

UNIVERZITET U BEOGRADU
ELEKTROTEHNIČKI FAKULTET

Vesna M. Blagojević

**OPTIMIZACIJA KOGNITIVNIH SISTEMA
SA KONTROLISANIM NIVOOM
INTERFERENCIJE PRIMENOM
VIŠEANTENSKIH TEHNIKA SA
ADAPTIVNOM KONTROLOM SNAGE**

doktorska disertacija

Beograd, 2014

UNIVERSITY OF BELGRADE
SCHOOL OF ELECTRICAL ENGINEERING

Vesna M. Blagojević

**OPTIMIZATION OF COGNITIVE
SYSTEMS WITH CONTROLLED
INTERFERENCE LEVEL BY USING
MULTI-ANTENNA TECHNIQUES WITH
ADAPTIVE POWER CONTROL**

Doctoral Dissertation

Belgrade, 2014

Mentor disertacije

dr Predrag N. Ivaniš, vanredni profesor,
Univerzitet u Beogradu, Elektrotehnički fakultet

Članovi komisije

dr Miroslav L. Dukić, redovni profesor,
Univerzitet u Beogradu, Elektrotehnički fakultet

dr Goran T. Đorđević, vanredni profesor,
Univerzitet u Nišu, Elektronski fakultet

dr Mirjana I. Simić, docent,
Univerzitet u Beogradu, Elektrotehnički fakultet

dr Miljko M. Erić, docent,
Univerzitet u Beogradu, Elektrotehnički fakultet

Datum odbrane

OPTIMIZACIJA KOGNITIVNIH SISTEMA SA KONTROLISANIM NIVOOM INTERFERENCIJE PRIMENOM VIŠEANTENSKIH TEHNIKA SA ADAPTIVNOM KONTROLOM SNAGE

Rezime:

Zbog sve rasprostranjenijeg korišćenja bežičnih komunikacionih sistema koji omogućavaju prenos podataka velikim brzinama, slobodni frekvencijski opsezi postali su veoma ograničen i tražen resurs. Regulatorna tela koja dodeljuju licence za korišćenje određenih opsega su već izvršila raspodelu velikog dela spektra, zbog čega razvoj novih ili proširenje postojećih servisa predstavlja poseban izazov. Brojne analize ukazuju da nedovoljna fleksibilnost u načinu pristupa spektru predstavlja veći problem od samog fizičkog nedostatka slobodnih frekvencijskih opsega. Koncept kognitivnog radio sistema predstavlja potencijalno rešenje za efikasnije korišćenje spektra.

U ovoj disertaciji analiziran je kognitivni radio sistem sa kontrolisanim nivoom interferencije, koji podrazumeva da primarni (licencirani) i sekundarni (kognitivni) korisnici spektra istovremeno pristupaju istom opsegu učestanosti. Sekundarnom korisniku je dozvoljeno emitovanje signala pod uslovom da na ulazu primarnog prijemnika generiše interferenciju koja je manja od unapred definisanog praga. Ovaj zahtev se može ispuniti korišćenjem adaptivne kontrole snage na sekundarnom predajniku, čime se direktno ograničava kapacitet sekundarnog linka. U disertaciji je analizana primena višeantenskih tehnika na sekundarnom linku, kojima se mogu poboljšati performanse sekundarnog korisnika.

Razmatrana je primena diverzitija zasnovanog na kombinovanju sa maksimalnim odnosom (*Maximal Ratio Combining*, MRC), kao i primena tehnike optimalne selekcije predajne antene (*Transmit Antenna Selection*, TAS). Analizirana je i kombinovana tehnika združene selekcije predajne antene i prijemnog diverzitija (*Transmit Antenna Selection/Maximal Ratio Combining*, TAS/MRC), kao i primena ortogonalnih prostorno-vremenskih blok kodova (*Orthogonal Space Time Block Codes*, OSTBC). Izvršena je analiza performansi sekundarnog sistema sa primenom svake od navedenih tehnika i adaptivnom kontrolom snage. Analiza je data za slučaj kada se statističke karakteristike fadinga u propagacionom okruženju mogu opisati Nakagami- m raspodelom.

Izvršena je detaljna analiza performansi sekundarnog sistema koji je ograničen maksimalnom dozvoljenom snagom interferencije na primarnom prijemniku i maksimalnom dostupnom snagom sekundarnog predajnika. Za slučaj sekundarnog linka bez primene diverzitija, kao i sekundarni link sa primenom MRC i OSTBC tehnika izvedeni su analitički izrazi u zatvorenom obliku za ergodični kapacitet sekundarnog linka u okruženju sa Nakagami- m fadingom. Takođe, izvedeni su i odgovarajući asimptotski izrazi koji su validni u slučaju kada važi jedan od uslova ograničenja rada sekundarnog korisnika. Izveden je analitički izraz za ergodični kapacitet sekundarnog linka sa primenom TAS/MRC u okruženju sa Rejlijevom fadingom, pod uslovom ograničene snage interferencije na primarnom prijemniku. Izvedeni izrazi su validni za proizvoljan broj predajnih i prijemnih antena sekundarnog korisnika i potvrđeni su nezavisnim simulacionim postupkom.

Analizirana je prosečna verovatnoća greške po bitu pri prenosu signala na sekundarnom linku kognitivnog radio-sistema. Izveden je izraz u zatvorenom obliku za verovatnoću greške po bitu za više različitih modulacionih postupaka, u slučaju kada su sekundarni predajnik i prijemnik opremljeni sa po jednom antenom, kao i za slučajeve kada su primenjene MRC i OSTBC tehnike.

Posebno su razmatrane performanse višeantenskog sekundarnog linka u slučaju kada je informacija o stanju u kanalu od sekundarnog predajnika do primarnog prijemnika zastarela. Rezultati sprovedene analize ukazuju da je sekundarni sistem sa OSTBC manje osetljiv na zastarelost ove informacije u odnosu na sistem sa primenom TAS/MRC. Pokazano je da je izbor optimalne tehnike složen i da zavisi od dozvoljene verovatnoće premašenja interferencije, karakteristika fadinga u okruženju, dimenzija sistema, kao i vrednosti praga interferencije na primarnom prijemniku i maksimalne emisije snage sekundarnog predajnika.

Ključne reči: Adaptivna kontrola snage, ergodični kapacitet, kognitivni radio, Nakagami- m fading, verovatnoća greške, višeantenske tehnike.

Naučna oblast: Telekomunikacije

Uža naučna oblast: Kognitivni radio, Teorija informacija

UDK broj: 621.3

OPTIMIZATION OF COGNITIVE SYSTEMS WITH CONTROLLED INTERFERENCE LEVEL BY USING MULTI-ANTENNA TECHNIQUES WITH ADAPTIVE POWER CONTROL

Abstract:

Due to massive use of wireless communication systems that are enabling data transfer with high data rates, available frequency bands became very limited and scarce resource. Regulatory bodies have already granted licences for exclusive spectral use of large part of available spectrum, thus making development and expansion of new services extremely challenging. Numerous analyses indicate that the lack of flexibility in the spectrum access represents more significant problem than physical lack of available frequency bands. The concept of cognitive radio represents the potential solution, leading to the more efficient use of spectrum.

In this thesis cognitive radio system with controlled interference level is analyzed, where primary (licensed) and secondary (cognitive) spectrum users simultaneously access the same spectrum band. Secondary user is allowed to transmit signal under the constraint that generated interference at the primary user's receiver is below the predetermined threshold. This requirement can be achieved by applying adaptive power control at the secondary transmitter, with the consequence of limiting the secondary link capacity. In this thesis the application of multi-antenna techniques is analyzed, with an aim of improvement of secondary user's performances.

The employment of maximal ratio combining (MRC) diversity at the secondary user's receiver is considered, as well as the application of transmit antenna selection (TAS) technique. Combined use of both above mentioned techniques (TAS/MRC) is also analyzed, together with possibility of application of orthogonal space time block codes (OSTBC) at the secondary user's link. The analysis of the performance of the secondary system with the application of each of these techniques and adaptive power control is provided. The analysis is given for the case when the statistical properties of the fading in the propagation environment can be described by Nakagami- m distribution.

Comprehensive analysis of the secondary system performances is provided, for the case when both maximal permitted interference level at the primary receiver and maximal available power of secondary transmitter constraints are applied. Closed-form analytical expressions are derived for the ergodic capacity of secondary link in the Nakagami- m propagation environment, for the case when no diversity is applied, as well as for the cases of secondary link with MRC diversity and OSTBC. Furthermore, asymptotic expressions valid for the case when only one of the constraints of secondary user transmission is applied are developed. Closed-form expression for the ergodic capacity of secondary link with TAS/MRC in Rayleigh fading environment is derived, for the case when interference power constraint is applied. Expressions are valid for an arbitrary number of transmit and receive antennas and are confirmed by using an independent simulation method.

The analysis of error probability for the secondary link cognitive radio system is provided. Closed-form expressions are derived for different modulation techniques, for the cases when secondary user is equipped with single transmit and single receive antennas, as well as for the cases when MRC and OSTBC techniques are applied.

Finally, multi-antenna secondary user link performances are analyzed for the case when channel state information (CSI) for the link between secondary transmitter and primary receiver is outdated. Results of the analysis indicate that secondary system with OSTBC is more robust to the outdated CSI when compared to system with TAS/MRC. It has been shown that the selection of optimal technique is complex and depends on probability of interference outage, fading characteristics in propagation environment, system dimensions, as well as interference threshold at primary user receiver and maximal transmit power constraint of the secondary user.

Keywords: Adaptive power control, cognitive radio, ergodic capacity, error probability, multi-antenna techniques, Nakagami- m fading.

Scientific field: Telecommunications

Special topic: Cognitive radio, Information theory

UDK number: 621.3

Sadržaj

| | |
|---|----|
| 1. Uvod | 1 |
| 1.1. Kognitivni radio | 6 |
| 1.2. Koncepti kognitivnog pristupa spektru | 7 |
| 1.2.1. Oportunistički pristup spektru | 9 |
| 1.2.2. Istovremeni pristup spektru sa kooperacijom sekundarnog i primarnog korisnika..... | 14 |
| 1.2.3. Istovremeni pristup spektru sa kontrolisanim nivoom interferencije | 15 |
| 1.3. Pregled najznačajnijih istraživanja iz oblasti teme doktorske disertacije..... | 18 |
| 1.3.1. Adaptacija snage i kapacitet kognitivnih radio-sistema | 18 |
| 1.3.2. Adaptacija raspodele snage i resursa u višekorisničkom kognitivnom radio-sistemu | 20 |
| 1.3.3. Uticaj neidealne procene kanala između sekundarnog predajnika i primarnog prijemnika | 21 |
| 1.3.4. Adaptacija snage i kapacitet kognitivnog sistema sa primenom višeantenskih tehnika | 24 |
| 1.4. Pregled strukture i doprinos rada | 27 |
| 2. Model kanala i sistema sa primenom višeantenskih tehnika | 32 |
| 2.1. Model MIMO kanala | 33 |
| 2.1.1. Model prostorno-vremenske korelacije u MIMO kanalu sa dejstvom Rejljevog fedinga | 34 |
| 2.1.2. Nakagami- m raspodela i model kanala | 37 |
| 2.1.3. Neke značajne statističke karakteristike raspodele Nakagami- m fedinga | 40 |
| 2.2. Sistemi sa primenom odabranih višeantenskih tehnika i fiksnom snagom predajnika | 44 |
| 2.2.1. Diverziti kombinovanje sa maksimalnim odnosom | 45 |
| 2.2.2. Predajni diverziti sa selekcijom najbolje antene | 48 |
| 2.2.3. Alamutijeva šema | 49 |
| 2.2.4. Ortogonalni prostorno-vremenski blok kodovi | 52 |

| | |
|---|-----------|
| 3. Višeantenski kognitivni radio-sistemi sa adaptacijom snage sekundarnog korisnika | 57 |
| 3.1. Model kognitivnog radio-sistema sa ograničenim vršnim nivoom interferencije | 58 |
| 3.1.1. Adaptacija predajne snage sekundarnog korisnika..... | 59 |
| 3.1.2. Statističke karakteristike odnosa snage signala i šuma sekundarnog korisnika u sistemu bez diverzitija..... | 61 |
| 3.2. Model kognitivnog radio-sistema sa primenom višeantenskih tehnika na sekundarnom linku | 70 |
| 3.2.1. Model kognitivnog radio-sistema sa MRC prijemnikom | 70 |
| 3.2.2. Model kognitivnog radio-sistema sa primenom TAS..... | 75 |
| 3.2.3. Model kognitivnog radio-sistema sa primenom TAS/MRC..... | 78 |
| 3.2.4. Model kognitivnog radio-sistema sa primenom OSTBC | 81 |
| | |
| 4. Ergodični kapacitet višeantenskog sekundarnog linka kognitivnog radio-sistema | 87 |
| 4.1. Ergodični kapacitet sekundarnog linka kognitivnog radio-sistema sa ograničenim vršnim nivoom interferencije..... | 89 |
| 4.1.1. Sekundarni sistem sa jednom predajnom i jednom prijemnom antenom | 89 |
| 4.1.2. Sekundarni sistem sa primenom MRC diverzitija..... | 100 |
| 4.1.3. Sekundarni sistem sa primenom TAS i TAS/MRC..... | 106 |
| 4.1.4. Sekundarni sistem sa primenom OSTBC | 113 |
| 4.2. Ergodični kapacitet sekundarnog linka kognitivnog radio-sistema sa ograničenim prosečnim nivoom interferencije | 121 |
| 4.2.1. Sekundarni sistem sa jednom predajnom i jednom prijemnom antenom | 121 |
| 4.2.2. Sekundarni sistem sa primenom MRC diverzitija..... | 125 |
| 4.2.3. Sekundarni sistem sa primenom TAS i TAS/MRC | 126 |
| 4.2.4. Sekundarni sistem sa primenom OSTBC | 130 |
| Dodatak 4-A | 132 |
| Dodatak 4-B | 133 |
| Dodatak 4-C | 134 |
| Dodatak 4-D | 135 |
| Dodatak 4-E..... | 136 |

| | |
|--|-----|
| 5. Verovatnoća greške na sekundarnom linku višeantenskog kognitivnog radio-sistema | 137 |
| 5.1. Verovatnoća greške u kanalu sa fedingom | 139 |
| 5.1.1. Verovatnoća greške u kanalu sa AWGN..... | 139 |
| 5.1.2. Određivanje verovatnoće greške po bitu u kanalu sa fedingom pomoću PDF. | 142 |
| 5.1.3. Određivanje verovatnoće greške po simbolu u kanalu sa fedingom pomoću MGF | 143 |
| 5.2. Verovatnoća greške na sekundarnom linku kognitivnog radio-sistema sa kontrolisanim nivoom interferencije..... | 144 |
| 5.2.1. Verovatnoća greške po bitu na sekundarnom linku bez primene diverzitija... | 144 |
| 5.2.2. Verovatnoća greške po bitu na sekundarnom linku sa primenom MRC | 148 |
| 5.2.3. Verovatnoća greške po bitu na sekundarnom linku sa primenom TAS i TAS/MRC | 150 |
| 5.2.4. Verovatnoća greške po bitu na sekundarnom linku sa primenom OSTBC | 153 |
| 5.2.5. Određivanje verovatnoće greške po simbolu u kognitivnom radio-sistemu sa kontrolisanim nivoom interferencije primenom MGF | 155 |
| Dodatak 5-A | 157 |
| | |
| 6. Adaptacija snage pri zastareloj informaciji o stanju u kanalu na linku interferencije | 160 |
| 6.1. Sekundarni link sa jednom predajnom antenom..... | 161 |
| 6.1.1. Analiza verovatnoće premašenja praga interferencije..... | 162 |
| 6.1.2. Adaptacija emisione snage sekundarnog korisnika..... | 166 |
| 6.1.3. Ergodični kapacitet sekundarnog linka | 172 |
| 6.2. Sekundarni link sa primenom višeantenskih tehnika na predajnoj strani..... | 183 |
| 6.2.1. Sekundarni link sa primenom TAS/MRC | 183 |
| 6.2.2. Sekundarni link sa primenom OSTBC | 188 |
| 6.3. Poređenje primenjenih tehnika na sekundarnom linku pri zastareloj proceni kanala na linku ka primarnom prijemniku..... | 192 |
| | |
| 7. Zaključak | 198 |
| | |
| Literatura | 202 |

Spisak slika

| | | |
|----------|---|----|
| Sl. 1.1 | <i>Predviđanja porasta ukupnog saobraćaja i raspodela po tipu uređaja u mobilnim mrežama u periodu 2012-2017. godine; legenda za 2017.godinu.....</i> | 2 |
| Sl. 1.2 | <i>Predviđanja porasta ukupnog saobraćaja i raspodela po tipu sadržaja u mobilnim mrežama u periodu 2012-2017. godine; legenda za 2017.godinu.....</i> | 2 |
| Sl. 1.3 | <i>Zauzetost opsega na jednoj mernoj lokaciji.....</i> | 4 |
| Sl. 1.4 | <i>Ilustracija oportunističkog pristupa spektru (interweave).....</i> | 8 |
| Sl. 1.5 | <i>Ilustracija kooperativnog pristupa spektru (overlay).....</i> | 9 |
| Sl. 1.6 | <i>Ilustracija pristupa spektru sa kontrolisanim nivoom interferencije (underlay).....</i> | 9 |
| Sl. 1.7 | <i>Ilustracija spektralnih šupljina na jednoj lokaciji u konceptu oportunističkog pristupa spektru.....</i> | 10 |
| Sl. 1.8 | <i>Kooperativno osluškivanje spektra.....</i> | 11 |
| Sl. 1.9 | <i>Primer kooperativne šeme sa istovremenim pristupom spektru</i> | 14 |
| Sl. 1.10 | <i>Model kognitivnog radio-sistema sa istovremenim pristupom spektru i kontrolisanim nivoom interferencije.....</i> | 16 |
| Sl. 2.1 | <i>Blok šema MIMO kanala</i> | 33 |
| Sl. 2.2 | <i>“One-ring” model.</i> | 35 |
| Sl. 2.3 | <i>Autokorelaciona funkcija pojačanja snage α</i> | 43 |
| Sl. 2.4 | <i>Principska blok šema MRC prijemnika</i> | 46 |
| Sl. 2.5 | <i>Principska blok šema TAS/MRC prijemnika.....</i> | 48 |
| Sl. 2.6 | <i>Alamutijeva blok šema sa dve predajne i jednom prijemnom antenom.....</i> | 50 |
| Sl. 2.7 | <i>Blok šema sistema sa primenom OSTBC.....</i> | 52 |
| Sl. 2.8 | <i>Blok šema sistema sa primenom OSTBC i ekvivalentni SISO kanal.....</i> | 55 |
| Sl. 3.1 | <i>Model kognitivnog radio-sistema sa jednom predajnom i jednom prijemnom antenom na sekundarnom linku.....</i> | 58 |
| Sl. 3.2 | <i>PDF za SNR na izlazu sekundarnog prijemnika, $n_T=n_R=1$, $\lambda_S=\lambda_P=1$, razne vrednosti m_S i m_P, $Q_p=P_m=10$.....</i> | 64 |
| Sl. 3.3 | <i>PDF i CDF za SNR na izlazu sekundarnog prijemnika, $n_T=n_R=1$, $m_S=m_P=3$, $\lambda_S=\lambda_P=1$, razne vrednosti Q_p i P_m</i> | 66 |

| | | |
|----------|---|-----|
| Sl. 3.4 | Srednja vrednost SNR na izlazu sekundarnog prijemnika, $n_T=n_R=1$, $\lambda_S=\lambda_P=1$, razne vrednosti Q_p i P_m | 69 |
| Sl. 3.5 | Model kognitivnog radio-sistema sa kontrolisanim nivoom interferencije i primenom MRC diverzitija i ekvivalentni model..... | 71 |
| Sl. 3.6 | PDF i CDF za SNR na izlazu sekundarnog prijemnika, $n_T=1$, $n_R=2, 4$, $m_S=m_P=3$, $\lambda_S=\lambda_P=1$, $P_m=1$, razne vrednosti Q_p | 73 |
| Sl. 3.7 | Srednja vrednost za SNR na izlazu sekundarnog prijemnika, primenjen MRC diverziti, $\lambda_S=\lambda_P=1$, $P_m=5$ | 74 |
| Sl. 3.8 | Model kognitivnog radio-sistema sa kontrolisanim nivoom interferencije i primenom tehnike selekcije predajne antene i ekvivalentni model..... | 75 |
| Sl. 3.9 | PDF i CDF za SNR, primenjen TAS, razni n_T , $m_S=m_P=2$, $\lambda_S=\lambda_P=4$, $P_m=1$ | 77 |
| Sl. 3.10 | Srednja vrednost za SNR na izlazu sekundarnog prijemnika, TAS, $m_S=m_P=3$, $\lambda_S=\lambda_P=1$ | 77 |
| Sl. 3.11 | Model kognitivnog radio-sistema sa kontrolisanim nivoom interferencije i primenom TAS/MRC i ekvivalentni model..... | 78 |
| Sl. 3.12 | PDF i CDF za SNR, primenjen TAS/MRC, $n_R=4$, $n_T=2, 4$, $m_S=m_P=2$, $\lambda_S=\lambda_P=1$, $P_m=1$ | 80 |
| Sl. 3.13 | Srednja vrednost za SNR, primenjen TAS/MRC, $m_S=m_P=1$, $\lambda_S=\lambda_P=1$ | 81 |
| Sl. 3.14 | Model kognitivnog radio-sistema sa kontrolisanim nivoom interferencije sa primenom OSTBC kodova i odgovarajući ekvivalentni model..... | 82 |
| Sl. 3.15 | PDF i CDF za SNR na izlazu sekundarnog prijemnika, $m_S=m_P=4$, $\lambda_S=\lambda_P=1$, $P_m=1$, razni primenjeni OSTBC i Q_p | 84 |
| Sl. 3.16 | Srednja vrednost za SNR na izlazu sekundarnog prijemnika, primenjena Alamutijeva šema, razne kombinacije λ_S i λ_P | 86 |
| Sl. 4.1 | Zavisnost ergodičnog kapaciteta od Q_p , za razna propagaciona okruženja..... | 90 |
| Sl. 4.2 | Zavisnost ergodičnog kapaciteta od Q_p , za različite m_S i m_P , $\lambda_S=\lambda_P=1$ | 91 |
| Sl. 4.3 | Ilustracija regiona u kojima dominira uslov ograničenja maksimalne snage interferencije i maksimalne snage sekundarnog predajnika ($m_S=m_P=4$)..... | 95 |
| Sl. 4.4 | Ergodični kapacitet, zavisnost od Q_p (levo) i P_m (desno), okruženje sa Nakagami- m fedingom, $m_S=m_P=2$, $\lambda_S=\lambda_P=1$ | 97 |
| Sl. 4.5 | Zavisnost ergodičnog kapaciteta od Q_p , uticaj P_m , razni m_S i m_P ($\lambda_S=\lambda_P=1$)..... | 98 |
| Sl. 4.6 | Zavisnost ergodičnog kapaciteta od P_m , uticaj Q_p , razni m_S i m_P ($\lambda_S=\lambda_P=1$)..... | 99 |
| Sl. 4.7 | Ergodični kapacitet sekundarnog linka sa primenjenim MRC diverzitetom sa $n_R=4$, različiti parametri Nakagami- m fedinga, $m_S=m_P$ | 102 |

| | | |
|----------|---|-----|
| Sl. 4.8 | Uticaj broja prijemnih antena sekundarnog prijemnika n_R sa primenjenim MRC diverzitetom na ergodični kapacitet, $m_S=m_P=2$, $\lambda_S=\lambda_P=1$ | 103 |
| Sl. 4.9 | Ergodični kapacitet sekundarnog linka sa primenjenim MRC diverzitetom, Nakagami- m fading sa $m_S=m_P=5$, razni λ_S i λ_P | 104 |
| Sl. 4.10 | Zavisnost kapaciteta od rastojanja d_P/d_S , Rejljev fading, $Q_P/(N_0B)=1$, primenjen MRC diverzitet na sekundarnom linku..... | 105 |
| Sl. 4.11 | Ergodični kapacitet sekundarnog linka sa primenom TAS, različit broj predajnih antena u okruženju sa Rejljevim fadingom ($\lambda_S=16$, $\lambda_P=1$)..... | 108 |
| Sl. 4.12 | Poređenje kapaciteta u sistemima sa TAS i MRC u okruženju sa Rejljevim fadingom ($\lambda_S=\lambda_P=1$)..... | 109 |
| Sl. 4.13 | Ergodični kapacitet sekundarnog linka sa primenjenim TAS/MRC sistemom raznih dimenzija, okruženje sa Rejljevim fadingom, razni parametri λ_S , λ_P | 110 |
| Sl. 4.14 | Ergodični kapacitet TAS/MRC sistema u propagacionom okruženju sa Nakagami- m i Rejljevim fadingom..... | 111 |
| Sl. 4.15 | Zavisnost ergodičnog kapaciteta u sistemu sa TAS/MRC od odnosa rastojanja ka primarnom i sekundarnom prijemniku d_P/d_S | 112 |
| Sl. 4.16 | Ergodični kapacitet sekundarnog linka sa primenjenom Alamutijevom šemom ($n_T=n_R=2$), razne vrednosti parametara fadinga i P_m | 116 |
| Sl. 4.17 | Ergodični kapacitet sekundarnog linka sa primenjenim OSTBC raznih dimenzija, okruženje sa Rejljevim fadingom, razni parametri λ_S i λ_P | 117 |
| Sl. 4.18 | Poređenje kapaciteta sekundarnog linka sa primenjenim MRC i Alamutijevom šemom ($n_T=2$, $n_R=2$), okruženje sa Rejljevim fadingom..... | 118 |
| Sl. 4.19 | Poređenje kapaciteta sekundarnog linka sa primenjenim TAS/MRC i Alamutijevim kodom ($n_T=2$, $n_R=1, 2$), okruženje sa Rejljevim fadingom..... | 119 |
| Sl. 4.20 | Poređenje kapaciteta sekundarnog linka sa $n_T=3$, $n_R=2$, sa primenjenim TAS/MRC i OSTBC H_3 ($R=3/4$) i G_3 ($R=1/2$), Rejljev fading ($\lambda_S=\lambda_P=1$)..... | 120 |
| Sl. 4.21 | Zavisnost ergodičnog kapaciteta od prosečne snage interferencije Q_a u okruženju sa Nakagami- m fadingom, razne vrednosti parametara m_S i m_P | 124 |
| Sl. 4.22 | Ergodični kapacitet sekundarnog linka sa primenjenim MRC diverzitetom, razne vrednosti n_R , Nakagami- m fading sa $m_S=m_P=4$ ($\lambda_S=\lambda_P=1$)..... | 126 |
| Sl. 4.23 | Ergodični kapacitet sekundarnog linka sa primenom TAS/MRC sa $n_R=2$ i raznim vrednostima n_T , okruženje sa Rejljevim fadingom..... | 128 |
| Sl. 4.24 | Poređenje ergodičnog kapaciteta sekundarnog linka sa TAS i TAS/MRC za kriterijum ograničene vršne snage Q_p i prosečne snage interferencije Q_a | 129 |

| | | |
|----------|---|-----|
| Sl. 4.25 | <i>Ergodični kapacitet sekundarnog linka za OSTBC raznih dimenzija, Nakagami-m feding sa različitim parametrima.....</i> | 131 |
| Sl. 5.1 | <i>Ilustracija regiona u kojem dominira uslov ograničenja maksimalne snage interferencije i maksimalne snage sekundarnog predajnika, $m_S=m_P=4$.....</i> | 146 |
| Sl. 5.2 | <i>Verovatnoća greške po bitu, BPSK modulacija, sekundarni sistem sa $n_T=n_R=1$, Nakagami-m feding $m_S=m_P=2, 4$, $\lambda_S=\lambda_P=1$.</i> | 147 |
| Sl. 5.3 | <i>Verovatnoća greške po bitu za sekundarni sistem sa primenjenom MRC i različitim n_R, 4-QAM modulacija, Nakagami-m feding $m_S=m_P=3$.</i> | 149 |
| Sl. 5.4 | <i>Verovatnoća greške na sekundarnom linku sa primenom TAS, $n_T=2, 3, 4, 5$, $n_R=1$, BPSK modulacija, Rejljev feding.....</i> | 151 |
| Sl. 5.5 | <i>Verovatnoća greške na sekundarnom linku sa primenom TAS/MRC raznih dimenzija sistema, 16-QAM modulacija, Rejljev feding.</i> | 152 |
| Sl. 5.6 | <i>Poređenje verovatnoće greške po bitu za sisteme sa primenom TAS i MRC diverzitija za razne brojeve antena, Nakagami-m feding, $m_S=m_P=2$.....</i> | 153 |
| Sl. 5.7 | <i>Verovatnoća greške po bitu, na sekundarnom linku primenjen Alamutijev kod $n_T=n_R=2$, BPSK modulacija, Nakagami-m feding $m_S=m_P=2$.</i> | 155 |
| Sl. 5.8 | <i>Verovatnoća greške po simbolu za QPSK, Nakagami-m feding sa $m_S=m_P=2$, primenjen MRC diverziti sa $n_R=2, 4, 6, 8$ antena, $P_m=10$.</i> | 156 |
| Sl. 5.9 | <i>Verovatnoća greške po simbolu za primenjenu M-PSK raznih dimenzija, Nakagami-m feding sa $m_S=m_P=4$, primenjena Alamutijeva šema sa $n_T=n_R=2$, $P_m=10$.</i> | 156 |
| Sl. 6.1 | <i>Verovatnoća premašenja interferencije u funkciji odnosa Q_p/P_m, razne vrednosti koeficijenta korelacije ρ, Rejljev feding.</i> | 165 |
| Sl. 6.2 | <i>Verovatnoća premašenja interferencije u funkciji odnosa Q_p/P_m, razne vrednosti parametra Nakagami-m fedinga, koeficijent korelacije $\rho=0.9$.....</i> | 166 |
| Sl. 6.3 | <i>Faktor smanjenja snage k_m u funkciji korelacionog koeficijenta ρ, razne vrednosti P_{out}, Nakagami-m feding ($m_P=2$, $\lambda_P=1$), $Q_p=0dB$... ..</i> | 175 |
| Sl. 6.4 | <i>Ergodični kapacitet u funkciji korelacionog koeficijenta ρ, razne vrednosti P_{out}, Nakagami-m feding ($m_S=m_P=2$, $Q_p=0dB$, $P_m=10dB$)</i> | 175 |
| Sl. 6.5 | <i>Faktor smanjenja snage k_m u funkciji korelacionog koeficijenta ρ, za razne Q_p i P_m, Nakagami-m feding ($m_S=m_P=2$, $\lambda_S=\lambda_P=1$).. ..</i> | 176 |
| Sl. 6.6 | <i>Ergodični kapacitet u funkciji korelacionog koeficijenta ρ, za razne Q_p i P_m, Nakagami-m feding ($m_S=m_P=2$).</i> | 177 |
| Sl. 6.7 | <i>Faktor pojačanja snage za razne parametre Nakagami-m fedinga m_P, ($\lambda_P=1$), $Q_p=0dB$, $P_{out}=0.01$.....</i> | 178 |

| | | |
|----------|--|-----|
| Sl. 6.8 | <i>Ergodični kapacitet sekundarnog linka za razne vrednosti $m_S=m_P$ ($\lambda_S=\lambda_P=1$), $Q_p=0dB$, $P_{out}=0.01$.....</i> | 178 |
| Sl. 6.9 | <i>Ergodični kapacitet sekundarnog linka sa zastarelom procenom kanala ka primarnom korisniku, Nakagami-m feding ($m_S=m_P=2$), $P_{out}=0.01$, $P_m=10dB$.....</i> | 179 |
| Sl. 6.10 | <i>Poređenje ergodičnog kapaciteta sekundarnog linka u okruženju sa Rejljevim ($m_S=m_P=1$) i Nakagami-m fedingom ($m_S=m_P=3$), $P_{out}=0.01$, $P_m \rightarrow \infty$.....</i> | 181 |
| Sl. 6.11 | <i>Poređenje ergodičnog kapaciteta sekundarnog linka sa primenom MRC sa $n_R=4$, za razne vrednosti P_{out}, Rejljev feding, $\rho=0.9$.....</i> | 182 |
| Sl. 6.12 | <i>Uticaj zastarele CSI sa $\rho=0.9$ na ergodični kapacitet sekundarnog linka sa TAS/MRC, za $n_T=1, 2, 3, 4$, $n_R=2$, Rejljev feding, $P_{out}=0.01$.....</i> | 185 |
| Sl. 6.13 | <i>Ergodični kapacitet sekundarnog linka sa primenom TAS/MRC ($n_T=n_R=2$) u funkciji Q_p, razne vrednosti koeficijenta ρ, $P_m=10dB$, $P_{out}=0.01$.....</i> | 186 |
| Sl. 6.14 | <i>Zavisnost kapaciteta sekundarnog linka sa primenom TAS/MRC ($n_T=n_R=2$) od Q_p, $\rho=0.9$, razne vrednosti P_{out}, Rejljev feding, $P_m=10dB$.....</i> | 187 |
| Sl. 6.15 | <i>Ergodični kapacitet sekundarnog linka sa primenjenom Alamutijevom šemom u funkciji Q_p, razne vrednosti ρ, Rejljev feding, $P_{out}=0.01$, $P_m=10dB$.....</i> | 190 |
| Sl. 6.16 | <i>Ergodični kapacitet sekundarnog linka sa primenjenom Alamutijevom šemom, razne vrednosti P_{out}, Rejljev feding, $\rho=0.9$, $P_m=10dB$.....</i> | 190 |
| Sl. 6.17 | <i>Autokorelaciona funkcija pojačanja snage primarnog linka za razne vrednosti broja predajnih antena i Nakagami-m feding sa $m_P=2$.....</i> | 191 |
| Sl. 6.18 | <i>Poređenje kapaciteta sekundarnog linka sa primenom MRC i OSTBC za razne vrednosti ρ, Rejljev feding, $P_{out}=0.01$.....</i> | 192 |
| Sl. 6.19 | <i>Poređenje kapaciteta sekundarnog linka sa TAS/MRC i OSTBC ($n_T=n_R=2$), za razne vrednosti ρ, Rejljev feding, $P_{out}=0.01$.....</i> | 194 |
| Sl. 6.20 | <i>Poređenje kapaciteta sekundarnog linka sa TAS/MRC i OSTBC ($n_T=n_R=2$), Nakagami-m feding, razni $m_S=m_P$, $\rho=0.9$, $P_{out}=0.01$.....</i> | 195 |
| Sl. 6.21 | <i>Poređenje kapaciteta sekundarnog linka sa primenom TAS/MRC ($n_T=3$, $n_R=2$) i OSTBC ($n_T=3$, $n_R=2$, $R=3/4$), za razne ρ i Rejljev feding, $P_{out}=0.01$.....</i> | 196 |
| Sl. 6.22 | <i>Poređenje kapaciteta sekundarnog linka sa primenom TAS/MRC ($n_T=4$, $n_R=2$) i OSTBC ($n_T=4$, $n_R=2$, $R=0.75$), Rejljev feding, $P_{out}=0.01$.....</i> | 197 |

Spisak tabela

| | |
|---|-----|
| <i>Tab. 1.1</i> Prosečna zauzetost spektra (u %) na lokacijama u spoljašnjem okruženju (Lokacija 1) i u unutrašnjem okruženju (Lokacija 2)..... | 5 |
| <i>Tab. 6.1</i> Vrednosti verovatnoće premašenja interferencije P_{out} za razne vrednosti faktora smanjenja snage k_m i koeficijente korelacije ρ ($m_p=2, \lambda_p=1$)..... | 170 |
| <i>Tab. 6.2</i> Vrednosti verovatnoće premašenja interferencije P_{out} za razne vrednosti faktora smanjenja snage k_m i parametra fedinga m_p ($\rho=0.8$)..... | 170 |
| <i>Tab. 6.3</i> Vrednosti relativne brzine kretanja sekundarnog predajnika i primarnog prijemnika (u km/h) za razne vrednosti korelacionog koeficijenta ρ i kašnjenja τ ; centralna učestanost jednaka $f_c=2GHz$ | 171 |

Spisak skraćenica

| | |
|-----------|---|
| ACF | <i>Autocorrelation Function</i> |
| ACLR | <i>Adjacent Channel Power Leakage Ratio</i> |
| AWGN | <i>Additive White Gaussian Noise</i> |
| BER | <i>Bit Error Rate</i> |
| BPSK | <i>Binary Phase Shift Keying</i> |
| CDF | <i>Cumulative Distribution Function</i> |
| CEPT | <i>European Conference of Postal and Telecommunications Administrations</i> |
| CSI | <i>Channel State Information</i> |
| DSL | <i>Dynamic Spectrum Leasing</i> |
| DySPAN-SC | <i>Dynamic Spectrum Access Networks- Standards Committee</i> |
| ETSI | <i>European Telecommunications Standards Institute</i> |
| FCC | <i>Federal Communications Commission</i> |
| FSA | <i>Fixed Spectrum Access</i> |
| IEEE | <i>Institute of Electrical and Electronic Engineers</i> |
| ISM | <i>Industrial, Scientific, Medical</i> |
| ITU | <i>International Telecommunication Union</i> |
| MAC | <i>Media Access Control</i> |
| MGF | <i>Moment Generating Function</i> |
| MIMO | <i>Multiple Input Multiple Output</i> |
| MISO | <i>Multiple Input Single Output</i> |
| ML | <i>Maximum Likelihood</i> |
| MRC | <i>Maximum Ratio Combining</i> |
| M2M | <i>Machine-to-Machine</i> |
| OFCOM | <i>Office of Communications</i> |
| OFDM | <i>Orthogonal Frequency-Division Multiplexing</i> |
| OFDMA | <i>Orthogonal Frequency-Division Multiple Access</i> |
| OSA | <i>Opportunistic Spectrum Access</i> |
| OSTBC | <i>Orthogonal Space Time Block Codes</i> |
| PDF | <i>Probability Density Function</i> |

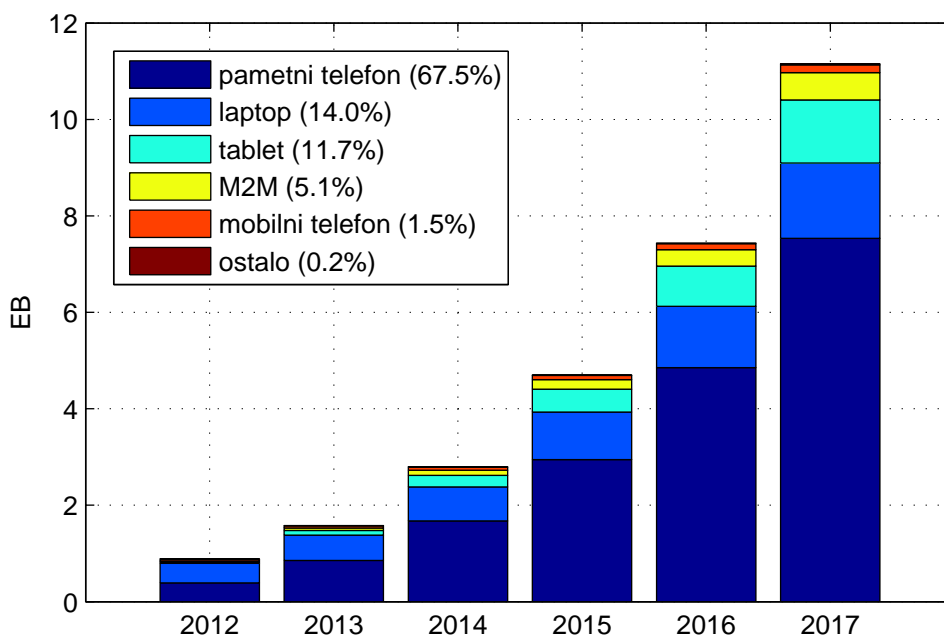
| | |
|------|--|
| PSD | <i>Power Spectral Density</i> |
| PSK | <i>Phase Shift Keying</i> |
| QAM | <i>Quadrature Amplitude Modulation</i> |
| SDR | <i>Software Defined Radio</i> |
| SER | <i>Symbol Error Rate</i> |
| SISO | <i>Single Input Single Output</i> |
| SNR | <i>Signal to Noise Ratio</i> |
| TAS | <i>Transmit Antenna Selection</i> |
| UHF | <i>Ultra High Frequency</i> |
| UWB | <i>Ultra Wide Band</i> |
| VHF | <i>Very High Frequency</i> |
| WLAN | <i>Wireless Local Area Network</i> |
| WPAN | <i>Wireless Personal Area Network</i> |

1. Uvod

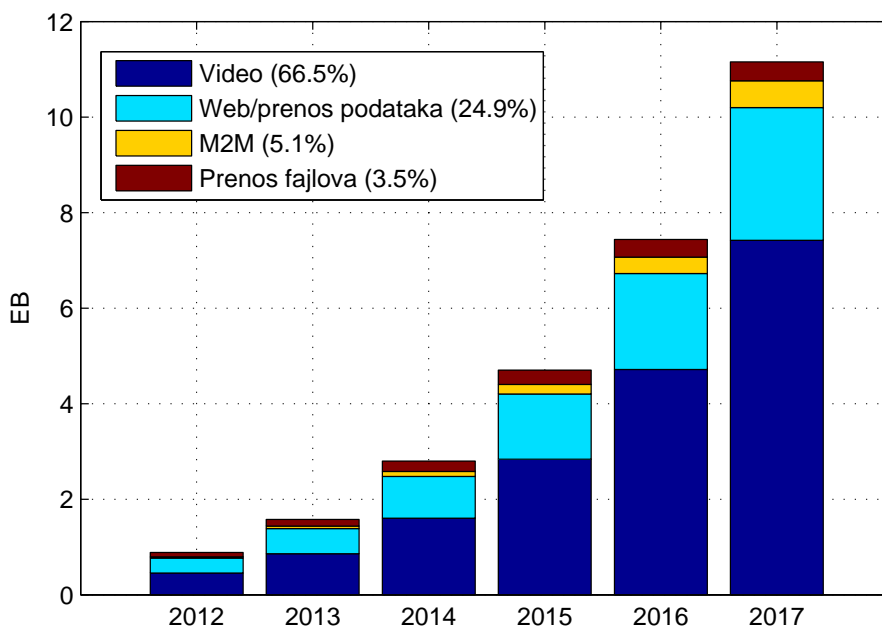
Bežične telekomunikacione tehnologije su doživele impresivan razvoj u poslednjih nekoliko decenija i može se reći da je ovakav napredak imao značajan uticaj na mnoge aspekte modernog društva. Pogodnosti korišćenja mobilnih personalnih uređaja dovele su do povećanja broja korisnika, kao i do zahteva za dostupnim raznovrsnim servisima, koji podrazumevaju prenos multimedijalnih sadržaja sa visokim protokom podataka. Globalni mesečni saobraćaj ostvaren korišćenjem mobilnih uređaja porastao je sa 520PB (petabajta) u toku 2011. godine na 885PB u toku 2012. godine, odnosno ostvario je rast od 70%. S druge strane, globalni saobraćaj ostvaren korišćenjem mobilnih mreža u toku 2012. godine je dvanaest puta veći od celokupnog Internet saobraćaja u toku 2000. godine, kada je prosečno iznosio 75PB mesečno. Dalje, brzine prenosa u pristupnom delu mobilnih mreža su udvostručene u toku 2012. godine, sa prosečnih 258kb/s u 2011. godini na 526kb/s u 2012. godini [1].

Može se očekivati da će zahtevi modernog društva, razvoj tehnologije i mobilnog Internet pristupa uticati i na dalje povećanje broja korisnika i brzina prenosa u bežičnim telekomunikacijama. Neka predviđanja ukazuju da će kraja 2017. godine postojati 1.4 mobilnih uređaja po stanovniku, dok će se brzine prenosa u mobilnim mrežama povećati čak sedam puta, pa će prosečna brzina iznositi 3.9Mb/s do 2017. godine.

Predikcija rasta količine prenetih podataka u mobilnim bežičnim mrežama prikazana je na Slici 1.1 i 1.2 u egzabajtima (EB), sa raspodelom u zavisnosti od korišćenih uređaja i tipa sadržaja, respektivno. Sve veći broj inteligentnih bežičnih uređaja visokih mogućnosti jedan je od primarnih razloga porasta saobraćaja. Udeo saobraćaja generisanog sa laptopova ima trend opadanja, dok sve veći udeo zauzimaju tzv. pametni telefoni, tableti i M2M (*machine-to-machine*) uređaji. Takođe, sa Slike 1.2 može se uočiti trend dominantnog udela video sadržaja u ukupnom saobraćaju.



Slika 1.1 – Predviđanja porasta ukupnog saobraćaja i raspodela po tipu uređaja u mobilnim mrežama u periodu 2012-2017. godine; legenda za 2017. godinu [1].



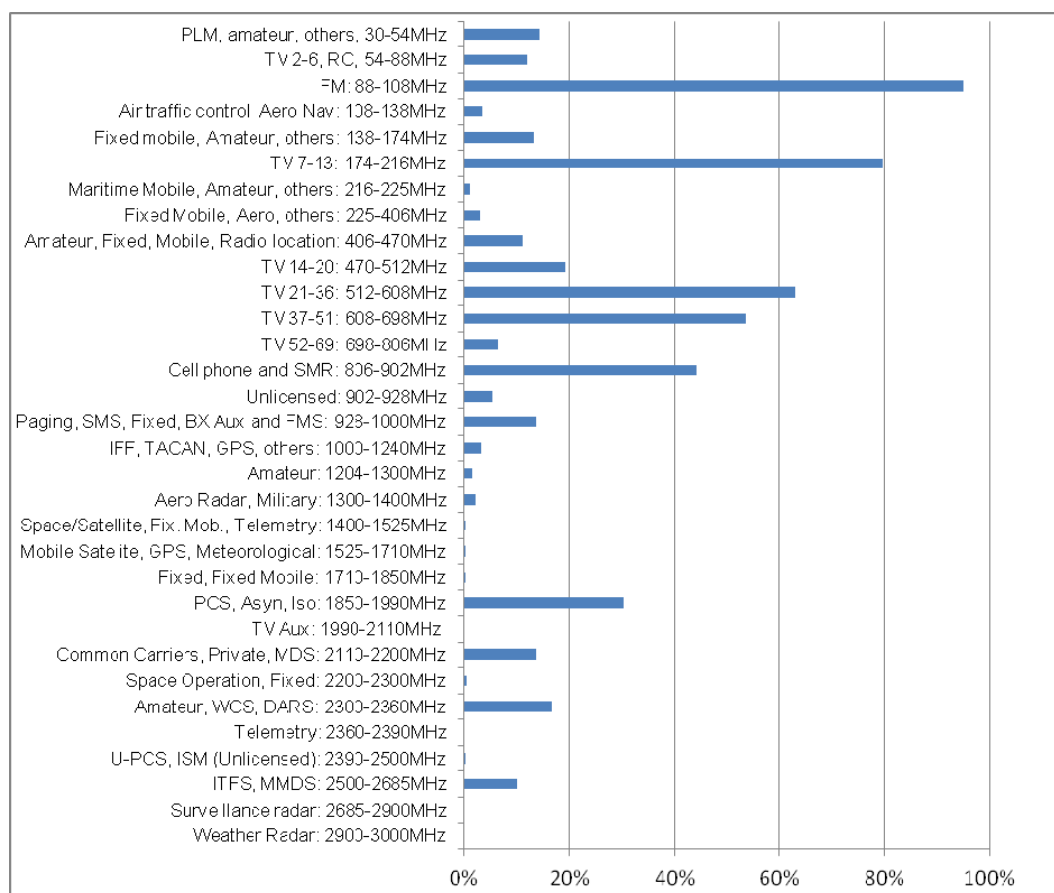
Slika 1.2 – Predviđanja porasta ukupnog saobraćaja i raspodela po tipu sadržaja u mobilnim mrežama u periodu 2012-2017. godine; legenda za 2017. godinu [1].

