovarajućim usrednjavanjem dobija se zdužena gustina verovatnoće dve Kg slučajne promenjive. Pomoću ove zdužene gustine verovatnoće mogu da se odrede performanse bežičnih sistema kada je pristutan korelisan Nakagami- m feding i korelisan Gama feding [10], [67], [68].

Prošireni generalisani- K (*extended generalised-K, EGK*) fading može da se modeluje na taj način da se anvelopa signala predstavi kao proizvod dve slučajne promenjive od kojih jedna ima Nakagami- m raspodelu a druga ima Gama raspodelu. Odgovarajućim transformacijama može se u ovom slučaju odrediti gustina verovatnoće, kumulativna verovatnoća, karakteristična funkcija i momenti EGK slučajne promenjive. Tako se i u ovom slučaju može odrediti združena gustina verovatnoće ove slučajne promenjive i njenog prvog izvoda, kao i srednji broj osnih preseka ovakvog slučajnog procesa [69], [70].

Zatim se mogu formirati kompozitne raspodele u kojima je spori fading opisan Lognormal raspodelom. Na ovaj način se formira Rejljeva-Lognormal raspodela, Nakagami-Lognormal raspodela i Rajsova-Lognormal raspodela. Takođe se mogu formirati Vejbulovala-Lognormal raspodela, α - μ -Lognormal raspodela kao i k - μ -Lognormal raspodela. Sve ove raspodele se mogu formirati tako da anvelopa brzog fadinga ima promenjivu srednju snagu sa Lognormal raspodelom ili se ekvivalent anvelope predstavlja kao proizvod dve slučajne promenjive od kojih jedna ima Lognormal raspodelu.

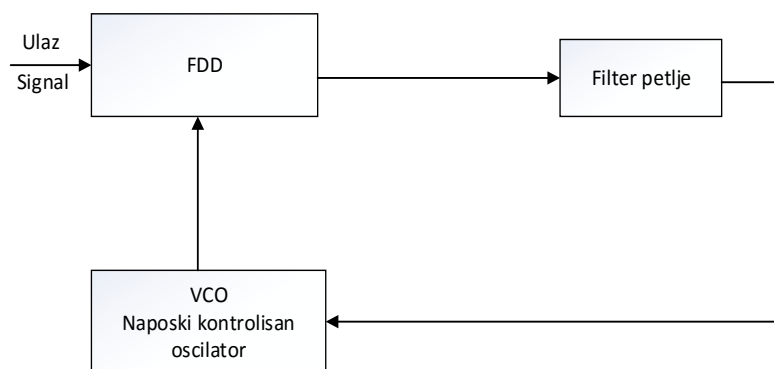
2.5 Kanalna interferencija

Kanalna interferencija nastaje preslušavanjem signala sa udaljenog bežičnog kanala koji radi pri istoj nosećoj frekvenciji. Kanalna interferencija može da se modeluje sa jednom, dve ili više sinusnih talasa sa uniformno raspodeljenim fazama. Amplitude ovih talasa su promenjive i imaju gustinu verovatnoće koja zavisi od brzog fadinga koji je prisutan u kanalu. Važno je odrediti uticaj kanalne interferencije na verovatnoću greške i verovatnoću otkaza bežičnog digitalnog telekomunikacionog sistema i razmatrati koju prostornu diverziteti tehniku primeniti da bi se uticaji kanalne interferencije na performanse sistema smanjili. Veoma je značajno razmotriti uticaj kanalne interferencije na performanse sistema i kapacitet kanala kod ćeliskih konfiguracija telekomunikacionih mreža [7], [10]. Ćeliska konfiguracija se koristi da bi se povećao kapacitet sistema na taj način što se prostor podeli na više ćelija od kojih pojedine rade na istoj nosećoj frekvenciji. Kapacitet sistema je veći kada je broj ćelija veći odnosno kada su ćelije po geografskoj površini manje. Sa smanjenjem površine ćelija povećava se kanalna interferencija koja pogoršava performanse sistema. U ovom slučaju treba tražiti kompromis između povećanja kapaciteta telekomunikacionog sistema i pogoršanja performansi sistema zbog povećanja snage kanalne interferencije. Kod ovih telekomunikacionih konfiguracija snaga kanalne interferencije je značajno veća od snage termičkog Gausovog šuma tako da se uticaj termičkog šuma na verovatnoću greške i

verovanoću otkaza može zanemariti. Ovi sistemi se nazivaju interferencijski ograničeni sistemi. Sistemi kod kojih je snaga Gausovog šuma značajno veća od snage kanalne interferencije nazivaju se šumom ograničeni sistemi zbog toga što se uticaj kanalne interferencije na performanse sistema može zanemariti. Kada je sistem interferencijski ograničen onda treba odrediti gustinu verovatnoće odnosa anvelopa korisnog signala i interferencije. Pomoću ove gustine verovatnoće može se odrediti verovatnoća greške sistema, verovatnoća otkaza sistema i kapacitet kanala. Kada se koristi selektivni kombiner da bi se smanjio uticaj kanalne interferencije i fedinga na performanse sistema onda se koristi jedan od tri algoritma. Selektivni kombiner može raditi prema algoritmu maksimalnog odnosa anvelopa korisnog signala i interferencije, prema algoritmu maksimalne totalne snage i prema algoritmu maksimalne amplitude korisnog signala.

3. PERFORMANSE PRIJEMNIKA SA PETLJOM ZA AUTOMATSKU KONTROLU UČESTANOSTI

U ovom delu doktorske disertacije analizirane su performanse bežičnog telekomunikacionog sistema sa prijemnikom koji sadrži kolo za automatsku kontrolu učestanosti (AFC), odnosno frekvencijskom petljom kako je takođe u uvodu nazvano AFC kolo. Ovo kolo je sastavni sklop različitih digitalnih sistema, koje se koristi da kontroliše frekvenciju primljenog signala. Koristi se kako u nekoherentnim prijemnicima kao sastavni deo sistema tako i u koherentnim prijemnicima [71]. Blok šema kola za automatsku kontrolu učestanosti prikazano je na slici 3.1. Kolo sadrži naponski kontrolisani oscilator (*voltage controlled oscillator*, VCO), frekvencijski diskriminator (*Frequency difference detector* FDD) i filter petlje (*loop filter*) kao osnovne sastavne komponente [71]. Signal na izlazu iz frekvencijskog diskriminatora srazmeran je razlici učestanosti signala na njegovim ulazima. Na jednom ulazu u FDD je signal iz VCO a na drugom ulazu je dolazni signal. Zatim se signal na izlazu iz FDD filtrira preko filtera petlje i koristi da kontroliše lokalnu učestanost naponski kontrolisanog oscilatora. Kada je učestanost nosioca primljenog signala jednaka lokalnoj učestanosti, napon generisan pomoću FDD-a je jednak nuli i sistem je u stabilnom stanju.



Slika 3.1. Blok šema kola za automatsku kontrolu učestanosti (AFC).

Performanse AFC kola su objavljene u literaturi [72], [73], [74] gde su razmatrane performanse kola analizom verovatnoće gubitka sinhronizacije zbog prisustva šuma. U [21], razmatrane su performanse AFC kola u prisustvu jedne kanalne interferencije i pokazano je da AFC kolo prati signal sa najvećom amplitudom. Na osnovu činjenice da amplituda primljenog signala zavisi od različitih faktora kao što su modulacija, *multipath* fading i uticaj senke, kod AFC kola može doći do gubitka sinhronizacije. Usled gubitka sinhronizacije, umesto da prati korisni signal, AFC kolo prati interferenciju što dovodi do pogoršanja

performansi sistema. Srednji broj prelaza (*average switching rate, ASR*) ukazuje koliko su česte promene stanja kada je veća amplituda korisnog signala u odnosu na amplitudu interferencije i obrnuto. Srednje vreme trajanja do gubitka sinhronizacije (*mean time to loss of lock, MTLL*) ili srednje vreme trajanja pravilnog rada je druga mera performanse sistema koja daje srednje vreme trajanja kada AFC petlja prati korisni signal, ukazujući na vreme pouzdanosti rada AFC petlje. U radu [22] su razmatrane performanse sistema AFC petlje kao što su ASR i MTLL u okruženju gde su prisutni i korisni signal i interferencija pod uticajem Rejljevog fedinga. U radovima [23], [24] razmatrani su ASR i MTLL u prisustvu Rejljevog, Rajsovog i Nakagami- m feding okruženja. U ovom radu je uzet u obzir uticaj modulacionog postupka. Zatim u referenci, [25] razmatran je slučaj kada su korisni signal i interferencija pod uticajem različitih feding kanala tako da su dobijeni izrazi za ASR i MTLL u Rajs-Rejli, Rejli-Rajs, Rajs-Nakagami, Nakagami-Rajs, Nakagami-Rejli i Rejli-Nakagami feding okruženjima.

3.1 Performanse prijemnika sa petljom za automatsku kontrolu učestanosti u prisustvu interferencije u Kg feding kanalu

Amplituda primljenog signala je pored uticaja brzog fedinga koji nastaje zbog prostiranja po više putanja, takođe pod uticajem efekta senke, koji izaziva promenu srednje snage signala [2]. U skorije vreme objavljena raspodela, koja precizno modeluje kompozitna feding okruženja jeste generalisana- K (Kg) raspodela. [26], [64], [67], [68]. Ova raspodela sadrži K , Nakagami- m i Rejli-Lognormal ($R-L$) raspodelu kao specijalne slučajeve. U ovom delu doktorske disertacije, razmatrane su performanse AFC petlje kao što su ASR i MTLL u Kg feding kanalu.

Anvelope prijemnog signala i interferencije, zbog prisustva brzog fedinga modelovane su Nakagami- m raspodelom uslovno po srednjoj snazi korisnog signala odnosno interferencije Ω_i .

$$p_{x_i|\Omega_i}(x_i|\Omega_i) = \frac{2}{\Gamma(m_i)} \left(\frac{m_i}{\Omega_i}\right)^{m_i} x_i^{2m_i-1} e^{-\frac{m_i}{\Omega_i}x_i^2}, i = 1,2; \quad (3.1.1.1)$$

gde je m_i parameter oštine fedinga i $\Gamma(\cdot)$ je Gama funkcija.

U ovom slučaju se koristi Gama raspodela da modeluje promene srednje snage signala zbog efekta senke [63], odnosno za korisni signal i interferenciju važi:

$$p_{\Omega_i}(\Omega_i) = \frac{1}{\Gamma(c_i)\beta_i^{c_i}} \Omega_i^{c_i-1} e^{-\frac{\Omega_i}{\beta_i}}, i = 1,2; \quad (3.1.1.2)$$

gde je c_i parameter oštine Gama fedinga, β_i je u vezi sa srednjom snagom korisnog signala odnosno interferencije. Parametri m_i i c_i označavaju oštrinu brzog fedinga i oštrinu osenčanja, tako da male vrednosti m_i i c_i predstavljaju dubok feding što dovodi do pogoršanja performansi sistema.

3.1.1 Srednji broj prelaza petlje za automatsku kontrolu učestanosti u prisustvu interferencije u K_g feding kanalu

U [21] je pokazano da za slučaj *ACI* (*adjacent-channel interference*) kanala, zatim kod (*abutting-channel interference*), i za slučaj kanalne interferencije (*co-channel interference*), AFC petlja prati signal sa većom amplitudom. Uzevši u obzir ove uslove, može se dobiti izraz za ASR kola za automatsku kontrolu učestanosti. ASR kola za automatsku kontrolu učestanosti je slučajan proces od $x = s_1 x_1 - s_2 x_2$, gde su s_1 i s_2 amplitude korisnog signala, odnosno interferencije, koje opisuju uticaj impulsnog odziva i modulacije, uvedeno u [73].

ASR kola za automatsku kontrolu učestanosti je jednak srednjem broju nultih preseka kako u pozitivnom tako i u negativnom smeru od x . Na osnovu ovog i primenom [21], sledi:

$$N = N_x(0) = \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{x}| p_{x,\dot{x}}(0, x) dx, \quad (3.1.2.1)$$

gde je $p_{x,\dot{x}}(x, \dot{x})$ združena gustina verovatnoće (*joint probability density function, JPDF*) od x i njegovog prvog izvoda, \dot{x} . Prema definiciji uslovne gustine verovatnoće [75], sledi:

$$p_{x,\dot{x}}(x, \dot{x}) = p_{\dot{x}|x}(\dot{x}|x) p_x(x). \quad (3.1.2.2)$$

Zamenom izraza (3.1.2.2) u (3.1.2.1), dobija se:

$$N = p_x(0) \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{x}| p_{\dot{x}|x}(\dot{x}|0) d\dot{x}. \quad (3.1.2.3)$$

Izraz $p_x(0)$ se dobija transformacionim metodom [75]:

$$p_{x|x_2}(x|x_2) = \left| \frac{dx_1}{dx} \right| p_{x_1}(x_1). \quad (3.1.2.4)$$

Korišćenjem $x_1 = \frac{x+s_2x_2}{s_1}$, izraz (3.1.2.4) postaje:

$$p_{x|x_2}(x|x_2) = \frac{1}{s_1} p_{x_1}\left(\frac{x+s_2x_2}{s_1}\right). \quad (3.1.2.5)$$

Zatim, usrednjavanjem (3.1.2.5), i korišćenjem zamene, $y = s_2 x_2$, izraz za $p_x(0)$ postaje:

$$\begin{aligned}
p_x(0) &= \int_0^\infty \frac{1}{s_1} p_{x_1} \left(\frac{s_2 x_2}{s_1} \right) p_{x_2}(x_2) dx_2 \\
&= \int_0^\infty \frac{1}{s_1 s_2} p_{x_1} \left(\frac{y}{s_1} \right) p_{x_2} \left(\frac{y}{s_2} \right) dy.
\end{aligned} \tag{3.1.2.6}$$

Primenom teoreme o totalnoj verovatnoći [75], sledi:

$$p_{\dot{x}|x}(\dot{x}|0) = \int_0^\infty p_{\dot{x}|x_2, x}(\dot{x}|x_2, 0) p_{x_2|x}(x_2|0) dx_2. \tag{3.1.2.7}$$

Uslovna funkcija gustine verovatnoće (*probability density function, PDF*) u (3.1.2.7) može se dobiti korišćenjem definicija od \dot{x} i x . Odnosno zamenom, $x_1 = \frac{1}{s_1}(x + s_2 x_2)$, dobija se:

$$\dot{x} = \dot{x}_1 s_1 - \dot{x}_2 s_2 + x_2 \left(\frac{\dot{s}_1 s_2}{s_1} - \dot{s}_2 \right) + \frac{x}{s_1}, \tag{3.1.2.8}$$

gde je \dot{s}_i prvi izvod od s_i u zavisnosti od vremena. \dot{x}_i ima Gausovu raspodelu i nezavisno je od x_i . Na osnovu ovoga, \dot{x} je jednak zbiru dva Gausova slučajna procesa i konstante. Kako je $x = 0$, sledi:

$$p_{\dot{x}|x_2, x}(\dot{x}|x_2, 0) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\Omega}} e^{-\frac{(\dot{x} - x_2(\frac{\dot{s}_1 s_2}{s_1} - \dot{s}_2))^2}{2\Omega}}, \tag{3.1.2.9}$$

gde je $\Omega = s_1^2 \sigma_{\dot{x}_1}^2 + s_2^2 \sigma_{\dot{x}_2}^2$. Zatim, korišćenjem osnovne transformacione teoreme [75], sledi:

$$p_{x_2|x}(x_2|0) = \left| \frac{dx_1}{dx_2} \right| p_{x_1} \left(\frac{s_2}{s_1} x_2 \right). \tag{3.1.2.10}$$

Izraz (3.1.2.10) postaje:

$$p_{x_2|x}(x_2|0) = \frac{s_2}{s_1} p_{x_1} \left(\frac{s_2}{s_1} x_2 \right). \tag{3.1.2.11}$$

ASR u ovom slučaju je jednak:

$$N_x = p_x(0) \int_{-\infty}^\infty |\dot{x}| \frac{1}{\sqrt{2\pi\Omega}} e^{-\frac{(\dot{x} - x_2(\frac{\dot{s}_1 s_2}{s_1} - \dot{s}_2))^2}{2\Omega}} d\dot{x}. \tag{3.1.2.12}$$

Za specijalni slučaj, kada važi da su uskopojasni signali replika jedan drugog, $s_1(t) = k s_2(t)$, gde je k konstanta, važi $\dot{s}_1 \frac{s_2}{s_1} - \dot{s}_2 = 0$, odnosno izraz za ASR postaje:

$$N_Z = p_x(0) \int_{-\infty}^\infty |\dot{x}| \frac{1}{\sqrt{2\pi\Omega}} e^{-\frac{\dot{x}^2}{2\Omega}} d\dot{x} = p_x(0) \sqrt{\frac{2\Omega}{\pi}}. \tag{3.1.2.13}$$

Izraz za ASR u (3.1.2.13), može se takođe primeniti za slučaj $s_1 = s_2$.

U prisustvu *multipath* feding okruženja, korišćenjem Nakagami- m raspodele za opis amplitude korisnog signala i interferencije, može se dobiti izraz za $p_x(0)$, za poseban slučaj $s_1 = ks_2$ zamenom (3.1.1.1) u (3.1.2.6). Odnosno, dobija se:

$$\begin{aligned}
p_x(0) &= \int_0^\infty \frac{1}{s_1 s_2} p_{x_1|\Omega_1}\left(\frac{y}{s_1}\right) p_{x_2|\Omega_2}\left(\frac{y}{s_2}\right) dy \\
&= k^{2m_2-1} \frac{4}{\Gamma(m_1)\Gamma(m_2)} \left(\frac{m_1}{\Omega_1}\right)^{m_1} \left(\frac{m_2}{\Omega_2}\right)^{m_2} \frac{1}{2} \\
&\times \frac{(\Omega_1\Omega_2)^{m_1+m_2-\frac{1}{2}}}{(m_2 k^2 \Omega_1 + m_1 \Omega_2)^{m_1+m_2-\frac{1}{2}}} \\
&\times \Omega_1^{m_1-\frac{1}{2}} \Omega_2^{m_2-\frac{1}{2}} \Gamma\left(m_1 + m_2 - \frac{1}{2}\right). \tag{3.1.2.14}
\end{aligned}$$

Izraz (3.1.2.14) je dobijen primenom navedenog rešenja integrala [76]:

$$\int_0^\infty y^{n-1} e^{-\alpha y^2} dy = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{\alpha}\right)^{\frac{n}{2}} \Gamma\left(\frac{n}{2}\right). \tag{3.1.2.15}$$

Varijansa od \dot{x} u (3.1.2.13) može se izraziti preko [22]:

$$\begin{aligned}
\Omega &= s_1^2 \sigma_{\dot{x}_1}^2 + s_2^2 \sigma_{\dot{x}_2}^2 = k^2 s_2^2 \left(\pi^2 f_{m_1}^2 \frac{\Omega_1}{m_1} + \pi^2 f_{m_2}^2 \frac{\Omega_2}{m_2} \right) \\
&= \pi^2 f_m^2 \frac{(\Omega_1 m_2 + \Omega_2 m_1)}{m_1 m_2} k^2 s_2^2. \tag{3.1.2.16}
\end{aligned}$$

Pod pretpostavkom da je $f_{m_1} = f_{m_2} = f_m$, gde su f_{mi} maksimalne Doppler-ove frekvencije korisnog signala, odnosno interferencije, izraz za ASR u slučaju *multipath* feding scenarija postaje:

$$\begin{aligned}
N &= p_x(0) \sqrt{\frac{2\Omega}{\pi}} \\
&= k^{2m_2-1} \frac{2}{\Gamma(m_1)\Gamma(m_2)} \left(\frac{m_1}{\Omega_1}\right)^{m_1} \left(\frac{m_2}{\Omega_2}\right)^{m_2} \\
&\times \frac{(\Omega_1\Omega_2)^{m_1+m_2-\frac{1}{2}}}{(m_2 k^2 \Omega_1 + m_1 \Omega_2)^{m_1+m_2-\frac{1}{2}}}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & \times \Omega_1^{m_1 - \frac{1}{2}} \Omega_2^{m_2 - \frac{1}{2}} \Gamma\left(m_1 + m_2 - \frac{1}{2}\right) \\ & \times \sqrt{\frac{2}{\pi}} \pi f_m \frac{(\Omega_1 m_2 + \Omega_2 m_1)^{\frac{1}{2}}}{(m_1 m_2)^{\frac{1}{2}}}. \end{aligned} \quad (3.1.2.17)$$

Spori feding korisnog signala i interferencije se modeluje pomoću Gama raspodele:

$$p_{\Omega_i}(\Omega_i) = \frac{1}{\Gamma(c_i) \beta_i^{c_i}} \Omega_i^{c_i - 1} e^{-\frac{1}{\beta_i} \Omega_i}, i = 1, 2. \quad (3.1.2.18)$$

Nakon usrednjavanja izraza (3.1.2.17), ASR korisnog signala i interferencije u prisustvu Kg fedinga postaje:

$$\begin{aligned} N &= \int_0^\infty d\Omega_1 \int_0^\infty d\Omega_2 N_{X|\Omega_1 \Omega_2} p_{\Omega_1}(\Omega_1) p_{\Omega_2}(\Omega_2) = \\ & k^{2m_2 - 1} \sqrt{\frac{2}{\pi}} 2\pi f_m \frac{2}{\Gamma(m_1) \Gamma(m_2)} (m_1)^{m_1 - \frac{1}{2}} (m_2)^{m_2 - \frac{1}{2}} \\ & \times \Gamma\left(m_1 + m_2 - \frac{1}{2}\right) \frac{1}{\Gamma(c_1) \Gamma(c_2) \beta_1^{c_1} \beta_2^{c_2}} \\ & \times \int_0^\infty d\Omega_1 \Omega_1^{m_2 - \frac{1}{2} + c_1 - 1} e^{-\frac{1}{\beta_1} \Omega_1} \\ & \times \int_0^\infty d\Omega_2 \frac{\Omega_2^{m_1 - \frac{1}{2} + c_2 - 1}}{(m_2 k^2 \Omega_1 + m_1 \Omega_2)^{m_1 + m_2 - 1}} e^{-\frac{1}{\beta_2} \Omega_2}, \end{aligned} \quad (3.1.2.19)$$

gde su integrali iz (3.1.2.19) odvojeno izračunati:

$$\begin{aligned} J_1 &= \int_0^\infty d\Omega_2 \frac{\Omega_2^{m_1 - \frac{1}{2} + c_2 - 1}}{(m_2 k^2 \Omega_1 + m_1 \Omega_2)^{m_1 + m_2 - 1}} e^{-\frac{1}{\beta_2} \Omega_2} = \\ & \times \frac{(k^2 m_2)^{-m_2 + c_2 + \frac{1}{2}}}{m_1^{m_1 + c_2 - \frac{1}{2}}} \Omega_1^{-m_2 + \frac{1}{2} + c_2} \\ & \times \Gamma\left(m_1 + c_2 - \frac{1}{2}\right) U\left(m_1 + c_2 - \frac{1}{2}, -m_2 + c_2 + \frac{3}{2}, \frac{m_2 \Omega_1}{m_1 \beta_2}\right). \end{aligned} \quad (3.1.2.20)$$

Integral J_1 je rešen korišćenjem rešenja integrala [76]:

$$U(a, b, z) = 1/\Gamma(a) \int_0^\infty e^{-zt} t^{a-1} (1+t)^{b-a-1} dt, \quad (3.1.2.21)$$

gde je $U(a, b, z)$ konfluentna hipergeometrijska funkcija (*confluent hypergeometric function*) druge vrste.

$$J_2 = \int_0^\infty \Omega_1^{c_1+c_2-1} e^{-\frac{1}{\beta_1}\Omega_1} \frac{(k^2 m_2)^{-m_2+c_2+\frac{1}{2}}}{m_1^{m_1+c_2-\frac{1}{2}}} d\Omega_1$$

$$\times \Gamma\left(m_1 + c_2 - \frac{1}{2}\right) U\left(m_1 + c_2 - \frac{1}{2}, -m_2 + c_2 + \frac{3}{2}, \frac{m_2 k^2 \Omega_1}{m_1 \beta_2}\right). \quad (3.1.2.22)$$

Integral u (3.1.2.22) je rešen korišćenjem rešenja integrala [76]:

$$\int_0^\infty e^{-st} t^{b-1} U(a, b, t) dt = \frac{\Gamma(b)\Gamma(b-c+1)}{\Gamma(a+b-c+1)} (s)^{-b}$$

$$\times F_1(a, b; a+b-c+1, b; 1-(s)^{-1}), \quad (3.1.2.23)$$

gde je $F_1(a, b; c; z)$ Gauss-ova hipergeometrijska funkcija (*Gauss hypergeometric function*).

Zatvoreni oblik rešenja integrala J_2 postaje:

$$J_2 = \frac{m_1^{-m_1+c_1+\frac{1}{2}}}{(k^2 m_2)^{m_2+c_1-\frac{1}{2}}} \beta_2^{c_1+c_2}$$

$$\times \Gamma\left(m_1 + c_2 - \frac{1}{2}\right) \frac{\Gamma(c_1 + c_2)\Gamma\left(m_2 + c_1 - \frac{1}{2}\right)}{\Gamma(m_1 + m_2 + c_1 + c_2 - 1)} \left(\frac{\beta_2}{\beta_1}\right)^{-2(c_1+c_2)}$$

$$\times F_1\left(m_1 + c_2 - \frac{1}{2}, c_1 + c_2; m_1 + m_2 + c_1 + c_2 - 1; 1 - \frac{m_2 k^2 \beta_1}{m_1 \beta_2}\right) \quad (3.1.2.24)$$

Konačno, zatvoreni oblik izraza za ASR, kola za automatsku kontrolu učestanosti u prisustvu korisnog signala i interferencije u generalisanom- K feding okruženju postaje:

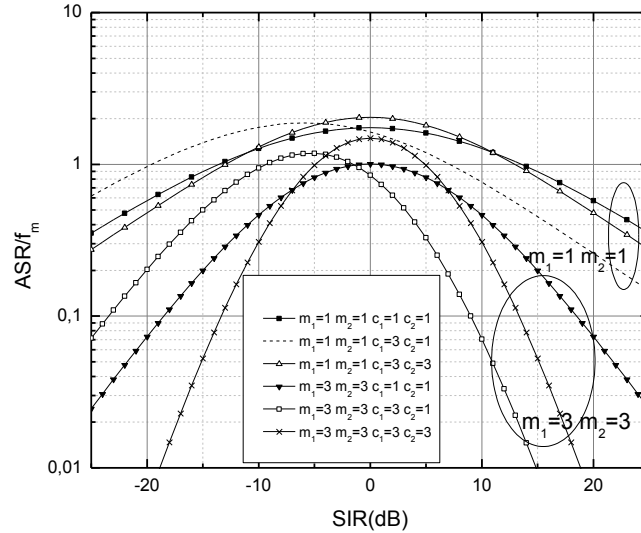
$$N = \frac{2}{\Gamma(m_1)\Gamma(m_2)} \sqrt{\frac{2}{\pi}} \pi f_m k^{2m_2-1} \Gamma\left(m_1 + m_2 - \frac{1}{2}\right)$$

$$\times (m_1)^{m_1-\frac{1}{2}} (m_2)^{m_2-\frac{1}{2}} \Gamma\left(m_1 + m_2 - \frac{1}{2}\right) \frac{1}{\Gamma(c_1)\Gamma(c_2)\beta_1^{c_1}\beta_2^{c_2}}$$

$$\times \frac{m_1^{-m_1+c_1+\frac{1}{2}}}{(k^2 m_2)^{m_2+c_1-\frac{1}{2}}} \beta_2^{(c_1+c_2)} \Gamma\left(m_1 + c_2 - \frac{1}{2}\right)$$

$$\times \frac{\Gamma(c_1 + c_2)\Gamma\left(m_2 + c_1 - \frac{1}{2}\right)}{\Gamma(m_1 + m_2 + c_1 + c_2 - 1)} \left(\frac{m_1\beta_2}{m_2k^2\beta_1}\right)^{-(c_1+c_2)}$$

$$\times F_1\left(m_1 + c_2 - \frac{1}{2}, c_1 + c_2; m_1 + m_2 + c_1 + c_2 - 1; 1 - \frac{m_2k^2\beta_1}{m_1\beta_2}\right). \quad (3.1.2.25)$$

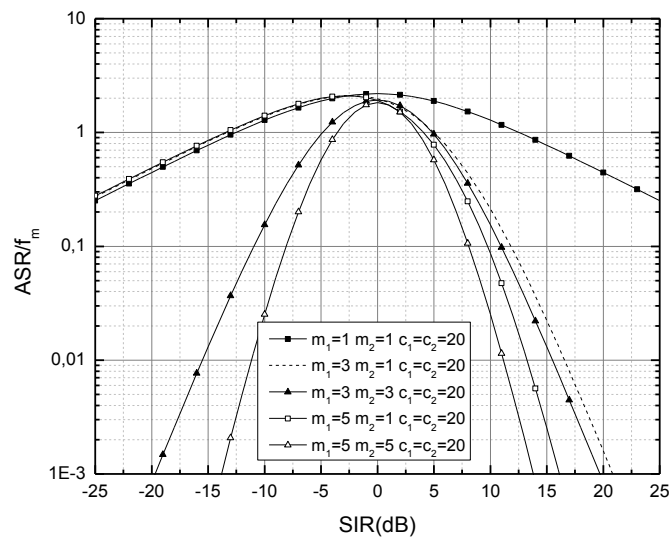


Slika 3.1.2.1. ASR kola za automatsku kontrolu učestanosti (normalizovan po f_m) u generalisanom- K feding kanalu za konstantne vrednosti m_1 , m_2 i različite vrednosti c_1 i c_2 .

Na slici 3.1.2.1. je prikazan ASR kola za automatsku kontrolu učestanosti (normalizovan po f_m) u zavisnosti od odnosa signal-interferencija (*signal-to-interference ratio*, SIR) u Kg feding kanalu za različite vrednosti feding parametra m i c . SIR predstavlja odnos srednje snage korisnog signala i srednje snage interferencije i može se predstaviti kao $SIR = 10\log_{10} \frac{\beta_1}{\beta_2}$.

Povećanjem parametra m i c u obe grane, performanse se poboljšavaju, odnosno ASR opada. U graničnim slučajevima kada m i c teže većim vrednostima, amplitude u obe grane su determinisane (konstantne amplitude u slučajevima za nemodulisane nosioce), tako da AFC prati signal sa većom snagom i nema promena stanja. Slika 3.1.2.1. ukazuje da za konstantan parameter c u grani sa interferencijom, povećanjem parametra c u grani korisnog signala opada ASR (poboljšanje performansi) za veće vrednosti SIR -a, dok za manje vrednosti SIR -a ovakvo modelovanje parametra nema veliki uticaj na ASR. Ovo dovodi do zaključka da za veće vrednosti SIR -a, snaga korisnog signala određuje ponašanje ASR krive dok u oblasti gde je snaga interferencije veća, parametar c_2 je dominantan. Povećanjem parametra c za iste vrednosti parametra m (na primer $c_1 = c_2 = 1$ uporediti sa $c_1 = c_2 = 3$ gde je $m_1 = m_2 = 1$

u oba slučajeva) dovodi do toga da u graničnim oblastima ASR opada odnosno performanse se poboljšavaju dok se najgori slučaj dešava kada primljeni signali imaju približne snage. Ovo se očekuje s obzirom da mala promena amplitude primljenih signala dovodi da jedna od njih postane veća od druge i tako prouzrokuje promenu stanja u AFC kolu. Očigledno je da ASR ima male vrednosti i za male i za velike vrednosti SIR-a. Pored činjenice da je ASR znatno manji u ovim oblastima, ovaj podatak ne ukazuje da li je rad AFC petlje pouzdan, s obzirom na to da za male vrednosti SIR-a, AFC uglavnom prati interferenciju. Zbog ovog se koristi MTLL, koja je druga mera performanse AFC petlje koja ukazuje na pouzdanost sistema.



Slika 3.1.2.2. ASR kola za automatsku kontrolu učestanosti (normalizovan po f_m) u generalisanom- K feding kanalu za različite vrednosti m_1, m_2 i konstantne vrednosti c_1 i c_2 .

Za specijalan slučaj, kada c_1, c_2 imaju velike vrednosti ($c_1 = c_2 \rightarrow \infty$, generalisana- K raspodela aproksimira Nakagami- m raspodelu), ASR za slučaj kada su signali pod uticajem generalisanog- K fedinga za $s_1 = s_2 = 1$, i $c_1 = c_2 = 20$ prikazani su na slici 3.1.2.2. koja ukazuje, kao što se i očekivalo, na slične rezultate prethodno publikovanih radova [23], [24].

3.1.3 Srednje vreme trajanja do gubitka sinhronizacije petlje za automatsku kontrolu učestanosti u prisustvu interferencije u Kg feding kanalu

MTTL kola za automatsku kontrolu učestanosti u prisustvu generalisanog- K fedinga korišćenjem [77], je predstavljen sledećim izrazom:

$$T = \frac{2F}{N}, \quad (3.1.3.1)$$

gde T i N predstavljaju MTTL odnosno ASR kola za automatsku kontrolu učestanosti, dok F predstavlja verovatnoću da je amplituda korisnog signala veća od amplitude interferencije, $P(s_1x_1) > P(s_2x_2)$. Korišćenjem transformacije [75], dobija se:

$$p_x(x|x_2) = \left| \frac{dx_1}{dx} \right| p_{x_1|\Omega_1}(x_1). \quad (3.1.3.2)$$

Na osnovu jednakosti, $x_1 = \frac{s_2}{s_1} x_2 x$, $\frac{dx_1}{dx} = \frac{s_2}{s_1} x_2$ i nakon matematičkih manipulacija, dobija se

$$p_x(x) = \int_0^\infty \frac{y_2}{s_1 s_2} p_{x_1|\Omega_1} \left(\frac{xx_2}{s_1} \right) p_{x_2|\Omega_2}(x_2) dx_2. \quad (3.1.3.3)$$

Kako je, $x = \frac{s_1 x_1}{s_2 x_2} > 1$, verovatnoća F_x može da se izrazi kao:

$$\begin{aligned} F_x &= P(s_1 x_1 > s_2 x_2) \\ &= \int_1^\infty \int_0^\infty \frac{y_2}{s_1 s_2} p_{x_1|\Omega_1} \left(\frac{xx_2}{s_1} \right) p_{x_2|\Omega_2}(x_2) dx_2 dx. \end{aligned} \quad (3.1.3.4)$$

Ovaj izraz je takođe upotrebljen u [23], [73]. Zatim, korišćenjem Gama funkcije [76]:

$$\bar{\gamma}(a, x) = x^a e^{-x} U(1, 1 + a; x), \quad (3.1.3.5)$$

i rešenja integrala [76]:

$$\begin{aligned} \int_0^\infty t^{b-1} U(a, c; t) e^{-st} dt &= \frac{\Gamma(b)\Gamma(b-c+1)}{\Gamma(a+b-c+1)} \\ &\times F_1(b, b-c+1, a+b-c+1; 1-s), \end{aligned} \quad (3.1.3.6)$$

verovatnoća F_x za Nakagami- m feding kanal postaje:

$$F_x = \frac{k^{2m_2}}{\Gamma(m_1)} \left(\frac{\Omega_1}{\Omega_2} \right)^{m_2} \left(\frac{m_2}{m_1} \right)^{m_2} \frac{\Gamma(m_1+m_2)}{\Gamma(1+m_2)}$$

$$\times F_1\left(m_1 + m_2, m_2, 1 + m_2; -\frac{m_2 k^2 \Omega_1}{m_1 \Omega_2}\right). \quad (3.1.3.7)$$

Upotrebom osnovne transformacije [75], sledi:

$$p_x(x|\Omega_2) = \left|\frac{d\Omega_1}{dx}\right| p_{\Omega_1}\left(\frac{m_1}{m_2 k^2} x \Omega_2\right), \quad (3.1.3.8)$$

gde je iskorišćena sledeća smena $x = \frac{m_2 k^2 \Omega_1}{m_1 \Omega_2}$ dok $p_{\Omega_i}(\Omega_i)$ predstavlja Gama raspodelu, data u (3.1.1.2). Zatim, usrednjavanjem (3.1.3.8), dobija se:

$$\begin{aligned} p_x(x) &= \int_0^\infty \Omega_2 p_{\Omega_1}\left(\frac{m_1}{m_2 k^2} x \Omega_2\right) p_{\Omega_2}(\Omega_2) d\Omega_2 \\ &= \frac{m_1}{k^2 m_2} \frac{1}{\Gamma(c1)\beta_1^{c1}} \frac{1}{\Gamma(c2)\beta_2^{c2}} \left(\frac{m_1}{k^2 m_2}\right)^{c1-1} (x)^{c1-1} \\ &\times \int_0^\infty \Omega_2^{c1+c2-1} e^{-\Omega_2\left(\frac{m_1}{m_2 k^2 \beta_1} x + \frac{1}{\beta_2}\right)} d\Omega_2 = \\ &\frac{1}{\Gamma(c1)\beta_1^{c1}} \frac{1}{\Gamma(c2)\beta_2^{c2}} \left(\frac{m_1}{k^2 m_2}\right)^{c1} (x)^{c1-1} \\ &\times \frac{(m_2 k^2 \beta_1 \beta_2)^{c1+c2}}{(m_1 \beta_2 x + m_2 k^2 \beta_1)^{c1+c2}} \Gamma(c1 + c2). \end{aligned} \quad (3.1.3.9)$$

Izraz za verovatnoću F kola za automatsku kontrolu učestansoti AFC u generalisanom- K feding okruženju je:

$$\begin{aligned} F &= \int_0^\infty F_x p_x(x) dx = \frac{1}{\Gamma(c1)} \frac{\Gamma(c1 + c2)}{\Gamma(c2)} \left(\frac{m_1}{k^2 m_2}\right)^{c1} \\ &\times (m_2 k^2 \beta_1 \beta_2)^{c1+c2} \frac{\Gamma(m_1 + m_2)}{\Gamma(1 + m_2)\Gamma(m_1)} \\ &\times \int_0^\infty \frac{(x)^{m_2+c1-1}}{(m_1 \beta_2 x + m_2 k^2 \beta_1)^{c1+c2}} \\ &\times F_1(m_1 + m_2, m_2, 1 + m_2; -x) dx. \end{aligned} \quad (3.1.3.10)$$

Verovatnoća F kola za automatsku kontrolu učestansoti AFC u generalisanom- K feding okruženju u zatvorenom obliku se može dobiti korišćenjem rešenja integral [76]:

$$\int_0^\infty x^{\nu-1} (x+z)^{-\delta} F(a, b; \gamma; -x) dx =$$

$$= \frac{\Gamma(\gamma)\Gamma(a - \gamma + \delta)\Gamma(b - \gamma + \delta)}{\Gamma(\delta)\Gamma(a + b - \gamma + \delta)}$$

$$\times F_1(a - \gamma + \delta, b - \gamma + \delta, a + b - \gamma + \delta; 1 - z). \quad (3.1.3.11)$$

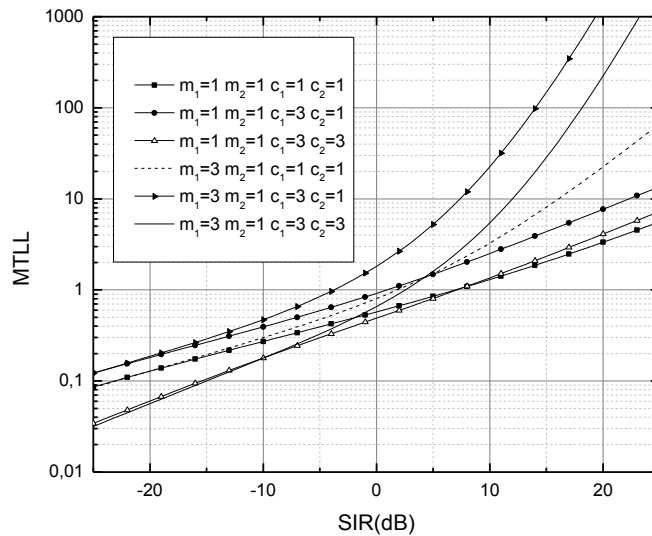
Izraz za verovatnoću da je amplituda korisnog signala veća od amplitude interferencije kola za automatsku kontrolu učestanosti za slučaj generalisanog- K feding kanala postaje:

$$F = \frac{1}{\Gamma(c_1)} \frac{\Gamma(c_1 + c_2)}{\Gamma(c_2)} \left(\frac{m_1}{k^2 m_2} \right)^{c_1} \left(\frac{\beta_1}{\beta_2} \right)^{c_2}$$

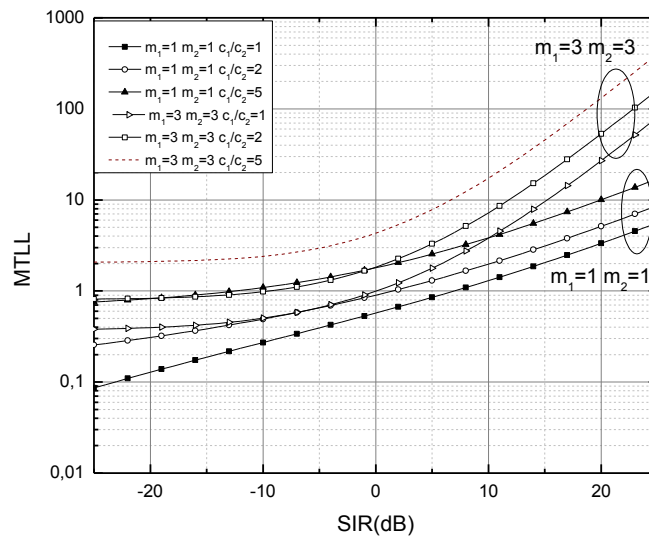
$$\times (m_2 k^2)^{c_1 + c_2} m_1^{-c_1 - c_2} \frac{\Gamma(m_1 + m_2)}{\Gamma(1 + m_2)\Gamma(m_1)}$$

$$\times \frac{\Gamma(1 + m_2)\Gamma(m_1 - 1 + c_1 + c_2)\Gamma(c_1 + c_2 - 1)}{\Gamma(c_1 + c_2)\Gamma(m_1 + m_2 - 1 + c_1 + c_2)}$$

$$\times F_1\left(m_1 - 1 + c_1 + c_2, c_1 + c_2 - 1, m_1 + m_2 - 1 + c_1 + c_2; 1 - \frac{\beta_1}{\beta_2} \frac{k^2 m_2}{m_1}\right). \quad (3.1.3.12)$$

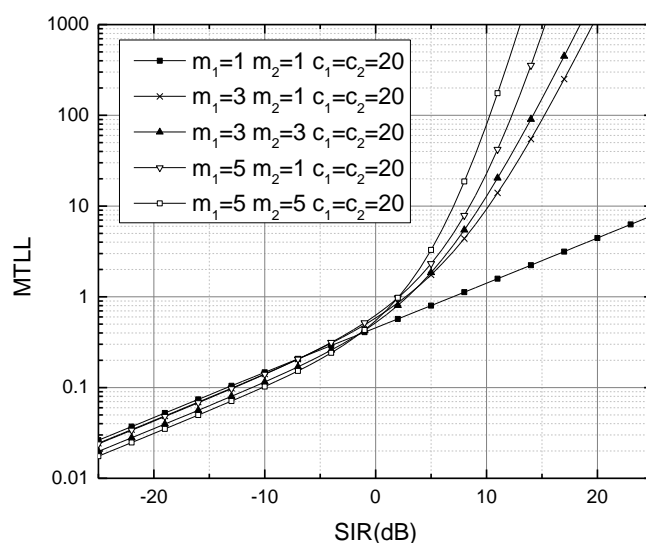


Slika 3.1.3.1. MTLL kola za automatsku kontrolu učestanosti (pomnožen sa f_m) u generalisanom- K feding kanalu za različite vrednosti parametra m_1 , m_2 , c_1 i c_2 .



Slika 3.1.3.2. MTLL kola za automatsku kontrolu učestanosti (pomnožen sa f_m) u generalisanom-K feding kanalu za različite vrednosti parametra m_1 , m_2 i količnika c_1/c_2 .

Slika. 3.1.3.1 prikazuje MTLL pomnožen sa f_m , AFC kola u generalisanom- K feding okruženju. Očigledno je da ukoliko je kanal korisnog signala modelovan sa većim vrednostima parametra m i c , performanse AFC petlje se poboljšavaju tako što MTLL petlje za automatsku kontrolu učestanosti raste za iste vrednosti SIR. Upoređenjem MTLL krivih, teorijski najbolji mogući scenario se dobija za velike vrednosti parametra m i za konstantne vrednosti parametra c_2 u grani interferencije i povećanjem parametra c_1 u grani korisnog signala (na primer, upoređenjem $c_1 = 3$ $c_2 = 1$ i $c_1 = c_2 = 3$ za $m_1 = m_2 = 3$ u oba slučaja), odnosno sa povećanjem odnosa $\frac{c_1}{c_2}$, na šta ukazuje slika 3.1.3.2. Na osnovu dosadašnjeg izlaganja, očigledno je da pored potrebe da se izračuna ASR kako bi se stekao uvid uticaja promene stanja na performanse prijemnika takođe je potrebno odrediti MTLL kako bi se potpuno opisale performanse AFC petlje.



Slika 3.1.2.3. MTLL kola za automatsku kontrolu učestanosti (pomnožen sa f_m) u generalisanom- K feding kanalu za različite vrednosti parametra m_1 , m_2 i konstantne vrednosti $c_1 = c_2 = 20$

Generalisana- K raspodela aproksimira Nakagami- m raspodelu za specijalan slučaj $c_1 = c_2 \rightarrow \infty$. Rezultati za MTLL za slučaj kada je $s_1 = s_2 = 1$ i $c_1 = c_2 = 20$, prikazani su na slici 3.1.2.3. i rezultati su prema očekivanjima iz [23], [24].