Za prenos signala u bežičnim telekomunikacionim sistemima potrebni su slobodni frekvencijski opsezi koji predstavljaju ograničen prirodni resurs. Raspodela ovih resursa vrši se u skladu sa postojećom regulativom koju kontrolišu odgovarajuća regulatorna tela. Uobičajen, konzervativan način raspodele resursa podrazumeva dodelu tačno definisanog frekvencijskog opsega i transmisionih parametara, pri čemu se ekskluzivni korisnik kome je spektar dodeljen naziva licenciranim korisnikom tog opsega. Ovakav pristup spektru poznat je i pod nazivom fiksni pristup spektru (FSA, *Fixed Spectrum Access*). U ovom konceptu samo licencirani korisnici imaju pravo korišćenja dodeljenih opsega, pa se interferencija između korisnika i kvalitet servisa mogu u potpunosti kontrolisati. Korisnici koji nemaju licencu za ovaj opseg frekvencija ne smeju ga koristiti bez obzira na trenutnu zauzetost posmatranog dela spektra.

Postoje i određeni delovi opsega koji su otvoreni za korišćenje bez posebne licence, pri čemu se međusobna interferencija korisnika pri zajedničkom korišćenju spektra kontrolišu odgovarajućim mehanizmima pristupa i ograničenjem emisione snage. Ovakav pristup raspodeli spektra bio je pokretač za izuzetan razvoj i napredak servisa koji koriste ove opsege (na primer, opseg na 2.4GHz koriste bežične mreže, *Bluetooth*, bežični telefoni). Razvoj ovih servisa doveo je i do visokog stepena iskorišćenja ovih opsega, ali kasnije i problema sa njihovom prezauzetošću i kontrolom interferencije u oblastima pokrivanja.

Zbog sve zahtevnijeg tržišta bežičnih telekomunikacija i široko zastupljenog verovanja da postoji problem po pitanju slobodnih frekvencijskih opsega, regulatorno telo u Sjedinjenim Američkim državama FCC (*Federal Communications Commission*) je 2002. godine sproveo opsežna istraživanja u cilju poboljšanja korišćenja elektromagnetskog dela spektra, čiji rezultat i preporuke su izdate u dokumentu [2]. Jedan od glavnih zaključaka je da je u mnogim opsezima način pristupa spektru znatno veći problem od samog nedostatka fizičkih resursa. Naime, sprovedena merenja su pokazala da su sa izuzetkom određenih opsega gde je iskorišćenost zadovoljavajuća (npr. opsezi dodeljeni ćelijskim sistemima), mnogi delovi spektra neznatno ili slabo korišćeni tokom značajnih vremenskih perioda. Varijacije u iskorišćenosti spektra menjaju se sa geografskom lokacijom i vremenom i kreću se od 15% do 85% [3].

Rezultati merenja sprovedeni u Berkliju u Kaliforniji [4], ukazuju da tipična zauzetost u opsegu do 3GHz iznosi 30%, odnosno, čak 0.5% u opsegu od 3GHz do 6GHz. Merne kampanje koje je sprovedla privatna kompanija [5], idu u prilog tvrdnji o nedovoljnom iskorišćenju opsega nižih od 3GHz. Na Slici 1.3. prikazani su rezultati merenja u gustom urbanoj oblasti u blizini grada Washington D.C. Sprovedena merenja u drugim regionima pokazala su slične rezultate. Prosečna zauzetost spektra na različitim lokacijama u Francuskoj i Češkoj sa različitim gustinama naseljenosti u okruženju kreće od 6.5% do 10.7% u opsegu od 400MHz do 3GHz [6]. Merenja u Singapuru pokazala su da sa izuzetkom određenog dela opsega za širokodifuzni prenos i ćelijsku mobilnu telefoniju svi kanali veoma slabo iskorišćeni sa prosekom od 4.54% u opsegu frekvencija od 80MHz do 5850MHz [7]. U sprovedenim merenjima, smanjena aktivnost je zabeležena čak i u nelicenciranim ISM (*Industrial, Scientific, Medical*) opsezima, što ukazuje na nedovoljnu primenu tehnologija koje povećavaju oblast pokrivenosti i ponovno korišćenje frekvencije na različitim lokacijama [6], [7].



Slika 1.3 – Zauzetost opsega na jednoj mernoj lokaciji [5].

Dalje, u [8] je na osnovu sprovedenih merenja ukazano i na razliku u zauzetosti spektra u otvorenom spoljašnjem i u unutrašnjem okruženju (kancelarija u zgradi). Iz Tabele 1.1 može se uočiti da je zauzetost spektra veća na nižim učestanostima na obe posmatrane lokacije, posebno na učestanostima nižim od 1GHz. Takođe, zauzetost spektra izmerena u unutrašnjem okruženju je znatno nižih vrednosti. Uzrok ovog rezultata može biti pozicija bežičnih predajnika i propagaciono slabljenje pri prelasku signala u unutrašnje okruženje. Zato manja zauzetost u ovom slučaju ne znači i više potencijalnih slobodnih opsega za prenos ukoliko se celokupna komunikacija ne obavlja u unutrašnjem okruženju.

Tabela 1.1 – Prosečna zauzetost spektra (u %) na lokacijama u spoljašnjem okruženju (Lokacija 1) i u unutrašnjem okruženju (Lokacija 2) [8].

| f [MHz] | Lokacija 1 | Lokacija 2 | Lokacija 1 | Lokacija 2 | Lokacija 1 | Lokacija 2 |
|-----------|------------|------------|------------|------------|------------|------------|
| 75-1000 | 42.00 | 33.70 | 31.02 | 21.54 | 17.78 | 12.10 |
| 1000-2000 | 13.30 | 1.94 | | | | |
| 2000-3000 | 3.73 | 1.63 | 2.75 | 1.39 | | |
| 3000-4000 | 4.01 | 1.44 | | | | |
| 4000-5000 | 1.63 | 1.09 | | | | |
| 5000-6000 | 1.98 | 1.34 | | | | |
| 6000-7075 | 1.78 | 1.38 | | | | |

Zaključak sprovedenih analiza i merenja je da u mnogim opsezima nefleksibilan i konzervativan način pristupa spektru predstavlja znatno veći problem od samog fizičkog nedostatka slobodnih resursa. Iz tog razloga je potrebno da se i način upravljanja spektrom promeni ka fleksibilnijim regulatornim modelima, koji bi omogućili dinamičko dodeljivanje spektra u skladu sa potrebama korisnika u odgovarajućem trenutku i na datoj lokaciji. Kako budući zahtevi i raspodela opterećenja u raznim delovima opsega ne mogu da budu u potpunosti predvidivi, veoma je značajna fleksibilnost u pristupu dodele spektra. Detaljna analiza različitih načina zajedničkog korišćenja spektra i reformi potrebnih za njihovu primenu dati su u [9].

U literaturi su predloženi razni načini dinamičkog pristupa spektru, među kojima se mogu izdvojiti tri glavne kategorije: otvoreni pristup spektru (engl. *open access*,

spectrum commons), dinamičko ekskluzivno korišćenje spektra i hijerarhijski pristup spektru [10]. Otvoreno korišćenje spektra motivisano je uspehom bežičnih servisa u nelicenciranom ISM opsegu. U konceptu dinamičnog ekskluzivnog korišćenja spektra licencirani delovi opsega se dodeljuju za ekskluzivno korišćenje, pri čemu je cilj da se unosom određene fleksibilnosti poveća spektralna efikasnost. Treći model predstavlja hijerarhijsku strukturu sa primarnim (licenciranim korisnicima spektra) i sekundarnim korisnicima. Ovaj koncept je po nekim mišljenjima [10] najjednostavnije uskladiti sa trenutnim pravilima za upravljanje spektrom i biće detaljno opisan u jednom od narednih odeljaka. Pod ovim pojmom se u nekim radovima podrazumeva dinamički pristup spektru [11] ili kognitivni pristup spektru [12], pa će poslednji naziv biti zadržan u nastavku rada.

Na kraju, važno je naglasiti da iako dinamički pristup spektru predstavlja važan aspekt kognitivnog radija, sam kognitivni radio predstavlja znatno širi pojam koji obuhvata razne aspekte komunikacionog sistema [10].

1.1 Kognitivni radio

Kognitivni radio je ključna tehnologija koja omogućava promenu u dosadašnjem načinu korišćenja spektra, povećavanje efikasnosti i pouzdanosti korišćenja spektralnih resursa. Kognitivni radio je prvi predložio Mitola u svom radu [13], [14], pri čemu se pod ovim pojmom podrazumeva inteligentni radio sa mogućnošću učenja iz radio-okruženja, samostalnog zaključivanja i rekonfiguracije, nastao na platformi softverski definisanog radija (SDR, *Software Defined Radio*). Razni autori dali su i drugačije definicije kognitivnog radija, kojima su najznačajnije zajedničke karakteristike rekonfigurabilnost i određeni stepen inteligentnog adaptivnog ponašanja.

Haykin je u svom značajnom radu [15] definisao kognitivni radio kao inteligentni bežični komunikacioni sistem koji je svestan svog radio-okruženja, uči iz njega i u realnom vremenu vrši adaptivno prilagođavanje svojih stanja promenom raznih parametara (npr. transmisiona snaga, učestanost nosioca, tip modulacije), sa ciljem da ostvari efikasno korišćenje spektra i pouzdanu komunikaciju na bilo kojem mestu i u bilo koje vreme. U izveštaju [16] kognitivni radio je definisan kao radio koji menja

transmisionne parametre na osnovu interakcije sa okruženjem u kojem radi. U radu [17] istaknuto je da sa aspekta teorije informacija kognitivnu mrežu definiše dostupnost i korišćenje informacije o mreži. Po definiciji iznetoj u istom radu, kognitivni radio je bežični komunikacioni sistem koji inteligentno koristi dostupnu informaciju o aktivnosti, stanju u kanalima, kodnim knjigama (engl. *codebook*) i porukama drugih korisnika sa kojima zajednički koristi spektar. Napokon, međunarodno udruženje ITU (*International Telecommunication Union*) definiše kognitivni radio kao radio-sistem koji koristi tehnologiju koja omogućava sistemu poznavanje operativnog i geografskog okruženja, važeće procedure i sopstveno stanje; i u skladu sa tim znanjem dinamički i autonomno prilagođava operativne parametre i protokole da bi postigao zadate ciljeve i naučio iz ostvarenih rezultata [18].

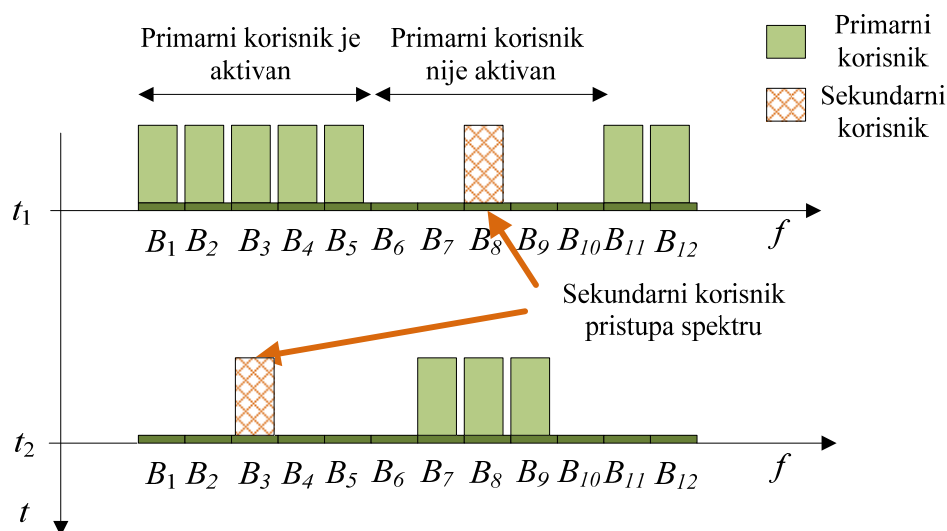
Potrebno je napomenuti da po [13], SDR predstavlja idealnu platformu za realizaciju kognitivnog radija. Poznato je da SDR predstavlja radio platformu čije su funkcije kontrolisane ili implementirane softverskim putem. Detaljan pregled razvoja SDR i kognitivnog radija dat je u [19, poglavlje 3]. Važno je naglasiti razliku da iako i SDR i kognitivni radio imaju mogućnost rekonfiguracije, ona se u prvom slučaju radi na zahtev korisnika. Nasuprot tome, kognitivni radio je svestan svog okruženja, osluškuje i ima sposobnost prilagođenja i rekonfiguracije sopstvenih parametra u skladu sa informacijama dobijenim od spoljnog radio-okruženja bez znanja samog korisnika [19, odeljak 1.3]. U izveštaju koji je izdao FCC [16] naglašava se da iako se predviđa da će kognitivni radio u najvećem broju slučajeva biti izgrađen na SDR platformi, primena SDR-a ne predstavlja direktan zahtev pri dizajnu kognitivnog radija.

1.2 Koncepti kognitivnog pristupa spektru

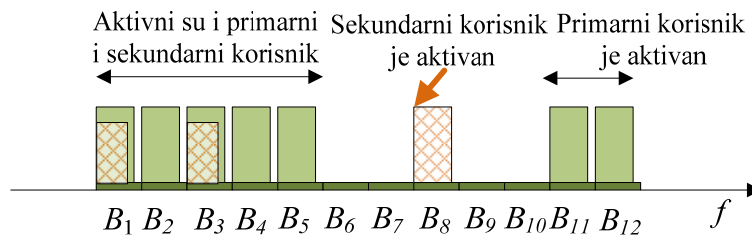
Osnovna ideja kognitivnog (hijerarhijskog) pristupa spektru je da kognitivni (sekundarni) korisnik može da koristi deo opsega koji je dodeljen primarnom (licenciranom) korisniku, sve dok ne stvara štetnu interferenciju primarnom korisniku spektra. Primarni korisnik pri tome nema ekskluzivno pravo korišćenja, već samo prioritet pri korišćenju određenog dela spektra.

Razni načini korišćenja spektra postavljaju i različite zahteve po pitanju kognitivnih sposobnosti sekundarnog (kognitivnog) korisnika. Na osnovu informacija koje dobijaju iz spoljnog okruženja i na osnovu kojih se vrši prilagođenje kognitivnog korisnika konkretnom okruženju, mogu se razlikovati tri različita koncepta kognitivnog radija: *interweave* (engl.), *overlay* (engl.) i *underlay* (engl.), koji su ilustrovani na Slikama 1.4-1.6, respektivno.

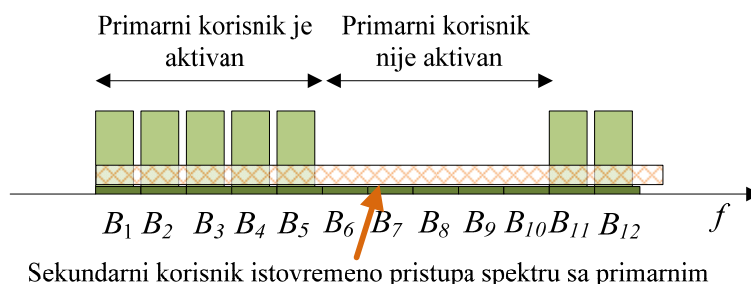
Prvi koncept podrazumeva da kognitivni korisnik pretražuje spektar i oportunistički pristupa tzv. spektralnim šupljinama (engl. *spectrum holes*), odnosno slobodnom opsegu frekvencija koji primarni korisnik trenutno ne koristi. U drugom konceptu kognitivni korisnik istovremeno komunicira sa licenciranim korisnikom, koristeći odgovarajuće tehnike kodiranja i informacije o parametrima rada primarnog predajnika i prijemnika, sa ciljem da pomogne prenos primarnog korisnika i zauzvrat u istom opsegu učestanosti ostvari komunikaciju na sekundarnom linku. Kognitivni korisnik u trećem konceptu vrši prenos signala istovremeno sa primarnim korisnikom u celom opsegu učestanosti, pri čemu se garantuje da je interferencija koju stvara na mestu primarnog prijemnika ispod unapred definisanog praga. U narednom delu svakom od navedenih koncepata biće posvećena posebna pažnja.



Slika 1.4 – Ilustracija oportunističkog pristupa spektru (*interweave*) [11].



Slika 1.5 – Ilustracija kooperativnog pristupa spektru (overlay) [11].

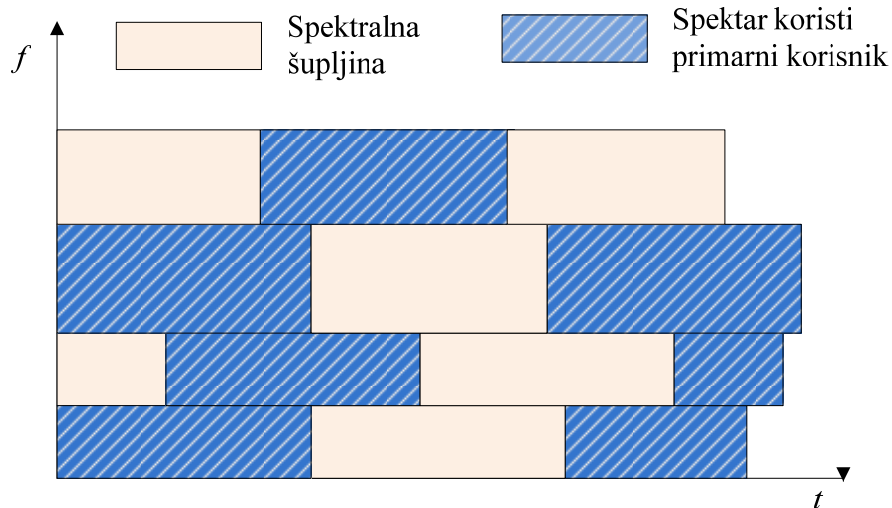


Slika 1.6 – Ilustracija pristupa spektru sa kontrolisanim nivoom interferencije (underlay) [11].

1.2.1 Oportunistički pristup spektru

Koncept oportunističkog pristupa spektru (OSA, *Opportunistic Spectrum Access*) prvi put je predložio Mitola pod nazivom *spectrum pooling* i jedna je od osnovnih ideja koje su pokrenule ideju kognitivnog radija [14]. Termin OSA je kasnije uveden u okviru XG programa (*Next Generation Communication Program*) [12]. U literaturi je ovaj pristup poznat kao *spectrum interweave* [11], [17], [20] dok u u nekim radovima ovakvom konceptu odgovara termin *overlay* [4], [10], [21], [22].

Oportunistički pristup spektru korišćenjem tzv. "spektralnih šupljina" bio je originalna motivacija za razvoj kognitivnog radija. Spektralne šupljine predstavljaju opseg frekvencija dodeljen primarnom korisniku koji se u datom periodu vremena i na datoj lokaciji ne koriste za prenos signala [15], [23]. Dakle, one se menjaju u vremenu i prostoru, pa kognitivni korisnik može da prepozna njihovo postojanje, i oportunističkim pristupom povećava iskorišćenost spektralnih resursa. Na Slici 1.7 ilustrovana je pojava spektralnih šupljina u toku vremena na jednoj lokaciji i na različitim učestanostima.



Slika 1.7 – Ilustracija spektralnih šupljina na jednoj lokaciji u konceptu oportunističkog pristupa spektru [12].

Detekcija spektralnih šupljina može se izvršiti na više načina: primenom tzv. tehnike osluškivanja spektra (*engl. spectrum sensing*), korišćenjem geolokacijske baze podataka koja sadrži podatke o aktivnosti primarnog korisnika ili primenom zasebnog kanala sa bikon (*engl. beacon*) signalom kojim se širokodifuzno emituje informacija o zauzetosti kanala primarnog korisnika. Iako je u ranijim analizama prednost bila data tehnikama osluškivanja spektra [24], u sadašnjem procesu standardizacije, primena geolokacijskih baza podataka ima određenu prednost [25].

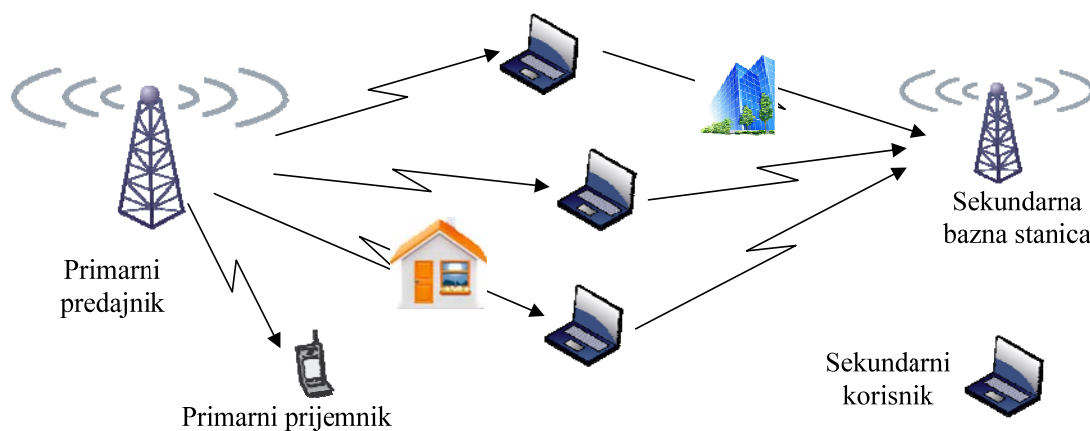
Tehnika osluškivanja spektra je kompleksna tehnika koja je od suštinskog značaja za oportunistički pristup spektru. Kognitivni (sekundarni) korisnik periodično osluškuje spektar, da bi utvrdio da li postoji aktivnost primarnog korisnika i odredio podopseg koji je slobodan za prenos signala. Kada detektuje slobodan podopseg frekvencija, sekundarni korisnik konfigurise parametre prenosa tako da omogući prenos signala u slobodnom opsegu. U toku prenosa signala vrši se monitoring spektra i kada primarni korisnik ponovo postane aktivan, sekundarni korisnik detektuje njegovo prisustvo i prestaje sa emitovanjem svog signala u datom opsegu. Primena ove tehnike zahteva kompromis između zaštite primarnog korisnika i ostvarivih kapaciteta sekundarnog korisnika [26]. Sekundarni korisnik periodično osluškuje opseg koji koristi za prenos, pri čemu između perioda osluškivanja može doći do interferencije sa primarnim signalom, odnosno primarni korisnik može ponovo pristupiti spektru, a da sekundarni korisnik još uvek nema tu informaciju. Povećanjem dužine trajanja osluškivanja

povećava se verovatnoća detekcije primarnog korisnika spektra (za istu verovatnoću lažnog alarma), ali se i smanjuje vreme koje sekundarni korisnik ima na raspolaganju za prenos signala.

Većina postojećih šema za osluškivanje spektra i detekciju spektralnih šupljina bazira se na utvrđivanju prisustva primarnog predajnika [12], pri čemu se kao osnovne tehnike mogu navesti: detekcija primenom podešenog filtra, detektor energije, detekcija karakteristika (*feature detection*). Pregled većeg broja tehnika osluškivanja spektra dat je u radovima [12], [27], [28].

Performanse opisanih lokalnih tehnika osluškivanja spektra ograničene su inherentnim osobinama bežičnog kanala, kao što su dejstvo šuma, efekat višestruke propagacije, efekat senke, itd. Nivo signala primarnog predajnika može biti značajno oslabljen pod uticajem fedinga ili efekta senke u kanalu, što može dovesti do propuštene detekcije primarnog korisnika i pojave interferencije. Kooperativne tehnike osluškivanja predstavljaju potencijalno rešenje opisanih problema.

U takvom konceptu, grupa sekundarnih korisnika nezavisno vrši lokalno osluškivanje spektra i prikuplja podatke o prisutnosti primarnog korisnika, nakon čega se kooperativno odlučuje da li je u određenom kanalu detektovana aktivnost primarnog korisnika. Sekundarni korisnici na različitim lokacijama primaju signale različitog nivoa, pa se očekuje povećana verovatnoća detekcije primarnog korisnika. Pregled načina kooperacije i izazova koji se postavljaju pri dizajnu kooperativnog sistema za osluškivanje spektra izložen je u radovima [29], [30].



Slika 1.8 – Kooperativno osluškivanje spektra [21].

Posebna pažnja je posvećena odabiru tehnologije za primenu na fizičkom sloju kognitivnog radio-sistema. Kako je jedna od glavnih karakteristika kognitivnog radija mogućnost dinamičkog prilagođenja propagacionom okruženju, OFDM (*Orthogonal Frequency-Division Multiplexing*) tehnologija se zbog svoje fleksibilnosti i mogućnosti adaptacije smatra ozbiljnim kandidatom [31], [32]. Ukoliko i primarni i sekundarni sistem koriste OFDM, sekundarni korisnik može da koristi podkanale koje ne koristi primarni korisnik, pri čemu je osluškivanje spektra u cilju određivanja aktivnosti olakšano inherentnim karakteristikama OFDM signala [33]. OFDM sistem ima mogućnost prilagođenja zahtevanom obliku spektralne maske i dozvoljenom nivou signala, dok se interferencija ka primarnom korisniku može smanjiti gašenjem (*nulling*) podnosilaca koji su najbliži opsegu koji koristi primarni korisnik [31].

Raspodela snage po podnosiocima u kognitivnom OFDM radio-sistemu takođe predstavlja poseban izazov. Naime, u klasičnim OFDM sistemima raspodela snage po podkanalima vrši se u skladu sa pojačanjem snage na svakom od njih. Optimalna raspodela snaga kojom se maksimizira kapacitet za datu predajnu snagu je određen tzv. *waterfilling* (engl.) algoritmom, gde se više snage dodeljuje podnosiocima sa većom vrednošću pojačanja. Međutim, u kognitivnim OFDM sistemima situacija je znatno složenija jer u susednim opsezima koegzistiraju primarni i sekundarni korisnici spektra koji uzajamno stvaraju interferenciju. Primera radi, FCC zahteva da gornja granica ove neželjene emisije izražena u ACLR (*Adjacent Channel power Leakage Ratio*) bude -72.8dB [25]. Kako količina interferencije koju sekundarni korisnik stvara primarnom korisniku zavisi od jačine snage na određenom podnosiocu i međusobnog rastojanja podkanala koje koriste primarni i sekundarni korisnik, sa aspekta smanjenja interferencije, od interesa je da oni budu što više razmaknuti [34]. U radu [34] analizirani su algoritmi za optimalnu i podoptimalnu raspodelu snage po podnosiocima, pod uslovom ograničene ukupne snage interferencije u opsegu primarnog korisnika.

Istraživanja kognitivnih radio-sistema sa oportunističkim pristupom spektru prate i brojne aktivnosti po pitanju standardizacije i regulative, bez čijeg definisanja nije moguća implementacija i praktičan rad ovih sistema. Kao što je već spomenuto FCC je jedan od glavnih pokretača razvoja kognitivnog radija. Nakon što je 2008. godine dozvoljen rad nelicenciranih korisnika u neiskorišćenim TV opsezima u SAD, pokrenute su brojne aktivnosti u industriji i naučno-istraživačkim institucijama.

Kako tehnike osluškivanja spektra još uvek nisu dovoljno razvijene da bi bili ispunjeni visoki zahtevi zaštite primarnog korisnika, kognitivni sistemi se za određivanje kanala slobodnih za komunikaciju sekundarnih korisnika u najvećoj meri oslanjaju na geolokacijske baze podataka. Ipak, stav FCC tela je da očekuju da će doći do unapređenja tehnika osluškivanja spektra i da će one u većoj meri naći primenu u kognitivnim sistemima u TV opsegu [25].

Nacionalno regulatorno telo OFCOM (*Office of Communications*) u Velikoj Britaniji, takođe razmatra prevashodno primenu geolokacijske baze podataka, a zahtevi za nivo osetljivosti pri primeni tehnika osluškivanja spektra su strožiji u odnosu na zahteve u SAD. U Evropi CEPT (*European Conference of Postal and Telecommunications Administrations*) radi na pravilima za rad kognitivnih sistema u opsegu 470-790MHz.

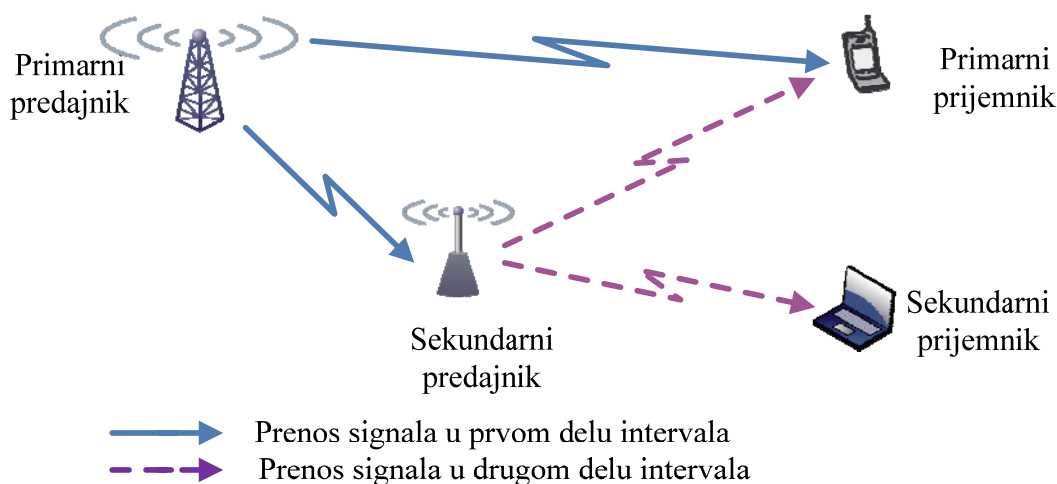
Međunarodno udruženje IEEE (*Institute of Electrical and Electronic Engineers*) je veoma aktivno po pitanju stvaranja adekvatnog okruženja za razvoj kognitivnog radija. IEEE 802.11af radna grupa radi na definisanju standarda za primenu tehnologije kognitivnog radija za prenos signala u bežičnim lokalnim mrežama (WLAN, *Wireless Local Area Network*) korišćenjem slobodnih TV opsega. IEEE DySPAN-SC (*Dynamic Spectrum Access Networks- Standards Committee*) bavi se kognitivnim sistemima i mrežama baziranim na dinamičkom pristupu spektru sa ciljem poboljšanog načina korišćenja spektra. Sastoji se od radnih grupa IEEE 1900.1-7 koje su zadužene za brojne aspekte dinamičkog pristupa spektru i kognitivnog radija [35].

Standardom IEEE 802.22 predviđen je rad bežičnih regionalnih mreža (WRAN, *Wireless Regional Area Network*) u određenim TV opsezima (između 54MHz i 862MHz). Podržana je funkcija geolokacijskog poznavanja kao i interfejs ka bazi podataka primarnog korisnika spektra [36]. Takođe, potrebno je pomenuti standard ECMA-392, kojim je specificiran rad bežičnih uređaja na fizičkom i na MAC (*Media Access Control*) sloju u slobodnim TV opsezima [37].

1.2.2 Istovremeni pristup spektru sa kooperacijom sekundarnog i primarnog korisnika

Kooperativni (*overlay*) zajednički pristup spektru podrazumeva istovremeni prenos signala sekundarnog i primarnog korisnika, pri čemu oni međusobno komuniciraju [38], [39]. Razmenom informacija o stanju u kanalu i primenom odgovarajućih sofisticiranih kodnih tehnika, omogućava se prenos signala sekundarnog korisnika. Sekundarni predajnik šalje poruke sekundarnom prijemniku i istovremeno pomaže prenos signala na primarnom linku, čime poništava (kompenzuje) interferenciju koju stvara na mestu primarnog prijemnika. U radu [20] je pokazano da se na ovaj način može ostvariti poboljšanje protoka na sekundarnom linku, u odnosu na primenu konzervativnijeg oportunističkog pristupa spektru, ali da to poboljšanje opada sa povećanjem rastojanja primarnog i sekundarnog predajnika.

Neki primeri konkretnih šema koje se mogu koristiti na ovakav način pristupa date su u [40], [41]. U radu [41] je razmatrana šema u kojoj primarni korisnik iznajmljuje deo svog vremena sekundarnom korisniku, dok sekundarni korisnik u zamenu služi kao kooperativni relej za prenos signala primarnog korisnika. Pokazano je da primenom ovakve šeme i primarni i sekundarni korisnik ostvaruju poboljšanje u odnosu na klasičnu nekooperativnu šemu sa istovremenim pristupom spektru. Primer kooperativne šeme sa istovremenim pristupom spektru prikazan je na Slici 1.9.



Slika 1.9 – Primer kooperativne šeme sa istovremenim pristupom spektru.

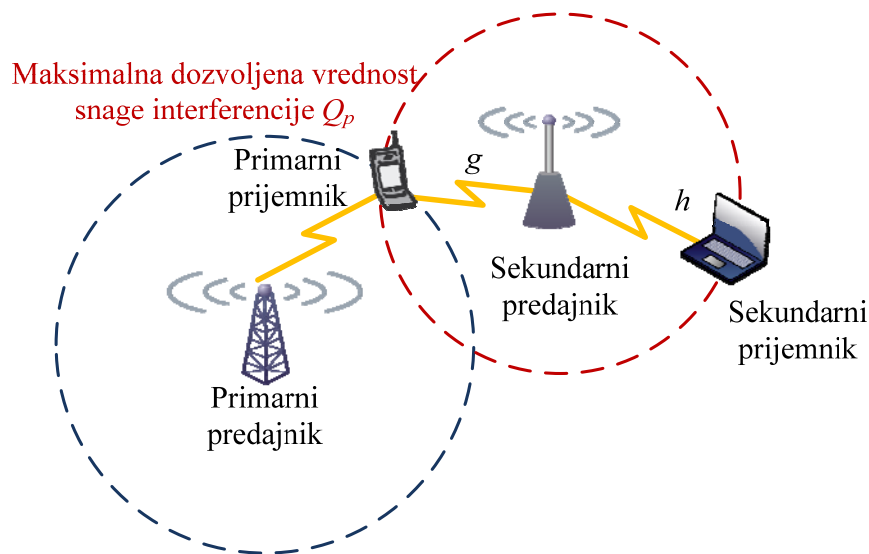
Na kraju, kooperativni pristup pruža jasnu motivaciju primarnom korisniku da dozvoli sekundarnom korisniku da koristi određeni deo spektra za prenos signala. Zbog toga postoje mišljenja da kooperativni pristup korišćenja spektra ima znatno veći potencijal od (za sada) znatno zastupljenijeg i konzervativnijeg oportunističkog pristupa spektru [11]. Ipak, potrebno je naglasiti da ovakav način pristupa podrazumeva znatno veću kompleksnost same kognitivne mreže, kao i poznavanje veće količine informacija o radu primarnog korisnika u odnosu na oportunistički pristup spektru.

1.2.3 Istovremeni pristup spektru sa kontrolisanim nivoom interferencije

Koncept pristupa spektru sa kontrolisanim nivoom interferencije (*underlay*) podrazumeva primenu tehnika kojima se omogućava da sekundarni korisnik pristupa određenom opsegu frekvencija istovremeno sa primarnim korisnikom, pod uslovom da primarni korisnik može da toleriše određeni nivo interferencije sekundarnog korisnika koja je na taj način generisana. Drugim rečima, primarni korisnik postavlja uslov maksimalnog dozvoljenog nivoa interferencije Q_p na mestu primarnog prijemnika, koji u svakom trenutku mora da bude ispunjen. Model kognitivnog radio-sistema sa istovremenim pristupom spektru i kontrolisanim nivoom interferencije ilustrovan je na Slici 1.10.

Osnovna prednost ovakvog načina pristupa je u tome što sekundarni korisnik ne mora da analizira aktivnost primarnog korisnika, već emitovanje signala može se vrši u svakom trenutku. Ipak, da bi bio ispunjen uslov ograničenja interferencije potrebno je izvršiti adaptaciju emisione snage sekundarnog predajnika u skladu sa informacijom o stanju u kanalu od sekundarnog predajnika do primarnog prijemnika, odnosno od sekundarnog predajnika do sekundarnog prijemnika.

Opisani način korišćenja spektra motivisan je preporukom FCC, da se uvede korišćenje nove metrike, tzv. "temperature interferencije", kojom se meri interferencija koju sekundarni korisnik stvara na mestu primarnog prijemnika. Motivacija za uvođenje ove metrike i njen detaljan opis dati su u [42].



Slika 1.10 – Model kognitivnog radio-sistema sa istovremenim pristupom spektru i kontrolisanim nivoom interferencije [43].

Prvobitno su za ostvarivanje istovremenog pristupa spektru prevashodno razmatrani sistemi proširenog spektra [17], [44] i sistemi bazirani na UWB (*Ultra Wide Band*) tehnologiji [4], [22], [45] kod kojih se kognitivni signal prenosi u širokom opsegu učestanosti pri čemu je nivo signala ispod nivoa šuma. Ova ideja je motivisana i odobrenjem FCC komisije u SAD za nelicencirani rad UWB kognitivnih mreža u veoma malo iskorišćenom opsegu 3-10GHz [46].

Međutim u novije vreme, u literaturi postoji sve veći broj radova u kojima se predlaže primena OFDM tehnologije u kognitivnim sistemima sa kontrolisanim nivoom interferencije. OFDM sistem u kojem sekundarni korisnik pristupa spektru licenciranog korisnika bez primene osluškivanja spektra (informacija o zauzetosti podnosioca), ali je rad primarnog korisnika u svakom od podopsega ograničen dozvoljenim pragom interferencije analiziran je u [47]. U radu [48] analiziran je kognitivni radio-sistem sa kontrolisanim nivoom interferencije (*underlay*), u kojem sekundarni sistem istovremeno koristi podnosiocima sa primarnim sistemom na bazi OFDMA (*Orthogonal Frequency-Division Multiple Access*) pristupa. Razmatran je sistem u kojem je svaki od primarnih korisnika zaštićen maksimalnom dozvoljenom vrednošću smanjenja protoka usled aktivnosti sekundarnog korisnika, kao i primena hibridne šeme sa kombinovanim

kriterijumom ograničenja nivoa interferencije i kriterijumom maksimalnog dozvoljenog smanjenja protoka. U radu [49] je analizirana raspodela snage po podnosiocima OFDM sistema, kojom se maksimizira ukupan protok sekundarnog korisnika pod određenim garancijama zaštite primarnog korisnika. Raspodela snage u OFDM sistemu sa kontrolisanim nivoom interferencije razmatrana je u [50], za uslove ograničenja vršne ili prosečne snage interferencije i slučajeve kada je dostupna savršena, odnosno kada je dostupna samo parcijalna informacija o pojačanju kanala na linku ka primarnom korisniku.

Može se primetiti da oportunistički pristup spektru ne dozvoljava prenos signala za vreme dok primarni korisnik pristupa spektralnim resursima, pa ne iskorišćava potencijalnu mogućnost prenosa sa određenim dozvoljenim nivoom interferencije. S druge strane, u istovremenom pristupu spektru sa kontrolisanim nivoom interferencije, ne koriste se u potpunosti mogućnosti prenosa u intervalima kada licencirani korisnik nije aktivan. Navedeni razlozi su motivacija za kombinovano korišćenje tehnika oportunističkog pristupa spektru i istovremenog pristupa sa kontrolisanim nivoom interferencije [51].

Istovremeni pristup spektru se takođe istražuje i u raznolikim kontekstima, a jedan od koncepata u kojima se ovi sistemi mogu koristiti je dinamičko iznajmljivanje spektra (DSL, *Dynamic Spectrum Leasing*). Licencirani korisnik spektra je u ovom slučaju motivisan novčanom nadoknadom da dozvoli sekundarnom korisniku da pristupi spektru kada god je to moguće, odnosno da dozvoli određeni nivo interferencije na mestu primarnog prijemnika [52].

Upravo mogućnosti istovremenog pristupa spektru sa kontrolisanim nivoom interferencije predstavljaju predmet analize u ovoj disertaciji i biće dodatno razmatrani u narednim poglavljima.

1.3 Pregled najznačajnijih istraživanja iz oblasti teme doktorske disertacije

Kognitivni radio-sistemi sa kontrolisanim nivoom interferencije predstavljaju relativno novu oblast istraživanja koja je privukla veliko interesovanje, pa je u poslednjih nekoliko godina publikovan veći broj relevantnih radova u kojima se analiziraju ovi sistemi. U skladu sa temom disertacije od interesa su posebno radovi koji se odnose na teorijske granice performansi ove klase sistema. Potrebno je istaći da je ova oblast još uvek u fazi razvoja, pa se tek očekuje veći broj predloženih praktičnih rešenja.

Konvencionalna analiza telekomunikacionog sistema najčešće se zasniva na pretpostavci da je snaga predajnog signala konstantna, dok se pri analizi kognitivnih radio-sistema sa kontrolisanim nivoom interferencije polazi od potpuno drugačije pretpostavke. Korisnici dva sistema istovremeno koriste određeni deo frekvencijskog opsega (tzv. *spectrum sharing*), pod pretpostavkom da sekundarni korisnik spektra adaptira snagu predajnika sa ciljem da nivo interferencije na mestu primarnog prijemnika bude ispod unapred zadate vrednosti.

1.3.1 Adaptacija snage i kapacitet kognitivnih radio-sistema

Poznato je da ergodični kapacitet predstavlja jednu od osnovnih mera performansi sistema. Kapacitet kanala u kojem postoji dejstvo aditivnog belog Gausovog šuma (AWGN, *Additive White Gaussian Noise*) bez dejstva fedinga pod uslovom ograničenja prosečne snage signala na mestu primarnog prijemnika izveden je u [53]. U kanalima sa dejstvom fedinga ergodični kapacitet kognitivnog radio-sistema sa kontrolisanim nivoom interferencije prvi put je analiziran u [54], i to za slučajeve Rejljevog, Nakagami- m i kanala sa Log-normalnim fedingom. U ovom radu je izveden izuzetno zanimljiv i značajan zaključak. Naime, nasuprot sistemima sa konstantnom predajnom snagom, gde dejstvo fedinga smanjuje kapacitet kanala [55], u sistemima sa kontrolisanim nivoom interferencije kapacitet sekundarnog sistema može biti povećan usled dejstva fedinga. Objašnjenje ove pojave može se naći u činjenici da, pri konstantnoj maksimalnoj dozvoljenoj vrednosti snage interferencije, fluktuacija fedinga

u kanalu od sekundarnog predajnika ka primarnom prijemniku stvara mogućnost za korišćenje veće predajne snage sekundarnog korisnika. Kao direktna posledica povećanja dozvoljene predajne snage, direktno se povećava i kapacitet sekundarnog linka. Kapacitet sekundarnog linka u [54] analiziran je slučaj kada je ograničen vršni, kao i kada je ograničen prosečni nivo interferencije na mestu primarnog prijemnika. Pokazano je da se ograničenjem prosečnog (umesto vršnog) nivoa interferencije, omogućava veći nivo fleksibilnosti u adaptaciji snage sekundarnog predajnika, pa se može postići veći kapacitet sekundarnog linka.

U radu [56] analizirana je istovremena primena obe vrste ograničenja, prosečne i vršne snage interferencije na mestu primarnog prijemnika, i izvedeni su izrazi za razne metrike kapaciteta sekundarnog linka u kanalu sa Rejljevom fadingom. Pokazano je da u slučaju kada je primenjen kriterijum ograničenja prosečnog nivoa, dodatno ograničenje vršnog nivoa interferencije na mestu primarnog prijemnika ne dovodi do značajnog smanjenja vrednosti ergodičnog kapaciteta, čak i u slučaju kada su maksimalne dozvoljene vrednosti snage interferencije u oba slučaja jednake.

Optimalne raspodele predajne snage sekundarnog korisnika kojima se maksimizira ergodični kapacitet i kapacitet otkaza analizirane su u [43] za razne vrste fadinga u propagacionom okruženju. Analiza je izvršena za razne kombinacije ograničenja vršna / prosečna snaga predajnika sekundarnog korisnika i dozvoljena vršna / prosečna snaga interferencije na mestu primarnog prijemnika. Značajan zaključak rada je i da dejstvo fadinga na linku ka primarnom korisniku može imati povoljan uticaj na kapacitet sekundarnog linka, slično kao što je izvedeno u [54] za slučaj kada je ograničena samo snaga interferencije na mestu primarnog prijemnika. Poređenje ergodičnih kapaciteta i kapaciteta otkaza sekundarnog i primarnog korisnika pod uslovima ograničenja vršne i prosečne snage interferencije izvršeno je u radu [57]. Iako je intuitivno prihvatljivije da ograničenje vršne snage interferencije obezbeđuje bolju zaštitu primarnom korisniku, u ovom radu je pokazano da se u posmatranom scenariju veće vrednosti kapaciteta primarnog korisnika mogu ostvariti kada je primenjen uslov ograničenja prosečne interferencije usled tzv. efekta "diverzitija interferencije".

1.3.2 Adaptacija raspodele snage i resursa u višekorisničkom kognitivnom radio-sistemu

U fundamentalnom radu [54], osim analize sistema gde isti frekvencijski opseg koriste po jedan sekundarni i primarni korisnik, izložena je i analiza scenarija u kojem postoji više primarnih korisnika spektra. U tom slučaju rad sekundarnog korisnika je ograničen većim brojem uslova koji moraju da budu ispunjeni, što direktno utiče na smanjenje kapaciteta sekundarnog linka.

Efekat višekorisničkog diverzitija u kognitivnim radio-sistemima sa kontrolisanim nivoom interferencije razmatran je u [58]. Analiziran je scenario gde više sekundarnih korisnika koriste isti deo opsega sa više primarnih korisnika spektra, pri čemu se u svakom trenutku zavisno od uslova propagacije (trenutnog nivoa fedinga) selektuje onaj sekundarni korisnik koji ima najbolje uslove rada. Izvršena je asimptotska analiza višekorisničkog dobitka za slučaj kada je granična vrednost emisije snage sekundarnog predajnika znatno veća od vrednosti praga interferencije. Dalje, dobitak višekorisničkog diverzitija razmatran je u [59] za više vrsta kognitivnih mreža: sa višestrukim pristupom, širokodifuzne mreže i mreže sa paralelnim pristupom. Pokazano je da taj dobitak u sistemima sa kontrolisanim nivoom interferencije veći nego što bi bio u sistemu u kojem se ne uzima ograničenje kojim se vrši zaštita primarnog korisnika.

U radu [60] analizirana je združena raspodela snage i dostupnog opsega frekvencija koji koristi proizvoljan broj sekundarnih korisnika, pod uslovom maksimiziranja zbira njihovih ergodičnih kapaciteta. Sekundarni korisnici koriste ukupan raspoloživ opseg frekvencija na bazi frekvencijske raspodele kanala (raspodela opsega različitih korisnika ne mora da bude uniformna). Rad sekundarnih korisnika ograničen je vršnom/prosečnom emisijom snagom i vršnom/prosečnom snagom dozvoljene interferencije. Razmatrana je struktura optimalne raspodele širine opsega frekvencija i snage različitih sekundarnih korisnika, na osnovu koje je formiran i odgovarajući algoritam za raspodelu snage.

OFDM kognitivni radio-sistem u kojem se raspodela nosilaca među sekundarnim korisnicima vrši slučajnom raspodelom, bez prethodne primene tehnike oslušivanja spektra i detekcije prisutnosti primarnog korisnika analiziran je u [61]. Do kolizije signala dolazi u slučaju kada je na odabranom podnosiocu prisutan i signal primarnog

korisnika, čiji kvalitet prenosa je zaštićen dozvoljenim pragom interferencije. Izveden je izraz za kapacitet sekundarnog korisnika, za slučaj kada je u opsegu od interesa aktivan proizvoljan broj primarnih korisnika. U slučaju većeg broja sekundarnih korisnika, dolazi i do njihovih međusobnih kolizija i značajne degradacije njihovih performansi. Predložen je centralizovani algoritam kojim se postiže ortogonalnost među sekundarnim korisnicima, a povećanjem broja sekundarnih korisnika povećava se zbirni kapacitet usled efekta višekorisničkog diverzitija.

1.3.3 Uticaj neidealne procene kanala između sekundarnog predajnika i primarnog prijemnika

U prethodno navedenim radovima analiza sistema je izvršena pod pretpostavkom da je sekundarnom predajniku dostupna savršena informacija o stanju u kanalu (CSI, *Channel State Information*). U sistemima ove vrste ova informacija podrazumeva poznavanje koeficijenata koji opisuju pojačanje u kanalu između sekundarnog predajnika i sekundarnog prijemnika, odnosno između sekundarnog predajnika i primarnog prijemnika. Potrebno je naglasiti značajnu razliku u odnosu na konvencionalne sisteme sa konstantnom predajnom snagom, gde nema potrebe za poznavanjem CSI u kanalu ka primarnom prijemniku. Kada je reč o sekundarnom sistemu, prijemnik može izvršiti procenu CSI i informaciju proslediti predajniku, na sličan način kao u sistemima sa konstantnom predajnom snagom. Međutim, za adaptaciju emisione snage sekundarnog predajnika potrebna je i CSI u kanalu ka primarnom prijemniku. Sekundarnom predajniku ovu informaciju može dostaviti menadžer opsega koji posreduje između primarnih i sekundarnih korisnika spektra [62]. U slučaju kada postoji mogućnost saradnje sa primarnim sistemom, informaciju o stanju u kanalu sekundarnom predajniku može direktno dostaviti i primarni prijemnik [39]. Odgovarajući algoritam za procenu CSI izložen je u [39].

Uticaj nesavršenosti u proceni kanala na performanse kognitivnog radio-sistema sa kontrolisanim nivoom interferencije prvi put je analiziran u [63] za slučaj Rejljevog fedinga u kanalu. Pod uslovom ograničenja prosečne vrednosti snage interferencije na primarnom prijemniku, određene su optimalne raspodele snage i izvedeni izrazi za ergodični kapacitet i kapacitet otkaza. Zatim je razmatran slučaj kada je rad

sekundarnog sistema ograničen vršnom vrednošću snage interferencije gde je uveden pojam tzv. “verovatnoće premašenja interferencije” (*interference outage*). Naime, u uslovima nesavršene procene CSI primarni korisnik može da dozvoli da prag interferencije bude premašen u određenom procentu vremena, pri čemu za dozvolu premašenja praga može zahtevati odgovarajuću nadoknadu [63].

U radu [64] analiziran je kognitivni radio-sistem u okruženju sa Rejljevom fadingom i nesavršenom CSI na primarnom linku, pri čemu su razmatrana dva različita slučaja zaštite rada primarnog korisnika. Prvi uslov je strogo ograničenje maksimalne dozvoljene vrednosti interferencije na mestu primarnog prijemnika. Kako ovaj uslov ne garantuje niske verovatnoće otkaza primarnog linka jer ne uzima u obzir stanje na primarnom linku, razmatran je i uslov po kojem je sekundarnom predajniku dozvoljeno da emituje signal ukoliko je odnos snage signala i interferencije na primarnom prijemniku veći od definisanog praga. Ovakav scenario zahteva da sekundarni predajnik ima dostavljenu i informaciju o stanju kanala između primarnog predajnika i prijemnika.

Važno je naglasiti da je u prethodno pomenutim radovima nesavršenost CSI analizirana korišćenjem modela kanala sa greškom procene. U ovom statističkom modelu koeficijent kanala predstavljen je kao zbir člana koji predstavlja procenjenu vrednost koeficijenta kanala i člana koji predstavlja vrednost greške.

Međutim, nesavršenost CSI može poticati i usled njene zastarelosti (engl. *outdated*), nastale kao posledica vremenske promenljivosti kanala i/ili kašnjenja u kanalu koji služi za prenos CSI linka interferencije. U takvom slučaju procenjena vrednost i realna vrednost koeficijenta kanala predstavljaju korelisane veličine, pa ukoliko je emisiona snaga sekundarnog predajnika određena na osnovu zastarele CSI, u određenim slučajevima nije moguće ispuniti uslov ograničenja snage interferencije na mestu primarnog prijemnika. Ovakav scenario je prvi put analiziran u [65], za slučaj kada je fading u propagacionom okruženju raspodeljen po Rejljevom zakonu. Analiziran je ergodični kapacitet sekundarnog linka pod uslovom ograničenja vršne vrednosti interferencije. Kako je razmatran slučaj kada je dostupna zastarela CSI na primarnom linku, izveden je i izraz za verovatnoću premašenja interferencije na mestu primarnog prijemnika. Značajan doprinos je i analiza performansi po pitanju prosečne

verovatnoće po bitu (BER, *Bit Error Rate*) koja je u ovom radu po prvi put izvedena za sisteme sa kontrolisanim nivoom interferencije.

Uticao zastarele CSI na ergodični kapacitet sekundarnog linka u kanalu sa Rejljevom fadingom analiziran je u [66] za oba slučaja ograničenja vršne i prosečne snage interferencije na mestu primarnog prijemnika. Određena je raspodela predajne snage sekundarnog korisnika kojom se omogućava da bude ispunjen uslov ograničenja prosečne snage interferencije. U slučaju ograničene vršne snage, izveden je izraz za verovatnoću premašenja dozvoljenog praga interferencije na mestu primarnog prijemnika. Prikazan je način za adaptaciju emisione snage sekundarnog predajnika, tako da verovatnoća premašenja praga interferencije bude manja od unapred definisane vrednosti.

U opsežnom radu [67] analizirane su performanse sekundarnog sistema u kanalu sa Rejljevom fadingom, pri čemu su razmatrani različiti scenariji dostupnosti CSI na sekundarnom predajniku, sa ciljem da se odredi uticaj poznavanja CSI sa različitih linkova. Rad sekundarnog sistema uslovljen je minimalnom dozvoljenom vrednošću odnosa snage signala i zbira snage interferencije i šuma na primarnom prijemniku. Razmatrani su slučajevi kada je dostupna savršena CSI, nesavršena CSI (sa greškom), kao i slučaj kada je dostupna samo srednja vrednost CSI. Pokazano je da su performanse sekundarnog linka vrlo osetljive na greške u CSI primarnog linka i linka od sekundarnog predajnika ka primarnom prijemniku.

U radu [68] analiziran je uticaj nesavršene procene kanala na kapacitet sekundarnog linka, pod uslovom ograničene verovatnoće premašenja praga interferencije i prosečne vrednosti emisione snage sekundarnog predajnika. U ovom radu analiziran je uticaj greške u CSI kanala od sekundarnog predajnika do sekundarnog i primarnog prijemnika. Izvedena je optimalna raspodela snage kojom se maksimizira kapacitet, a zatim predloženo rešenje koje je jednostavnije za implementaciju.

1.3.4 Adaptacija snage i kapacitet kognitivnog sistema sa primenom višeantenskih tehnika

Radovi opisani u prethodnim odeljcima bavili su se analizom sistema u kojem su sekundarni predajnik i prijemnik opremljeni samo po jednom antenom. Dobijeni rezultati pokazuju da je kapacitet sekundarnog sistema ograničen maksimalnom dozvoljenom vrednošću interferencije na mestu primarnog prijemnika, kojom se garantuje kvalitet prenosa na primarnom linku. S druge strane, poznato je da se primenom višeantenskih (MIMO, *Multiple Input Multiple Output*) tehnika, odnosno korišćenjem većeg broja antena na strani predajnika i prijemnika može znatno povećati kapacitet bežičnog sistema u kanalima sa dejstvom fedinga [69].

Povećanje kapaciteta sekundarnog sistema koje se može ostvariti postavljanjem većeg broja antena na predajniku i prijemniku sekundarnog korisnika razmatrano je u [70]. Predloženi su algoritmi za optimalnu i suboptimalnu raspodelu matrica kovarijanse za dati broj predajnih i prijemnih antena, pod ograničenjem emisione snage sekundarnog predajnika i dozvoljene interferencije na primarnom prijemniku. Pokazano je da za sistem sa više predajnih i jednom prijemnom antenom (MISO, *Multiple Input Single Output*), beamforming (engl. *beamforming*) predstavlja optimalnu strategiju prenosa i izveden je izraz za beamforming vektor u zatvorenom obliku. Povećanje kapaciteta sekundarnog korisnika primenom šeme sa dekorelacijom signala interferencije na primarnom prijemniku (engl. *pre-whitening*) predložena je u [71]. U [72] analiziran je združeni beamforming i raspodela snage za sekundarne korisnike sa jednom predajnom antenom koji zajednički koriste višeantensku baznu stanicu, sa ciljem maksimizacije ukupnog protoka svih korisnika ili ujednačenog ostvarivanja željenog odnosa snage signala i snage interferencije i šuma sekundarnih korisnika. Ipak, potrebno je naglasiti da primena prethodno navedenih predloženih tehnika zahteva puno poznavanje CSI, kao i određivanje vektora sa raspodelama snaga po predajnim antenama sekundarnog sistema koje u sistem unosi dodatnu računsku kompleksnost [73].

Iz navedenog razloga istraživanja u oblasti kognitivnih radio-sistema sa kontrolisanim nivoom interferencije razvijala su se i u pravcu primene jednostavnijih tehnika koje nisu previše zahtevne za implementaciju. Poznato je da tehnika selekcije

optimalne predajne antene omogućava korišćenje prednosti primene višeantenskog sistema na predaji i uz relativno skromnu kompleksnost postiže pun diverziteti dobitak [74], [75]. Naime, za korišćenje višestrukih predajnih antena potreban je veći broj radio-lanaca (engl. *radio-chains*) što dalje povećava cenu i kompleksnost predajnika. Pri primeni tehnike selekcije optimalne predajne antene za emitovanje signala selektuje se samo jedna antena, pa je potrebno da predajnik bude opremljen samo jednim radio-lancem. Takođe, ovo rešenje predstavlja i alternativu korišćenju bimforming tehnike, odnosno podoptimalnu formu ove tehnike. Ipak i pored svih prednosti, dodatni zahtev koji je potreban za primenu je postojanje povratne sprege kojom se predajniku dostavlja potrebna informaciju koja antena je optimalna za prenos.

Primena predajnog diverzija sa tehnikom selekcije predajne antene (TAS, *Transmit Antenna Selection*) u sistemima sa kontrolisanim nivoom interferencije predložena je prvobitno u [73]. Pokazano je da se u okruženju sa Rejljevom fadingom kapacitet sekundarnog linka može značajno povećati korišćenjem većeg broja predajnih antena. Izveden je izraz za ergodični kapacitet sekundarnog linka sa brojem predajnih antena $n_T \leq 4$, dok je za veći broj antena izveden samo asimptotski izraz. Takođe, u ovom radu nije razmatrana maksimalna dozvoljena snaga sekundarnog predajnika koja predstavlja dodatno ograničenje u realnim okolnostima.

S druge strane, poznato je da se primenom kombinovanja sa maksimalnom verodostojnošću (MRC, *Maximum Ratio Combining*) može ostvariti povećanje kapaciteta sistema sa dejstvom fadinga [55]. Primena MRC diverzitija u kognitivnom radio-sistemu sa kontrolisanim nivoom interferencije predložena je prvobitno u [76]. Analiziran je scenario gde se fading na sekundarnom linku povinuje Rejljevom zakonu raspodele, dok je fading na linku ka primarnom korisniku raspodeljen po Nakagami- m zakonu raspodele. Izveden je izraz za ergodični kapacitet sekundarnog linka, uz uslov ograničenja prosečne snage interferencije. U radu [77] razmatran je i uticaj nesavršene procene (procene sa greškom) kanala ka primarnom prijemniku, na kapacitet sekundarnog linka sa primenom MRC. Dalje, primena MRC diverziteti tehnike analizirana je u radu [78] pod uslovima ograničenja vršne vrednosti interferencije i maksimalne snage sekundarnog predajnika. U okruženju sa Rejljevom fadingom, analiziran je ergodični kapacitet i verovatnoća greške po simbolu, ali analitički rezultati nisu dobijeni u zatvorenom obliku.

Opisane višeantenske tehnike podrazumevaju primenu diverzitija na predajniku ili na prijemniku. Kombinovana tehnika primene selekcije predajne antene i MRC predložena je u [79], gde je pokazano da se primenom ove šeme može postići red diverzitija jednak proizvodu broja predajnih i prijemnih antena. Takođe, poznato je da ortogonalni prostorno-vremenski blok kodovi (OSTBC, *Orthogonal Space Time Block Codes*) predstavljaju relativno jednostavnu MIMO tehniku velikih mogućnosti za čiju primenu nije potrebno korišćenje kanala povratne sprege [80], [81].

Primena kombinovanih tehnika predajno-prijemnog diverzitija u kognitivnim radio-mrežama sa kontrolisanim vršnim nivoom interferencije predložena je u [82]. Analizirani su kapacitet otkaza i ergodični kapacitet sekundarnog linka sa primenom TAS/MRC i OSTBC. Pokazano je se da primenom selekcije najbolje antene postižu iste performanse kao u slučaju optimalne raspodele snage po predajnim antenama. Ipak, u ovom radu izrazi za ergodični kapacitet sekundarnog linka nisu izvedeni u zatvorenom obliku, već su rezultati dobijeni primenom simulacionog postupka.

Prethodna istraživanja ukazuju na značaj analize višeantenskog kognitivnog radio-sistema sa ograničenjem interferencije na mestu primarnog prijemnika. Motivacija za izradu ove disertacije bila je upravo nalaženje nekih od odgovora na postojeće otvorene probleme čije rešenje nije bilo ponuđeno u tadašnjoj literaturi. Naime, analitički izrazi za kapacitet kanala kao jednu od najznačajnijih mera performansi sistema nisu bili određeni u zatvorenom obliku za sekundarni link sa primenom MRC, TAS/MRC ili OSTBC tehnike. Takođe, u prethodnoj literaturi relativno malo pažnje je posvećeno analizi verovatnoće greške po bitu. Na kraju, u literaturi nije razmatrana problematika zastarele CSI na prenos signala sa primenom višeantenskog sistema na predaji sekundarnog linka. Pregled strukture rada, ostvarenih rezultata i naučni doprinos disertacije detaljno je izložen po poglavljima u narednom odeljku.

1.4 Pregled strukture i doprinos rada

Predmet ove teze je analiza kognitivnih radio-sistema sa kontrolisanim nivoom interferencije sa aspekta teorije informacija i teorije telekomunikacija, odnosno optimizacija snage sekundarnog predajnika i analiza performansi višeantenskih kognitivnih radio-sistema. Doktorska disertacija je organizovana u sedam poglavlja.

Nakon opšteg pregleda kognitivnih radio-sistema i izložene motivacije za istraživanje u oblasti primene višeantenskih tehnika u kognitivnim radio-sistemima sa kontrolisanim nivoom interferencije, u drugoj glavi je detaljno opisan model kanala koji se koristi u istraživanju. Kao što je napomenuto u prethodnom odeljku, razmatran je Nakagami- m model fedinga koji u širokom opsegu scenarija pokazuje visok nivo saglasnosti sa rezultatima dobijenim mernim metodama. Posebna pažnja je posvećena statističkim karakteristikama kanala [83], koje imaju direktan uticaj na performanse kognitivnih radio-sistema sa kontrolisanim nivoom interferencije. Kako je jedan od osnovnih ciljeva disertacije analiza primena MIMO tehnika u kognitivnim radio-sistemima, odabrane višeantenske tehnike su detaljno opisane. Razmatrana je primena MRC diverzitija, kao i primena tehnike optimalne selekcije predajne antene. Takođe, opisana je i TAS/MRC tehnika dobijena kombinovanjem dva prethodno navedena postupka [84], kao i primena OSTBC tehnike. Za konvencionalni sistem koji podrazumeva primenu ovih tehnika sa fiksnom predajnom snagom opisane su statističke karakteristike odnosa snage signala i snage šuma (SNR, *Signal to Noise Ratio*) na izlazu prijemnika [85], [86].

U trećem poglavlju disertacije detaljno je opisan postupak adaptacije emisione snage sekundarnog predajnika u kognitivnim radio-sistemima sa kontrolisanim vršnim nivoom interferencije. Analiza je izvršena pod pretpostavkom ograničenja maksimalne emisione snage sekundarnog predajnika. Na osnovu dobijenih rezultata izveden je izraz za trenutni SNR na izlazu sekundarnog prijemnika i izvršena statistička analiza za SNR u okruženju sa Nakagami- m raspodelom fedinga. Izvedeni su izrazi u zatvorenom obliku za funkciju gustine verovatnoće (PDF, *Probability Density Function*), funkciju raspodele (CDF, *Cumulative Distribution Function*), generišuću funkciju momenata (MGF, *Moment Generating Function*) i moment n -tog reda SNR-a na izlazu sekundarnog prijemnika. Adaptacija emisione snage sekundarnog korisnika je zatim

opisana za slučajeve kada su na sekundarnom linku kognitivnog radio-sistema primenjene odabrane višeantenske tehnike. Za svaku od tehnika izvedeni su izrazi u zatvorenom obliku za PDF i CDF SNR-a na izlazu sekundarnog prijemnika u okruženju sa Nakagami- m fadingom. Za slučaj sistema bez primene diverziteti tehnika, kao i sistema sa primenom MRC i OSTBC izvedeni su izrazi za MGF i moment n -tog reda. Ovi izrazi predstavljaju originalni doprinos disertacije i nisu prethodno publikovani u literaturi od strane drugih autora.

U četvrtoj glavi disertacije analiziran je ergodični kapacitet sekundarnog linka kognitivnog radio sistema u okruženju sa Nakagami- m fadingom. U prvom delu analiziran je slučaj kada je rad sekundarnog predajnika ograničen vršnom snagom interferencije na mestu primarnog prijemnika i maksimalnom emisionom snagom sekundarnog predajnika. Za sekundarni link sa jednom predajnom i jednom prijemnom antenom izveden je analitički izraz u zatvorenom obliku za ergodični kapacitet sekundarnog linka u okruženju sa Nakagami- m fadingom. U ovom poglavlju izveden je analitički izraz kojim se opisuje kapacitet sekundarnog linka sa primenom prijemnog MRC diverzitija. Ovaj izraz predstavlja rešenje u zatvorenom obliku za problem koji je analiziran u [78]. Dalje, izraz u zatvorenom obliku izveden je i za ergodični kapacitet sekundarnog linka sa primenom OSTBC tehnika prenosa signala, sa ograničenim vršnim nivoom interferencije na primarnom prijemniku i maksimalnom emisionom snagom sekundarnog predajnika. Ovaj izraz predstavlja rešenje u zatvorenom obliku za problem koji je analiziran u [82] i važi za proizvoljan broj predajnih i prijemnih antena.

Potrebno je naglasiti da izvedeni izrazi važe za okruženje sa Nakagami- m fadingom koji odgovara širokom opsegu primena i koje kao specijalan slučaj opisuje i Rejljevku raspodelu fadinga [87], pa je i sama analiza sistema generalnija u odnosu na [78] i [82] gde je analiziran sistem u kojem je fading u okruženju raspodeljen po Rejljevom zakonu. Takođe, za sve navedene slučajeve izvedeni su i asimptotski izrazi koji važe u slučaju kada dominira jedan od uslova ograničenja interferencije i maksimalne emisije snage predajnika. Primenjen je nezavisni simulacioni postupak kojim je potvrđena tačnost analitičkih rezultata. Svi navedeni rezultati predstavljaju originalan rezultat autora i naučni doprinos disertacije i publikovani su u [88] i [89].

Za slučaj kada su na sekundarnom linku kognitivnog radio-sistema primenjene TAS i TAS/MRC tehnike izvršena je analiza kapaciteta sekundarnog linka sa

ograničenom vršnom snagom interferencije i maksimalnom snagom predajnika. Analiziran je uticaj geometrije mreže na kapacitet sistema. Izraz za ergodični kapacitet sekundarnog linka izveden je u zatvorenom obliku za slučaj okruženja sa Rejljevom fadingom, proizvoljnog broja predajnih i prijemnih antena i ograničenje vršne snage interferencije. Ovaj izraz predstavlja tačno rešenje za kapacitet sekundarnog linka sa primenom TAS koji je analiziran u [73], gde je izvedeno samo asimptotsko rešenje za proizvoljan broj predajnih antena sekundarnog korisnika. Osim toga, izvedeni izraz predstavlja i rešenje u zatvorenom obliku za problem analiziran u [82] gde takođe nije dobijeno analitičko rešenje u zatvorenom obliku. Izvedeni izrazi su publikovani u radu [90], koji je više puta citiran u literaturi od strane drugih autora. Za okruženje sa Nakagami- m fadingom analiza kapaciteta izvršena je korišćenjem metoda numeričke integracije i dobijeni rezultati su potvrđeni nezavisnim simulacionim postupkom.

U drugom delu četvrtog poglavlja analiziran je i kapacitet sekundarnog linka sa ograničenim prosečnim nivoom interferencije na mestu primarnog prijemnika. Izvedeni su analitički izrazi za ergodični kapacitet za sve slučajeve primene odabranih antenskih tehnika. U slučaju kada je primenjen MRC diverziti izvedeni izrazi publikovani su u [88], dok su rezultati dobijeni za slučaj kada je na sekundarnom linku primenjena TAS/MRC tehnika objavljeni u radu [91]. U radu [92] izveden je izraz za ergodičan kapacitet sekundarnog linka sa primenjenom Alamutijevom šemom, koja predstavlja poseban slučaj OSTBC koda sa korišćenjem dve antene na predajnoj strani. Izvedeni izrazi za ergodični kapacitet sa ograničenim prosečnim nivoom interferencije važe za proizvoljan broj predajnih i prijemnih antena.

U petom poglavlju izvršena je analiza BER pri prenosu signala na sekundarnom linku. U prvom delu analiziran je slučaj kada su sekundarni predajnik i prijemnik opremljeni sa po jednom antenom, dok se fading u okruženju povinuje Nakagami- m raspodeli. Izveden je egzaktan analitički izraz u zatvorenom obliku za BER u slučaju kada je primenjena digitalna binarna fazna modulacija (BPSK, *Binary Phase Shift Keying*) i kvadratura amplitudska modulacija (QAM, *Quadrature Amplitude Modulation*) proizvoljne dimenzije konstelacije. Takođe, dobijeni rezultati predstavljaju i asimptotsko rešenje za BER u slučaju za digitalne fazne modulacije (PSK, *Phase Shift Keying*) proizvoljnog reda. Navedeni izrazi važe za slučaj kada je rad primarnog korisnika zaštićen maksimalnom dozvoljenom vršnom snagom interferencije na mestu

primarnog prijemnika, a emisiona snaga sekundarnog predajnika ograničena maksimalnom dozvoljenom vrednošću. Za slučaj kada dominira jedan od ograničenja izvedeni su jednostavniji asimptotski izrazi u zatvorenom obliku.

Analiza verovatnoće greške izvršena je i za višeantenski sekundarni sistem sa ograničenom vršnom snagom interferencije u okruženju sa Nakagami- m fedingom. Za slučajevne primene MRC diverzitija na prijemu i predajno-prijemnog diverzitija sa OSTBC, izvedeni su analitički izrazi u zatvorenom obliku validni za proizvoljnu dimenziju sistema. Izvedeni su asimptotski izrazi koji važe u slučaju kada dominira uslov ograničenja maksimalne snage interferencije, kao i za slučaj kada dominira uslov ograničenja maksimalne emisione snage sekundarnog predajnika. Navedeni izrazi predstavljaju originalan doprinos teze.

Za sistem sa primenom TAS/MRC (odnosno TAS) izveden je izraz u zatvorenom obliku za slučaj kada je rad primarnog korisnika ograničen maksimalnom snagom interferencije na mestu prijemnika. Izraz je validan za propagaciono okruženje sa Rejljevom fedingom i proizvoljan broj predajnih i prijemnih antena. Za propagaciono okruženje sa Nakagami- m fedingom verovatnoća greške pri prenosu signala analizirana je postupkom numeričke integracije. Svi rezultati dobijeni primenom analitičkog pristupa potvrđeni su primenom nezavisnog simulacionog metoda.

Dalje, za sekundarni sistem bez primene diverzitija, kao i za slučajevne kada su u sekundarnom sistemu primenjene MRC ili OSTBC tehnike, izvedeni su aproksimativni izrazi za verovatnoću greške po simbolu (SER, *Symbol Error Rate*) pri prenosu signala u okruženju sa Nakagami- m fedingom. Ovi izrazi važe za PSK modulacije proizvoljne dimenzije konstelacija i proizvoljan broj antena na predajniku i prijemniku sekundarnog sistema. Izvedeni izrazi predstavljaju originalan rezultat autora i naučni doprinos teze.

Šesto poglavlje disertacije posvećeno je analizi uticaja zastarele CSI i načinu adaptacije snage sekundarnog predajnika u cilju adekvatne zaštite primarnog prijemnika. U slučaju kada je sekundarni predajnik opremljen jednom antenom i feding u okruženju raspodeljen po Nakagami- m zakonu, izveden je izraz koji pokazuje relaciju između emisione snage sekundarnog predajnika i dozvoljene verovatnoće premašenja interferencije na mestu primarnog prijemnika P_{out} . Izvršena je detaljna analiza uticaja stepena korelacije, parametara Nakagami- m fedinga, maksimalne dozvoljene vrednosti interferencije, maksimalne emisione snage sekundarnog predajnika, kao i dozvoljene

verovatnoće P_{out} na maksimalnu vrednost snage sekundarnog predajnika i ergodični kapacitet sekundarnog linka. Rezultati su dobijeni primenom numeričkih proračuna i potvrđeni primenom nezavisnog simulacionog postupka, za slučajeve kada sekundarni prijemnik ima jednu antenu, kao i kada je na prijemniku primenjen MRC diverziti.

Konačno, izvršena je detaljna analiza uticaja zastarele CSI na kapacitet sekundarnog linka sa primenom višeantenskog sistema na sekundarnom predajniku. Za primenjene tehnike TAS/MRC i OSTBC razmatran je uticaj stepena korelacije fedinga na primarnom linku, broja antena na predaji i prijemu i parametara fedinga u okruženju. Na osnovu dobijenih rezultata izvršena je i komparativna analiza navedenih višeantenskih tehnika.

Osnovni izvedeni zaključci dati su u sedmom poglavlju disertacije.

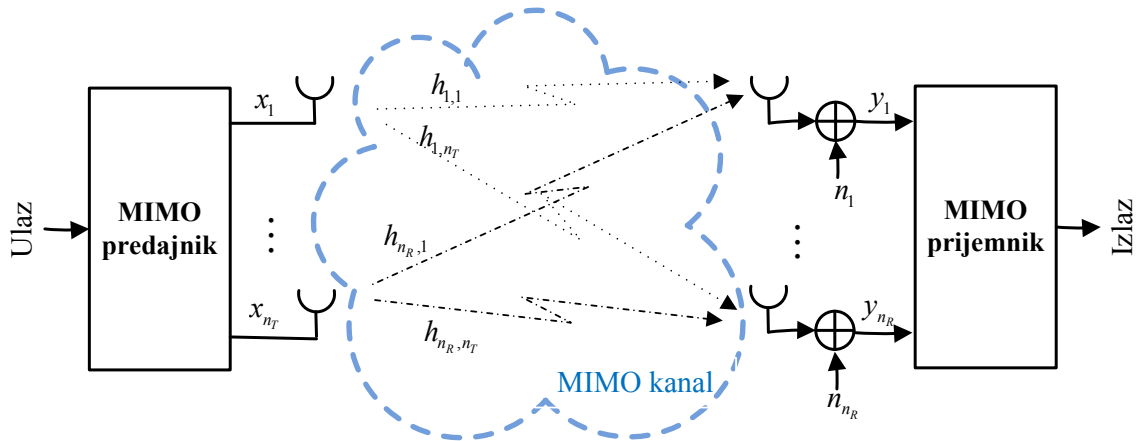
2. Model kanala i sistema sa primenom višeantenskih tehnika

U okviru ovog poglavlja izloženi su modeli kanala i pretpostavke koje će se koristiti pri analizi višeantenskih kognitivnih radio-sistema u narednim glavama disertacije. Na samom početku opisan je model i osnovni efekti do kojih dolazi pri propagaciji signala kroz MIMO kanal. Kako je jedan od najznačajnijih ciljeva ove disertacije analiza performansi sistema sa kontrolisanim nivoom interferencije u kanalima sa dejstvom fedinga, posebna pažnja je posvećena statističkim karakteristikama Nakagami- m raspodele fedinga u bežičnom kanalu (koji se u specijalnom slučaju svodi na Rejljevnu raspodelu). Modelovanje fedinga korišćenjem Nakagami- m raspodele zastupljeno je u literaturi u velikoj meri, zahvaljujući širokom opsegu primene modela i usaglašenosti sa odgovarajućim rezultatima dobijenim empirijskim putem [87], [93]. Takođe, matematički zapis izraza za PDF Nakagami- m raspodele je pogodan za određivanje performansi korišćenjem analitičkog pristupa.

Jedan od osnovnih ciljeva disertacije je analiza primene diverziteti tehnika u cilju poboljšanja performansi sekundarnog linka kognitivnog radio-sistema, pa su u okviru drugog odeljka izloženi osnovni principi prenosa signala korišćenjem odabranih višeantenskih tehnika. Osim opisa samih tehnika prenosa signala, posebna pažnja je posvećena statističkim karakteristikama SNR-a na izlazu prijemnika u slučaju kada je snaga signala na predaji konstantna. Od značaja je napomenuti da primena ovih tehnika na sekundarnom linku kognitivnog sistema sa kontrolisanim nivoom interferencije podrazumeva adaptaciju snage signala na predaji u skladu sa dostupnom CSI na linku ka primarnom i sekundarnom korisniku, što će biti detaljno analizirano u narednim poglavljima ove teze. Opisani slučaj konstantne predajne snage predstavlja jedan od graničnih slučajeva, koji nastaje zbog hardverskih ograničenja predajnika.

2.1 Model MIMO kanala

Posmatra se uskopojasni MIMO kanal sa n_T predajnih i n_R prijemnih antena. Blok šema sistema prikazana je na Slici 2.1.



Slika 2.1 – Blok šema MIMO kanala.

Predajni signal sa svih n_T antena predstavljen je vektorom kolonom dimenzija $n_T \times 1$ i označen sa \mathbf{x} . Na ulazu u prijemnik deluje aditivni beli Gausov šum koji se može predstaviti vektorom kolonom \mathbf{n} dimenzija $n_R \times 1$, čiji su elementi međusobno nezavisne kompleksne Gausove slučajne promenljive nulte srednje vrednosti i varijanse jednake σ_n^2 . Prijemni signal \mathbf{y} predstavljen je vektorom kolonom dimenzija $n_R \times 1$ i važi

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n}, \quad (2.1)$$

gde je sa \mathbf{H} označena matrica MIMO kanala čiji su elementi kompleksne slučajne promenljive h_{rt} , $r=1, \dots, n_R$, $t=1, \dots, n_T$. Elementi matrice \mathbf{H} predstavljaju kompleksna pojačanja u podkanalu od t -te do r -te antene,

$$h_{r,t} = a_{r,t} \cdot e^{j\theta_{r,t}}, \quad r=1, \dots, n_R, \quad t=1, \dots, n_T, \quad (2.2)$$

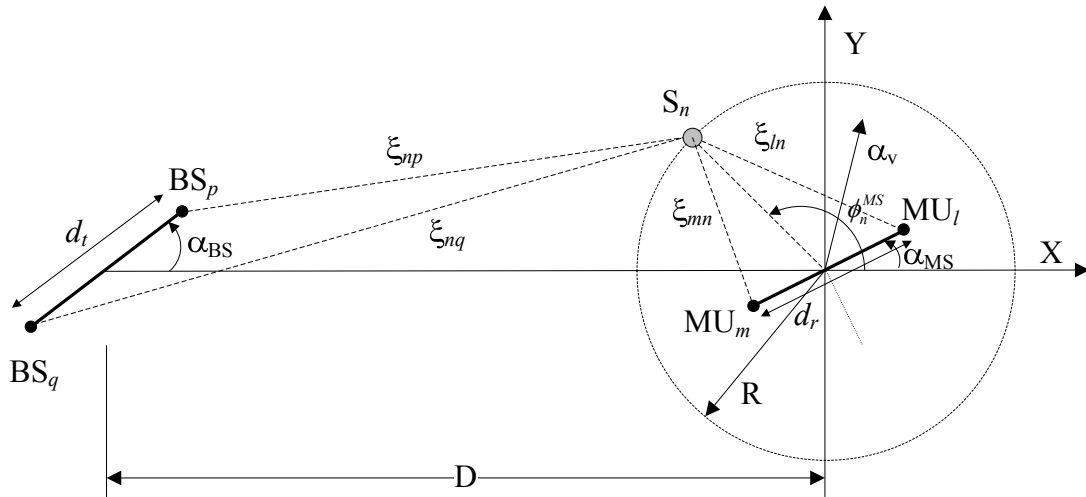
pri čemu $a_{r,t}$ predstavlja anvelopu, a $\theta_{i,k}$ fazu fedinga između t -te predajne i r -te prijemne antene ($j^2 = -1$). Statističke karakteristike elemenata matrice \mathbf{H} zavise od propagacionih uslova u kanalu. Bez gubitka opštosti, a u cilju jednostavnijeg zapisa u narednom odeljku koji opisuje statističke karakteristike fedinga, kompleksni koeficijent kanala h , anvelopa fedinga a i slučajna faza φ biće korišćeni bez indeksa r, t .

Kao i u velikoj većini radova u kojima se analiziraju performanse kognitivnog radio-sistema sa kontrolisanim nivoom interferencije [54], [56], [73], [78] i u ovoj disertaciji se u cilju jednostavnije analize usvaja pretpostavka da je feding koji deluje u kanalu frekvencijski ravan (neselektivan). Kao što je naglašeno u fundamentalnom radu [54], frekvencijski selektivan feding predstavlja proširenje posmatranog slučaja ravnog fedinga, pri čemu se tada optimizacija kognitivnog radio-sistema sa kontrolisanim nivoom interferencije može vršiti i po dodatnoj dimenziji frekvencije.

2.1.1 Model prostorno-vremenske korelacije u MIMO kanalu sa dejstvom Rejljevog fedinga

Za procenu performansi MIMO sistema od ključnog značaja je poznavanje realističnog modela kanala koji pruža uvid u niz fizičkih pojava do kojih dolazi pri propagaciji signala. Osim korektnog modelovanja vremenske korelacije fedinga u bežičnom kanalu, model MIMO kanala u opštem slučaju bi trebalo da uzme u obzir i efekat prostorne korelacije. Naime, signali koji propagiraju na različitim granama MIMO kanala mogu biti međusobno zavisni (na primer, ukoliko fizičke okolnosti ne dozvoljavaju postavljanje susednih antena na dovoljno velikom rastojanju).

Među raznim modelima MIMO kanala dostupnim u literaturi, nalazi se i veći broj modela kanala koji se zasnivaju na Krokenerovoj formi [94], koji su pogodni su za primenu u slučajevima kada je se mehanizmi rasejavanja na strani predajnika i strani prijemnika mogu smatrati nezavisnim. Iako je ovakav pristup modelovanja prostorne korelacije u kanalu sa Rejljevim fedingom zastupljen u literaturi i pogodan za matematičku analizu [95], pokazano je da se u slučaju jake prostorne korelacije javljaju odstupanja od podataka dobijenih empirijskim postupkom [96]. Model koji je poznat i pod nazivom “*one-ring*” prvobitno predložen u [97], nema Kronekerovu formu jer mehanizmi rasejanja nisu nezavisni. Ovaj model je pogodan za okruženja gde je bazna stanica izdignuta, a mobilni korisnik okružen rasejavačima. Proširenja ovog modela predložena su u [98], [99], [100]. Modifikacija “*one-ring*” modela u kojoj su dopušteni različiti stepeni korelacije dolaznog i odlaznog ugla predložena je u [100], sa ciljem da premosti razliku Kronekerovih modela gde su ove promenljive nekorelisane i “*one-ring*” modela gde su one u potpunosti korelisane.



Slika 2.2 – “One-ring” model.

Na Slici 2.2 je ilustriran “one-ring” model MIMO kanala predložen u [99]. Njegovom primenom može se modelovati prostorna i vremenska korelacija u MIMO kanalu sa dejstvom Rejljevog fedinga, pri čemu geometrijski parametri modela imaju direktan uticaj na koeficijente kanala.

Bazna stanica (označena sa BS) sa n_T omnidirekcionih antena komunicira sa mobilnim korisnikom (označen sa MU) koji je opremljen sa n_R omnidirekcionih antena. Na Slici 2.2 je prikazana konfiguracija sa dve predajne i dve prijemne antene koja predstavlja osnovnu strukturu antenskog sistema sa više elemenata. Rastojanje između bazne stanice i mobilnog korisnika jednako je D . Na kružnici poluprečnika R , u čijem se centru nalazi mobilni korisnik, nalaze se brojne tačke u kojima dolazi do lokalnog rasejavanja talasa. Svaka od članova kanalne matrice kojom se opisuje MIMO kanal sa dejstvom fedinga opisana je sa

$$h_{r,t}(t) = \sqrt{\frac{\Omega_{rt}}{N}} \lim_{N \rightarrow \infty} \sum_{n=1}^N X_{r,t}(n) \exp(j\psi_n + j2\pi f_D \cos(\phi_n^{MS} - \alpha_v)t), \quad (2.3)$$

gde je sa N označen broj lokalnih rasejavača na kružnici i prijemna snaga na (r, t) -toj putanji data je sa $\Omega_{j\ell}$ ($j = \sqrt{-1}$). Faze ψ_n su nezavisne i identično raspodeljene slučajne promenljive sa uniformnom raspodelom na intervalu $[-\pi, \pi)$ i ϕ_n^{MS} označava ugao dolaska (engl. *angle of arrival*) sa n -tog rasejevača, viđen iz ugla mobilnog korisnika koji se kreće brzinom v u pravcu α_v . Maksimalna Doplerova brzina jednaka je

$f_m = v/\lambda_c$ i λ_c označava talasnu dužinu nosioca. U opštem slučaju, koeficijent $X_{r,t}(n)$ zavisi od geometrije modela kanala prikazane na Slici 2.2.

Pretpostavlja se da je $D \gg R$, pa se opseg ugla dolaznih talasa viđen iz pozicije antenskog elementa bazne stanice može napisati u obliku $\Delta \approx \arctg(R/D)$. U tom slučaju, rastojanja između antenskih elemenata i n -tog rasejavača ξ_{np} , ξ_{nq} , ξ_{mn} , ξ_{ln} mogu se izraziti korišćenjem trigonometrijskih jednakosti [99, jedn. (6-8)]. Dakle, za $r=t=1$ važi [83]

$$X_{1,1}(n) = e^{j\frac{\pi d_t}{\lambda_c} [\cos(\alpha_{BS}) + \Delta \sin(\alpha_{BS}) \sin(\phi_n^{MS})]} \times e^{j\frac{\pi d_r}{\lambda_c} [\phi_n^{MS} - \alpha_{MS}]}, \quad (2.4)$$

a slični identiteti se mogu napisati i za druge r, t . U prethodnom izrazu, sa d_t and d_r označena su rastojanja između antenskih elemenata na predajniku i prijemniku, respektivno. Uglovi orijentacije antenskih nizova na baznoj stanici i mobilnoj stanici označeni su sa α_{BS} and α_{MS} , respektivno.

Raspodela ugla dolaska zavisi od raspodele rasejavača, a najčešće se koristi von Misova raspodela [99]

$$f_\phi(\phi_n^{MS}) = \frac{e^{\kappa \cos(\phi_n^{MS} - \mu)}}{2\pi I_0(\kappa)}, \quad \phi_n^{MS} \in [-\pi, \pi), \quad (2.5)$$

gde je sa $I_0(\cdot)$ označena modifikovana Beselova funkcija nultog reda prve vrste, parametar $\kappa \geq 0$ kontroliše širinu ugla dolaska talasa i parametar μ određuje srednji pravac ugla dolaska viđeno iz pozicije mobilnog korisnika. Za vrednost parametra $\kappa=0$, koji odgovara slučaju izotropne propagacije, von Misova raspodela se svodi na uniformnu i $f_\phi(\phi_n^{MS}) = 1/(2\pi)$, dok se za $\kappa \rightarrow \infty$ raspodela svodi na Dirakov delta impuls u tački $\phi_n^{MS} = \mu$.

Normalizovana kros-korelaciona funkcija između Rejljevih kompleksnih pojačanja kanala $h_{lp}(t)$ i $h_{mq}(t)$ može se definisati sa

$$\rho_{lp,mq}(\Delta \tau) = \frac{E \{ h_{lp}(\tau) h_{mq}^*(\tau + \Delta \tau) \}}{\sqrt{\Omega_{lp} \Omega_{mq}}}, \quad (2.6)$$

gde operator * označava kompleksno konjugovanje.

Kao što je pokazano u [99], kros-korelaciona funkcija bazirana na ovom modelu biće tačna samo za vremenska rastojanja koja su mnogo manja od R/v . Za slučaj neizotropne propagacije, kada je pravac kretanja mobilnog korisnika u pravcu bazne stanice, $\alpha_v = \pi$, prostorno-vremenska kros-korelaciona funkcija svodi se na vremensku autokorelacionu funkciju (ACF, *Autocorrelation Function*) i može se aproksimirati sa [99]

$$\rho(\Delta\tau) = \frac{I_0\left(\sqrt{\kappa^2 - 4\pi^2 f_m^2 (\Delta\tau)^2 - j2\pi f_m \cos(\mu) \times (\Delta\tau)}\right)}{I_0(\kappa)}, \quad (2.7)$$

U specijalnom slučaju kada je koeficijent $\kappa=0$, propagacija je izotropna i autokorelaciona funkcija se svodi na $\rho(\Delta\tau) = J_0(2\pi f_m \Delta\tau)$, gde je $J_0(\cdot)$ je modifikovana Beselova funkcija nultog reda prve vrste [86].

2.1.2 Nakagami- m raspodela i model kanala

Raspodela anvelope Nakagami- m fedinga opisuje se sledećom PDF

$$f_a(a) = 2 \frac{m^m a^{2m-1}}{\Gamma(m) \Omega^m} e^{-\frac{ma^2}{\Omega}}, \quad a \geq 0, \quad (2.8)$$

gde se m naziva parametrom Nakagami fedinga ($m \geq 1/2$) i $\Gamma(\cdot)$ označava Gama funkciju [101, jedn. (6.1.1)]. Srednja kvadratna vrednost anvelope jednaka je Ω i važi

$$m = E^2\{a^2\} / \text{Var}\{a^2\}, \quad \text{i} \quad \Omega = E\{a^2\}, \quad (2.9)$$

pri čemu je sa $E\{\cdot\}$ označen operator matematičkog očekivanja.

Parametar m određuje intenzitet fedinga i u specijalnom slučaju kada je $m=1$, svodi se na Rejljevu raspodelu, čija je PDF data izrazom

$$f_a(a) = \frac{2}{\Omega} a e^{-\frac{a^2}{\Omega}}, \quad a \geq 0. \quad (2.10)$$

Vrednosti parametra $m < 1$ ukazuju da je feding jači, dok je za $m > 1$ feding slabiji u odnosu u odnosu na slučaj Rejljevog fedinga [102]. Sa određenim ograničenjima,

Nakagami- m raspodela može da aproksimira i Rajsovu raspodelu, korišćenjem relacija [87, jedn. (3)-(4)].

Matematički model pogodan za opis statističkih karakteristika Nakagami- m fedinga predložen je u [87]. Po ovom modelu kvadrat anvelope fedinga može se predstaviti kao suma kvadrata $2m$ nezavisnih Gausovih slučajnih promenljivih [87, jedn. (7)].

$$\alpha = a^2 = \begin{cases} \sum_{i=1}^m (c_i^2 + s_i^2), & 2m \text{ parno,} \\ c_0^2 + \sum_{i=1}^{m-0.5} (c_i^2 + s_i^2), & 2m \text{ neparno.} \end{cases} \quad (2.11)$$

Srednja vrednost Gausovih slučajnih promenljivih c_i i s_i jednaka je $E\{c_i\} = E\{s_i\} = 0, \forall i$, dok je varijansa $Var\{c_i\} = E\{c_i^2\} = \sigma^2$ i $Var\{s_i\} = E\{s_i^2\} = \sigma^2$. Svaki par c_i i s_i čine komponenta u fazi i komponenta u kvadraturi kompleksne slučajne promenljive $c_i + js_i$ ($j = \sqrt{-1}$), čija amplituda podleže Rejljevom zakonu raspodele.