U ovom poglavlju su određeni izrazi u zatvorenom obliku za ASR I MTLL prijemnika za automatsku kontrolu učestanosti u generalisanom- K feding kanalu. U razmatranje je uključen i postupak modulacije. Analizirani su specijalni slučajevi i rezultati su upoređeni, gde je to bilo moguće sa prethodno objavljenim rezultatima u literaturi. Numerički rezultati su prikazani i analizirani da bi ukazali na uticaj interferencije, brzog fedinga kao i efekta senke na performanse petlje za automatsku kontrolu učestanosti. Generalisana- K raspodela je uzeta u razmatranje da bi se ispitaio uticaj kompozitnog feding okruženja na performanse AFC prijemnika.

3.2 Performanse prijemnika sa petljom za automatsku kontrolu učestanosti u prisustvu interferencije u α - μ multipath feding kanalu

Sa ciljem da bi se dobili opštiji rezultati za performanse AFC petlje od prethodno publikovanih radova, dalje se razmatra α - μ multipath feding kanal [27], [107]. Takođe je pokazano da se ova raspodela dobro poklapa sa eksperimentalnim podacima. U radu su dobijeni izrazi u zatvorenom obliku za ASR i MTLL jedne AFC petlje u prisustvu interferencije u α - μ multipath feding sredini. Numerički rezultati su predstavljeni i razmatrani

da ukažu na uticaj različitih α - μ feding parametra na ASR i MTLL ali takođe da ukažu na opštost nekih prethodno dobijenih rezultata.

3.2.1 Srednji broj prelaza petlje za automatsku kontrolu učestanosti u prisustvu interferencije u α - μ multipath feding kanalu

ASR jedne AFC petlje može se izračunati pomoću statistike drugog reda primljenog signala. U ovom delu se razmatra ASR bežičnog prijemnika sa petljom za automatsku kontrolu učestanosti u prisustvu interferencije u α - μ multipath feding kanalu. Slučajan proces razlike dve α - μ slučajne promenjive je:

$$x = x_1 - x_2, \quad (3.2.1.1)$$

gde su x_1 i x_2 α - μ slučajne promenjive korisnog signala i interferencije, sa sledećim raspodelama [27]:

$$p_{x_i}(x_i) = \frac{\alpha}{\Gamma(m_i)} \left(\frac{m_i}{\Omega_i}\right)^{m_i} x_i^{\alpha m_i - 1} e^{-\frac{m_i}{\Omega_i} x_i^\alpha}, i = 1, 2; \quad (3.2.1.2)$$

gde je Ω_i u vezi sa srednjom snagom signala x_i , dok m_i predstavlja parameter α - μ oštine fedinga i $\Gamma(\cdot)$ predstavlja Gama funkcija.

ASR od x je jednak srednjem broju nultih preseka u pozitivnom i u negativnom smeru [24]:

$$N = N_x(0) = \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{x}| p_{x,\dot{x}}(0, \dot{x}) dx. \quad (3.2.1.3)$$

Kao i u prthodnom primeru, ASR petlje za automatsku kontrolu ušestanosti može se izračunati iz [23]:

$$N = p_x(0) \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{x}| \frac{1}{\sqrt{2\pi\Omega}} e^{-\frac{\dot{x}^2}{2\Omega}} d\dot{x} = p_x(0) \sqrt{\frac{2\Omega}{\pi}}, \quad (3.2.1.4)$$

gde je $p_x(0)$ izvedeno i prikazano u [24]. $p_x(0)$ za slučaj α - μ fedinga je:

$$\begin{aligned} p_x(0) &= \int_0^{\infty} p_{x_1}(y) p_{x_2}(y) dy \\ &= \frac{\alpha^2}{\Gamma(m_1)\Gamma(m_2)} \left(\frac{m_1}{\Omega_1}\right)^{m_1} \left(\frac{m_2}{\Omega_2}\right)^{m_2} \frac{1}{\alpha} \\ &\times \frac{(\Omega_1\Omega_2)^{m_1+m_2-\frac{1}{\alpha}}}{(m_2\Omega_1 + m_1\Omega_2)^{m_1+m_2-\frac{1}{\alpha}}} \end{aligned}$$

$$\times \Gamma\left(m_1 + m_2 - \frac{1}{\alpha}\right). \quad (3.2.1.5)$$

Jednačina (3.2.1.1) može biti predstavljena u formi:

$$x = y_1^{\frac{2}{\alpha}} - y_2^{\frac{2}{\alpha}}, \quad (3.2.1.6)$$

gde y_1 i y_2 imaju Nakagami- m raspodele:

$$p_{y_i}(y_i) = \frac{2}{\Gamma(m_i)} \left(\frac{m_i}{\Omega_i}\right)^{m_i} y_i^{2m_i-1} e^{-\frac{m_i}{\Omega_i} y_i^2}, i = 1, 2; \quad (3.2.1.7)$$

Prvi izvod od x može se predstaviti kao:

$$\dot{x} = \frac{2}{\alpha} y_1^{\frac{2}{\alpha}-1} \dot{y}_1 - \frac{2}{\alpha} y_2^{\frac{2}{\alpha}-1} \dot{y}_2. \quad (3.2.1.8)$$

Za slučaj kada je $x = 0$, sledi da je $y_1 = y_2$ i jednačina (3.2.1.8) postaje:

$$\dot{x} = \frac{2}{\alpha} y_1^{\frac{2}{\alpha}-1} (\dot{y}_1 - \dot{y}_2), \quad (3.2.1.9)$$

varijansa od \dot{x} može se napisati kao:

$$\begin{aligned} \Omega &= \frac{4}{\alpha^2} y_1^{\frac{4}{\alpha}-2} (\sigma_{\dot{y}_1}^2 + \sigma_{\dot{y}_2}^2) \\ &= \frac{4}{\alpha^2} y_1^{\frac{4}{\alpha}-2} \left(\pi^2 f_{m_1}^2 \frac{\Omega_1}{m_1} + \pi^2 f_{m_2}^2 \frac{\Omega_2}{m_2} \right) \\ &= \frac{4}{\alpha^2} y_1^{\frac{4}{\alpha}-2} \pi^2 f_m^2 \frac{(\Omega_1 m_2 + \Omega_2 m_1)}{m_1 m_2}, \end{aligned} \quad (3.2.1.10)$$

gde f_{m_1} predstavlja maksimalnu Doppler-ovu frekvenciju korisnog signala, dok je f_{m_2} maksimalna Doppler-ova frekvencija interferencije. Pod pretpostavkom je uzeto da su maksimalne Doppler-ove frekvencije korisnog signala i interferencije jednake, $f_m = f_{m_1} = f_{m_2}$.

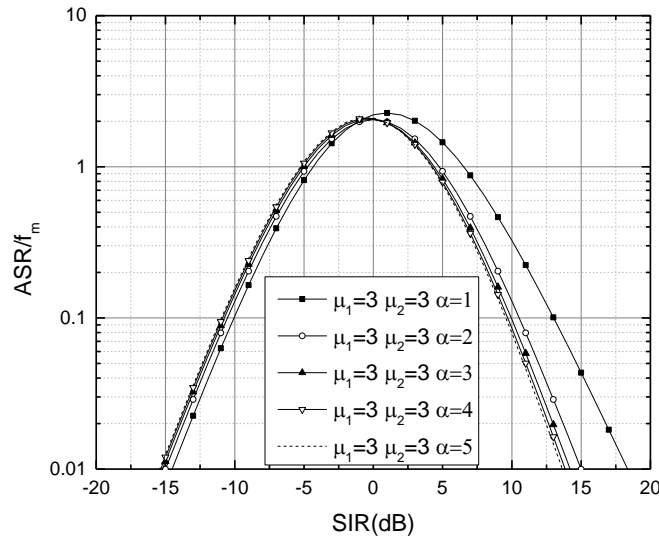
Uslovna ASR se može dobiti korišćenjem jednačine (3.2.1.4):

$$\begin{aligned} N_{y_1|\Omega_1\Omega_2} &= \frac{2\sqrt{2\pi}f_m}{\Gamma(m_1)\Gamma(m_2)} m_1^{m_1-\frac{1}{2}} m_2^{m_2-\frac{1}{2}} \\ &\times \frac{\Omega_1^{m_2-\frac{1}{\alpha}} \Omega_2^{m_1-\frac{1}{\alpha}}}{(m_2 \Omega_1 + m_1 \Omega_2)^{m_1+m_2-\frac{1}{\alpha}-\frac{1}{2}}} \end{aligned}$$

$$\times \Gamma\left(m_1 + m_2 - \frac{1}{\alpha}\right) y_1^{\frac{2}{\alpha}-1}. \quad (3.2.1.11)$$

Konačno, ASR petlje za automatsku kontrolu učestanosti u prisustvu interferencije u α - μ *multipath* feding sredini može se dobiti usrednjavanjem:

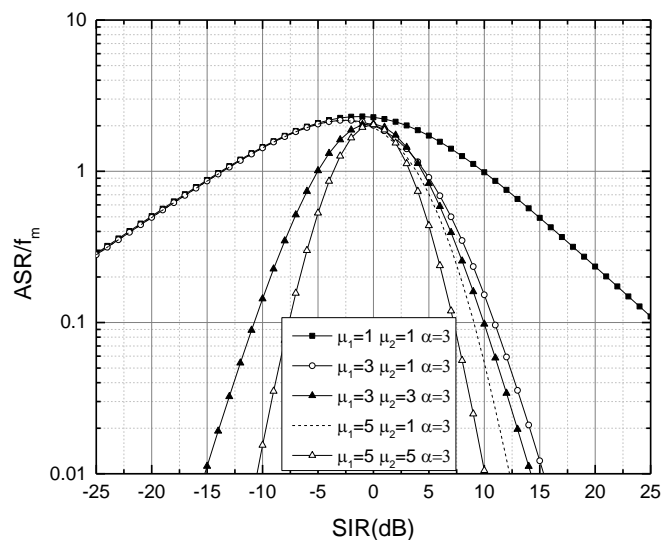
$$\begin{aligned} N &= \int_0^\infty N_{y_1|\Omega_1\Omega_2} p_{y_1}(y_1) dy_1 \\ &= \frac{2\sqrt{2\pi}f_m}{\Gamma(m_1)\Gamma(m_2)} m_1^{m_1-\frac{1}{2}} m_2^{m_2-\frac{1}{2}} \\ &\times \frac{\Omega_1^{m_2-\frac{1}{\alpha}} \Omega_2^{m_1-\frac{1}{\alpha}}}{(m_2 \Omega_1 + m_1 \Omega_2)^{m_1+m_2-\frac{1}{\alpha}-\frac{1}{2}}} \\ &\times \Gamma\left(m_1 + m_2 - \frac{1}{\alpha}\right) \left(\frac{\Omega_1}{m_1}\right)^{\frac{1}{\alpha}-\frac{1}{2}}. \end{aligned} \quad (3.2.1.12)$$



Slika 3.2.1.1. ASR kola za automatsku kontrolu učestanosti (normalizovan po f_m) u α - μ *multipath* feding okruženju za različite vrednosti parametra α i konstantne vrednosti parametra $m_1 = \mu_1$ i $m_2 = \mu_2$.

Na slici 3.2.1.1. je prikazan ASR jedne AFC petlje normalizovan po f_m u zavisnosti od odnosa signal-interferencija (*signal-to-interference ratio*, SIR) u α - μ feding kanalu za konstantne vrednosti parametra μ_1 i μ_2 i različite vrednosti parametra α . SIR je izražen na sledeći način $SIR = 10 \log_{10} \frac{\Omega_1}{\Omega_2}$. Povećanjem parametra nelinearnosti α , ASR blago raste

(pogoršanje performansi) za manje vrednosti SIR-a, dok se ASR ponaša suprotno za veće vrednosti.



Slika 3.2.1.2. ASR kola za automatsku kontrolu učestanosti (normalizovan po f_m) u α - μ multipath feding okruženju za konstantne vrednosti parametra α i različite vrednosti parametra $m_1 = \mu_1$ i $m_2 = \mu_2$

Na slici 3.2.1.2. je prikazan normalizovan ASR jedne AFC petlje u zavisnosti od SIR-a za različite parametre μ_1 i μ_2 i konstantne vrednosti parametra α . Povećanjem μ_1 i μ_2 u obe grane, performanse se poboljšavaju tako što se smanjuje ASR.

3.2.2 Srednje vreme trajanja do gubitka sinhronizacije petlje za automatsku kontrolu učestanosti u prisustvu interferencije u α - μ multipath feding kanalu

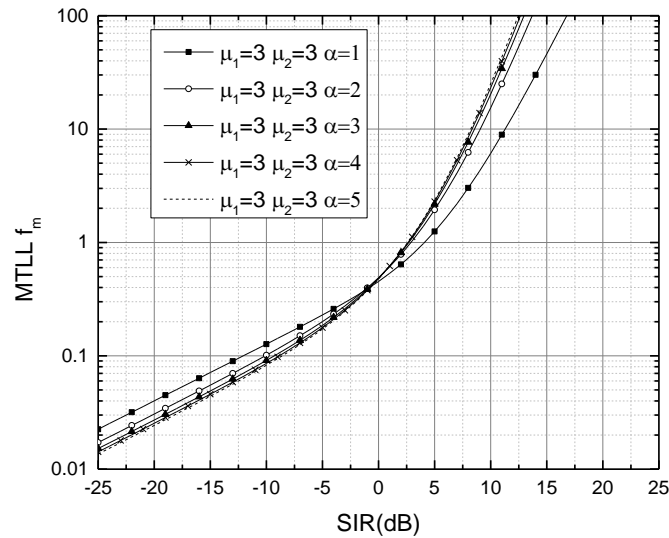
Srednje vreme trajanja do gubitka sinhronizacije jedne AFC petlje u α - μ multipath feding kanalu može se izračunati korišćenjem prethodno navedene formule (3.1.3.1) iz [77], gde F predstavlja verovatnoću da je amplituda korisnog signala veća od amplitude interferencije za slučaj α - μ fedinga, a T i N su MTTL i ASR jedne AFC petlje, respektivno.

$$F = P(x_1 > x_2) = P\left(y_1^{\frac{2}{\alpha}} > y_2^{\frac{2}{\alpha}}\right) = P(y_1 > y_2)$$

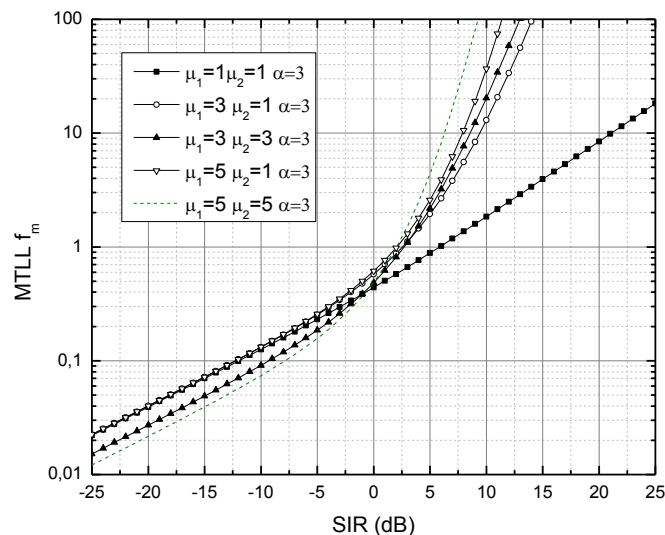
$$= \int_0^{\infty} dy_1 \int_0^{y_1} p_{y_1}(y_1) p_{y_2}(y_2) dy_2$$

$$= \frac{1}{\Gamma(m_1)\Gamma(m_2)m_2} \left(\frac{m_1}{\Omega_1}\right)^{m_1} \left(\frac{m_2}{\Omega_2}\right)^{m_2} \frac{(\Omega_1\Omega_2)^{m_1+m_2}}{(m_2\Omega_1 + m_1\Omega_2)^{m_1+m_2}} \Gamma(m_1 + m_2) \\ \times F_1\left(1, m_1 + m_2, 1 + m_2; m_2 \frac{\Omega_1}{m_2\Omega_1 + m_1\Omega_2}\right), \quad (3.2.2.1)$$

gde je $F_1(a, b; c; z)$ Gausova hipergeometrijska funkcija dobijena korišćenjem [76].



Slika 3.2.2.1. MTLL kola za automatsku kontrolu učestanosti (pomnožen sa f_m) u α - μ multipath fading okruženju za različite vrednosti parametra α i konstantne vrednosti parametra $m_1 = \mu_1$ i $m_2 = \mu_2$



Slika 3.2.2.2. MTLL kola za automatsku kontrolu učestanosti (pomnožen sa f_m) u α - μ multipath fading okruženju za konstantne vrednosti parametra α i različite vrednosti parametra $m_1 = \mu_1$ i $m_2 = \mu_2$

Slika 3.2.2.1. prikazuje MTLL pomnožen sa f_m jedne AFC petlje za α - μ feding kanal za slučaj kada μ_1 i μ_2 jesu konstantni i α ima različite vrednosti. Slično, povećanjem α , MTTL blago raste za manje vrednosti SIR, dok povećanjem α , MTTL blago opada za veće vrednosti SIR.

Na slici 3.2.2.2. prikazan je MTLL pomnožen sa f_m jedne AFC petlje za α - μ feding kanal za različite vrednosti μ_1 i μ_2 kao i konstantne vrednosti α . Sa porastom parametra μ u obe grane, performanse AFC petlje se poboljšavaju tako što MTTL kola za automatsku kontrolu učestanosti raste za iste vrednosti SIR.

Potrebno je ukazati da za specijalan slučaj kada je $\alpha=2$, α - μ raspodela aproksimira Nakagami-m raspodelu. ASR i MTLL se poklapaju sa prethodno dobijenim rezultatima publikovanim u radovima [23], [24].

Takođe, ASR i MTLL za poseban slučaj α - μ feding sredine su takođe prikazani na prethodnim slikama (na primer za $\mu_1 = \mu_2 = 1$, α - μ feding se svodi na Vejbulov, zatim za $\alpha=2$ i $\mu_1 = \mu_2 = 1$, α - μ feding se svodi se na Rejljev, kao i za $\mu_1 = \mu_2 \rightarrow \infty$ nema feding kanala).

U ovom poglavlju, dobijeni su izrazi u zatvorenom obliku za ASR i MTLL kola za automatsku kontrolu učestanosti u prisustvu interferencije u α - μ *multipath* feding kanalu. Numerički rezultati su predstavljeni i razmatrani kako bi ukazali na uticaj α - μ feding parametra na performanse AFC petlje. Specijalni slučajevi su analizirani i dobijeni rezultati su upoređeni sa prethodno publikovanim rezultatima. Razmatran je α - μ *multipath* feding, da ukaže na uticaj parametra nelinearnosti feding okruženja na performanse AFC petlje.

3.3 Performanse prijelnika sa petljom za automatsku kontrolu učestanosti u prisustvu interferencije u k - μ *multipath* feding kanalu

U ovom delu razmatrani su ASR i MTLL bežičnog komunikacionog sistema koji se sastoji od petlje za automatsku kontrolu učestanosti koja radi u k - μ *multipath* feding okruženju u prisustvu interferencije koja je takođe pod uticajem k - μ fedinga. k - μ raspodela opisuje anvelopu signala u linearnoj sredini gde postoji optička vidljivost odnosno LOS (line-of-sight) komponenta sa dva ili više klastera. Ova raspodela se relativno skoro pojavila u literaturi i pokazano je da se dobro poklapa sa eksperimentalnim podacima [59],[108]. k - μ raspodela je generalna raspodela, tako da se za različite vrednosti k - μ feding parametra mogu izvesti Nakagami-m, Rejljeva, i Rajsova raspodela kao specijalni slučajevi. Sa ciljem da bi se dobili opštiji rezultati razmatra se k - μ *multipath* feding okruženje. Numerički rezultati su

prikazani i analizirani da ukažu na uticaj k - μ feding parametra na performanse sistema AFC petlje.

3.3.1 Srednji broj prelaza petlje za automatsku kontrolu učestanosti u prisustvu interferencije u k - μ feding kanalu

Anvelopa korisnog signala x_1 i anvelopa interferencije x_2 imaju k - μ raspodelu, respektivno.

$$p_{x_i}(x_i) = \frac{2\mu_i(k_i + 1)^{\frac{\mu_i+1}{2}}}{k_i^{\frac{\mu_i-1}{2}} e^{k_i\mu_i\Omega_i} \Omega_i^{\frac{\mu_i+1}{2}}} x_i^{\mu_i} \times I_{\mu_i-1} \left(2\mu_i \sqrt{\frac{k_i(k_i+1)}{\Omega_i}} \right) e^{-\frac{\mu_i(k_i+1)}{\Omega_i} x_i^2}, i = 1, 2; \quad (3.3.1.1)$$

gde k_i i μ_i predstavljaju Rician-ov faktor i oštrinu fedinga korisnog signala, odnosno interferencije, dok Ω_i predstavlja srednju snagu od x_i . $I_\nu(\cdot)$ označava modifikaovanu Bessel-ovu funkciju reda ν prve vrste [76]. Izraz (3.3.1.1) može se modifikovati korišćenjem [104]:

$$p_{x_i}(x_i) = \frac{2\mu_i(k_i + 1)^{\frac{\mu_i+1}{2}}}{k_i^{\frac{\mu_i-1}{2}} e^{k_i\mu_i\Omega_i} \Omega_i^{\frac{\mu_i+1}{2}}} \sum_{j_i=1}^{\infty} \left(\mu_i \sqrt{\frac{k_i(k_i + 1)}{\Omega_i}} \right)^{2j_i+\mu_i-1} \times \frac{1}{j_i! \Gamma(j_i+\mu_i)} x_i^{2j_i+\mu_i-1} e^{-\frac{\mu_i(k_i+1)}{\Omega_i} x_i^2}, \quad (3.3.1.2)$$

gde $\Gamma(\cdot)$ označava Gamma funkciju.

Napomenuto je ranije da AFC prati signal sa većom amplitudom. Na osnovu navedenog, razmatra se razlika između dve k - μ slučajne promenjive:

$$x = x_1 - x_2. \quad (3.3.1.3)$$

Srednji broj osnih preseka (*level crossing rate, LCR*) od x , odnosno srednji broj nultih preseka od x u pozitivnom i negativnom smeru može se napisati kao [2]:

$$N = N_x(0) = \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{x}| p_{x,\dot{x}}(0, \dot{x}) dx. \quad (3.3.1.4)$$

ASR petlje za automatsku kontrolu učestanosti se može izraziti kao u [23]:

$$N = p_x(0) \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{x}| \frac{1}{\sqrt{2\pi\Omega}} e^{-\frac{\dot{x}^2}{2\Omega}} d\dot{x} = p_x(0) \sqrt{\frac{2\Omega}{\pi}}, \quad (3.3.1.5)$$

gde $p_x(0)$, prema [23] jednak je:

$$p_x(0) = \int_0^\infty p_{x_1}(x)p_{x_2}(x)dx. \quad (3.3.1.6)$$

Zamenom jednačine (3.3.1.2) u jednačinu (3.3.1.6), dobija se:

$$\begin{aligned} p_x(0) &= \frac{\mu_1(k_1+1)^{\frac{\mu_1+1}{2}}}{k_1^{\frac{\mu_1-1}{2}} e^{k_1\mu_1\Omega_1} \frac{\mu_1+1}{2}} \frac{2\mu_2(k_2+1)^{\frac{\mu_2+1}{2}}}{k_2^{\frac{\mu_2-1}{2}} e^{k_2\mu_2\Omega_2} \frac{\mu_2+1}{2}} \\ &\times \sum_{j_1=1}^{\infty} \left(\mu_1 \sqrt{\frac{k_1(k_1+1)}{\Omega_1}} \right)^{2j_1+\mu_1-1} \frac{1}{j_1! \Gamma(j_1+\mu_1)} \\ &\times \sum_{j_2=1}^{\infty} \left(\mu_2 \sqrt{\frac{k_2(k_2+1)}{\Omega_2}} \right)^{2j_2+\mu_2-1} \frac{1}{j_2! \Gamma(j_2+\mu_2)} \\ &\times \frac{(\Omega_1\Omega_2)^{\mu_1+\mu_2+j_1+j_2-\frac{1}{2}}}{(\mu_2(k_2+1)\Omega_1 + \mu_1(k_1+1)\Omega_2)^{\mu_1+\mu_2+j_1+j_2-\frac{1}{2}}} \\ &\times \Gamma(j_1+j_2+\mu_1+\mu_2). \end{aligned} \quad (3.3.1.7)$$

Varijansa od \dot{x} može se predstaviti kao:

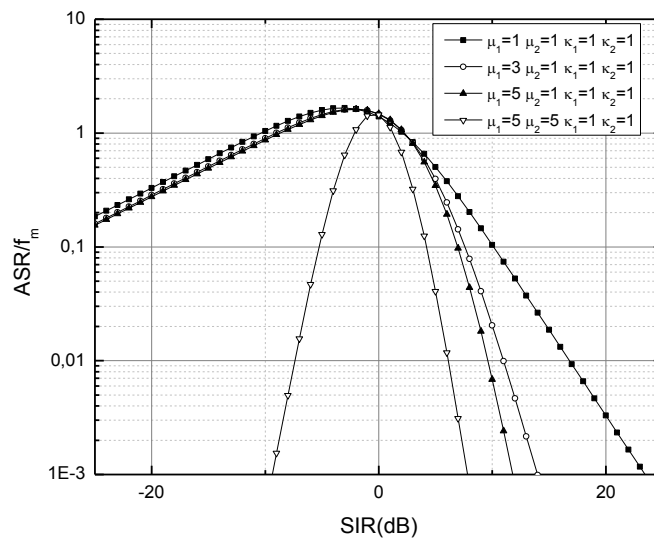
$$\begin{aligned} \Omega &= \sigma_{\dot{x}_1}^2 + \sigma_{\dot{x}_2}^2 \\ &= \pi^2 f_{m_1}^2 \frac{\Omega_1}{\mu_1(k_1+1)} + \pi^2 f_{m_2}^2 \frac{\Omega_2}{\mu_2(k_2+1)} \\ &= \pi^2 f_m^2 \frac{(\Omega_1\mu_2(k_2+1) + \Omega_2\mu_1(k_1+1))}{\mu_1(k_1+1)\mu_2(k_2+1)}, \end{aligned} \quad (3.3.1.8)$$

gde je f_{m_1} maksimalna Doppler-ova frekvencija korisnog signala a f_{m_2} je maksimalna Doppler-ova frekvencija interferencije. Uzima se pretpostavka da su frekvencije jednake, odnosno $f_m = f_{m_1} = f_{m_2}$.

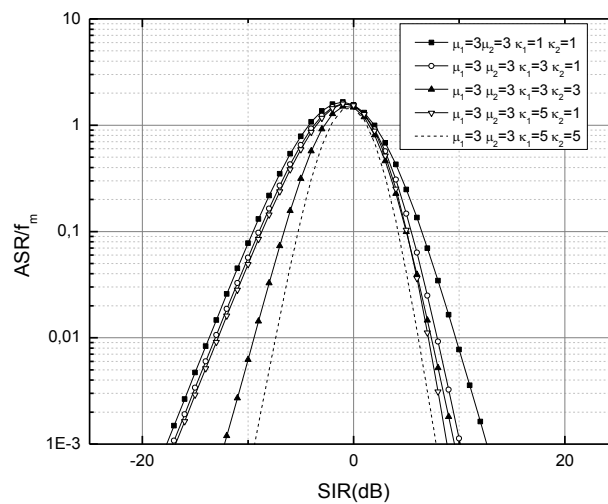
Nakon zamene izraza (3.3.1.8) i izraza (3.3.1.7) u izraz (3.3.1.5), izvodi se izraz u zatvorenom obliku ASR petlje za automatsku kontrolu učestanosti u prisustvu interferencije u k - μ multipath feding okruženju:

$$N = \sqrt{\frac{2}{\pi}} \pi f_m \frac{\mu_1(k_1+1)^{\frac{\mu_1+1}{2}}}{k_1^{\frac{\mu_1-1}{2}} e^{k_1\mu_1\Omega_1} \frac{\mu_1+1}{2}} \frac{2\mu_2(k_2+1)^{\frac{\mu_2+1}{2}}}{k_2^{\frac{\mu_2-1}{2}} e^{k_2\mu_2\Omega_2} \frac{\mu_2+1}{2}}$$

$$\begin{aligned}
& \times \sum_{j_1=1}^{\infty} \left(\mu_1 \sqrt{\frac{k_1(k_1+1)}{\Omega_1}} \right)^{2j_1+\mu_1-1} \frac{1}{j_1! \Gamma(j_1+\mu_1)} \\
& \times \sum_{j_2=1}^{\infty} \left(\mu_2 \sqrt{\frac{k_2(k_2+1)}{\Omega_2}} \right)^{2j_2+\mu_2-1} \frac{1}{j_2! \Gamma(j_2+\mu_2)} \Gamma(j_1+j_2+\mu_1+\mu_2) \\
& \times \frac{(\Omega_1 \Omega_2)^{\mu_1+\mu_2+j_1+j_2-\frac{1}{2}}}{(\mu_2(k_2+1) \Omega_1 + \mu_1(k_1+1) \Omega_2)^{\mu_1+\mu_2+j_1+j_2-1}}.
\end{aligned} \tag{3.3.1.9}$$



Slika 3.3.1.1. ASR kola za automatsku kontrolu učestanosti (normalizovan po f_m) u k - μ multipath feding okruženju za konstantne vrednosti parametra k_1 i k_2 i različite vrednosti parametra μ_1 i μ_2 .



Slika 3.3.1.2. ASR kola za automatsku kontrolu učestanosti (normalizovan po f_m) u k - μ *multipath* feding okruženju za različite vrednosti parametra k_1 i k_2 i konstantne vrednosti parametra μ_1 i μ_2 .

Sa ciljem da se ispita uticaj opšte k - μ raspodele na performanse AFC petlje, na slici 3.3.1.1. je prikazan ASR petlje za automatsku kontrolu učestanosti (normalizovanu po f_m) u zavisnosti od SIR-a u k - μ feding kanalu za različite vrednosti parametra μ_1 i μ_2 i konstantne vrednosti parametra k_1 i k_2 . SIR je kao i u prethodnim slučajevima $SIR = 10 \log_{10} \frac{\Omega_1}{\Omega_2}$. Povećanjem μ_1 i μ_2 u obe grane, performanse se poboljšavaju tako što ASR opada. Slika ukazuje da za konstantnu vrednost oštine fedinga u grani sa interferencijom, povećanjem oštine fedinga u grani korisnog signala dovodi do toga da ASR opada odnosno performanse se poboljšavaju za veće vrednosti SIR-a, dok ovo nema značajnog efekta na ASR za manje vrednosti SIR-a.

Na slici 3.3.1.2. je prikazan normalizovan ASR petlje za automatsku kontrolu učestanosti u zavisnosti od SIR-a za konstantne parametre μ_1 i μ_2 i različite vrednosti parametra k_1 i k_2 . Povećanjem Rician-ovog faktora u obe grane (na primer uporediti $k_1 = k_2 = 1$ i $k_1 = k_2 = 5$ za konstantne vrednosti μ_1 i μ_2), performanse sistema se poboljšavaju tako što ASR opada. Treba ukazati na granični slučaj kada Rician-ov factor uzima velike vrednosti, amplitude u obe grane su determinisane i AFC prati signal sa većom snagom tako da ovde nema promene stanja.

Za specijalan slučaj kada je $k_1 = k_2 = 1$, k - μ raspodela aproksimira Nakagami- m raspodelu. ASR za ovaj slučaj je takođe prikazan na slici 3.3.1.1.

3.3.2 Srednje vreme trajanja do gubitka sinhronizacije petlje za automatsku kontrolu učestanosti u prisustvu interferencije u k - μ feding kanalu

MTLL (T) petlje za automatsku kontrolu učestanosti u k - μ *multipath* feding kanalu u prisustvu interferencije može se dobiti korišćenjem formule (3.1.3.1) iz [78], gde F predstavlja verovatnoću da je x_1 veće od x_2 . Primenom [22], dobija se:

$$F = P(x_1 > x_2) = \int_0^\infty dx_1 \int_0^{x_1} p_{x_1}(x_1) p_{x_2}(x_2) dx_2. \quad (3.3.2.1)$$

Zamenom jednačine (3.3.1.2) u jednačinu (3.3.2.1), MTLL postaje:

$$\begin{aligned}
F &= \frac{\mu_1(k_1 + 1)^{\frac{\mu_1+1}{2}}}{k_1^{\frac{\mu_1-1}{2}} e^{k_1\mu_1\Omega_1} \Omega_1^{\frac{\mu_1+1}{2}}} \frac{2\mu_2(k_2 + 1)^{\frac{\mu_2+1}{2}}}{k_2^{\frac{\mu_2-1}{2}} e^{k_2\mu_2\Omega_2} \Omega_2^{\frac{\mu_2+1}{2}}} \\
&\times \sum_{j_1=1}^{\infty} \left(\mu_1 \sqrt{\frac{k_1(k_1 + 1)}{\Omega_1}} \right)^{2j_1+\mu_1-1} \frac{1}{j_1! \Gamma(j_1 + \mu_1)} \\
&\times \sum_{j_2=1}^{\infty} \left(\mu_2 \sqrt{\frac{k_2(k_2 + 1)}{\Omega_2}} \right)^{2j_2+\mu_2-1} \frac{1}{j_2! \Gamma(j_2 + \mu_2)} \\
&\times \int_0^{\infty} x_1^{2j_1+2\mu_1-1} e^{-\frac{\mu_1(k_1+1)}{\Omega_1} x_1^2} \gamma \left(j_2 + \mu_2, \frac{\mu_2(k_2+1)}{\Omega_2} x_1^2 \right) dx_1 \\
&\times \frac{\Omega_2}{\mu_2(k_2+1)}, \tag{3.3.2.2}
\end{aligned}$$

gde $\gamma(n, x)$ predstavlja Gamma funkciju [76]. Upotrebom transformacije koja sledi [76]:

$$\gamma(n, x) = \frac{x^n}{n} e^{-x} F(1, 1 + n; x), \tag{3.3.2.3}$$

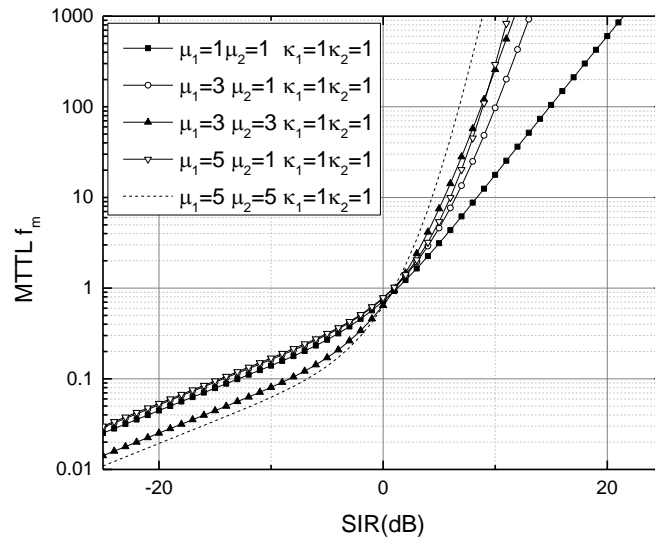
gde $F(a, b; c)$ predstavlja konfluentnu hipergeometrijsku funkciju (*confluent hypergeometric function*) prve vrste i zatim korišćenjem rešenja integrala [76]:

$$\begin{aligned}
&\int_0^{\infty} t^{b-1} F(a, c; kt) e^{-st} dt = \\
&\Gamma(b) s^{-b} F_1(a, b; c; ks^{-1}), |s| > |k|, \tag{3.3.2.4}
\end{aligned}$$

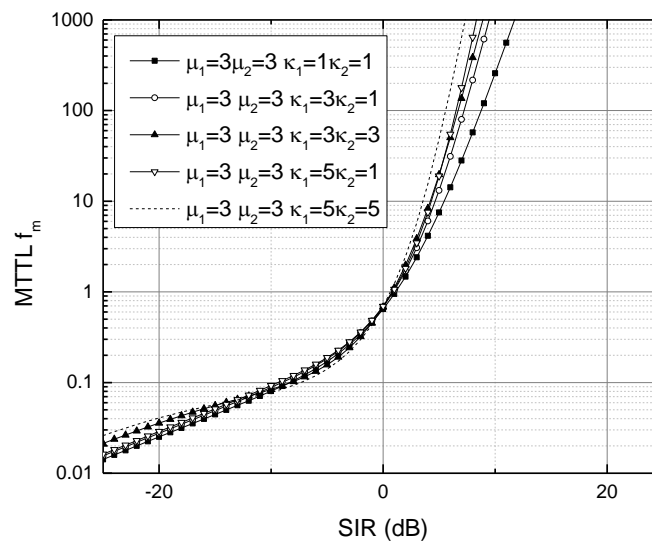
gde je $F_1(a, b; c; z)$ Gausova hipergeometrijska funkcija (*Gauss hypergeometric function*), može se dobiti u zatvorenom obliku rešenje za MTLL petlje za automatsku kontrolu učestanosti predloženog modela:

$$\begin{aligned}
F &= \frac{\mu_1(k_1 + 1)^{\frac{\mu_1+1}{2}}}{k_1^{\frac{\mu_1-1}{2}} e^{k_1\mu_1\Omega_1} \Omega_1^{\frac{\mu_1+1}{2}}} \frac{\mu_2(k_2 + 1)^{\frac{\mu_2+1}{2}}}{k_2^{\frac{\mu_2-1}{2}} e^{k_2\mu_2\Omega_2} \Omega_2^{\frac{\mu_2+1}{2}}} \\
&\times \sum_{j_1=1}^{\infty} \left(\mu_1 \sqrt{\frac{k_1(k_1 + 1)}{\Omega_1}} \right)^{2j_1+\mu_1-1} \frac{1}{j_1! \Gamma(j_1 + \mu_1)} \\
&\times \sum_{j_2=1}^{\infty} \left(\mu_2 \sqrt{\frac{k_2(k_2 + 1)}{\Omega_2}} \right)^{2j_2+\mu_2-1} \frac{1}{j_2! \Gamma(j_2 + \mu_2)} \frac{1}{j_2 + \mu_2}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & \times \frac{(\Omega_1 \Omega_2)^{\mu_1 + \mu_2 + j_1 + j_2}}{(\mu_2(k_2 + 1) \Omega_1 + \mu_1(k_1 + 1) \Omega_2)^{\mu_1 + \mu_2 + j_1 + j_2}} \\ & \times \Gamma(j_1 + j_2 + \mu_1 + \mu_2) \\ & \times F_1\left(1, j_1 + j_2 + \mu_1 + \mu_2; 1 + j_2 + \mu_2; \frac{\mu_2(k_2 + 1)}{\Omega_2} \frac{\Omega_1 \Omega_2}{\mu_2(k_2 + 1) \Omega_1 + \mu_1(k_1 + 1) \Omega_2}\right). \quad (3.3.2.5) \end{aligned}$$



Slika 3.3.2.1. MTTL kola za automatsku kontrolu učestanosti (pomnožen sa f_m) u k - μ multipath feding okruženju za konstantne vrednosti parametra k_1 i k_2 i različite vrednosti parametra μ_1 i μ_2



Slika 3.3.2.2. MTTL kola za automatsku kontrolu učestanosti (pomnožen sa f_m) u k - μ multipath feding okruženju za različite vrednosti parametra k_1 i k_2 i konstantne vrednosti parametra μ_1 i μ_2

Na slici 3.3.2.1. prikazan je MTTL petlje za automatsku kontrolu ušestanosti pomnožen sa f_m u k - μ multipath feding okruženju u zavisnosti od SIR za različite vrednosti parametara μ_1 i μ_2 i konstantne vrednosti parametra k_1 i k_2 . Slično, povećanjem μ_1 i μ_2 MTTL raste za veće vrednosti SIR-a.

Slika 3.3.2.2. prikazuje MTTL za isto μ_1 i μ_2 i različite vrednosti k_1 i k_2 . Teorijski najbolji mogući scenario se dobija za velike vrednosti parametara μ_1 i μ_2 odnosno k_1 i k_2 , za slučaj velikih vrednosti SIR-a. Potrebno je napomenuti da je neophodno odrediti MTTL kako bi se u potpunosti okarakterisale performanse AFC petlje.

Za specijalan slučaj kada je $k_1 = k_2 = 1$, k - μ raspodela aproksimira Nakagami-m raspodelu. MTLL za ovaj slučaj je takođe prikazan na slici 3.3.2.2.

U ovom delu, izvedeni su izrazi u zatvorenom obliku za ASR i MTLL petlje za automatsku kontrolu učestanosti u prisustvu interferencije u k - μ multipath feding kanalu. Numerički rezultati su predstavljeni i analizirani da ukažu na uticaj k - μ feding parametra na performanse AFC petlje. Opšta, k - μ raspodela je razmatrana da pokaže uticaj linearne, LOS sredine sa jednim ili više klastera na performanse sistema.

4. RELEJNI SISTEMI

Bežični komunikacioni sistemi se sastoje od predajnika prijemnika i nekoliko relejnih stanica između njih na određenom rastojanju. Kada se koristi relejni prenos, nekoliko terminala rade kao releji između izvora i destinacije obezbeđujući široko pokrivanje bez povećanja snage predajnika [29], [30], [80], [81], [82], [83], [84].

U ovom delu doktorske disertacije razmatran je relejni sistem sa dve deonice sa fiksnim pojačanjem za slučaj kada je u pojedinim deonicama prisutan Nakagami- m , k - μ i α - μ feding koji su nastali zbog prostiranja talasa po više putanja. Performanse sistema su izračunate kada je uticaj Gausovog šuma na verovatnoću greške zanemarljiv. Signal na izlazu za slučaj kada relejni sistem ima dve deonice može da se modeluje kao proizvod dve slučajne promenjive od kojih je jedna anvelopa signala na prvoj deonici a druga je anvelopa signala na drugoj deonici.

4.1 Srednji broj osnih preseka proizvoda Nakagami- m slučajnog procesa i k - μ slučajnog procesa

Srednji broj osnih preseka je važna performansa svakog bežičnog komunikacionog sistema. Proizvod dve slučajne promenjive može se iskoristiti u analizi performansi relejnih komunikacionih sistema sa dve ili više sekcija u prisustvu brzog fedinga u kanalu. Postoje više raspodela koje mogu da opišu varijaciju anvelope signala u prisustvu fedinga u zavisnosti od postojanja LOS (*line-of-sight*) komponente, broja klastera u propagacionoj sredini, nejednakosti snaga komponenti u fazi i kvadraturi, kao i varijacije srednje snage anvelope signala.

Srednji broj osnih preseka Nakagami- m slučajnog procesa i k - μ slučajnog procesa može da se iskoristi u analizi bežičnih komunikacionih relejnih sistema sa dve sekcije. U prvoj sekciji bežični relejni sistem radi u feding kanalu bez prisustva LOS (*line-of-sight*) komponente i anvelopa signala je opisana preko Nakagami- m raspodele. U drugoj sekciji relejni sistem radi u feding kanalu gde postoji optička vidljivost i feding je modelovan sa k - μ raspodelom.