U opisanom matematičkom modelu, varijansa slučajne promenljive a , za celobrojnu vrednost parametra m , jednaka je

$$Var\{a\} = E\{a^2\} = \sum_{i=1}^m (E\{c_i^2\} + E\{s_i^2\}) = 2m\sigma^2 = \Omega. \quad (2.12)$$

Iako je statističkom modelu Nakagami fedinga i raznim primenama u literaturi posvećena značajna pažnja, u literaturi ne postoji jedinstveni, opšte prihvaćeni simulacioni model Nakagami- m fedinga. Jedan od razloga je u činjenici da predloženi statistički model Nakagami- m fedinga osim izraza za PDF nije pratio i odgovarajući dinamički model kanala kao što je slučaj sa Rejljevim fedingom [97], pa se u radovima uvode odgovarajuće pretpostavke o vremenskoj korelaciji odbiraka. Nakagami- m raspodelom je opisana raspodela anvelope fedinga u bežičnom radio kanalu, dok raspodela odgovarajuće faze kompleksne Nakagami- m slučajne promenljive nije precizirana. Združena raspodela amplitude i faze anvelope fedinga nije bila poznata u literaturi, niti su postojali podaci dobijeni na osnovu rezultata merenja [103], ali se po analogiji sa slučajem Rejljeve raspodele fedinga, u literaturi najčešće usvajala pretpostavka da je raspodela faze uniformna [102]. Nedavno je u radu [103] predložen nov izraz za združenu raspodelu amplituda i faza Nakagami- m fedinga (pod

pretpostavkom da su one nezavisne slučajne promenljive) i u tom slučaju funkcija gustine verovatnoće faze $f_\theta(\theta)$ definisana je izrazom

$$f_\theta(\theta) = \frac{\Gamma(m) |\sin(2\theta)|^{m-1}}{2^m \Gamma^2(m/2)}, \quad (2.13)$$

odnosno, $f_\theta(\theta)$ zavisi od parametra fedinga m , i odgovara uniformnoj raspodeli samo u specijalnom slučaju kada je $m=1$ (Rejlijev feding).

Jedan od simulacionih modela Nakagami- m fedinga koji je zastupljen u literaturi zasniva se na generisanju sume sinusoida i primeni matematičkog modela opisanog jednačinom (2.11) [87], [104]. Slučajna promenljiva koja prati Nakagami- m raspodelu može se generisati kao kvadratni koren sume $2m$ kvadrata nezavisnih Gausovih slučajnih promenljivih srednje vrednosti jednake nuli i varijanse σ^2 . Primena metoda za slučaj kada m nije celobrojna vrednost, opisana je u radu [104], pri čemu su niskofrekventni oscilatori realizovani korišćenjem [105]. U [102] opisan je simulator Nakagami- m fedinga za proizvoljnu vrednost parametra m , primenom postojećeg Rejlijevog simulatora i aproksimacije CDF funkcije, pod pretpostavkom da je faza kompleksne Nakagami- m promenljive uniformno raspodeljena. Simulatorom fedinga predloženim u [106] moguće je generisati kompleksne odbirke Nakagami- m fedinga sa zadatom ACF, pri čemu faza kompleksnog koeficijenta fedinga prati raspodelu definisanu u [103].

U ovoj disertaciji je usvojen simulacioni model Nakagami- m kanala koji je primenjen u [85], [88], [89]. Nizovi odbiraka komponente u fazi i kvadraturi sa Gausovom raspodelom amplituda generisani su primenom modela koji je predložen u [107], a predstavlja unapređenje najrasprostranjenijeg modela Rejlijevog fedinga koji je prvobitno predložen u [97]. Pretpostavlja se da je antenski sistem tako postavljen da se prostorna korelacija signala na raznim granama MIMO kanala može zanemariti i da se propagacija signala u okruženju može smatrati izotropnom.

Simulacioni model predviđa da odbirci komponente u fazi i kvadraturi kompleksne korelisane Gausove promenljive u trenutku kT_s imaju vrednosti

$$c_k = \frac{2}{\sqrt{M}} \left(\sum_{n=1}^M \cos(\psi_n) \cdot \cos(2\pi f_m \cdot kT_s \cos(\alpha_n) + \phi_n) \right), \quad k = 1, \dots, L, \quad (2.14)$$

$$s_k = \frac{2}{\sqrt{M}} \left(\sum_{n=1}^M \sin(\psi_n) \cdot \cos(2\pi f_m \cdot kT_s \cos(\alpha_n) + \phi_n) \right), \quad k=1, \dots, L, \quad (2.15)$$

pri čemu je je M broj niskofrekventnih oscilatora, T_s je perioda odabiranja, a L ukupan broj odbiraka generisan u postupku simulacije. Slučajne promenljive θ , ϕ_n i Ψ_n su uniformno raspodeljene u intervalu $[-\pi, \pi)$ za sve vrednosti n , dok su vrednosti slučajne promenljive $\alpha_n = (2\pi n - \pi + \theta)/(4M)$, za $n=1, \dots, M$. Za komponente u fazi i kvadraturi ACF su $\rho_{c,c}(\Delta\tau) = \rho_{s,s}(\Delta\tau) = J_0(2\pi f_m \Delta\tau)$.

Odbirci slučajne promenljive α generišu se na sledeći način

$$\alpha_k = a_k^2 = \sum_{i=1}^m (c_{k,i}^2 + s_{k,i}^2), \quad k=1, \dots, L, \quad (2.16)$$

i raspodeljeni su u skladu sa centralnom χ^2 raspodelom sa $2m$ stepeni slobode. Odbirci anvelope fedinga a_k mogu se odrediti kvadratnim korenovanjem vrednosti odbiraka α_n .

2.1.3 Neke značajne statističke karakteristike raspodele Nakagami- m fedinga

Funkcija raspodele anvelope Nakagami- m fedinga data je sa

$$F_a(y) = \int_0^y p_a(a) da = 1 - \Gamma\left(m, m \frac{y^2}{\Omega}\right) / \Gamma(m), \quad y \geq 0, \quad (2.17)$$

gde je $\Gamma(\cdot, \cdot)$ gornja nekompletna Gama funkcija [101, jedn. (6.5.3)].

Slučajna promenljiva $\alpha = a^2$ predstavlja pojačanje snage u kanalu i povinuje se Gama raspodeli, dok je funkcija gustine verovatnoće određena izrazom

$$f_\alpha(y) = \frac{1}{\lambda^m} \frac{y^{m-1}}{\Gamma(m)} e^{-\frac{y}{\lambda}}, \quad y \geq 0, \quad (2.18)$$

pri čemu je $\lambda = E\{a^2\} / m$. Odgovarajuća funkcija raspodele slučajne promenljive α je

$$F_\alpha(y) = \frac{\gamma(m, y/\lambda)}{\Gamma(m)}, \quad y \geq 0, \quad (2.19)$$

odnosno u specijalnom slučaju kada je m celobrojna vrednost, može se napisati u obliku

$$F_{\alpha}(y) = 1 - \sum_{k=0}^{m-1} \frac{1}{k!} \left(\frac{y}{\lambda}\right)^k e^{-\frac{y}{\lambda}}. \quad (2.20)$$

Za slučaj Rejljeve raspodele amplitude fedinga ($m=1$), pojačanje snage α ima eksponencijalnu funkciju gustine verovatnoće

$$f_{\alpha}(y) = \frac{1}{\lambda} e^{-\frac{y}{\lambda}}, y \geq 0, \quad (2.21)$$

dok je odgovarajući CDF slučajne promenljive α dat sa

$$F_{\alpha}(y) = 1 - e^{-\frac{y}{\lambda}}. \quad (2.22)$$

Varijansa slučajne promenljive α može se odrediti korišćenjem izraza $\text{Var}\{\alpha\} = E\{a^4 - E^2\{a^2\}\} = E\{a^4\} - \Omega^2$. Moment četvrtog reda slučajne promenljive a je

$$E\{a^4\} = E\left\{\left(\sum_{i=1}^m (c_i^2 + s_i^2)\right)^2\right\} = \sum_{i=1}^m E\{c_i^4\} + \sum_{i=1}^m E\{s_i^4\} + 2 \sum_{i=1}^m \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^m E\{c_i^2 s_j^2\}. \quad (2.23)$$

Združeni moment drugog reda dve proizvoljno korelisane Gausove slučajne promenljive, označene sa x_1 i x_2 , srednjih vrednosti jednakih nuli i varijansi jednakih

$\sigma^2 = E\{x_1^2\} = E\{x_2^2\}$ određen je u [108, jedn. (18)] i jednak je

$E[x_1^2 x_2^2] = \sigma^4 + 2(E[x_1 x_2])^2$. Kako u posmatranom modelu svaki par Gausovih

slučajnih promenljivih c_i i s_i predstavlja međusobno nezavisne slučajne procese, sledi da je $E\{c_i^2 s_i^2\} = \sigma^4$. Dalje, na osnovu osobina momenata Gausove slučajne promenljive

srednje vrednosti jednake nuli, važi $E\{x_i^4\} = 3(E\{x_i^2\})^2$ [109], pa je

$E\{c_i^4\} = E\{s_i^4\} = 3\sigma^2$. Zamenom ovih identiteta u jednačinu (2.23) dobija se

$E\{\alpha^2\} = E\{a^4\} = 4m\sigma^4(m+1)$, pa je varijansa slučajne promenljive α jednaka

$$\text{Var}\{\alpha\} = E\{\alpha^2\} - E^2\{\alpha\} = 4m\sigma^4(m+1) - (2m\sigma^2)^2 = 4m\sigma^4. \quad (2.24)$$

ACF slučajne promenljive α definiše se na sledeći način

$$\rho_{\alpha,\alpha}(\Delta\tau) = E\{\alpha(\tau)\alpha(\tau+\Delta\tau)\} = E\left\{\sum_{i=1}^m (c_{i,\tau}^2 + s_{i,\tau}^2) \sum_{l=1}^m (c_{l,\tau+\Delta\tau}^2 + s_{l,\tau+\Delta\tau}^2)\right\}, \quad (2.25)$$

odnosno može se napisati u obliku

$$\begin{aligned} \rho_{\alpha,\alpha}(\Delta\tau) = m \left(E\{c_{n,\tau}^2 c_{n,\tau+\Delta\tau}^2\} + E\{c_{n,\tau}^2 s_{n,\tau+\Delta\tau}^2\} + E\{s_{n,\tau}^2 c_{n,\tau+\Delta\tau}^2\} \right. \\ \left. + E\{s_{n,\tau}^2 s_{n,\tau+\Delta\tau}^2\} \right) + (4m^2 - 2m)\sigma^4. \end{aligned} \quad (2.26)$$

Za slučaj izotropne propagacije, korelaciona funkcija su [97, jedn. (1.3-1-2)]

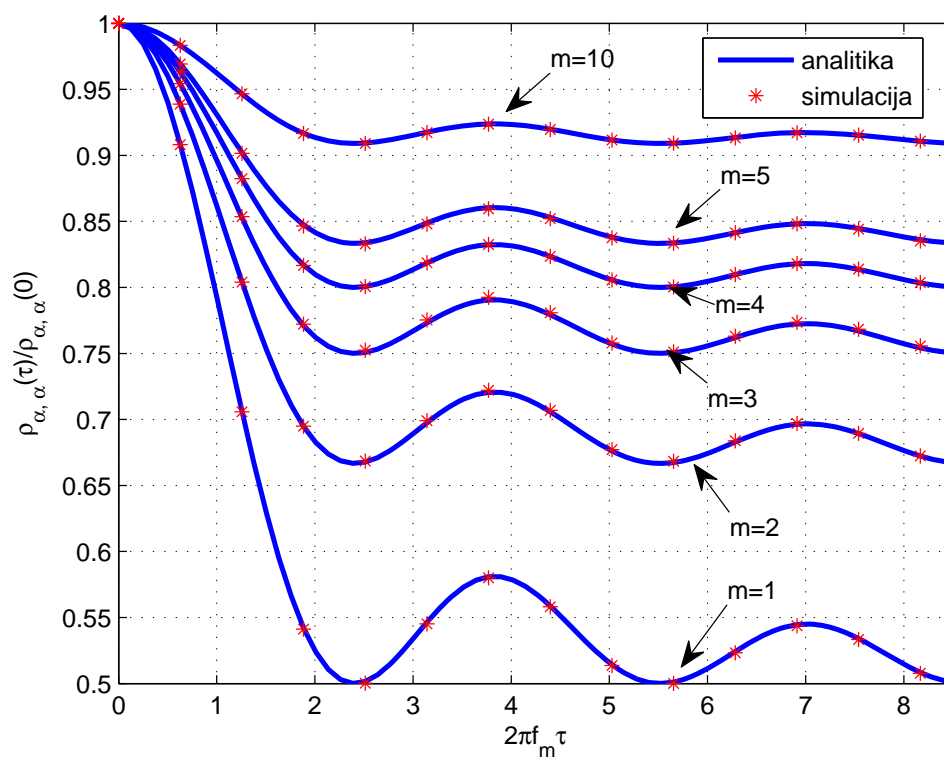
$$\begin{aligned} E\{c_{i,\tau} c_{i,\tau+\Delta\tau}\} = E\{s_{i,\tau} s_{i,\tau+\Delta\tau}\} = \sigma^2 J_0(2\pi f_m \Delta\tau), \\ E\{c_{i,\tau} s_{i,\tau+\Delta\tau}\} = -E\{s_{i,\tau} c_{i,\tau+\Delta\tau}\} = 0, \quad (\forall i) \end{aligned} \quad (2.27)$$

gde τ i $\tau+\Delta\tau$ označavaju dva uzastopna vremenska trenutka. Ukoliko se sa \dot{c}_i , \dot{s}_i respektivno, označe izvod po vremenu procesa c_i i s_i , važi da je $E\{c_i \dot{c}_i\} = E\{s_i \dot{s}_i\} = 0$ i $\dot{\sigma}_c^2 = E\{\dot{c}_i^2\} = E\{\dot{s}_i^2\} = 2\pi^2 f_m^2 \sigma^2$ [97, jedn. 1.3-5].

Na osnovu prethodno izložene osobine združenog momenta drugog reda dve proizvoljno korelisane Gausove slučajne promenljive, u [85, jedn. (27)] je pokazano da važi $E[c_{i,\tau}^2 c_{i,\tau+\Delta\tau}^2] = \sigma^4 + 2(\sigma^2 J_0(2\pi f_m \Delta\tau))^2$ pa je ACF jednaka

$$\rho_{\alpha,\alpha}(\Delta\tau) = 4m\sigma^4 \{J_0^2(2\pi f_m \Delta\tau) + m\}. \quad (2.28)$$

ACF anvelope fedinga predstavlja značajnu meru kvaliteta simulacionog modela [102]. Primenom modela opisanog u odeljku 2.1.2 generisan je niz odbiraka pojačanja snage u kanalu sa dejstvom Nakagami- m fedinga. Izvršena je simulacija ACF usrednjavanjem po raznim realizacijama kanala u skladu sa jednačinom (2.25). Vrednosti dobijene simulacionim postupkom slažu se sa velikom tačnošću sa rezultatima određenim analitičkim izrazom (2.28) i rezultati su prikazani na Slici 2.3. Vrednosti normalizovane ACF odbiraka slučajne promenljive α rastu sa povećanjem parametra m . U šestom poglavlju biće pokazano da ovaj efekat ima uticaj na performanse sekundarnog linka kognitivnog radio-sistema kada je dostupna zastarela CSI.



Slika 2.3 – Autokorelaciona funkcija pojačanja snage α .

2.2 Sistemi sa primenom odabranih višeantenskih tehnika i fiksnom snagom predajnika

Poznato je da se primenom MIMO tehnika može značajno povećati kapacitet kanala sa dejstvom fadinga. U okviru ovog odeljka biće opisane neke višeantenske diverziteti tehnike, čija je zajednička osobina relativno mala kompleksnost realizacije. Prijemni MRC diverziteti predstavlja optimalnu linearnu tehniku kombinovanja u kanalu sa fadingom i dejstvom šuma. U poređenju sa drugim diverziteti tehnikama, primenom MRC može se ostvariti najveći kapacitet [110]. Efikasna primena MRC diverzitetija zahteva da prijemnik bude dovoljno velikih dimenzija koje omogućavaju postavljanje većeg broja antena na dovoljnoj udaljenosti. Veći broj antena i RF konvertora, utiče na povećanje cene prijemnika, kao i snage potrebne za obradu signala.

Korišćenjem većeg broja antena na strani predaje može se ostvariti predajni diverziteti, čija je velika pogodnost što veći broj prijemnika može da koristi benefite diverzitetija bez korišćenja dodatnih antena na svojim uređajima. Među tehnikama predajnog diverzitetija mogu se razlikovati tehnike koje koriste kanal povratne sprege i tehnike za čiju implementaciju na predajnoj strani nije potrebno poznavanje CSI.

Tehnika selekcije optimalne antene, čijim korišćenjem se omogućava maksimalan SNR na izlazu prijemnika, pripada grupi tehnika za čiju primenu je potrebno postojanje kanala povratne sprege. Korišćenjem samo jedne antene za emitovanje signala značajno se smanjuje kompleksnost predajnika, jer je za realizaciju potreban samo jedan prekidački element i jedan predajni lanac. Osim toga, za primenu ove tehnike predajniku nije potrebno dostaviti potpunu CSI, što obezbeđuje dodatnu robusnost na greške u estimaciji kanala i omogućava korišćenje kanala povratne sprege skromnog kapaciteta. Iako se predajniku dostavlja samo informacija o selektovanoj anteni (ne pun CSI), u [75] je pokazano da je to dovoljno da povećanje kapaciteta sistema bude značajno u odnosu na optimalni kapacitet koji bi se dobio kada bi predajnik imao savršeno poznavanje CSI. Takođe, kombinovanjem tehnika optimalne selekcije predajne antene i MRC diverzitetija može se postići dodatno poboljšanje performansi.

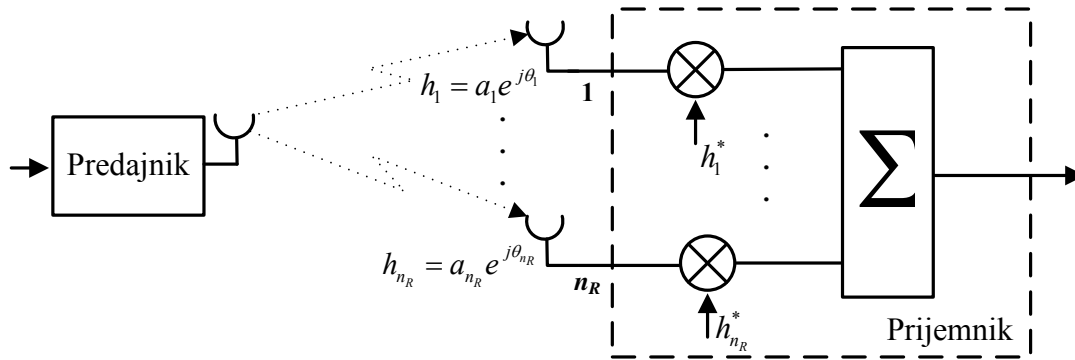
U praktičnim okolnostima, na performanse sistema sa primenom tehnika optimalne selekcije predajne antene utiču i faktori kao što su brza promena propagacionog okruženja, odnosno kašnjenje kanala povratne sprege. Važan uticaj

mogu imati i hardverska ograničenja u realizaciji potrebnih komponenti. Konkretno, današnjom tehnologijom ne mogu se realizovati prekidači koji ne unose dodatna slabljenja u predajniku, pa se ona moraju kompenzovati povećanjem snage izlaznog pojačavača [74].

Prostorno-vremenski blok kodovi pripadaju grupi tehnika sa primenom predajno-prijemnog diverzitija, za čiju primenu nije potreban kanal povratne sprege. U ovom slučaju u predajniku se pre emitovanja signala sa više predajnih antena vrši odgovarajuća dodatna obrada signala. Signalu se dodaje odgovarajuća redundansa u prostornom i vremenskom domenu, čime se postiže da su sekvence signala sa predajnih antena međusobno ortogonalne. Jedna od najznačajnijih karakteristika OSTBC kodova je da se dekodovanje sa maksimalnom verodostojnošću može izvršiti korišćenjem jednostavnog algoritma koji se zasniva na linearnoj obradi prijemnog signala [111].

2.2.1 Diverziti kombinovanje sa maksimalnim odnosom

Kombinovanje sa maksimalnim odnosom podrazumeva koherentno kombinovanje signala koji su propagirali po nezavisnim putanjama, čija primena zahteva savršeno poznavanje amplituda i faza anvelopa fedinga na svakoj od grana prijemnog diverzitija. Osnovna struktura MRC prijemnika prikazana je na Slici 2.4. Množenjem prijemnog signala na svakoj od grana odgovarajućim faktorom izjednačavaju se faze svih signala, a istovremeno se svakom signalu daje odgovarajuća težina, koja je određena na osnovu merenja SNR-a u odgovarajućoj diverziti grani. Na ovaj način se postiže da pri koherentnom sabiranju dolaznih signala signal sa većom snagom (tj. većim odnosom signal-šum) ima veću težinu u dobijenoj sumi [97].



Slika 2.4 – Principijska blok šema MRC prijemnika.

Prijemni signal na svakoj od antena je

$$y_r = h_r x + n_r, \quad r = 1, \dots, n_R, \quad (2.29)$$

pa je signal na izlazu diverziti kombajnera jednak

$$\tilde{x} = \sum_{r=1}^{n_R} h_r^* y_r, \quad (2.30)$$

gde h^* označava konjugovano kompleksnu vrednost koeficijenta h . Zamenom vrednosti prijemnih signala y_r iz jednačine (2.30), dobija se

$$\tilde{x} = \sum_{r=1}^{n_R} h_r^* (h_r x + n_r) = \sum_{r=1}^{n_R} |h_r|^2 x + \sum_{r=1}^{n_R} h_r^* n_r = \sum_{r=1}^{n_R} a_r^2 x + \sum_{r=1}^{n_R} h_r^* n_r. \quad (2.31)$$

U prethodnoj jednačini prva suma predstavlja koristan signal, dok druga suma predstavlja signal šuma na izlazu iz MRC prijemnika, pa je pojačanje korisnog signala

$$a_{MRC} = \sum_{r=1}^{n_R} a_r^2, \quad (2.32)$$

dok snaga ukupnog šuma na izlazu kombajnera iznosi

$$\sigma_{n,tot}^2 = \sigma_n^2 \sum_{r=1}^{n_R} a_r^2. \quad (2.33)$$

Na osnovu prethodnog, ukoliko sa P_T označimo snagu signala na predaji, SNR na izlazu MRC prijemnika je jednak

$$\gamma_{MRC} = \frac{a_{MRC}^2}{\sigma_{n,tot}^2} P_T = \frac{P_T}{\sigma_{n,tot}^2} \sum_{r=1}^{n_R} |h_r|^2 = \sum_{r=1}^{n_R} \gamma_r, \quad (2.34)$$

pri čemu je sa γ_r označen SNR u svakoj od grana diverzitija. Dakle, SNR na izlazu MRC prijemnika jednak je zbiru vrednosti SNR u svim granama diverzitija.

U slučaju kada feding u kanalu između predajne i svake od prijemnih antena prati Nakagami- m raspodelu i parametar fedinga u svakoj od grana diverzitija ima vrednost $m_{l,r}=m$, $r=1, \dots, n_R$, PDF za SNR na izlazu prijemnika je

$$f_{\gamma_{MRC}}(u) = \left(\frac{m}{\gamma}\right)^{mn_R} \frac{u^{mn_R-1}}{\Gamma(mn_R)} e^{-\frac{um}{\gamma}}, \quad u \geq 0, \quad (2.35)$$

gde je srednja vrednost SNR u diverziti granama $\bar{\gamma} = E\{a_r^2\} P_T / \sigma^2$, $r=1, \dots, n_R$. Funkcija raspodele slučajne promenljive γ_{MRC} određena je sa

$$F_{\gamma_{MRC}}(\gamma) = \int_0^{\gamma} f_{\gamma_{MRC}}(y) dy = 1 - \frac{\Gamma(mn_R, \gamma m / \bar{\gamma})}{\Gamma(mn_R)}, \quad \gamma \geq 0, \quad (2.36)$$

a u specijalnom slučaju kada je m celobrojne vrednosti, CDF je jednaka

$$F_{\gamma_{MRC}}(\gamma) = 1 - e^{-\frac{\gamma m}{\bar{\gamma}}} \sum_{k=0}^{mn_R-1} \frac{1}{k!} \left(\frac{\gamma m}{\bar{\gamma}}\right)^k. \quad (2.37)$$

MGF slučajne promenljive γ_r ($r=1, \dots, n_R$) dat je sledećim izrazom

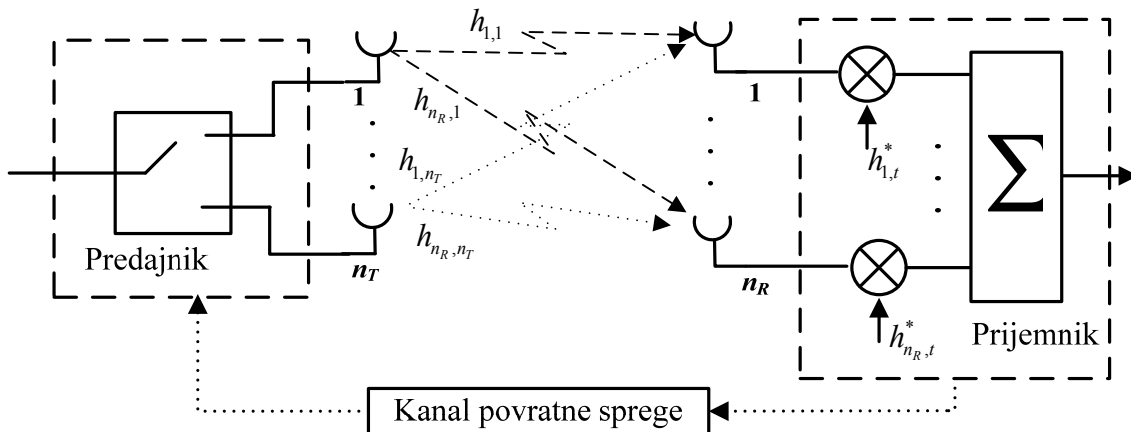
$$M_{\gamma_r}(z) = \int_0^{+\infty} f_{\gamma_r}(\lambda) e^{-z\lambda} d\lambda = \left(1 - z \frac{m}{\bar{\gamma}}\right)^{-m}, \quad (2.38)$$

pa kako je slučajna promenljiva γ_{MRC} jednaka zbiru nezavisnih slučajnih promenljivih γ_r , $r=1, \dots, n_R$, MGF slučajne promenljive γ_{MRC} jednak je [85], [109]

$$M_{\gamma_{MRC}}(z) = \prod_{r=1}^{n_R} M_{\gamma_r}(z) = \prod_{r=1}^{n_R} \left(1 - z \frac{m}{\bar{\gamma}}\right)^{-m} = \left(1 - z \frac{m}{\bar{\gamma}}\right)^{-mn_R}. \quad (2.39)$$

2.2.2 Predajni diverziti sa selekcijom najbolje antene

TAS/MRC tehnika predajno-prijemnog diverzitija ostvaruje se kombinovanjem tehnike selekcije najbolje antene na predaji i MRC kombinovanja u prijemniku. U slučaju kada je $n_R=1$, TAS/MRC se svodi na tehniku predajnog diverzitija TAS. Blok šema sistema prikazana je na Slici 2.5.



Slika 2.5 – Principalska blok šema TAS/MRC prijemnika.

U svakom trenutku samo jedna od ukupno n_T antena je selektovana za emitovanje signala, i to ona koja obezbeđuje najveći SNR na izlazu MRC prijemnika. Na prijemnoj strani, koherentno MRC kombinovanje signala vrši se korišćenjem signala sa svih n_R prijemnih antena. U slučaju kada je t -ta ($1 \leq t \leq n_T$) predajna antena selektovana za prenos signala, SNR na izlazu MRC kombajnera, označen sa γ_t , jednak je

$$\gamma_t = \frac{P_T}{\sigma^2} \sum_{r=1}^{n_R} |h_{r,t}|^2 = \frac{P_T}{\sigma^2} \sum_{r=1}^{n_R} a_{r,t}^2, \quad t = 1, \dots, n_T, \quad (2.40)$$

Signal se emituje sa jedne antene, koja je odabrana tako da omogućava maksimalan SNR na izlazu MRC kombajnera, odnosno

$$\gamma_{\max} = \max_{t \in \{1, \dots, n_T\}} \{\gamma_t\}. \quad (2.41)$$

Funkcija raspodele SNR-a na izlazu prijemnika γ_{max} , jednaka je

$$F_{TAS/MRC}(\gamma) = \prod_{t=1}^{n_T} F_{t,MRC}(\gamma), \quad (2.42)$$

dok odgovarajuća PDF ima oblik

$$f_{TAS/MRC}(u) = \sum_{l=1}^{n_T} f_{l,MRC}(u) \cdot \prod_{t=1, t \neq l}^{n_T} F_{t,MRC}(u), \quad (2.43)$$

odnosno, kada su propagacioni uslovi u svim diverziti granama jednaki, PDF je

$$f_{TAS/MRC}(u) = n_T f_{l,MRC}(u) [F_{t,MRC}(u)]^{n_T-1}. \quad (2.44)$$

2.2.3. Alamutijeva šema

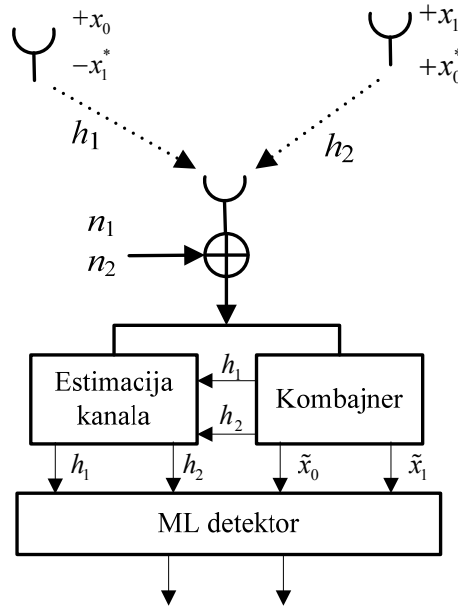
Alamuti je u [80] predložio prostorno-vremenski blok kod sa relativno jednostavnim postupkom primene i korišćenjem dve predajne antene i proizvoljnog broja prijemnih antena. Blok dijagram Alamutijeve šeme sa $n_T=2$ i jednom prijemnom antenom dat je na Slici 2.6.

Pretpostavlja se da su koeficijenti kanala konstantni u toku dva uzastopna simbolska intervala. Grupa od b_M informacionih bita grupiše u jedan M -arni simbol ($b_M = \log_2 M$). Formiraju se blokovi od po dva simbola x_1 i x_2 i mapiraju se u skladu sa kodnom matricom

$$\mathbf{G}_2 = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 \\ -x_2^* & x_1^* \end{bmatrix}, \quad (2.45)$$

odnosno, u toku prvog intervala, signal x_1 se emituje sa antene 1 i x_2 sa antene 2, dok se u toku drugog intervala sa prve antene emituje signal $-x_2^*$, a sa druge antene x_1^* .

Kodna matrica \mathbf{G}_2 je ortogonalna, odnosno važi $\mathbf{G}_2 \cdot \mathbf{G}_2^H = (|x_1|^2 + |x_2|^2) \mathbf{I}_2$, gde \mathbf{I}_2 jedinična matrica dimenzija 2×2 .



Slika 2.6 – Alamutijeva blok šema sa dve predajne i jednom prijemnom antenom.

Za slučaj kada se na prijemu koristi samo jedna antena, signali na prijemu y_1 i y_2 u dva uzastopna simbolska intervala t i $t+T$, jednaki su

$$y_1 = h_1 x_1 + h_2 x_2 + n_1, \quad (2.46)$$

$$y_2 = y(t+T) = -h_1 x_2^* + h_2 x_1^* + n_2, \quad (2.47)$$

dok odbirci AWGN u dva uzastopna intervala t i $t+T$, označeni sa n_1 i n_2 , predstavljaju nezavisne kompleksne promenljive srednjih vrednosti jednakih nula i spektralne gustine srednje snage (PSD, *Power Spectral Density*) jednake σ^2 .

Pod pretpostavkom da dekoder ima dostupnu idealnu CSI, u kombajneru se formiraju dva signala koji su jednaki, respektivno

$$\tilde{x}_1 = h_1^* y_1 + h_2 y_2^* = (|h_1|^2 + |h_2|^2) x_1 + h_1^* n_1 + h_2 n_2^*, \quad (2.48)$$

$$\tilde{x}_2 = h_2^* y_1 - h_1 y_2^* = (|h_1|^2 + |h_2|^2) x_2 - h_1 n_2^* + h_2^* n_1. \quad (2.49)$$

Ovako dobijeni signali šalju se u detektor sa maksimalnom verodostojnošću (*maximum likelihood*, ML) gde se donosi odluka o poslatim simbolima. Korisna komponenta dobijenog signala na izlazu kombajnera je ista kao u slučaju MRC prijemnika, dok razlika postoji u faznoj rotaciji komponenti koje potiču od šuma (što ne utiče na SNR).

Prethodno opisani princip može se primeniti i u slučaju kada se na prijemu koristi proizvoljan broj prijemnih antena. U opštem slučaju sa dve predajne i n_R prijemnih antena može se postići red diverzitija jednak $2n_R$. Proces formiranja signala je isti kao i u slučaju kada se koristi samo jedna prijemna antena. Signali na r -toj prijemnoj anteni u dva uzastopna vremenska trenutka, označeni sa y_1^r i y_2^r , jednaki su, respektivno

$$y_1^r = h_{r,1}x_1 + h_{r,2}x_2 + n_1^r, \quad (2.50)$$

$$y_2^r = -h_{r,1}x_2^* + h_{r,2}x_1^* + n_2^r, \quad (2.51)$$

gde su n_1^r i n_2^r su odbirci šuma na r -toj prijemnoj anteni u dva uzastopna trenutka.

Na izlazu kombajnera formira se signal na osnovu kojeg se donosi odluka

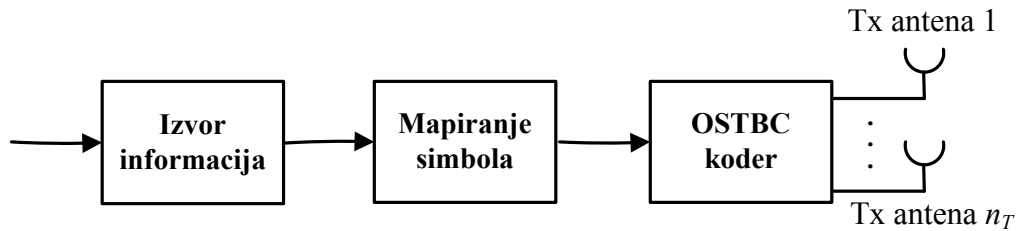
$$\tilde{x}_1 = \sum_{r=1}^{n_R} h_{r,1}^* y_1^r + h_{r,2}^* (y_2^r)^* = \sum_{l=1}^2 \sum_{r=1}^{n_R} |h_{r,l}|^2 x_l + \sum_{r=1}^{n_R} h_{r,1}^* n_1^r + h_{r,2}^* (n_2^r)^*, \quad (2.52)$$

$$\tilde{x}_2 = \sum_{r=1}^{n_R} h_{r,2}^* y_1^r - h_{r,1}^* (y_2^r)^* = \sum_{l=1}^2 \sum_{r=1}^{n_R} |h_{r,l}|^2 x_l + \sum_{r=1}^{n_R} h_{r,2}^* n_1^r - h_{r,1}^* (n_2^r)^*. \quad (2.53)$$

Red diverzitija koji se ostvaruje primenom Alamutijeve šeme sa dve predajne antene i jednom prijemnom antenom isti je kao i u slučaju primene MRC sa dve prijemne antene. Da bi ukupna emitovana snaga bila jednaka u oba slučaja, snaga koja se emituje sa svake od antena kod Alamutijeve šeme jednaka je polovini snage koja se emituje u slučaju primene MRC. Kada bi se sa svake od antena u Alamutijevoj šemi emitovala ista snaga kao sa jedne predajne antene u MRC diverziti šemi, performanse ove dve šeme bi bile potpuno ekvivalentne. U opštem slučaju, primenom Alamutijeve šeme sa dve predajne i n_R prijemnih antena ostvaruje se isti diverziti dobitak kao sa prijemnim MRC diverzitetom sa $2n_R$ antena.

2.2.4 Ortogonalni prostorno-vremenski blok kodovi

OSTBC kodovi predstavljaju svojevrsnu generalizaciju Alamutijeve šeme na veći broj predajnih i prijemnih antena [81], [110]. Principijska blok šema OSTBC kodera prikazana je na Slici 2.7.



Slika 2.7 – Blok šema sistema sa primenom OSTBC.

Postupak formiranja signala koji se emituje sa svih n_T predajnih antena je sledeći. Niz dolaznih bita grupiše se tako da se svakom grupom od $b_M = \log_2 M$ bita selektuje jedan signal iz kompleksne konstelacije signala S sa Grejevim mapiranjem (M-QAM ili M-PSK), pa se od kb_M informacionih bita dobija k modulisanih signala s_1, s_2, \dots, s_k . Niz modulisanih signala $\{s_i\}_{i=1}^k$ kodira se primenom prostorno-vremenskog blok koda, koji je definisan ortogonalnom transmissionom matricom \mathbf{G} dimenzija $n_T \times T_F$,

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} x_{11} & x_{12} & \cdots & x_{1n_T} \\ x_{21} & x_{22} & \cdots & x_{2n_T} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x_{T_F,1} & x_{T_F,2} & \cdots & x_{T_F,n_T} \end{bmatrix}, \quad (2.54)$$

gde T_F predstavlja broj vremenskih intervala potrebnih za emitovanje k simbola nakon primene OSTBC koda. Za OSTBC sa n_T predajnih antena, transmissiona matrica je označena sa \mathbf{G}_{n_T} , a ovakav kod naziva se OSTBC dimenzije n_T . Elementi transimione matrice \mathbf{G} predstavljaju linearnu kombinaciju k modulisanih simbola x_1, x_2, \dots, x_k , i njihovih konjugovano kompleksnih vrednosti $x_1^*, x_2^*, \dots, x_k^*$. Da bi se postigao predajni diverziteti reda n_T , za transmissionu matricu \mathbf{G} važi

$$\mathbf{G} \times \mathbf{G}^H = c \left(|x_1|^2 + |x_2|^2 + \dots + |x_k|^2 \right) \mathbf{I}_{n_T}, \quad (2.55)$$

gde je c konstanta, \mathbf{G}^H predstavlja Hermitian transformaciju matrice \mathbf{G} i \mathbf{I}_{n_T} predstavlja jediničnu matricu dimenzija $n_T \times n_T$ [112].

Postavljanjem vrednosti $x_i = s_i$, $i=1, 2, \dots, k$, u matrici \mathbf{G} dobijamo matricu \mathbf{C} čiji su elementi linearna kombinacija simbola s_1, s_2, \dots, s_k i njihovih konjugovano-kompleksnih vrednosti. Matrica \mathbf{G} sadrži promenljive x_1, \dots, x_k , a matrica \mathbf{C} sadrži specifične simbole iz odabrane konstelacije koji odgovaraju dolaznom nizu kb_M informacionih bita.

U procesu formiranja prostorno-vremenski kodiranog simbola, od ulaznih k moduliranih signala s_1, s_2, \dots, s_k primenom kodne matrice \mathbf{G} generiše se n_T paralelnih sekvenci signala dužine T_F . Ove sekvence se istovremeno emituju sa n_T predajnih antena u toku T_F uzastopnih vremenskih perioda potrebnih za emitovanje jednog simbola s_i , ($1 \leq i \leq k$). Element matrice \mathbf{C} u t -toj vrsti i ν -toj koloni $c_\nu^{(t)}$, $t=1, 2, \dots, n_T$, $\nu=1, 2, \dots, T_F$, predstavlja simbol koji se emituje sa t -te predajne antene u ν -tom vremenskom intervalu.

Broj simbola koji ulaze u OSTBC koder jednak je k , dok je za emitovanje prostorno-vremenski kodiranih simbola korišćenjem n_T antena potrebno T_F uzastopnih vremenskih intervala, pa je kodni količnik jednak

$$R = \frac{k}{T_F}. \quad (2.56)$$

OSTBC kodovi kodnog količnika jednakog $R=1/2$, sa $k=4$, za $n_T=3$ i $n_T=4$ predajne antene, definisani su sledećim transmissionim matricama, respektivno,

$$\mathbf{G}_3 = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & x_3 \\ -x_2 & x_1 & -x_4 \\ -x_3 & x_4 & x_1 \\ -x_4 & -x_3 & x_2 \\ x_1^* & x_2^* & x_3^* \\ -x_2^* & x_1^* & -x_4^* \\ -x_3^* & x_4^* & x_1^* \\ -x_4^* & -x_3^* & x_2^* \end{bmatrix}, \quad \mathbf{G}_4 = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & x_3 & x_4 \\ -x_2 & x_1 & -x_4 & x_3 \\ -x_3 & x_4 & x_1 & -x_2 \\ -x_4 & -x_3 & x_2 & x_1 \\ x_1^* & x_2^* & x_3^* & x_4^* \\ -x_2^* & x_1^* & -x_4^* & x_3^* \\ -x_3^* & x_4^* & x_1^* & -x_2^* \\ -x_4^* & -x_3^* & x_2^* & x_1^* \end{bmatrix} \quad (2.57)$$

OSTBC kodovi kodnog količnika jednakog $R=3/4$, sa $k=3$, za $n_T=3$ i $n_R=4$ predajne antene, definisani su transmisionim matricama, respektivno,

$$\mathbf{H}_3 = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & x_3/\sqrt{2} \\ -x_2^* & x_1^* & x_3/\sqrt{2} \\ x_3^*/\sqrt{2} & x_3^*/\sqrt{2} & (-x_1 - x_1^* + x_2 - x_2^*)/2 \\ x_3^*/\sqrt{2} & -x_3^*/\sqrt{2} & (x_2 + x_2^* + x_1 - x_1^*)/2 \end{bmatrix} \quad (2.58)$$

$$\mathbf{H}_4 = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & x_3/\sqrt{2} & x_3/\sqrt{2} \\ -x_2^* & x_1^* & x_3/\sqrt{2} & -x_3/\sqrt{2} \\ x_3^*/\sqrt{2} & x_3^*/\sqrt{2} & (-x_1 - x_1^* + x_2 - x_2^*)/2 & (-x_2 - x_2^* + x_1 - x_1^*)/2 \\ x_3^*/\sqrt{2} & -x_3^*/\sqrt{2} & (x_2 + x_2^* + x_1 - x_1^*)/2 & -(x_1 + x_1^* + x_2 - x_2^*)/2 \end{bmatrix}. \quad (2.59)$$

Pretpostavlja se da je kanal kvazistatičan, odnosno da su koeficijenti kanala konstantni u toku trajanja okvira dužine T_F uzastopnih intervala, i da se menjaju od okvira do okvira. Prijemni signal $y_v^{(r)}$ na r -toj anteni u trenutku v , jednak je

$$y_v^{(r)} = \sum_{t=1}^{n_r} h_{r,t} c_v^{(t)} + n_v^{(r)}, \quad (2.60)$$

gde je $n_v^{(r)}$ odbirak kompleksne Gausove promenljive srednje vrednosti 0 i varijanse σ^2 .

Pod pretpostavkom da je prijemniku dostupna idealna CSI i da su koeficijenti kanala savršeno procenjeni, ML detektor izračunava vrednost metrike za sve moguće vrednosti kodnih reči $c_1^{(1)} c_1^{(2)} \dots c_1^{(n_r)} c_2^{(1)} c_2^{(2)} \dots c_2^{(n_r)} \dots c_{T_F}^{(1)} c_{T_F}^{(2)} \dots c_{T_F}^{(n_r)}$ i odlučuje se u korist reči kojom se minimizuje suma

$$D = \sum_{v=1}^{T_F} \sum_{r=1}^{n_R} \left| y_v^{(r)} - \sum_{t=1}^{n_r} h_{r,t} c_v^{(t)} \right|. \quad (2.61)$$

Zahvaljujući osobini ortogonalnosti transmisionne matrice, metrika D se može dekomponovati u k delova, odnosno ML dekodler odlučuje da je emitovan simbol \hat{s}_i , za $i=1, \dots, k$, za svaki od simbola s_i , $i=1, \dots, k$, ako i samo ako (akko) važi

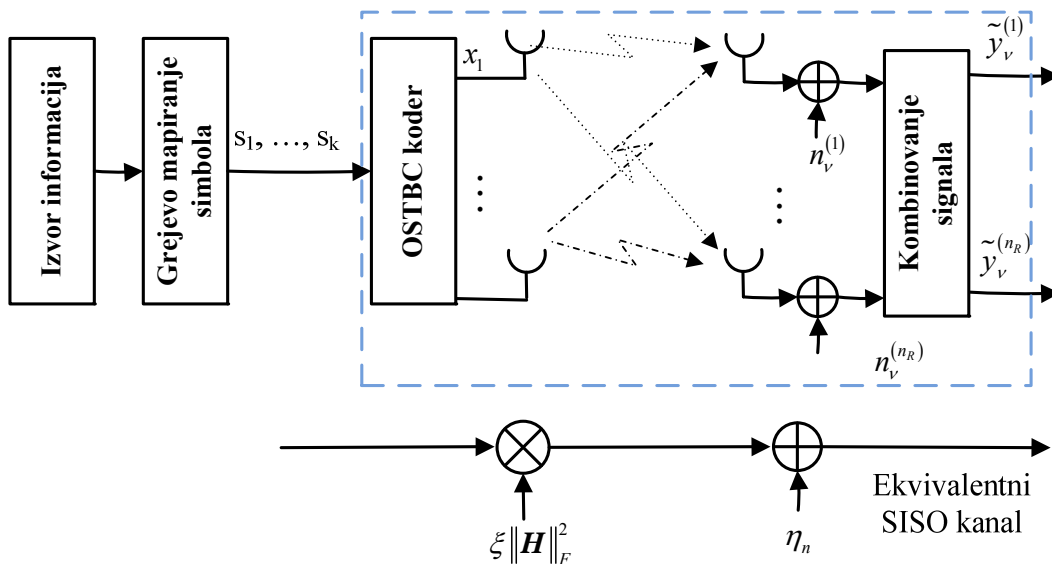
$$\hat{s}_n = \arg \min_{s \in S} \left| \left(\xi \|\mathbf{H}\|_F^2 s_n + \eta_n \right) - \xi \|\mathbf{H}\|_F^2 s \right|^2. \quad (2.62)$$

U prethodnoj jednačini $\tilde{y}_n = \xi \|\mathbf{H}\|_F^2 s_n + \eta_n$ predstavlja signal na izlazu OSTBC kombajnera, dok odbirci šuma na izlazu kombajnera η_n predstavljaju kompleksnu Gausovu slučajnu promenljivu srednje vrednosti jednake nuli i varijanse $\xi \|\mathbf{H}\|_F^2 \sigma^2$. Parametar ξ je konstanta koja zavisi od kodne matrice i iznosi $\xi=1$ za matrice \mathbf{G}_2 , \mathbf{H}_3 i \mathbf{H}_4 , odnosno $\xi=2$ za \mathbf{G}_3 i \mathbf{G}_4 . Operator $\|\mathbf{H}\|_F^2$ označava Frobeniosovu normu matrice \mathbf{H} , koja se definiše na sledeći način

$$\|\mathbf{H}\|_F^2 = \sum_{r=1}^{n_R} \sum_{t=1}^{n_T} |h_{r,t}|^2. \quad (2.63)$$

Cena jednostavne strukture OSTBC dekodera je gubitak u protoku koji se može ostvariti, jer je kodni količnik manji od jedinice u slučaju kada se koriste proizvoljne kompleksne konstelacije i broj predajnih antena je veći od $n_T=2$ (za Alamutijev kod i $n_T=2, R=1$).