Proizvod Nakagami- m slučajnog procesa i k - μ slučajnog procesa je:

$$z = xy, \tag{4.1.1}$$

ili

$$x = z/y, \quad (4.1.2)$$

gde x ima Nakagami- m raspodelu [7]:

$$p_x(x) = \frac{2}{\Gamma(m_1)} \left(\frac{m_1}{\Omega_1}\right)^{m_1} x^{2m_1-1} e^{-\frac{m_1}{\Omega_1}x^2}, x \geq 0; \quad (4.1.3)$$

gde je m_1 Nakagami- m parametar, Ω_1 je srednja snaga Nakagami- m slučajne promenjive, y ima k - μ raspodelu [10], [59]:

$$p_y(y) = \frac{2\mu(k+1)^{\frac{\mu+1}{2}}}{k^{\frac{\mu-1}{2}} e^{k\mu\Omega_2} \frac{\mu+1}{2}} y^\mu I_{\mu-1} \left(2\mu \sqrt{\frac{k(k+1)}{\Omega_2}}\right) e^{-\frac{\mu(k+1)}{\Omega_2}y^2}, \quad (4.1.4)$$

gde je k Rajsov faktor, μ oštrina fedinga i Ω_2 je srednja snaga k - μ slučajnog procesa. Prvi izvod proizvoda Nakagami- m slučajnog procesa i k - μ slučajnog procesa je:

$$\dot{z} = \dot{x}y + x\dot{y}. \quad (4.1.5)$$

Slučajni process \dot{z} ima uslovnu Gausovu raspodelu s obzirom da su \dot{x} i \dot{y} Gausovi slučajni procesi. Srednja vrednost od \dot{z} je nula i varijansa je:

$$\sigma_{\dot{z}}^2 = y^2\sigma_{\dot{x}}^2 + x^2\sigma_{\dot{y}}^2, \quad (4.1.6)$$

gde su:

$$\sigma_{\dot{x}}^2 = \pi^2 f_m^2 \frac{\Omega_1}{m_1}, \quad (4.1.7)$$

$$\sigma_{\dot{y}}^2 = \pi^2 f_m^2 \frac{\Omega_2}{\mu(k+1)}. \quad (4.1.8)$$

Zamenom (4.1.7) i (4.1.8) u (4.1.6), izraz za varijansu od \dot{z} postaje

$$\sigma_{\dot{z}}^2 = \pi^2 f_m^2 \left(y^2 \frac{\Omega_1}{m_1} + \frac{z^2}{y^2} \frac{\Omega_2}{\mu(k+1)} \right) = \frac{4\pi^2 f_m^2 \Omega_1}{m_1} y^2 \left(1 + \frac{z^2}{y^4} \frac{\Omega_2 m_1}{\mu(k+1)\Omega_1} \right). \quad (4.1.9)$$

Združena gustina verovatnoće od z , \dot{z} i y je:

$$\begin{aligned} p_{z,\dot{z},y}(z, \dot{z}, y) &= p_{\dot{z}|yz}(\dot{z}|yz) p_{yz}(yz) \\ &= p_{\dot{z}|yz}(\dot{z}|yz) p_y(y) p_z(z|y). \end{aligned} \quad (4.1.10)$$

Uslovna gustina verovatnoće od z je:

$$p_z(z|y) = \left| \frac{dx}{dz} \right| p_x\left(\frac{z}{y}\right), \quad (4.1.11)$$

gde je:

$$\frac{dx}{dz} = \frac{1}{y}. \quad (4.1.12)$$

Posle zamene (4.1.11) u (4.1.10) izraz za združenu gustinu verovatnoće od z , \dot{z} i y postaje:

$$p_{z,\dot{z},y}(z, \dot{z}, y) = \frac{1}{y} p_{\dot{z}|yz}(\dot{z}|yz) p_y(y) p_x\left(\frac{z}{y}\right). \quad (4.1.13)$$

Združena gustina verovatnoće od z i \dot{z} može se dobiti na sledeći način:

$$\begin{aligned} p_{z,\dot{z}}(z, \dot{z}) &= \int_0^{\infty} p_{z,\dot{z},y}(z, \dot{z}, y) dy \\ &= \int_0^{\infty} \frac{1}{y} p_{\dot{z}|yz}(\dot{z}|yz) p_y(y) p_x\left(\frac{z}{y}\right) dy. \end{aligned} \quad (4.1.14)$$

Srednji broj osnih preseka proizvoda Nakagami- m slučajnog procesa i k - μ slučajnog procesa je korišćenjem formule [2]:

$$\begin{aligned} N_Z &= \int_0^{\infty} |\dot{z}| p_{\dot{z},z}(\dot{z}, z) d\dot{z} \\ &= \int_0^{\infty} \frac{1}{y} p_y(y) p_x\left(\frac{z}{y}\right) dy \int_0^{\infty} \dot{z} p_{\dot{z}|yz}(\dot{z}|yz) d\dot{z} \\ &= \int_0^{\infty} \frac{1}{y} p_y(y) p_x\left(\frac{z}{y}\right) \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \sigma_{\dot{z}} dy. \end{aligned} \quad (4.1.15)$$

Pošto važi:

$$\int_0^{\infty} \dot{z} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{\dot{z}}} e^{-\frac{\dot{z}^2}{2\sigma_{\dot{z}}^2}} d\dot{z} = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \sigma_{\dot{z}}. \quad (4.1.16)$$

Zamenom (4.1.3) i (4.1.4) u (4.1.15), srednji broj osnih preseka proizvoda Nakagami- m slučajnog procesa i k - μ slučajnog procesa, korišćenjem matematičkih operacija može se dobiti u zatvorenoj formi u sledećem obliku:

$$\begin{aligned} N_Z &= \frac{\pi f_m}{\sqrt{2\pi}} \frac{2}{\Gamma(m_1)} \left(\frac{m_1}{\Omega_1}\right)^{m_1 - \frac{1}{2}} \frac{2\mu(k+1)^{\frac{\mu+1}{2}}}{k^{\frac{\mu-1}{2}} e^{k\mu\Omega_2} \frac{\mu+1}{2}} \sum_{i=0}^{\infty} \left(\mu \sqrt{\frac{k(k+1)}{\Omega_1}} \right)^{2i+\mu-1} \\ &\times \frac{1}{i! \Gamma(i+\mu)} z^{(2m_1-1)} \end{aligned}$$

$$\times \int_0^\infty \sqrt{1 + \frac{m_1}{\Omega_1} \frac{\Omega_2}{\mu(k+1)} \frac{z^2}{y^4}} e^{-\frac{m_1 z^2}{\Omega_1 y^2} - \frac{\mu(k+1)}{\Omega_2} y^2 + \ln y^{2i+2\mu-2m_1}} dy. \quad (4.1.17)$$

Prethodni integral se može rešiti korišćenjem Laplasove aproksimacione formule [84]:

$$\int_0^\infty a(y) e^{-\lambda b(y)} dy \approx \sqrt{\frac{2\pi}{\lambda}} \frac{a(y_0)}{\sqrt{b''(y_0)}} e^{-\lambda b(y_0)}. \quad (4.1.18)$$

Izrazi $a(y)$ i $b(y)$ su:

$$a(y) = \sqrt{1 + \frac{m_1}{\Omega_1} \frac{\Omega_2}{\mu(k+1)} \frac{z^2}{y^4}} \quad (4.1.19)$$

$$b(y) = \frac{m_1 z^2}{\Omega_1 y^4} + \frac{\mu(k+1)}{\Omega_2} y^2 - \ln y^{2i+2\mu-2m_1}. \quad (4.1.20)$$

Prvi i drugi izvod od $b(y)$ su:

$$b'(y) = -2 \frac{m_1 z^2}{\Omega_1 y^3} + 2 \frac{\mu(k+1)}{\Omega_2} y - (2i + 2\mu - 2m_1) \frac{1}{y}, \quad (4.1.21)$$

$$b''(y) = 6 \frac{m_1 z^2}{\Omega_1 y^4} + 2 \frac{\mu(k+1)}{\Omega_2} + (2i + 2\mu - 2m_1) \frac{1}{y^2}. \quad (4.1.22)$$

y_0 može da se dobije iz izraza:

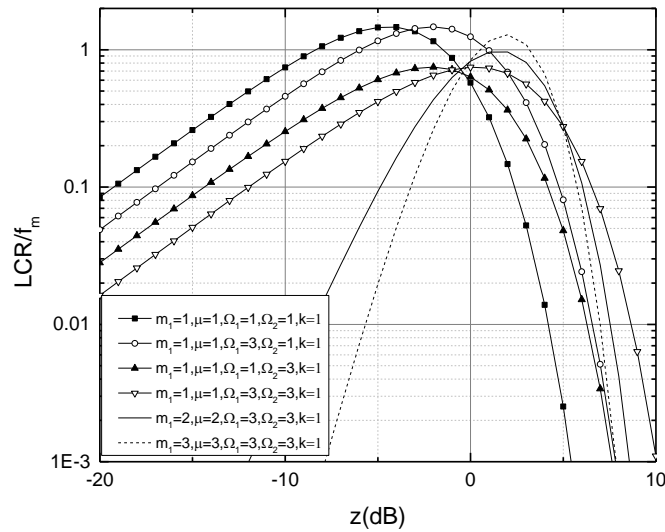
$$b'(y_0) = 0, \quad (4.1.23)$$

$$\frac{m_1 z^2}{\Omega_1 y_0^3} + \frac{\mu(k+1)}{\Omega_2} y_0 - (2i + 2\mu - 2m_1) \frac{1}{y_0} = 0,$$

$$y_0 = \left(\frac{(i+\mu-m_1) + \sqrt{(i+\mu-m_1)^2 - 4 \frac{\mu(k+1)m_1}{\Omega_1 \Omega_2} z^2}}{\frac{2\mu(k+1)}{\Omega_2}} \right)^{\frac{1}{2}}. \quad (4.1.24)$$

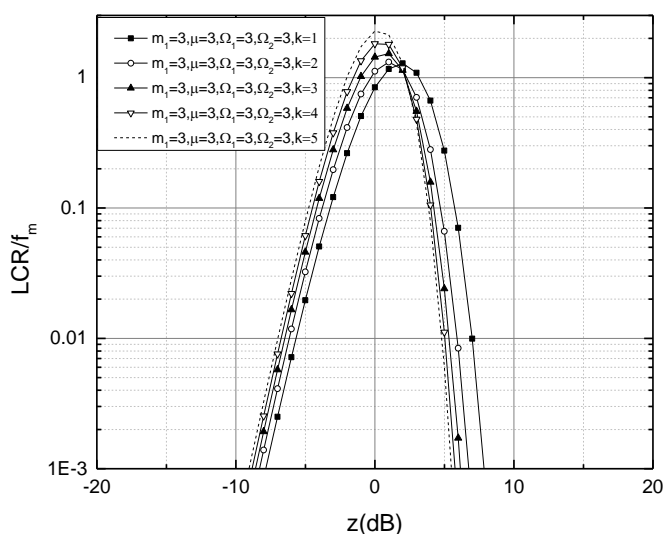
Zamenom izraza (4.1.19), (4.1.20) i (4.1.22) u (4.1.17) dobija se srednji broj osnih preseka:

$$N_Z = \frac{\pi f_m}{\sqrt{2\pi}} \frac{2}{\Gamma(m_1)} \left(\frac{m_1}{\Omega_1} \right)^{m_1 - \frac{1}{2}} \frac{2\mu(k+1)^{\frac{\mu+1}{2}}}{k^{\frac{\mu-1}{2}} e^{k\mu} \Omega_2^{\frac{\mu+1}{2}}} \sum_{i=0}^{\infty} \left(\mu \sqrt{\frac{k(k+1)}{\Omega_1}} \right)^{2i+\mu-1} \\ \times \frac{1}{i! \Gamma(i+\mu)} z^{(2m_1-1)} \sqrt{\frac{2\pi}{\lambda}} \frac{a(y_0)}{\sqrt{b''(y_0)}} e^{-\lambda f(y_0)}. \quad (4.1.25)$$



Slika 4.1.1. LCR proizvoda k - μ slučajne promenjive i Nakagami- m slučajne promenjive (normalizovan po f_m) za različite vrednosti parametra m_1 , μ , Ω_1 , Ω_2 i konstantne vrednosti parametra k .

Na slici 4.1.1. je prikazan srednji broj osnih preseka proizvoda k - μ slučajne promenjive i Nakagami- m slučajne promenjive normalizovan po f_m u zavisnosti od ekvivalentne anvelope signala za različite vrednosti parametra Nakagami- m fedinga, parametra k - μ fedinga, snaga Nakagami- m fedinga i k - μ fedinga kao i konstantne vrednosti Rajsovog faktora. Za manje vrednosti anvelope signala, srednji broj osnih preseka raste kada anvelopa signala raste, dostiže maksimum a zatim opada kada raste anvelopa signala za veće vrednosti anvelope. Uticaj anvelope signala na srednji broj osnih preseka je veći za manje vrednosti anvelope signala. Srednji broj osnih preseka opada kada raste Nakagami- m feding parametar i k - μ feding parametar naročito za manje vrednosti anvelope signala. Kada raste snaga Nakagami- m anvelope, srednji broj osnih preseka opada za manje vrednosti anvelope signala a za veće vrednosti anvelope signala srednji broj osnih preseka raste. Slično se dešava i kada raste snaga k - μ fedinga. Kada rastu parametri Nakagami- m fedinga i k - μ fedinga kao i njihove snage krive srednjeg broja osnih preseka postaju uže sa istaknutim maksimumom.



Slika 4.1.2. LCR proizvoda k - μ slučajne promenjive i Nakagami- m slučajne promenjive (normalizovan po f_m) za konstantne vrednosti parametra m_1 , μ , Ω_1 , Ω_2 i različite vrednosti parametra k .

Na slici 4.1.2. je prikazan srednji broj osnih preseka proizvoda k - μ slučajne promenjive i Nakagami- m slučajne promenjive normalizovan po f_m u zavisnosti od ekvivalentne anvelope signala za konstantne vrednosti parametra Nakagami- m fedinga, parametra k - μ fedinga, snaga Nakagami- m fedinga i k - μ fedinga i različitih vrednosti Rajsovog faktora. Za manje vrednosti anvelope signala, kada raste Rajsov faktor raste srednji broj osnih preseka a za veće vrednosti anvelope signala kada raste Rajsov faktor srednji broj osnih preseka opada. Kada Rajsov faktor raste maksimum krive se povećava i blago pomera u oblastima manjih vrednosti anvelope signala. Uticaj Rajsovog faktora na srednji broj osnih preseka je veći za veće vrednosti Rajsovog faktora. Promena Rajsovog faktora nema velikog uticaja na srednju širinu krive srednjeg broja osnih preseka.

4.2 Srednji broj osnih preseka proizvoda dva α - μ slučajna procesa

α - μ slučajna promenjiva može da opiše brze promene anvelope signala, gde se parametar α odnosi na nelinearnost sredine a parametar μ se odnosi na broj klastera u propagacionoj sredini.

Proizvod dve α - μ slučajne promenjive, x_1 i y_1 je:

$$z = x_1 y_1 = x_1^{\frac{2}{\alpha}} y_1^{\frac{2}{\alpha}}, \quad (4.2.1)$$

ili

$$\frac{\alpha}{z^2} = xy, \quad (4.2.2)$$

gde su x i y Nakagami- m slučajne promenljive sa sledećim rapodelama [10]:

$$p_x(x) = \frac{2}{\Gamma(m_1)} \left(\frac{m_1}{\Omega_1}\right)^{m_1} x^{2m_1-1} e^{-\frac{m_1}{\Omega_1}x^2}, x \geq 0; \quad (4.2.3)$$

$$p_y(y) = \frac{2}{\Gamma(m_2)} \left(\frac{m_2}{\Omega_2}\right)^{m_2} y^{2m_2-1} e^{-\frac{m_2}{\Omega_2}y^2}, y \geq 0. \quad (4.2.4)$$

Prvi izvod proizvoda dve α - μ slučajne promenljive je:

$$\dot{z} \frac{\alpha}{z^2} z^{\frac{\alpha}{2}-1} = \dot{x}y + x\dot{y}, \quad (4.2.5)$$

$$\dot{z} = \frac{1}{\frac{\alpha}{z^2} z^{\frac{\alpha}{2}-1}} (\dot{x}y + x\dot{y}). \quad (4.2.6)$$

Slučajne promenljive \dot{x} i \dot{y} su nezavisne Gausove slučajne promenljive. Prvi izvod od z ima uslovnu Gausovu raspodelu. Srednja vrednost od \dot{z} je:

$$\bar{\dot{z}} = \frac{2}{\alpha z^{\frac{\alpha}{2}-1}} (\bar{\dot{x}}y + x\bar{\dot{y}}) = 0. \quad (4.2.7)$$

Varijansa od \dot{z} je:

$$\sigma_{\dot{z}}^2 = \frac{4}{\alpha^2 z^{\alpha-2}} (y^2 \sigma_{\dot{x}}^2 + x^2 \sigma_{\dot{y}}^2), \quad (4.2.8)$$

gde su:

$$\sigma_{\dot{x}}^2 = \pi^2 f_m^2 \frac{\Omega_1}{m_1}, \quad (4.2.9)$$

$$\sigma_{\dot{y}}^2 = \pi^2 f_m^2 \frac{\Omega_2}{m_2}. \quad (4.2.10)$$

Zamenom (4.2.9) i (4.2.10) u (4.2.8) izraz za varijansu od \dot{z} postaje:

$$\sigma_{\dot{z}}^2 = \frac{4\pi^2 f_m^2}{\alpha^2 z^{\alpha-2}} \left(y^2 \frac{\Omega_1}{m_1} + \frac{z^2}{y^2} \frac{\Omega_2}{m_2} \right) = \frac{4\pi^2 f_m^2}{\alpha^2 z^{\alpha-2} y^2} \left(y^4 \frac{\Omega_1}{m_1} + z^2 \frac{\Omega_2}{m_2} \right). \quad (4.2.11)$$

Združena gustina verovatnoće od z , \dot{z} i y je:

$$p_{z,\dot{z},y}(z, \dot{z}, y) = p_{\dot{z}|yz}(\dot{z}|yz) p_{yz}(yz), \quad (4.2.12)$$

gde je:

$$p_{yz}(yz) = p_y(y) p_z(z|y). \quad (4.2.13)$$

Uslovna gustina verovatnoće od z je:

$$p_z(z|y) = \left| \frac{dx}{dz} \right| p_x \left(\frac{z^\alpha}{y} \right), \quad (4.2.14)$$

gde je:

$$\frac{dx}{dz} = \frac{1}{y} \frac{\alpha}{2} z^{\frac{\alpha}{2}-1}. \quad (4.2.15)$$

Združena gustina verovatnoće od z i \dot{z} je:

$$\begin{aligned} p_{z,\dot{z}}(z, \dot{z}) &= \int_0^\infty p_{z,\dot{z},y}(z, \dot{z}, y) dy \\ &= \frac{\pi f_m}{\sqrt{2\pi}} \left(\frac{\Omega_1}{m_1} \right)^{\frac{1}{2}} \int_0^\infty p_x \left(\frac{z^\alpha}{y} \right) p_y(y) \sqrt{1 + \frac{m_1 \Omega_2 z^\alpha}{\Omega_1 m_2 y^4}} dy. \end{aligned} \quad (4.2.17)$$

Zamenom (4.2.3) i (4.2.4) u (4.2.17):

$$\begin{aligned} p_{z,\dot{z}}(z, \dot{z}) &= \frac{\pi f_m}{\sqrt{2\pi}} \left(\frac{\Omega_1}{m_1} \right)^{\frac{1}{2}} \frac{4}{\Gamma(m_1)\Gamma(m_2)} \left(\frac{m_1}{\Omega_1} \right)^{m_1} \left(\frac{m_2}{\Omega_2} \right)^{m_2} z^{\frac{\alpha}{2}(2m_1-1)} \\ &\times \int_0^\infty y^{2m_2-2m_1} e^{-\frac{m_1 z^\alpha}{\Omega_1 y^2} - \frac{m_2 y^2}{\Omega_2}} \sqrt{1 + \frac{m_1 \Omega_2 z^\alpha}{\Omega_1 m_2 y^4}} dy. \end{aligned} \quad (4.2.18)$$

Srednji broj osnih preseka može se izračunati kao srednja vrednost prvog izvoda od z prema [2]:

$$\begin{aligned} N_Z &= \int_0^\infty |\dot{z}| p_{\dot{z},z}(\dot{z}, z) d\dot{z} \\ &= f_m \sqrt{2\pi} \frac{2}{\Gamma(m_1)\Gamma(m_2)} \left(\frac{m_1}{\Omega_1} \right)^{m_1 - \frac{1}{2}} \left(\frac{m_2}{\Omega_2} \right)^{m_2} z^{\frac{\alpha}{2}(2m_1-1)} \\ &\times \int_0^\infty \sqrt{1 + \frac{m_1 \Omega_2 z^\alpha}{\Omega_1 m_2 y^4}} e^{-\frac{m_1 z^\alpha}{\Omega_1 y^2} - \frac{m_2 y^2}{\Omega_2} + \ln y^{2m_2-2m_1}} dy. \end{aligned} \quad (4.2.19)$$

Zatim, korišćenjem Laplasove aproksimacione formule [84]:

$$\int_0^\infty a(y) e^{-\lambda b(y)} dy \approx \sqrt{\frac{2\pi}{\lambda}} \frac{a(y_0)}{\sqrt{b''(y_0)}} e^{-\lambda b(y_0)}. \quad (4.2.20)$$

Izrazi $a(y)$ i $b(y)$ za izraz (4.2.19) postaju:

$$a(y) = \sqrt{1 + \frac{m_1 \Omega_2 z^\alpha}{\Omega_1 m_2 y^4}} \quad (4.2.21)$$

$$b(y) = \frac{m_1 z^\alpha}{\Omega_1 y^4} + \frac{m_2}{\Omega_2} y^2 - \ln y^{2m_2 - 2m_1}. \quad (4.2.22)$$

Prvi i drugi izvod od $b(y)$ su:

$$b'(y) = -2 \frac{m_1 z^\alpha}{\Omega_1 y^3} + 2 \frac{m_2}{\Omega_2} y - (2m_2 - 2m_1) \frac{1}{y}, \quad (4.2.23)$$

$$b''(y) = 6 \frac{m_1 z^\alpha}{\Omega_1 y^4} + 2 \frac{m_2}{\Omega_2} + (2m_2 - 2m_1) \frac{1}{y^2}. \quad (4.2.24)$$

y_0 može da se dobije iz izraza:

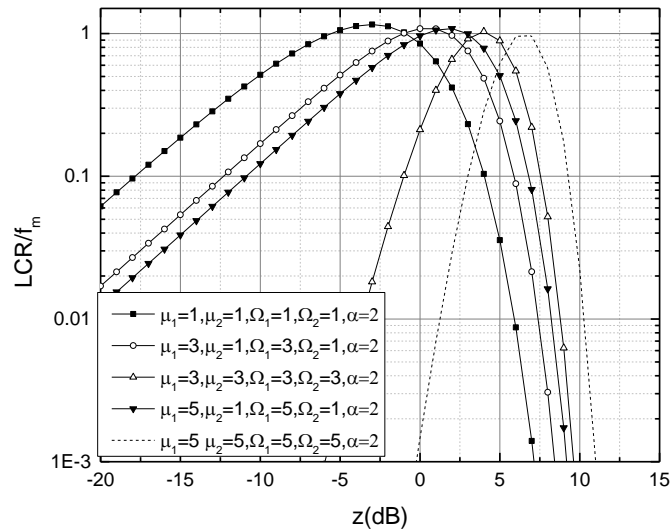
$$b'(y_0) = 0, \quad (4.2.25)$$

$$\frac{m_1 z^\alpha}{\Omega_1 y_0^3} + \frac{m_2}{\Omega_2} y_0 - (m_2 - m_1) \frac{1}{y_0} = 0,$$

$$y_0 = \left(\frac{\Omega_1 \Omega_2 (m_2 - m_1) + \sqrt{((m_2 - m_1) \Omega_1 \Omega_2)^2 - 4 m_2 m_1 \Omega_1 \Omega_2 z^\alpha}}{2 m_2 \Omega_1} \right)^{\frac{1}{2}}. \quad (4.2.26)$$

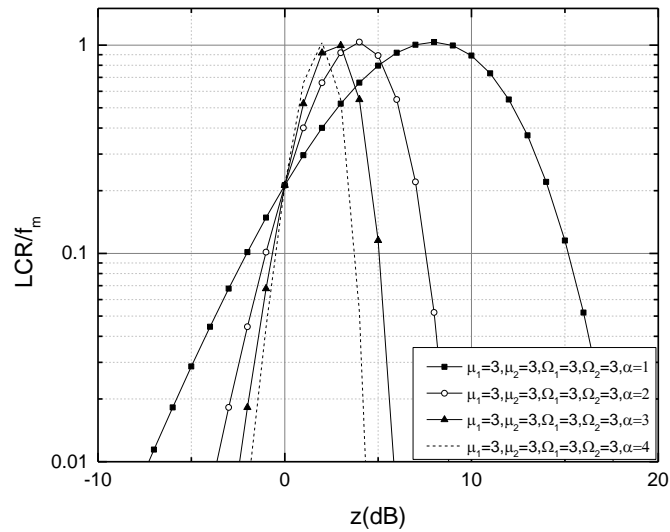
Zamenom se dobija:

$$N_Z = f_m \sqrt{2\pi} \frac{2}{\Gamma(m_1) \Gamma(m_2)} \left(\frac{m_1}{\Omega_1} \right)^{m_1 - \frac{1}{2}} \left(\frac{m_2}{\Omega_2} \right)^{m_2} z^{\frac{\alpha}{2}(2m_1 - 1)} \\ \times \sqrt{\frac{2\pi}{\lambda} \frac{a(y_0)}{\sqrt{b''(y_0)}}} e^{-\lambda f(y_0)}. \quad (4.2.27)$$



Slika 4.2.1. LCR (normalizovan po f_m) proizvoda dve α - μ slučajne promenjive za različite vrednosti parametra μ_1 , μ_2 , Ω_1 , Ω_2 i konstantne vrednosti parametra α .

Na slici 4.2.1. je prikazan srednji broj osnih preseka normalizovan po f_m proizvoda dve α - μ slučajne promenjive u zavisnosti od ekvivalentne anvelope proizvoda dve α - μ slučajne promenjive za različite vrednosti oštine fedinga jedne i druge slučajne promenjive, srednje snage jedne i druge slučajne promenjive kao i koeficijenta nelinearnosti sredine. Za manje vrednosti anvelope, srednji broj osnih preseka raste kada raste ekvivalentna anvelopa, dok za veće vrednosti ekvivalentne anvelope srednji broj osnih preseka opada kada ekvivalentna anvelopa raste. Maksimum krive postaje više izražen kada rastu oština fedinga i srednje snage obe α - μ slučajne promenjive. Takođe maksimum krive se pomera u oblastima većih vrednosti anvelope kada rastu snage α - μ slučajnih promenjivih. Kada raste oština fedinga i srednja snaga fedinga onda srednji broj osnih preseka opada za manje vrednosti anvelope signala a raste za veće vrednosti anvelope signala. Srednje širine krivih se smanjuju za veće vrednosti srednje snage i oštine fedinga što ukazuje na poboljšanje performansi sistema kao što se očekivalo.



Slika 4.2.2. LCR (normalizovan po f_m) proizvoda dve α - μ slučajne promenjive za konstantne vrednosti parametra $\mu_1, \mu_2, \Omega_1, \Omega_2$ i različite vrednosti parametra α .

Na slici 4.2.2. je prikazan srednji broj osnih preseka normalizovan po f_m proizvoda dve α - μ slučajne promenjive u zavisnosti od ekvivalentne anvelope proizvoda dve α - μ slučajne promenjive za konstantne vrednosti oštine fedinga jedne i druge promenjive, srednje snage jedne i druge slučajne promenjive kao i za različite vrednosti koeficijenta nelinearnosti sredine. Kao i u prethodnom slučaju srednji broj osnih preseka raste kada raste anvelopa signala, za manje vrednosti anvelope, dostiže maksimum, a zatim opada za veće vrednosti anvelope signala. Uticaj anvelope signala na srednji broj osnih preseka je veći kada koeficijent nelinearnosti opada. Srednja širina krivih, srednjeg broja osnih preseka je veća za manje vrednosti koeficijenta nelinearnosti. Maksimum krivih je više izražen za veće vrednosti koeficijenta nelinearnosti a takođe se za veće vrednosti koeficijenta nelinearnosti, maksimum krivih pomera u oblasti manjih vrednosti anvelopa signala.

4.3 Srednji broj osnih preseka količnika proizvoda dva k - μ slučajna procesa i k - μ slučajnog procesa

Razmatra se slučaj kada relejni sistem ima dve deonice i prisutan je k - μ brzi feding nastao zbog prostiranja signala po više puteva kao i interferencija nastala iz nekog udaljenog kanala koji radi na istoj nosećoj učestanosti i posmatra se slučaj da je u kanalu prisutan takodje k - μ feding. Zbog ovoga je odnos anvelope korisnog signala i interferencije jednak količniku proizvoda dve k - μ slučajne promenjive i jedne k - μ slučajne promenjive:

$$y = \frac{x_1 x_2}{x_3}, \quad (4.3.1)$$

ili

$$x_1 = \frac{y x_3}{x_2}, \quad (4.3.2)$$

gde x_1, x_2 i x_3 imaju k - μ raspodelu [10], koja uz pomoć [104] može da se predstavi:

$$\begin{aligned} p_{x_i}(x_i) &= \frac{2\mu(k+1)^{\frac{\mu+1}{2}}}{k^{\frac{\mu-1}{2}} e^{k\mu\Omega_i} \Omega_i^{\frac{\mu+1}{2}}} x_i^\mu I_{\mu-1} \left(2\mu \sqrt{\frac{k(k+1)}{\Omega_i}} \right) e^{-\frac{\mu(k+1)}{\Omega_i} x_i^2} \\ &= \frac{2\mu(k+1)^{\frac{\mu+1}{2}}}{k^{\frac{\mu-1}{2}} e^{k\mu\Omega_i} \Omega_i^{\frac{\mu+1}{2}}} \sum_{i_1=0}^{\infty} \left(\mu \sqrt{\frac{k(k+1)}{\Omega_i}} \right)^{2i_1+\mu-1} \\ &\times \frac{1}{i_1! \Gamma(i_1+\mu)} x_i^{2i_1+\mu-1} e^{-\frac{\mu(k+1)}{\Omega_i} x_i^2}, i = 1, 2, 3. \end{aligned} \quad (4.3.3)$$

Prvi izvod proizvoda od y je:

$$\dot{y} = \frac{\dot{x}_1 x_2}{x_3} + \frac{x_1 \dot{x}_2}{x_3} - \frac{x_1 x_2 \dot{x}_3}{x_3^2}. \quad (4.3.4)$$

Slučajni proces \dot{y} ima uslovnu Gausovu raspodelu. Srednja vrednost od \dot{y} je nula. Varijansa od \dot{y} slučajne promenjive je:

$$\sigma_{\dot{y}}^2 = \frac{x_2^2}{x_3^2} \sigma_{\dot{x}_1}^2 + \frac{x_1^2}{x_3^2} \sigma_{\dot{x}_2}^2 + \frac{x_1^2 x_2^2}{x_3^4} \sigma_{\dot{x}_3}^2, \quad (4.3.5)$$

gde su:

$$\sigma_{\dot{x}_1}^2 = \pi^2 f_m^2 \frac{\Omega_1}{\mu(k+1)}, \quad (4.3.6)$$

$$\sigma_{\dot{x}_2}^2 = \pi^2 f_m^2 \frac{\Omega_2}{\mu(k+1)}, \quad (4.3.7)$$

$$\sigma_{\dot{x}_3}^2 = \pi^2 f_m^2 \frac{\Omega_3}{\mu(k+1)}. \quad (4.3.8)$$

Zamenom (4.3.6), (4.3.7) i (4.3.8) u (4.3.5) izraz za varijansu od \dot{y} postaje:

$$\sigma_{\dot{y}}^2 = \frac{\pi^2 f_m^2}{\mu(k+1)} \left(\frac{x_2^2}{x_3^2} \Omega_1 + \frac{x_1^2}{x_3^2} \Omega_2 + \frac{x_1^2 x_2^2}{x_3^4} \Omega_3 \right)$$

$$= \frac{\pi^2 f_m^2}{\mu(k+1)} \left(\frac{x_2^2}{x_3^2} \Omega_1 + \frac{y^2}{x_2^2} \Omega_2 + \frac{y^2}{x_3^2} \Omega_3 \right). \quad (4.3.9)$$

Združena gustina verovatnoće od y, \dot{y}, x_2 i x_3 je:

$$\begin{aligned} p_{y,\dot{y},x_2,x_3}(y, \dot{y}, x_2, x_3) &= p_{\dot{y}|yx_2x_3}(\dot{y}|yx_2x_3) p_{yx_2x_3}(yx_2x_3) \\ &= p_{\dot{y}|yx_2x_3}(\dot{y}|yx_2x_3) p_{x_2}(x_2) p_{x_3}(x_3) p_y(y|x_2x_3). \end{aligned} \quad (4.3.10)$$

Uslovna gustina verovatnoće od y je:

$$p_y(y|x_2x_3) = \left| \frac{dx_1}{dy} \right| p_{x_1} \left(\frac{yx_3}{x_2} \right), \quad (4.3.11)$$

gde je:

$$\frac{dx_1}{dy} = \frac{x_3}{x_2}. \quad (4.3.12)$$

Posle zamene (4.3.11) u (4.3.10) izraz za združenu gustinu verovatnoće od y, \dot{y}, x_2 i x_3 postaje:

$$\begin{aligned} p_{y,\dot{y},x_2,x_3}(y, \dot{y}, x_2, x_3) \\ = \frac{x_3}{x_2} p_{x_1} \left(\frac{yx_3}{x_2} \right) p_{\dot{y}|yx_2x_3}(\dot{y}|yx_2x_3) p_{x_2}(x_2) p_{x_3}(x_3). \end{aligned} \quad (4.3.13)$$

Združena gustina verovatnoće od y i \dot{y} je:

$$\begin{aligned} p_{y,\dot{y}}(y, \dot{y}) &= \int_0^\infty dx_2 \int_0^\infty p_{y,\dot{y},x_2,x_3}(y, \dot{y}, x_2, x_3) dx_3 \\ &= \int_0^\infty dx_2 \int_0^\infty \frac{x_3}{x_2} p_{x_1} \left(\frac{yx_3}{x_2} \right) p_{\dot{y}|yx_2x_3}(\dot{y}|yx_2x_3) p_{x_2}(x_2) p_{x_3}(x_3) dx_3. \end{aligned} \quad (4.3.14)$$

Srednji broj osnih preseka količnika proizvoda dve k - μ slučajne promenjive i k - μ slučajne promenjive je korišćenjem izraza iz [2]:

$$\begin{aligned} N_y &= \int_0^\infty |\dot{y}| p_{\dot{y},y}(\dot{y}, y) d\dot{y} \\ &= \int_0^\infty dx_2 \int_0^\infty \frac{x_3}{x_2} p_{x_1} \left(\frac{yx_3}{x_2} \right) p_{\dot{y}|yx_2x_3}(\dot{y}|yx_2x_3) p_{x_2}(x_2) p_{x_3}(x_3) dx_3 \\ &\times \int_0^\infty \dot{y} p_{\dot{y}|yx_2x_3}(\dot{y}|yx_2x_3) d\dot{y}. \end{aligned} \quad (4.3.15)$$

Zamenom (4.3.3) u (4.3.15), srednji broj osnih preseka je:

$$\begin{aligned}
N_y &= \frac{\pi f_m}{\sqrt{2\pi}} \frac{\Omega_1^{\frac{1}{2}}}{(\mu(k+1))^{\frac{1}{2}}} \left(\frac{2\mu(k+1)^{\frac{\mu+1}{2}}}{k^{\frac{\mu-1}{2}} e^{k\mu} \Omega_2^{\frac{\mu+1}{2}}} \right)^3 \frac{1}{(\Omega_1 \Omega_2 \Omega_3)^{\frac{\mu+1}{2}}} \\
&\sum_{i_1=0}^{\infty} \left(\mu \sqrt{\frac{k(k+1)}{\Omega_1}} \right)^{2i_1+\mu-1} \frac{1}{i_1! \Gamma(i_1+\mu)} \sum_{i_2=0}^{\infty} \left(\mu \sqrt{\frac{k(k+1)}{\Omega_2}} \right)^{2i_2+\mu-1} \\
&\times \frac{1}{i_2! \Gamma(i_2+\mu)} \sum_{i_3=0}^{\infty} \left(\mu \sqrt{\frac{k(k+1)}{\Omega_3}} \right)^{2i_3+\mu-1} \frac{1}{i_3! \Gamma(i_3+\mu)} y^{(2i_1+\mu-1)} \\
&\times \int_0^{\infty} dx_2 \int_0^{\infty} x_3^{2i_1+2i_3+4\mu-2} x_3^{2i_2-2i_1} \sqrt{1 + \frac{y^2 x_3^2 \Omega_2}{x_2^4 \Omega_1} + \frac{y^2 \Omega_3}{x_2^2 \Omega_1}} \\
&\times e^{-\frac{\mu(k+1)y^2 x_3^2}{\Omega_1 x_2^4} - \frac{\mu(k+1)}{\Omega_2} x_2^2 - \frac{\mu(k+1)}{\Omega_3} x_3^2} dx_3. \tag{4.3.16}
\end{aligned}$$

Prethodni integral može biti rešen korišćenjem Laplasove aproksimacione formule za dvostruke integrale [85]:

$$\int_0^{\infty} dx \int_0^{\infty} g(x, y) e^{-\lambda f(x, y)} dy \approx \frac{2\pi}{\lambda} \frac{g(x_1, y_1)}{\sqrt{\det B}} e^{-\lambda f(x_1, y_1)}, \tag{4.3.17}$$

gde je:

$$B = \begin{vmatrix} \frac{\partial^2 f(x_1, y_1)}{\partial x_1^2} & \frac{\partial^2 f(x_1, y_1)}{\partial x_1 \partial y_1} \\ \frac{\partial^2 f(x_1, y_1)}{\partial y_1 \partial x_1} & \frac{\partial^2 f(x_1, y_1)}{\partial y_1^2} \end{vmatrix}. \tag{4.3.18}$$

x_1 i y_1 mogu se izračunati rešavanjem izraza:

$$\frac{\partial f(x_1, y_1)}{\partial x_1} = 0, \tag{4.3.19}$$

$$\frac{\partial f(x_1, y_1)}{\partial y_1} = 0. \tag{4.3.20}$$

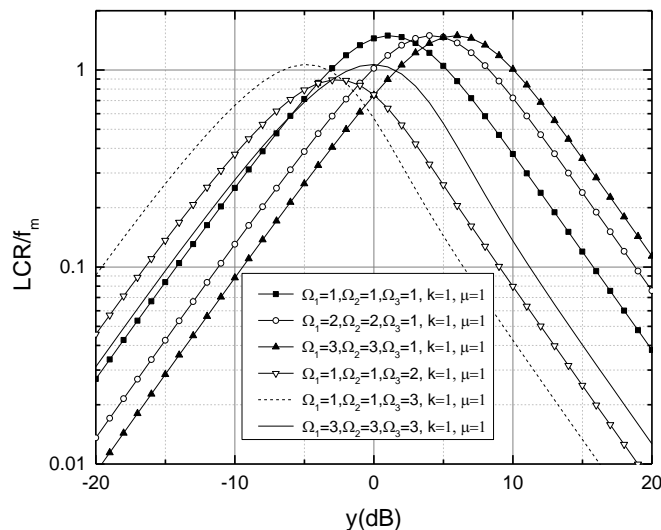
Vrednost izraza je:

$$g(x_2, x_3) = \sqrt{1 + \frac{y^2 x_3^2 \Omega_2}{x_2^4 \Omega_1} + \frac{y^2 \Omega_3}{x_2^2 \Omega_1}}, \tag{4.3.21}$$

$$f(x_2, x_3) = \frac{\mu(k+1)}{\Omega_1} \frac{y^2 x_3^2}{x_2^4} + \frac{\mu(k+1)}{\Omega_2} x_2^2 + \frac{\mu(k+1)}{\Omega_3} x_3^2$$

$$-(2i_1 + 2i_3 + 4\mu - 2)\ln x_3 - (2i_2 - 2i_1)\ln x_2. \quad (4.3.22)$$

Zamenom svih nevedenih izraza u izraz (4.3.16), i primenom odgovarajućih matematičkih manipulacija dobija se izraz za srednji broj osnih preseka čiji su numerički rezultati predstavljeni na slici 4.3.1.



Slika 4.3.1. LCR (normalizovan po f_m) količnika proizvoda dve k - μ slučajne promenjive i jedne k - μ slučajne promenjive za različite vrednosti parametra Ω_1 , Ω_2 , Ω_3 i konstantne vrednosti parametra k i μ .

Na slici 4.3.1 je prikazana normalizovan srednji broj osnih preseka količnika proizvoda dve k - μ slučajne promenjive i jedne k - μ slučajne promenjive u zavisnosti od SIR-a za različite vrednosti srednjih snaga za sve tri k - μ raspodele i konstantnih vrednosti Rajsovog faktora i parametra μ . Za manje vrednosti SIR-a, kada rastu snage k - μ slučajnog procesa u brojiocu, srednji broj osnih preseka opada, dok za veće vrednosti SIR-a kada rastu snage k - μ slučajnih promenjivih u brojiocu, srednji broj osnih preseka raste. Kada raste snaga k - μ slučajnih promenjivih u brojiocu maksimumi krivih se pomeraju ka većim vrednostima SIR-a a vrednosti maksimuma se nemenjaju.

4.4 Srednji broj osnih preseka odnosa Rajsovog slučajnog procesa i proizvoda dva Rejljeva slučajna procesa

Razmatran je slučaj bežičnog komunikacionog sistema u feding okruženju u prisustvu dve interferencije. Anvelopa signala zbog prisustva brzog fedinga je opisana Rajsovom raspodelom a interferencije zbog prisustva brzog fedinga su opisane Rejljevom raspodelom. Rajsova raspodela se koristi da opiše anvelopu signala u feding okruženju gde postoji optička

vidljivost za razliku od Rejljeve raspodele koja se koristi da opiše anvelopu signala gde nema LOS komponente. U bežičnom komunikacionom prenosu je čest scenario da se signal prenosi sredinom gde postoji optička vidljivost a da interferencija ne poseduje LOS komponentu. Odnos signala i interferencije je definisan kao odnos Rajsove slučajne promenjive i proizvoda dve Rejljeve slučajne promenjive.