OSTBC kodovanjem i dekodovanjem MIMO kanal se transformiše u ekvivalentan SISO (*Single Input Single Output*) kanal. Blok šema sistema sa primenom OSTBC i ekvivalentnog SISO modela prikazani su na Slici 2.8.



Slika 2.8 – Blok šema sistema sa primenom OSTBC i ekvivalentni SISO kanal.

Na osnovu ekvivalencije sa SISO kanalom može se pokazati da je trenutni SNR po simbolu nakon OSTBC dekodovanja jednak [113]

$$\gamma_{OSTBC} = \frac{P_T}{n_T R \sigma^2} \sum_{r=1}^{n_R} \sum_{t=1}^{n_T} |h_{r,t}|^2 = \sum_{r=1}^{n_R} \sum_{t=1}^{n_T} \gamma_{r,t}. \quad (2.64)$$

Ukoliko se slučajne promenljive $a_{r,t} = |h_{r,t}|$ povinuju Nakagami- m raspodeli, PDF slučajne promenljive γ_{OSTBC} je

$$f_{\gamma_{OSTBC}}(u) = \left(\frac{m}{\bar{\gamma}}\right)^{mn_R n_T} \frac{u^{mn_R n_T - 1}}{\Gamma(mn_R n_T)} e^{-\frac{um}{\bar{\gamma}}}, \quad u \geq 0, \quad (2.65)$$

gde je srednja vrednost SNR u diverziti granama $\bar{\gamma} = E\{a_r^2\} P_T / (R n_T \sigma^2)$.

Funkcija raspodele data je izrazom

$$F_{\gamma_{OSTBC}}(\gamma) = 1 - e^{-\frac{\gamma m}{\bar{\gamma}}} \sum_{k=0}^{mn_R n_T - 1} \frac{1}{k!} \left(\frac{\gamma m}{\bar{\gamma}}\right)^k. \quad (2.66)$$

Kako je γ_{OSTBC} jednaka zbiru nezavisnih slučajnih promenljivih $\gamma_{r,t}$, $r=1, \dots, n_R$, $t=1, \dots, n_T$, MGF slučajne promenljive γ_{OSTBC} je [86], [109]

$$M_{\gamma_{OSTBC}}(z) = \left(1 - z \frac{m}{\bar{\gamma}}\right)^{-mn_R n_T}. \quad (2.67)$$

3. Višeantenski kognitivni radio-sistemi sa adaptacijom snage sekundarnog korisnika

U ovom poglavlju izloženi su osnovni principi rada kognitivnog radio-sistema sa ograničenom vršnom snagom interferencije na mestu prijemnika licenciranog korisnika spektra. U prvom odeljku opisan je osnovni model sistema bez primene diverzitija na sekundarnom linku, odnosno slučaj kada sekundarni korisnik koristi jednu predajnu i jednu prijemnu antenu. Posebna pažnja je posvećena analizi adaptacije predajne snage sekundarnog korisnika, u zavisnosti od stanja u kanalu ka primarnom i sekundarnom korisniku. Na osnovu statističkih karakteristika fedinga, izvedeni su izrazi u zatvorenom obliku za PDF, CDF, MGF funkciju i moment n -tog reda za SNR na izlazu sekundarnog prijemnika. Navedena analiza je izvršena za slučaj kada feding u propagacionom okruženju podleže Nakagami- m zakonu raspodele. Nakon toga, odgovarajući analitički rezultati izloženi su i za slučaj Rejljevog fedinga, kao specijalan slučaj prethodno analiziranog Nakagami- m fedinga.

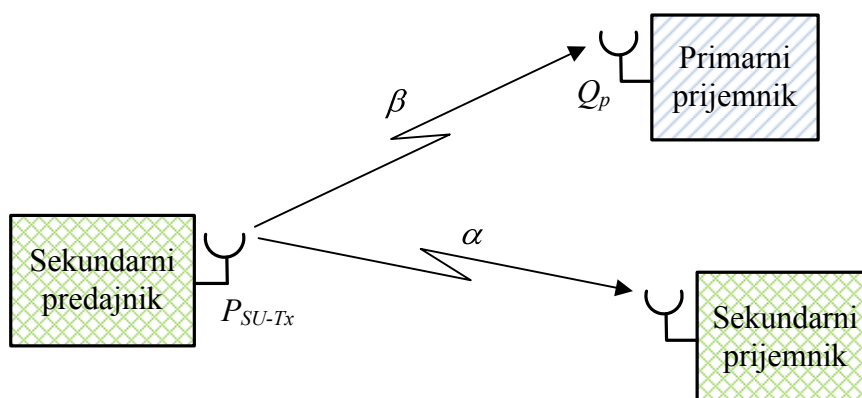
U drugom odeljku opisan je model kognitivnog radio-sistema kod kojeg su na sekundarnom linku primenjene odabrane višeantenske tehnike, detaljno opisane u drugom poglavlju. U slučaju kada statističke karakteristike fedinga u linku ka primarnom i sekundarnom prijemniku podležu Nakagami- m zakonu raspodele, za SNR na izlazu sekundarnog prijemnika izvedeni su izrazi u zatvorenom obliku za PDF i CDF. Takođe, za SNR su određeni MGF i momenti n -tog reda. Ovi izrazi predstavljaju originalni doprinos autora i nisu prethodno publikovani u literaturi od strane drugih autora.

U okviru ove glave, analiza je izvršena pod pretpostavkom da predajnik i prijemnik sekundarnog korisnika imaju savršeno poznavanje CSI, kako na sekundarnom linku tako i na linku između sekundarnog predajnika i primarnog prijemnika. Iako

pretpostavka idealnog poznavanja stanja u kanalu u praksi nije moguća, rezultati dobijeni na osnovu ovakve analize predstavljaju gornju granicu performansi sistema. Dalje, dobijeni analitički izrazi kojima se opisuju statističke karakteristike SNR-a na izlazu sekundarnog prijemnika predstavljaju teorijsku osnovu za određivanje značajnih mera performansi sistema koje su tema narednih poglavlja disertacije.

3.1 Model kognitivnog radio-sistema sa ograničenim vršnim nivoom interferencije

Posmatra se sistem u kojem primarni (licencirani) korisnik spektra i sekundarni (kognitivni) korisnik istovremeno koriste frekvencijski opseg širine B . Na Slici 3.1 prikazana je blok šema modela kognitivnog radio-sistema sa ograničenim nivoom interferencije. Kompleksni koeficijent kanala od sekundarnog predajnika do prijemnika jednak je h , pa je odgovarajuće pojačanje snage na tzv. sekundarnom linku $\alpha=|h|^2$. Slično, ako je sa g označen kompleksni koeficijent kanala na tzv. linku interferencije odnosno, između sekundarnog predajnika i primarnog prijemnika, odgovarajuće pojačanje snage jednako je $\beta=|g|^2$. Uslovi pod kojima je sekundarnom korisniku dozvoljeno da emituje signal biće detaljnije izloženi u narednom odeljku.



Slika 3.1 – Model kognitivnog radio-sistema sa jednom predajnom i jednom prijemnom antenom na sekundarnom linku.

3.1.1. Adaptacija predajne snage sekundarnog korisnika

Pretpostavlja se da sekundarni korisnik emituje signal čija je snaga jednaka P_{SU-Tx} . Razmatra se scenario u kojem kognitivni korisnik može da koristi deo spektra koji je dodeljen licenciranom korisniku, sve dok je ispunjen uslov da vršni nivo interferencije na mestu prijemnika primarnog korisnika ne prelazi unapred definisan prag Q_p . Ovaj uslov mora da bude ispunjen u svakom trenutku, pa je potrebno da važi

$$\beta P_{SU-Tx} \leq Q_p, \quad (3.1)$$

dok snaga signala na mestu prijema sekundarnog korisnika iznosi

$$P_{SU-Rx} = \alpha P_{SU-Tx}. \quad (3.2)$$

Na ulazu u prijemnik sekundarnog korisnika deluje i AWGN čija je spektralna gustina srednje snage jednaka N_0 . SNR na izlazu sekundarnog prijemnika, označen sa γ , jednak je

$$\gamma = \frac{P_{SU-Rx}}{N_0 B} = \alpha \frac{P_{SU-Tx}}{N_0 B}. \quad (3.3)$$

Na osnovu prethodnih jednačina jasno je da se povećanjem snage sekundarnog predajnika direktno povećava SNR na prijemu sekundarnog korisnika. Da bi sekundarni korisnik maksimizirao SNR na izlazu prijemnika (time i performanse na sekundarnom linku), pretpostavlja se da predajnik uvek emituje signal maksimalnom dozvoljenoj snagom. Pri tome je potrebno da bude ispunjen prethodno definisani uslov zajedničkog korišćenja spektra određen jednačinom (3.1), odnosno

$$P_{SU-Tx} = \frac{Q_p}{\beta}, \quad (3.4)$$

pa je SNR na izlazu sekundarnog prijemnika jednak

$$\gamma = \frac{\alpha}{\beta} \frac{Q_p}{N_0 B}. \quad (3.5)$$

Na osnovu prethodne jednačine jasno je da, pod definisanim uslovima, vrednost SNR-a zavisi od odnosa pojačanja snage na sekundarnom i primarnom linku. Takođe, u skladu sa očekivanjima, veća vrednost dozvoljenog praga interferencije Q_p određuje i veću emisionu snagu, a time i veći SNR sekundarnog korisnika.

Opisani scenario razmatran je u fundamentalnom radu koji je postavio osnov za dalja istraživanja u oblasti kognitivnih radio-sistema sa kontrolisanim nivoom interferencije u kanalima sa dejstvom fedinga [54]. U navedenom radu analizirane su gornje granice koje se mogu teorijski ostvariti u sistemima ove vrste, pri čemu u obzir nisu uzeta neka ograničenja koja postoje u realnom sistemu.

Konkretno, pretpostavimo scenario (granični slučaj) u kojem je pojačanje u kanalu ka primarnom prijemniku veoma malo, odnosno $\beta \rightarrow 0$. Tada je emisiona snaga sekundarnog predajnika određena u skladu sa jednačinom (3.4) veoma velika, odnosno za granični slučaj $\beta \rightarrow 0$, važiće $P_{SU-Tx} \rightarrow \infty$. Kako je emisiona snaga predajnika ograničena njegovim hardverskim mogućnostima, odnosno nelinearnošću pojačavača snage [65], jasno je da u praksi ovakav slučaj nije moguć. Zato je u novijoj literaturi [65], [78], analiza proširena na realističniji slučaj kada za predajnu snagu sekundarnog korisnika važe sledeća ograničenja:

- maksimalna emisiona snaga sekundarnog predajnika je P_m ;
- maksimalna snaga interferencije na mestu primarnog prijemnika je Q_p .

Pod pretpostavkom da sekundarni korisnik emituje signal koristeći maksimalnu snagu, tako da budu ispunjeni prethodno definisani uslovi, emisiona snaga signala je

$$P_{SU-Tx} = \begin{cases} P_m, & \beta \leq \frac{Q_p}{P_m}, \\ \frac{Q_p}{\beta}, & \beta > \frac{Q_p}{P_m}. \end{cases} \quad (3.6)$$

Važno je napomenuti su jednačine (3.4) i (3.6) ekvivalentne u graničnom slučaju kada $P_m \rightarrow \infty$. U delu koji sledi analiza je izvršena pod strožijim uslovom (3.6), a izrazi koji bi se dobili pod pretpostavkom da važi samo ograničenje po pitanju interferencije, odnosno kada je predajna snaga određena jednačinom (3.4), mogu se dobiti iz izvedenih rezultata asimptotskom analizom za vrednost $P_m \rightarrow \infty$.

Na osnovu jednačine (3.6), SNR na izlazu sekundarnog prijemnika je

$$\gamma = \frac{\alpha P_{SU-Tx}}{N_0 B} = \begin{cases} \frac{\alpha P_m}{N_0 B}, & \beta \leq \frac{Q_p}{P_m}, \\ \frac{\alpha}{\beta} \frac{Q_p}{N_0 B}, & \beta > \frac{Q_p}{P_m}, \end{cases} \quad (3.7)$$

odnosno nakon uvođenja oznake $b = 1/(N_0 B)$, dobija se

$$\gamma = \begin{cases} \alpha b P_m, & \beta \leq \frac{Q_p}{P_m}, \\ \frac{\alpha}{\beta} b Q_p, & \beta > \frac{Q_p}{P_m}. \end{cases} \quad (3.8)$$

U narednom odeljku izvedeni su analitički izrazi kojima se opisuju statističke karakteristike SNR-a na izlazu sekundarnog prijemnika u slučaju kada u propagacionom okruženju deluje Nakagami- m , odnosno Rejljev feding.

3.1.2 Statističke karakteristike odnosa snage signala i šuma sekundarnog korisnika u sistemu bez diverzitija

Pretpostavlja se da u kanalu ka sekundarnom i primarnom prijemniku deluje Nakagami- m feding, sa parametrima jednakim m_S i m_P , respektivno. Pojačanja snage na sekundarnom i primarnom linku raspodeljena su u skladu sa χ^2 -raspodelom sa $2m_S$ i $2m_P$ stepeni slobode, respektivno. Odgovarajući izrazi za PDF dati su jednačinama

$$f_\alpha(\alpha) = \frac{\alpha^{m_S-1}}{\lambda_S^{m_S} (m_S-1)!} e^{-\frac{\alpha}{\lambda_S}}, \quad (3.9)$$

$$f_\beta(\beta) = \frac{\beta^{m_P-1}}{\lambda_P^{m_P} (m_P-1)!} e^{-\frac{\beta}{\lambda_P}}, \quad (3.10)$$

gde je $\lambda_S = E\{\alpha\}/m_S$ i $\lambda_P = E\{\beta\}/m_P$.

Funkcija gustine verovatnoće

Pri određivanju izraza za PDF slučajne promenljive γ , određene jednačinom (3.8), posmatramo dva regiona sa sledećim transformacijama slučajnih promenljivih:

1. Prvi region, u kojem važi $\beta \leq Q_p / P_m$, gde je potrebno primeniti linearnu transformaciju slučajne promenljive α , jer je $\gamma = bP_m \times \alpha$.
2. Region u kojem važi $\beta > Q_p / P_m$, gde je potrebno primeniti transformacije slučajnih promenljivih α / β jer je $\gamma = (bQ_p) \times (\alpha / \beta)$.

Uvođenjem pomoćnih promenljivih $x = (bQ_p) \times \alpha$ i $y = (bP_m) \times \alpha$, dobija se

$$\gamma = \begin{cases} y, & \beta \leq Q_p / P_m, \\ x / \beta, & \beta > Q_p / P_m. \end{cases} \quad (3.11)$$

Korišćenjem osobine linearne transformacije – množenje slučajne promenljive konstantom [109] dobijamo odgovarajuće raspodele

$$f_x(x) = \frac{1}{(bQ_p)} f_\alpha \left(\frac{x}{bQ_p} \right) = \frac{1}{(bQ_p \lambda_S)^{m_S}} \frac{x^{m_S-1}}{(m_S-1)!} e^{-\frac{x}{bQ_p \lambda_S}}, \quad x \geq 0, \quad (3.12)$$

$$f_y(y) = \frac{1}{bP_m} f_\alpha \left(\frac{y}{bP_m} \right) = \frac{1}{(bP_m \lambda_S)^{m_S}} \frac{y^{m_S-1}}{(m_S-1)!} e^{-\frac{y}{bP_m \lambda_S}}, \quad y \geq 0. \quad (3.13)$$

Kako su slučajne promenljive x i β , odnosno y i β međusobno nezavisne, združeni PDF slučajnih promenljivih dobija se množenjem odgovarajućih izraza za PDF, odnosno

$$f_{x,\beta}(x, w) = \frac{1}{(bQ_p \lambda_S)^{m_S}} \frac{x^{m_S-1}}{(m_S-1)!} e^{-\frac{x}{bQ_p \lambda_S}} \times \frac{w^{m_P-1}}{\lambda_P^{m_P} (m_P-1)!} e^{-\frac{w}{\lambda_P}}, \quad (3.14)$$

$$f_{y,\beta}(y, w) = \frac{1}{(bP_m \lambda_S)^{m_S}} \frac{y^{m_S-1}}{(m_S-1)!} e^{-\frac{y}{bP_m \lambda_S}} \times \frac{w^{m_P-1}}{\lambda_P^{m_P} (m_P-1)!} e^{-\frac{w}{\lambda_P}}. \quad (3.15)$$

Dalje, u cilju određivanja raspodele slučajne promenljive γ , potrebno je odrediti združenu raspodelu slučajnih promenljivih x/β i β . Uvodimo smene $u=x/\beta$, $w=\beta$ odnosno $x=uw$, $\beta=w$ i primenom osobine transformacije slučajnih promenljivih [109]

$$f_{u,w}(u, w) = f_{x,\beta}(x, \beta) \Big|_{\substack{x=x(u,w) \\ \beta=\beta(u,w)}} \cdot |J|, \quad (3.16)$$

pri čemu je Jakobijan matrica

$$J = \begin{vmatrix} \partial(uw)/\partial u & \partial(uw)/\partial w \\ \partial w/\partial u & \partial w/\partial w \end{vmatrix} = |w|, \quad (3.17)$$

a združena PDF slučajnih promenljivih u i w , $f_{u,w}(u, w)$ postaje

$$f_{u,w}(u, w) = \frac{(uw)^{m_S-1}}{(bQ_p\lambda_S)^{m_S} (m_S-1)!} e^{-\frac{uw}{bQ_p\lambda_S}} \times \frac{w^{m_P-1}}{\lambda_P^{m_P} (m_P-1)!} e^{-\frac{w}{\lambda_P}} \times |w|. \quad (3.18)$$

U skladu sa jednačinom (3.11), PDF slučajne promenljive γ dobija se integracijom združene PDF slučajnih promenljivih y i β u prvom regionu ($\beta \leq Q_p/P_m$), odnosno združene PDF slučajnih promenljivih x/β i β u drugom regionu ($\beta > Q_p/P_m$), i jednak je

$$f_\gamma(u) = \int_{w=0}^{Q_p/P_m} f_{y,\beta}(u, w) dw + \int_{w=Q_p/P_m}^{+\infty} f_{x/\beta}(u, w) dw. \quad (3.19)$$

Nakon zamene izraza za združene PDF u jednačinama (3.15) i (3.18), dobija se

$$f_\gamma(u) = \frac{u^{m_S-1} e^{-\frac{u}{bP_m\lambda_S}}}{(bP_m\lambda_S)^{m_S} \lambda_P^{m_P} (m_S-1)! (m_P-1)!} \int_{w=0}^{Q_p/P_m} w^{m_P-1} e^{-\frac{w}{\lambda_P}} dw + \frac{u^{m_S-1}}{(bQ_p\lambda_S)^{m_S} \lambda_P^{m_P} (m_S-1)! (m_P-1)!} \int_{w=Q_p/P_m}^{+\infty} w^{m_S+m_P-1} e^{-w\left(\frac{u}{bQ_p\lambda_S} + \frac{1}{\lambda_P}\right)} dw. \quad (3.20)$$

Korišćenjem [114, jedn. (2.323)] za rešavanje prvog i drugog integrala u prethodnoj jednačini, i primenom odgovarajućih matematičkih transformacija, dobija se

$$\int_{w=0}^{Q_p/P_m} w^{m_P-1} e^{-\frac{w}{\lambda_P}} dw = (m_P-1)! \lambda_P^{m_P} \times \left[1 - e^{-c} \sum_{k=0}^{m_P-1} \frac{c^k}{k!} \right], \quad (3.21)$$

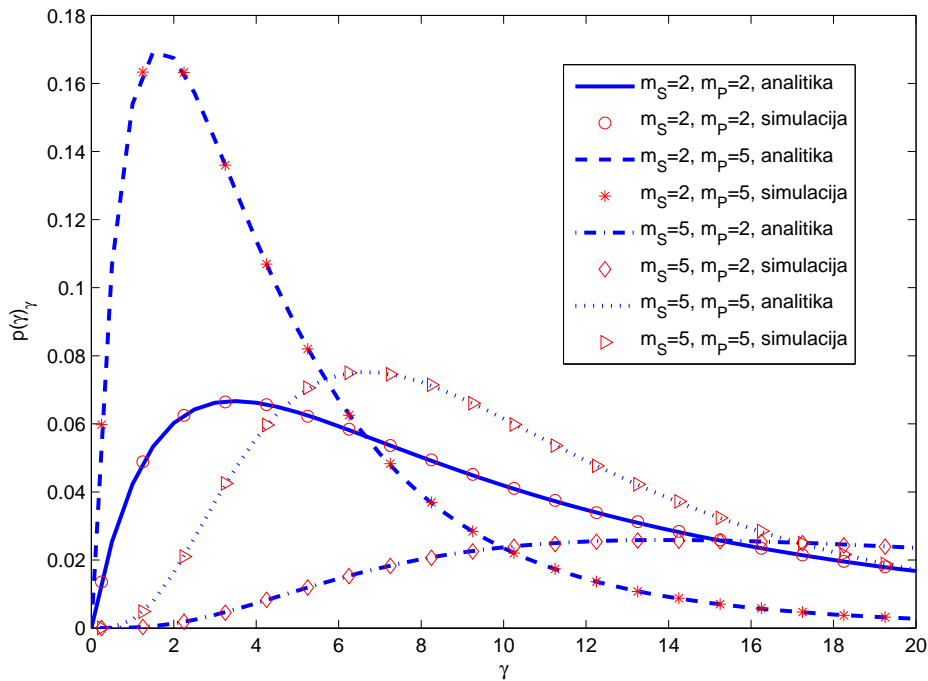
$$\int_{w=Q_p/P_m}^{+\infty} w^{m_S+m_P-1} e^{-w\left(\frac{u}{d} + 1\right)\frac{1}{\lambda_P}} dw = \sum_{k=0}^{m_S+m_P-1} \frac{(m_S+m_P-1)!}{(m_S+m_P-1-k)!} \frac{\left(\frac{Q_p}{P_m}\right)^{m_S+m_P} e^{-\left(\frac{u}{d} + 1\right)c}}{\left[\left(\frac{u}{d} + 1\right)c\right]^{k+1}}, \quad (3.22)$$

gde je $c = Q_p / (\lambda_p P_m)$, $d = Q_p / (N_0 B) \times (\lambda_s / \lambda_p)$.

Konačno, PDF za SNR na izlazu sekundarnog prijmnika je

$$f_\gamma(u) = \frac{u^{m_S-1} e^{-\frac{u}{bP_m\lambda_S}}}{(bP_m\lambda_S)^{m_S} (m_S-1)!} \times \left[1 - e^{-c} \sum_{k=0}^{m_P-1} \frac{c^k}{k!} \right] + \frac{u^{m_S-1} (Q_p/P_m)^{m_S+m_P}}{(bQ_p\lambda_S)^{m_S} \lambda_P^{m_P}} \times \frac{(m_S+m_P-1)!}{(m_S-1)!(m_P-1)!} \sum_{k=0}^{m_S+m_P-1} \frac{1}{(m_S+m_P-1-k)!} \frac{e^{-\left(\frac{u}{d}+1\right)c}}{\left[\left(\frac{u}{d}+1\right)c\right]^{k+1}}, u \geq 0. \quad (3.23)$$

Na Slici 3.2 prikazana je raspodela slučajne promenljive γ , $f_\gamma(\gamma)$, za razne kombinacije vrednosti parametara fedinga m_S i m_P , i granične vrednosti $Q_p=P_m=10$. Analitički rezultati dobijeni primenom jednačine (3.23), potvrđeni su primenom nezavisnog simulacionog postupka. Generisane su sekvence koeficijenata u kanalu na primarnom i sekundarnom linku dužine $L=10^7$ odbiraka. Na osnovu (3.6) generisane su vrednosti odbiraka trenutne predajne snage signala. Zatim su primenom (3.8) određene vrednosti odbiraka SNR-a na izlazu prijmnika sekundarnog korisnika, na osnovu čega je izvršena procena odgovarajuće PDF.



Slika 3.2 – PDF za SNR na izlazu sekundarnog prijmnika, $n_T=n_R=1$, $\lambda_S=\lambda_P=1$, razne vrednosti m_S i m_P , $Q_p=P_m=10$.

Funkcija raspodele

Funkcija raspodele za SNR na izlazu sekundarnog prijemnika jednaka je

$$F_\gamma(\gamma) = \int_{-\infty}^{\gamma} f_\gamma(u) du, \quad (3.24)$$

pri čemu je $f_\gamma(u)$ PDF funkcija određena jednačinom (3.23), odnosno

$$\begin{aligned} F_\gamma(\gamma) &= \frac{1 - e^{-c} \sum_{k=0}^{m_p-1} \frac{c^k}{k!}}{(bP_m \lambda_S)^{m_S} (m_S - 1)!} \times \int_0^\gamma u^{m_S-1} e^{-\frac{u}{bP_m \lambda_S}} du + \frac{(Q_p/P_m)^{m_S+m_p}}{(bQ_p \lambda_S)^{m_S} \lambda_P^{m_p}} \\ &\times \frac{(m_S + m_p - 1)!}{(m_S - 1)! (m_p - 1)!} \sum_{k=0}^{m_S+m_p-1} \frac{1}{(m_S + m_p - 1 - k)!} \int_0^\gamma \frac{u^{m_S-1} e^{-\left(\frac{u}{d}+1\right)c}}{\left[\left(\frac{u}{d}+1\right)c\right]^{k+1}} dz. \end{aligned} \quad (3.25)$$

Integrali u prvom i drugom sabirku prethodnog izraza rešavaju se primenom [114, jedn. (2.323)] i [101, jedn. (3.1.1)], kao i odgovarajućih matematičkih transformacija

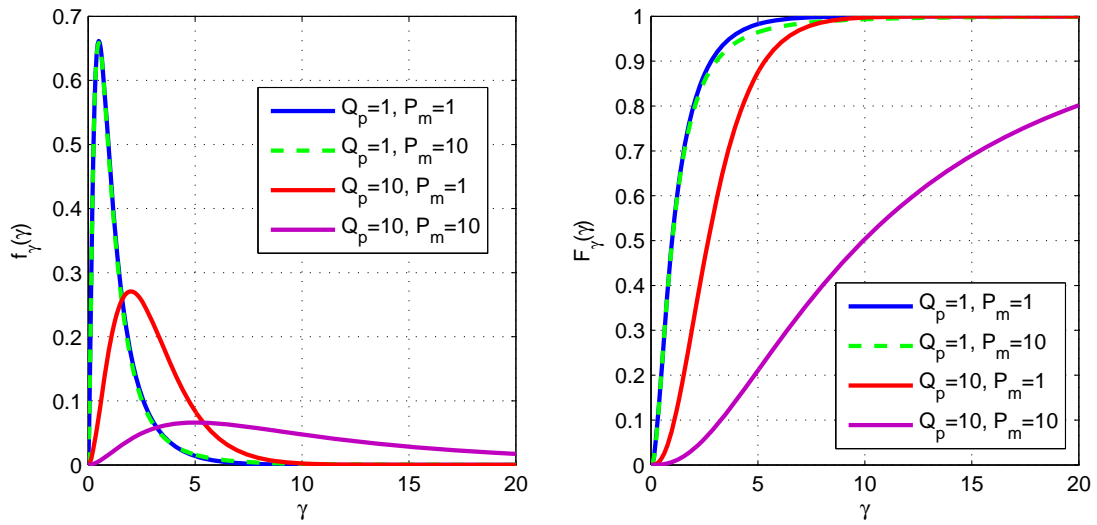
$$\int_0^\gamma u^{m_S-1} e^{-\frac{u}{b\lambda_S P_m}} du = (b\lambda_S P_m)^{m_S} (m_S - 1)! \times \left(1 - \sum_{l=0}^{m_S-1} \frac{1}{l!} \left(\frac{\gamma}{b\lambda_S P_m} \right)^l e^{-\frac{\gamma}{b\lambda_S P_m}} \right), \quad (3.26)$$

$$\begin{aligned} \int_0^\gamma \frac{u^{m_S-1} e^{-\left(\frac{u}{d}+1\right)c}}{\left[c \left(\frac{u}{d}+1 \right) \right]^{k+1}} dz &= \frac{d^{m_S}}{c^{k+1}} \sum_{l=0}^{m_S-1} \binom{m_S-1}{l} (-1)^{m_S-1-l} \\ &\times \left[E_{k+1-l}(c) - (\gamma/d+1)^{l-k} E_{k+1-l}(c(\gamma/d+1)) \right], \end{aligned} \quad (3.27)$$

gde je $E_\nu(u)$ funkcija eksponencijalni integral [101, jedn. (5.1.4)], pa je

$$\begin{aligned} F_\gamma(\gamma) &= \left(1 - \sum_{k_1=0}^{m_p-1} \frac{c^{k_1} e^{-c}}{k_1!} \right) \left(1 - e^{-\frac{\gamma}{b\lambda_S P_m}} \sum_{k_2=0}^{m_S-1} \frac{1}{k_2!} \left(\frac{\gamma}{b\lambda_S P_m} \right)^{k_2} \right) \\ &+ \sum_{k=0}^{m_S+m_p-1} \frac{(m_S + m_p - 1)!}{(m_S - 1)! (m_p - 1)!} \frac{c^{m_S+m_p-k-1}}{(m_S + m_p - k - 1)!} \\ &\times \sum_{l=0}^{m_S-1} \binom{m_S-1}{l} (-1)^{m_S-1-l} \left[E_{k+1-l}(c) - \left(1 + \frac{\gamma}{d} \right)^{l-k} E_{k+1-l} \left(\left(1 + \frac{\gamma}{d} \right) c \right) \right]. \end{aligned} \quad (3.28)$$

Jednačine (3.23) i (3.28) predstavljaju izraze u zatvorenoj formi za PDF i CDF SNR-a na izlazu sekundarnog prijemnika u Nakagami- m propagacionom okruženju. Na Slici 3.3 prikazani su numerički rezultati dobijeni primenom ovih jednačina za PDF (levo) i CDF (desno) vrednosti SNR, kada su parametri fedinga $m_S=m_P=3$ i $\lambda_S=\lambda_P=1$. Kada je $Q_p=1$ raspodele se gotovo neznatno razlikuju za $P_m=1$ i $P_m=10$, jer je uslov ograničenja snage interferencije dominantan pa promena maksimalne snage P_m nema značajan uticaj. Kada je maksimalna dozvoljena vrednost snage interferencije $Q_p=10$, raspodela se pomera ka većim srednjim vrednostima sa povećanjem P_m .



Slika 3.3 – PDF i CDF za SNR na izlazu sekundarnog prijemnika, $n_T=n_R=1$, $m_S=m_P=3$, $\lambda_S=\lambda_P=1$, razne vrednosti Q_p i P_m .

Izraz za PDF i CDF za slučaj Rejlijeve raspodele fedinga, dobija se iz (3.23) zamenom $m_S=m_P=1$, i u skladu je sa [65, jedn. (13)].

$$f_\gamma(u) = \frac{e^{-\frac{u}{bP_m\lambda_S}}}{(bP_m\lambda_S)} \times [1 - e^{-c}] + e^{-(u/d+1)c} \frac{c}{d(u/d+1)} + \frac{e^{-(u/d+1)c}}{d(u/d+1)^2}. \quad (3.29)$$

Za slučaj Rejlijeveog fedinga CDF se može napisati u jednostavnijem obliku direktnom primenom (3.24) i (3.29), i jednak je [65, jedn. (12)].

$$F_\gamma(\gamma) = 1 - e^{-\frac{c}{d}\gamma} (1 - e^{-c}) - \frac{1}{1 + \frac{\gamma}{d}} e^{-c\left(1 + \frac{\gamma}{d}\right)}. \quad (3.30)$$

U specijalnom slučaju kada emisiona snaga sekundarnog predajnika nije ograničena ($P_m \rightarrow \infty$), izvedeni izraz za PDF za slučaj Nakagami- m fedinga dat jednačinom (3.23) može se zapisati u znatno jednostavnijem obliku

$$f_\gamma(u) = \frac{(m_S + m_P - 1)!}{(m_S - 1)!(m_P - 1)!} d^{m_P} \frac{u^{m_S - 1}}{(u + d)^{m_S + m_P}}, \quad u \geq 0. \quad (3.31)$$

Odgovarajući CDF dobija se zamenom prethodne jednačine u (3.24), i jednak je

$$F_\gamma(\gamma) = \frac{(m_S + m_P - 1)!}{(m_S - 1)!(m_P - 1)!} d^{m_P} \int_0^\gamma \frac{u^{m_S - 1}}{(u + d)^{m_S + m_P}} du. \quad (3.32)$$

Integral u prethodnom izrazu rešava se primenom smene promenljivih $t = u + d$, i identiteta [101, jedn. (3.1.1)], i [114, jedn. (2.01.1)], nakon čega se dobija

$$\int_0^\gamma \frac{u^{m_S - 1}}{(u + d)^{m_S + m_P}} du = \sum_{k=0}^{m_S - 1} \binom{m_S - 1}{k} \frac{(-1)^k}{m_P + k} \times \frac{1}{d^{m_P}} \left(1 - \left(\frac{d}{\gamma + d} \right)^{m_P + k} \right), \quad (3.33)$$

pa je konačan izraz za CDF, za slučaj neograničene snage predajnika jednak

$$F_\gamma(\gamma) = \frac{(m_S + m_P - 1)!}{(m_S - 1)!(m_P - 1)!} \sum_{k=0}^{m_S - 1} \binom{m_S - 1}{k} \frac{(-1)^k}{m_P + k} \times \left(1 - \left(\frac{d}{\gamma + d} \right)^{m_P + k} \right). \quad (3.34)$$

U slučaju Rejljevog fedinga i neograničene predajne snage sekundarnog korisnika, $P_m \rightarrow \infty$ ($c \rightarrow \infty$), izraz za PDF dobija se zamenom $m_S = m_P = 1$ u (3.33)

$$f_\gamma(u) = \frac{d}{(u + d)^2}, \quad u \geq 0, \quad (3.35)$$

dok je CDF dat jednačinom

$$F_\gamma(\gamma) = \frac{\gamma}{\gamma + d}, \quad \gamma \geq 0. \quad (3.36)$$

Dobijeni PDF dat izrazom (3.35) je u skladu sa [54, jedn. (11)], izvedenom za Rejljev feding i jedinična pojačanja snage $\lambda_S = \lambda_P = 1$.

Generišuća funkcija momenata

MGF funkcija definisana je sa

$$M_\gamma(z) = E_\gamma \{ e^{-z\gamma} \} = \int_0^{\infty} f_\gamma(u) e^{-zu} du. \quad (3.37)$$

Zamenom (3.23) u prethodnu jednačinu dobija se

$$\begin{aligned} M_\gamma(z) &= \frac{1}{(bP_m \lambda_S)^{m_S} (m_S - 1)!} \times \left[1 - e^{-c} \sum_{k=0}^{m_P-1} \frac{c^k}{k!} \right] \times I_{M1} \\ &+ \frac{(Q_p/P_m)^{m_S+m_P}}{(bQ_p \lambda_S)^{m_S} \lambda_P^{m_P}} \frac{(m_S + m_P - 1)!}{(m_S - 1)! (m_P - 1)!} \sum_{k=0}^{m_S+m_P-1} \frac{1}{(m_S + m_P - 1 - k)!} \times I_{M2}, \end{aligned} \quad (3.38)$$

gde su integrali I_{M1} i I_{M2} , respektivno, definisani sa

$$I_{M1} = \int_0^{+\infty} e^{-zu} u^{m_S-1} e^{-\frac{u}{\lambda_S b P_m}} du, \quad (3.39)$$

$$I_{M2} = \int_0^{+\infty} e^{-zu} \frac{u^{m_S-1} e^{-c(u/d+1)}}{[c(u/d+1)]^{k+1}} du. \quad (3.40)$$

Koristeći [114, 2.323] za rešavanje integrala I_{M1} , odnosno smene $t=u/d+1$ i identiteta [101, (3.1.1) i (5.1.4)] za rešavanje integrala I_{M2} , dobijaju se izrazi

$$I_{M1} = (m_S - 1)! \left(z + \frac{1}{\lambda_S b_1 P_m} \right)^{-m_S}, \quad (3.41)$$

$$I_{M2} = \frac{d^{m_S}}{c^{k+1}} e^{+zd} \sum_{l=0}^{m_S-1} \binom{m_S-1}{l} (-1)^{m_S-1-l} E_{k-l+1}(zd+c). \quad (3.42)$$

Zamenom rešenja integrala I_{M1} i I_{M2} u (3.38) i korišćenjem identiteta $(Q_p/P_m)^{m_S+m_P} \times d^{m_S} / ((bQ_p \lambda_S)^{m_S} \lambda_P^{m_P}) = c^{m_S+m_P}$ dobija se izraz u zatvorenom obliku

$$\begin{aligned} M_\gamma(z) &= \left[1 - e^{-c} \sum_{k=0}^{m_P-1} \frac{c^k}{k!} \right] \times \frac{1}{(z \times \lambda_S b P_m + 1)^{m_S}} + \frac{(m_S + m_P - 1)!}{(m_S - 1)! (m_P - 1)!} \\ &\times \sum_{k=0}^{m_S+m_P-1} \sum_{l=0}^{m_S-1} \frac{c^{m_S+m_P-k-1} (-1)^{m_S-1-l} \binom{m_S-1}{l}}{(m_S + m_P - 1 - k)!} e^{+zd} E_{k-l+1}(zd+c). \end{aligned} \quad (3.43)$$

Moment n -tog reda

Moment n -tog reda definisan je sa

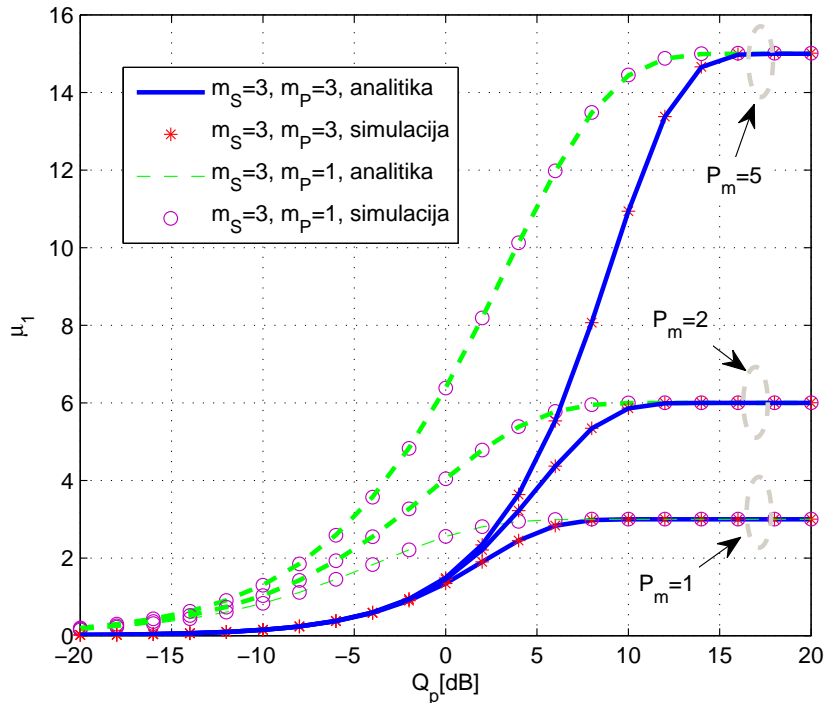
$$\mu_n = E_\gamma \{ \gamma^n \} = \int_{-\infty}^{+\infty} u^n f_\gamma(u) du. \quad (3.44)$$

Zamenom izraza za $f_\gamma(u)$ datim jednačinom (3.23), a zatim korišćenjem sličnih transformacija kao pri izvođenju izraza za MGF, dobija se izraz

$$\begin{aligned} \mu_n = & \left(\frac{d}{c} \right)^n \frac{(n+m_S-1)!}{(m_S-1)!} \times \left[1 - e^{-c} \sum_{k=0}^{m_P-1} \frac{c^k}{k!} \right] + \frac{d^n (m_S+m_P-1)!}{(m_S-1)!(m_P-1)!} \\ & \times \sum_{k=0}^{m_S+m_P-1} \sum_{l=0}^{n+m_S-1} \binom{n+m_S-1}{l} \times \frac{c^{m_S+m_P-k-1} (-1)^{n+m_S-1-l}}{(m_S+m_P-1-k)!} E_{k+1-l}(c). \end{aligned} \quad (3.45)$$

Prethodni izraz može se koristiti za dobijanje statističkih karakteristika slučajne promenljive γ . Srednja vrednost SNR-a jednaka je prvom momentu μ_1 (dobija se zamenom $n=1$ u prethodnoj jednačini), dok je varijansa SNR-a jednaka

$$\sigma_\gamma^2 = E\{\gamma^2\} - (E\{\gamma\})^2 = \mu_2 - \mu_1^2. \quad (3.46)$$



Slika 3.4 – Srednja vrednost SNR na izlazu sekundarnog prijemnika, $n_T=n_R=1$, $\lambda_S=\lambda_P=1$, razne vrednosti Q_p i P_m .

Na Slici 3.4 prikazana je zavisnost srednje vrednosti SNR-a od dozvoljenog praga interferencije Q_p . Analitički rezultati dobijeni primenom izraza (3.45) za $n=1$ su u saglasnosti sa vrednostima dobijenim primenom nezavisnog simulacionog postupka. Zavisnost je prikazana za razne vrednosti maksimalne snage predajnika P_m . Može se zaključiti da srednja vrednost SNR-a raste sa porastom dozvoljenog praga interferencije Q_p do određene vrednosti, koja zavisi od P_m i parametara fedinga u okruženju, nakon čega ima konstantnu vrednost koja zavisi od parametara sekundarnog linka. Sa porastom P_m , raste i srednja vrednost SNR-a, a kriva ulazi u zasićenje za veće vrednosti praga interferencije Q_p . Takođe, sa povećanjem vrednosti parametra fedinga na primarnom linku m_P povećava se i vrednost praga interferencije za koji kriva ulazi u zasićenje, ali ta vrednost ne utiče na srednju vrednost SNR za velike vrednosti Q_p (odnosno, u zasićenom delu krive, vrednosti μ_1 za $m_P=1$ i $m_P=3$ su jednake).

3.2. Model kognitivnog radio-sistema sa primenom višeantenskih tehnika na sekundarnom linku

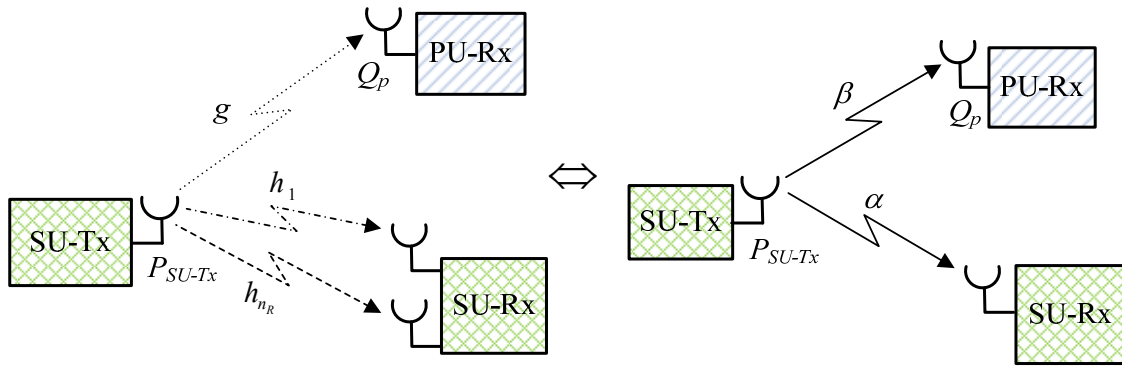
Prethodno izvedena analiza statističkih karakteristika SNR-a na izlazu sekundarnog prijemnika u ovom odeljku je proširena na slučaj kada su na sekundarnom linku kognitivnog radio-sistema primenjene odabrane MIMO tehnike prenosa signala.

3.2.1. Model kognitivnog radio-sistema sa MRC prijemnikom

Posmatramo sistem u kojem je predajnik sekundarnog korisnika opremljen jednom antenom, dok se prijemni signali sa svih n_R antena koherentno kombinuju u MRC prijemniku. Blok šema sistema prikazana je na Slici 3.5. Pretpostavlja se da su parametri fedinga na svim granama na sekundarnom linku jednaki $m_{S_i}=m_S, i=1, \dots, n_R$.

Kompleksni koeficijenti kanala na svakoj od n_R prijemnih diverziti grana jednaki su $h_i, i=1, \dots, n_R$. Odgovarajuća pojačanja snage na svakoj od grana iznose $\alpha_i=|h_i|^2, i=1, \dots, n_R$, pa je ukupno pojačanje snage na sekundarnom linku

$$\alpha = \sum_{i=1}^{n_R} |h_i|^2. \quad (3.47)$$



Slika 3.5 – Model kognitivnog radio-sistema sa kontrolisanim nivoom interferencije i primenom MRC diverzitija i ekvivalentni model.