Srednji broj osnih preseka odnosa signala i interferencije:

$$z = \frac{x}{y_1 y_2}, \quad (4.4.1)$$

ili

$$x = z y_1 y_2, \quad (4.4.2)$$

gde x ima Rajsovu raspodelu [7], [77]:

$$p_x(x) = \frac{2x}{\Omega_1} e^{-\frac{x^2+A^2}{\Omega_1}} I_0\left(\frac{2xA}{\Omega_1}\right), x \geq 0; \quad (4.4.3)$$

i interferencije y_1 i y_2 imaju Rejljevu raspodelu [7]:

$$p_{y_1}(y_1) = \frac{2y_1}{\Omega_2} e^{-\frac{y_1^2}{\Omega_2}}, y_1 \geq 0; \quad (4.4.4)$$

$$p_{y_2}(y_2) = \frac{2y_2}{\Omega_3} e^{-\frac{y_2^2}{\Omega_3}}, y_2 \geq 0. \quad (4.4.5)$$

Prvi izvod proizvoda od z je:

$$\dot{z} = \frac{\dot{x}}{y_1 y_2} - \frac{x}{y_1^2 y_2} \dot{y}_1 - \frac{x}{y_1 y_2^2} \dot{y}_2. \quad (4.4.6)$$

Slučajni process \dot{z} ima uslovnu Gausovu raspodelu. Srednja vrednost od \dot{z} je nula. Varijansa prvog izvoda odnosa Rajsove slučajne promenjive i proizvoda dve Rejljeve slučajne promenjive je:

$$\begin{aligned} \sigma_{\dot{z}}^2 &= \frac{\dot{x}^2}{y_1^2 y_2^2} \sigma_{\dot{x}}^2 + \frac{x^2}{y_1^4 y_2^2} \sigma_{\dot{y}_1}^2 + \frac{x^2}{y_1^2 y_2^4} \sigma_{\dot{y}_2}^2 \\ &= \frac{\dot{x}^2}{y_1^2 y_2^2} \sigma_{\dot{x}}^2 + \frac{z^2}{y_1^2} \sigma_{\dot{y}_1}^2 + \frac{z^2}{y_2^2} \sigma_{\dot{y}_2}^2, \end{aligned} \quad (4.4.7)$$

gde su:

$$\sigma_{\dot{x}}^2 = \pi^2 f_m^2 \Omega_1, \quad (4.4.8)$$

$$\sigma_{y_1}^2 = \pi^2 f_m^2 \Omega_2, \quad (4.4.9)$$

$$\sigma_{y_2}^2 = \pi^2 f_m^2 \Omega_3. \quad (4.4.10)$$

Zamenom (4.4.10), (4.4.9) i (4.4.8) u (4.4.7) izraz za varijansu od z postaje:

$$\begin{aligned} \sigma_z^2 &= \pi^2 f_m^2 \left(\frac{\Omega_1}{y_1^2 y_2^2} \sigma_x^2 + \frac{\Omega_2}{y_1^2} \sigma_{y_1}^2 + \frac{\Omega_3}{y_2^2} \sigma_{y_2}^2 \right) \\ &= \frac{\pi^2 f_m^2 \Omega_1}{y_1^2 y_2^2} \left(1 + z^2 y_2^2 \frac{\Omega_2}{\Omega_1} + z^2 y_1^2 \frac{\Omega_3}{\Omega_1} \right). \end{aligned} \quad (4.4.11)$$

Združena gustina verovatnoće od z, \dot{z}, y_1 i y_2 je:

$$\begin{aligned} p_{z, \dot{z}, y_1, y_2}(z, \dot{z}, y_1, y_2) &= p_{\dot{z}|zy_1y_2}(\dot{z}|zy_1y_2) p_{zy_1y_2}(zy_1y_2) \\ &= p_{\dot{z}|zy_1y_2}(\dot{z}|zy_1y_2) p_{y_1}(y_1) p_{y_2}(y_2) p_z(z|y_1y_2). \end{aligned} \quad (4.4.12)$$

Uslovna gustina verovatnoće od z je:

$$p_z(z|y_1y_2) = \left| \frac{dx}{dz} \right| p_x(zy_1y_2), \quad (4.4.13)$$

gde je:

$$\frac{dx}{dz} = y_1 y_2. \quad (4.4.14)$$

Posle zamene (4.4.13) u (4.4.12) izraz za združenu gustinu verovatnoće od z, \dot{z}, y_1 i y_2 postaje:

$$p_{z, \dot{z}, y_1, y_2}(z, \dot{z}, y_1, y_2) = y_1 y_2 p_{\dot{z}|zy_1y_2}(\dot{z}|zy_1y_2) p_{y_1}(y_1) p_{y_2}(y_2) p_x(zy_1y_2). \quad (4.4.15)$$

Združena gustina verovatnoće od z i \dot{z} je:

$$\begin{aligned} p_{z, \dot{z}}(z, \dot{z}) &= \int_0^\infty dy_1 \int_0^\infty p_{z, \dot{z}, y_1, y_2}(z, \dot{z}, y_1, y_2) dy_2 \\ &= \int_0^\infty dy_1 \int_0^\infty y_1 y_2 p_{\dot{z}|zy_1y_2}(\dot{z}|zy_1y_2) p_{y_1}(y_1) p_{y_2}(y_2) p_x(zy_1y_2) dy_2. \end{aligned} \quad (4.4.16)$$

Srednji broj osnih preseka odnosa Rajsovog slučajnog procesa i proizvoda dva Rejljeva slučajna procesa je prema [2]:

$$N_Z = \int_0^\infty |\dot{z}| p_{\dot{z}, z}(\dot{z}, z) dz =$$

$$\int_0^\infty dy_1 \int_0^\infty y_1 y_2 p_{y_1}(y_1) p_{y_2}(y_2) p_x(z y_1 y_2) dy_2 \int_0^\infty \dot{z} p_{\dot{z}|z y_1 y_2}(\dot{z}|z y_1 y_2) d\dot{z} = \int_0^\infty dy_1 \int_0^\infty y_1 y_2 p_{y_1}(y_1) p_{y_2}(y_2) p_x(z y_1 y_2) dy_2 \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \sigma_{\dot{z}}. \quad (4.4.17)$$

Pošto važi:

$$\int_0^\infty \dot{z} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{\dot{z}}} e^{-\frac{\dot{z}^2}{2\sigma_{\dot{z}}^2}} d\dot{z} = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \sigma_{\dot{z}}. \quad (4.4.18)$$

Zamenom (4.4.3), (4.4.4), (4.4.5) i (4.4.11) u (4.4.17), srednji broj osnih preseka je:

$$\begin{aligned} N_Z &= \frac{8}{\Omega_1 \Omega_2 \Omega_3} e^{-\frac{A^2}{\Omega_1} \pi f_m} \frac{\sqrt{\Omega_1}}{\sqrt{2\pi}} \sum_{i=0}^{\infty} \left(\frac{A}{\Omega_1}\right)^{2i} \\ &\times \frac{1}{(i!)^2} z \int_0^\infty dy_1 \int_0^\infty (y_1 y_2)^2 \sqrt{1 + z^2 y_2^2 \frac{\Omega_2}{\Omega_1} + z^2 y_1^2 \frac{\Omega_3}{\Omega_1}} e^{-\frac{(z y_1 y_2)^2}{\Omega_1} - \frac{y_1^2}{\Omega_2} - \frac{y_2^2}{\Omega_3}} dy_2 \\ &= \frac{8}{\Omega_1 \Omega_2 \Omega_3} e^{-\frac{A^2}{\Omega_1} \pi f_m} \frac{\sqrt{\Omega_1}}{\sqrt{2\pi}} \sum_{i=0}^{\infty} \left(\frac{A}{\Omega_1}\right)^{2i} \frac{1}{(i!)^2} z \times J, \end{aligned} \quad (4.4.19)$$

gde je integral J jednak:

$$J = \int_0^\infty dy_1 \int_0^\infty \sqrt{1 + z^2 y_2^2 \frac{\Omega_2}{\Omega_1} + z^2 y_1^2 \frac{\Omega_3}{\Omega_1}} e^{-\frac{(z y_1 y_2)^2}{\Omega_1} - \frac{y_1^2}{\Omega_2} - \frac{y_2^2}{\Omega_3} + \ln y_1^2 y_2^2} dy_2. \quad (4.4.20)$$

Integral (4.4.20) je rešen korišćenjem Laplasove aproksimacione formule za dvostruki integral [85]:

$$\int_0^\infty dy_1 \int_0^\infty g(y_1, y_2) e^{-\lambda f(y_1, y_2)} dy_2 \approx \frac{2\pi g(y_{1m}, y_{2m})}{\lambda \sqrt{\det B}} e^{-\lambda f(y_{1m}, y_{2m})}, \quad (4.4.21)$$

gde je:

$$B = \begin{vmatrix} \frac{\partial^2 f(y_{1m}, y_{2m})}{\partial y_{1m}^2} & \frac{\partial^2 f(y_{1m}, y_{2m})}{\partial y_{1m} \partial y_{2m}} \\ \frac{\partial^2 f(y_{1m}, y_{2m})}{\partial y_{2m} \partial y_{1m}} & \frac{\partial^2 f(y_{1m}, y_{2m})}{\partial y_{2m}^2} \end{vmatrix}, \quad (4.4.22)$$

y_{1m} i y_{2m} se mogu izračunati rešavanjem izraza:

$$\frac{\partial f(y_{1m}, y_{2m})}{\partial y_{1m}} = 0, \quad (4.4.23)$$

$$\frac{\partial f(y_{1m}, y_{2m})}{\partial y_{2m}} = 0. \quad (4.4.24)$$

Vrednost izraza:

$$g(y_1, y_2) = \sqrt{1 + z^2 y_2^2 \frac{\Omega_2}{\Omega_1} + z^2 y_1^2 \frac{\Omega_3}{\Omega_1}}$$

$$f(y_1, y_2) = \frac{(zy_1 y_2)^2}{\Omega_1} + \frac{y_1^2}{\Omega_2} + \frac{y_2^2}{\Omega_3} - 2 \ln y_1 y_2. \quad (4.4.25)$$

Prvi izvod od $f(y_1, y_2)$ po y_1 odnosno y_2 su:

$$\frac{\partial f(y_1, y_2)}{\partial y_1} = 2 \frac{z^2 y_1 y_2^2}{\Omega_1} + \frac{2y_1}{\Omega_2} - \frac{2}{y_1}, \quad (4.4.26)$$

$$\frac{\partial f(y_1, y_2)}{\partial y_2} = 2 \frac{z^2 y_2 y_1^2}{\Omega_1} + \frac{2y_2}{\Omega_3} - \frac{2}{y_2}. \quad (4.4.27)$$

y_{1m} i y_{2m} se mogu izračunati rešavanjem jednačina:

$$\frac{z^2 y_{1m} y_{2m}^2}{\Omega_1} + \frac{y_{1m}}{\Omega_2} - \frac{1}{y_{1m}} = 0, \quad (4.4.28)$$

$$\frac{z^2 y_{2m} y_{1m}^2}{\Omega_1} + \frac{y_{2m}}{\Omega_3} - \frac{1}{y_{2m}} = 0, \quad (4.4.29)$$

$$y_{1m} = y_{2m} = \left(\frac{-\Omega_1 + \sqrt{\Omega_1^2 + 4\Omega_1 \Omega_2^2 z^2}}{2z^2 \Omega_2} \right)^{\frac{1}{2}}. \quad (4.4.30)$$

Drugi izvodi od $f(y_1, y_2)$ su:

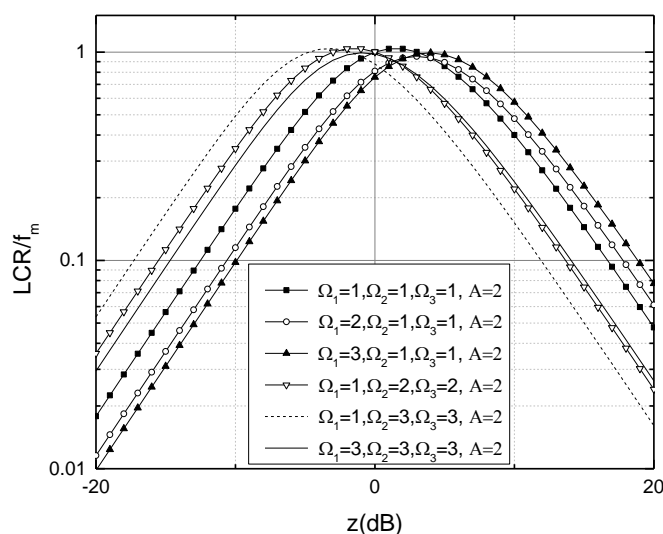
$$\frac{\partial^2 f(y_1, y_2)}{\partial y_1^2} = 2 \frac{z^2 y_2^2}{\Omega_1} + \frac{2}{\Omega_2} + \frac{2}{y_1^2}, \quad (4.4.31)$$

$$\frac{\partial^2 f(y_1, y_2)}{\partial y_1 \partial y_2} = 4 \frac{z^2 y_1 y_2}{\Omega_1}, \quad (4.4.32)$$

$$\frac{\partial^2 f(y_1, y_2)}{\partial y_2 \partial y_1} = 4 \frac{z^2 y_1 y_2}{\Omega_1}, \quad (4.4.33)$$

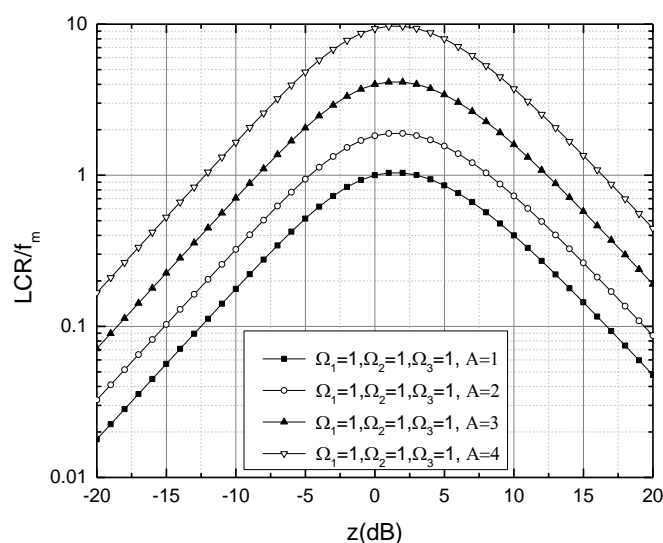
$$\frac{\partial^2 f(y_1, y_2)}{\partial y_2^2} = 2 \frac{z^2 y_1^2}{\Omega_1} + \frac{2}{\Omega_3} + \frac{2}{y_2^2}. \quad (4.4.34)$$

Korišćenjem izraza (4.4.31), (4.4.32), (4.4.33) i (4.4.34) može se rešiti detB u (4.4.25)



Slika 4.4.1. LCR (normalizovan po f_m) količnika Rajsove slučajne promenjive i proizvoda dve Rejljeve slučajne promenjive za različite vrednosti parametra Ω_1 , Ω_2 , Ω_3 i konstantne vrednosti parametra A .

Na slici 4.4.1. prikazan je normalizovan srednji broj osnih preseka odnosa Rajsove slučajne promenjive i proizvoda dve Rejljeve slučajne promenjive u zavisnosti od odnosa Rajsove slučajne promenjive i proizvoda dve Rejljeve slučajne promenjive (SIR) za različite vrednosti snage Rajsove anvelope, snage jedne i druge interferencije i konstantne amplitude dominantne komponente. Srednji broj osnih preseka raste kada raste SIR, dostiže maksimum a zatim opada za veće vrednosti SIR-a. Za manje vrednosti SIR-a, kada raste snaga Rajsove komponente, srednji broj osnih preseka opada a za veće vrednosti SIR-a, srednji broj osnih preseka raste kada snaga Rajsove komponente raste. Takođe, kada snaga Rajsove komponente raste maksimum krive je približno isti i pomera se u oblastima većih vrednosti SIR-a. Kada raste snaga Rejljevih komponenti onda srednji broj osnih preseka se povećava za manje vrednosti SIR-a a srednji broj osnih preseka se smanjuje za veće vrednosti SIR-a. Vrednost maksimuma krivih se ne menja kada rastu snage Rejljevih komponenti i maksimum krive se pomera u oblastima manjih vrednosti SIR-a sa porastom Rejljevih komponenti.



Slika 4.4.2. LCR (normalizovan po f_m) količnika Rajsove slučajne promenjive i proizvoda dve Rejljeve slučajne promenjive za konstantne vrednosti parametra $\Omega_1, \Omega_2, \Omega_3$ i različite vrednosti parametra A .

Na slici 4.4.2. prikazan je normalizovan srednji broj osnih preseka odnosa Rajsove slučajne promenjive i proizvoda dve Rejljeve slučajne promenjive u zavisnosti SIR-a za konstantne vrednosti snage Rajsove anvelope, snage Rejljevih anvelopa i različite vrednosti amplitude dominantne komponente. Srednji broj osnih preseka je približno isti za velike i male vrednosti SIR. Kada raste amplituda dominantne komponente srednji broj osnih preseka raste kako za male tako i za velike vrednosti SIR. Kako raste veličina dominantne komponente raste i maksimum krivih i nema pomeraja maksimuma.

5. ANALIZA PERFORMANSI SSC DIVERZITI PRIJEMNIKA U PRISUSTVU KANALNE INTERFERENCIJE U $\eta - \mu$ FADING KANALU

U ovom delu doktorske disertacije razmatraju se performanse SSC prijemnika u $\eta - \mu$ fading kanalu u interferencijski ograničenoj sredini za slučaj kada su obe grane korelisane kao i za slučaj kada grane nisu korelisane.

$\eta - \mu$ model fadinga je nedavno publikovan u naučnoj literaturi [10], [59]. Ova raspodela je generalna raspodela i kao takva sadrži Rejljev, Nakagami- m , Hoyt-ovu (Nakagami- q) jednostranu Gausovu raspodelu (*one-sided Gaussian*) kao specijalne slučajeve [31]. Ovaj model ima dva parametra: parametar μ , koji se odnosi na broj klastera u propagacionoj sredini, i parametar η , koji se odnosi na količnik snaga komponenti u fazi i kvadraturi snage talasa u rasejanju svakog *multipath* klastera [61]. Kanalna interferencija (*co-channel interference, CCI*) je takođe pod uticajem *multipath* fadinga, i potrebno je uključiti ovaj efekat u analizu performansi sistema.

SSC omogućuje najjednostavniju implementaciju, pošto SSC procesira signal u jednoj grani sve dok je SIR (*signal-to-interference ratio*) veći od praga. Kada SIR padne ispod ovog praga, SSC prijemnik procesira signal na drugoj grani bez obzira da li je prag veći ili manji od SIR-a [10].

U [32] su razmatrane performanse SSC prijemnika u prisustvu interferencije u Rajsovom fading kanalu. Zatim u radu [33] analizirane su performanse SSC prijemnika u korelisanom $\alpha - \mu$ fading kanalu u zavisnosti od SIR-a. Za razliku od navedenih radova, u doktorskoj disertaciji se određuju performanse SSC prijemnika u $\eta - \mu$ fading kanalu u prisustvu interferencije.

5.1 Model sistema u prisustvu kanalne interferencije u $\eta - \mu$ fading kanalu

Razmatraju se dva nezavisna, $\eta - \mu$ slučajna procesa u prisustvu CCI pod pretpostavkom da je snaga interferencije znatno veća od snage šuma, tako da se šum može zanemariti (interferencijski ograničena sredina). Gustina verovatnoće anvelope korisnog signala $\eta - \mu$ slučajnog procesa na obe grane su [86]:

$$p_{R_i}(R_i) = \frac{4\sqrt{\pi}\mu_{di}^{\mu_{di}+1/2}h_{di}^{\mu_{di}}R_i^{2\mu_{di}}}{\Gamma(\mu_{di})H_{di}^{\mu_{di}-1/2}\Omega_{di}^{\mu_{di}+1/2}} e^{\left(-\frac{2\mu_{di}h_{di}R_i^2}{\Omega_{di}}\right)}$$

$$\times I_{\mu_{di}-1/2} \left[\frac{2\mu_{di}h_{di}R^2}{\Omega_{di}} \right], \quad i = 1,2; \quad (5.1.1)$$

gde $\Omega_{di} = E [R_i^2]$, predstavlja srednju snagu korisnog signala, $I_n(x)$ je modifikovana Bessel-ova funkcija n-tog reda prve vrste. $\Gamma(a)$ označava Gamma funkciju, dok parametri H_{di} i h_{di} , koji su definisani u funkciji od η_{di} i parametra μ_{di} prikazani u [86] su:

$$H_{di} = \frac{\eta_{di}^{-1} - \eta_{di}}{4}; \quad h_{di} = \frac{2 + \eta_{di}^{-1} + \eta_{di}}{4}; \quad \mu_{di} = \frac{E^2(R^2)}{2V(R^2)} \left[1 + \left(\frac{H_{di}}{h_{di}} \right)^2 \right] \quad (5.1.2)$$

$E()$ i $V()$ označavaju operatore očekivanja i varijanse. Kada je $\mu_{di} = 0.5$, ovaj model se svodi na Nakagami- q model, tako što parametar q odgovara $\eta_{di}^{1/2}$. Nakagami- m model može da se aproksimira kada $\eta_{di} \rightarrow 0$ i $\eta_{di} \rightarrow \infty$, tako što parametar m odgovara μ_{di} .

Rezultujući signal interferencije takođe je pod uticajem η - μ slučajnog procesa. Signal interferencije, primljen u obe grane je:

$$p_r(r_i) = \frac{4\sqrt{\pi}\mu_{ci}^{\mu_{ci}+1/2} h_{ci}^{\mu_{ci}} r_i^{2\mu_{ci}}}{\Gamma(\mu_{ci}) H_{ci}^{\mu_{ci}-1/2} \Omega_{ci}^{\mu_{ci}+1/2}} e^{\left(-\frac{2\mu_{ci}h_{ci}r_i^2}{\Omega_{ci}} \right)} \times I_{\mu_{ci}-1/2} \left[\frac{2\mu_{ci}h_{ci}r^2}{\Omega_{ci}} \right], \quad i = 1,2; \quad (5.1.3)$$

gde je $\Omega_c = E [R^2]$ srednja snaga signala interferencije. Parametri H_{ci} , h_{ci} i μ_{ci} opisuju na sličan način prostiranje CCI signala kao parametri H_{di} , h_{di} i μ_{di} koji opisuju prostiranje korisnog signala u predloženom fading okruženju. Pošto se razmatra interferencijski ograničena sredina, u ovom slučaju može se pokazati da SIR, $\lambda=R^2/r^2$, u svakoj grani ima PDF [87]:

$$p_{\lambda_i}(t_i) = \frac{1}{2\sqrt{t_i}} \int_0^\infty p_{R_i}(r_i\sqrt{t_i}) p_{r_i}(r_i) r_i dr_i, \quad i = 1,2; \quad (5.1.4)$$

Posle zamene (5.1.1) i (5.1.3) u (5.1.4), dobija se:

$$p_{\lambda_i}(\lambda_i) = \sum_{k=0}^{\infty} \sum_{l=0}^{\infty} \frac{\pi S_i^{2k+2\mu_{ci}} \mu_{ci}^{2k+2\mu_{ci}} \mu_{di}^{2l+2\mu_{di}} h_{di}^{\mu_{di}} h_{ci}^{\mu_{ci}} H_{di}^{2l} H_{ci}^{2k}}{2^{2k+2l+2\mu_{ci}+2\mu_{di}-2} \Gamma(\mu_{di}) \Gamma(\mu_{ci}) \Gamma(\mu_{di} + k + 1/2)} \times \frac{\Gamma(2k+2l+2\mu_{ci}+2\mu_{di}) \lambda_i^{2l+2\mu_{di}-1}}{\Gamma(\mu_{ci}+l+1/2) k! l! (\lambda_i \mu_{di} h_{di} + S_i \mu_{ci} h_{ci})^{2k+2l+2\mu_{ci}+2\mu_{di}}}, \quad (5.1.5)$$

gde $S = \Omega_d / \Omega_c$ predstavlja odnos srednjih snaga korisnog signala i interferencije. Na osnovu [87], CDF od λ_i može se izraziti kao:

$$\begin{aligned}
F_{\lambda_i}(t_i) &= \int_0^{t_i} p_{\lambda_i}(\lambda_i) d\lambda_i \\
&= \sum_{p=0}^{\infty} \sum_{q=0}^{\infty} \frac{\pi H_{di}^{2l} H_{ci}^{2k} \Gamma(2kk + 2l + 2\mu_{ci} + 2\mu_{di})}{2^{2k+2l+2\mu_{ci}+2\mu_{di}-2} h_{di}^{2l+\mu_{di}} h_{ci}^{2k+\mu_{ci}} \Gamma(\mu_{di}) \Gamma(\mu_{ci})} \\
&\times \frac{B_z(2l+2\mu_{di}, 2k+2\mu_{ci})}{\Gamma(\mu_{di}+k+1/2) \Gamma(\mu_{ci}+l+1/2) k! l!}; \quad z_i = \frac{\lambda_i \mu_{di} h_{di}}{\lambda_i \mu_{di} h_{di} + S_i \mu_{ci} h_{ci}}. \quad (5.1.6)
\end{aligned}$$

Ovde se razmatra slučaj kada, zbog nedovoljnog rastojanja između antena, anvelopa korisnog signala i interferencije su pod uticajem korelisanog η - μ fedinga sa združenom gustinom raspodele [88]:

$$\begin{aligned}
p_{R_1, R_2}(R_1, R_2) &= \frac{(1 - \sqrt{\rho_d})^{2\mu_d}}{\Gamma(\mu_d)^2} \sum_{k_1, k_2, k_3, k_4=0}^{\infty} \frac{2^{4\mu_d+k_1+k_2+k_3+k_4} \mu_d^{4\mu_d+k_1+k_2+k_3+k_4}}{\Omega_d^{4\mu_d+k_1+k_2+k_3+k_4} (1 - \sqrt{\rho_d})^{4\mu_d+k_1+k_2+k_3+k_4}} \\
&\times \frac{(h_d - H_d)^{k_1+k_2} (h_d - H_d)^{k_3+k_4} (\sqrt{\rho_d})^{+k_1+k_2+k_3+k_4} (h_d^2 - H_d^2)^{2\mu_d}}{(1 + \sqrt{\rho_d})^{2\mu_d+k_1+k_2+k_3+k_4} k_1! k_2! k_3! k_4!} \\
&\times \frac{\Gamma(\mu_d + k_1+k_2) \Gamma(\mu_d + k_3+k_4)}{\Gamma(2\mu_d + k_1+k_3) \Gamma(2\mu_d + k_2+k_4)} R_1^{2\mu_d+k_1+k_3-1} R_2^{2\mu_d+k_2+k_4-1} \\
&\times x_1 F_1 \left(\mu_d + k_1, 2\mu_d + k_1+k_3, \frac{4h_d H_d}{\Omega_d (1 - \sqrt{\rho_d})} R_1 \right) \\
&\times x_1 F_1 \left(\mu_d + k_2, 2\mu_d + k_2+k_4, \frac{4h_d H_d}{\Omega_d (1 - \sqrt{\rho_d})} R_2 \right) \\
&\times e^{\left(\frac{2\mu_d(h_d+H_d)}{\Omega_d(1-\sqrt{\rho_d})} R_1 \right)} e^{\left(\frac{2\mu_d(h_d+H_d)}{\Omega_d(1-\sqrt{\rho_d})} R_2 \right)} \quad (5.1.7)
\end{aligned}$$

i:

$$\begin{aligned}
p_{r_1, r_2}(r_1, r_2) &= \frac{(1 - \sqrt{\rho_c})^{2\mu_c}}{\Gamma(\mu_c)^2} \sum_{l_1, l_2, l_3, l_4=0}^{\infty} \frac{2^{4\mu_c+l_1+l_2+l_3+l_4} \mu_c^{4\mu_c+l_1+l_2+l_3+l_4}}{\Omega_c^{4\mu_c+l_1+l_2+l_3+l_4} (1 - \sqrt{\rho_c})^{4\mu_c+l_1+l_2+l_3+l_4}} \\
&\times \frac{(h_c - H_c)^{l_1+l_2} (h_c - H_c)^{l_3+l_4} (\sqrt{\rho_c})^{l_1+l_2+l_3+l_4} (h_c^2 - H_c^2)^{2\mu_c}}{(1 + \sqrt{\rho_c})^{2\mu_c+l_1+l_2+l_3+l_4} l_1! l_2! l_3! l_4!}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& \times \frac{\Gamma(\mu_c + l_1 + l_2)\Gamma(\mu_c + l_3 + l_4)}{\Gamma(2\mu_c + l_1 + l_3)\Gamma(2\mu_c + l_2 + l_4)} r_1^{2\mu_c + l_1 + l_3 - 1} r_2^{2\mu_c + l_2 + l_4 - 1} \\
& \times x_1 F_1 \left(\mu_c + l_1, 2\mu_c + l_1 + l_3, \frac{4h_c H_c}{\Omega_c(1 - \sqrt{\rho_c})} r_1 \right) \\
& \times x_1 F_1 \left(\mu_c + l_2, 2\mu_c + l_2 + l_4, \frac{4h_c H_c}{\Omega_c(1 - \sqrt{\rho_c})} r_2 \right) \\
& \times e^{\left(\frac{2\mu_c(h_c + H_c)}{\Omega_c(1 - \sqrt{\rho_c})} r_1\right)} e^{\left(\frac{2\mu_c(h_c + H_c)}{\Omega_c(1 - \sqrt{\rho_c})} r_2\right)}, \tag{5.1.8}
\end{aligned}$$

gde ρ_d i ρ_c označavaju korelacione koeficijente korisnog signala i interferencije dok $E[R_I^2] = E[R_2^2] = \Omega_d$ i $E[r_I^2] = E[r_2^2] = \Omega_c$ predstavljaju snage korisnog signala, odnosno interferencije. Na osnovu ovoga, združen PDF u zavisnosti od SIR-a se može izraziti kao:

$$p_{\lambda_1, \lambda_2}(\lambda_1, \lambda_2) = \frac{1}{4\sqrt{\lambda_1 \lambda_2}} \int_0^\infty d\lambda_1 \int_0^\infty d\lambda_2 p_{R_1, R_2}(r_1 \sqrt{\lambda_1}, r_2 \sqrt{\lambda_2}) p_{r_1, r_2}(r_1, r_2) r_1 r_2. \tag{5.1.9}$$

Nakon zamene (5.1.7) i (5.1.8) u (5.1.9), koristeći osobine Appell hipergeometrijske funkcije (*Appell Hypergeometric function*) $F_A(z)$ [76], i korišćenjem matematičkih transformacija, JPDP može da se napiše u sledećoj formi:

$$\begin{aligned}
p_{\lambda_1, \lambda_2}(\lambda_1, \lambda_2) &= \sum_{k_1, k_2, k_3, k_4=0}^{\infty} \sum_{l_1, l_2, l_3, l_4=0}^{\infty} \frac{(1 - \sqrt{\rho_c})^{2\mu_c} (1 - \sqrt{\rho_d})^{2\mu_d}}{4\Gamma(\mu_c)^2 \Gamma(\mu_d)^2} \times C_1 \\
& \times \frac{\lambda_1^{\mu_d + \frac{k_1 + k_3}{2} - 1} \lambda_2^{\mu_d + \frac{k_2 + k_4}{2} - 1}}{\left((1 - \sqrt{\rho_d})\mu_c(h_c + H_c)\sqrt{\lambda_1} + (1 - \sqrt{\rho_c})\mu_d(h_d + H_d)S_1 \right)^{2\mu_d + 2\mu_c + k_1 + l_1 + k_3 + l_3}} \\
& \times \frac{\Gamma(2\mu_d + 2\mu_c + k_1 + k_3 + l_1 + l_3)\Gamma(2\mu_d + 2\mu_c + k_1 + k_3 + l_1 + l_3)}{\left((1 - \sqrt{\rho_d})\mu_c(h_c + H_c)\sqrt{\lambda_2} + (1 - \sqrt{\rho_c})\mu_d(h_d + H_d)S_2 \right)^{2\mu_d + 2\mu_c + k_1 + l_1 + k_3 + l_3}} \\
& \times F_A \left(\begin{array}{c} 2\mu_d + 2\mu_c + k_1 + l_1 + k_3 + l_3, \mu_d + k_1, \mu_c + l_1, 2\mu_d + k_1 + k_3, \\ 2\mu_d + l_1 + l_3, \frac{2\mu_d 2H_d(1 - \sqrt{\rho_c})\sqrt{\lambda_1}}{(1 - \sqrt{\rho_d})\mu_c(h_c + H_c)\sqrt{\lambda_1} + (1 - \sqrt{\rho_c})\mu_d(h_d + H_d)S_1}, \\ \frac{2\mu_c H_c(1 - \sqrt{\rho_d})S_1}{(1 - \sqrt{\rho_d})\mu_c(h_c + H_c)\sqrt{\lambda_1} + (1 - \sqrt{\rho_c})\mu_d(h_d + H_d)S_1} \end{array} \right)
\end{aligned}$$

$$\times F_A \left(\begin{matrix} 2\mu_d + 2\mu_c + k_2 + l_2 + k_4 + l_4, \mu_d + k_2, \mu_c + l_2, 2\mu_d + k_2 + k_4, \\ 2\mu_d + l_2 + l_4, \frac{2\mu_d H_d (1 - \sqrt{\rho_c}) \sqrt{\lambda_2}}{(1 - \sqrt{\rho_d}) \mu_c (h_c + H_c) \sqrt{\lambda_2} + (1 - \sqrt{\rho_c}) \mu_d (h_d + H_d) S_2}, \\ \frac{2\mu_c H_c (1 - \sqrt{\rho_d}) S_2}{(1 - \sqrt{\rho_d}) \mu_c (h_c + H_c) \sqrt{\lambda_2} + (1 - \sqrt{\rho_c}) \mu_d (h_d + H_d) S_2} \end{matrix} \right), \quad (5.1.10)$$

sa:

$$C_1 = \frac{\mu_d^{4\mu_d + k_1 + k_2 + k_3 + k_4} \mu_c^{4\mu_c + l_1 + l_2 + l_3 + l_4} (\sqrt{\rho_d})^{k_1 + k_2 + k_3 + k_4} (\sqrt{\rho_c})^{l_1 + l_2 + l_3 + l_4}}{(1 - \sqrt{\rho_d})^{2\mu_d + k_1 + k_2 + k_3 + k_4} (1 - \sqrt{\rho_c})^{2\mu_c + l_1 + l_2 + l_3 + l_4}} \times \frac{(h_c - H_c)^{l_1 + l_2} (h_c - H_c)^{l_3 + l_4} (h_c^2 - H_c^2)^{4\mu_c} S_1^{4\mu_c + l_1 + l_2 + l_3 + l_4}}{\Gamma(2\mu_c + l_1 + l_3) \Gamma(2\mu_c + l_2 + l_4) k_1! k_2! k_3! k_4!} \times \frac{(h_d - H_d)^{k_1 + k_2} (h_d - H_d)^{k_3 + k_4} (h_d^2 - H_d^2)^{4\mu_d}}{\Gamma(2\mu_d + k_1 + k_3) \Gamma(2\mu_d + k_2 + k_4) l_1! l_2! l_3! l_4!}. \quad (5.1.11)$$

5.2 SSC diverziti prijem u prisustvu kanalne interferencije u η - μ feding kanalu

SSC diverziti tehnika je manje kompleksna u upoređenju sa ostalim prostornim diverziti tehnikama. Zbog male kompleksnosti prilikom implementacije, SSC sistemi se veoma često koriste. SSC procesira samo jednu granu sve dok SIR ne padne ispod vrednosti praga Z_T , u kom slučaju kombiner prelazi da procesira drugu granu.

PDF u zavisnosti od SIR-a na izlazu iz SSC prijemnika sa nekoreliranim granama je prikazan u [10]:

$$p_{SSC}(\lambda) = \begin{cases} \frac{F_{\lambda_1}(Z_T) F_{\lambda_2}(Z_T)}{F_{\lambda_1}(Z_T) + F_{\lambda_2}(Z_T)} (p_{\lambda_1}(\lambda) + p_{\lambda_2}(\lambda)) & \lambda \leq Z_T \\ \frac{F_{\lambda_1}(Z_T) F_{\lambda_2}(Z_T)}{F_{\lambda_1}(Z_T) + F_{\lambda_2}(Z_T)} (p_{\lambda_1}(\lambda) + p_{\lambda_2}(\lambda)) + \frac{p_{\lambda_1}(\lambda) F_{\lambda_2}(Z_T) + F_{\lambda_1}(Z_T) p_{\lambda_2}(\lambda)}{F_{\lambda_1}(Z_T) + F_{\lambda_2}(Z_T)} & \lambda > Z_T \end{cases} \quad (5.2.1)$$

Slično, CDF u zavisnosti od SIR-a na izlazu iz SSC-a može se dobiti:

$$p_{SSC}(\lambda) = \begin{cases} F_{\lambda}(Z_T) F_{\lambda}(\lambda) & \lambda \leq Z_T \\ F_{\lambda}(r) F_{\lambda}(Z_T) + F_{\lambda}(Z_T) F_{\lambda}(\lambda) & \lambda > Z_T \end{cases} \quad (5.2.2)$$

Kako su izrazi (5.1.6) i (5.1.7) dobijeni u zatvorenom obliku, posle njihove smene u (5.2.1) i (5.2.2), PDF i CDF u zavisnosti od SIR-a su takođe dobijeni u zatvorenom obliku. Za slučaj koreliranih grana, PDF na izlazu se može dobiti na osnovu [10]:

$$p_{SSC}(\lambda) = \begin{cases} v_{SSC}(\lambda) & \lambda \leq Z_T \\ v_{SSC}(\lambda) + p_{\lambda_1}(\lambda) & \lambda > Z_T \end{cases}$$

$$v_{SSC}(\lambda) = \int_0^{Z_T} p_{\lambda_1, \lambda_2}(\lambda, \lambda_2) d\lambda_2. \quad (5.2.3)$$

CDF se može dobiti na osnovu:

$$F_{SSC}(\lambda) = \begin{cases} F_{\lambda_1, \lambda_2}(\lambda, Z_T) & \lambda \leq Z_T; \\ F_{\lambda_1}(\lambda) F_{\lambda_2}(Z_T) F_{\lambda_1, \lambda_2}(\lambda, Z_T) & \lambda > Z_T; \end{cases}$$

$$F_{\lambda_1, \lambda_2}(\lambda, Z_T) = \int_0^\lambda \int_0^{z_T} f_{\lambda_1, \lambda_2}(\lambda_1, \lambda_2) d\lambda_1 d\lambda_2.$$

$$F_{\lambda_1}(\lambda) = \int_0^\lambda f_{\lambda_1}(\lambda) d\lambda; F_{\lambda_2}(Z_T) = \int_0^{Z_T} f_{\lambda_2}(\lambda) d\lambda. \quad (5.2.4)$$

Posle zamene (5.1.10) u (5.2.4), i matematičkih manipulacija, $v_{SSC}(\lambda)$ se dobija u sledećoj formi:

$$\begin{aligned} v_{SSC}(\lambda) = & \sum_{k_1, k_2, k_3, k_4=0}^{\infty} \sum_{l_1, l_2, l_3, l_4=0}^{\infty} \sum_{p_1, p_2=0}^{\infty} \frac{(1 - \sqrt{\rho_c})^{2\mu_c} (1 - \sqrt{\rho_d})^{2\mu_d}}{2\Gamma(\mu_c)^2 \Gamma(\mu_d)^2} \times C_1 \\ & \times \frac{B(2\mu_d + k_2 + k_4 + p_1, 2\mu_c + l_2 + l_4 + p_2, Z)}{\left((1 - \sqrt{\rho_d})\mu_c(h_c + H_c)S_2 \right)^{2\mu_c + l_2 + l_4 + p_2} \left((1 - \sqrt{\rho_d})\mu_c(h_c + H_c)S_2 \right)^{2\mu_d + k_2 + k_4 + p_1}} \\ & \times F_A \left(\begin{array}{c} 2\mu_d + 2\mu_c + k_1 + l_1 + k_3 + l_3, \mu_d + k_1, \mu_c + l_1, 2\mu_d + k_1 + k_3, \\ 2\mu_d + l_1 + l_3, \frac{2\mu_d H_d (1 - \sqrt{\rho_c}) \sqrt{\lambda}}{(1 - \sqrt{\rho_d})\mu_c(h_c + H_c)\sqrt{\lambda} + (1 - \sqrt{\rho_c})\mu_d(h_d + H_d)S_1}, \\ \frac{2\mu_c H_c (1 - \sqrt{\rho_d}) S_1}{(1 - \sqrt{\rho_d})\mu_c(h_c + H_c)\sqrt{\lambda} + (1 - \sqrt{\rho_c})\mu_d(h_d + H_d)S_1} \end{array} \right) \\ Z = & \frac{(1 - \sqrt{\rho_d})\mu_c(h_c + H_c)\sqrt{Z_T}}{(1 - \sqrt{\rho_d})\mu_c(h_c + H_c)\sqrt{Z_T} + (1 - \sqrt{\rho_c})\mu_d(h_d + H_d)S_2}, \quad (5.2.5) \end{aligned}$$

gde $B(a, b, z)$ predstavlja nepotpunu Beta funkciju (*incomplete Beta function*) [76]

Slično, nakon smene (5.1.10) u (5.2.5), i primenom matematičkih transformacija,

$F_{\lambda_1, \lambda_2}(\lambda, Z_T)$ se može izraziti u sledećoj formi:

$$F_{\lambda_1, \lambda_2}(\lambda, Z_T) = \sum_{k_1, k_2, k_3, k_4=0}^{\infty} \sum_{l_1, l_2, l_3, l_4=0}^{\infty} \sum_{p_1, p_2=0}^{\infty} \frac{(1 - \sqrt{\rho_c})^{2\mu_c} (1 - \sqrt{\rho_d})^{2\mu_d}}{2\Gamma(\mu_c)^2 \Gamma(\mu_d)^2} \times C_2$$

$$\times B(2\mu_d + k_1 + 3 + p_1, 2\mu_c + l_1 + l_3 + p_2, Z_1)$$

$$\times B(2\mu_d + k_2 + k_4 + p_1, 2\mu_c + l_2 + l_4 + p_2, Z_2)$$

$$Z_1 = \frac{(1 - \sqrt{\rho_d})\mu_c(h_c + H_c)\lambda}{((1 - \sqrt{\rho_d})\mu_c(h_c + H_c)\lambda + (1 - \sqrt{\rho_c})\mu_d(h_d + H_d)S_1)}$$

$$Z_2 = \frac{(1 - \sqrt{\rho_d})\mu_c(h_c + H_c)\sqrt{Z_T}}{((1 - \sqrt{\rho_d})\mu_c(h_c + H_c)\sqrt{Z_T} + (1 - \sqrt{\rho_c})\mu_d(h_d + H_d)S_2)};$$

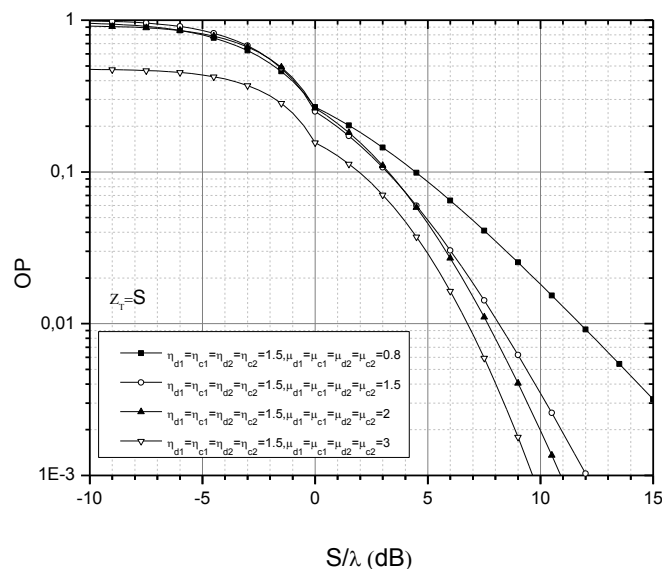
$$C_2 = \frac{C_1}{((1 - \sqrt{\rho_d})\mu_c(h_c + H_c)S_2)^{2\mu_c + l_2 + l_4 + p_2} ((1 - \sqrt{\rho_c})\mu_d(h_d + H_d)S_2)^{2\mu_d + k_2 + k_4 + p_1}}$$

$$\times \frac{1}{((1 - \sqrt{\rho_d})\mu_c(h_c + H_c)S_2)^{2\mu_c + l_2 + l_4 + p_2} ((1 - \sqrt{\rho_c})\mu_d(h_d + H_d)S_2)^{2\mu_d + k_2 + k_4 + p_1}}. \quad (5.2.7)$$

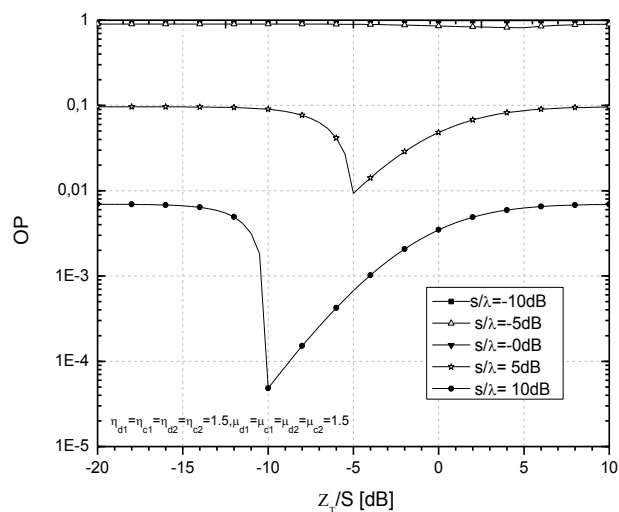
5.3 Performanse SSC diverziti prijemnika u prisustvu kanalne interferencije u η - μ feding kanalu

U interferencijski ograničenom okruženju, verovatnoća otkaza (*outage probability*, OP) je definisana kao verovatnoća da SIR na izlazu iz SSC opadne ispod datog praga otkaza γ_{th} . [89].

$$P_{out} = P_R(\zeta < \gamma_{th}) = \int_0^{\gamma_{th}} P_{SSC}(t) dt = F_{SSC}(\gamma_{th}). \quad (5.3.1)$$



Slika 5.3.1. OP u zavisnosti od normalizovane vrednosti SIR-a na izlazu iz SSC prijemnika u η - μ feding okruženju za različite vrednosti parametra sistema.



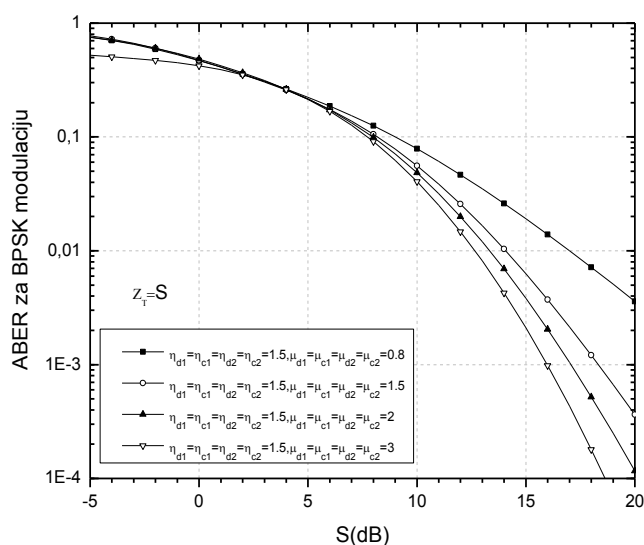
Slika 5.3.2. OP u zavisnosti od normalizovane vrednosti praga Z_T na izlazu iz SSC prijemnika u η - μ feding kanalu za različite vrednosti parametra sistema.

Na slikama 5.3.1.-5.3.2. je prikazan uticaj SSC diverziti prijema na OP u zavisnosti od normalizovane vrednosti SIR-a u η - μ feding okruženju za različite parametere sistema, dok na slikama 5.3.3.-5.3.4. je prikazan uticaj SSC diverziti prijema na ABER (*average bit error rate*) za BDPSK (*binary differential phase-shift keying*) i NCFSK (*noncoherent frequency shift keying*). Na osnovu slike 5.3.1. može se zaključiti da se postižu manje vrednosti OP, odnosno performanse sistema se poboljšavaju kada parametar μ ima veće vrednosti (veći broj klastera kroz koji se signal prostire). Poboljšanje performansi korišćenjem SSC diverziti tehnike se može uvideti, tako što su dobijene značajno manje OP vrednosti za iste parametere sistema.

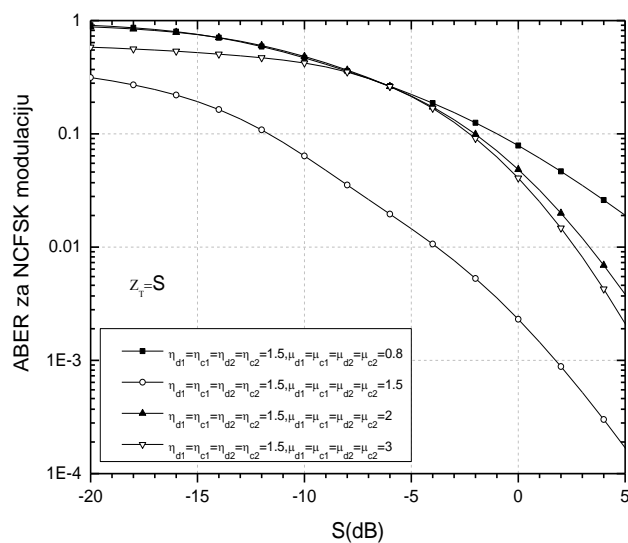
Slika 5.3.2. prikazuje OP u zavisnosti od normalizovane vrednosti praga Z_T/S za različite vrednosti parametra sistema. Očigledno je da se javlja optimalan prag koji minimizuje OP. Za izabrani prag otkaza $Z_T/S = -10$ dB, SSC kombinovanje se može posmatrati kao SC.

Za NCFSK ili BDPSK sisteme, uslovna verovatnoća greške za datu vrednost SIR-a je $P_e = 1/2 e^{-\alpha\lambda}$, sa $\alpha=1$ za BDPSK, i sa $\alpha=1/2$ za NCFSK sisteme.

Sa slika 5.3.3-5.3.4., može se uvesti da se primenom NCFSK modulacione šeme mogu dobiti bolje performanse u poređenju sa BDPSK modulacionom šemom.



Slika 5.3.3. ABER u zavisnosti od srednje vrednosti SIR-a za binarni BDPSK u prisustvu η - μ fedinga za različite vrednosti parametra sistema.



Slika 5.3.4. ABER u zavisnosti od srednje vrednosti SIR za binarni NCFSK u prisustvu η - μ fedinga za različite vrednosti parametra sistema.

Značajan doprinos ove analize predstavlja razmatranje performansi SSC prijemnika u prisustvu opšteg η - μ propagacionog modela, koji uključuje druge modele kao što su Hoyt, jednostrani Gausov i Nakagami- m kao specijalni slučajevi, kad se u sistemu javlja i CCI. Izrazi za PDF i CDF su izvedeni u zatvorenom obliku. Performanse sistema kao što su OP i ABER su takođe dobijene u zatvorenom obliku za različite modulacione postupke i

predstavljani su grafički. Analiza je obuhvatila oba slučaja i kada su diverziti ulazi korelisani i kada su oni nezavisni.