Pod navedenim pretpostavkama, PDF pojačanja snage na sekundarnom linku za slučaj Nakagami- m fedinga je

$$f_{\alpha}(\alpha) = \frac{\alpha^{m_S n_R - 1}}{\lambda_S^{m_S} (m_S n_R - 1)!} e^{-\frac{\alpha}{\lambda_S}}. \quad (3.48)$$

Slično, ukoliko je kompleksni koeficijent kanala na primarnom linku jednak g , pojačanje snage do primarnog prijemnika iznosi $\beta = |g|^2$. Kako je sekundarni korisnik opremljen jednom predajnom antenom, pojačanje na primarnom linku je isto kao u prethodno analiziranom slučaju sistema sa jednom predajnom i jednom prijemnom antenom. Emisiona snaga signala definisana je jednačinom (3.4) u slučaju kada $P_m \rightarrow \infty$, odnosno jednačinom (3.6) kada se u obzir uzima ograničenje maksimalne snage sekundarnog predajnika, dok je PDF pojačanja snage na primarnom linku dat jednačinom (3.10).

Raspodele pojačanja snage na sekundarnom i primarnom linku prate χ^2 -raspodelu sa $2m_{SN}$ i $2m_P$ stepeni slobode, respektivno. Odgovarajuća pojačanja snage u slučaju sistema bez diverzitija prate χ^2 -raspodelu sa $2m_S$ i $2m_P$ stepeni slobode, pa se primenom sličnih transformacija kao u (3.11)-(3.20) dobija analitički izraz koji opisuje PDF za SNR na izlazu sekundarnog prijemnika sa primenom MRC diverzitija

$$\begin{aligned}
f_\gamma(u) &= \frac{u^{m_S n_R - 1} e^{-\frac{u}{bP_m \lambda_S}}}{(bP_m \lambda_S)^{m_S n_R} \lambda_P^{m_P} (m_S n_R - 1)! (m_P - 1)!} \int_{w=0}^{Q_p/P_m} w^{m_P - 1} e^{-\frac{w}{\lambda_P}} dw \\
&+ \frac{u^{m_S n_R - 1}}{(bQ_p \lambda_S)^{m_S n_R} \lambda_P^{m_P} (m_S n_R - 1)! (m_P - 1)!} \int_{w=Q_p/P_m}^{+\infty} w^{m_S n_R + m_P - 1} e^{-w \left(\frac{u}{bQ_p \lambda_S} + \frac{1}{\lambda_P} \right)} dw.
\end{aligned} \tag{3.49}$$

Primenom sličnog pristupa za rešavanje integrala u prethodnoj jednačini kao u (3.21) i (3.22) dobija se konačan izraz u zatvorenom obliku

$$\begin{aligned}
f_\gamma(u) &= \frac{u^{m_S n_R - 1} e^{-\frac{u}{bP_m \lambda_S}}}{(bP_m \lambda_S)^{m_S n_R} (m_S n_R - 1)!} \times \left[1 - e^{-c} \sum_{k=0}^{m_P - 1} \frac{c^k}{k!} \right] + \frac{u^{m_S n_R - 1} (Q_p/P_m)^{m_S n_R + m_P}}{(bQ_p \lambda_S)^{m_S n_R} \lambda_P^{m_P}} \\
&\times \frac{(m_S n_R + m_P - 1)!}{(m_S n_R - 1)! (m_P - 1)!} \sum_{k=0}^{m_S n_R + m_P - 1} \frac{1}{(m_S n_R + m_P - 1 - k)!} \frac{e^{-\left(\frac{u}{d} + 1\right)c}}{\left[\left(\frac{u}{d} + 1\right)c\right]^{k+1}}, \quad u \geq 0.
\end{aligned} \tag{3.50}$$

Slično, odgovarajuća CDF u ovom slučaju data je izrazom

$$\begin{aligned}
F_\gamma(\gamma) &= \left(1 - \sum_{k_1=0}^{m_P - 1} \frac{c^{k_1} e^{-c}}{k_1!} \right) \left(1 - e^{-\frac{\gamma}{b\lambda_S P_m} \sum_{k_2=0}^{m_S n_R - 1} \frac{1}{k_2!} \left(\frac{\gamma}{b\lambda_S P_m} \right)^{k_2}} \right) \\
&+ \sum_{k=0}^{m_S n_R + m_P - 1} \frac{(m_S n_R + m_P - 1)!}{(m_S n_R - 1)! (m_P - 1)! (m_S n_R + m_P - k - 1)!} c^{m_S n_R + m_P - k - 1} \\
&\times \sum_{l=0}^{m_S n_R - 1} \binom{m_S n_R - 1}{l} (-1)^{m_S n_R - 1 - l} \left[E_{k+1-l}(c) - \left(1 + \frac{\gamma}{d} \right)^{l-k} E_{k+1-l} \left(\left(1 + \frac{\gamma}{d} \right) c \right) \right].
\end{aligned} \tag{3.51}$$

Važno je napomenuti da je primena MRC diverzitija u kognitivnom sistemu sa ograničenim vršnim nivoom interferencije u literaturi analizirana samo za okruženje sa Rejljevim fadingom. PDF i CDF izrazi izvedeni u ovoj disertaciji validni su za slučaj Nakagami- m fadinga, dok se u specijalnom slučaju Rejljevog fadinga ($m_S = m_P = 1$) i za $\lambda_S = \lambda_P = 1$, jednačina (3.51) svodi na izraz za CDF izveden u [78, jedn. (7)].

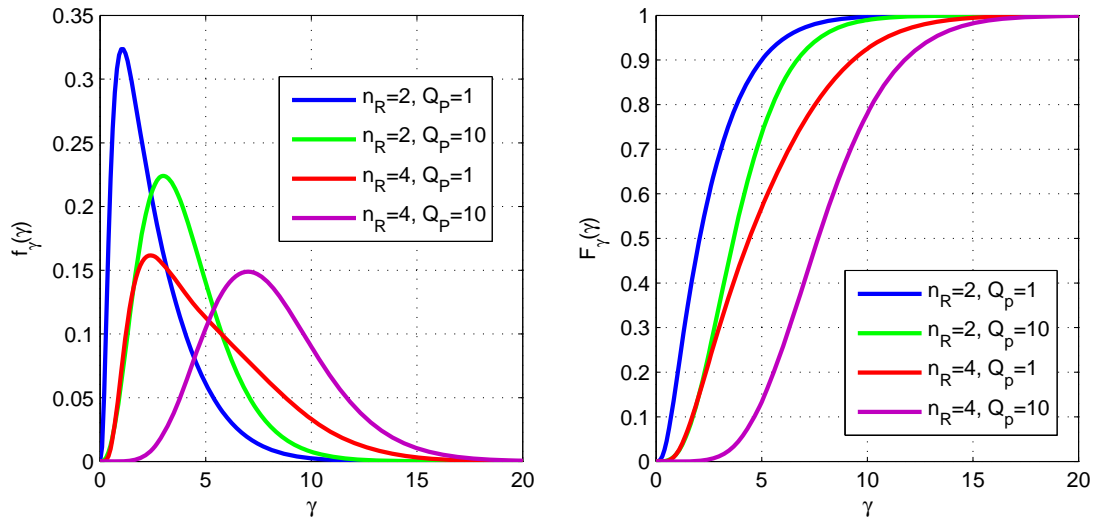
U slučaju kada emisiona snaga sekundarnog predajnika nije ograničena, analitički izraz za PDF dat jednačinom (3.50) svodi se na

$$f_\gamma(u) = \frac{(m_S n_R + m_P - 1)!}{(m_S n_R - 1)! (m_P - 1)!} d^{m_P} \frac{u^{m_S n_R - 1}}{(u + d)^{m_S n_R + m_P}}, \quad u \geq 0, \tag{3.52}$$

i publikovan je u [88, jedn. (5)], dok je odgovarajući CDF dat izrazom

$$F_\gamma(\gamma) = \frac{(m_S n_R + m_P - 1)!}{(m_S n_R - 1)!(m_P - 1)!} \sum_{k=0}^{m_S n_R - 1} \binom{m_S n_R - 1}{k} \frac{(-1)^k}{m_P + k} \left(1 - \left(\frac{d}{\gamma + d} \right)^{m_P + k} \right). \quad (3.53)$$

Na Slici 3.6 prikazane su numerički rezultati dobijeni korišćenjem (3.50) i (3.51), za broj prijemnih antena sekundarnog korisnika $n_R=2$ i $n_R=4$. U skladu sa očekivanjima, CDF funkcija sporije raste za veće vrednosti broja antena i veću vrednost praga interferencije Q_p .



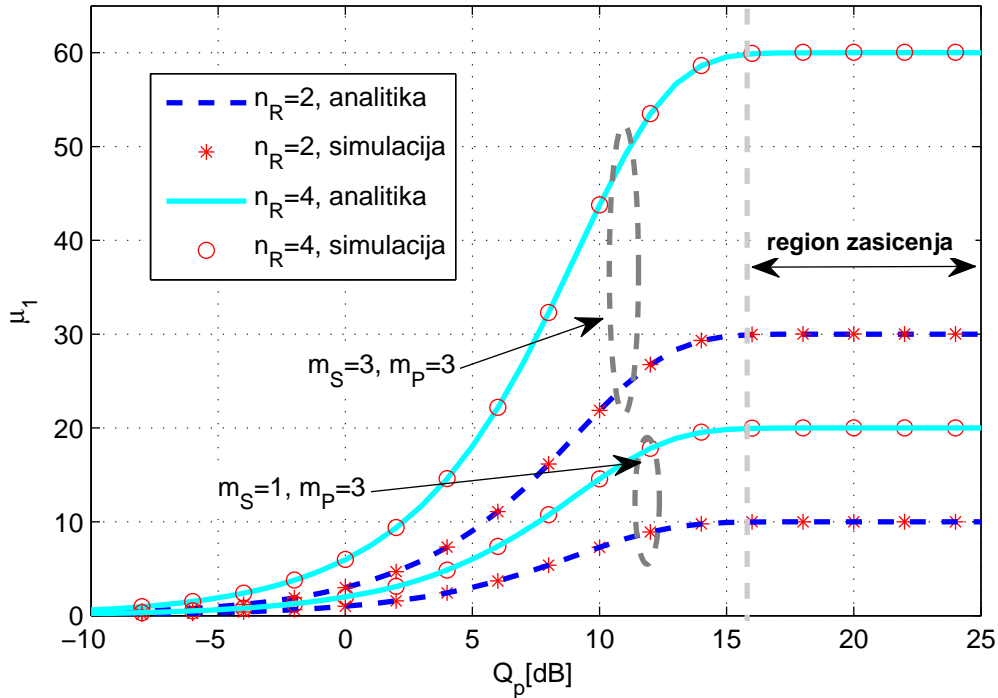
Slika 3.6 – PDF i CDF za SNR na izlazu sekundarnog prijmnika, $n_T=1$, $n_R=2, 4$, $m_S=m_P=3$, $\lambda_S=\lambda_P=1$, $P_m=1$, razne vrednosti Q_p .

Izraz za MGF može se odrediti primenom sličnog pristupa kao u (3.37)-(3.43), pa se nakon odgovarajućih matematičkih manipulacija dobija

$$M_\gamma(z) = \left[1 - e^{-c} \sum_{k=0}^{m_P-1} \frac{c^k}{k!} \right] \times \frac{1}{(z \times \lambda_S b P_m + 1)^{m_S n_R}} + \frac{(m_S n_R + m_P - 1)!}{(m_S n_R - 1)!(m_P - 1)!} \times \sum_{k=0}^{m_S n_R + m_P - 1} \sum_{l=0}^{m_S n_R - 1} \frac{c^{m_S n_R + m_P - k - 1} (-1)^{m_S n_R - 1 - l}}{(m_S n_R + m_P - 1 - k)!} \binom{m_S n_R - 1}{l} e^{+zd} E_{k+1-l}(zd + c), \quad (3.54)$$

dok je moment n -tog reda dat sa

$$\mu_n = \left(\frac{d}{c} \right)^n \frac{(n + m_S n_R - 1)!}{(m_S n_R - 1)!} \times \left[1 - e^{-c} \sum_{k=0}^{m_P-1} \frac{c^k}{k!} \right] + \frac{d^n (m_S n_R + m_P - 1)!}{(m_S n_R - 1)!(m_P - 1)!} \times \sum_{k=0}^{m_S n_R + m_P - 1} \sum_{l=0}^{m_S n_R - 1} \binom{n + m_S n_R - 1}{l} \times \frac{c^{m_S n_R + m_P - k - 1} (-1)^{n + m_S n_R - 1 - l}}{(m_S n_R + m_P - 1 - k)!} E_{k+1-l}(c). \quad (3.55)$$

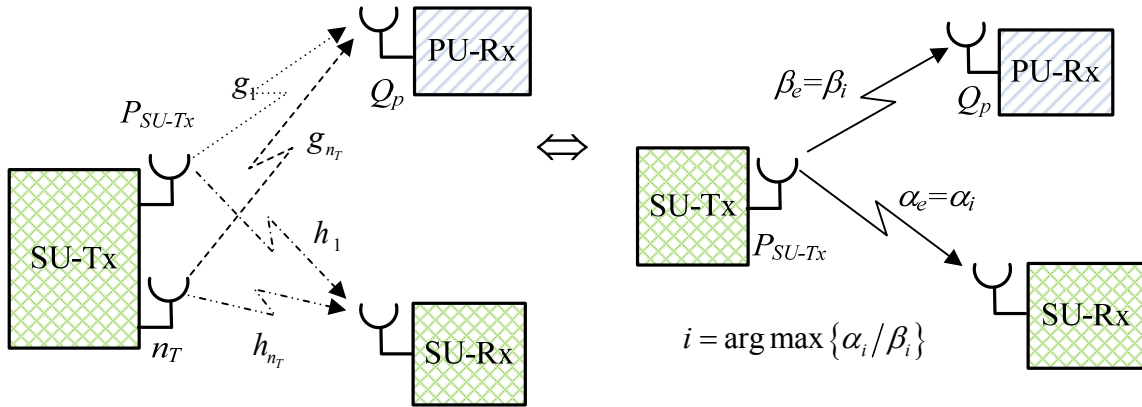


Slika 3.7 – Srednja vrednost za SNR na izlazu sekundarnog prijelnika, primenjen MRC diverziti, $\lambda_S=\lambda_P=1$, $P_m=5$.

Na Slici 3.7 prikazana je zavisnost srednje vrednosti SNR-a od praga interferencije Q_p , u slucaju kada je na sekundarnom linku primenjen MRC diverziti. Moze se jasno uociti da su analiticki rezultati dobijeni primenom jednačine (3.8) za $n=1$, u saglasnosti sa rezultatima dobijenim nezavisnim simulacionim postupkom. Povećanjem broja antena n_R povećava se srednja vrednost SNR-a na prijemu. Na slici su prikazani rezultati dobijeni za maksimalnu vrednost snage sekundarnog korisnika $P_m=5$, parametar fedinga na primarnom linku $m_P=3$ i dve vrednosti parametra fedinga na sekundarnom linku m_S . Interesantno je uociti da sve krive ulaze u region zasicenja za istu vrednost praga interferencije bez obzira na vrednost parametra m_S . Porast parametra fedinga m_S utiče samo na porast srednje vrednosti SNR-a i nema uticaj na vrednost praga Q_p u kojem taj region počinje (isti je za $m_S=1$ i $m_S=3$).

3.2.2 Model kognitivnog radio-sistema sa primenom TAS

Posmatramo model kognitivnog radio-sistema, u kojem sekundarni predajnik na raspolaganju ima n_T antena, dok je sekundarni prijemnik opremljen samo jednom antenom. Ovakav scenario prvobitno je analiziran u [73] za slučaj Rejljevog fedinga u propagacionom okruženju i neograničenu snagu sekundarnog predajnika. Za emitovanje signala koristi se samo jedna antena, a kriterijum za selekciju antene biće objašnjen u delu koji sledi. Blok šema sistema prikazana je na Slici 3.8.



Slika 3.8 – Model kognitivnog radio-sistema sa kontrolisanim nivoom interferencije i primenom tehnike selekcije predajne antene i ekvivalentni model.

Kompleksni koeficijenti kanala između i -te antene ($1 \leq i \leq n_T$) sekundarnog predajnika i prijemne antene sekundarnog, odnosno primarnog prijemnika, označeni su sa h_i i g_i , respektivno. Odgovarajuća pojačanja snage u slučaju kada je i -ta antena ($1 \leq i \leq n_T$) selektovana za prenos jednaki su $\alpha_i = |h_i|^2$ i $\beta_i = |g_i|^2$, a SNR na prijemu jednak je

$$\gamma_i = \frac{\alpha_i P_{SU-Tx}}{N_0 B} = \begin{cases} \frac{\alpha_i P_m}{N_0 B}, & \beta_i \leq \frac{Q_p}{P_m}, \\ \frac{\alpha_i Q_p}{\beta_i N_0 B}, & \beta_i > \frac{Q_p}{P_m}. \end{cases} \quad (3.56)$$

Pretpostavlja se da feding u kanalu od i -te antene ($1 \leq i \leq n_T$) sekundarnog predajnika do sekundarnog i primarnog prijemnika podleže Nakagami- m zakonu raspodele, sa parametrima fedinga jednakim $m_{S_i} = m_S$, $\lambda_S = E\{\alpha_i\}/m_S$ i $m_{P_i} = m_P$, $\lambda_P = E\{\beta_i\}/m_P$, respektivno. Pojačanja snage na sekundarnom i primarnom linku

raspodeljena su u skladu sa χ^2 -raspodelom sa $2m_S$ i $2m_P$ stepeni slobode, respektivno. Za emitovanje signala selektuje se jedna antena, koja omogućava maksimalan SNR na izlazu sekundarnog prijemnika, odnosno $\gamma_{max} = \max_{1 \leq i \leq n_T} \{\gamma_i\}$.

U opstem slucaju kada se analizira scenario sa Nakagami- m fedingom i ogranicenom snagom sekundarnog predajnika P_m , PDF i CDF slucajne promenljive γ_i , odnosno SNR-a u slucaju kada je i -ta antena ($1 \leq i \leq n_T$) selektovana za prenos jednaki su izrazima sa desnih strana jednačine (3.23) i (3.28). Odgovarajući izrazi za PDF i CDF slucajne promenljive γ_{max} dobijaju se zamenom u $f_{\gamma_{max}}(u) = n_T f_i(u) [F_i(u)]^{n_T-1}$ i $F_{\gamma_{max}}(\gamma) = (F_{\gamma_i}(\gamma))^{n_T}$, respektivno i predstavljaju kompleksne analitičke izraze.

U specijalnom slucaju kada $P_m \rightarrow \infty$, PDF i CDF za SNR kada je i -ta antena ($1 \leq i \leq n_T$) selektovana za prenos dati su jednačinama (3.31) i (3.34), pa su izrazi za PDF i CDF slucajne promenljive γ_{max} , respektivno

$$f_{\gamma_{max}}(u) = n_T \left(\frac{(m_S + m_P - 1)!}{(m_S - 1)! (m_P - 1)!} \right)^{n_T} \frac{d^{m_P} u^{m_S - 1}}{(u + d)^{m_S + m_P}} \times \left(\sum_{k=0}^{m_S - 1} \binom{m_S - 1}{k} \frac{(-1)^k}{m_P + k} \times \left(1 - \left(\frac{d}{u + d} \right)^{m_P + k} \right) \right)^{n_T - 1}, \quad u \geq 0, \quad (3.57)$$

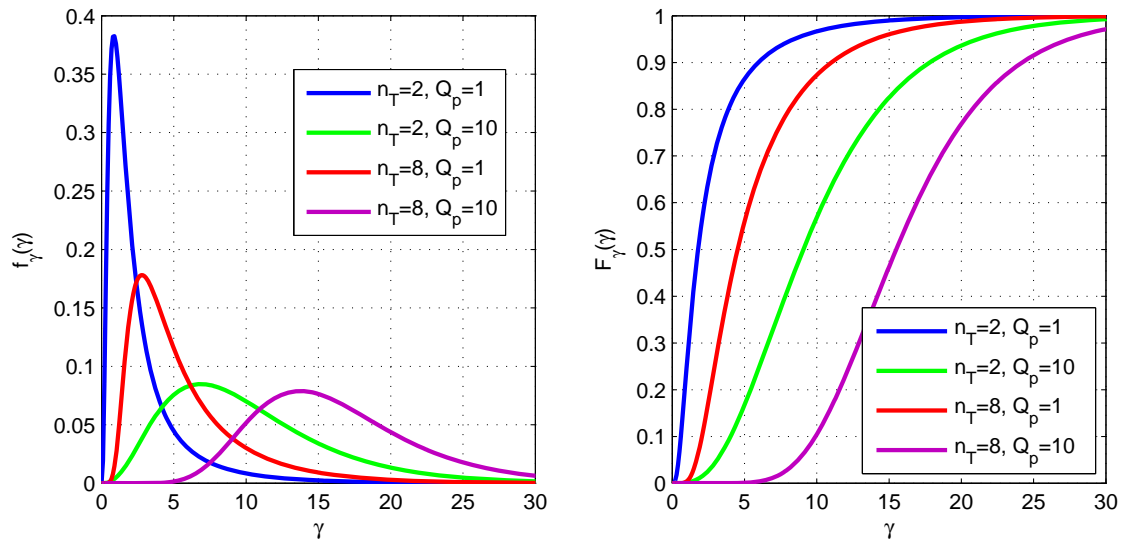
$$F_{\gamma_{max}}(\gamma) = \left(\frac{(m_S + m_P - 1)!}{(m_S - 1)! (m_P - 1)!} \sum_{k=0}^{m_S - 1} \binom{m_S - 1}{k} \frac{(-1)^k}{m_P + k} \times \left(1 - \left(\frac{d}{\gamma + d} \right)^{m_P + k} \right) \right)^{n_T}. \quad (3.58)$$

U specijalnom slucaju kada u okruženju deluje Rejljev feding, a maksimalna snaga sekundarnog korisnika nije ogranicena, PDF i CDF za SNR kada je proizvoljna i -ta antena ($1 \leq i \leq n_T$) selektovana za prenos, dati su izrazima (3.35) i (3.36), pa se PDF i CDF svode na znatno jednostavnije izraze, respektivno

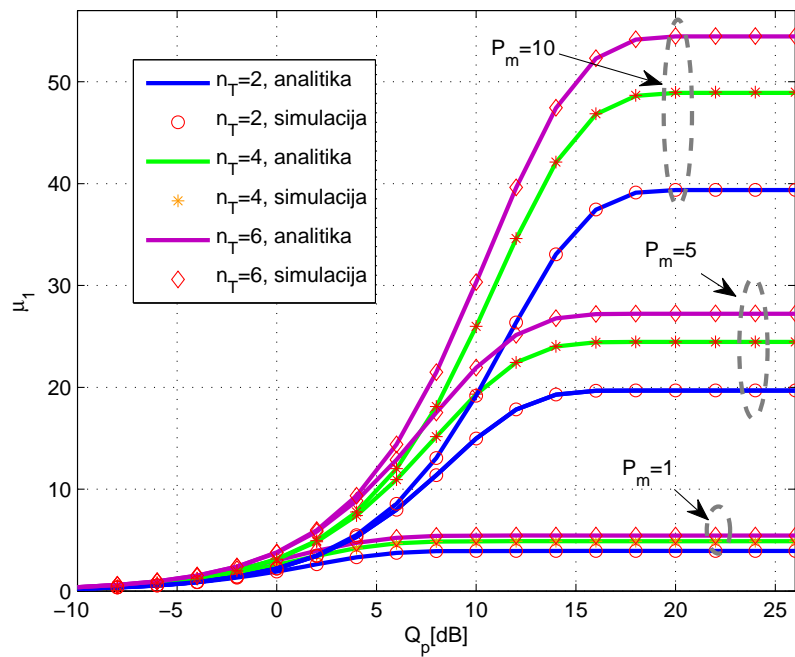
$$f_{\gamma_{max}}(u) = n_T d \frac{u^{n_T - 1}}{(u + d)^{n_T + 1}}, \quad u \geq 0, \quad (3.59)$$

$$F_{\gamma_{max}}(\gamma) = \left(\frac{\gamma}{\gamma + d} \right)^{n_T}. \quad (3.60)$$

Prethodno izvedeni izrazi su u saglasnosti sa [73, jedn. (11)], gde je analiziran kognitivni radio-sistem sa primenom TAS tehnike u okruženju sa Rejljevim fedingom.



Slika 3.9 – PDF i CDF za SNR, primenjen TAS, razni n_T , $m_S=m_P=2$, $\lambda_S=\lambda_P=4$, $P_m=1$.



Slika 3.10 – Srednja vrednost za SNR na izlazu sekundarnog prijmnika, TAS, $m_S=m_P=3$, $\lambda_S=\lambda_P=1$.

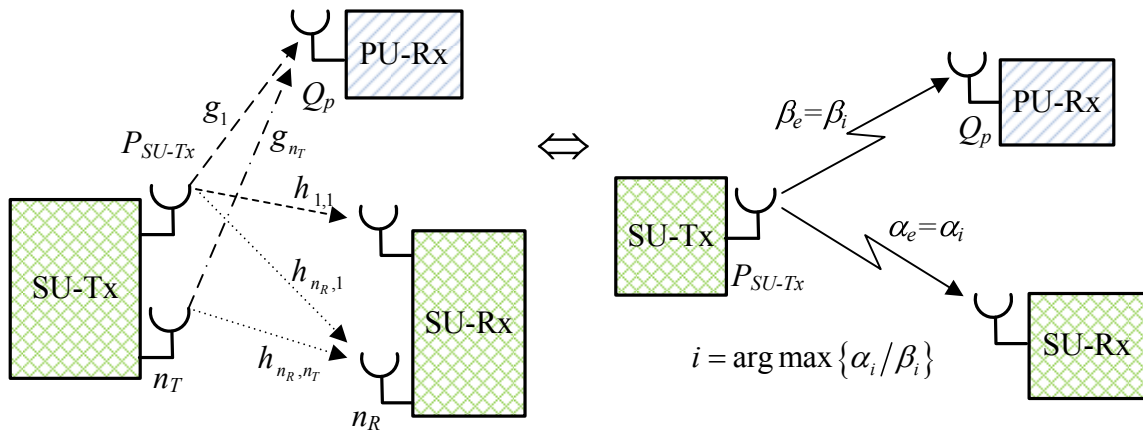
Na Slici 3.9 prikazani su PDF i CDF za SNR na izlazu sekundarnog prijmnika dobijeni primenom (3.23)-(3.24) i (2.42)-(2.43). Posmatrano je Nakagami- m

propagaciono okruženje sa parametrima fedinga $m_S=m_P=2$. CDF kriva sporije raste za veći broj predajnih antena i veću vrednost praga interferencije Q_p .

Na Slici 3.10 prikazana je zavisnost srednje vrednosti za SNR na izlazu sekundarnog prijemnika od praga interferencije Q_p . Numerički rezultati dobijeni su numeričkom integracijom u softverskom paketu *Mathematica* u skladu sa (3.44) za $n=1$. Rezultati dobijeni primenom analitičkih formula potvrđeni su nezavisnim simulacionim postupkom. Može se zaključiti da srednja vrednost raste sa porastom broja raspoloživih predajnih antena, kao i da se dobitak koji se ostvaruje korišćenjem dodatnih antena smanjuje za veću vrednost broja antena n_T . Za veće vrednosti maksimalne snage P_m , veća je i srednja vrednost SNR na izlazu sekundarnog prijemnika. Takođe, sa porastom P_m kriva ulazi u oblast zasićenja za veće vrednosti praga interferencije Q_p .

3.2.3. Model kognitivnog radio-sistema sa primenom TAS/MRC

U ovom scenariju predajnik sekundarnog korisnika opremljen je sa n_T antena, dok prijemnik za koherentnu detekciju i MRC kombinovanje koristi svih n_R antena. Kao i u slučaju kada se koristi samo predajni TAS diverziti, za emitovanje signala koristi se samo jedna antena, kojom se obezbeđuje maksimalan SNR na izlazu sekundarnog prijemnika. Blok šema modela sistema prikazana je na Slici 3.11.



Slika 3.11 – Model kognitivnog radio-sistema sa kontrolisanim nivoom interferencije i primenom TAS/MRC i ekvivalentni model.

Kompleksni koeficijent kanala između i -te predajne ($1 \leq i \leq n_T$) i j -te ($1 \leq j \leq n_R$) prijemne antene sekundarnog korisnika označen je sa $h_{j,i}$, dok je između i -te predajne ($1 \leq i \leq n_T$) antene i antene primarnog prijemnika označen sa g_i . Ekvivalentna pojačanja snage na sekundarnom i primarnom linku, u slučaju kada je i -ta antena ($1 \leq i \leq n_T$) selektovana za prenos, jednaka su $\alpha_i = \sum_{j=1}^{n_R} |h_{j,i}|^2 = \sum_{j=1}^{n_R} \alpha_{j,i}$ i $\beta_i = |g_i|^2$, respektivno.

Pretpostavlja se da feding u kanalu od i -te predajne antene ($1 \leq i \leq n_T$) do j -te prijemne antene ($1 \leq j \leq n_R$) sekundarnog korisnika i prijemne antene primarnog korisnika podleže Nakagami- m zakonu raspodele, sa parametrima fedinga jednakim $m_{Sj,i} = m_S$, $\lambda_S = E\{\alpha_i\}/m_S$ i $m_{Pi} = m_P$, $\lambda_P = E\{\beta_i\}/m_P$, respektivno. PDF pojačanja snage na sekundarnom i primarnom linku α_i i β_i su isti kao u slučaju kada je za prenos selektovana proizvoljna i -ta antena ($1 \leq i \leq n_T$) i primenjen MRC diverziteti, i dati su izrazima (3.48) i (3.10), respektivno. Zato su i izrazi za PDF i CDF slučajne promenljive γ_i isti kao u slučaju primene MRC diverzitija na sekundarnom linku i određeni jednačinama (3.50) i (3.51), respektivno, dok se odgovarajući PDF i CDF za SNR γ na izlazu sekundarnog prijemnika kada je selektovana najbolja antena dobijaju primenom (2.42)-(2.43).

U specijalnom slučaju kada deluje Rejljev feding i maksimalna dozvoljena emisiona snaga sekundarnog korisnika $P_m \rightarrow \infty$, PDF slučajne promenljive γ_i dobija se zamenom $m_S = m_P = 1$ u izraz (3.52), nakon čega se dobija

$$f_{\gamma_i}(u) = n_R d \frac{u^{n_R-1}}{(u+d)^{n_R+1}}, \quad u \geq 0, \quad (3.61)$$

dok se odgovarajući CDF može izvesti iz izraza za PDF korišćenjem prethodne jednačine i smene $w = u/(u+d)$ i jednak je

$$F_{\gamma_i}(\gamma) = \int_0^\gamma n_R d \frac{u^{n_R-1}}{(u+d)^{n_R+1}} du = \int_0^{\gamma/(\gamma+d)} n_R w^{n_R-1} dw = \left(\frac{\gamma}{\gamma+d} \right)^{n_R}. \quad (3.62)$$

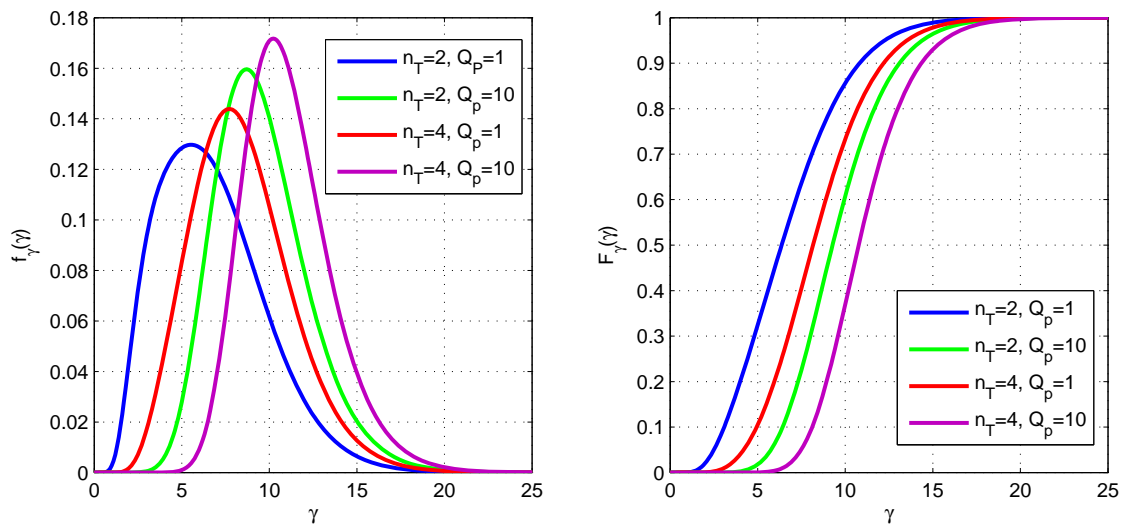
Konačni izrazi za PDF i CDF maksimalnog SNR-a, jednaki su

$$f_{\gamma_{\max}}(u) = n_T \left(F_{\gamma_i}(u) \right)^{n_T-1} f_{\gamma_i}(u) = n_T n_R d \frac{u^{n_T n_R-1}}{(u+d)^{n_T n_R+1}}, \quad u \geq 0, \quad (3.63)$$

$$F_{\gamma_{\max}}(\gamma) = (F_{\gamma_i}(\gamma))^{n_T} = \left(\frac{\gamma}{\gamma + d} \right)^{n_T n_R}. \quad (3.64)$$

Izvedeni izrazi za PDF i CDF za slučaj Rejljevog fedinga publikovani su u [90]. Važno je napomenuti da u ovom slučaju izrazi za PDF i CDF ne zavise od pojedinačnog broja predajnih i prijemnih antena već samo od njihovog proizvoda $n_T n_R$. Takođe, izrazi zavise od parametra d koji predstavlja proizvod $Q_p / (N_0 B)$ i λ_S / λ_P .

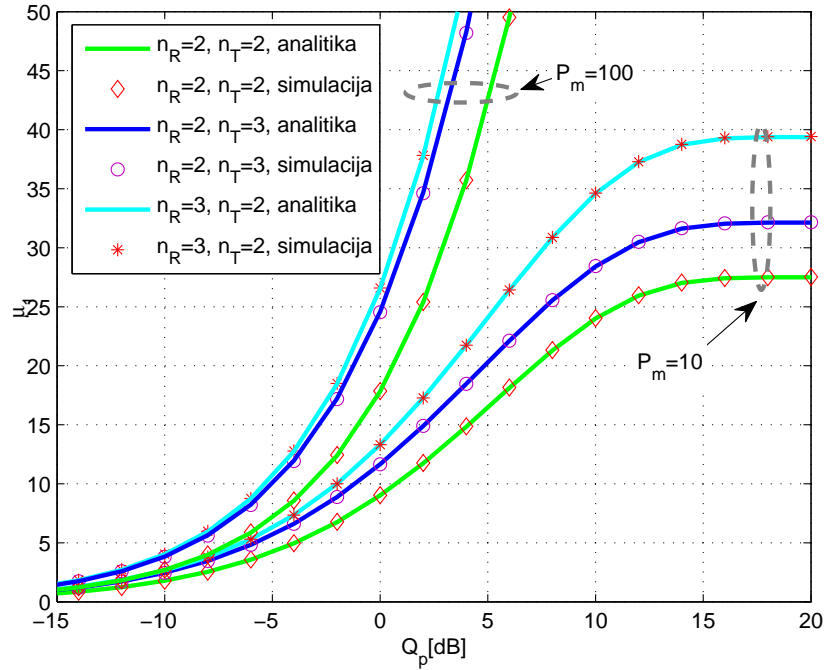
Na Slici 3.12 prikazani su numerički rezultati za PDF i CDF SNR-a na izlazu sekundarnog prijemnika, za slučaj kada je primenjena TAS/MRC tehnika sa $n_R=4$ antene i različite vrednosti broja predajnih antena i vrednosti praga interferencije Q_p . Numerički rezultati dobijeni su numeričkom integracijom u softverskom paketu *Mathematica* primenom jednačina (3.50)-(3.51) i (2.42)-(2.43). CDF krive brže rastu za manje vrednosti broja predajnih antena i manju vrednost dozvoljene interferencije Q_p .



Slika 3.12 – PDF i CDF za SNR, primenjen TAS/MRC, $n_R=4$, $n_T=2, 4$, $m_S=m_P=2$, $\lambda_S=\lambda_P=1$, $P_m=1$.

Na Slici 3.13 prikazana je zavisnost srednje vrednosti SNR-a na izlazu sekundarnog prijemnika od praga interferencije Q_p , za slučaj okruženja sa Rejljevim fedingom. Analitički rezultati dobijeni su numeričkom integracijom primenom izraza (3.50)-(3.51), (2.43) i (3.44) za $n=1$. Dobijene vrednosti su u saglasnosti sa rezultatima dobijenim nezavisnim simulacionim postupkom. Za broj antena $n_T=n_R=2$, u regionu gde

dominira ograničenje predajne snage sekundarnog korisnika dodavanjem antene na prijemnoj strani ostvaruje se veće poboljšanje vrednosti SNR u odnosu na slučaj kada se antena dodaje na predajniku. Za veću vrednost $P_m=100$, u regionu gde dominira ograničenje snage interferencije na primarnom prijemniku srednja vrednost je neznatno veća za $n_R=3, n_T=2$ u odnosu na $n_R=2, n_T=3$.



Slika 3.13 – Srednja vrednost za SNR, primenjen TAS/MRC, $m_S=m_P=1$, $\lambda_S=\lambda_P=1$.

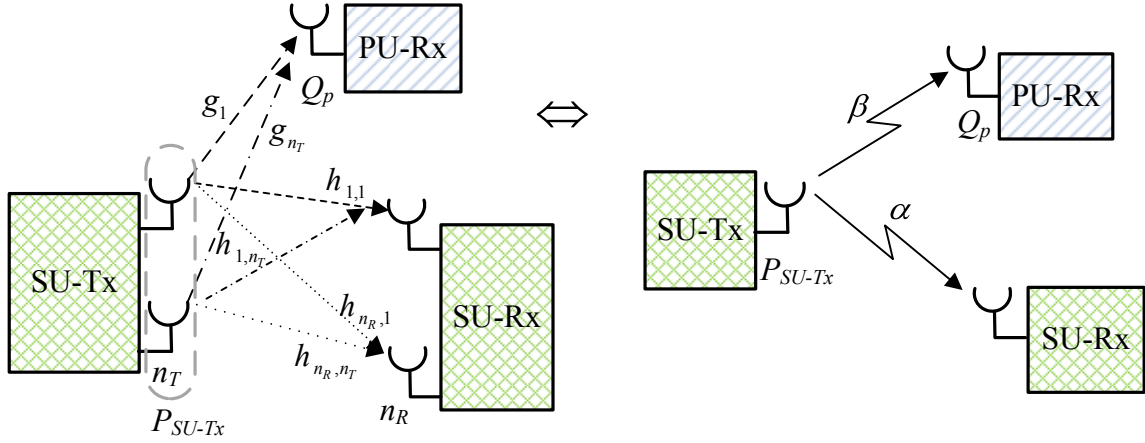
3.2.4. Model kognitivnog radio-sistema sa primenom OSTBC

Posmatra se sistem u kojem sekundarni korisnik pri prenosu signala primenjuje OSTBC, sa n_T predajnih i n_R prijernih antena, a primarni korisnik je opremljen jednom prijernom antenom. Blok šema sistema prikazana je na Slici 3.14.

SNR na izlazu OSTBC dekodera jednak je

$$\gamma = \frac{P_{SU-Tx}}{Rn_T N_0 B} \sum_{r=1}^{n_R} \sum_{t=1}^{n_T} |h_{r,t}|^2, \quad (3.65)$$

gde je P_{SU-Tx} ukupna predajna snaga sekundarnog korisnika.



Slika 3.14 – Model kognitivnog radio-sistema sa kontrolisanim nivoom interferencije sa primenom OSTBC kodova i odgovarajući ekvivalentni model.

Kompleksna pojačanja kanala između t -te predajne i r -te prijemne antene označena su sa $h_{r,t}$ ($t=1, \dots, n_T, r=1, \dots, n_R$). Ekvivalentno pojačanje snage na linku između sekundarnog predajnika i prijemnika α , jednako je

$$\alpha = \sum_{r=1}^{n_R} \sum_{t=1}^{n_T} |h_{r,t}|^2. \quad (3.66)$$

Pod definisanim uslovima, raspodela slučajne promenljive α data je sa [89]

$$f_{\alpha}(\alpha) = \frac{\alpha^{m_S n_T n_R - 1}}{\lambda_S^{m_S n_T n_R} (m_S n_T n_R - 1)!} e^{-\frac{\alpha}{\lambda_S}}, \alpha \geq 0. \quad (3.67)$$

Ekvivalentno pojačanje snage na primarnom linku dato je jednačinom

$$\beta = \frac{1}{n_T} \sum_{k=1}^{n_T} |g_k|^2, \quad (3.68)$$

pri čemu su sa g_k označeni kompleksni koeficijenti kanala između k -te predajne antene sekundarnog korisnika i prijemne antene primarnog korisnika. Odgovarajuća PDF slučajne promenljive β data je sa

$$f_{\beta}(\beta) = \frac{\beta^{m_p n_T - 1}}{(\lambda_p / n_T)^{m_p n_T} (m_p n_T - 1)!} e^{-\frac{\beta n_T}{\lambda_p}}, \beta > 0. \quad (3.69)$$

Uvođenjem smene $b_{ST} = 1/(N_0 B R n_T)$, SNR na izlazu sekundarnog prijemnika se može zapisati u obliku

$$\gamma = \frac{P_{SU-Rx}}{N_0 B} = \begin{cases} \alpha b_{ST} \times \frac{Q_p}{\beta}, & Q_p < P_m \beta, \\ \alpha b_{ST} \times P_m, & Q_p > P_m \beta. \end{cases} \quad (3.70)$$

Pojačanja snage na sekundarnom i primarnom linku raspodeljena su u skladu sa χ^2 -raspodelom sa $2m_S n_T n_R$ i $2m_P n_T$ stepeni slobode, respektivno. U slučaju kada na sekundarnom linku nije primenjen diverziti, odgovarajuća pojačanja su raspodeljena u skladu sa χ^2 -raspodelom sa $2m_S$ i $2m_P$ stepeni slobode, pa se primenom transformacija slučajnih promenljivih, na sličan način kao u odeljku 3.1.2, dobija analitički izraz za PDF slučajne promenljive γ

$$f_\gamma(u) = \frac{K_{ST} u^{s-1} e^{-\frac{u}{\lambda_S b_{ST} P_m}}}{b_{ST}^s P_m^s} \int_0^{\frac{Q_p}{P_m}} v^{p-1} e^{-v \frac{n_T}{\lambda_P}} dv + \frac{K_{ST} u^{s-1}}{b^s Q_p^s} \int_{\frac{Q_p}{P_m}}^{+\infty} v^{s+p-1} e^{-v \frac{n_T}{\lambda_P} \left(\frac{u \lambda_P}{\lambda_S n_T b_{ST} Q_p} + 1 \right)} dv, \quad (3.71)$$

pri čemu su korišćene promenljive $1/K_{ST} = \lambda_S^s (s-1)! (\lambda_P/n_T)^p (p-1)!$, $s = m_S n_T n_R$, $p = m_P n_T$.

Korišćenjem identiteta (3.21) i (3.22) za rešavanje integrala u prethodnoj jednačini, PDF se može predstaviti u zatvorenoj formi u sledećem obliku

$$f_\gamma(u) = \frac{K_{ST} (p-1)! \left(\frac{\lambda_P}{n_T} \right)^p}{b_{ST}^s P_m^s} \left[1 - e^{-c_{ST}} \sum_{k=0}^{p-1} \frac{c_{ST}^k}{k!} \right] \times u^{s-1} e^{-\frac{u}{\lambda_S b_{ST} P_m}} + \frac{K_{ST}}{b_{ST}^s Q_p^s} \left(\frac{Q_p}{P_m} \right)^{s+p} u^{s-1} \sum_{k=0}^{s+p-1} \frac{(s+p-1)!}{(s+p-1-k)!} \times \frac{e^{-c_{ST}(u/d_{ST}+1)}}{[c_{ST}(u/d_{ST}+1)]^{k+1}}, \quad (3.72)$$

gde je $c_{ST} = n_T Q_p / (\lambda_P P_m)$ i $d_{ST} = \lambda_S Q_p / (\lambda_P R N_0 B)$.

U specijalnom slučaju kada predajna snaga sekundarnog korisnika nije ograničena ($P_m \rightarrow \infty$), prethodno izveden izraz za PDF se znatno pojednostavljuje i glasi

$$f_\gamma(u) = \frac{(s+p-1)!}{(s-1)!(p-1)!} d_{ST}^p \times \frac{u^{s-1}}{(u+d_{ST})^{s+p}}. \quad (3.73)$$

Kako su performanse sistema sa primenom OSTBC ekvivalentne performansama sistema sa primenom prijemnog MRC diverzitija, sa fiksnim gubitkom koji zavisi od proizvoda $R \times n_T$ [86], u slučaju kada je $n_T = R = 1$, jednačine (3.72)-(3.73) se svode na (3.50) i (3.52), respektivno, dobijene za slučaj primene MRC diverzitija i Nakagami- m fadinga.