6. MAKRODIVERZITI SISTEM SA MAKRODIVERZITI SSC PRIJEMNIKOM I DVA MIKRODIVERZITI SC PRIJAMNIKA

U ovoj glavi doktorske disertacije je razmatran makrodiverziti sistem koji se sastoji od makrodiverziti prijemnika i dva mikrodiverziti prijemnika. Ovakav makrodiverziti sistem se koristi u ćeliskim konfiguracijama telekomunikacione mreže koji se projektuju da bi se povećao kapacitet sistema. U pojedinim ćelijama koriste se nosioci sa istom nosećom frekvencijom. Povećanje kapaciteta sistema se postiže povećanjem broja ćelija ali na ovaj način površine ćelija postaju manje i povećava se kanalna interferencija. U ovom slučaju treba tražiti kompromis između povećanja kapaciteta sistema i povećanja snage kanalne interferencije. Sistemi antena se postavljaju na baznim stanicama. Makrodiverziti kombiner koristi signale sa dve ili više baznih stanica a mikrodiverziti prijemnici kombinuju signale sa sistema antena na jednoj baznoj stanici. Makrodiverziti sistemi se koriste da se smanji istovremeno uticaj brzog i sporog fedinga na performanse sistema. Makrodiverziti prijemnik smanjuje uticaj sporog fedinga a mikrodiverziti prijemnici smanjuju uticaj brzog fedinga na verovatnoću greške i verovatnoću otkaza bežičnog telekomunikacionog sistema [34], [91], [92], [93], [109].

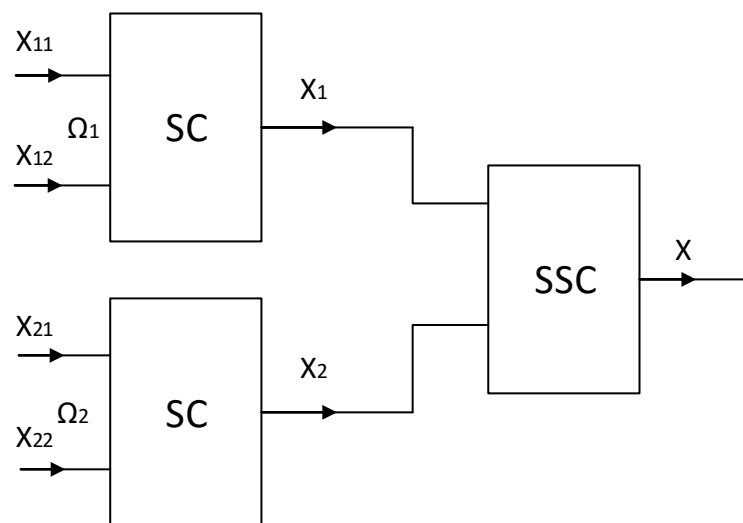
U doktorskoj disertaciji se razmatra slučaj kada se koristi mikrodiverziti selekcion prijemnici (*selection combining, SC*) i makrodiverziti SSC (*switch and stay combining*) prijemnik. Makrodiverziti SSC prijemnik radi na sledeći način. Signal na izlazu iz makrodiverziti SSC prijemnika jednak je, u datom digitskom intervalu, signalu na izlazu iz prvog mikrodiverziti SC prijemnika ako je u prethodnom digitskom intervalu, mobilni pretplatnik uspostavio vezu sa prvim mikrodiverziti prijemnikom i ako je snaga signala na ulazima u prvi mikrodiverziti prijemnik veća od praga prenosa ili ako je u prethodnom digitskom intervalu mobilni pretplatnik uspostavio vezu sa drugim mikrodiverziti SC prijemnikom a snaga na njegovim ulazima je manja od praga. U razmatranom digitskom intervalu, signal na izlazu makrodiverziti SSC prijemnika jednak je signalu na izlazu iz drugog mikrodiverziti SC prijemnika ako je u prethodnom digitskom intervalu mobilni prijem, mobilni pretplatnik uspostavio sa drugim makrodiverziti SSC prijemnikom i snaga na ovom prijemniku je veća od praga ili ako je u prethodnom digitskom intervalu mobilni

pretplatnik uspostavio vezu sa prvim mikrodiverziti SC prijemnikom a snaga signala na njegovim ulazima je manja od praga.

Razmatra se slučaj kada je na ulazima u mikrodiverziti SC prijemnik prisutan brzi feding koji nije korelisan. Anvelopa signala na izlazu iz mikrodiverziti selektivnog prijemnika jednaka je onom signalu sa njegovog ulaza koji je najveći. Pored brzog fedinga razmatra se slučaj kada je u kanalu prisutan i spori feding. U ovom radu je spori feding opisan Gama raspodelom. U radu je takodje analiziran slučaj kada je spori feding korelisan. Spori Gama feding je korelisan pod pretpostavkom da su obe bazne stanice osenčane istom preprekom tako da ne može biti postignuto dovoljno rastojanje izmedju baznih stanica da bi korelacija bila zanemarena. Kako raste koeficijent korelacije tako se smanjuje dobitak koji se postiže primenom makrodiverziti tehnike. Kada koeficijent korelacije teži ka jedinici javlja se najmanja vrednost snage signala na ulazima istovremeno na oba mikrodiverziti prijemnika tako da se makrodiverziti sistem ponaša kao mikrodiverziti sistem.

6.1 Makrodiverziti sistem sa makrodiverziti SSC prijemnikom i dva mikrodiverziti SC prijamnika u prisustvu korelisanog Gama fedinga i brzog Nakagami- m fedinga

Razmatra se, makrodiverziti sistem sa makrodiverziti SSC (*switch and stay combining*) i dva mikrodiverziti SC (*selection combining*) u prisustvu korelisanog Gama fedinga i brzog Nakagami- m fedinga. Model sistema koji se razmatra prikazan je na slici 6.1.1.



Slika 6.1.1. Blok šema makrodiverziti sistema sa makrodiverziti SSC prijemnikom i dva mikrodiverziti SC prijamnika na kojoj se razmatra prisustvo korelisanog Gama fedinga i brzog Nakagami- m fedinga.

Anvelope signala na ulazima u prvi mikrodiverziti kombiner su označene sa x_{11} i x_{12} a u drugi mikrodiverziti kombiner sa x_{21} i x_{22} . Anvelope signala na izlazima iz mikrodiverziti prijmnika su označene sa x_1 i x_2 a anvelopa signala na izlazu iz SSC prijmnika je označena sa x . Združena gustina verovatnoća srednjih snaga na ulazima u mikrodiverziti SC prijmnik je [10], [104]:

$$\begin{aligned}
p_{\Omega_1\Omega_2}(\Omega_1\Omega_2) &= \frac{1}{\Gamma(c)(1-\rho^2)\rho^{\frac{c-1}{2}}\Omega_0^{c+1}} (\Omega_1\Omega_2)^{\frac{c-1}{2}} e^{-\frac{\Omega_1+\Omega_2}{\Omega_0(1-\rho^2)}} \\
&\times I_{c-1}\left(\frac{2\rho}{\Omega_0(1-\rho^2)}(\Omega_1\Omega_2)^{\frac{1}{2}}\right) \\
&= \frac{1}{\Gamma(c)(1-\rho^2)\rho^{\frac{c-1}{2}}\Omega_0^{c+1}} \sum_{i=0}^{\infty} \left(\frac{\rho}{\Omega_0(1-\rho^2)}\right)^{2i+c-1} \\
&\frac{1}{i!\Gamma(i+c)} \Omega_1^{i+c-1} \Omega_2^{i+c-1} e^{-\frac{\Omega_1+\Omega_2}{\Omega_0(1-\rho^2)}}, \tag{6.1.1}
\end{aligned}$$

gde je ρ koeficijent korelacije sporog Gama fedinga, Ω_0 je srednja vrednost od Ω_1 ili Ω_2 i c je red Gama raspodele.

Algoritam rada SSC kombinera je sledeći. Selektivni mikrodiverziti prijmnik obezbeđuje servis prijama korisniku sve dok je srednja snaga na njegovom ulazu veća od praga Ω_T . Kada snage na ulazima u ovaj kombiner postane manja od praga Ω_T servis prema korisniku obezbeđuje drugi mikrodiverziti SC kombiner bez obzira kolika je snaga na njegovim ulazima.

6.1.1 Srednji broj osnih preseka makrodiverziti sistema sa makrodiverziti SSC prijmnikom i dva mikrodiverziti SC prijmnika u prisustvu korelisanog Gama fedinga i brzog Nakagami- m fedinga

Srednji broj osnih preseka (*average level crossing rate, LCR*) na izlazu iz makrodiverziti SSC prijmnika jednak je:

$$\begin{aligned}
N_x &= \frac{1}{2} \int_{\Omega_T}^{\infty} d\Omega_1 \int_0^{\infty} N_{X|\Omega_1} p_{\Omega_1\Omega_2}(\Omega_1\Omega_2) d\Omega_2 \\
&+ \frac{1}{2} \int_0^{\Omega_T} d\Omega_1 \int_0^{\infty} N_{X|\Omega_2} p_{\Omega_1\Omega_2}(\Omega_1\Omega_2) d\Omega_2 +
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& + \frac{1}{2} \int_{\Omega_T}^{\infty} d\Omega_2 \int_0^{\infty} N_{X|\Omega_2} p_{\Omega_1\Omega_2}(\Omega_1\Omega_2) d\Omega_1 + \\
& + \frac{1}{2} \int_0^{\Omega_T} d\Omega_2 \int_0^{\infty} N_{X|\Omega_1} p_{\Omega_1\Omega_2}(\Omega_1\Omega_2) d\Omega_1 \\
& = \int_{\Omega_T}^{\infty} d\Omega_1 \int_0^{\infty} d\Omega_2 N_{X|\Omega_1} p_{\Omega_1\Omega_2}(\Omega_1\Omega_2) \\
& + \int_0^{\Omega_T} d\Omega_2 \int_0^{\infty} N_{X|\Omega_2} p_{\Omega_1\Omega_2}(\Omega_1\Omega_2) d\Omega_1 = J_1 + J_2, \tag{6.1.1.1}
\end{aligned}$$

gde je $N_{X|\Omega_1}$ srednji broj osnih preseka signala na izlazu iz prvog SC prijavnika, $N_{X|\Omega_2}$ je srednji broj osnih preseka anvelope signala na izlazu iz drugog SC prijavnika. Srednji broj osnih preseka $N_{X|\Omega_1}$ je jednak:

$$N_{X|\Omega_1} = 2 F_{X_{11}}(x) N_{X_{11}}. \tag{6.1.1.2}$$

Kumulativna verovatnoća Nakagami- m slučajnog procesa $F_{X_{11}}(x)$ je jednaka [27]:

$$F_{X_{11}}(x) = \frac{1}{\Gamma(m)} \gamma\left(m, \frac{m}{\Omega_1} x^2\right), \tag{6.1.1.3}$$

gde je $\gamma(a, x)$ nepotpuna Gama funkcija [76]. Srednji broj osnih preseka od Nakagami- m slučajnog procesa je:

$$N_{X_{11}} = \frac{\sqrt{2\pi} f_m}{\Gamma(m)} \left(\frac{m}{\Omega_1}\right)^{m-\frac{1}{2}} x_{11}^{2m-1} e^{-\frac{m}{\Omega_1} x_{11}^2}. \tag{6.1.1.4}$$

Zamenom (6.1.1.4) i (6.1.1.3) u (6.1.1.2) dobija se:

$$N_{X|\Omega_1} = \frac{2}{\Gamma(m)} \gamma\left(m, \frac{m}{\Omega_1} x^2\right) \frac{\sqrt{2\pi} f_m}{\Gamma(m)} \left(\frac{m}{\Omega_1}\right)^{m-\frac{1}{2}} x_{11}^{2m-1} e^{-\frac{m}{\Omega_1} x_{11}^2}. \tag{6.1.1.5}$$

Srednji broj osnih preseka signala na izlazu iz SSC prijavnika je:

$$N_x = J_1 + J_2, \tag{6.1.1.6}$$

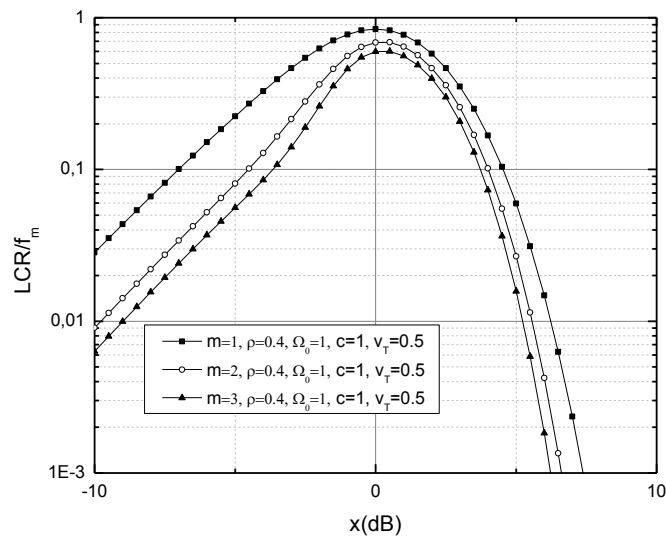
gde je integral J_1 jednak [76], [95]:

$$J_1 = \int_{\Omega_T}^{\infty} d\Omega_1 \int_0^{\infty} d\Omega_2 \frac{2}{\Gamma(m)} \gamma\left(m, \frac{m}{\Omega_1} x^2\right) \frac{\sqrt{2\pi} f_m}{\Gamma(m)} \left(\frac{m}{\Omega_1}\right)^{m-\frac{1}{2}} x^{2m-1} e^{-\frac{m}{\Omega_1} x^2}$$

$$\begin{aligned}
& \times \frac{1}{\Gamma(c)(1-\rho^2)\rho^{\frac{c-1}{2}}\Omega_0^{c+1}} \sum_{i=0}^{\infty} \left(\frac{\rho}{\Omega_0(1-\rho^2)} \right)^{2i+c-1} \\
& \frac{1}{i! \Gamma(i+c)} \Omega_1^{i+c-1} \Omega_2^{i+c-1} e^{-\frac{\Omega_1+\Omega_2}{\Omega_0(1-\rho^2)}} \\
& = \frac{2\sqrt{2\pi} f_m m^{m-\frac{1}{2}} x^{2m-1}}{\Gamma(m)^2 \Gamma(c) (1-\rho^2) \rho^{\frac{c-1}{2}} \Omega_0^{c+1}} \sum_{i=0}^{\infty} \left(\frac{\rho}{\Omega_0(1-\rho^2)} \right)^{2i+c-1} \frac{1}{i! \Gamma(i+c)} \\
& \times (\Omega_0(1-\rho^2))^{i+c} \\
& \Gamma(i+c) \int_0^{\infty} \Omega_1^{i+c-1-m+\frac{1}{2}} \gamma\left(m, \frac{m}{\Omega_1} x^2\right) e^{-\frac{m}{\Omega_1} x^2 - \frac{\Omega_1}{\Omega_0(1-\rho^2)}} d\Omega_1. \quad (6.1.17)
\end{aligned}$$

Integral J_2 je jednak [76], [95]:

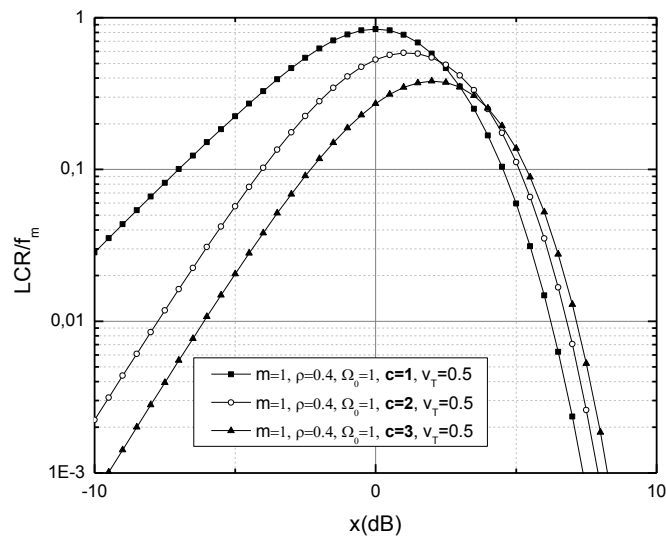
$$\begin{aligned}
J_2 & = \int_0^{\Omega_T} d\Omega_2 \int_0^{\infty} d\Omega_1 \frac{2}{\Gamma(m)} \gamma\left(m, \frac{m}{\Omega_1} x^2\right) \frac{\sqrt{2\pi} f_m}{\Gamma(m)} \left(\frac{m}{\Omega_1}\right)^{m-\frac{1}{2}} x^{2m-1} e^{-\frac{m}{\Omega_1} x^2} \\
& \times \frac{1}{\Gamma(c)(1-\rho^2)\rho^{\frac{c-1}{2}}\Omega_0^{c+1}} \sum_{i=0}^{\infty} \left(\frac{\rho}{\Omega_0(1-\rho^2)} \right)^{2i+c-1} \\
& \times \frac{1}{i! \Gamma(i+c)} \Omega_1^{i+c-1} \Omega_2^{i+c-1} e^{-\frac{\Omega_1+\Omega_2}{\Omega_0(1-\rho^2)}} \\
& = \frac{2\sqrt{2\pi} f_m m^{m-\frac{1}{2}} x^{2m-1}}{\Gamma(m)^2 \Gamma(c) (1-\rho^2) \rho^{\frac{c-1}{2}} \Omega_0^{c+1}} \sum_{i=0}^{\infty} \left(\frac{\rho}{\Omega_0(1-\rho^2)} \right)^{2i+c-1} \frac{1}{i! \Gamma(i+c)} \\
& \times (\Omega_0(1-\rho^2))^{i+c} \gamma\left(i+c, \frac{\Omega_T}{\Omega_0(1-\rho^2)}\right) \\
& \int_0^{\infty} \Omega_1^{i+c-1-m+\frac{1}{2}} \gamma\left(m, \frac{m}{\Omega_1} x^2\right) e^{-\frac{m}{\Omega_1} x^2 - \frac{\Omega_1}{\Omega_0(1-\rho^2)}} d\Omega_1. \quad (6.1.18)
\end{aligned}$$



Slika 6.1.1.1. LCR na izlazu iz makrodiverziti SSC prijemnika (normalizovan po f_m) u prisustvu Nakagami- m fedinga i sporog Gama fedinga za različite vrednosti parametra m i konstantne vrednosti parametra ρ , Ω_0 , c i v_T .

Na slici 6.1.1.1. prikazan je normalizovan srednji broj osnih preseka signala na izlazu iz makrodiverziti SSC prijemnika u zavisnosti od anvelope signala za različite vrednosti oštine Nakagami- m fedinga, m , i konstantne vrednosti oštine sporog fedinga, c , koeficijenta korelacije sporog Gama fedinga ρ , srednje snage sporog Gama fedinga Ω_0 i praga v_T .

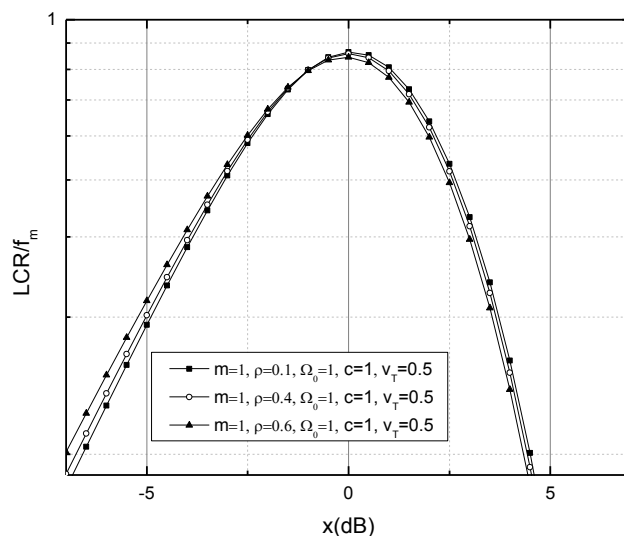
Srednji broj osnih preseka anvelope signala raste za manje vrednosti anvelope signala, dostiže maksimum a zatim opada za veće vrednosti anvelope signala. Srednji broj osnih preseka anvelope signala na izlazu iz makrodiverziti SSC kombinera raste kada oština Nakagami- m fedinga opada. Performanse sistema, kao što su verovatnoća otkaza, verovatnoća greške, srednje vreme trajanja otkaza se poboljšavaju kada srednji broj osnih preseka opada.



Slika 6.1.1.2. LCR na izlazu iz makrodiverziti SSC prijemnika (normalizovan po f_m) u prisustvu Nakagami- m fedinga i sporog Gama fedinga za različite vrednosti parametra c i konstantne vrednosti parametra m , ρ , Ω_0 i v_T .

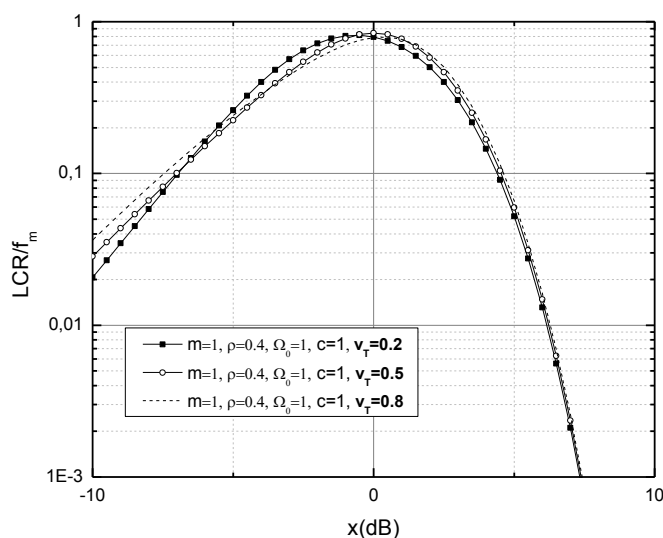
Na slici 6.1.1.2. prikazan je normalizovan srednji broj osnih preseka signala na izlazu iz makrodiverziti SSC prijemnika u zavisnosti od anvelope signala za konstantne vrednosti oštine Nakagami- m fedinga, koeficijenta korelacije sporog Gama fedinga, srednje snage sporog Gama fedinga, praga i za nekoliko različite vrednosti oštine sporog fedinga.

Srednji broj osnih preseka raste, za manje vrednosti anvelope signala kako opada oština Gama fedinga. Kada oština sporog Gama fedinga opada, maksimum krivi opada i pomera se u oblasti većih vrednosti anvelope signala. Maksimum krive srednjeg broja osnih preseka je više izražen za manje vrednosti oštine sporog Gama fedinga. Uticaj anvelope signala na srednji broj osnih preseka je veći za veće vrednosti anvelope signala.



Slika 6.1.1.3. LCR na izlazu iz makrodiverziti SSC prijemnika (normalizovan po f_m) u prisustvu Nakagami- m fedinga i sporog Gama fedinga za različite vrednosti parametra ρ i konstantne vrednosti parametra m , c , Ω_0 i v_T .

Na slici 6.1.1.3. je prikazan normalizovan srednji broj osnih preseka signala na izlazu iz makrodiverziti SSC prijemnika u zavisnosti od anvelope signala za konstantne vrednosti parametra m , c , Ω_0 i v_T kao i za različite vrednosti korelacije sporog Gama fedinga $\rho=0.1$, $\rho=0.4$ i $\rho=0.6$. Za manje vrednosti anvelope signala, srednji broj osnih preseka blago raste kako raste koeficijent korelacije. Za veće vrednosti anvelope signala, srednji broj osnih preseka blago opada za veće vrednosti parametra ρ . Koeficijent korelacije malo ima uticaj na srednji broj osnih preseka anvelope signala za velike vrednosti anvelope signala. Takođe koeficijent korelacije malo ima uticaj na vrednost maksimuma i položaja maksimuma krive.



Slika 6.1.1.4. LCR na izlazu iz makrodiverziti SSC prijemnika (normalizovan po f_m) u prisustvu Nakagami- m fedinga i sporog Gama fedinga za različite vrednosti parametra v_T i konstantne vrednosti parametra m , ρ , c , i Ω_0 .

Na slici 6.1.1.4. prikazan je normalizovan srednji broj osnih preseka signala na izlazu iz makrodiverziti SSC prijemnika u zavisnosti od anvelope signala za konstantne vrednosti parametra m , ρ , c , Ω_0 i za različite vrednosti praga $v_T = 0.2$, $v_T = 0.5$ i $v_T = 0.8$. Uticaj praga na srednji broj osnih preseka je veći za manje vrednosti anvelope signala. Kako raste prag, maksimum krive se blago pomera u desno. Za male vrednosti anvelope signala, srednji broj osnih preseka uzima manje vrednosti za manje vrednosti praga, za srednje vrednosti anvelope signala, srednji broj osnih preseka ima veće vrednosti za manje vrednosti praga i za veće vrednosti anvelope signala srednji broj osnih preseka ima niže vrednosti za manje vrednosti praga.

6.1.2 Gustina verovatnoće signala makrodiverziti sistema sa makrodiverziti SSC prijemnikom i dva mikrodiverziti SC prijmnika u prisustvu korelisanog Gama fedinga i brzog Nakagami- m fedinga

Gustina verovatnoće (*probability density function, PDF*) signala na izlazu iz makrodiverziti SSC prijemnika jednaka je gustini verovatnoće signala na izlazu iz prvog mikrodiverziti SC prijemnika ako prvi SC prijemnik opslužuje mobilnog korisnika i ako je srednja snaga na njegovim ulazima veća od praga ili ako drugi mikrodiverziti SC kombiner opslužuje korisnika a srednja snaga na njegovim ulazima je manja od praga. Gustina verovatnoće signala na izlazu iz makrodiverziti SSC prijemnika jednaka je gustini

verovatnoće signala na izlazu iz drugog mikrodiverziteti SC prijemnika ako drugi SC prijemnik opslužuje mobilnog korisnika i ako je srednja snaga signala na njegovim ulazima veća od praga ili ako prvi mikrodiverziteti SC prijemnik opslužuje mobilnog korisnika a srednja snaga na njegovim ulazima je manja od praga, odnosno:

$$\begin{aligned}
p_x(x) &= \frac{1}{2} \int_{\Omega_T} d\Omega_1 \int_0^\infty p_{x_1}(X|\Omega_1) p_{\Omega_1\Omega_2}(\Omega_1\Omega_2) d\Omega_2 \\
&+ \frac{1}{2} \int_0^{\Omega_T} d\Omega_1 \int_0^\infty p_{x_2}(X|\Omega_2) p_{\Omega_1\Omega_2}(\Omega_1\Omega_2) d\Omega_2 \\
&+ \frac{1}{2} \int_{\Omega_T} d\Omega_2 \int_0^\infty p_{x_2}(X|\Omega_2) p_{\Omega_1\Omega_2}(\Omega_1\Omega_2) d\Omega_1 \\
&+ \frac{1}{2} \int_0^{\Omega_T} d\Omega_2 \int_0^\infty p_{x_1}(X|\Omega_1) p_{\Omega_1\Omega_2}(\Omega_1\Omega_2) d\Omega_1 \\
&= \int_{\Omega_T} d\Omega_1 \int_0^\infty d\Omega_2 p_{x_1}(X|\Omega_1) p_{\Omega_1\Omega_2}(\Omega_1\Omega_2) \\
&+ \int_0^{\Omega_T} d\Omega_2 \int_0^\infty d\Omega_1 p_{x_1}(X|\Omega_1) p_{\Omega_1\Omega_2}(\Omega_1\Omega_2). \tag{6.1.2.1}
\end{aligned}$$

Anvelope signala na ulazima u prvi mikrodiverziteti kombiner imaju Nakagami- m gustinu verovatnoće [7]:

$$p_{x_{1i}}(x_{1i}) = \frac{2}{\Gamma(m)} \left(\frac{m}{\Omega_1}\right)^m x_{1i}^{2m-1} e^{-\frac{m}{\Omega_1} x_{1i}^2}, i = 1, 2. \tag{6.1.2.2}$$

Gustina verovatnoće anvelope signala na izlazu iz prvog mikrodiverziteti SC prijamnika je:

$$p_{x_1}(x_1) = p_{x_{11}}(x_1) F_{X_{12}}(x_1) + p_{x_{12}}(x_1) F_{X_{11}}(x_1). \tag{6.1.2.3}$$

Na ulazima u SC prijamnik prvog mikrodiverziteti prijamnika, Nakagami- m feding je identičan i nezavisan pa prethodni izraz postaje:

$$p_{x_1}(x_1) = 2p_{x_{11}}(x_1) F_{X_{12}}(x_1), \tag{6.1.2.4}$$

gde je kumulativna verovatnoća od anvelopa na ulazima u prvi mikrodiverziteti SC prijamnik jednaka [44]:

$$F_{x_{1i}}(x_{1i}) = \frac{1}{\Gamma(m)} \gamma\left(m, \frac{m}{\Omega_1} x_{1i}^2\right), x_{1i} > 0, i = 1, 2; \tag{6.1.2.5}$$

gde je $\gamma(m, x)$ nepotpuna Gama funkcija [76]. Zamenom (6.1.2.5) u (6.1.2.4) dobija se:

$$p_{x_1}(x_1) = 2 \frac{2}{\Gamma(m)} \left(\frac{m}{\Omega_1}\right)^m x_1^{2m-1} e^{-\frac{m}{\Omega_1} x_1^2} \frac{1}{\Gamma(m)} \gamma\left(m, \frac{m}{\Omega_1} x_1^2\right) =$$

$$\frac{4}{\Gamma(m)^2} \left(\frac{m}{\Omega_1}\right)^m x_1^{2m-1} \gamma\left(m, \frac{m}{\Omega_1} x_1^2\right) e^{-\frac{m}{\Omega_1} x_1^2}, x_1 \geq 0. \quad (6.1.2.6)$$

Na sličan način se dobija gustina verovatnoće signala na izlazu iz drugog mikrodiverziti SC prijemnika:

$$p_{x_2}(x_2) = \frac{4}{\Gamma(m)^2} \left(\frac{m}{\Omega_2}\right)^m x_2^{2m-1} \gamma\left(m, \frac{m}{\Omega_2} x_2^2\right) e^{-\frac{m}{\Omega_2} x_2^2}, x_2 \geq 0. \quad (6.1.2.7)$$

Gustina verovatnoće signala na izlazu iz makrodiverziti SC prijemnika može da se napiše u obliku:

$$p_x(x) = J_1 + J_2. \quad (6.1.2.8)$$

Integral J_1 je:

$$J_1 = \frac{1}{2} \int_{\Omega_T}^{\infty} d\Omega_1 \int_0^{\infty} d\Omega_2 p_{x_1}(X|\Omega_1) p_{\Omega_1\Omega_2}(\Omega_1\Omega_2) =$$

$$\frac{1}{2} \int_{\Omega_T}^{\infty} d\Omega_1 \int_0^{\infty} d\Omega_2 \frac{4}{\Gamma(m)^2} \left(\frac{m}{\Omega_1}\right)^m x_1^{2m-1} \gamma\left(m, \frac{m}{\Omega_1} x_1^2\right) e^{-\frac{m}{\Omega_1} x_1^2}$$

$$\times \frac{1}{\Gamma(c)(1-\rho^2)\rho^{\frac{c-1}{2}}\Omega_0^{c+1}} \sum_{i=0}^{\infty} \left(\frac{\rho}{\Omega_0(1-\rho^2)}\right)^{2i+c-1}$$

$$\times \frac{1}{i!\Gamma(i+c)} \Omega_1^{i+c-1} \Omega_2^{i+c-1} e^{-\frac{\Omega_1+\Omega_2}{\Omega_0(1-\rho^2)}}$$

$$= \frac{2m^m x^{2m-1}}{\Gamma(m)^2 \Gamma(c)(1-\rho^2)\rho^{\frac{c-1}{2}}\Omega_0^{c+1}} \sum_{i=0}^{\infty} \left(\frac{\rho}{\Omega_0(1-\rho^2)}\right)^{2i+c-1}$$

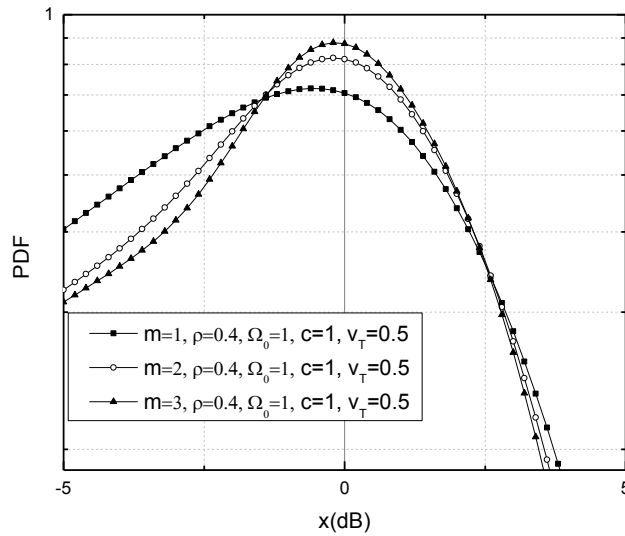
$$\times \frac{1}{i!\Gamma(i+c)} (\Omega_0(1-\rho^2))^{i+c} \Gamma(i+c)$$

$$\times \int_{\Omega_T}^{\infty} \Omega_1^{i+c-1} \gamma\left(m, \frac{m}{\Omega_1} x_1^2\right) e^{-\frac{m}{\Omega_1} x_1^2 - \frac{\Omega_1}{\Omega_0(1-\rho^2)}} d\Omega_1. \quad (6.1.2.9)$$

Integral J_2 je:

$$J_2 = \frac{1}{2} \int_0^{\Omega_T} d\Omega_2 \int_0^{\infty} d\Omega_1 p_{x_1}(X|\Omega_1) p_{\Omega_1\Omega_2}(\Omega_1\Omega_2)$$

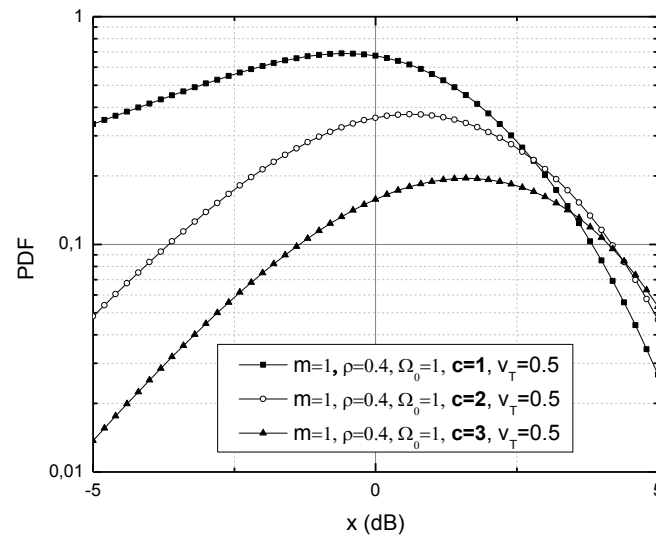
$$\begin{aligned}
&= \frac{1}{2} \int_0^{\Omega_T} d\Omega_2 \int_0^\infty d\Omega_1 \frac{4}{\Gamma(m)^2} \left(\frac{m}{\Omega_1}\right)^m x_1^{2m-1} \gamma\left(m, \frac{m}{\Omega_1} x_1^2\right) e^{-\frac{m}{\Omega_1} x_1^2} \\
&\times \frac{1}{\Gamma(c)(1-\rho^2)\rho^{\frac{c-1}{2}} \Omega_0^{c+1}} \sum_{i=0}^{\infty} \left(\frac{\rho}{\Omega_0(1-\rho^2)}\right)^{2i+c-1} \\
&\times \frac{1}{i! \Gamma(i+c)} \Omega_1^{i+c-1} \Omega_2^{i+c-1} e^{-\frac{\Omega_1+\Omega_2}{\Omega_0(1-\rho^2)}} \\
&= \frac{2m^m x^{2m-1}}{\Gamma(m)^2 \Gamma(c)(1-\rho^2)\rho^{\frac{c-1}{2}} \Omega_0^{c+1}} \sum_{i=0}^{\infty} \left(\frac{\rho}{\Omega_0(1-\rho^2)}\right)^{2i+c-1} \\
&\times \frac{1}{i! \Gamma(i+c)} (\Omega_0(1-\rho^2))^{i+c} \gamma\left(i+c, \frac{\Omega_T}{\Omega_0(1-\rho^2)}\right) \\
&\times \int_0^\infty \Omega_1^{i+c-1} \gamma\left(m, \frac{m}{\Omega_1} x^2\right) e^{-\frac{m}{\Omega_1} x^2 - \frac{\Omega_1}{\Omega_0(1-\rho^2)}} d\Omega_1. \quad (6.1.2.10)
\end{aligned}$$



Slika 6.1.2.1. PDF na izlazu iz makrodiverziti SSC prijemnika u prisustvu Nakagami- m fedinga i sporog Gama fedinga za različite vrednosti parametra m i konstantne vrednosti parametra ρ , Ω_0 , c i v_T .

Na slici 6.1.2.1. je prikazana gustina verovatnoće anvelope signala na izlazu iz makrodiverziti SSC prijemnika u zavisnosti od anvelope signala za različite vrednosti parametra oštine Nakagami- m fedinga i konstantnih vrednosti parametra oštine sporog Gama fedinga, koeficijenta korelacije sporog Gama fedinga, srednje snage sporog Gama fedinga i vrednosti praga. Gustina verovatnoće anvelope signala na izlazu iz makrodiverziti SSC prijemnika raste, dostiže maksimum a zatim opada kako raste anvelopa signala. Za

manje vrednosti anvelope signala PDF ima najveće vrednosti za manje vrednosti parametra m , zatim za srednje vrednosti anvelope signala, PDF uzima niže vrednosti za manje vrednosti parametra m , a za više vrednosti anvelope signala gustina verovatnoće opet uzima najveće vrednosti za niže vrednosti parametra m . Uticaj anvelope signala na izlazu iz makrodiverziti SSC prijemnika na PDF je veći za veće vrednosti parametra m .



Slika 6.1.2.2. PDF na izlazu iz makrodiverziti SSC prijemnika u prisustvu Nakagami- m fedinga i sporog Gama fedinga za različite vrednosti parametra c i konstantne vrednosti parametra m , ρ , Ω_0 i v_T .

Na slici 6.1.2.2 je prikazana gustina verovatnoće anvelope signala na izlazu iz makrodiverziti SSC prijemnika u zavisnosti od anvelope signala za različite vrednosti parametra c i konstantnih vrednosti parametra m , ρ , Ω_0 i v_T .

6.1.3 Kumulativna verovatnoća signala makrodiverziti sistema sa makrodiverziti SSC prijemnikom i dva mikrodiverziti SC prijammnika u prisustvu korelisanog Gama fedinga i brzog Nakagami- m fedinga

Kumulativna verovatnoća (*cumulative density function, CDF*) anvelope signala na izlazu iz makrodiverziti SSC prijemnika je jednaka kumulativnoj verovatnoći signala na izlazu iz prvog mikrodiverziti SC prijemnika ako prvi SC mikrodiverziti prijemnik opslužuje mobilnog korisnika a srednja snaga na njegovim ulazima je veća od praga ili ako drugi mikrodiverziti SC prijemnik opslužuje korisnika a srednja snaga na njegovim ulazima je manja od praga.

Kumulativne verovatnoće anvelopa x_{11} i x_{12} na ulazima u prvi mikrodiverziti SC prijemnik su [5]:

$$F_{x_{1i}}(x_{1i}) = \frac{1}{\Gamma(m)} \gamma\left(m, \frac{m}{\Omega_1} x_{1i}^2\right), x_{1i} \geq 0, i = 1, 2. \quad (6.1.3.1)$$

Anvelopa signala x_1 na izlazu iz prvog makrodiverziti SC prijemnika je jednaka [5]:

$$x_1 = \max(x_{11}, x_{12}). \quad (6.1.3.2)$$

Na osnovu ovoga je kumulativna verovatnoća od x_1 jednaka:

$$\begin{aligned} F_{x_1}(x_1) &= F_{x_{11}}(x_1)F_{x_{12}}(x_1) \\ &= \frac{1}{\Gamma(m)^2} \gamma\left(m, \frac{m}{\Omega_1} x_1^2\right)^2. \end{aligned} \quad (6.1.3.3)$$

Kumulativna verovatnoća signala na izlazu iz drugog mikrodiverziti SC prijammnika dobija se na sličan način:

$$F_{x_2}(x_2) = \frac{1}{\Gamma(m)^2} \gamma\left(m, \frac{m}{\Omega_1} x_2^2\right)^2. \quad (6.1.3.4)$$

Kumulativna verovatnoća signala na izlazu iz makrodiverziti SSC prijemnika je:

$$\begin{aligned} F_x(x) &= \frac{1}{2} \int_{\Omega_T} d\Omega_1 \int_0^\infty F_{x_1}(X|\Omega_1) p_{\Omega_1\Omega_2}(\Omega_1\Omega_2) d\Omega_2 \\ &+ \frac{1}{2} \int_0^{\Omega_T} d\Omega_1 \int_0^\infty F_{x_2}(X|\Omega_2) p_{\Omega_1\Omega_2}(\Omega_1\Omega_2) d\Omega_2 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& + \frac{1}{2} \int_{\Omega_T}^{\infty} d\Omega_2 \int_0^{\infty} F_{x_2} (X|\Omega_2) p_{\Omega_1\Omega_2}(\Omega_1\Omega_2) d\Omega_1 \\
& \frac{1}{2} \int_0^{\Omega_T} d\Omega_2 \int_0^{\infty} F_{x_1} (X|\Omega_1) p_{\Omega_1\Omega_2}(\Omega_1\Omega_2) d\Omega_1 \\
& = \int_{\Omega_T}^{\infty} d\Omega_1 \int_0^{\infty} d\Omega_2 F_{x_1} (X|\Omega_1) p_{\Omega_1\Omega_2}(\Omega_1\Omega_2) \\
& + \int_0^{\Omega_T} d\Omega_2 \int_0^{\infty} d\Omega_1 F_{x_2} (X|\Omega_1) p_{\Omega_1\Omega_2}(\Omega_1\Omega_2) \\
& = J_1 + J_2. \tag{6.1.3.5}
\end{aligned}$$

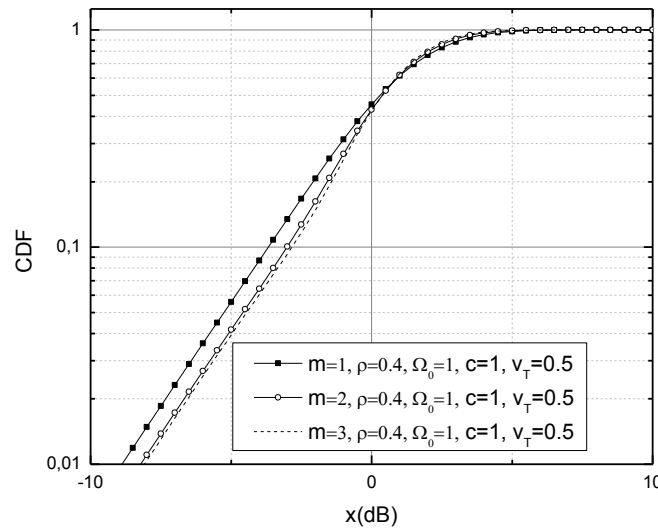
Integral J_1 je jednak [76], [95]:

$$\begin{aligned}
J_1 & = \int_{\Omega_T}^{\infty} d\Omega_1 \int_0^{\infty} d\Omega_2 F_{x_1} (X|\Omega_1) p_{\Omega_1\Omega_2}(\Omega_1\Omega_2) = \\
& \int_{\Omega_T}^{\infty} d\Omega_1 \int_0^{\infty} d\Omega_2 \frac{1}{\Gamma(m)^2} \gamma\left(m, \frac{m}{\Omega_1} x^2\right)^2 \\
& \frac{1}{\Gamma(c)(1-\rho^2)\rho^{\frac{c-1}{2}}\Omega_0^{c+1}} \sum_{i=0}^{\infty} \left(\frac{\rho}{\Omega_0(1-\rho^2)}\right)^{2i+c-1} \\
& \frac{1}{i!\Gamma(i+c)} \Omega_1^{i+c-1} \Omega_2^{i+c-1} e^{-\frac{\Omega_1+\Omega_2}{\Omega_0(1-\rho^2)}} = \\
& \frac{1}{\Gamma(m)^2\Gamma(c)(1-\rho^2)\rho^{\frac{c-1}{2}}\Omega_0^{c+1}} \sum_{i=0}^{\infty} \left(\frac{\rho}{\Omega_0(1-\rho^2)}\right)^{2i+c-1} \\
& \times \frac{1}{i!\Gamma(i+c)} (\Omega_0(1-\rho^2))^{i+c}\Gamma(i+c) \\
& \times \int_{\Omega_T}^{\infty} \Omega_1^{i+c-1} \gamma\left(m, \frac{m}{\Omega_1} x^2\right)^2 e^{-\frac{\Omega_1}{\Omega_0(1-\rho^2)}} d\Omega_1. \tag{6.1.3.6}
\end{aligned}$$

Integral J_2 je jednak [76]:

$$J_2 = \int_0^{\Omega_T} d\Omega_2 \int_0^{\infty} d\Omega_1 F_{x_2} (X|\Omega_1) p_{\Omega_1\Omega_2}(\Omega_1\Omega_2) =$$

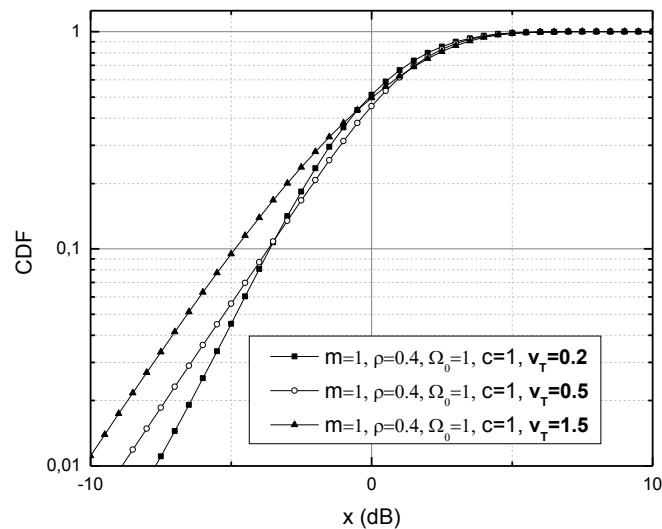
$$\begin{aligned}
&= \int_0^{\Omega_T} d\Omega_2 \int_0^\infty d\Omega_1 \frac{1}{\Gamma(m)^2} \gamma\left(m, \frac{m}{\Omega_1} x^2\right)^2 \\
&\times \frac{1}{\Gamma(c)(1-\rho^2)\rho^{\frac{c-1}{2}}\Omega_0^{c+1}} \sum_{i=0}^{\infty} \left(\frac{\rho}{\Omega_0(1-\rho^2)}\right)^{2i+c-1} \\
&\times \frac{1}{i!\Gamma(i+c)} \Omega_1^{i+c-1} \Omega_2^{i+c-1} e^{-\frac{\Omega_1+\Omega_2}{\Omega_0(1-\rho^2)}} = \\
&\times \frac{1}{\Gamma(m)^2\Gamma(c)(1-\rho^2)\rho^{\frac{c-1}{2}}\Omega_0^{c+1}} \sum_{i=0}^{\infty} \left(\frac{\rho}{\Omega_0(1-\rho^2)}\right)^{2i+c-1} \\
&\times \frac{1}{i!\Gamma(i+c)} (\Omega_0(1-\rho^2))^{i+c} \\
&\gamma\left(i+c, \frac{\Omega_T}{\Omega_0(1-\rho^2)}\right) \int_0^\infty \Omega_1^{i+c-1} \gamma\left(m, \frac{m}{\Omega_1} x^2\right)^2 e^{-\frac{\Omega_1}{\Omega_0(1-\rho^2)}} d\Omega_1. \quad (6.1.3.7)
\end{aligned}$$



Slika 6.1.3.1. CDF na izlazu iz makrodiverziti SSC prijemnika u prisustvu Nakagami- m fedinga i sporog Gama fedinga za različite vrednosti parametra m i konstantne vrednosti parametra ρ , Ω_0 , c i v_T .

Na slici 6.1.3.1. je prikazana kumulativna verovatnoća signala na izlazu iz makrodiverziti SSC prijemnika u zavisnosti od anvelope signala za nekoliko vrednosti parametra fedinga. Posmatran je slučaj kada je vrednost koeficijenta korelacije sporog Gama fedinga $\rho=0.4$, srednja snaga sporog Gama fedinga je $\Omega_0 = 1$, oštrina sporog Gama fedinga je $c=1$, i prag je $v_T=0.5$. Prikazane su tri krive za koje je oštrina Nakagami- m fedinga jednaka $m=1$, $m=2$ i $m=3$. CDF na izlazu iz makrodiverziti SSC prijemnika raste kada anvelopa

signala raste. Kumulativna verovatnoća teži jedinici za veće vrednosti anvelope signala. CDF raste kada oštrina Nakagami- m fedinga opada. U ovom slučaju performanse sistema se pogoršavaju jer verovatnoća otkaza raste. Kada oštrina brzog Nakagami- m fedinga teži prema beskonačnosti Gama osenčan brzi Nakagami- m feding kanal postaje spori feding kanal. Za $m=1$, Gama osenčan Nakagami- m feding kanal postaje Gama osenčan Rejljev feding kanal.



Slika 6.1.3.2. CDF na izlazu iz makrodiverziti SSC prijemnika u prisustvu Nakagami- m fedinga i sporog Gama fedinga za različite vrednosti praga v_T i konstantne vrednosti parametra m , ρ , Ω_0 i c .

Na slici 6.1.3.2. prikazana je kumulativna verovatnoća signala na izlazu iz makrodiverziti SSC prijemnika u zavisnosti od anvelope signala za konstantne vrednosti parametra m , c , ρ , Ω_0 i različite vrednosti praga v_T . Uticaj anvelope signala na kumulativnu verovatnoću je veći za manje vrednosti praga. Verovatnoća otkaza jednaka je kumulativnoj verovatnoći za vrednost praga otkaza. Za manje vrednosti anvelope signala, kumulativna verovatnoća raste kako prag raste odnosno verovatnoća otkaza je manja za manje vrednosti praga.

6.1.4 Momenti signala makrodiverziti sistema sa makrodiverziti SSC prijemnikom i dva mikrodiverziti SC prijammnika u prisustvu korelisanog Gama fedinga i brzog Nakagami- m fedinga

Momenti signala na izlazu iz makrodiverziti SSC prijammnika su izračunati u ovom delu doktorske disertacije. Momenti n -tog reda signala na izlazu iz makrodiverziti SSC prijammnika jednak je momentu n -tog reda signala na izlazu iz prvog mikrodiverziti SC

prijemnika ako prvi mikrodiverziti SC prijemnik opslužuje mobilnog pretplatnika i srednja snaga na njegovim ulazima je veća od praga ili ako drugi mikrodiverziti SC prijemnik opslužuje mobilnog pretplatnika a srednja snaga na njegovim ulazima je manja od praga. Moment n-tog reda signala na izlazu iz makrodiverziti SC prijemnika jednak je momentu n-tog reda signala na izlazu iz drugog mikrodiverziti SC prijemnika ako drugi mikrodiverziti SC prijemnik opslužuje mobilnog korisnika a srednja snaga signala na njegovim ulazima je veća od praga ili ako prvi mikrodiverziti SC prijemnik opslužuje mobilnog korisnika a srednja snaga na njegovim ulazima je manja od praga.

Momenti n-tog reda Nakagami- m slučajne promenjive x_{1i} su [5]:

$$\begin{aligned}
 m_{n,x_{1i}} &= \overline{x_{1i}^n} = \int_0^{\infty} x_{1i}^n p_{x_{1i}}(x_{1i}) dx_{1i} = \\
 &= \int_0^{\infty} \frac{2}{\Gamma(m)} \left(\frac{m}{\Omega_1}\right)^m x_{1i}^{n+2m-1} e^{-\frac{m}{\Omega_1} x_{1i}^2} dx_{1i} \\
 &= \frac{1}{\Gamma(m)} \left(\frac{\Omega_1}{m}\right)^{\frac{n}{2}} \Gamma\left(m + \frac{n}{2}\right). \tag{6.1.4.1}
 \end{aligned}$$

Prvi i drugi momenti su jednaki:

$$m_{1,x_{1i}} = \frac{1}{\Gamma(m)} \left(\frac{\Omega_1}{m}\right)^{\frac{1}{2}} \Gamma\left(m + \frac{1}{2}\right), \tag{6.4.1.2}$$

$$m_{2,x_{1i}} = \frac{1}{\Gamma(m)} \left(\frac{\Omega_1}{m}\right)^{\frac{1}{2}} \Gamma\left(m + \frac{1}{2}\right) = \Omega_1. \tag{6.4.1.3}$$

Moment n-tog reda signala na izlazu iz prvog makrodiverziti SC prijamnika je [76]:

$$\begin{aligned}
 m_{n,x_1} &= \overline{x_1^n} = \int_0^{\infty} x_1^n p_{x_1}(x_1) dx_1 = \\
 &= \int_0^{\infty} x_1^n 2p_{x_{11}}(x_1) F_{x_{12}}(x_1) dx_1 \\
 &= 2 \int_0^{\infty} x_1^n 2p_{x_{11}}(x_1) \frac{2}{\Gamma(m)} \left(\frac{m}{\Omega_1}\right)^m x_1^{2m-1} e^{-\frac{m}{\Omega_1} x_1^2} \frac{1}{\Gamma(m)} \gamma\left(m, \frac{m}{\Omega_1} x_1^2\right) \\
 &= \frac{4}{\Gamma(m)^2} \left(\frac{m}{\Omega_1}\right)^m m^{m-1} \frac{x_1^{2m}}{\Omega_1^m} \sum_{j_1=0}^{\infty} \frac{1}{(m+1)_{j_1}} \frac{m^{j_1}}{\Omega_1^{j_1}}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& \times \int_0^\infty x_1^{n+4m+2j_1-1} e^{-\frac{2m}{\Omega_1}x_1^2} \frac{4}{\Gamma(m)^2} \left(\frac{m}{\Omega_1}\right)^m m^{m-1} \frac{x_1^{2m}}{\Omega_1^m} \sum_{j_1=0}^\infty \frac{1}{(m+1)_{j_1}} \frac{m^{j_1}}{\Omega_1^{j_1}} \\
& \times \frac{1}{2} \left(\frac{\Omega_1}{2m}\right)^{2m+j_1+\frac{n}{2}} \Gamma\left(2m+j_1+\frac{n}{2}\right) \\
& = \frac{2}{m\Gamma(m)^2} \left(\frac{m}{\Omega_1}\right)^m \sum_{j_1=0}^\infty \frac{1}{(m+1)_{j_1}} \frac{m^{j_1}}{\Omega_1^{j_1}} \frac{1}{2^{2m}} \left(\frac{\Omega_1}{2m}\right)^{j_1+\frac{n}{2}} \Gamma\left(2m+j_1+\frac{n}{2}\right), \quad (6.1.4.4)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
m_{n,x_2} &= \frac{2}{m\Gamma(m)^2} \left(\frac{m}{\Omega_2}\right)^m \sum_{j_2=0}^\infty \frac{1}{(m+1)_{j_2}} \frac{m^{j_2}}{\Omega_2^{j_2}} \\
& \times \frac{1}{2^{2m}} \left(\frac{\Omega_2}{2m}\right)^{j_2+\frac{n}{2}} \Gamma\left(2m+j_2+\frac{n}{2}\right). \quad (6.1.4.5)
\end{aligned}$$

Na sličan način je dobijen moment n-tog reda anvelope signala na izlazu iz drugog mikrodiverziti SC kombinera.

Moment n-tog reda signala na izlazu iz makrodiverziti SSC prijemnika je:

$$\begin{aligned}
m_{nx} &= \frac{1}{2} \int_{\Omega_T}^\infty d\Omega_1 \int_0^\infty m_{nx_1|\Omega_1} p_{\Omega_1\Omega_2}(\Omega_1\Omega_2) d\Omega_2 \\
& + \frac{1}{2} \int_0^{\Omega_T} d\Omega_1 \int_0^\infty m_{nx_2|\Omega_2} p_{\Omega_1\Omega_2}(\Omega_1\Omega_2) d\Omega_2 \\
& + \frac{1}{2} \int_{\Omega_T}^\infty d\Omega_2 \int_0^\infty m_{nx_2|\Omega_2} p_{\Omega_1\Omega_2}(\Omega_1\Omega_2) d\Omega_1 \\
& + \frac{1}{2} \int_0^{\Omega_T} d\Omega_2 \int_0^\infty m_{nx_1|\Omega_1} p_{\Omega_1\Omega_2}(\Omega_1\Omega_2) d\Omega_1 = \\
& \int_{\Omega_T}^\infty d\Omega_1 \int_0^\infty d\Omega_2 m_{nx_1|\Omega_1} p_{\Omega_1\Omega_2}(\Omega_1\Omega_2) \\
& + \int_0^{\Omega_T} d\Omega_2 \int_0^\infty d\Omega_1 m_{nx_2|\Omega_2} p_{\Omega_1\Omega_2}(\Omega_1\Omega_2) = J_1 + J_2. \quad (6.1.4.6)
\end{aligned}$$

Integral J_1 je jednak [76]:

$$\begin{aligned}
J_1 &= \int_{\Omega_T}^\infty d\Omega_1 \int_0^\infty d\Omega_2 m_{nx_1|\Omega_1} p_{\Omega_1\Omega_2}(\Omega_1\Omega_2) \\
& = \int_{\Omega_T}^\infty d\Omega_1 \int_0^\infty d\Omega_2 \frac{2}{m\Gamma(m)^2} \sum_{j_1=0}^\infty \frac{1}{(m+1)_{j_1}} \frac{m^{j_1}}{\Omega_1^{j_1}}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& \times \frac{1}{2^{2m}} \left(\frac{\Omega_2}{2m}\right)^{j_2 + \frac{n}{2}} \Gamma\left(2m + j_2 + \frac{n}{2}\right) \\
& \times \frac{1}{\Gamma(c)(1-\rho^2)\rho^{\frac{c-1}{2}}\Omega_0^{c+1}} \sum_{i=0}^{\infty} \left(\frac{\rho}{\Omega_0(1-\rho^2)}\right)^{2i+c-1} \\
& \times \frac{1}{i!\Gamma(i+c)} \Omega_1^{i+c-1} \Omega_2^{i+c-1} e^{-\frac{\Omega_1+\Omega_2}{\Omega_0(1-\rho^2)}} = \\
& \times \frac{2}{m\Gamma(m)^2} \sum_{j_1=0}^{\infty} \frac{1}{(m+1)_{j_1}} m^{j_1} \\
& \times \frac{1}{2^{2m}} \left(\frac{1}{2m}\right)^{j_2 + \frac{n}{2}} \Gamma\left(2m + j_2 + \frac{n}{2}\right) \\
& \times \frac{1}{\Gamma(c)(1-\rho^2)\rho^{\frac{c-1}{2}}\Omega_0^{c+1}} \sum_{i=0}^{\infty} \left(\frac{\rho}{\Omega_0(1-\rho^2)}\right)^{2i+c-1} \frac{1}{i!\Gamma(i+c)} \\
& \times \int_{\Omega_T}^{\infty} \Omega_1^{i+c+\frac{n}{2}-1} e^{-\frac{\Omega_1}{\Omega_0(1-\rho^2)}} d\Omega_1 \int_0^{\infty} \Omega_2^{i+c-1} e^{-\frac{\Omega_2}{\Omega_0(1-\rho^2)}} d\Omega_2 \\
& = \frac{2}{m\Gamma(m)^2} \sum_{j_1=0}^{\infty} \frac{1}{(m+1)_{j_1}} m^{j_1} \\
& \times \frac{1}{2^{2m}} \left(\frac{1}{2m}\right)^{j_2 + \frac{n}{2}} \Gamma\left(2m + j_2 + \frac{n}{2}\right) \\
& \times \frac{1}{\Gamma(c)(1-\rho^2)\rho^{\frac{c-1}{2}}\Omega_0^{c+1}} \sum_{i=0}^{\infty} \left(\frac{\rho}{\Omega_0(1-\rho^2)}\right)^{2i+c-1} \frac{1}{i!\Gamma(i+c)} \\
& \times (\Omega_0(1-\rho^2))^{\frac{n}{2}+i+c} \bar{\gamma}\left(\frac{n}{2} + i + c, \frac{\Omega_T}{\Omega_0(1-\rho^2)}\right) (\Omega_0(1-\rho^2))^{i+c} \Gamma(i+c). \quad (6.1.4.7)
\end{aligned}$$

Integral J_2 je jednak [76]:

$$\begin{aligned}
J_2 &= \int_0^{\Omega_T} d\Omega_1 \int_0^{\infty} d\Omega_2 m_{nx_2|\Omega_2} p_{\Omega_1\Omega_2}(\Omega_1\Omega_2) \\
&= \int_0^{\Omega_T} d\Omega_1 \int_0^{\infty} d\Omega_2 \frac{2}{m\Gamma(m)^2} \sum_{j_1=0}^{\infty} \frac{1}{(m+1)_{j_1}} \frac{m^{j_1}}{\Omega_1^{j_1}}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& \times \frac{1}{2^{2m}} \left(\frac{\Omega_2}{2m}\right)^{j_2 + \frac{n}{2}} \Gamma\left(2m + j_2 + \frac{n}{2}\right) \\
& \times \frac{1}{\Gamma(c)(1-\rho^2)\rho^{\frac{c-1}{2}}\Omega_0^{c+1}} \sum_{i=0}^{\infty} \left(\frac{\rho}{\Omega_0(1-\rho^2)}\right)^{2i+c-1} \\
& \times \frac{1}{i!\Gamma(i+c)} \Omega_1^{i+c-1} \Omega_2^{i+c-1} e^{-\frac{\Omega_1+\Omega_2}{\Omega_0(1-\rho^2)}} \\
& = \frac{2}{m\Gamma(m)^2} \sum_{j_1=0}^{\infty} \frac{1}{(m+1)_{j_1}} \frac{m^{j_1}}{\Omega_1^{j_1}} \Gamma\left(2m + j_2 + \frac{n}{2}\right) \\
& \times \frac{1}{\Gamma(c)(1-\rho^2)\rho^{\frac{c-1}{2}}\Omega_0^{c+1}} \sum_{i=0}^{\infty} \left(\frac{\rho}{\Omega_0(1-\rho^2)}\right)^{2i+c-1} \\
& \times \frac{1}{i!\Gamma(i+c)} (\Omega_0(1-\rho^2))^{\frac{n}{2}+i+c} \bar{\gamma}\left(\frac{n}{2} + i + c, \frac{\Omega_T}{\Omega_0(1-\rho^2)}\right) \\
& \times (\Omega_0(1-\rho^2))^{i+c} \Gamma(i+c). \tag{6.1.4.8}
\end{aligned}$$

Srednja kvadratna vrednost signala na izlazu iz makrodiverziti SC prijemnika je [5]:

$$\begin{aligned}
m_{2x} = \bar{x^2} &= \int_0^{\infty} x^2 p_x(x) dx \\
&= \frac{2}{m\Gamma(m)^2} \sum_{j_1=0}^{\infty} \frac{1}{(m+1)_{j_1}} \frac{m^{j_1}}{\Omega_1^{j_1}} \frac{1}{2^{2m}} \left(\frac{\Omega_2}{2m}\right)^{j_2+1} \Gamma(2m + j_2 + 1) \\
& \times \frac{1}{\Gamma(c)(1-\rho^2)\rho^{\frac{c-1}{2}}\Omega_0^{c+1}} \sum_{i=0}^{\infty} \left(\frac{\rho}{\Omega_0(1-\rho^2)}\right)^{2i+c-1} \frac{1}{i!\Gamma(i+c)} \\
& \times (\Omega_0(1-\rho^2))^{1+i+c} \bar{\gamma}\left(1 + i + c, \frac{\Omega_T}{\Omega_0(1-\rho^2)}\right) (\Omega_0(1-\rho^2))^{i+c} \Gamma(i+c) \tag{6.1.4.9}
\end{aligned}$$

Srednja vrednost signala na izlazu iz mikrodiverziti SC prijemnika je:

$$\begin{aligned}
m_{1x} = \bar{x} &= \int_0^{\infty} x^2 p_x(x) dx = \\
&= \frac{2}{m\Gamma(m)^2} \sum_{j_1=0}^{\infty} \frac{1}{(m+1)_{j_1}} \frac{m^{j_1}}{\Omega_1^{j_1}} \frac{1}{2^{2m}} \left(\frac{\Omega_2}{2m}\right)^{j_2+\frac{1}{2}} \Gamma\left(2m + j_2 + \frac{1}{2}\right)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & \times \frac{1}{\Gamma(c)(1-\rho^2)\rho^{\frac{c-1}{2}}\Omega_0^{c+1}} \sum_{i=0}^{\infty} \left(\frac{\rho}{\Omega_0(1-\rho^2)} \right)^{2i+c-1} \frac{1}{i! \Gamma(i+c)} \\ & \times (\Omega_0(1-\rho^2))^{\frac{1}{2}+i+c} \bar{\gamma} \left(\frac{1}{2} + i + c, \frac{\Omega_T}{\Omega_0(1-\rho^2)} \right) (\Omega_0(1-\rho^2))^{i+c} \Gamma(i+c). \end{aligned} \quad (6.1.4.10)$$

6.1.5 Karakteristična funkcija signala makrodiverziti sistema sa makrodiverziti SSC prijemnikom i dva mikrodiverziti SC prijammika u prisustvu korelisanog Gama fedinga i brzog Nakagami- m fedinga

Karakteristična funkcija anvelope signala na izlazu iz makrodiverziti SSC prijemnika jednaka je karakterističnoj funkciji signala na izlazu iz prvog mikrodiverziti SC prijemnika ako prvi mikrodiverziti SC prijemnik opslužuje mobilnog korisnika a srednja snaga signala na njegovim ulazima je veća od praga ili ako drugi mikrodiverziti SC prijemnik opslužuje korisnika a srednja snaga na njegovim ulazima je manja od praga. Karakteristična funkcija anvelope signala na izlazu iz makrodiverziti SSC prijemnika jednaka je karakterističnoj funkciji anvelopi signala na izlazu iz drugog mikrodiverziti SC prijemnika ako drugi mikrodiverziti SC kombiner opslužuje korisnika i snaga signala na njegovim ulazima je veća od praga ili ako prvi mikrodiverziti SC kombiner opslužuje korisnika a srednja snaga signala na njegovim ulazima je manja od praga.

Karakteristična funkcija Nakagami- m slučajne promenjive jednaka je [5], [7]:

$$\begin{aligned} M_{x_{1i}}(x_{1i}) &= \overline{e^{sx_{1i}}} = \int_0^{\infty} e^{sx_{1i}} p_{x_{1i}}(x_{1i}) dx_{1i} \\ &= \int_0^{\infty} \frac{2}{\Gamma(m)} \left(\frac{m}{\Omega_1} \right)^m x_{1i}^{2m-1} e^{sx_{1i}} e^{-\frac{m}{\Omega_1} x_{1i}^2} dx_{1i} \\ &= \frac{2}{\Gamma(m)} \left(\frac{m}{\Omega_1} \right)^m \sum_{k=0}^{\infty} \frac{s^k}{k!} \int_0^{\infty} x_{1i}^{2m-1+k} e^{-\frac{m}{\Omega_1} x_{1i}^2} dx_{1i} \\ &= \frac{1}{\Gamma(m)} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{s^k}{k!} \left(\frac{\Omega_1}{m} \right)^{\frac{k}{2}} \Gamma \left(m + \frac{k}{2} \right). \end{aligned} \quad (6.1.5.1)$$

Gustina verovatnoće signala na izlazu iz prvog SC prijammika je:

$$\begin{aligned} p_{x_1}(x_1) &= 2p_{x_{11}}(x_1)F_{x_{12}}(x_1) = \\ & 2 \frac{2}{\Gamma(m)} \left(\frac{m}{\Omega_1} \right)^m x_1^{2m-1} e^{-\frac{m}{\Omega_1} x_1^2} \frac{1}{\Gamma(m)} \gamma \left(m, \frac{m}{\Omega_1} x_1^2 \right) = \end{aligned}$$

$$\frac{4}{\Gamma(m)^2} \left(\frac{m}{\Omega_1}\right)^m \frac{m^{m-1}}{\Omega_1^m} \sum_{j_1=0}^{\infty} \frac{1}{(m+1)_{j_1}} \frac{m^{j_1}}{\Omega_1^{j_1}} x_1^{j_1+4m-1} e^{-\frac{2m}{\Omega_1} x_1^2}. \quad (6.1.5.2)$$

Karakteristična funkcija signala na izlazu iz prvog makrodiverziti SC prijemnika je:

$$\begin{aligned} M_{x_1}(s) &= \overline{e^{sx_1}} = \int_0^{\infty} e^{sx_1} p_{x_{1i}}(x_1) dx_1 = \\ &= \int_0^{\infty} dx_1 \sum_{k=0}^{\infty} \frac{s^k}{k!} x_1^k \frac{4}{\Gamma(m)^2} \left(\frac{m}{\Omega_1}\right)^m \frac{m^{m-1}}{\Omega_1^m} \sum_{j_1=0}^{\infty} \frac{1}{(m+1)_{j_1}} \frac{m^{j_1}}{\Omega_1^{j_1}} x_1^{j_1+4m-1} e^{-\frac{2m}{\Omega_1} x_1^2} \\ &= \sum_{k=0}^{\infty} \frac{s^k}{k!} \frac{4}{\Gamma(m)^2} \left(\frac{m}{\Omega_1}\right)^m \frac{m^{m-1}}{\Omega_1^m} \sum_{j_1=0}^{\infty} \frac{1}{(m+1)_{j_1}} \frac{m^{j_1}}{\Omega_1^{j_1}} \\ &\times \frac{1}{2} \left(\frac{\Omega_1}{2m}\right)^{\frac{j_1+2m+k}{2}} \Gamma\left(\frac{j_1}{2} + 2m + \frac{k}{2}\right). \end{aligned} \quad (6.1.5.3)$$

Na sličan način se dobija karakteristična funkcija signala na izlazu iz drugog mikrodiverziti SC prijemnika.

$$\begin{aligned} M_{x_2}(s) &= \sum_{k=0}^{\infty} \frac{s^k}{k!} \frac{4}{\Gamma(m)^2} \left(\frac{m}{\Omega_2}\right)^m \frac{m^{m-1}}{\Omega_2^m} \sum_{j_1=0}^{\infty} \frac{1}{(m+1)_{j_1}} \frac{m^{j_1}}{\Omega_2^{j_1}} \\ &\times \frac{1}{2} \left(\frac{\Omega_2}{2m}\right)^{\frac{j_1+2m+k}{2}} \Gamma\left(\frac{j_1}{2} + 2m + \frac{k}{2}\right). \end{aligned} \quad (6.1.5.4)$$

Karakteristična funkcija signala na izlazu iz makrodiverziti SSC prijemnika je

$$\begin{aligned} M_x(s) &= \frac{1}{2} \int_{\Omega_T} d\Omega_1 \int_0^{\infty} M_{x_1}(s|\Omega_1) p_{\Omega_1\Omega_2}(\Omega_1\Omega_2) d\Omega_2 \\ &+ \frac{1}{2} \int_0^{\Omega_T} d\Omega_1 \int_0^{\infty} M_{x_2}(s|\Omega_2) p_{\Omega_1\Omega_2}(\Omega_1\Omega_2) d\Omega_2 \\ &+ \frac{1}{2} \int_{\Omega_T} d\Omega_2 \int_0^{\infty} M_{x_2}(s|\Omega_2) p_{\Omega_1\Omega_2}(\Omega_1\Omega_2) d\Omega_1 \\ &+ \frac{1}{2} \int_0^{\Omega_T} d\Omega_2 \int_0^{\infty} M_{x_1}(s|\Omega_1) p_{\Omega_1\Omega_2}(\Omega_1\Omega_2) d\Omega_1 = \\ &\int_{\Omega_T} d\Omega_1 \int_0^{\infty} d\Omega_2 M_{x_1}(s|\Omega_1) p_{\Omega_1\Omega_2}(\Omega_1\Omega_2) \end{aligned}$$

$$+ \int_0^{\Omega_T} d\Omega_2 \int_0^\infty d\Omega_1 M_{x_2}(s|\Omega_2) p_{\Omega_1\Omega_2}(\Omega_1\Omega_2). \quad (6.1.5.5)$$

6.1.6 Združena gustina verovatnoće signala na izlazu iz makrodiverziti sistema i njegovog prvog izvoda sa makrodiverziti SSC prijemnikom i dva mikrodiverziti SC prijmnika u prisustvu korelisanog Gama fedinga i brzog Nakagami- m fedinga

Združena gustina verovatnoće (*joint probability density function, JPDF*) Nakagami- m slučajne promenjive i njegovog prvog izvoda je:

$$p_{x_{1i}\dot{x}_{1i}}(x_{1i}\dot{x}_{1i}) = \frac{2}{\Gamma(m)} \left(\frac{m}{\Omega_1}\right)^m x_{1i}^{2m-1} e^{-\frac{m}{\Omega_1}x_{1i}^2} \frac{1}{\sqrt{2\pi\beta}} e^{-\frac{x_{1i}^2}{2\beta^2}}, x_{1i} \geq 0, i = 1, 2 \quad (6.1.6.1)$$

gde je $\beta^2 = \pi^2 f_m^2 \frac{\Omega_1}{m}$.

Združena gustina verovatnoće od anvelope signala na izlazu iz prvog mikrodiverziti SC prijemnika i njegovog prvog izvoda je:

$$\begin{aligned} p_{x_1\dot{x}_1}(x_1\dot{x}_1) &= p_{x_{11}\dot{x}_{11}}(x_1\dot{x}_1)F_{x_{12}}(x_1) + p_{x_{12}\dot{x}_{12}}(x_1\dot{x}_1)F_{x_{11}}(x_1) \\ &= p_{x_{11}\dot{x}_{11}}(x_1\dot{x}_1)F_{x_{12}}(x_1) \\ &= \frac{4m}{\Gamma(m)} \left(\frac{m}{\Omega_1}\right)^m x_{1i}^{2m-1} e^{-\frac{m}{\Omega_1}x_{1i}^2} \frac{\sqrt{m}}{\sqrt{2\pi f_m \pi \sqrt{\Omega_1}}} e^{-\frac{x_1^2 m}{2\pi^2 f_m^2 \Omega_1}} \frac{1}{\Gamma(m)} \gamma\left(m, \frac{m}{\Omega_1} x_1^2\right). \end{aligned} \quad (6.1.6.2)$$

Na sličan način se dobija združena gustina verovatnoće anvelope signala na izlazu iz drugog mikrodiverziti SC prijemnika i njegovog prvog izvoda u obliku:

$$\begin{aligned} p_{x_2\dot{x}_2}(x_2\dot{x}_2) &= \frac{4m}{\Gamma(m)} \left(\frac{m}{\Omega_2}\right)^m x_{2i}^{2m-1} e^{-\frac{m}{\Omega_2}x_{2i}^2} \\ &\frac{\sqrt{m}}{\sqrt{2\pi f_m \pi \sqrt{\Omega_2}}} e^{-\frac{x_2^2 m}{2\pi^2 f_m^2 \Omega_2}} \frac{1}{\Gamma(m)} \gamma\left(m, \frac{m}{\Omega_2} x_2^2\right). \end{aligned} \quad (6.1.6.3)$$

Združena gustina anvelope signala na izlazu iz makrodiverziti SSC prijemnika i njegovog prvog izvoda je:

$$\begin{aligned} p_{x\dot{x}}(x\dot{x}) &= \frac{1}{2} \int_{\Omega_T}^\infty d\Omega_1 \int_0^\infty p_{x_1\dot{x}_1}(x_1\dot{x}_1) p_{\Omega_1\Omega_2}(\Omega_1\Omega_2) d\Omega_2 \\ &+ \frac{1}{2} \int_0^{\Omega_T} d\Omega_1 \int_0^\infty p_{x_2\dot{x}_2}(x_2\dot{x}_2) p_{\Omega_1\Omega_2}(\Omega_1\Omega_2) d\Omega_2 + \end{aligned}$$

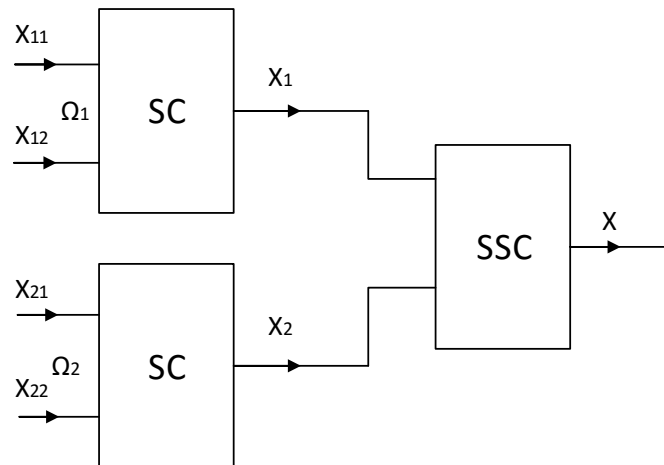
$$\begin{aligned}
& + \frac{1}{2} \int_{\Omega_T}^{\infty} d\Omega_2 \int_0^{\infty} p_{x_2 \dot{x}_2}(x_2 \dot{x}_2) p_{\Omega_1 \Omega_2}(\Omega_1 \Omega_2) d\Omega_1 + \\
& + \frac{1}{2} \int_0^{\Omega_T} d\Omega_2 \int_0^{\infty} p_{x_1 \dot{x}_1}(x_1 \dot{x}_1) p_{\Omega_1 \Omega_2}(\Omega_1 \Omega_2) d\Omega_1 = \\
& \int_{\Omega_T}^{\infty} d\Omega_1 \int_0^{\infty} d\Omega_2 p_{x_1 \dot{x}_1}(x_1 \dot{x}_1) p_{\Omega_1 \Omega_2}(\Omega_1 \Omega_2) \\
& + \int_0^{\Omega_T} d\Omega_2 \int_0^{\infty} d\Omega_1 p_{x_2 \dot{x}_2}(x_2 \dot{x}_2) p_{\Omega_1 \Omega_2}(\Omega_1 \Omega_2) = J_1 + J_2. \quad (6.1.6.4)
\end{aligned}$$

Integral J_1 je jednak [76]:

$$\begin{aligned}
J_1 &= \int_{\Omega_T}^{\infty} d\Omega_1 \int_0^{\infty} d\Omega_2 p_{x_1 \dot{x}_1}(x \dot{x}) p_{\Omega_1 \Omega_2}(\Omega_1 \Omega_2) \\
&= \int_{\Omega_T}^{\infty} d\Omega_1 \int_0^{\infty} d\Omega_2 \frac{4m}{\Gamma(m)} \left(\frac{m}{\Omega_1}\right)^m x^{2m-1} e^{-\frac{m}{\Omega_1} x^2} \frac{\sqrt{m}}{\pi \sqrt{2\pi} f_m \sqrt{\Omega_1}} e^{-\frac{\dot{x}^2 m}{2\pi^2 f_m^2 \Omega_1}} \\
&\times \frac{1}{\Gamma(m)} \gamma\left(m, \frac{m}{\Omega_1} x^2\right) \frac{1}{\Gamma(c)(1-\rho^2) \rho^{\frac{c-1}{2}} \Omega_0^{c+1}} \sum_{i=0}^{\infty} \left(\frac{\rho}{\Omega_0(1-\rho^2)}\right)^{2i+c-1} \\
&\times \frac{1}{i! \Gamma(i+c)} \Omega_1^{i+c-1} \Omega_2^{i+c-1} e^{-\frac{\Omega_1 + \Omega_2}{\Omega_0(1-\rho^2)}} \\
&= \frac{4m}{\Gamma(m)} \left(\frac{m}{\Omega_1}\right)^m x^{2m-1} e^{-\frac{m}{\Omega_1} x^2} \frac{\sqrt{m}}{\pi \sqrt{2\pi} f_m \sqrt{\Omega_1}} \\
&\times m^{m-1} x^{2m} \sum_{j_1=0}^{\infty} \frac{1}{(m+1)_{j_1}} m^{j_1} x^{2j_1} (\Omega_0(1-\rho^2))^{i+c} \Gamma(i+c) \\
&\times \frac{1}{\Gamma(c)(1-\rho^2) \rho^{\frac{c-1}{2}} \Omega_0^{c+1}} \sum_{i=0}^{\infty} \left(\frac{\rho}{\Omega_0(1-\rho^2)}\right)^{2i+c-1} \frac{1}{i! \Gamma(i+c)} \\
&\times \left(\left(mx^2 + \frac{m}{2\pi^2 f_m^2} \right) \Omega_0(1-\rho^2) \right)^{\frac{i+c}{2} - m - \frac{1}{4} + \frac{j_1}{2}} \Gamma\left(\frac{j_1}{2} + 2m + \frac{k}{2}\right) \\
&\times K_{i+c-2m-\frac{1}{2}-j_1} \left(2 \sqrt{\frac{\left(mx^2 + \frac{m}{2\pi^2 f_m^2} \right)}{\Omega_0(1-\rho^2)}} \right). \quad (6.1.6.5)
\end{aligned}$$

6.2 Makrodiverziti sistem sa makrodiverziti SSC prijemnikom i dva mikrodiverziti SC prijemnika u prisustvu korelisanog Gama fedinga i brzog $k-\mu$ fedinga

Razmatra se mikrodiverziti sistem sa makrodiverziti SSC prijemnikom i dva mikrodiverziti SC prijemnika u prisustvu korelisanog Gama fedinga i brzog $k-\mu$ fedinga. Model sistema koji se razmatra prikazan je na slici 6.2.1.



Slika 6.2.1. Blok šema makrodiverziti sistema sa makrodiverziti SSC prijemnikom i dva mikrodiverziti SC prijemnika na kojoj se razmatra prisustvo korelisanog Gama fedinga i brzog $k-\mu$ fedinga.

Signali na ulazima u prvi mikrodiverziti SC prijemnik su označeni sa x_{11} i x_{12} a na ulazima u drugi mikrodiverziti kombiner sa x_{21} i x_{22} . Anvelope signala na izlazima iz mikrodiverziti prijemnika su označene sa x_1 i x_2 a anvelopa signala na izlazu iz SSC prijemnika je označena sa x . Srednje snage na ulazima u mikrodiverziti SC prijemnik su označene sa Ω_1 i Ω_2 . Srednje snage Ω_1 i Ω_2 imaju korelisanu Gama raspodelu [5], [10], [104]:

$$\begin{aligned}
 p_{\Omega_1\Omega_2}(\Omega_1\Omega_2) &= \frac{1}{\Gamma(c)(1-\rho^2)\rho^{\frac{c-1}{2}}\Omega_0^{c+1}} (\Omega_1\Omega_2)^{\frac{c-1}{2}} e^{-\frac{\Omega_1+\Omega_2}{\Omega_0(1-\rho^2)}} \\
 &\times I_{c-1}\left(\frac{2\rho}{\Omega_0(1-\rho^2)}(\Omega_1\Omega_2)^{\frac{1}{2}}\right) \\
 &= \frac{1}{\Gamma(c)(1-\rho^2)\rho^{\frac{c-1}{2}}\Omega_0^{c+1}} \sum_{i=0}^{\infty} \left(\frac{\rho}{\Omega_0(1-\rho^2)}\right)^{2i+c-1} \\
 &\times \frac{1}{i!\Gamma(i+c)} \Omega_1^{i+c-1} \Omega_2^{i+c-1} e^{-\frac{\Omega_1+\Omega_2}{\Omega_0(1-\rho^2)}}, \tag{6.2.1}
 \end{aligned}$$

gde je ρ koeficijent korelacije, c je red Gama raspodele i Ω_0 je srednja vrednost od Ω_1 i Ω_2 . Gustine verovatnoća anvelope x_{11} i x_{12} imaju k - μ raspodelu sa srednjom snagom Ω_1 :

$$p_{x_{1i}}(x_{1i}) = \frac{2\mu(k+1)^{\frac{\mu+1}{2}}}{k^{\frac{\mu-1}{2}} e^{k\mu\Omega_1} \frac{\mu+1}{2}} x_{1i}^\mu I_{\mu-1} \left(2\mu \sqrt{\frac{k(k+1)}{\Omega_1}} \right) e^{-\frac{\mu(k+1)}{\Omega_1} x_{1i}^2}. \quad (6.2.2)$$

Makrodiverziti SSC kombiner radi na sledeći način. Neka prvi mikrodiverziti opslužuje mobilnog korisnika. Ako je srednja snaga na ulazima u prvi mikrodiverziti SC kombiner manja od praga onda drugi mikrodiverziti kombiner nastavlja da opslužuje mobilnog pretplatnika bez obzira kolika je snaga mobilnog pretplatnika.