Za konačne vrednosti Q_p i P_m funkcija raspodele slučajne promenljive γ data je izrazom

$$F_\gamma(\gamma) = \int_{-\infty}^{\gamma} f_\gamma(u) du = \frac{K_{ST}(p-1)! \left(\frac{\lambda_p}{n_T}\right)^p}{b_{ST}^s P_m^s} \left[1 - e^{-c_{ST}} \sum_{k=0}^{p-1} \frac{c_{ST}^k}{k!} \right] \times I_{O1} \quad (3.74)$$

$$+ \frac{K_{ST}}{b_{ST}^s Q_p^s} \left(\frac{Q_p}{P_m}\right)^{s+p} \sum_{k=0}^{s+p-1} \frac{(s+p-1)!}{(s+p-1-k)!} \times I_{O2},$$

gde su integrali I_{O1} i I_{O2} , definisani izrazima

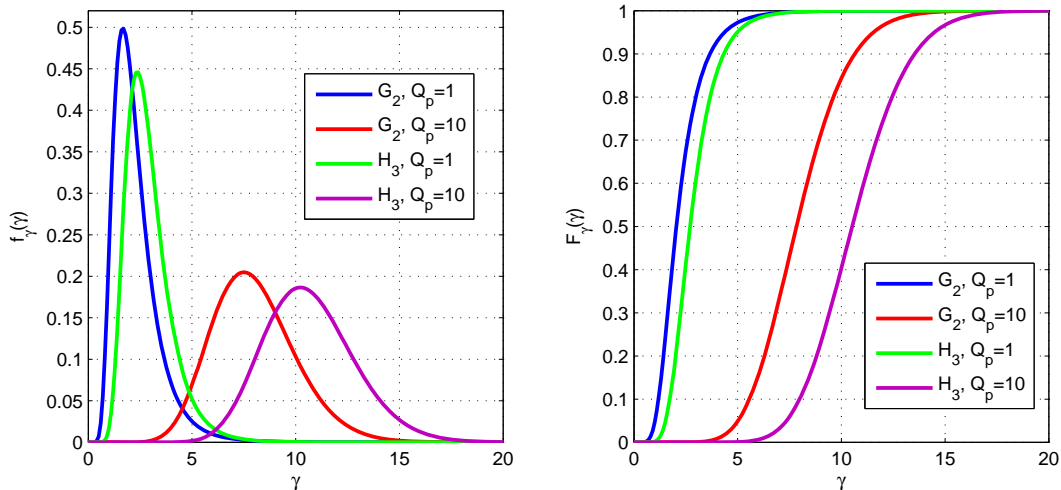
$$I_{O1} = \int_0^{\gamma} u^{s-1} e^{-\frac{u}{\lambda_S b_{ST} P_m}} du = (\lambda_S b_{ST} P_m)^s (s-1)! \times \left(1 - \sum_{l=0}^{s-1} \frac{1}{l!} \left(\frac{\gamma}{\lambda_S b_{ST} P_m}\right)^l e^{-\frac{\gamma}{\lambda_S b_{ST} P_m}} \right), \quad (3.75)$$

$$I_{O2} = \int_0^{\gamma} u^{s-1} \frac{e^{-c_{ST}(u/d_{ST}+1)}}{[c_{ST}(u/d_{ST}+1)]^{k+1}} du = \quad (3.76)$$

$$\frac{d_{ST}^s}{c_{ST}^{k+1}} \sum_{l=0}^{s-1} \binom{s-1}{l} (-1)^{s-1-l} \left[E_{k+1-l}(c_{ST}) - \left(\frac{\gamma}{d_{ST}} + 1\right)^{l-k} E_{k+1-l}\left(c_{ST} \left(\frac{\gamma}{d_{ST}} + 1\right)\right) \right].$$

U specijalnom slučaju kada predajna snaga sekundarnog korisnika nije ograničena ($P_m \rightarrow \infty$), CDF se može predstaviti u znatno jednostavnijem polinomijalnom obliku

$$F_\gamma(\gamma) = \frac{(s+p-1)!}{(s-1)!(p-1)!} \sum_{k=0}^{s-1} \binom{s-1}{k} \frac{(-1)^{s-k}}{s+p-k-1} \left(\frac{1}{(\gamma/d_{ST}+1)^{s+p-k-1}} - 1 \right). \quad (3.77)$$



Slika 3.15 – PDF i CDF za SNR na izlazu sekundarnog prijemnika, $m_S=m_P=4$, $\lambda_S=\lambda_P=1$, $P_m=1$, razni primenjeni OSTBC i Q_p .

Na Slici 3.15 prikazani su numerički rezultati za PDF i CDF SNR-a na izlazu sekundarnog prijemnika za Nakagami- m fading i različite primenjene OSTBC kodove. Numeričke vrednosti dobijene su direktno na osnovu analitičkih izraza datih jednačinama (3.72) i (3.74)-(3.76). Parametar fadinga na sekundarnom i primarnom linku je $m_S=m_P=4$. CDF kriva ima brži porast u slučaju kada je primenjen kod definisan matricom \mathbf{G}_2 ($n_T=2, n_R=2, R=1$) u odnosu na \mathbf{H}_3 ($n_T=3, n_R=2, R=3/4$).

Generišuća funkcija momenata određuje se zamenom izraza za PDF datim jednačinom (3.72) u definicioni izraz (3.37), nakon čega se dobija

$$M_\gamma(z) = \frac{K_{ST}(p-1)! \left(\frac{\lambda_p}{n_T}\right)^p}{b^s P_m^s} \left[1 - e^{-c_{ST}} \sum_{k=0}^{p-1} \frac{c_{ST}^k}{k!} \right] \int_0^{+\infty} e^{-zu} u^{s-1} e^{-\frac{u}{\lambda_s b_{ST} P_m}} du$$

$$+ \frac{K}{b_{ST}^s Q_p^s} \left(\frac{Q_p}{P_m}\right)^{s+p} \sum_{k=0}^{s+p-1} \frac{(s+p-1)!}{(s+p-1-k)!} \int_0^{+\infty} e^{-zu} \frac{u^{s-1} e^{-c_{ST}(u/d_{ST}+1)}}{[c_{ST}(u/d_{ST}+1)]^{k+1}} du. \quad (3.78)$$

Korišćenjem identiteta (3.39)-(3.42), kao i zamenom $1/K_{ST} = \lambda_s^s (s-1)! \lambda_p^p (p-1)!$ dobija se konačno rešenje u zatvorenom obliku

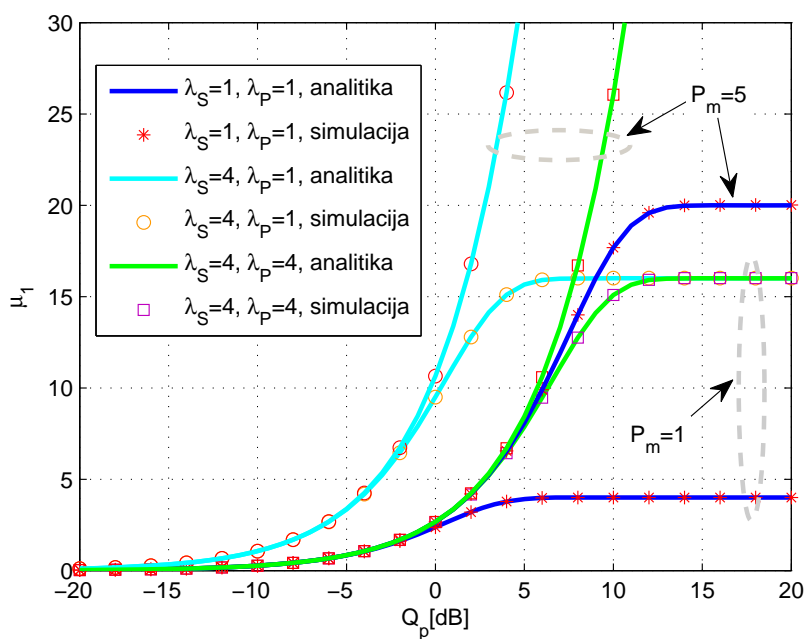
$$M_\gamma(z) = \left[1 - e^{-c_{ST}} \sum_{k=0}^{p-1} \frac{c_{ST}^k}{k!} \right] \cdot \frac{1}{(1 + \lambda_s b_{ST} P_m \times z)^s} + \frac{(s+p-1)!}{(s-1)!(p-1)!}$$

$$\times \sum_{k=0}^{s+p-1} \sum_{l=0}^{s-1} \binom{s-1}{l} \frac{c_{ST}^{s+p-k-1} (-1)^{s-1-l}}{(s+p-1-k)!} e^{+zd} E_{k-l+1}(c_{ST} + z d_{ST}). \quad (3.79)$$

Zamenom izraza za PDF za SNR određenim jednačinom (3.72) u definicioni izraz (3.44), dobija se konačan izraz za n -ti moment slučajne promenljive γ

$$\mu_n = \left(\frac{d_{ST}}{c_{ST}}\right)^n \frac{(n+s-1)!}{(s-1)!} \times \left[1 - e^{-c_{ST}} \sum_{k=0}^{p-1} \frac{c_{ST}^k}{k!} \right] + \frac{d_{ST}^n (s+p-1)!}{(s-1)!(p-1)!}$$

$$\times \sum_{k=0}^{s+p-1} \sum_{l=0}^{n+s-1} \binom{n+s-1}{l} \times \frac{c_{ST}^{s+p-k-1} (-1)^{n+s-1-l}}{(s+p-1-k)!} E_{k+1-l}(c_{ST}). \quad (3.80)$$



Slika 3.16 – Srednja vrednost za SNR na izlazu sekundarnog prijemnika, primenjena Alamutijeva šema, razne kombinacije λ_S i λ_P .

Na Slici 3.16 prikazana je zavisnost srednje vrednosti SNR na izlazu OSTBC dekodera od praga interferencije Q_p , za primenjenu Alamutijevu šemu u okruženju sa Nakagami- m fedingom (parametar fedinga $m_S=m_P=2$) i razne vrednosti parametara λ_S i λ_P . Sa porastom parametra λ_S i P_m raste srednja vrednost SNR-a, za sve vrednosti praga interferencije Q_p . Za veće vrednosti parametra λ_P i veće vrednosti snage P_m , region zasićenja počinje za veće vrednosti praga interferencije Q_p .

4. Ergodični kapacitet višiantenskog sekundarnog linka kognitivnog radio-sistema

Ergodični kapacitet kanala predstavlja značajnu meru performansi sistema. Definiše se kao maksimalna srednja vrednost brzine prenosa sa proizvoljno malom verovatnoćom greške, pod pretpostavkom da je interval posmatranja (usrednjavanja) dovoljno dug tako da se u toku njegovog trajanja pokazuju ergodične karakteristike kanala [63].

Ergodični (Šenonov) kapacitet kanala u kome deluje AWGN se može odrediti na osnovu teorije izložene u [115], po kojoj ukoliko je snaga signala na prijemu jednaka P , kapacitet kanala širine propusnog opsega B čija je PSD N_0 , iznosi [116]

$$C = B \log \left(1 + \frac{P}{N_0 B} \right). \quad (4.1)$$

Ukoliko se u prethodnoj jednačini koristi prirodni logaritam kapacitet se izražava u jedinici [nat/s/Hz], dok se u slučaju kada se koristi logaritam sa osnovom dva kapacitet izražava u [bit/s/Hz]. Iako se u literaturi koriste obe jedinice, zbog jednostavnijeg zapisa u disertaciji je usvojen pristup sa korišćenjem prirodnog logaritma, kao u [54], [56]. Vrednosti kapaciteta izražene u [bit/s/Hz] mogu se jednostavno dobiti iz vrednosti izraženih u [nat/s/Hz] deljenjem sa konstantom $\log_e(2)$.

Obzirom da ne postoje ograničenja po pitanju kompleksnosti ili kašnjenja sistema, ergodični kapacitet se najčešće usvaja kao gornja granica brzine prenosa podataka koja se teorijski može ostvariti. U sistemima sa dejstvom fedinga, analiza kapaciteta je znatno kompleksnija u odnosu na analizu kada u kanalu deluje samo AWGN. U tom slučaju kapacitet zavisi i od poznavanja CSI na predajniku i prijemniku [117, pogl. 4].

Kapacitet sistema u kojem postoje ograničenja snage interferencije koju sistem generiše na mestu prijemnika drugog sistema prvi put je analiziran u [53] za kanal sa AWGN (bez dejstva fedinga). Ovakva postavka problema motivisana je idejom da je u slučaju kada postoje dva korisnika istog dela spektra, ograničenje snage interferencije na mestu prijemnika drugog korisnika značajni kriterijum od ograničenja predajne snage signala. Ovakva vrsta ograničenja u sistemima bez dejstva fedinga ne daje značajno drugačije rezultate, jer snaga interferencije na mestu prijema signala predstavlja deterministički skaliranu vrednost snage predajnog signala [54]. Međutim, zaključci su značajno drugačiji u slučaju kada postoji dejstvo fedinga u kanalu, zahvaljujući činjenici da je feding vremenski promenljiv proces. U fundamentalnom radu [54] pokazano je da kapacitet sekundarnog sistema sa kontrolisanim nivoom interferencije, u kanalima sa dejstvom fedinga može premašiti kapacitet kanala u kojem deluje samo AWGN. Ovaj zaključak je veoma značajan obzirom da je u slučaju kada je predajna snaga fiksirana, kapacitet manji u kanalima sa dejstvom fedinga [118]. Objašnjenje ove pojave može se naći u činjenici da u slučaju kada je ograničena snaga interferencije, kapacitet zavisi od statističkih karakteristika fedinga u dva kanala (ka primarnom i sekundarnom prijemniku), dok u slučaju ograničene predajne snage zavisi samo od karakteristika fedinga u kanalu od predajnika do prijemnika. Kada je pojačanje kanala ka primarnom korisniku malo (izraženo dejstvo fedinga), sekundarni korisnik može da emituje signal veće snage čime se povećava i kapacitet sekundarnog linka.

U ovom poglavlju je izvršena detaljna analiza ergodičnog kapaciteta sekundarnog linka pod pretpostavkom Nakagami- m raspodele fedinga u propagacionom okruženju. Razmatran je slučaj kada na sekundarnom linku nije primenjen diverziteti, a zatim slučajevi kada su primenjene odabrane višeantenske tehnike. Izvedeni su analitički izrazi za kapacitet u zatvorenom obliku, čija validnost je potvrđena nezavisnim simulacionim postupkom. Izrazi izvedeni u ovom poglavlju predstavljaju originalni doprinos disertacije. U prvom delu analiza je izvršena pod pretpostavkom da je ograničena vršna snaga interferencije, dok su u drugom delu izvedeni izrazi za kapacitet pod uslovom da je ograničena prosečna snaga interferencije na mestu primarnog prijemnika. Na sličan način kao u prethodnom poglavlju, usvojena je pretpostavka da je sekundarnom predajniku i prijemniku dostupna idealna CSI na primarnom i sekundarnom linku.

4.1. Ergodični kapacitet sekundarnog linka kognitivnog radio-sistema sa ograničenim vršnim nivoom interferencije

4.1.1 Sekundarni sistem sa jednom predajnom i jednom prijemnom antenom

Kapacitet sekundarnog linka sa jednom predajnom i jednom prijemnom antenom, u kanalu sa dejstvom više vrsta fedinga (Rejlijev, Nakagami- m , log-normalni) prvobitno je analiziran u radu [54]. U ovom radu posmatran je slučaj kada je jedino ograničenje za rad sekundarnog korisnika maksimalna dozvoljena vrednost vršne snage interferencije na mestu primarnog prijemnika (bez ograničenja snage sekundarnog predajnika, odnosno $P_m \rightarrow \infty$). U skladu sa analizom izloženom u prethodnom poglavlju, emisiona snaga sekundarnog predajnika ispunjava uslov $P(\alpha, \beta) = Q_p/\beta$, pa je ergodični kapacitet sekundarnog linka u ovom slučaju određen sa

$$\frac{C}{B} = \iint_{\alpha \beta} \log \left(1 + \frac{\alpha}{\beta} \frac{Q_p}{N_0 B} \right) f_{\alpha}(\alpha) f_{\beta}(\beta) d\alpha d\beta, \quad (4.2)$$

pri čemu se integracija vrši po svim vrednostima koje slučajne promenljive α i β mogu da uzimaju (što u opštem slučaju zavisi od ograničenja koje se postavljaju pri radu sekundarnog korisnika). Dalje, prethodna jednačina se može napisati i u obliku

$$\frac{C}{B} = \int_{\gamma} \log(1+x) f_{\gamma}(x) dx, \quad (4.3)$$

gde je $f_{\gamma}(\gamma)$ oznaka za PDF SNR-a na izlazu sekundarnog prijemnika, definisan u (3.5).

Dakle, ergodični kapacitet može se odrediti usrednjavanjem po svim realizacijama kanala, odnosno statističkim usrednjavanjem na osnovu poznate PDF za SNR na izlazu sekundarnog prijemnika $f_{\gamma}(\gamma)$. Poznato je da se u slučaju kada u kanalu ka primarnom i sekundarnom prijemniku deluje Rejlijev feding, zamenom izraza za PDF SNR-a γ , datim jednačinom (3.35), dobija izraz za ergodični kapacitet [54, jedn.(24)].

$$\frac{C}{B} = \int_{z=0}^{+\infty} \log(1+z) \frac{d}{(z+d)^2} dz = \frac{d \log(d)}{d-1}, \quad (4.4)$$

gde je $\lambda_s = \lambda_p = 1$, član $d = Q_p / (N_0 B)$, a snaga sekundarnog predajnika nije ograničena.

Izvođenje za slučaj kada maksimalna snaga P_m nije ograničena ($P_m \rightarrow \infty$)

Kada u kanalu deluje Nakagami- m feding, PDF za SNR određen je jednačinom (3.31), pa se zamenom u (4.3) dobija

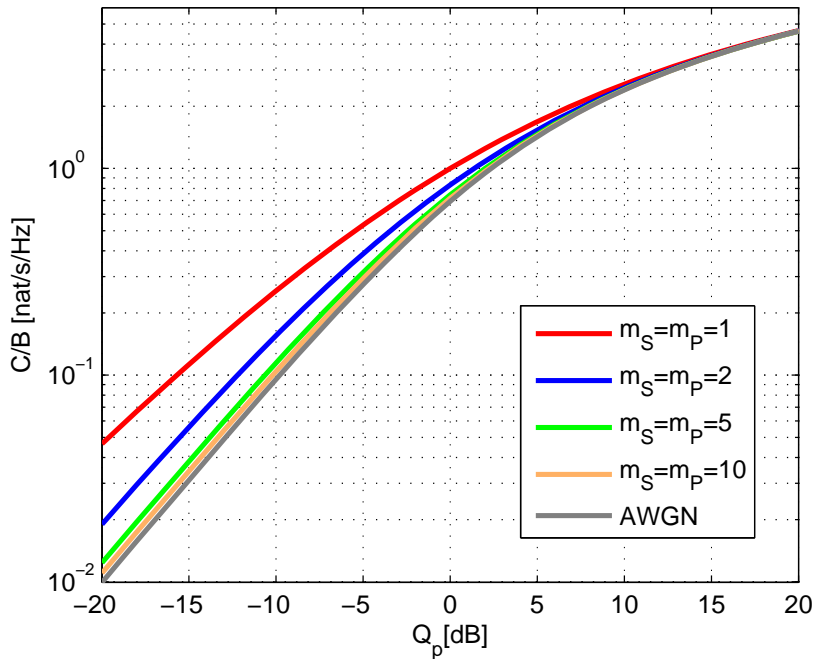
$$\frac{C}{B} = \frac{d^{m_p} (m_s + m_p - 1)!}{(m_s - 1)! (m_p - 1)!} \int_{z=0}^{+\infty} \log(1+z) \frac{z^{m_s-1}}{(z+d)^{m_s+m_p}} dz, \quad (4.5)$$

gde je $d = Q_p / (N_0 B) \times (\lambda_s / \lambda_p)$. Postupak rešavanja integrala u prethodnoj jednačini detaljno je opisan u Dodatku 4-A, nakon čega se dobija konačan izraz za ergodični kapacitet u zatvorenom obliku

$$\frac{C}{B} = \frac{(m_s + m_p - 1)!}{(m_p - 1)!} \sum_{k=0}^{m_s-1} \frac{(-1)^{m_s-1-k} d^{m_s+m_p-k-1}}{(m_s-1-k)! k!} \frac{I_C(m_s + m_p - k - 1, d)}{m_s + m_p - k - 1}, \quad (4.6)$$

pri čemu je funkcija $I_C(\cdot, \cdot)$ definisana sa

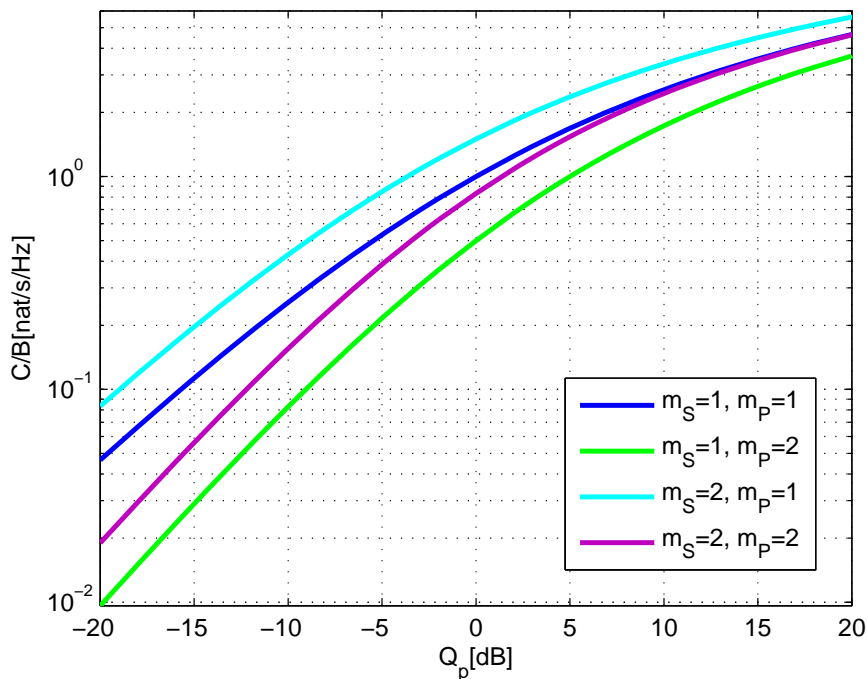
$$I_C(n, d) = \int_{x=d}^{+\infty} \frac{x^{-n}}{(1-d)+x} dx = \begin{cases} \frac{\log(d)}{(d-1)^n} - \sum_{k=1}^{n-1} \frac{1}{n-k} \frac{d^{k-n}}{(d-1)^k}, & d \neq 1, \\ \frac{1}{n}, & d = 1. \end{cases} \quad (4.7)$$



Slika 4.1 – Zavisnost ergodičnog kapaciteta od Q_p , za razna propagaciona okruženja.

Na Slici 4.1 prikazano je poređenje ergodičnog kapaciteta sekundarnog linka za različite vrednosti parametara fedinga $m_S=m_P$. U kanalima sa dejstvom Rejljevog fedinga ($m_S=m_P=1$) i Nakagami- m fedinga ($m_S=m_P=2, 5, 10$) kapacitet sekundarnog linka je veći u odnosu na slučaj kada u kanalu deluje samo AWGN. Dalje, kapacitet opada sa povećanjem parametra fedinga i za posmatrani primer najveći je u slučaju Rejljevog fedinga, što je u skladu sa zaključkom u [54]. U skladu sa očekivanjima, vrednost ergodičnog kapaciteta raste sa povećanjem dozvoljene vršne snage interferencije Q_p . Iako su izvedeni analitički izrazi opšti, radi jednostavnosti izlaganja za sve numeričke primere usvojena je vrednost $N_0B=1$.

Na Slici 4.2 prikazane su vrednosti ergodičnog kapaciteta za različite kombinacije parametra fedinga na sekundarnom i linku interferencije, m_S i m_P . Za iste vrednosti m_S , kada je parametar fedinga m_P na linku interferencije veći, veće je i pojačanje snage β na linku interferencije, što direktno utiče na smanjenje dozvoljene emisione snage sekundarnog predajnika, a time i smanjenje kapaciteta. S druge strane, sa povećanjem parametra fedinga na sekundarnom linku m_S , raste i odgovarajuće pojačanje snage, a time i prijemna snaga sekundarnog predajnika, zbog čega se i kapacitet povećava.



Slika 4.2 – Zavisnost ergodičnog kapaciteta od Q_p , za različite m_S i m_P , $\lambda_S=\lambda_P=1$.

Izvođenje za slučaj kada je maksimalna snaga P_m ograničena ($P_m < +\infty$)

U skladu sa analizom izloženom u prethodnom poglavlju, u realnim okolnostima osim ograničenja vršne snage interferencije potrebno je u obzir uzeti i ograničenje maksimalne emisione snage sekundarnog predajnika. Tada je PDF za SNR γ određen jednačinom (3.23), dok je za slučaj Rejljevog fedinga određen jednačinom (3.29).

Nakon zamene izraza za PDF SNR-a u integralnoj formi datim jednačinom (3.20) u (4.3), ergodični kapacitet se može napisati u obliku

$$\frac{C}{B} = I_{C1} + I_{C2}, \quad (4.8)$$

gde su integrali I_{C1} i I_{C2} definisani sledećim izrazima

$$I_{C1} = \int_{z=0}^{+\infty} \left[\frac{z^{m_S-1} e^{-\frac{z}{bP_m \lambda_S}}}{(bP_m \lambda_S)^{m_S} \lambda_P^{m_P} (m_S-1)! (m_P-1)!} \int_{w=0}^{\frac{Q_p}{P_m}} w^{m_P-1} e^{-\frac{w}{\lambda_P}} dw \right] \log(1+z) dz, \quad (4.9)$$

$$I_{C2} = \int_{z=0}^{+\infty} \left[\frac{z^{m_S-1}}{(bQ_p \lambda_S)^{m_S} \lambda_P^{m_P} (m_S-1)! (m_P-1)!} \times \int_{w=Q_p/P_m}^{+\infty} w^{m_S+m_P-1} e^{-w\left(\frac{z}{bQ_p \lambda_S} + \frac{1}{\lambda_P}\right)} dw \right] \log(1+z) dz. \quad (4.10)$$

Unutrašnji integral u integralu I_{C1} ne zavisi od promenljive w i rešen je u (3.21), pa važi

$$I_{C1} = \frac{1}{(bP_m \lambda_S)^{m_S} (m_S-1)!} \times \left[1 - e^{-c} \sum_{k=0}^{m_P-1} \frac{c^k}{k!} \right] \times \left[\int_0^{+\infty} z^{m_S-1} e^{-\frac{z}{\lambda_S b P_m}} \log(1+z) dz \right]. \quad (4.11)$$

Preostali integral u jednačini (4.11) može se rešiti primenom [55, jednačina (78)], a u opštem slučaju jednak je

$$I_A(s, \mu) = \int_0^{+\infty} u^{s-1} e^{-\mu u} \log(1+u) du = \sum_{k=1}^s \frac{(s-1)!}{\mu^k (s-k)!} \int_0^{+\infty} \frac{t^{s-k} e^{-\mu t}}{1+t} dt, \quad (4.12)$$

pa se konačno rešenje integrala $I_A(\cdot, \cdot)$ dobija primenom [114, jedn. (3.383.10)], odnosno

$$I_A(s, \mu) = (s-1)! e^{+\mu} \times \sum_{k=1}^s \frac{\Gamma(-s+k, \mu)}{\mu^k}, \quad (4.13)$$

gde je $\Gamma(\cdot, \cdot)$ gornja nekompletna Gama funkcija definisana u [101, jedn. (6.5.3)]. Kombinovanjem prethodno dobijenih izraza dobija se konačan izraz za integral I_{C1}

$$I_{C1} = \left[1 - e^{-c} \sum_{k=0}^{m_p-1} \frac{c^k}{k!} \right] \times e^{+\frac{1}{\lambda_s b P_m}} \times \sum_{k=1}^{m_s} (\lambda_s b P_m)^{-m_s+k} \Gamma(-m_s+k, \frac{1}{\lambda_s b P_m}). \quad (4.14)$$

Dalje, promenom redosleda integracije u integralu I_{C2} iz (4.10) dobija se

$$I_{C2} = \frac{1}{(bQ_p \lambda_s)^{m_s} \lambda_p^{m_p} (m_s-1)! (m_p-1)!} \times \int_{w=Q_p/P_m}^{+\infty} w^{m_s+m_p-1} e^{-\frac{w}{\lambda_p}} \left[\int_{z=0}^{+\infty} z^{m_s-1} e^{-\frac{zw}{bQ_p \lambda_s}} \log(1+z) dz \right] dw. \quad (4.15)$$

Unutrašnji integral u prethodnom izrazu je istog oblika kao i $I_A(\cdot, \cdot)$, pa se nakon primene identiteta (4.13) dobija

$$\int_0^{+\infty} z^{m_s-1} e^{-z \frac{w}{\lambda_s b Q_p}} \log(1+z) dz = (m_s-1)! e^{+\frac{w}{\lambda_s b Q_p}} \times \sum_{k=1}^{m_s} \frac{\Gamma(-m_s+k, \frac{w}{\lambda_s b Q_p})}{\left(\frac{w}{\lambda_s b Q_p} \right)^k}, \quad (4.16)$$

odnosno, zamenom prethodne jednačine u (4.15) i zamenom redosleda sumiranja i integracije, integral I_{C2} se svodi na

$$I_{C2} = \sum_{k=1}^{m_s} \frac{(bQ_p \lambda_s)^{k-m_s}}{\lambda_p^{m_p} (m_p-1)!} \int_{w=Q_p/P_m}^{+\infty} w^{m_s+m_p-k-1} e^{-w \left(\frac{1}{\lambda_p} - \frac{1}{\lambda_s b Q_p} \right)} \times \Gamma(-m_s+k, \frac{w}{\lambda_s b Q_p}) dw. \quad (4.17)$$

Uvođenjem smene $x = w / (\lambda_s b Q_p)$ dobija se

$$I_{C2} = \sum_{k=1}^{m_s} \frac{(bQ_p \lambda_s)^{m_p}}{\lambda_p^{m_p} (m_p-1)!} \int_{x=\frac{1}{bP_m \lambda_s}}^{+\infty} x^{m_s+m_p-k-1} e^{-x \left(\frac{\lambda_s b Q_p}{\lambda_p} - 1 \right)} \times \Gamma(-m_s+k, x) dx, \quad (4.18)$$

pa se nakon primene $d = \lambda_s b Q_p / \lambda_p$ (uvedene u prethodnom poglavlju) dobija

$$I_{C2} = \sum_{k=1}^{m_s} \frac{d^{m_p}}{(m_p-1)!} \int_{x=\frac{1}{bP_m \lambda_s}}^{+\infty} x^{m_s+m_p-k-1} e^{-x(d-1)} \times \Gamma(-m_s+k, x) dx. \quad (4.19)$$

U opštem slučaju, integral u prethodnoj jednačini je oblika

$$I_B(m, l, a, d) = \int_a^{+\infty} x^{m-1} e^{-x(d-1)} \Gamma(l, x) dx. \quad (4.20)$$

Važno je napomenuti da u prethodnom integralu uvek važi $m \geq 1$, jer za u (4.19) minimalna vrednost eksponenta za $k=m_S$, kada iznosi $m=m_S+m_P-k=m_P$. Postupak rešavanja integrala $I_B(\cdot, \cdot, \cdot, \cdot)$ detaljno je opisan u Dodatku 4-B. Za $d \neq 1$, konačan izraz je

$$I_B(m, l, a, d) = \sum_{i=1}^m \frac{(m-1)!}{(m-i)!} \frac{1}{(d-1)^i} \left[\frac{\Gamma(l, a) a^{m-i}}{e^{(d-1)a}} - \frac{\Gamma(m-i+l, d \times a)}{d^{m-i+l}} \right], \quad (4.21)$$

odnosno za $d=1$, integral $I_B(\cdot, \cdot, \cdot, \cdot)$ je jednak

$$I_B(m, l, a, 1) = \int_a^{+\infty} x^{m-1} \Gamma(l, x) dx = -\Gamma(l, a) \frac{a^m}{m} + \frac{1}{m} \Gamma(m+l, a). \quad (4.22)$$

Integral I_{C2} se sada može predstaviti u zatvorenom obliku

$$I_{C2} = \frac{d^{m_P}}{(m_P-1)!} \sum_{k=1}^{m_S} I_B(m_S + m_P - k, -m_S + k, \frac{1}{bP_m \lambda_S}, d). \quad (4.23)$$

Kombinovanjem izraza (4.8), (4.14) i (4.23) dobija se konačan izraz u zatvorenom obliku za ergodični kapacitet sekundarnog linka u okruženju sa Nakagami- m fadingom

$$\begin{aligned} \frac{C}{B} = & \left[1 - e^{-c} \sum_{k=0}^{m_P-1} \frac{c^k}{k!} \right] \times e^{+\frac{1}{\lambda_S bP_m}} \times \sum_{k=1}^{m_S} (\lambda_S bP_m)^{-m_S+k} \Gamma(-m_S+k, \frac{1}{\lambda_S bP_m}) \\ & + \frac{d^{m_P}}{(m_P-1)!} \sum_{k=1}^{m_S} I_B(m_S + m_P - k, -m_S + k, \frac{1}{bP_m \lambda_S}, d). \end{aligned} \quad (4.24)$$

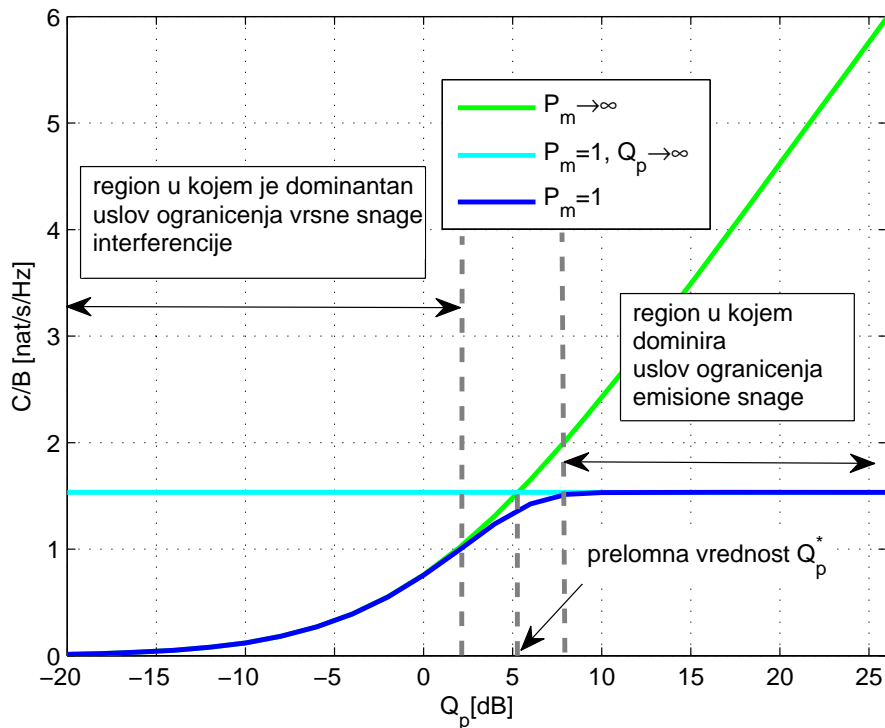
Važno je napomenuti da se za celobrojne vrednosti parametra l nekompletna Gama funkcija može se izraziti u polinomijalnoj formi korišćenjem izraza [114, jedn. (3.351-2)] i [101, jedn. (6.5.15) i (6.5.19)], na sledeći način

$$\Gamma(l, x) = \begin{cases} (l-1)! e^{-x} \sum_{k=0}^{l-1} \frac{x^k}{k!}, & l > 0, \\ E_1(x), & l = 0, \\ \frac{(-1)^{-l}}{(-l)!} \left[E_1(x) - e^{-x} \sum_{k=0}^{-l-1} (-1)^k \frac{k!}{x^{k+1}} \right], & l < 0. \end{cases} \quad (4.25)$$

Dakle, korišćenjem prethodne osobine Gama funkcije, ergodični kapacitet se može predstaviti u polinomijalnoj formi bez korišćenja specijalnih funkcija, sa izuzetkom funkcije eksponencijalni integral koja se jednostavno implementira u popularnim softverskim paketima za matematičke proračune [119].

U graničnom slučaju kada ograničenje vršne snage interferencije predstavlja dominantan uslov ($P_m \rightarrow \infty$) izraz za ergodični kapacitet svodi se na (4.6). U specijalnom slučaju kada je uslov ograničenja emisione snage sekundarnog predajnika dominantan ($Q_p \rightarrow \infty$), (4.24) se svodi na izraz za kapacitet kanala sa dejstvom Nakagami- m fedinga i fiksnom predajnom snagom, koji je izveden u [120, jedn. (19)]. U tom slučaju, komponenta ergodičnog kapaciteta određena integralom I_{C2} jednaka je nuli, dok parametar $c \rightarrow \infty$, pa je suma u prvom činiocu prvog sabirka u jednačini (4.24) jednaka nuli, odnosno kapacitet je jednak

$$\frac{C}{B} = e^{+\frac{1}{\lambda_s b P_m} \sum_{k=1}^{m_s} (\lambda_s b P_m)^{-m_s+k} \Gamma(-m_s+k, \frac{1}{\lambda_s b P_m})}. \quad (4.26)$$

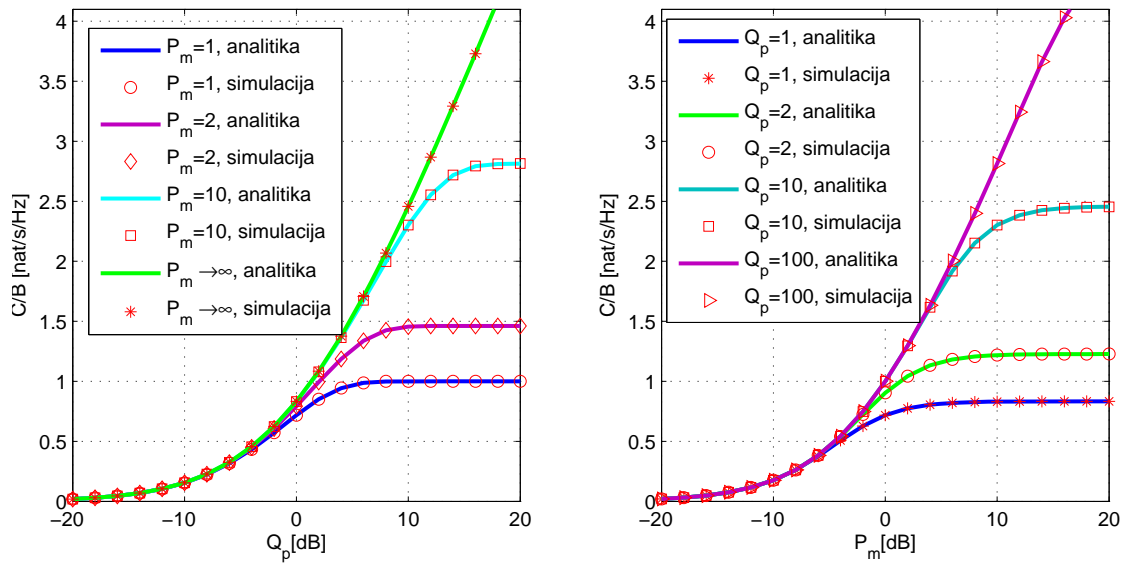


Slika 4.3 – Ilustracija regiona u kojima dominira uslov ograničenja maksimalne snage interferencije i maksimalne snage sekundarnog predajnika ($m_s=m_p=4$).

Na Slici 4.3 ilustrovana je zavisnost ergodičnog kapaciteta od maksimalne dozvoljene vršne snage interferencije, za slučaj kada je emisiona snaga sekundarnog predajnika ograničena, kao i za slučaj kada $P_m \rightarrow \infty$. Mogu se uočiti regioni u kojima dominira jedan od uslova ograničenja rada sekundarnog korisnika. Za vrlo male vrednosti Q_p , dominantan je uslov ograničenja vršne snage interferencije pa su kapaciteti za konačno $P_m=1$ i $P_m \rightarrow \infty$ približno jednakih vrednosti, odnosno ergodični kapacitet asimptotski teži vrednosti određenoj jednačinom (4.6). Dalje, kapacitet raste sa porastom Q_p , do određene vrednosti kada kriva ulazi u tzv. zasićeni deo karakteristike, u kojem je dominantan uslov ograničenja maksimalne snage sekundarnog predajnika. U tom delu kapacitet je konstantan i na njegovu vrednost ne utiče Q_p . Vrednosti kapaciteta u tom regionu određene su jednačinom (4.26).

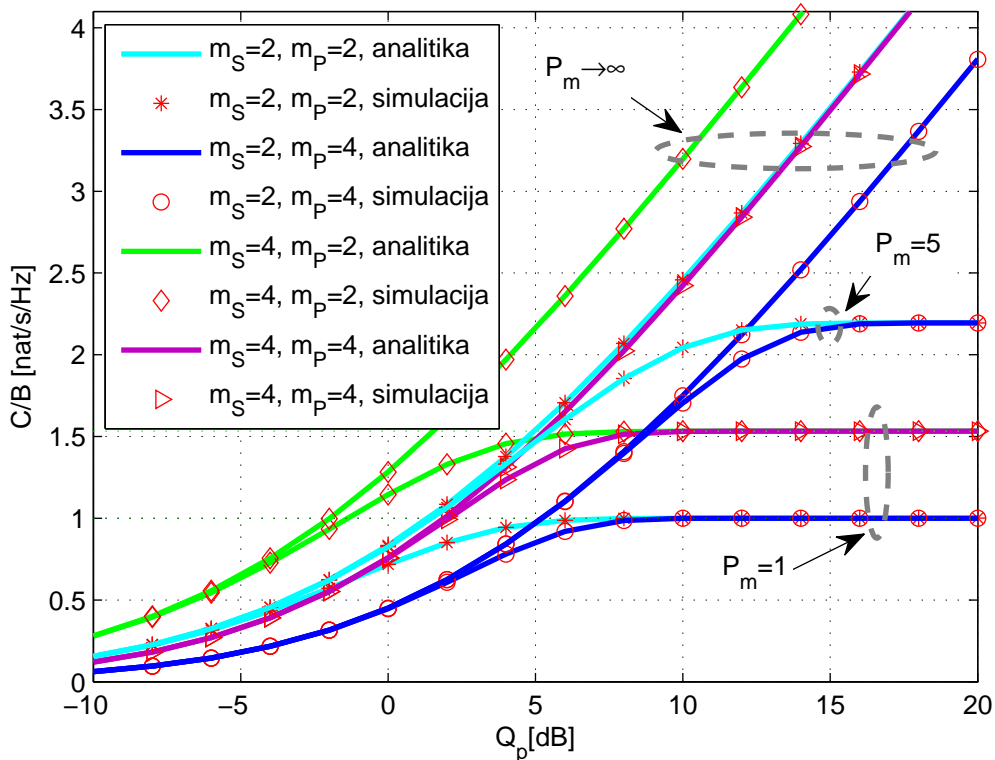
Na Slici 4.3 može se uočiti tzv. „prelomna tačka“, koja se definiše kao ona vrednost Q_p za koju su vrednosti dobijene asimptotskim izrazima za opseg $P_m \gg Q_p$ i opseg $P_m \ll Q_p$, odnosno jednačinama (4.6) i (4.26) jednake. Za vrednosti Q_p koje su bar 2dB manje ili veće od vrednosti u „prelomnoj tački“ numerički rezultati dobijeni egzaktnim izrazom (4.24) se sa visokom tačnošću podudaraju sa rezultatima dobijenim znatno jednostavnijim asimptotskim izrazima (4.6) i (4.26), respektivno.

U narednom delu izvršena je analiza uticaja parametara fedinga i maksimalnih vrednosti Q_p i P_m na ergodični kapacitet sekundarnog linka. Analitičke vrednosti dobijene su primenom izraza (4.24). Validnost ovih rezultata potvrđena je poređenjem sa rezultatima dobijenim primenom nezavisnog simulacionog modela. Sekvenca odbiraka anvelope fedinga dužine $L=10^7$ generisana je za kanale od predajne antene sekundarnog korisnika do antene primarnog prijemnika i antene sekundarnog prijemnika, korišćenjem metoda opisanog u drugom poglavlju. Na osnovu njih generisani su odbirci pojačanja snage na sekundarnom i primarnom linku $\alpha=|h|^2$ i $\beta=|g|^2$. Ergodični kapacitet dobijen je usrednjavanjem vrednosti po uzastopnim realizacijama kanala.



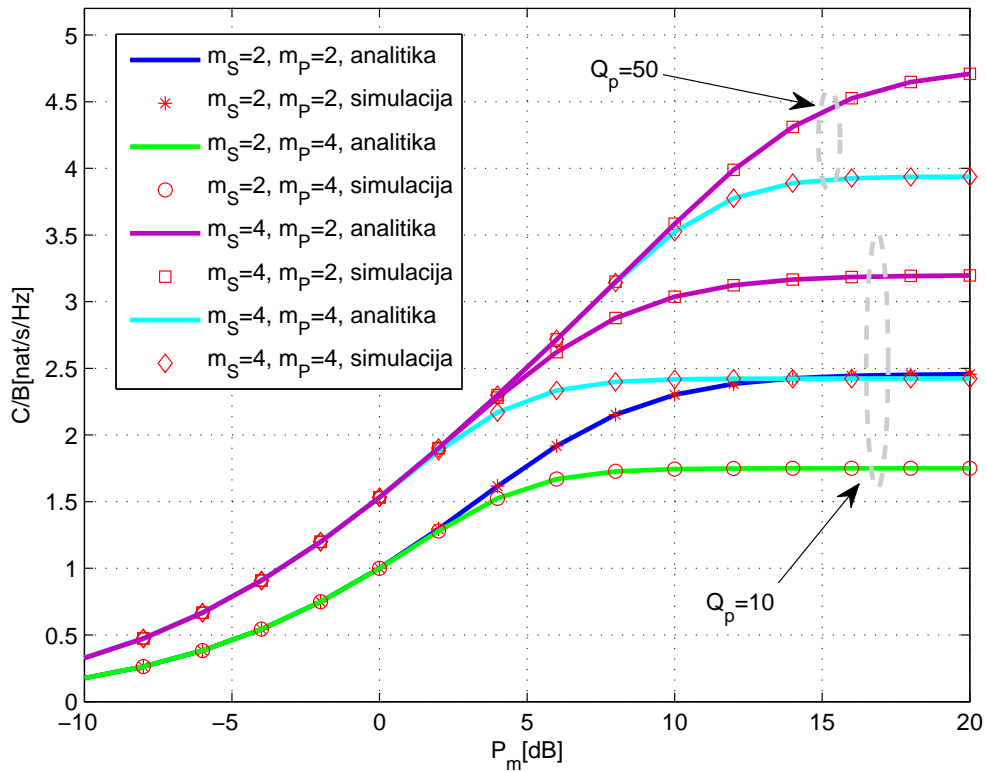
Slika 4.4 – Ergodični kapacitet, zavisnost od Q_p (levo) i P_m (desno), okruženje sa Nakagami- m fedingom, $m_S=m_P=2$, $\lambda_S=\lambda_P=1$.

Na Slici 4.4 prikazana je zavisnost ergodičnog kapaciteta od vršne snage interferencije (levo), odnosno od maksimalne emisione snage sekundarnog predajnika (desno). Analiza je izvršena za propagaciono okruženje sa Nakagami- m fedingom i parametrima $m_S=m_P=2$ ($\lambda_S=\lambda_P=1$). U skladu sa očekivanjima, vrednost ergodičnog kapaciteta raste sa porastom maksimalnih dozvoljenih vrednosti Q_p i P_m . Za veću vrednost P_m i konstantne parametre fedinga, uslov ograničenja maksimalne snage predajnika postaje dominantan za veće vrednosti maksimalne snage interferencije Q_p . Iz tog razloga, povećava se i minimalna vrednost Q_p za koju kriva zavisnosti kapaciteta ulazi u zasićeni deo karakteristike. S druge strane, sa porastom Q_p raste i vrednost minimalne snage sekundarnog predajnika za koju kriva zavisnosti kapaciteta od P_m ulazi u zasićeni deo karakteristike, kada je dominantan uslov ograničenja maksimalne snage sekundarnog predajnika.



Slika 4.5 – Zavisnost ergodičnog kapaciteta od Q_p , uticaj P_m , razni m_S i m_P ($\lambda_S=\lambda_P=1$).

Na Slici 4.5 prikazana je zavisnost kapaciteta od vršne snage interferencije za razne vrednosti parametara fedinga m_S i m_P na sekundarnom i primarnom linku. Sa porastom parametra m_S raste i ergodični kapacitet sekundarnog linka za sve vrednosti vršne snage interferencije Q_p . U skladu sa očekivanjima, za vrlo male vrednosti Q_p vrednosti kapaciteta su približno jednake za sve prikazane vrednosti maksimalne snage P_m , jer je u tom delu krive dominantan uslov ograničenja snage interferencije. Vrednost minimalne vršne snage interferencije za koju kriva ulazi u zasićeni deo karakteristike zavisi od parametra fedinga na linku ka primarnom korisniku m_P . Naime, veća vrednost parametra fedinga m_P znači i veće pojačanje snage na primarnom linku, pa za jednaku maksimalnu snagu sekundarnog predajnika kriva ulazi u zasićenje za veće vrednosti Q_p . S druge strane, vrednosti ergodičnog kapaciteta u zasićenom delu karakteristike gde dominira uslov ograničenja maksimalne snage sekundarnog predajnika ne zavise od parametra fedinga na primarnom linku (jednake su za $m_P=2$ i $m_P=4$). Vrednosti kapaciteta u ovom delu rastu sa porastom P_m i parametra fedinga m_S .



Slika 4.6 – Zavisnost ergodičnog kapaciteta od P_m , uticaj Q_p , razni m_S i m_P ($\lambda_S = \lambda_P = 1$).

Na Slici 4.6 prikazana je zavisnost ergodičnog kapaciteta od maksimalne snage sekundarnog predajnika P_m , za različite vrednosti parametra fedinga na sekundarnom i primarnom linku. Za male vrednosti P_m , dominantno je ograničenje maksimalne snage sekundarnog predajnika, pa se krive za $m_P=2$ i $m_P=4$ preklapaju, odnosno vrednost kapaciteta zavisi samo od parametra fedinga na sekundarnom linku m_S . Za manje vrednosti m_P , kriva ulazi u zasićeni deo (gde je dominantno ograničenje vršne snage interferencije) na većim vrednostima P_m . Sa porastom Q_p raste i minimalna vrednost P_m za koju uslov ograničenja snage interferencije na primarnom prijemu postaje dominantan i kriva ulazi u zasićenje. Takođe, sa porastom dozvoljene vrednosti Q_p rastu i vrednosti ergodičnog kapaciteta u zasićenom delu karakteristike. U zasićenom delu karakteristike najveća vrednost kapaciteta je u slučaju kada m_S ima veću, a m_P manju od dve analizirane vrednosti. U slučaju kada su parametri fedinga jednaki, ergodični kapacitet ima nešto manje vrednosti kada je $m_S=m_P=4$, u odnosu na $m_S=m_P=2$, što je u skladu sa prethodno izvedenim zaključcima.

4.1.2 Sekundarni sistem sa primenom MRC diverzitija

Poboljšanje kapaciteta sekundarnog sistema primenom prijemnog MRC diverzitija predloženo je prvi put u [76]. Analiza ergodičnog kapaciteta sekundarnog linka sa primenom MRC izložena je u [88], za slučaj Nakagami- m fedinga u propagacionom okruženju. U ovom radu izvedeni su analitički izrazi u zatvorenom obliku za slučaj kada je ograničena vršna snaga interferencije na mestu primarnog prijemnika. U [78] analizirana je primena MRC diverzitija na sekundarnom linku u okruženju sa dejstvom Rejljevog fedinga, za slučaj kada postoje oba ograničenja: vršne snage interferencije i maksimalne snage sekundarnog predajnika. Međutim, u pomenutom radu izvedeni su samo asimptotski izrazi za kapacitet, za slučaj kada je dominantan uslov ograničenja maksimalne snage sekundarnog predajnika.

U narednom delu izvedeni su analitički izrazi u zatvorenom obliku za ergodični kapacitet sekundarnog linka sa primenom MRC diverzitija, kada je rad sekundarnog korisnika ograničen maksimalnom snagom interferencije i maksimalnom snagom sekundarnog predajnika. Izrazi su validni za propagaciono okruženje sa Nakagami- m fedingom i proizvoljan broj prijemnih antena sekundarnog korisnika. Takođe, izvedeni su i asimptotski izrazi koji su validni u slučajevima kada je jedan od uslova ograničenja dominantan.

U slučaju kada je dominantno ograničenje vršne snage interferencije ($P_m \rightarrow \infty$), PDF SNR-a na izlazu sekundarnog prijemnika određen je jednačinom (3.52) za slučaj Nakagami- m fedinga. Zamenom (3.52) u izraz za ergodični kapacitet (4.3) dobija se

$$\frac{C}{B} = \frac{(m_S n_R + m_P - 1)!}{(m_S n_R - 1)!(m_P - 1)!} d^{m_P} \int_{z=0}^{+\infty} \log(1+z) \frac{z^{m_S n_R - 1}}{(z+d)^{m_S n_R + m_P}} dz. \quad (4.27)$$

Može se uočiti da je oblik integrala u prethodnoj jednačini isti kao u (4.5), pri čemu su članovi m_S zamenjeni članovima $m_S n_R$. Rešenje ovog integrala dato je u Dodatku 4-A, pa se konačan izraz za kapacitet može napisati u obliku

$$\frac{C}{B} = \frac{(m_S n_R + m_P - 1)!}{(m_P - 1)!} \sum_{k=0}^{m_S n_R - 1} \frac{(-1)^{m_S n_R - 1 - k} d^{m_S n_R + m_P - k - 1}}{(m_S n_R - 1 - k)! k!} \frac{I_C(m_S n_R + m_P - k - 1, d)}{m_S n_R + m_P - k - 1}, \quad (4.28)$$

gde je funkcija $I_C(\cdot, \cdot)$ definisana jednačinom (4.7).

U opštem slučaju kada postoje oba uslova ograničenja, ergodični kapacitet sekundarnog linka može se izračunati zamenom izraza za PDF u integralnom obliku datim izrazom (3.49) u (4.3). Izraz za PDF u slučaju primene MRC diverzitija može se dobiti zamenom parametara m_S članovima $m_S n_R$ u izrazu za PDF (3.20), koji je validan u slučaju kada nije primenjen diverziti. Kako je oblik integrala isti sa različitim parametrima, primenom transformacija kao u odeljku 4.1.1 dobija se konačan izraz

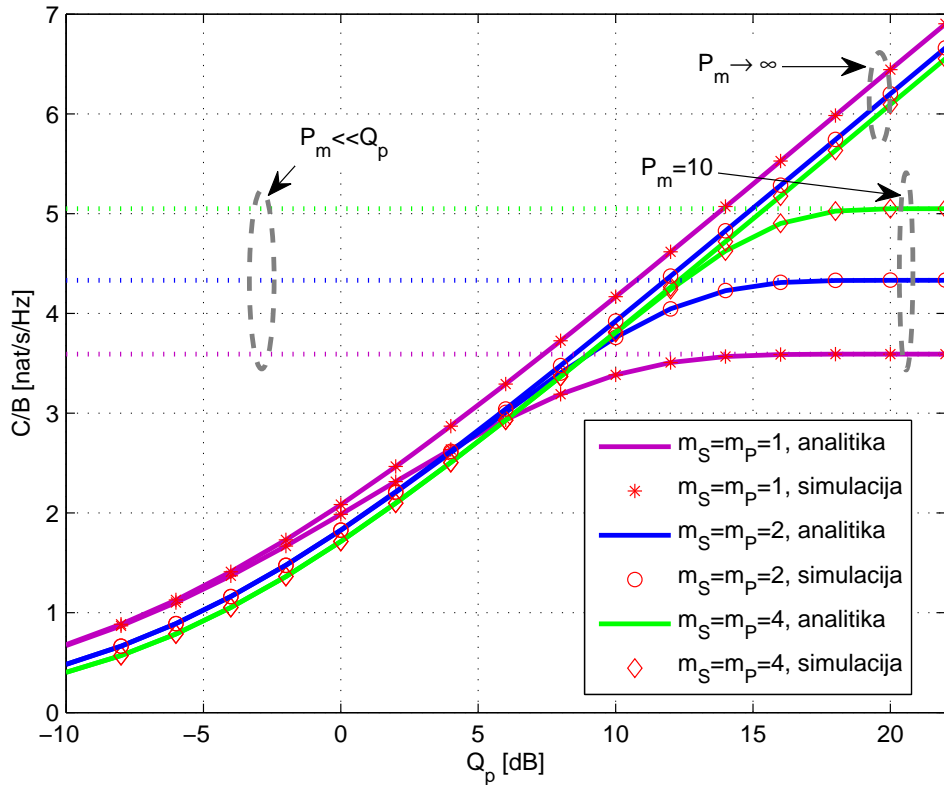
$$\begin{aligned} \frac{C}{B} = & \left[1 - e^{-c} \sum_{k=0}^{m_P-1} \frac{c^k}{k!} \right] \times e^{+\frac{1}{\lambda_S b P_m}} \times \sum_{k=1}^{m_S n_R} (\lambda_S b P_m)^{-m_S n_R + k} \Gamma(-m_S n_R + k, \frac{1}{\lambda_S b P_m}) \\ & + \frac{d^{m_P}}{(m_P - 1)!} \sum_{k=1}^{m_S n_R} I_B(m_S n_R + m_P - k, -m_S n_R + k, \frac{1}{b P_m \lambda_S}, d). \end{aligned} \quad (4.29)$$

Izvedeni izraz predstavlja rešenje u zatvorenom obliku za ergodični kapacitet sekundarnog linka u Nakagami- m propagacionom okruženju i predstavlja originalan rezultat autora i naučni doprinos teze. Za specijalan slučaj Rejljevog fedinga ($m_S = m_P = 1$) ovaj izraz predstavlja rešenje za problem analiziran u [78], gde je dato samo asimptotsko rešenje za slučaj kada je dominantno ograničenje maksimalne snage sekundarnog predajnika.

U graničnom slučaju kada je dominantan uslov ograničenja vršne snage interferencije ($P_m \rightarrow \infty$) izraz za kapacitet opisan je jednačinom (4.28). U specijalnom slučaju kada je dominantan uslov ograničenja maksimalne snage sekundarnog predajnika ($Q_p \rightarrow \infty$), izraz za kapacitet sekundarnog linka svodi se na izraz za kapacitet sistema sa primenom MRC u kanalu sa Nakagami- m fedingom [110]

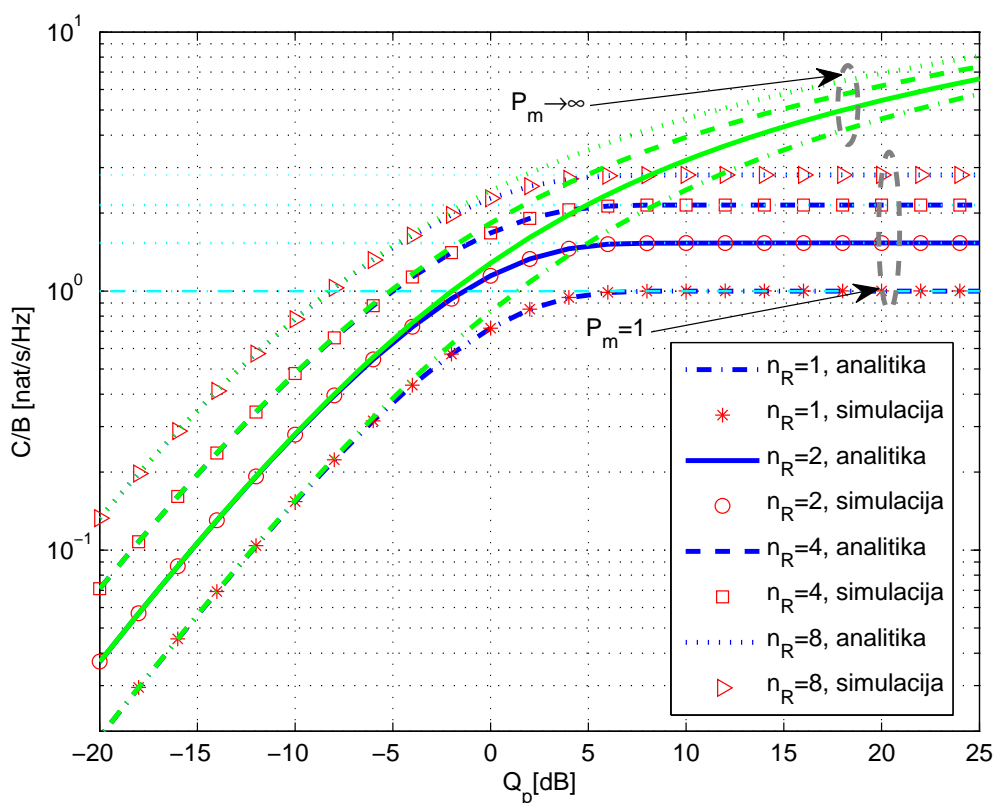
$$\frac{C}{B} = e^{+\frac{1}{\lambda_S b P_m} m_S n_R} \sum_{k=1}^{m_S n_R} (\lambda_S b P_m)^{-m_S n_R + k} \Gamma(-m_S n_R + k, \frac{1}{\lambda_S b P_m}). \quad (4.30)$$

Tačnost izvedenih analitičkih rezultata ispitana je primenom nezavisnog simulacionog modela. Sekvenca odbiraka anvelope fedinga dužine $L=10^7$ generisana je za sve kanale od predajne antene sekundarnog korisnika do antene primarnog prijemnika i do n_R antena sekundarnog prijemnika. Odbirci ekvivalentnih pojačanja snage na sekundarnom i primarnom linku određeni su primenom izraza $\alpha = \sum_{i=1}^{n_R} |h_i|^2$ i $\beta = |g|^2$. Ergodični kapacitet dobija se usrednjavanjem po sukcesivnim realizacijama kanala.



Slika 4.7 – Ergodični kapacitet sekundarnog linka sa primenjenim MRC diverzitetom sa $n_R=4$, različiti parametri Nakagami- m fedinga, $m_S=m_P$.

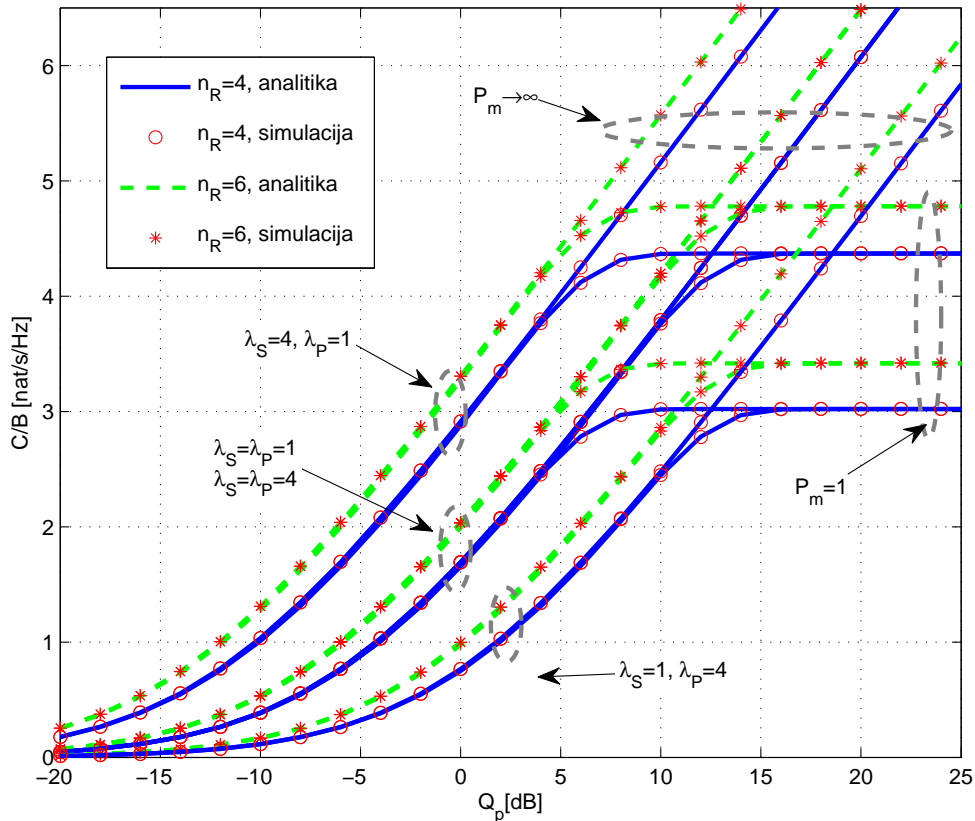
Na Slici 4.7 prikazana je zavisnost ergodičnog kapaciteta od vršne snage interferencije za slučaj kada je na sekundarnom prijemu primenjen MRC diverziteti sa $n_R=4$ antena. Kao i u slučaju sistema bez primene diverzitija, kapacitet raste sa porastom Q_p , do određene vrednosti, kada ulazi u zasićeni deo sa konstantnom vrednošću kapaciteta. U regionu relativno malih dozvoljenih vrednosti interferencije, dominantno je ograničenje vršne snage interferencije i kapacitet ima najveću vrednost za slučaj Rejljevog fedinga. U zasićenom delu krive (kada dominira uslov ograničenja P_m), emisija snaga sekundarnog korisnika nije zavisna od linka ka primarnom korisniku. U tom slučaju maksimalna vrednost kapaciteta ostvaruje se kada je parametar fedinga najveći, odnosno kada je najveće pojačanje snage na sekundarnom linku. Sa povećanjem vrednosti parametra fedinga m_P , kriva ulazi u zasićeni deo za veće vrednosti snage interferencije Q_p .



Slika 4.8 – Uticaj broja prijemnih antena sekundarnog prijemnika n_R sa primenjenim MRC diverzitetjem na ergodični kapacitet, $m_S=m_P=2$, $\lambda_S=\lambda_P=1$.

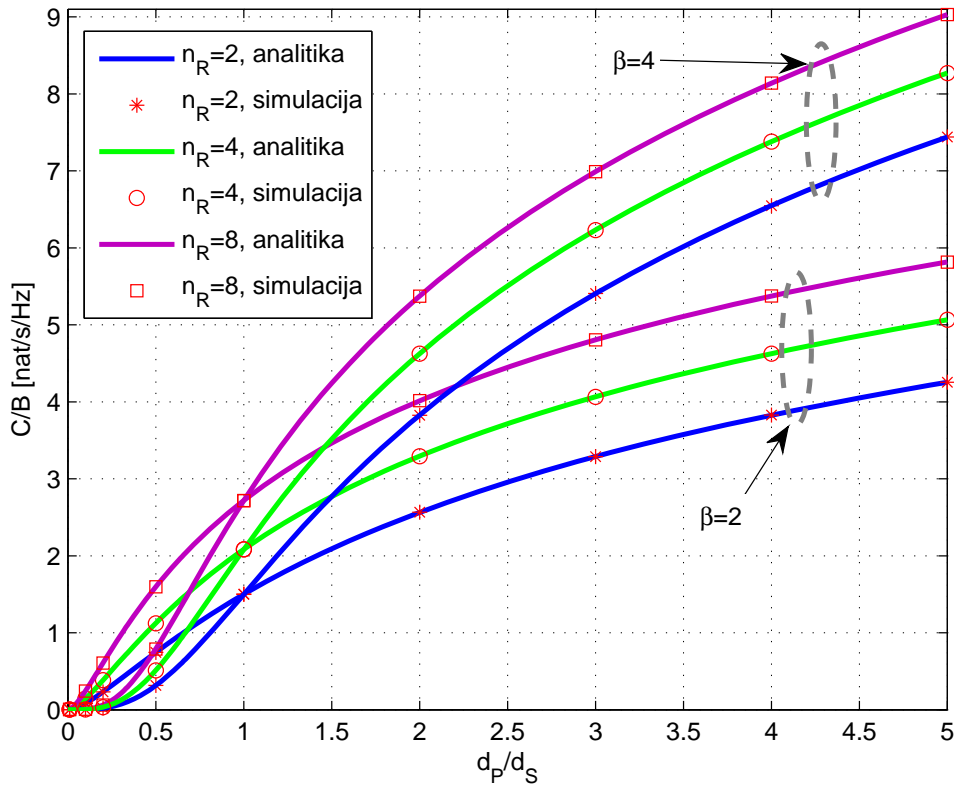
Na Slici 4.8 prikazan je uticaj broja antena prijemnika na kapacitet sekundarnog linka. Vrednosti su prikazane za slučaj kada važe uslovi ograničenja maksimalne emisione snage ($P_m=1$) i snage interferencije, kao i kada je rad sekundarnog korisnika ograničen samo maksimalnom dozvoljenom interferencijom ($P_m \rightarrow \infty$). Kapacitet sekundarnog linka je prikazan u logaritamskoj razmeri i jasno se može uočiti da vrednosti kapaciteta rastu sa povećanjem broja prijemnih antena n_R za sve vrednosti praga interferencije Q_p . Broj antena na sekundarnom prijemniku n_R utiče na ekvivalentno pojačanje sekundarnog linka i ne utiče na minimalnu vrednost Q_p gde počinje da dominira uslov ograničenja maksimalne snage sekundarnog predajnika.

Dobitak koji se ostvaruje korišćenjem dodatnih antena se smanjuje sa povećanjem broja antena. Za velike vrednosti Q_p dobitak koji se ostvaruje korišćenjem diverzitija (u dB) je veći u sistemu gde je ograničena maksimalna snaga predajnika sa $P_m=1$, u odnosu na sistem gde je ograničena samo maksimalna snaga interferencije.



Slika 4.9 – Ergodični kapacitet sekundarnog linka sa primenjenim MRC diverzitetijem, Nakagami- m feding sa $m_S=m_P=5$, razni λ_S i λ_P .

Zavisnost ergodičnog kapaciteta od praga interferencije Q_p prikazan je na Slici 4.9 za slučaj MRC diverzitija i parametre fedinga jednake $m_S=m_P=5$. Ergodični kapacitet raste sa porastom parametra λ_S i broja antena n_R , odnosno opada sa porastom λ_P . U slučaju kada predajna snaga P_m nije ograničena, ergodični kapacitet zavisi samo od odnosa λ_S/λ_P (ne od pojedinačnih vrednosti), pa su vrednosti kapaciteta jednake za $\lambda_S=\lambda_P=1$ i $\lambda_S=\lambda_P=4$. U regionu gde dominira ograničenje P_m , veće vrednosti kapaciteta dobijaju se za veće vrednosti parametra λ_S i broja antena n_R . Za manje vrednosti λ_P , ograničenje maksimalne snage sekundarnog predajnika počinje da ograničava kapacitet linka za manje vrednosti parametra Q_p , ali ne utiče na vrednost kapaciteta u zasićenom delu karakteristike.



Slika 4.10 – Zavisnost kapaciteta od rastojanja d_p/d_s , Rejljev feding, $Q_p/(N_0B)=1$, primenjen MRC diverziti na sekundarnom linku.

Na Slici 4.10 ilustrovan je uticaj geometrije mreže i gubitaka na putanji na ergodični kapacitet sekundarnog linka u kanalu sa Rejljevim fedingom. Neka su d_s i d_p rastojanja od sekundarnog predajnika do sekundarnog i primarnog prijemnika, respektivno. Odnos srednjih pojačanja snage može se napisati u obliku $\lambda_s/\lambda_p = (d_p/d_s)^\beta$ [82], gde je β stepen gubitaka na putanji (engl. *path-loss exponent*). Zavisnost ergodičnog kapaciteta od odnosa rastojanja prikazana je za slučaj kada $Q_p/(N_0B)=1$. Analiziran je slučaj kada je rad sekundarnog korisnika ograničen samo uslovom vršne snage interferencije. Može se uočiti da kapacitet raste sa porastom odnosa rastojanja d_p/d_s . Drugim rečima, kapacitet sekundarnog linka raste sa porastom rastojanja između sekundarnog predajnika i primarnog prijemnika d_p , kao i sa smanjenjem rastojanja između sekundarnog predajnika i prijemnika d_s . Osim toga, može se uočiti da je kapacitet sekundarnog linka veći za veće vrednosti parametra β .

4.1.3 Sekundarni sistem sa primenom TAS i TAS/MRC

U ovom odeljku predmet analize je poboljšanje kapaciteta sekundarnog linka koje se može ostvariti primenom tehnike selekcije optimalne predajne antene. Primena ove tehnike u kognitivnom sistemu sa kontrolisanim vršnim nivoom interferencije prvi put je predložena u [73], gde je analizirano poboljšanje u sistemu sa Rejljevom fadingom, kod kojeg postoji samo ograničenje vršnog nivoa interferencije ($P_m \rightarrow \infty$). U radu su izvedeni izrazi u zatvorenom obliku za ergodični kapacitet kada je broj predajnih antena $n_T \leq 4$, dok je za već broj predajnih antena određen asimptotski izraz koji važi za $Q_p/(N_0B) \gg 1$.

Dalje, u prethodnom odeljku je već pokazano da se kapacitet sekundarnog sistema može značajno povećati primenom prijemnog MRC diverzitija. Primena kombinovane tehnike predajnog i prijemnog diverzitija TAS/MRC u sekundarnom linku razmatrana je prvi put u [82], ali u radu nisu dati konkretni analitički rezultati koji opisuju ergodični kapacitet sekundarnog linka. Nakon toga, primena ove tehnike analizirana je u [90], gde su izvedeni analitički izrazi u zatvorenom obliku za ergodični kapacitet sekundarnog linka u okruženju sa Rejljevom fadingom, za proizvoljan broj predajnih i prijemnih antena. Ovi izrazi u specijalnom slučaju $n_R=1$ predstavljaju i rešenje prethodno analiziranog problema u [73], gde je dato samo asimptotsko rešenje za proizvoljan broj predajnih antena.

Pod pretpostavkama uvedenim u odeljku 3.2.2 i 3.2.3, ukoliko se za prenos signala koristi antena koja obezbeđuje maksimalan SNR na izlazu sekundarnog prijemnika, ergodični kapacitet dobija se usrednjavanjem po svim stanjima kanala [54, jedn. (23)], [73, jedn. (12)]

$$\frac{C}{B} = \int_0^{+\infty} \log(1+u) f_{\gamma_{\max}}(u) du, \quad (4.31)$$

gde je $f_{\gamma_{\max}}(u)$ PDF za SNR γ_{\max} određen jednačinom (3.59) za slučaj TAS odnosno (3.63) za slučaj TAS/MRC. Ergodični kapacitet je tada određen sa

$$\frac{C}{B} = \int_0^{+\infty} \log(1+u) \times n_T n_R d \frac{u^{n_T n_R - 1}}{(u+d)^{n_T n_R + 1}} du. \quad (4.32)$$

Postupak rešavanja integrala iz prethodne jednačine opisan je u Dodatku 4-C, pa je konačno rešenje za ergodični kapacitet

$$\frac{C}{B} = \begin{cases} \sum_{k=1}^{n_T n_R} \frac{1}{k} + n_T n_R \sum_{k=0}^{n_T n_R - 1} \binom{n_T n_R - 1}{k} \left[\frac{(-1)^{n_T n_R + k - 1}}{(d-1)^{n_T n_R}} \left(d^{k+1} \frac{\log(d)}{k+1} - \frac{d^{k+1} - 1}{(k+1)^2} \right) \right], & d \neq 1, \\ \sum_{k=1}^{n_T n_R} \frac{1}{k}, & d = 1. \end{cases} \quad (4.33)$$

Prethodni izraz predstavlja rešenje u zatvorenom obliku za ergodični kapacitet sekundarnog linka u slučaju kada je primenjen TAS ($n_R=1$), kao i kada je primenjen TAS/MRC sa proizvoljnim brojem predajnih i prijemnih antena. Izvedeni izraz predstavlja originalan doprinos teze i publikovan je u [90]. Važan rezultat koji proizilazi iz jednačine (4.33) je da kapacitet sekundarnog linka zavisi od proizvoda $n_T n_R$ (ne od njihovih pojedinačnih vrednosti).

U opštem slučaju, za propagaciono okruženje sa Nakagami- m fadingom i konačnu graničnu vrednost snage sekundarnog predajnika, podintegralna funkcija u prethodnoj jednačini može se iskazati u zatvorenoj formi u obliku

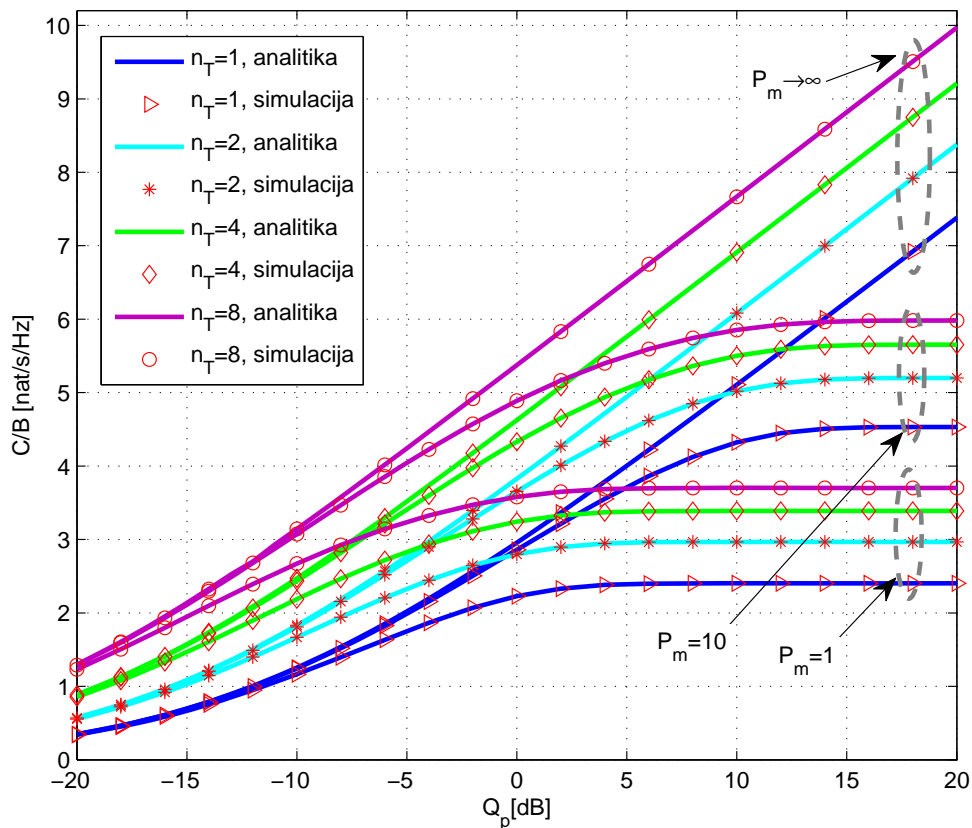
$$\frac{C}{B} = \int_0^{+\infty} \log(1+u) n_T f_{\gamma_i}(u) (F_{\gamma_i}(u))^{n_T - 1} du, \quad (4.34)$$

gde $f_{\gamma_i}(u)$ i $F_{\gamma_i}(u)$ predstavljaju PDF i CDF za SNR γ_i , respektivno, kada je za prenos selektovana proizvoljna predajna antena. U slučaju kada je primenjena TAS tehnika pomenuti izrazi za PDF i CDF određeni su jednačinama (3.23) i (3.28), respektivno. Kada je primenjena TAS/MRC tehnika, PDF i CDF dati su izrazima sa desnih strana jednačine (3.50) i (3.51), respektivno. Kako su izrazi za PDF i CDF slučajne promenljive γ_i vrlo složeni i sadrže specijalne funkcije, izraz za ergodični kapacitet u ovom slučaju nije poznat u zatvorenom obliku. Vrednosti ergodičnog kapaciteta mogu se odrediti postupkom numeričke integracije.

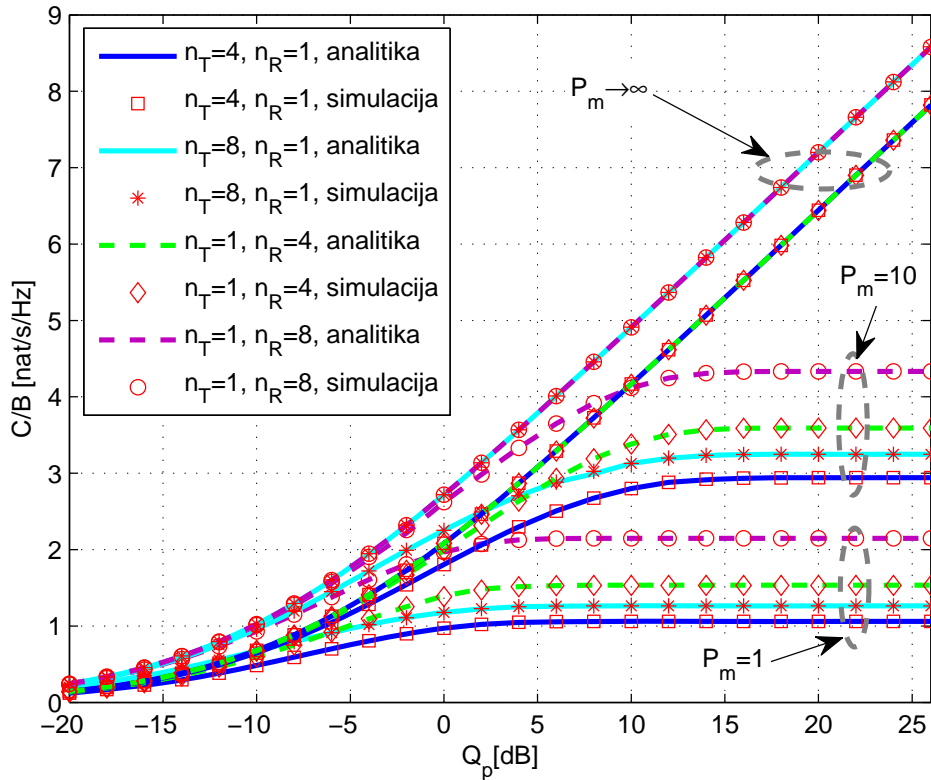
Tačnost izvedenih analitičkih rezultata potvrđen je poređenjem sa rezultatima dobijenim primenom nezavisnog simulacionog modela. Sekvenca odbiraka anvelope fedinga dužine $L=10^7$ generisana je za sve kanale od i -te predajne antene ($1 \leq i \leq n_T$) do antene primarnog prijemnika i do n_R antena sekundarnog prijemnika. U svakom

odbirku, za prenos signala koristi se i -ta antena ($1 \leq i \leq n_T$) kojom se maksimizuje SNR na izlazu sekundarnog prijemnika. Ergodični kapacitet dobija se usrednjavanjem po uzastopnim realizacijama kanala. Rezultati dobijeni primenom analitičkih modela su u saglasnosti sa vrednostima dobijenim primenom simulacionog modela, što je prikazano na Slikama 4.11-4.15. Iako su izvedeni analitički izrazi opšti radi jednostavnosti izlaganja za sve numeričke primere usvojena je vrednost $N_0B=1$.

Na Slici 4.11 prikazan je ergodični kapacitet sistema sa primenom TAS tehnike u okruženju sa Rejljevom fadingom. Prikazane su vrednosti kapaciteta za slučajeve kada je $P_m=1$, $P_m=10$, kao i kada maksimalna snaga sekundarnog predajnika nije ograničena ($P_m \rightarrow \infty$). Vrednost kapaciteta raste sa povećanjem broja raspoloživih antena n_T , kao i sa porastom dozvoljenih vrednosti Q_p i P_m . Pri tome se dobitak koji se ostvaruje korišćenjem dodatnih antena smanjuje sa povećanjem broja antena.

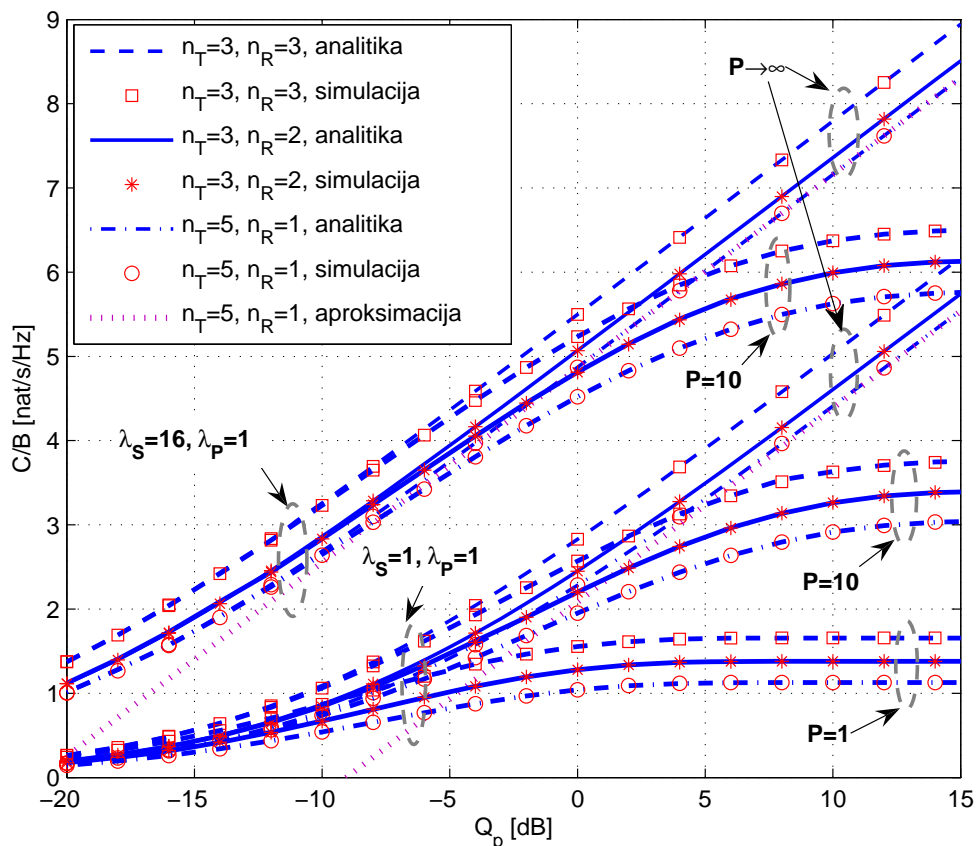


Slika 4.11 – Ergodični kapacitet sekundarnog linka sa primenom TAS, različit broj predajnih antena u okruženju sa Rejljevom fadingom ($\lambda_S=16$, $\lambda_P=1$).



Slika 4.12 – Poređenje kapaciteta u sistemima sa TAS i MRC u okruženju sa Rejljevom fadingom ($\lambda_S = \lambda_P = 1$).

Na Slici 4.12 prikazano je poređenje ergodičnog kapaciteta sekundarnog linka u kanalima sa Rejljevom fadingom, za slučajeve kada su na sekundarnom linku primenjeni TAS, odnosno MRC diverziti. U slučaju kada $P_m \rightarrow \infty$, kapacitet zavisi od proizvoda broja predajnih i prijemnih antena $n_T n_R$, a ne od njihovih pojedinačnih vrednosti. Tako je za sve vrednosti praga interferencije Q_p , kapacitet sekundarnog linka sa primenjenom TAS tehnikom sa $n_T=4$ predajne antene jednak kapacitetu sekundarnog linka sa prijemnim MRC diverzitetom sa $n_R=4$ (slično je i sa TAS sa $n_T=8$ i MRC sa $n_R=8$). S druge strane, za konačne vrednosti P_m u zasićenom delu karakteristike, primenom MRC ostvaruju se znatno bolji rezultati u poređenju sa predajnim TAS diverzitetom, za obe vrednosti broja antena na strani na kojoj se primenjuje diverziti. Relativno poboljšanje performansi sa primenom TAS u odnosu na MRC u sistemima sa kontrolisanim nivoom interferencije (u poređenju sa primenom u sistemima sa fiksiranom snagom) mogu se objasniti činjenicom da se njegovom primenom uzimaju u obzir ekvivalentna pojačanja na oba linka: ka sekundarnom i primarnom korisniku.

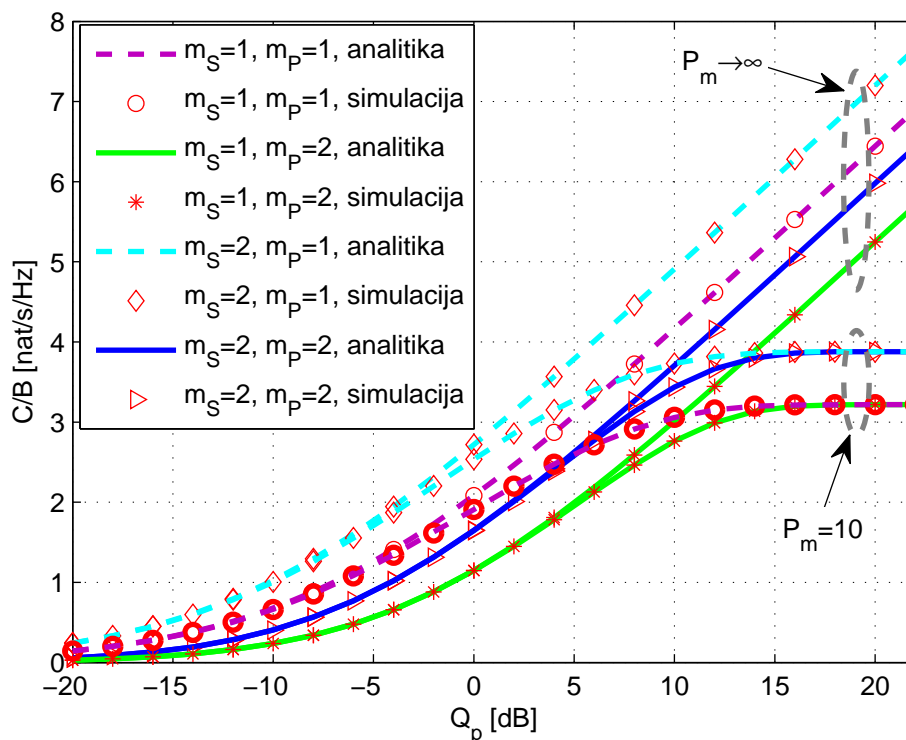


Slika 4.13 – Ergodični kapacitet sekundarnog linka sa primenjenim TAS/MRC sistemom raznih dimenzija, okruženje sa Rejljevom fadingom, razni parametri λ_S, λ_P .

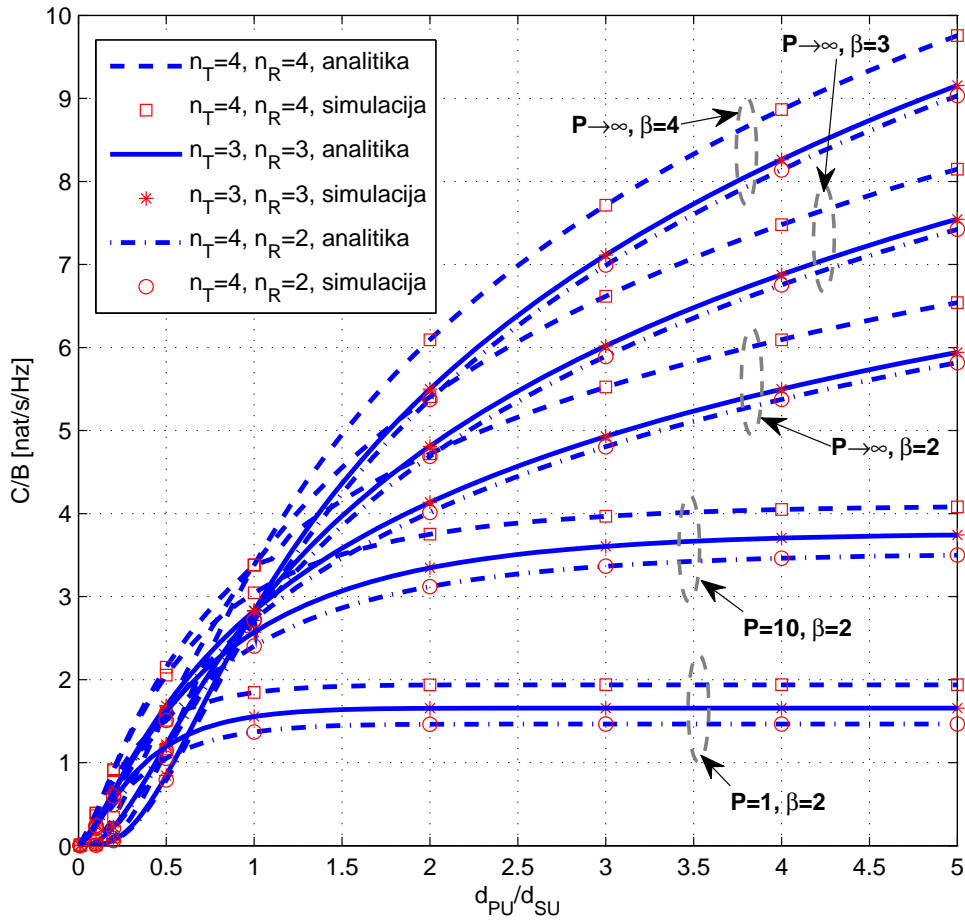
Zavisnost ergodičnog kapaciteta od praga interferencije Q_p , prikazana je na Slici 4.13 za razne dimenzije TAS/MRC sistema na sekundarnom linku. Kao što je već napomenuto, kapacitet sekundarnog linka zavisi od proizvoda $n_T n_R$, kada snaga sekundarnog predajnika nije ograničena. Tako je za isti ukupan broj predajnih