6.2.1 Gustina verovatnoće anvelope signala na izlazu iz makrodiverziti SSC kombinera u prisustvu korelisanog Gama fedinga i brzog k - μ fedinga

Gustina verovatnoće signala (*probability density function, PDF*) na izlazu iz prvog mikrodiverziti SC kombinera je [7], [10]:

$$p_{x_1}(x_1) = p_{x_{11}}(x_1) F_{X_{12}}(x_1) + p_{x_{12}}(x_1) F_{X_{11}}(x_1) = 2p_{x_{11}}(x_1) F_{X_{12}}(x_1). \quad (6.2.1.1)$$

Kumulativna verovatnoća signala x_{11} i x_{12} je:

$$F_{x_{1i}}(x_{1i}) = \int_0^{x_{1i}} p_{x_{1i}}(t) dt = \frac{2\mu(k+1)^{\frac{\mu+1}{2}}}{k^{\frac{\mu-1}{2}} e^{k\mu\Omega_1} \frac{\mu+1}{2}} \sum_{j=1}^{\infty} \left(\mu \sqrt{\frac{k(k+1)}{\Omega_1}} \right)^{2j+\mu-1} \times \frac{1}{j!\Gamma(j+\mu)} \int_0^{x_{1i}} t^{2j+\mu-1} e^{-\frac{\mu(k+1)}{\Omega_1} t^2} dt, x_{1i} > 0, i = 1, 2 \quad (6.2.1.2)$$

$$F_{x_{1i}}(x_{1i}) = \frac{2\mu(k+1)^{\frac{\mu+1}{2}}}{k^{\frac{\mu-1}{2}} e^{k\mu\Omega_1} \frac{\mu+1}{2}} \sum_{j=1}^{\infty} \left(\mu \sqrt{\frac{k(k+1)}{\Omega_1}} \right)^{2j+\mu-1} \times \frac{1}{2} \left(\frac{\Omega_1}{\mu(k+1)} \right)^{j+\mu} \frac{1}{j!\Gamma(j+\mu)} \gamma \left(j + \mu, \frac{\mu(k+1)}{\Omega_1} x_{1i}^2 \right), \quad (6.2.1.3)$$

gde je $\gamma(m, x)$ nepotpuna Gama funkcija koja se može izraziti I u nekim slučajevima koristiti pomoću formule [76]:

$$\gamma(m, x) = \frac{1}{m} x^m e^{-x} \sum_{j_1=0}^{\infty} \frac{1}{(m+1)_{j_1}} x^{j_1}. \quad (6.2.1.4)$$

Zamenom se dobija gustina verovatnoće anvelope signala na izlazu iz prvog mikrodiverziti SC prijemnika u obliku:

$$\begin{aligned}
p_{x_1}(x_1) &= \frac{2\mu(k+1)^{\frac{\mu+1}{2}}}{k^{\frac{\mu-1}{2}} e^{k\mu\Omega_1^{\frac{\mu+1}{2}}}} \sum_{j_1=0}^{\infty} \left(\mu \sqrt{\frac{k(k+1)}{\Omega_1}} \right)^{2j_1+\mu-1} \\
&\times \frac{1}{j_1! \Gamma(j_1+\mu)} x_1^{2j_1+\mu-1} e^{-\frac{\mu(k+1)}{\Omega_1} x_1^2} \frac{2\mu(k+1)^{\frac{\mu+1}{2}}}{k^{\frac{\mu-1}{2}} e^{k\mu\Omega_1^{\frac{\mu+1}{2}}}} \sum_{j_2=0}^{\infty} \left(\mu \sqrt{\frac{k(k+1)}{\Omega_1}} \right)^{2j_2+\mu-1} \\
&\times \frac{1}{j_2! \Gamma(j_2+\mu)} \left(\frac{\Omega_1}{\mu(k+1)} \right)^{j_2+\mu} \gamma \left(j_2 + \mu, \frac{\mu(k+1)}{\Omega_1} x_1^2 \right). \tag{6.2.1.5}
\end{aligned}$$

Na sličan način se dobija gustina verovatnoće signala na drugom mikrodiverziti SC prijemniku u obliku:

$$\begin{aligned}
p_{x_2}(x_2) &= \frac{2\mu(k+1)^{\frac{\mu+1}{2}}}{k^{\frac{\mu-1}{2}} e^{k\mu\Omega_2^{\frac{\mu+1}{2}}}} \sum_{j_1=0}^{\infty} \left(\mu \sqrt{\frac{k(k+1)}{\Omega_2}} \right)^{2j_1+\mu-1} \\
&\times \frac{1}{j_1! \Gamma(j_1+\mu)} x_2^{2j_1+\mu-1} e^{-\frac{\mu(k+1)}{\Omega_2} x_2^2} \frac{2\mu(k+1)^{\frac{\mu+1}{2}}}{k^{\frac{\mu-1}{2}} e^{k\mu\Omega_2^{\frac{\mu+1}{2}}}} \sum_{j_2=0}^{\infty} \left(\mu \sqrt{\frac{k(k+1)}{\Omega_2}} \right)^{2j_2+\mu-1} \\
&\times \frac{1}{j_2! \Gamma(j_2+\mu)} \left(\frac{\Omega_2}{\mu(k+1)} \right)^{j_2+\mu} \gamma \left(j_2 + \mu, \frac{\mu(k+1)}{\Omega_2} x_2^2 \right). \tag{6.2.1.6}
\end{aligned}$$

Gustina verovatnoće signala na izlazu iz makrodiverziti SSC prijemnika je:

$$\begin{aligned}
p_x(x) &= \frac{1}{2} \int_{\Omega_T}^{\infty} d\Omega_1 \int_0^{\infty} p_{x_1}(X|\Omega_1) p_{\Omega_1\Omega_2}(\Omega_1\Omega_2) d\Omega_2 \\
&+ \frac{1}{2} \int_0^{\Omega_T} d\Omega_1 \int_0^{\infty} p_{x_2}(X|\Omega_2) p_{\Omega_1\Omega_2}(\Omega_1\Omega_2) d\Omega_2 \\
&+ \frac{1}{2} \int_{\Omega_T}^{\infty} d\Omega_2 \int_0^{\infty} p_{x_2}(X|\Omega_2) p_{\Omega_1\Omega_2}(\Omega_1\Omega_2) d\Omega_1 \\
&+ \frac{1}{2} \int_0^{\Omega_T} d\Omega_2 \int_0^{\infty} p_{x_1}(X|\Omega_1) p_{\Omega_1\Omega_2}(\Omega_1\Omega_2) d\Omega_1 \\
&= \int_{\Omega_T}^{\infty} d\Omega_1 \int_0^{\infty} d\Omega_2 p_{x_1}(X|\Omega_1) p_{\Omega_1\Omega_2}(\Omega_1\Omega_2) \\
&+ \int_0^{\Omega_T} d\Omega_1 \int_0^{\infty} d\Omega_2 p_{x_2}(X|\Omega_2) p_{\Omega_1\Omega_2}(\Omega_1\Omega_2) = J_1 + J_2. \tag{6.2.1.7}
\end{aligned}$$

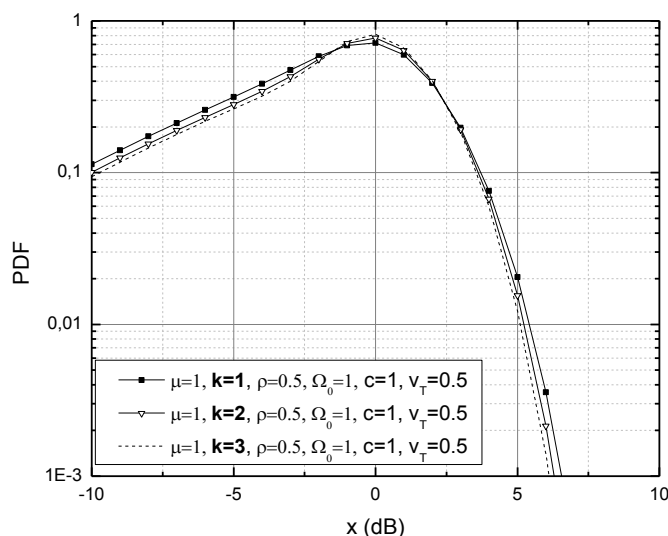
Integral J_1 je [76]:

$$\begin{aligned}
J_1 &= \int_{\Omega_T}^{\infty} d\Omega_1 \int_0^{\infty} d\Omega_2 p_{x_1}(X|\Omega_1) p_{\Omega_1\Omega_2}(\Omega_1\Omega_2) \\
&= \int_{\Omega_T}^{\infty} d\Omega_1 \int_0^{\infty} d\Omega_2 \frac{2\mu(k+1)^{\frac{\mu+1}{2}}}{k^{\frac{\mu-1}{2}} e^{k\mu\Omega_1^{\frac{\mu+1}{2}}}} \sum_{j_1=0}^{\infty} \left(\mu \sqrt{\frac{k(k+1)}{\Omega_1}} \right)^{2j_1+\mu-1} \\
&\quad \frac{1}{j_1! \Gamma(j_1+\mu)} x_1^{2j_1+\mu-1} e^{-\frac{\mu(k+1)}{\Omega_1} x_1^2} \frac{2\mu(k+1)^{\frac{\mu+1}{2}}}{k^{\frac{\mu-1}{2}} e^{k\mu\Omega_1^{\frac{\mu+1}{2}}}} \sum_{j_2=0}^{\infty} \left(\mu \sqrt{\frac{k(k+1)}{\Omega_1}} \right)^{2j_2+\mu-1} \\
&\quad \times \frac{1}{j_2! \Gamma(j_2+\mu)} \left(\frac{\Omega_1}{\mu(k+1)} \right)^{j_2+\mu} \gamma \left(j_2 + \mu, \frac{\mu(k+1)}{\Omega_1} x_1^2 \right) \\
&\quad \times \frac{1}{\Gamma(c)(1-\rho^2)\rho^{\frac{c-1}{2}} \Omega_0^{c+1}} \sum_{j_3=0}^{\infty} \left(\frac{\rho}{\Omega_0(1-\rho^2)} \right)^{2j_3+c-1} \\
&\quad \times \frac{1}{j_3! \Gamma(j_3+c)} \Omega_1^{j_3+c-1} \Omega_2^{j_3+c-1} e^{-\frac{\Omega_1+\Omega_2}{\Omega_0(1-\rho^2)}} \\
&= \left(\frac{2\mu(k+1)^{\frac{\mu+1}{2}}}{k^{\frac{\mu-1}{2}} e^{k\mu\Omega_1^{\frac{\mu+1}{2}}}} \right)^2 \sum_{j_1=0}^{\infty} \left(\mu \sqrt{k(k+1)} \right)^{2j_1+\mu-1} \\
&\quad \times \frac{1}{j_1! \Gamma(j_1+\mu)} x_1^{2j_1+\mu-1} \sum_{j_2=0}^{\infty} \left(\mu \sqrt{k(k+1)} \right)^{2j_2+\mu-1} \frac{1}{j_2! \Gamma(j_2+\mu)} \\
&\quad \times \left(\frac{1}{\mu(k+1)} \right)^{j_2+\mu} x_1^{2j_2+\mu-1} \frac{1}{\Gamma(c)(1-\rho^2)\rho^{\frac{c-1}{2}} \Omega_0^{c+1}} \sum_{j_3=0}^{\infty} \left(\frac{\rho}{\Omega_0(1-\rho^2)} \right)^{2j_3+c-1} \\
&\quad \times \frac{1}{j_3! \Gamma(j_3+c)} (\Omega_0(1-\rho^2))^{i_3+c} \Gamma(i_3+c) \\
&\quad \times \int_{\Omega_T}^{\infty} \Omega_1^{j_3+c-1-\mu-j_1} \gamma \left(i_2 + \mu, \frac{\mu(k+1)}{\Omega_1} x_1^2 \right) e^{-\frac{\mu(k+1)}{\Omega_1} x_1^2 - \frac{\Omega_1}{\Omega_0(1-\rho^2)}} d\Omega_1. \quad (6.2.1.8)
\end{aligned}$$

Integral J_2 je [76]:

$$J_2 = \int_0^{\Omega_T} d\Omega_2 \int_0^{\infty} d\Omega_1 p_{x_2}(X|\Omega_1) p_{\Omega_1\Omega_2}(\Omega_1\Omega_2)$$

$$\begin{aligned}
&= \int_0^{\Omega_T} d\Omega_2 \int_0^\infty d\Omega_1 \left(\frac{2\mu(k+1)^{\frac{\mu+1}{2}}}{k^{\frac{\mu-1}{2}} e^{k\mu\Omega_1} \Omega_1^{\frac{\mu+1}{2}}} \right)^2 \sum_{j_1=0}^\infty \left(\mu \sqrt{\frac{k(k+1)}{\Omega_1}} \right)^{2j_1+\mu-1} \\
&\times \frac{1}{j_1! \Gamma(j_1+\mu)} x_1^{2j_1+\mu-1} e^{-\frac{\mu(k+1)}{\Omega_1} x_1^2} \sum_{j_2=0}^\infty \left(\mu \sqrt{\frac{k(k+1)}{\Omega_1}} \right)^{2j_2+\mu-1} \\
&\times \frac{1}{j_2! \Gamma(j_2+\mu)} \left(\frac{\Omega_1}{\mu(k+1)} \right)^{j_2+\mu} \gamma \left(j_2+\mu, \frac{\mu(k+1)}{\Omega_1} x_1^2 \right) \\
&\times \frac{1}{\Gamma(c)(1-\rho^2)\rho^{\frac{c-1}{2}} \Omega_0^{c+1}} \sum_{j_3=0}^\infty \left(\frac{\rho}{\Omega_0(1-\rho^2)} \right)^{2j_3+c-1} \\
&\frac{1}{j_3! \Gamma(j_3+c)} \Omega_1^{j_3+c-1} \Omega_2^{j_3+c-1} e^{-\frac{\Omega_1+\Omega_2}{\Omega_0(1-\rho^2)}} \\
&= \left(\frac{2\mu(k+1)^{\frac{\mu+1}{2}}}{k^{\frac{\mu-1}{2}} e^{k\mu\Omega_1} \Omega_1^{\frac{\mu+1}{2}}} \right)^2 \sum_{j_1=0}^\infty \left(\mu \sqrt{k(k+1)} \right)^{2j_1+\mu-1} \\
&\times \frac{1}{j_1! \Gamma(j_1+\mu)} x_1^{2j_1+\mu-1} \sum_{j_2=0}^\infty \left(\mu \sqrt{k(k+1)} \right)^{2j_2+\mu-1} \frac{1}{j_2! \Gamma(j_2+\mu)} \\
&\times \left(\frac{1}{\mu(k+1)} \right)^{j_2+\mu} x_1^{2j_1+\mu-1} \frac{1}{\Gamma(c)(1-\rho^2)\rho^{\frac{c-1}{2}} \Omega_0^{c+1}} \sum_{j_3=0}^\infty \left(\frac{\rho}{\Omega_0(1-\rho^2)} \right)^{2j_3+c-1} \\
&\times \frac{1}{j_3! \Gamma(j_3+c)} (\Omega_0(1-\rho^2))^{i_3+c} \left(i_3+c, \frac{\Omega_T}{\Omega_0(1-\rho^2)} \right) \\
&\times \int_0^\infty \Omega_1^{j_3+c-1-\mu-j_1} \gamma \left(i_2+\mu, \frac{\mu(k+1)}{\Omega_1} x_1^2 \right) e^{-\frac{\mu(k+1)}{\Omega_1} x_1^2 - \frac{\Omega_1}{\Omega_0(1-\rho^2)}} d\Omega_1. \quad (6.2.1.9)
\end{aligned}$$



Slika 6.2.1.1. PDF na izlazu iz makrodiverziti SSC prijemnika u prisustvu brzog k - μ fedinga i sporog Gama fedinga za različite vrednosti parametra k i konstantne vrednosti parametra μ , ρ , Ω_0 , c i v_T .

Na slici 6.2.1.1 prikazana je gustina verovatnoće signala na izlazu iz makrodiverziti SSC prijemnika u zavisnosti od anvelope signala u prisustvu brzog k - μ fedinga i sporog Gama fedinga u zavisnosti od anvelope signala za različite vrednosti Rajsovog faktora, k i konstantne vrednosti oštine brzog k - μ fedinga, μ , oštine sporog Gama fedinga, c , srednje snage sporog Gama fedinga, Ω_0 i praga, v_T . PDF raste sa porastom anvelope signala, dostiže maksimum, i zatim opada za veće vrednosti anvelope signala na izlazu iz SSC prijemnika. Vrednost maksimuma krive se malo menja kada se menja Rajsov faktor. Takođe maksimumi krivih ne menjaju položaj u odnosu na anvelopu signala.

6.2.2 Kumulativna verovatnoća anvelope signala na izlazu iz makrodiverziti SSC prijemnika u prisustvu korelisanog Gama fedinga i brzog k - μ fedinga

Kumulativna verovatnoća (*cumulative density function, CDF*) slučajne k - μ promenjive je [5], [7], [10]:

$$F_{x_{1i}}(x_{1i}) = \frac{2\mu(k+1)^{\frac{\mu+1}{2}}}{k^{\frac{\mu-1}{2}} e^{k\mu\Omega_1} \Omega_1^{\frac{\mu+1}{2}}} \sum_{i_1=1}^{\infty} \left(\mu \sqrt{\frac{k(k+1)}{\Omega_1}} \right)^{2i_1+\mu-1} \times \frac{1}{2} \left(\frac{\Omega_1}{\mu(k+1)} \right)^{i_1+\mu} \frac{1}{i_1! \Gamma(i_1+\mu)} \gamma \left(i_1 + \mu, \frac{\mu(k+1)}{\Omega_1} x_{1i}^2 \right). \quad (6.2.2.1)$$

Kumulativna verovatnoća signala na izlazu iz prvog mikrodiverziti SC prijemnika je:

$$\begin{aligned}
F_{x_1}(x_1) &= F_{X_{11}}(x_1) F_{X_{12}}(x_1) \\
&= \left(\frac{2\mu(k+1)^{\frac{\mu+1}{2}}}{k^{\frac{\mu-1}{2}} e^{k\mu\Omega_1} \frac{\mu+1}{2}} \right)^2 \sum_{i_1=1}^{\infty} \left(\mu \sqrt{\frac{k(k+1)}{\Omega_1}} \right)^{2i_1+\mu-1} \\
&\times \frac{1}{2} \left(\frac{\Omega_1}{\mu(k+1)} \right)^{i_1+\mu} \frac{1}{i_1! \Gamma(i_1+\mu)} \gamma \left(i_1 + \mu, \frac{\mu(k+1)}{\Omega_1} x_1^2 \right) \\
&\times \sum_{i_2=1}^{\infty} \left(\mu \sqrt{\frac{k(k+1)}{\Omega_1}} \right)^{2i_2+\mu-1} \frac{1}{2} \left(\frac{\Omega_1}{\mu(k+1)} \right)^{i_2+\mu} \frac{1}{i_2! \Gamma(i_2+\mu)} \gamma \left(i_2 + \mu, \frac{\mu(k+1)}{\Omega_1} x_1^2 \right). \quad (6.2.2.2)
\end{aligned}$$

Na sličan način se dobija kumulativna verovatnoća anvelope signala na izlazu iz drugog mikrodiverziti SC prijemnika:

$$\begin{aligned}
F_{x_2}(x_2) &= F_{X_{21}}(x_2) F_{X_{22}}(x_2) \\
&= \left(\frac{2\mu(k+1)^{\frac{\mu+1}{2}}}{k^{\frac{\mu-1}{2}} e^{k\mu\Omega_1} \frac{\mu+1}{2}} \right)^2 \sum_{i_1=1}^{\infty} \left(\mu \sqrt{\frac{k(k+1)}{\Omega_1}} \right)^{2i_1+\mu-1} \\
&\times \frac{1}{2} \left(\frac{\Omega_1}{\mu(k+1)} \right)^{i_1+\mu} \frac{1}{i_1! \Gamma(i_1+\mu)} \gamma \left(i_1 + \mu, \frac{\mu(k+1)}{\Omega_1} x_2^2 \right) \\
&\times \sum_{i_2=1}^{\infty} \left(\mu \sqrt{\frac{k(k+1)}{\Omega_1}} \right)^{2i_2+\mu-1} \frac{1}{2} \left(\frac{\Omega_1}{\mu(k+1)} \right)^{i_2+\mu} \frac{1}{i_2! \Gamma(i_2+\mu)} \gamma \left(i_2 + \mu, \frac{\mu(k+1)}{\Omega_1} x_2^2 \right). \quad (6.2.2.3)
\end{aligned}$$

Kumulativna verovatnoća signala na izlazu iz makrodiverziti SSC prijemnika je jednaka:

$$\begin{aligned}
F_x(x) &= \frac{1}{2} \int_{\Omega_T}^{\infty} d\Omega_1 \int_0^{\infty} F_{x_1}(X|\Omega_1) p_{\Omega_1\Omega_2}(\Omega_1\Omega_2) d\Omega_2 \\
&+ \frac{1}{2} \int_0^{\Omega_T} d\Omega_1 \int_0^{\infty} F_{x_2}(X|\Omega_2) p_{\Omega_1\Omega_2}(\Omega_1\Omega_2) d\Omega_2 \\
&+ \frac{1}{2} \int_{\Omega_T}^{\infty} d\Omega_2 \int_0^{\infty} F_{x_2}(X|\Omega_2) p_{\Omega_1\Omega_2}(\Omega_1\Omega_2) d\Omega_1 \\
&+ \frac{1}{2} \int_0^{\Omega_T} d\Omega_2 \int_0^{\infty} F_{x_1}(X|\Omega_1) p_{\Omega_1\Omega_2}(\Omega_1\Omega_2) d\Omega_1 =
\end{aligned}$$

$$\int_{\Omega_T}^{\infty} d\Omega_1 \int_0^{\infty} d\Omega_2 F_{x_1}(X|\Omega_1) p_{\Omega_1\Omega_2}(\Omega_1\Omega_2)$$

$$+ \int_0^{\Omega_T} d\Omega_1 \int_0^{\infty} d\Omega_2 F_{x_2}(X|\Omega_2) p_{\Omega_1\Omega_2}(\Omega_1\Omega_2) = J_1 + J_2. \quad (6.2.2.4)$$

Integral je J_1 [76], [95]:

$$J_1 = \int_{\Omega_T}^{\infty} d\Omega_1 \int_0^{\infty} d\Omega_2 F_{x_1}(X|\Omega_1) p_{\Omega_1\Omega_2}(\Omega_1\Omega_2) =$$

$$\int_{\Omega_T}^{\infty} d\Omega_1 \int_0^{\infty} d\Omega_2 \left(\frac{2\mu(k+1)^{\frac{\mu+1}{2}}}{k^{\frac{\mu-1}{2}} e^{k\mu} \Omega_1^{\frac{\mu+1}{2}}} \right)^2 \sum_{i_1=1}^{\infty} \left(\mu \sqrt{\frac{k(k+1)}{\Omega_1}} \right)^{2i_1+\mu-1}$$

$$\times \frac{1}{2} \left(\frac{\Omega_1}{\mu(k+1)} \right)^{i_1+\mu} \frac{1}{i_1! \Gamma(i_1+\mu)} \gamma \left(i_1 + \mu, \frac{\mu(k+1)}{\Omega_1} x_1^2 \right)$$

$$\times \sum_{i_2=1}^{\infty} \left(\mu \sqrt{\frac{k(k+1)}{\Omega_1}} \right)^{2i_2+\mu-1} \frac{1}{2} \left(\frac{\Omega_1}{\mu(k+1)} \right)^{i_2+\mu} \frac{1}{i_2! \Gamma(i_2+\mu)}$$

$$\times \gamma \left(i_2 + \mu, \frac{\mu(k+1)}{\Omega_1} x_1^2 \right) \frac{1}{\Gamma(c)(1-\rho^2) \rho^{\frac{c-1}{2}} \Omega_0^{c+1}}$$

$$\times \sum_{i_3=0}^{\infty} \left(\frac{\rho}{\Omega_0(1-\rho^2)} \right)^{2i_3+c-1} \frac{1}{i_3! \Gamma(i_3+c)} \Omega_1^{i_3+c-1} \Omega_2^{i_3+c-1} e^{-\frac{\Omega_1+\Omega_2}{\Omega_0(1-\rho^2)}}$$

$$= \left(\frac{\mu(k+1)^{\frac{\mu+1}{2}}}{k^{\frac{\mu-1}{2}} e^{k\mu} \Omega_1^{\frac{\mu+1}{2}}} \right)^2 \sum_{i_1=1}^{\infty} \left(\mu \sqrt{k(k+1)} \right)^{2i_1+\mu-1}$$

$$\times \left(\frac{1}{\mu(k+1)} \right)^{i_1+\mu} \frac{1}{i_1! \Gamma(i_1+\mu)} \sum_{i_2=1}^{\infty} \left(\mu \sqrt{k(k+1)} \right)^{2i_2+\mu-1}$$

$$\times \left(\frac{1}{\mu(k+1)} \right)^{i_2+\mu} \frac{1}{i_2! \Gamma(i_2+\mu)} \frac{1}{\Gamma(c)(1-\rho^2) \rho^{\frac{c-1}{2}} \Omega_0^{c+1}}$$

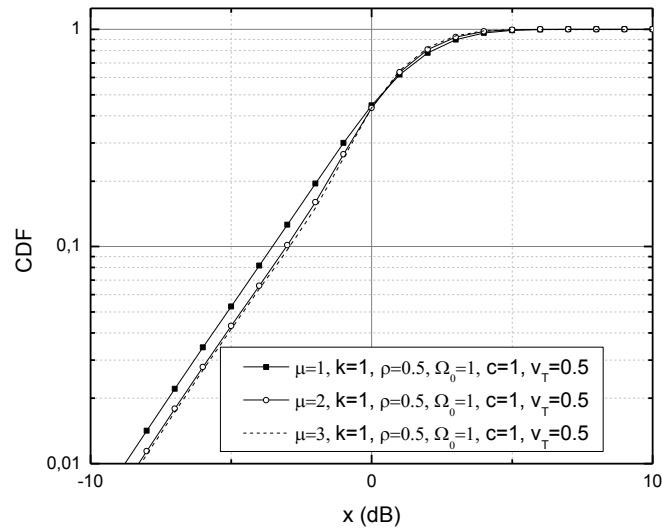
$$\times \sum_{i_3=0}^{\infty} \left(\frac{\rho}{\Omega_0(1-\rho^2)} \right)^{2i_3+c-1} \frac{1}{i_3! \Gamma(i_3+c)} (\Omega_0(1-\rho^2))^{i_3+c} \Gamma(i_3+c)$$

$$\int_{\Omega_T}^{\infty} \Omega_1^{i_3+c-1} \gamma\left(i_1 + \mu, \frac{\mu(k+1)}{\Omega_1} x_1^2\right) \gamma\left(i_2 + \mu, \frac{\mu(k+1)}{\Omega_1} x_1^2\right) e^{-\frac{\Omega_1}{\Omega_0(1-\rho^2)}} d\Omega_1. \quad (6.2.2.5)$$

Integral J_2 je jednak [76], [95]:

$$\begin{aligned} J_2 &= \int_0^{\Omega_T} d\Omega_2 \int_0^{\infty} d\Omega_1 F_{x_2}(X|\Omega_1) p_{\Omega_1\Omega_2}(\Omega_1\Omega_2) \\ &= \int_0^{\Omega_T} d\Omega_2 \int_0^{\infty} d\Omega_1 \left(\frac{2\mu(k+1)^{\frac{\mu+1}{2}}}{k^{\frac{\mu-1}{2}} e^{k\mu\Omega_1^{\frac{\mu+1}{2}}}} \right)^2 \sum_{i_1=1}^{\infty} \left(\mu \sqrt{\frac{k(k+1)}{\Omega_1}} \right)^{2i_1+\mu-1} \\ &\times \frac{1}{2} \left(\frac{\Omega_1}{\mu(k+1)} \right)^{i_1+\mu} \frac{1}{i_1! \Gamma(i_1+\mu)} \gamma\left(i_1 + \mu, \frac{\mu(k+1)}{\Omega_1} x_1^2\right) \\ &\times \sum_{i_2=1}^{\infty} \left(\mu \sqrt{\frac{k(k+1)}{\Omega_1}} \right)^{2i_2+\mu-1} \frac{1}{2} \left(\frac{\Omega_1}{\mu(k+1)} \right)^{i_2+\mu} \frac{1}{i_2! \Gamma(i_2+\mu)} \\ &\times \gamma\left(i_2 + \mu, \frac{\mu(k+1)}{\Omega_1} x_1^2\right) \frac{1}{\Gamma(c)(1-\rho^2)\rho^{\frac{c-1}{2}} \Omega_0^{c+1}} \\ &\times \sum_{i_3=0}^{\infty} \left(\frac{\rho}{\Omega_0(1-\rho^2)} \right)^{2i_3+c-1} \frac{1}{i_3! \Gamma(i_3+c)} \Omega_1^{i_3+c-1} \Omega_2^{i_3+c-1} e^{-\frac{\Omega_1+\Omega_2}{\Omega_0(1-\rho^2)}} \\ &= \left(\frac{\mu(k+1)^{\frac{\mu+1}{2}}}{k^{\frac{\mu-1}{2}} e^{k\mu\Omega_1^{\frac{\mu+1}{2}}}} \right)^2 \sum_{i_1=1}^{\infty} \left(\mu \sqrt{k(k+1)} \right)^{2i_1+\mu-1} \\ &\times \left(\frac{1}{\mu(k+1)} \right)^{i_1+\mu} \frac{1}{i_1! \Gamma(i_1+\mu)} \sum_{i_2=1}^{\infty} \left(\mu \sqrt{k(k+1)} \right)^{2i_2+\mu-1} \\ &\times \left(\frac{1}{\mu(k+1)} \right)^{i_2+\mu} \frac{1}{i_2! \Gamma(i_2+\mu)} \frac{1}{\Gamma(c)(1-\rho^2)\rho^{\frac{c-1}{2}} \Omega_0^{c+1}} \\ &\times \sum_{i_3=0}^{\infty} \left(\frac{\rho}{\Omega_0(1-\rho^2)} \right)^{2i_3+c-1} \frac{1}{i_3! \Gamma(i_3+c)} \\ &\times (\Omega_0(1-\rho^2))^{i_3+c} \left(i_3 + c, \frac{\Omega_T}{\Omega_0(1-\rho^2)} \right) \end{aligned}$$

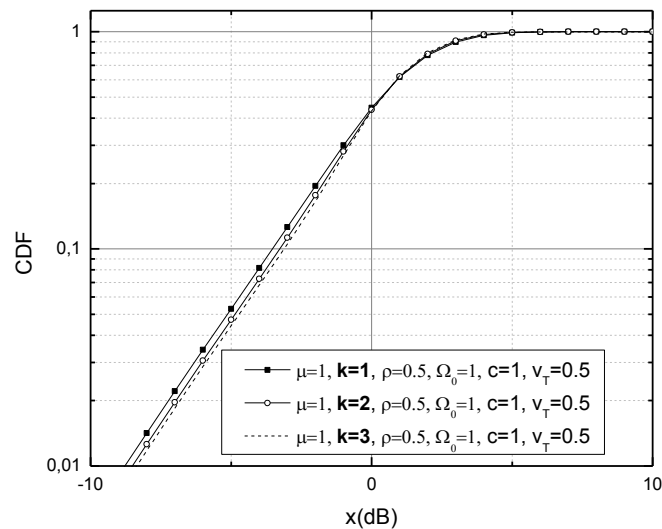
$$\times \int_0^\infty \Omega_1^{i_3+c-1} \gamma\left(i_1 + \mu, \frac{\mu(k+1)}{\Omega_1} x_1^2\right) \gamma\left(i_2 + \mu, \frac{\mu(k+1)}{\Omega_1} x_1^2\right) e^{-\frac{\Omega_1}{\Omega_0(1-\rho^2)}} d\Omega_1. \quad (6.2.2.6)$$



Slika 6.2.2.1. CDF na izlazu iz makrodiverziti SSC prijemnika u prisustvu brzog k - μ fedinga i sporog Gama fedinga za različite vrednosti parametra μ i konstantne vrednosti parametra k, ρ, Ω_0, c i v_T .

Na slici 6.2.2.1. je prikazana kumulativna verovatnoća signala na izlazu makrodiverziti SSC prijemnika u zavisnosti od anvelope signala u prisustvu brzog k - μ fedinga i sporog Gama fedinga za različite vrednosti parametra oštine brzog k - μ fedinga μ i konstantne vrednosti parametra Rajsovog faktora k , oštine sporog Gama fedinga c , srednje snage sporog Gama fedinga Ω_0 i praga v_T .

Kumulativna verovatnoća raste kako raste anvelopa signala na izlazu iz makrodiverziti SSC prijemnika i za veće vrednosti anvelope signala teži ka jedinici. CDF je jednak verovatnoći otkaza za određenu vrednost praga. Kumulativna verovatnoća raste kako oština k - μ fedinga opada, odnosno verovatnoća otkaza se smanjuje kada raste oština k - μ fedinga. Oština k - μ fedinga ima veći uticaj na kumulativnu verovatnoću za veće vrednosti oštine k - μ fedinga. Uticaj anvelope signala na kumulativnu verovatnoću je mali za manje vrednosti oštine k - μ fedinga.



Slika 6.2.2.2. CDF na izlazu iz makrodiverziti SSC prijemnika u prisustvu brzog k - μ fedinga i sporog Gama fedinga za različite vrednosti parametra k i konstantne vrednosti parametra μ , ρ , Ω_0 , c i ν_T .

Na slici 6.2.2.2. je prikazana kumulativna verovatnoća signala na izlazu makrodiverziti SSC prijemnika u zavisnosti od anvelope signala u prisustvu brzog k - μ fedinga i sporog Gama fedinga u zavisnosti od anvelope signala za različite vrednosti parametra k i konstantne vrednosti parametra μ , c , Ω_0 i ν_T .

Kao i na prethodnoj slici kumulativna verovatnoća raste i teži jedinici za veće vrednosti anvelope signala. CDF opada kada raste Rajsov faktor, koji ima više uticaja na kumulativnu verovatnoću za manje vrednosti anvelope signala. Pošto je verovatnoća otkaza jednaka kumulativnoj verovatnoći za određenu vrednost praga, sledi da se performanse sistema poboljšavaju kada Rajsov faktor raste. Rajsov factor raste kada raste snaga dominantnih komponenti ili kada opada snaga sketering komponenti. Anvelopa signala ima veći uticaj na CDF za manje vrednosti anvelope signala.

6.2.3 Srednji broj osnih preseka anvelope signala na izlazu iz makrodiverziti SSC prijemnika u prisustvu korelisanog Gama fedinga i brzog k - μ fedinga

Srednji broj osnih preseka (*average level crossing rate, LCR*) k - μ slučajnog procesa je [10]:

$$\begin{aligned}
N_{x_{1i}} &= \int_0^\infty \dot{x}_{1i} p_{x_{1i}\dot{x}_{1i}} d\dot{x}_{1i} = \frac{\sqrt{2\pi} f_m 2\mu^{\frac{1}{2}} (k+1)^{\frac{\mu}{2}}}{k^{\frac{\mu-1}{2}} e^{k\mu\Omega_1^{\frac{\mu}{2}}}} \sum_{i_1=1}^\infty \left(\mu \sqrt{\frac{k(k+1)}{\Omega_1}} \right)^{2i_1+\mu-1} \\
&\times \frac{1}{i_1! \Gamma(i_1+\mu)} x_{1i}^{2i_1+\mu-1} e^{-\frac{\mu(k+1)}{\Omega_1} x_{1i}^2}, i = 1, 2. \tag{6.2.3.1}
\end{aligned}$$

Združena gustina verovatnoće anvelope signala na izlazu iz prvog mikrodiverziti SC prijemnika je:

$$\begin{aligned}
p_{x_1\dot{x}_1}(x_1\dot{x}_1) &= p_{x_{11}\dot{x}_{11}}(x_1\dot{x}_1)F_{x_{12}}(x_1) + p_{x_{12}\dot{x}_{12}}(x_1\dot{x}_1)F_{x_{11}}(x_1) \\
&= 2p_{x_{11}\dot{x}_{11}}(x_1\dot{x}_1)F_{x_{12}}(x_1). \tag{6.2.3.2}
\end{aligned}$$

Srednji broj osnih preseka anvelope signala na izlazu iz prvog mikrodiverziti SC prijemnika je:

$$\begin{aligned}
N_{x_1} &= \int_0^\infty \dot{x}_1 p_{x_1\dot{x}_1} d\dot{x}_1 = 2F_{x_{12}}(x_1) \int_0^\infty \dot{x}_1 p_{x_{11}\dot{x}_{11}}(x_1\dot{x}_1) d\dot{x}_1 = 2F_{x_{12}}(x_1) N_{x_{11}}. \\
&\tag{6.2.3.3}
\end{aligned}$$

Zamenom se dobija:

$$\begin{aligned}
N_{x_1} &= \frac{2\sqrt{2\pi} f_m \mu^{\frac{1}{2}} (k+1)^{\frac{\mu}{2}}}{k^{\frac{\mu-1}{2}} e^{k\mu\Omega_1^{\frac{\mu}{2}}}} \sum_{i_1=1}^\infty \left(\mu \sqrt{\frac{k(k+1)}{\Omega_1}} \right)^{2i_1+\mu-1} \\
&\times \frac{1}{i_1! \Gamma(i_1+\mu)} x_1^{2i_1+\mu-1} e^{-\frac{\mu(k+1)}{\Omega_1} x_1^2} \frac{\mu(k+1)^{\frac{\mu+1}{2}}}{k^{\frac{\mu-1}{2}} e^{k\mu\Omega_1^{\frac{\mu+1}{2}}}} \sum_{i_2=1}^\infty \left(\mu \sqrt{\frac{k(k+1)}{\Omega_1}} \right)^{2i_2+\mu-1} \\
&\times \left(\frac{\Omega_1}{\mu(k+1)} \right)^{i_2+\mu} \frac{1}{i_2! \Gamma(i_2+\mu)} \gamma \left(i_2 + \mu, \frac{\mu(k+1)}{\Omega_1} x_1^2 \right). \tag{6.2.3.4}
\end{aligned}$$

Srednji broj osnih preseka na izlazu SSC kombinera je:

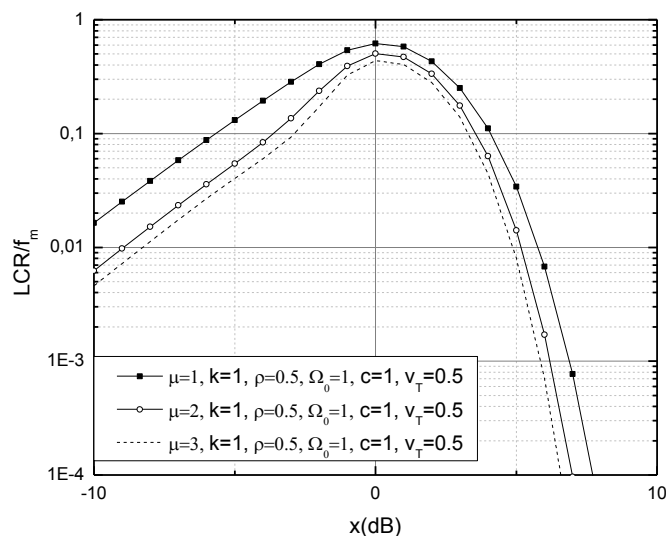
$$\begin{aligned}
N_x &= \int_{\Omega_T}^\infty d\Omega_1 \int_0^\infty d\Omega_2 N_{x_1}(X|\Omega_1) p_{\Omega_1\Omega_2}(\Omega_1\Omega_2) \\
&+ \int_0^{\Omega_T} d\Omega_2 \int_0^\infty d\Omega_1 N_{x_1}(X|\Omega_1) p_{\Omega_1\Omega_2}(\Omega_1\Omega_2) = J_1 + J_2. \tag{6.2.3.5}
\end{aligned}$$

Integral J_1 je [76]:

$$\begin{aligned}
J_1 &= \int_{\Omega_T}^{\infty} d\Omega_1 \int_0^{\infty} d\Omega_2 N_{x_1}(X|\Omega_1) p_{\Omega_1\Omega_2}(\Omega_1\Omega_2) = \\
&\times \sum_{j_2=0}^{\infty} \left(\mu\sqrt{k(k+1)}\right)^{2j_2+\mu-1} \frac{1}{j_2! \Gamma(j_2+\mu)} \left(\frac{1}{\mu(k+1)}\right)^{j_2+\mu} \frac{1}{\Gamma(c)(1-\rho^2)\rho^{\frac{c-1}{2}}\Omega_0^{c+1}} \\
&\times \sum_{j_3=0}^{\infty} \left(\frac{\rho}{\Omega_0(1-\rho^2)}\right)^{2j_3+c-1} \frac{1}{j_3! \Gamma(j_3+c)} (\Omega_0(1-\rho^2))^{i_3+c} \Gamma(i_3+c) \\
&\times \int_{\Omega_T}^{\infty} \Omega_1^{j_3+c-\frac{1}{2}-\mu-j_1} \gamma\left(j_2+\mu, \frac{\mu(k+1)}{\Omega_1} x_1^2\right) e^{-\frac{\mu(k+1)}{\Omega_1} x_1^2 - \frac{\Omega_1}{\Omega_0(1-\rho^2)}} d\Omega_1. \quad (6.2.3.5)
\end{aligned}$$

Integral J_2 je [76]:

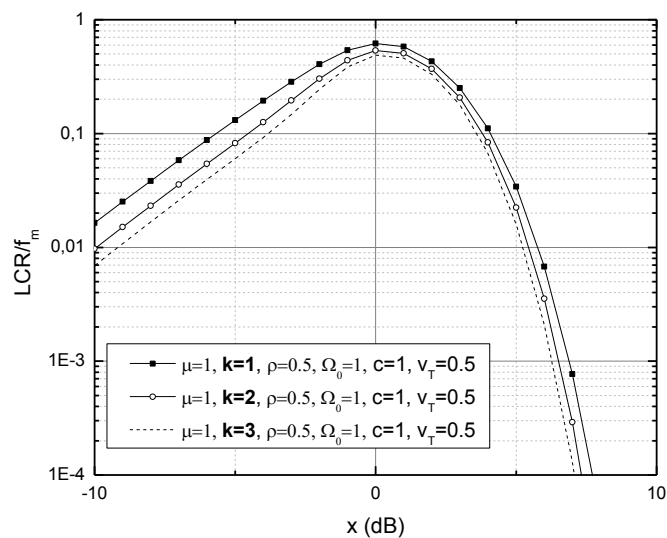
$$\begin{aligned}
J_2 &= \int_0^{\Omega_T} d\Omega_2 \int_0^{\infty} d\Omega_1 N_{x_1}(X|\Omega_1) p_{\Omega_1\Omega_2}(\Omega_1\Omega_2) \\
&= \frac{2\sqrt{2\pi}f_m\mu^{\frac{3}{2}}(k+1)^{\mu+\frac{1}{2}}}{k^{\mu-1}e^{2k\mu}} \sum_{j_1=0}^{\infty} \left(\mu\sqrt{k(k+1)}\right)^{2j_1+\mu-1} \frac{1}{j_1! \Gamma(j_1+\mu)} x_1^{2j_1+\mu-1} \\
&\times \sum_{j_2=0}^{\infty} \left(\mu\sqrt{k(k+1)}\right)^{2j_2+\mu-1} \frac{1}{j_2! \Gamma(j_2+\mu)} \left(\frac{1}{\mu(k+1)}\right)^{j_2+\mu} \frac{1}{\Gamma(c)(1-\rho^2)\rho^{\frac{c-1}{2}}\Omega_0^{c+1}} \\
&\times \sum_{j_3=0}^{\infty} \left(\frac{\rho}{\Omega_0(1-\rho^2)}\right)^{2j_3+c-1} \frac{1}{j_3! \Gamma(j_3+c)} (\Omega_0(1-\rho^2))^{i_3+c} \gamma\left(i_3+c, \frac{\Omega_T}{\Omega_0(1-\rho^2)}\right) \\
&\times \int_0^{\infty} \Omega_1^{j_3+c-\frac{1}{2}-\mu-j_1} \gamma\left(j_2+\mu, \frac{\mu(k+1)}{\Omega_1} x_1^2\right) e^{-\frac{\mu(k+1)}{\Omega_1} x_1^2 - \frac{\Omega_1}{\Omega_0(1-\rho^2)}} d\Omega_1. \quad (6.2.3.6)
\end{aligned}$$



Slika 6.2.3.1. LCR na izlazu iz makrodiverziti SSC prijemnika (normalizovan po f_m) u prisustvu brzog k - μ fedinga i sporog Gama fedinga za različite vrednosti parametra μ i konstantne vrednosti parametra k , ρ , Ω_0 , c i v_T .

Na slici 6.2.3.1 Prikazan je (normalizovan po f_m) srednji broj osnih preseka na izlazu makrodiverziti SSC prijemnika u zavisnosti od anvelope signala u prisustvu brzog k - μ fedinga i sporog Gama fedinga u zavisnosti od anvelope signala za različite vrednosti parametra oštine brzog k - μ fedinga μ i konstantnih vrednosti parametra Rajsovog faktora, k , oštine sporog Gama fedinga, c , srednje snage sporog Gama fedinga, Ω_0 i praga, v_T .

Srednji broj osnih preseka anvelope signala na izlazu iz SSC prijemnika raste za manje vrednosti anvelope signala, dostiže maksimum a zatim raste za veće vrednosti anvelope signala. LCR raste kada opada oština brzog k - μ fedinga. Uticaj anvelope signala na srednji broj osnih preseka je veći za manje vrednosti anvelope signala. Položaj maksimuma se ne menja sa promenom oštine brzog k - μ brzog fedinga. Vrednost maksimuma se povećava kako oština brzog k - μ fedinga opada. Performanse sistema se poboljšavaju kada srednji broj osnih preseka opada odnosno kada raste parametar μ .



Slika 6.2.3.2. LCR na izlazu iz makrodiverziti SSC prijemnika u prisustvu brzog k - μ fedinga i sporog Gama fedinga za različite vrednosti parametra k i konstantne vrednosti parametra μ , ρ , Ω_0 , c i v_T .

Na slici 6.2.3.2. je prikazan (normalizovan po f_m) srednji broj osnih preseka na izlazu iz makrodiverziti SSC prijemnika u zavisnosti od anvelope signala u prisustvu brzog k - μ fedinga i sporog Gama fedinga u zavisnosti od anvelope signala za različite vrednosti parametra k i konstantne vrednosti parametra μ , c , Ω_0 i v_T .

LCR raste kada opada Rajsov faktor, na osnovu toga performanse sistema se poboljšavaju sa porastom parametra k .

7. ZAKLJUČAK

U doktorskoj disertaciji su razmatrane statističke karakteristike prvog i drugog reda bežičnih telekomunikacionih sistema u prisustvu fedinga i interferencije. Dobijeni su numerički rezultati koji su grafički predstavljeni i analizirani za četiri različita slučaja. Razmatrane su performanse bežičnog telekomunikacionog sistema sa prijemnikom koji sadrži kolo za automatsku kontrolu učestanosti. Zatim je razmatran relejni sistem sa dve deonice u prisustvu brzog fedinga kao i slučaj relejnog sistema sa dve deonice u prisustvu brzog fedinga i interferencije. Nakon toga su razmatrane performanse SSC diverziti tehnike uz prisustvo brzog fedinga i interferencije. Na kraju su razmatrane performanse specifičnog makrodiverziti sistema za smanjenje uticaja brzog i sporog fedinga.

Prvo su razmatrane performanse bežičnog telekomunikacionog sistema sa prijemnikom koji sadrži kolo za automatsku kontrolu učestanosti. Ovo kolo ima važnu primenu u koherentnim prijemnicima gde se mogu poboljšati performanse kola za automatsku kontrolu faze a u nekoherentnim prijemnicima je bitan sastavni deo prijemnika. Kolo za automatsku kontrolu učestanosti sadrži naponski kontrolisani oscilator, frekvencijski diskriminator i filter petlje. Napon na izlazu iz frekvencijskog diskriminatora srazmeran je razlici učestanosti signala na njegovim ulazima. Signali na njegovim ulazima su iz naponsko kontrolisanog oscilatora i napona sa ulaza prijemnika. Ovaj signal prolazi kroz filter petlje i pojavljuje se na ulazu u naponsko kontrolisani oscilator.

U ovoj glavi doktorske disertacije su razmatrane performanse prijemnika koji sadrži kolo za automatsku kontrolu učestanosti u prisustvu fedinga i jedne interferencije. Pokazano je da kolo za automatsku kontrolu učestanosti (frekvencijska petlja) prati signal sa većom amplitudom. Zbog uticaja fedinga, amplitude im se menjaju tako da postoji verovatnoća da amplituda interferencije bude veća od amplitude korisnog signala. Kada je amplituda signala veća od amplitude interferencije onda frekvencijska petlja prati korisni signal. Kada je anvelopa interferencije veća od anvelope korisnog signala onda frekvencijska petlja prati signal interferencije. U ovom slučaju prenos postaje nepouzdan i dolazi do otkaza sistema. Na osnovu ovog može se zaključiti da sistem ima dva stanja. Stanje kada petlja prati korisni signal i stanje kada petlja prati interferenciju. Definisane su dve mere performansi petlje. Jedna od mera performansi petlje je srednji broj prelaza iz jednog stanja u drugo (*ASR*). *ASR* može da se izračuna kao srednji broj nultih preseka razlike slučajnog procesa anvelope

korisnog signala i slučajnog procesa signala interferencije. Druga performansna mera je srednje vreme trajanja do gubitka sinhronizacije (*MTTL*) ili srednje vreme trajanja pravilnog rada petlje. Srednje vreme trajanja da petlja prati anvelopu korisnog signala može da se izračuna kao količnik verovatnoće da je anvelopa korisnog signala veća od anvelope signala interferencije i srednjeg broja nultih preseka razlike slučajnih procesa anvelopa korisnog signala i signala interferencije.

U ovoj doktorskoj disertaciji su određene performanse sistema za neke važne slučajeve fedinga koji nastaju zbog prostiranja signala po više putanja kao i fedinga koji nastaje zbog efekta senke. Prvo je razmatran slučaj kada je okolina u kojoj se prostiru korisni signal i interferencija zahvaćena Kg fedingom. ASR, odnosno srednji broj nultih preseka razlike dva Kg slučajna procesa je izračunat usrednjavanjem uslovnog srednjeg broja nultih preseka razlike dva Nakagami- m slučajna procesa. Nakon toga je izračunata verovatnoća da je Kg anvelopa korisnog signala veća od Kg anvelope signala interferencije. Na kraju opisanog slučaja je izračunat količnik verovatnoće da je Kg anvelopa korisnog signala veća od Kg anvelope signala interferencije i srednjeg broja nultih osnih preseka razlike Kg anvelope korisnog signala i Kg anvelope signala interferencije. Ovaj količnik predstavlja *MTTL*, odnosno srednje vreme trajanja pravilnog rada frekventijske petlje.

Nakon toga su razmatrane performanse petlje za slučaj kada su anvelope korisnog signala i interferencije izloženi α - μ fedingu. U ovom slučaju je izračunat ASR, odnosno srednji broj nultih preseka razlike dva α - μ slučajna procesa. *MTTL*, odnosno srednje vreme trajanja pravilnog rada petlje je dobijeno kao količnik verovatnoće da je α - μ anvelopa korisnog signala veća od α - μ anvelope signala interferencije i srednjeg broja nultih preseka razlike slučajnih procesa α - μ anvelope korisnog signala i α - μ anvelope signala interferencije.

Na kraju ove glave je razmatrana petlja kada se korisni signal i interferencija prostiru u k - μ feding okruženju. Za ovaj slučaj je takođe određen ASR, zapravo srednji broj nultih preseka razlike dva k - μ slučajna procesa. *MTTL* je određen kao količnik verovatnoće da je k - μ anvelopa korisnog signala veća od k - μ anvelope interferencije i srednjeg broja nultih preseka razlike k - μ anvelope korisnog signala i k - μ anvelope interferencije.

Značajan rezultat ovog dela doktorske disertacije predstavljaju određeni izrazi u zatvorenom obliku za ASR i *MTTL* prijemnika za automatsku kontrolu učestanosti u Kg , α - μ *multipath* i k - μ *multipath* feding kanalu. Analizirani su specijalni slučajevi i rezultati su upoređeni, gde je to bilo moguće sa prethodno publikovanim rezultatima u literaturi. Numerički rezultati su predstavljeni i analizirani da bi ukazali na uticaj interferencije, brzog fedinga kao i efekta senke na performanse petlje za automatsku kontrolu učestanosti.

Generalisana- K raspodela je uzeta u razmatranje, da se ukaže na uticaj kompozitnog fading okruženja na performanse AFC prijemnika. Razmatran je α - μ *multipath* fading, da ukaže na uticaj parametra nelinearnosti fading okruženja na performanse AFC petlje. Sa druge strane, opšta, k - μ raspodela je razmatrana da pokaže uticaj linearne, LOS sredine sa jednim ili više klastera na performanse sistema.

U sledećoj glavi doktorske disertacije je razmatran relejni sistem sa dve deonice. Razmatrani su slučajevi kada je u pojedinim deonicama prisutan Nakagami- m , k - μ i α - μ fading koji su nastali zbog prostiranja talasa po više putanja. Performanse sistema su izračunate kada je uticaj Gausovog šuma na verovatnoću greške zanemarljiv. Signal na izlazu za slučaj kada relejni sistem ima dve deonice može da se modeluje kao proizvod dve slučajne promenjive od kojih je jedna anvelopa signala u prvoj deonici a druga je anvelopa signala u drugoj deonici. Prvo je razmatran slučaj kada jedna anvelopa ima Nakagami- m raspodelu a druga anvelopa ima k - μ gustinu verovatnoće. Za ovakav model su izračunate gustina verovatnoće signala na ulazu u prijemnik i srednji broj osnih preseka na ulazu u prijemnik. Gustina verovatnoće signala na ulazu u prijemnik je izračunata transformacionom metodom. Pomoću ove gustine verovatnoće je moguće pomoću odgovarajuće transformacione metode odrediti kumulativnu verovatnoću signala.

U radu je takođe određen srednji broj osnih preseka dva α - μ slučajna procesa signala na ulazu u prijemnik relejnog sistema sa fiksnim pojačanjem i sa dve deonice. Značajno je odrediti gustinu verovatnoće proizvoda dve α - μ slučajne promenjive i združenu gustinu verovatnoće proizvoda dve α - μ slučajne promenjive. Pomoću gustine verovatnoće proizvoda dve α - μ slučajne promenjive može da se odredi kumulativna verovatnoća, karakteristična funkcija i momenti proizvoda dve α - μ slučajne promenjive. Pomoću ovih statističkih funkcija može da se odredi verovatnoća greške i verovatnoća otkaza relejnih sistema kao i kapacitet kanala. Gustina verovatnoće proizvoda dve α - μ slučajne promenjive u ovom radu je određena transformacionim metodom. Zatim je nadjen prvi izvod od proizvoda dve α - μ slučajne promenjive. Prvi izvod od Nakagami- m slučajne promenjive ima Gausovu gustinu verovatnoće. Linearna transformacija Gausovih slučajnih promenjivih je Gausova slučajna promenjiva. Na osnovu navedenog, prvi izvod od proizvoda dve α - μ slučajne promenjive ima uslovnu Gausovu gustinu verovatnoće. Srednja vrednost ove Gausove raspodele je nula. U radu je određena varijansa ove Gausove slučajne promenjive. Pomoću ove gustine verovatnoće određena je združena gustina verovatnoće proizvoda dve α - μ slučajne promenjive i njenog prvog izvoda. Pomoću ove združene gustine verovatnoće određen je srednji broj osnih preseka proizvoda dve α - μ slučajne promenjive. Srednji broj osnih preseka

dve α - μ slučajne promenjive je izračunat kao srednja vrednost od prvog izvoda slučajnog procesa koji se dobija kao proizvod dve α - μ slučajne promenjive. Dobijeni integral u izrazu za srednji broj osnih preseka je rešen primenom Laplasove aproksimacione formule. Za $\alpha=2$ u izraz za srednji broj osnih preseka dobija se srednji broj osnih preseka proizvoda dve Nakagami- m slučajne promenjive. Može se dobiti izraz za srednji broj osnih preseka proizvoda dve Vejbulove slučajne promenjive kada se u izraz za srednji broj osnih preseka proizvoda dve α - μ slučajne promenjive stavi $\mu=1$. Na sličan način može se dobiti izraz za srednji broj osnih preseka proizvoda dve Rejljeve slučajne promenjive.

U radu je zatim razmatran relejni sistem sa dve deonice u prisustvu brzog k - μ fedinga i kanalne interferencije koja prolazi kroz k - μ kanal tako da se na ulazu u prijemnik relejnog sistema pojavljuju korisni signal i kanalna interferencija. Na osnovu ovog je odnos anvelope korisnog signala i interferencije jednak količniku proizvoda dve k - μ slučajne promenjive i jedne k - μ slučajne promenjive. Da bi se odredilo srednje vreme trajanja otkaza telekomunikacionog sistema u radu je određen srednji broj osnih preseka količnika proizvoda dve k - μ slučajne promenjive i jedne k - μ slučajne promenjive. Prvo je određena združena gustina verovatnoće količnika proizvoda dve k - μ slučajne promenjive i jedne k - μ slučajne promenjive i njenog prvog izvoda i ova združena gustina verovatnoće je upotrebljena za izračunavanje srednjeg broja osnih preseka. Primenom Laplasove aproksimacione formule za dvostruke integrale rešen je dvostruki integral u izrazu za srednji broj osnih preseka.

U ovoj glavi je razmatran još jedan slučaj kada je prisutna kanalna interferencija i brzi feding. Razmatra se bežični telekomunikacioni sistem gde je prisutan Rajsov feding. Kanalna interferencija nastaje od relejnog sistema sa dve deonice u kojima je prisutan Rejljev feding. Odnos anvelope korisnog signala i kanalne interferencije jednak je količniku jedne Rajsove slučajne promenjive i proizvodu dve Rejljeve slučajne promenjive. U radu je zatim proračunata gustina verovatnoće količnika jedne Rajsove slučajne promenjive i dve Rejljeve slučajne promenjive. Pomoću ove gustine verovatnoće može se odrediti verovatnoća greške i kapacitet kanala razmatranog telekomunikacionog sistema. U radu je zatim određena združena gustina verovatnoće količnika jedne Rajsove slučajne promenjive i dve Rejljeve slučajne promenjive i njenog prvog izvoda. Pomoću ove združene gustine verovatnoće u radu je određen srednji broj osnih preseka količnika jedne Rajsove i dve Rejljeve slučajne promenjive.

U petoj glavi razmatran je SSC diverziti tehnika koja se koristi da se smanji uticaj brzog η - μ fedinga na performanse sistema kao što su verovatnoća greške, verovatnoća otkaza i kapacitet kanala. Bežični mobilni telekomunikacioni sistem radi u kanalu sa η - μ fedingom.

η - μ raspodela može da se upotrebi da opiše anvelopu signala u kanalima sa fadingom koji nastaje zbog prostiranja signala po više putanja, nema dominantne komponente, kanal je linearan tako da može da se upotrebi centralna granična teorema, snage komponenti u fazi i kvadraturi su različite i postoje dva ili više klastera u propagacionoj okolini. η - μ raspodela je opšta raspodela koja za različite vrednosti parametra η i μ , može da aproksimira druge raspodele kao specijalne slučajeve. SSC diverziteti tehnika je veoma jednostavna za praktičnu realizaciju. SSC kombiner procesira jednu granu sve dok je signal na ovoj grani veći od praga a kada signal padne ispod praga počinje da procesira signal na drugoj grani bez obzira koliki je signal na drugoj grani. SSC prijemnik ima dva ulaza. Na oba ulaza je prisutan prostorno korelisani signal i interferencija. Razmatrana su dva slučaja. U prvom slučaju η - μ fading između grana je nekorelisani. Za ovaj slučaj u radu je određena gustina verovatnoće i kumulativna verovatnoća signala na izlazu iz SSC kombinera. Kumulativna verovatnoća je verovatnoća otkaza za dati prag otkaza. Zatim je razmatran slučaj kada je η - μ fading korelisani. Kada se diverziteti tehnika koristi za rad na malim terminalima onda se ne može postaviti dovoljno veliko rastojanje između antena da bi korelacioni koeficijent bio jednak nuli. Najbolji rezultati diverziteti tehnike se postižu za slučaj kada nema korelacije. Kada korelacioni koeficijent ide ka jedinici smanjuje se diverziteti dobitak. Prvo je formirana združena gustina verovatnoća anvelopa korisnog signala na dva ulaza kombinera a zatim združena gustina verovatnoća za dve anvelope interferencije na dva ulaza u SSC prijemnik. Pomoću ove združene gustine verovatnoće je određena gustina verovatnoće signala na izlazu iz SSC kombinera i kumulativna verovatnoća signala na izlazu iz SSC kombinera. Potrebno je pravilno odrediti prag komutiranja. Ako je prag komutiranja veliki onda veoma često dolazi do promene stanja SSC diverziteti prijemnika. Ako je prag komutiranja mali onda SSC diverziteti prijemnik ostaje dugo u jednom stanju. Potrebno je odrediti prag komutiranja tako da su verovatnoća greške i verovatnoća otkaza minimalni. Kada je poznata gustina verovatnoće signala na izlazu iz SSC diverziteti prijemnika mogu da se odrede momenti signala na izlazu, srednja vrednost signala, srednja kvadratna vrednost signala i varijansa signala. Za $\eta=1$, izraz za verovatnoću greške otkaza dobijen za η - μ fading postaje izraz za verovatnoću otkaza za Nakagami- m fading a za $\mu=1$ dobijeni izraz postaje izraz za verovatnoću otkaza za Nakagami- q fading. Za $\eta=1$ i $\mu=1$, izvodi se izraz za verovatnoću otkaza za Rejljev fading.

Značajan doprinos ove analize predstavlja razmatranje performansi SSC prijemnika u prisustvu opšteg η - μ propagacionog modela, koji uključuje druge modele kao specijalne slučajeve, kad se u sistemu javlja i interferencija. Izrazi za gustinu verovatnoće i kumulativnu verovatnoću su izračunati u zatvorenom obliku. Performanse sistema kao što su verovatnoća

otkaza i verovatnoća greške su takođe dobijeni u zatvorenom obliku za različite modulacione postupke i predstavljeni su grafički. Analiza je obuhvatila oba slučaja i kada su diverziti ulazi korelisani i kada su oni nezavisni.

U prethodnoj glavi je razmatran specifičan oblik makrodiverziti sistema. Ovaj model diverziti sistema se sastoji od SSC diverziti prijemnika i dva SC mikrodiverziti prijemnika. Razmatrani su slučajevi kada je na ulazu u mikrodiverziti prijemnik prisutan Nakagami- m fading i k - μ fading. Na ulazima u SSC makrodiverziti prijemnik je prisutan korelisani Gama fading. Makrodiverziti prijemnik radi na sledeći način. Sve dok je snaga signala na ulazima u selektivni kombiner koji trenutno opslužuje mobilnog pretplatnika veća od snage praga ovaj selektivni kombiner opslužuje mobilnog pretplatnika. Kada snaga na ulazima u razmatrani kombiner padne ispod snage praga makrodiverziti prijemnik određuje da drugi kombiner opslužuje mobilnog pretplatnika bez obzira kolika je snaga na njemu u tom trenutku. Mikrodiverziti kombineri kombinuju signal sa više antena a makrodiverziti prijemnik obezbeđuje signale sa dve ili više mobilnih stanica u celiskom sistemu konfiguracije mreže. Makrodiverziti sistem istovremeno smanjuje uticaj sporog i brzog fadinga na performanse sistema. Pri ovom mikrodiverziti prijemnik smanjuje uticaj brzog fadinga a makrodiverziti sistem smanjuje uticaj sporog fadinga na performanse sistema.

Za ovako predložen model određene su performanse sistema prvog i drugog reda signala na izlazu iz makrodiverziti SSC prijemnika. Dobijeni rezultati su grafički predstavljeni i diskutovani u zavisnosti od različitih parametara sistema. U ovoj glavi doktorske disertacije je određena gustina verovatnoće, kumulativna verovatnoća, karakteristična funkcija i momenti signala na izlazu iz makrodiverziti SSC prijemnika. Verovatnoća greške, verovatnoća otkaza i kapacitet kanala predloženog sistema mogu takođe da se odrede u zavisnosti od verovatnoće otkaza, verovatnoće greške i kapaciteta kanala na izlazima iz mikrodiverziti prijemnika. Od statističkih karakteristika drugog reda signala, u ovoj glavi je određen srednji broj osnih preseka na izlazu iz makrodiverziti SSC prijemnika i dobijeni rezultati su grafički predstavljeni i analizirani u zavisnosti od različitih fading parametra. Srednje vreme trajanje otkaza na izlazu iz SSC prijemnika se računa kao količnik verovatnoće otkaza i srednjeg broja osnih preseka koji takođe predstavlja značajnu performansu sistema. Dobijeni rezultati su grafički predstavljeni i analizirani u zavisnosti od parametra sistema.

Literatura

- [1] Rappaport, T. S., *Wireless communications: principles and practice*, vol. 2, New Jersey: prentice hall PTR, 1996.
- [2] Simon, M. K., Alouini, M.-S., *Digital communication over fading channels*, John Wiley & Sons, 2005.
- [3] Jakes, W. C., Cox D. C., *Microwave mobile communications*, Wiley-IEEE Press, 1994.
- [4] Jakes, W. C., Cox, D. C., "A physical mobile radio channel model", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 40, no. 2, pp. 472-482, 1991.
- [5] Proakis, J. G., *Intersymbol interference in digital communication systems*, John Wiley & Sons, Inc., 2001.
- [6] Cho, Y. S., Kim, J., Yang, W. Y., Kang, C. G., *MIMO-OFDM wireless communications with MATLAB*, John Wiley & Sons, 2010.
- [7] G. L. Stüber, *Principles of mobile communication*. Springer Science & Business Media, 2011.
- [8] Rice, S. O., "Mathematical analysis of random noise", *Bell System Technical Journal*, vol. 24, no. 1, pp. 46-156, 1945.
- [9] Rice, S. O., "Statistical properties of a sine wave plus random noise", *Bell System Technical Journal*, vol. 27, no. 1, pp. 109-157, 1948.
- [10] Panic, S., Stefanovic, M., Anastasov, J., Spalevic P., *Fading and interference mitigation in wireless communications*, CRC Press, 2013.
- [11] Patzold, M., *Mobile fading channels*, John Wiley & Sons, Inc., 2003.
- [12] Stefanovic, C., Panic, S., Stamenkovic, N., Spalevic, P., Djosic, D., Peric, Z., "Performance analysis of SSC diversity reception over η - μ fading channel in the presence of CCI", *International Journal of Electronics Letters*, doi:10.1080/21681724.2015.1036793 (Published online: 01 Apr 2015).
- [13] Milic, D., Djosic, D., Stefanovic, C, Panic, S., Stefanovic, M., "Second order statistics of the SC receiver over Rician fading channels in the presence of multiple Nakagami-m interferers", *International Journal of Numerical Modelling: Electronic Networks, Devices and Fields*, doi: 10.1002/jnm.2065, (Published online: 07 Apr. 2015).
- [14] Stefanovic, C., Jaksic, B., Spalevic, P., Panic, S., Trajcevski, Z., "Performance analysis of selection combining over correlated Nakagami-m fading channels with constant correlation model for desired signal and cochannel interference", *Radioengineering*, vol. 22, no. 4, pp. 1176-1181, Dec. 2013.

-
- [15] Stankovic, A., Stefanovic, C., Sekulovic, N., Popovic, Z., Stefanovic, M., "The distribution of minimum of ratios of two random variables and its application in analysis of multi-hop systems", *Radioengineering*, vol. 18, no. 1, pp. 1156-1162, Dec. 2012.
- [16] Stamenovic, G., Panic, S., Rancic, D., Stefanovic, C., Stefanovic, M., "Performance analysis of wireless communication system in general fading environment subjected to shadowing and interference", *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking* 2014, doi:10.1186/1687-1499-2014-124 (Published online: 08 Aug 2014).
- [17] Matovic, A., Mekic, E., Sekulovic, N., Stefanovic, M., Matovic, M., Stefanovic, C., "The distribution of the ratio of the products of two independent-variates and its application in the performance analysis of relaying communication systems", *Mathematical Problems in Engineering*, vol. 2013, Article ID 147106, 2013. doi:10.1155/2013/147106.
- [18] C. Stefanovic, D. Djosic, S. Maricic, M. Matovic, A. Matovic, "Level crossing rate of the product of two random variables." *Infoteh-Jahorina 2013, Proceedings of papers*, vol. 12, pp. 405-407, 20-22 March 2013. ISBN: 978-99955-763-1-8.
- [19] Stefanovic, C., Djosic, D., Stefanovic, D., Peric, M., Stefanovic, M., Panic, S., "The level crossing rate of the ratio of product of two k - μ random variables and k - μ random variable" , *XLVIII International Scientific Conference on Information Communication and Energy Systems and Technologies - ICEST 2013, Proceedings of papers*, Ohrid, Macedonia, vol. 2, pp. 79-82, 26 - 29 June 2013. ISBN: 978-9989-786-89-1.
- [20] Jovkovic, S., Milic, D., Panic, S., Djosic, D., Veljkovic, S., Stefanovic, C., "Second order statistics of SC receiver output SIR in the presence of α - k - μ multipath fading and co-channel interference", *International Conference on Communications, Signal Processing and Computers - CSCP 2014, Proceedings of papers*, Interlaken, Switzerland, pp. 27-31, February 22-24, 2014. ISSN: 1790-5117, ISBN: 978-1-61804-215-6.
- [21] Baghdady, E. J., *Lectures on communication system theory*, New York: McGraw-Hill, 1961.
- [22] Lank, G. W., Reed, I., "Average time to loss of lock for an automatic frequency control loop with two fading signals, and a related probability distribution (corresp.)", *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 12, no. 1, pp. 73-75, 1966.
- [23] Emad, A., Beaulieu, N. C., "Effect of a cochannel interferer on an automatic frequency control loop in fading channels", *IEEE Wireless Communications and Networking Conference - WCNC 2009*, Budapest, Hungary, pp. 1-6, Apr. 2009.

-
- [24] Emad, A., Beaulieu, N. C., "Performance of an AFC loop in the presence of a single interferer in a fading channel", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 58, no. 12, pp. 3386-3391, Dec. 2010.
- [25] Emad, A., Beaulieu, N. C., "On the performance of an automatic frequency control loop in dissimilar fading channels in the presence of interference", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 59, no. 12, pp. 3234-3239, Dec. 2011.
- [26] Bithas, P. S., Sagias, N. C., Mathiopoulos, P. T., Karagiannidis, G. K., Rontogiannis, A., "On the performance analysis of digital communications over generalized-K fading channels", *IEEE Communications Letters*, vol. 10, no. 5, pp. 353-355, May 2006.
- [27] Yacoub, M. D., "The α - μ distribution: a physical fading model for the Stacy distribution", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 56, no. 1, pp. 27-34, Jan. 2007.
- [28] Cotton, S. L., Scanlon, W. G., Guy, J., "The distribution applied to the analysis of fading in body to body communication channels for fire and rescue personnel", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 7, pp. 66-69, 2008.
- [29] Hasna, M.O., Alouini, M. S., "End-to-end performance of transmission systems with relays over Rayleigh-fading channels", *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 2, no. 6, pp. 1126-1131, Nov. 2003.
- [30] Suraweera, H., Louie, R. H., Li, Y., Karagiannidis, G. K., Vucetic, B., "Two hop amplify-and-forward transmission in mixed Rayleigh and Rician fading channels", *IEEE Communications Letters*, vol. 13, no. 4, pp. 227-229, Apr. 2009.
- [31] Yacoub, M. D., "Highly accurate η - μ approximation to the sum of M independent nonidentical Hoyt variates", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 4, no. 1, pp. 436-438, 2005.
- [32] Jovkovic, S., Panic, S., Stefanovic, M., Spalevic, P., Krstic, D., "Performance analysis of SSC diversity receiver over correlated Ricean fading channels in the presence of cochannel interference", *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, vol. 2010, Apr. 2010. doi:10.1155/2010/583093.
- [33] Panic, S., Spalevic, P., Anastasov, J., Stefanovic, M., Petrovic, M., "On the performance analysis of SIR-based SSC diversity over correlated α - μ fading channels", *Computers & Electrical Engineering*, vol. 37, no. 3, pp. 332-338, May 2011.
- [34] Shankar, P.M., "Macrodiversity and microdiversity in correlated shadowed fading channels", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 58, no. 2, pp. 727-732, Feb. 2009.

-
- [35] Stefanovic, D., Panic, S., Spalević, P., "Second-order statistics of SC macrodiversity system operating over Gamma shadowed Nakagami-m fading channels", *AEU-International Journal of Electronics and Communications*, vol. 65, no. 5, pp. 413-418, May 2011.
- [36] Panic, S., Stefanovic, D., Petrovic, I., Stefanovic, M., Anastasov, J., Krstic, D., "Second-order statistics of selection macro-diversity system operating over Gamma shadowed κ - μ fading channels", *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, vol. 2011, no. 1, pp. 1-7, Dec. 2011.
- [37] Jaksic, B., Stefanovic, D., Stefanovic, M., Spalevic, P., Milenkovic, V., "Level crossing rate of macrodiversity system in the presence of multipath fading and shadowing", *Radioengineering*, vol. 24, no. 1, pp. 185-191, 2015.
- [38] Sklar, B., *Digital communications*, vol. 2. NJ: Prentice Hall, 2001.
- [39] Greenwood, D., Hanzo, L., *Characterization of mobile radio channels*, 1994.
- [40] Friis, H.T., "A note on a simple transmission formula", *proc. IRE*, vol. 34, no. 5, pp. 254-256, May 1946.
- [41] Okumura, Y., Ohmori, E., Kawano, T., Fukuda, K., "Field strength and its variability in VHF and UHF land-mobile radio service", *Rev. Elec. Commun. Lab*, vol. 16, no. 9, pp. 825-73, Sep. 1968.
- [42] Hata, M., "Empirical formula for propagation loss in land mobile radio services", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 29, no. 3, pp. 317-325, Aug. 1980.
- [43] Erceg, V., Greenstein, L.J., Tjandra, S.Y., Parkoff, S.R., Gupta, A., Kulic, B., Julius, A., Bianchi, R., "An empirically based path loss model for wireless channels in suburban environments", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol 17, no. 7, pp. 1205-1211, Jul 1999.
- [44] Goldsmith, A., *Wireless communications*, Cambridge university press, 2005.
- [45] Lee, W.C., *Mobile communications engineering*, McGraw-Hill Professional, 1982.
- [46] Schwartz, M., Bennett, W.R., Stein, S., *Communication systems and techniques*, John Wiley & Sons, 1995.
- [47] Hasna, M.O., Alouini, M.S., "Harmonic mean and end-to-end performance of transmission systems with relays, " *IEEE Transactions on Communications*, vol. 52, no. 1, pp. 130-135, Jan. 2004.

-
- [48] Karagiannidis, G.K., "Performance bounds of multihop wireless communications with blind relays over generalized fading channels", *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 5, no. 3, pp. 498-503, Mar. 2006.
- [49] Zhong, C., Jin, S., Wong, K., "Outage probability of dual-hop relay channels in the presence of interference", *69th IEEE Vehicular Technology Conference - VTC Spring 2009*, pp. 1-5, Apr. 26. 2009.
- [50] Yang, H., Alouini, M.S., "Outage probability of dual-branch diversity systems in presence of co-channel interference." *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol 2, no. 2, pp. 310-319, Mar. 2003.
- [51] Stavroulakis, P., *Interference analysis and reduction for wireless systems*, Artech House, 2003.
- [52] Bhaskar, V., "Capacity evaluation for equal gain diversity schemes over Rayleigh fading channels", *AEU-International Journal of Electronics and Communications*, vol. 63, no. 4, pp. 235-240, Apr. 2009.
- [53] Bithas, P.S. and Mathiopoulos, P.T., "Performance analysis of SSC diversity receivers over correlated Ricean fading satellite channels", *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, vol. 2007, no. 1, pp. 53-53, 2007.
- [54] Drajić, D., *Uvod u statističku teoriju telekomunikacija*, Akademski misao, 2006.
- [55] Yates, R.D., Goodman, D.J., "Probability and stochastic processes", John Wiley & Son, 1999.
- [56] Nakagami, M., "The m-distribution-A general formula of intensity distribution of rapid fading", *Statistical Method of Radio Propagation*, 1960.
- [57] Karagiannidis, G.K., Sagias, N.C., Tsiftsis, T., "Closed-form statistics for the sum of squared Nakagami-m variates and its applications", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 54, no. 8 pp. 1353-1359, Aug. 2006.
- [58] Anastasov, J, Djordjevic, G., Stefanovic, M., "Outage probability of interference-limited system over Weibull-gamma fading channel," *Electronics Letters*, vol 48, no. 7, pp. 408-410, Mar. 2012.
- [59] Yacoub, M.D., "The κ - μ distribution and the η - μ distribution", *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 9, no. 1, pp. 68-81, Feb. 2009.
- [60] Fraidenaic, G., Yacoub, M.D., "The α - η - μ and α - κ - μ Fading Distributions", *Ninth IEEE International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications*, pp. 16-20, Aug. 28. 2006.

-
- [61] Costa, D.B., Yacoub, M.D., Fraidenraich, G., "Second-Order Statistics of η - μ Fading Channels: Theory and Applications", *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 7, no. 3, pp. 819-824, Mar. 2008.
- [62] Beaulieu, N.C., Xie, Q., "An optimal lognormal approximation to lognormal sum distributions", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 53, no. 2, pp.479-489, Mar. 2004.
- [63] Ho, M.J., Stüber, G.L., "Co-channel interference of microcellular systems on shadowed Nakagami fading channels", *43rd IEEE Vehicular Technology Conference 1993*, pp. 568-571, May 1993.
- [64] Shankar, P.M., "Error rates in generalized shadowed fading channels", *Wireless Personal Communications*, vol. 28, no. 3, pp. 233-238, Feb. 2004.
- [65] Kostic, I.M., "Analytical approach to performance analysis for channel subject to shadowing and fading", *IEE Proceedings-Communications*, vol. 152, no. 6, pp. 821-827, Dec. 2005.
- [66] Bithas, P.S., "Weibull-gamma composite distribution: alternative multipath/shadowing fading model", *Electronics Letters*, vol. 45, no. 14, pp. 749-751, Jul 2009.
- [67] Al-Ahmadi, S., Yanikomeroğlu, H., "On the approximation of the generalized-K distribution by a gamma distribution for modeling composite fading channels", *Transactions on Wireless Communications*, vol. 9, no. 2, pp. 706-713, Feb. 2010.
- [68] Bithas, P.S., Sagias, N.C., Mathiopoulos, P.T., "The bivariate generalized-K (KG) distribution and its application to diversity receivers", *IEEE Transactions on Communications*, vol 57, no. 9, pp. 2655-2662, Sep. 2009.
- [69] Yilmaz, F., Alouini, M.S., "A new simple model for composite fading channels: Second order statistics and channel capacity," *7th International Symposium on Wireless Communication Systems – ISWCS 2010*, pp. 676-680, Sep. 2010.
- [70] Yilmaz, F. and Alouini, M.S., "Extended Generalized-K (EGK): A new simple and general model for composite fading channels", available at *arXiv preprint arXiv:1012.2598* (2010), Dec. 12. 2010.
- [71] Meyr, H., Ascheid, G., *Synchronization in Digital Communications*, vol. 1, Wiley 1990.

-
- [72] D'Andrea, A.N., Mengali, U., "Noise performance of two frequency-error detectors derived from maximum likelihood estimation methods", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 42, no. 234, pp. 793-802, Feb. 1994.
- [73] Natali, F.D., "AFC tracking algorithms", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 32, no. 8, pp. 935-947, Aug. 1984.
- [74] Natali, F.D., "Noise performance of a cross-product AFC with decision feedback for DPSK signals", *Proceedings of the National Telesystems Conference – NTC 1983*, vol. 1, pp. 358-362. 1983.
- [75] Papoulis, A., Pillai, S.U., *Probability, random variables, and stochastic processes*, Tata McGraw-Hill Education, 2002.
- [76] Gradshteyn, I.S., Ryzhik, I.M., "Table of integrals, series, and products", 2000.
- [77] Rice, S.O., "Distribution of the duration of fades in radio transmission: Gaussian noise model", *Bell System Technical Journal*, vol. 37, no. 3, pp. 581-635, May 1958.
- [78] Weibull, W., "A statistical distribution function of wide applicability", *Journal of Applied Mechanics*, pp. 293-297. Sep. 1951.
- [79] Hasna, M.O., Alouini, M.S., "A performance study of dual-hop transmissions with fixed gain relays", *IEEE International Conference on in Acoustics, Speech, and Signal Processing - ICASSP 2003*, vol. 4, pp. 189-192, Apr. 2003.
- [80] Ikki, S., Aïssa, S., "Performance analysis of dual-hop relaying systems in the presence of co-channel interference", *IEEE Global Telecommunications Conference - GLOBECOM 2010*, pp. 1-5, Dec. 2010.
- [81] Al-Qahtani, F. S., Duong, T. Q., Zhong, C., Qaraqe, K., Alnuweiri, H., "Performance analysis of dual-hop AF systems with interference in Nakagami-fading channels", *IEEE Signal Processing Letters*, vol. 18, no. 8, pp. 454-457, Aug. 2011.
- [82] Ikki, S., Mohamed H. A., "Performance analysis of dual-hop relaying communications over generalized Gamma fading channels", *IEEE Global Telecommunications Conference – GLOBECOM 2007*, pp. 3888-3893, Nov. 2007.
- [83] Suraweera, H., Karagiannidis, G.K., Smith, P.J., "Performance analysis of the dual-hop asymmetric fading channel", *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 8, no. 6, pp. 2783-2788, Jun. 2009.
- [84] Zlatanov, N., Hadzi-Velkov, Z., Karagiannidis, G.K., "Level crossing rate and average fade duration of the double Nakagami-m random process and application in MIMO keyhole fading channels", *IEEE Communications Letters*, vol. 12, no. 11, pp. 822-824, Nov. 2008.

-
- [85] Hadzi-Velkov, Z., Zlatanov, N., Karagiannidis, G.K., "On the second order statistics of the multihop Rayleigh fading channel", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 57, no. 6, pp. 1815-1823, Jun. 2009.
- [86] Ansari, I.S., Yilmaz, F., Alouini, M.S., "On the Sum of Squared η - μ Random Variates with Application to the Performance of Wireless Communication Systems", *77th IEEE Vehicular Technology Conference -VTC Spring 2013*, pp. 1-6, Jun 2013.
- [87] Spalevic P., Stefanovic M., Panic S., Milosevic B., Trajcevski Z., "The co-channel interference effect on average error rates in Nakagami-q (Hoyt) fading channels", *Rev. Roum. Sci. Techn.–Électrotechn. et Énerg*, vol. 56, no. 3, pp. 305-313, Jul. 2011.
- [88] Ermolova, N.Y., Tirkkonen, O., "Multivariate η - μ Fading Distribution with Constant Correlation Model", *IEEE Communications Letters*, vol. 16, no. 4, pp. 454-457, Apr. 2012.
- [89] Nikolic, P., Krstic, D., Milic, M., Stefanovic, M., "Performance analysis of SSC/SC combiner at two time instants in the presence of Rayleigh fading", *Frequenz*, vol. 65, no. 11-12, pp. 319-325, 2011.
- [90] Shankar, P.M., "Analysis of microdiversity and dual channel macrodiversity in shadowed fading channels using a compound fading model", *AEU-International Journal of Electronics and Communications*, vol. 62, no. 6, pp. 445-449, Jun 2008.
- [91] Shankar, P.M., "Outage probabilities of a MIMO scheme in shadowed fading channels with micro-and macrodiversity reception", *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 7, no. 6, pp. 2015-2019, Jun. 2008.
- [92] Milenkovic, V., Sekulovic, N., Stefanovic, M., Petrovic, M., "Effect of microdiversity and macrodiversity on average bit error probability in Gamma-Shadowed Rician fading channels", *ETRI Journal*, vol. 32, no. 3, pp. 464-467, Jun. 2010.
- [93] Sekulovic, N., Stefanovic, M., Milovic, D., Stanojic, S., "Second-order statistics of system with N-branch microdiversity and L-branch macrodiversity operating over gamma shadowed Nakagami-m fading channels", *International Journal of Communication Systems*, vol. 27, no. 2, pp. 390-400, Feb. 2014.
- [94] Middleton, D., *An introduction to statistical communication theory*, New York: McGraw-Hill, 1960.
- [95] Abramowitz, M., Stegun, I.A., *Handbook of mathematical functions: with formulas, graphs, and mathematical tables*, no. 55, Courier Corporation, 1964.

-
- [96] Petkovic, M., Zdravkovic, N., Stefanovic, C., Djordjevic, G., "Performance analysis of SIM-FSO system over Gamma-Gamma atmospheric channel", *XLIX International Scientific Conference on Information, Communication and Energy Systems and Technologies - ICEST 2014, Proceedings of papers*, Nis, Serbia, vol. 1, pp. 19-22, 25-27 June 2014. ISBN: 978-86-6125-109-2.
- [97] Krstic, D., Stefanovic, M., Nikolic, P., Jovkovic, S., Stefanovic, C., "The outage probability and fade duration of the SSC combiner output signal in the presence of Rice fading", *The Fifth International Conference on Wireless and Mobile Communications-ICWMC 2009, Proceedings of papers*, Cannes, French Riviera, France, pp. 352-358, August 23-29, 2009.
- [98] Petkovic, M., Stefanovic, M., Cvetkovic, A., Krstic, D., Mitic, I., Stefanovic, C., "Outage probability analysis of system with dual selection combining over correlated Weibull fading channel in the presence of α - μ co-channel interference." *Przeglad Elektrotechniczny (Electrical Review)*, vol. 89, no. 8, pp. 126-129, 2013.
- [99] Panajotovic, A., Sekulovic, N., Drača, D., Stefanović, M., Stefanović, Č., "Average fade duration of dual selection diversity over correlated unbalanced Nakagami-m fading channels in the presence of cochannel interference", *Frequenz*, vol. 67, no. 11-12, pp. 393-397, Oct. 2013.
- [100] Stefanovic, M., Panic, S., Simic, N., Spalevic, P., Stefanovic, C., "On the macrodiversity reception in the correlated Gamma shadowed Nakagami-m fading", *Tehnički vjesnik (Technical Gazette)*, vol. 21, no. 3, pp. 511-515, Jun 2014.
- [101] Stefanovic, C., Krstic, D., Pesic, A., Stefanovic, M., Petkovic, D., "The performance of macrodiversity system in the presence of long-term and short-term fading", *WSEAS Transaction on Communications*, vol. 8, no. 9, pp. 992-1001, Sep. 2009.
- [102] Morales-Jiménez, D., Paris, J.F., "Outage probability analysis for η - μ fading channels", *IEEE Communications Letters*, vol. 14, no. 6, pp. 521-523, Jun. 2010.
- [103] Paris, J. F., "Statistical characterization of k - μ shadowed fading", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 63, no. 2, pp. 518-526, 2014.
- [104] The Wolfram Functions Site, 2008. [Online] Available: <http://functions.wolfram.com>
- [105] Ermolova, N. Y., "Moment generating functions of the generalized η - μ and k - μ distributions and their applications to performance evaluations of communication systems", *IEEE Communications Letters*, vol. 12, no. 7, pp. 502-504, Jul. 2008.

-
- [106] Jovkovic, S., Milic, D., Djosic, D., Petrovic, M., Veljkovic, S., Stefanovic, C., "Level crossing rate of L-Branch SC receiver over α - k - μ fading channel in the presence α - k - μ co-channel Interference", *WSEAS Transactions on Communications*, vol. 13, pp. 249-255, 2014.
- [107] Milic, D., Djosic, D., Stefanovic, C., Smilic, M., Suljovic, S., "Outage performance of multi-branch SC receiver over correlated Weibull channel in the presence of correlated Rayleigh co-channel interference", *Facta Universitatis: Series Automatic Controls and Robotics*, vol. 14, no. 3, pp. 183-191, 2015.
- [108] Sekulovic, N., Draca, D., Panajotovic, A., Nikolic, Z., Stefanovic, C., "Channel capacity of a system in shadowed fading channels with micro- and macrodiversity reception", *XLIV International Scientific Conference on Information, Communication and Energy Systems and Technologies - ICEST 2009, Proceedings of papers*, Veliko Tarnovo, Bulgaria, vol. 1, pp.82-84, 25-27 June 2009. ISBN 978-954-438-796-9.
- [109] Djosic, D., Stefanovic, C., Spalevic, P., Stamenkovic, N., Kontrec, N., Petrovic, M., "Second order statistics of MRC receiver over α - μ multipath fading channels", *XLVIII International Scientific Conference on Information Communication and Energy Systems and Technologies - ICEST 2013, Proceedings of papers*, Ohrid, Macedonia, vol. 2, pp. 83-86, 26 - 29 June 2013. ISBN: 978-9989-786-89-1.
- [110] Djosic, D., Stefanovic, C., Kontrec, N., Stefanovic, D., Veljkovic, S., Maricic, S., "Performance analysis of dual MRC diversity system η - μ multipath fading channel", *International Conference "Mathematical and Informational Technologies – MIT 2013", Proceedings of papers*, Vrnjačka Banja, Serbia, pp. 677-682, Sep. 05 - 08, 2013. ISBN 978-86-80795-20-1.
- [111] Stefanovic, C., Djosis, D., Spalevis, P., Marisis, S., Matovis, A., Matovic, M., "Level crossing rate of the ratio of product of two α - μ random variables and α - μ random variable", *International Conference "Mathematical and Informational Technologies – MIT 2013, Proceedings of papers*, Vrnjacka Banja, Serbia, pp 134-139, Sep. 05 - 08, 2013. ISBN 978-86-80795-20-1.
- [112] Stefanovic, C., Veljkovic S., Temalkovski, I., Radenkovic, D., Milenkovic, V., "Level crossing rate of SC receiver output signal operating over Rician multipath fading channel", *Infoteh-Jahorina 2014, Proceedings of papers*, Jahorina, Istočno Sarajevo, BIH, vol. 13, pp. 374-377, 19-21 March 2014. ISBN: 978-99955-763-3-2.

-
- [113] Stefanovic, C., Milic, D., Djosic, D., Radenkovic, D., Spalevic, P., "Level crossing rate of wireless system over Gamma shadowed α - μ multipath fading channel", *Proceedings of 1st International Conference of Electrical, Electronic and Computing Engineering – IcETRAN 2014*, Vrnjačka Banja, Serbia, pp. TEI1.7 1-4, June 2-5, 2014. ISBN: 978-86/80509/70/9.
- [114] Vuckovic, D., Panic, S., Spalevic, P., Jaksic, B., Stefanovic, C., "Switch-and –stay reception over k- μ shadowed fading channels in the presence of co-channel interference", *Proceedings of 2nd International Conference of Electrical, Electronic and Computing Engineering – IcETRAN 2015*, Silver Lake, Serbia, pp. TEI1.5. 1-4, Jun 8-11 2015. ISBN 978-86-80509-71-6.
- [115] Djosic, D., Stefanovic, D., Stefanovic, C., "Level crossing rate of macro-diversity system with two micro-diversity SC receivers over correlated Gamma shadowed α - μ multipath fading channels", *IETE Journal of Research*, doi:10.1080/03772063.2015.1075913, (Published online: 19 Aug. 2015)
- [116] Stefanovic C., "Performance of wireless receiver with an AFC over α - μ multipath fading channel in the presence of single interference", *12th International conference on Telecommunications in modern satellite, cable and broadcasting services - TELSIKS 2015, Proceedings of papers*, Nis, Serbia, pp. 275-278, 14-17 Oct. 2015. ISBN: 978-1-4673-7514-6.
- [117] Stefanovic, C., Petkovic, M., Nikolic B., Djordjevic, G. T. "Effect of phase noise on error performance of DE-QPSK receiver over k- μ fading channel", *23rd Telecommunications forum - TELFOR 2015, Proceedings of papers*, Belgrade, Serbia, pp. 301-304, 24-26 Nov. 2015. ISBN: 978-1-5090-0054-8.
- [118] Stefanovic C., "Macrodiversity system with macrodiversity SSC receiver and two microdiversity receivers in the presence of composite fading environment", *23rd Telecommunications forum - TELFOR 2015, Proceedings of papers*, Belgrade, Serbia, pp. 321-324, 24-26 Nov. 2015. ISBN: 978-1-5090-0054-8.

Biografija

Časlav Stefanović je rođen 28.01.1982. godine u Nišu. Osnovnu i srednju školu je završio u Nišu. Nakon završene srednje škole, 2001. godine upisuje Elektronski fakultet u Nišu, odsek Telekomunikacije, koji je završio sa prosečnom ocenom 8.66. Diplomski rad pod naslovom „VOIP i CiscoVOIP aplikacije“ odbranio je sa ocenom 10. Posle završenih osnovnih studija, 2007. godine upisuje doktorske studije na Elektronskom fakultetu u Nišu iz oblasti Telekomunikacija. Položio je sve ispite koji su uključeni u studijski program sa ocenom 10 i publikovao zajedno sa saradnicima više radova u domaćim i inostranim časopisima, od kojih nekoliko u eminentnim časopisima sa SCI (*Science Citation Index*) liste. Neki od ovih radova su i više puta citirani. Radovi su iz oblasti bežičnih prenosnih sistema, gde su razvijeni novi metodi za proračun verovatnoće greške, kapaciteta, verovatnoće prekida veza, trajanje fedinga itd.

U toku osnovnih studija kao višegodišnji član uprave EESTEC LC Nis (*Electrical Engineering Students' European Association, Local Committee Niš*) aktivno učestvuje u razvoju ove organizacije na lokalnom i međunarodnom nivou, učestvujući na više seminara i razmena u inostranstvu. Neke od najbitnijih su: „*Introduction to Modern Space Science and Technology*“ u Ahenu, Nemačka i seminar, „*Comercial Space*“ u Linkoping-u, Švedska.

Kao student doktorskih studija je preporučen za učestvovanje u programu usavršavanja i razmene studenata u Nemačkoj (*Study and Intership programme in Germany*) od strane DAAD-a (*German Academic Exchange Service*) na projektu SCORE (*Study for a Cosmic ORigin Explorer*) na univerzitetu u Hamburg-u koji je lociran u DESY (*German Electron Synchrotron*), jednom od najeminentnijih svetskih centara za istraživanje strukture materije. Projekat se bavi dizajnom Cherenkov teleskopa za detekciju gama i kosmičkih-zraka. Zatim, kao stipendista Erasmus Mundus-a provodi godinu dana na dodatnom usavršavanju na tehničkom fakultetu u Berlinu, Nemačka.

Časlav Stefanović je u radnom odnosu od 18.02.2013. u svojstvu asistenta na Prirodno-Matematičkom fakultetu, Univerziteta u Prištini sa trenutnim sedištem u Kosovskoj Mitrovici gde i danas radi. Na odseku za informatiku drži računске vežbe iz predmeta: Zaštita računarskih sistema, Teorija informacija, Elektronika za informatičare, Programiranje i primena računara u fizici.

Dodatna sfera naučnog interesovanja uključuje savremene kompjuterske mreže, gde je sertifikovan od strane svetskih kompanija poput Microsoft-a i CISCO-a, u vidu sertifikata *CISCO Certified Network Associate-CCNA* i *Microsoft Certified Professional-MCP*.

IZJAVE AUTORA



IZJAVA O AUTORSTVU

Izjavljujem da je doktorska disertacija, pod naslovom:

Statističke karakteristike prvog i drugog reda signala u bežičnom telekomunikacionom sistemu sa selekcionim kombinovanjem

- rezultat sopstvenog istraživačkog rada;
- da predložena disertacija, ni u celini, ni u delovima, nije bila predložena za dobijanje bilo koje diplome, prema studijskim programima drugih visokoškolskih ustanova;
- da su rezultati korektno navedeni i
- da nisam kršio/la autorska prava, niti zloupotrebio/la intelektualnu svojinu drugih lica.

U Nišu, 01.06.2016

Autor disertacije

Časlav M. Stefanović

Potpis doktoranda:





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

Ime i prezime autora: Časlav M. Stefanović

Studijski program: Telekomunikacije

Naslov rada: Statističke karakteristike prvog i drugog reda signala u bežičnom
telekomunikacionom sistemu sa selekcionim kombinovanjem

Mentor: dr Goran T. Đorđević, vanredni profesor

Izjavljujem da je štampana verzija moje doktorske disertacije istovetna elektronskoj verziji, koju sam predao/la za unošenje u **Digitalni repozitorijum Univerziteta u Nišu**.

Dozvoljavam da se objave moji lični podaci, koji su u vezi sa dobijanjem akademskog zvanja doktora nauka, kao što su ime i prezime, godina i mesto rođenja i datum odbrane rada, i to u katalogu Biblioteke, Digitalnom repozitorijumu Univerziteta u Nišu, kao i u publikacijama Univerziteta u Nišu.

U Nišu, 01-06-2016

Autor disertacije

Časlav M. Stefanović

Potpis doktoranda:



IZJAVA O KORIŠĆENJU

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

Statističke karakteristike prvog i drugog reda signala u bežičnom telekomunikacionom sistemu sa selekcionim kombinovanjem

koja je moje autorsko delo.

Disertaciju sa svim prilogima predao/la sam u elektronskom formatu, pogodnom za trajno arhiviranje.

Moju doktorsku disertaciju, unetu u Digitalni repozitorijum Univerziteta u Nišu, mogu koristiti svi koji poštuju odredbe sadržane u odabranom tipu licence Kreativne zajednice (Creative Commons), za koju sam se odlučio/la.

1. Autorstvo
2. Autorstvo – nekomercijalno
3. Autorstvo – nekomercijalno – bez prerade
4. Autorstvo – nekomercijalno – deliti pod istim uslovima
5. Autorstvo – bez prerade
6. Autorstvo – deliti pod istim uslovima

U Nišu, 01.06.2016

Autor disertacije

Časlav M. Stefanović

Potpis doktoranda: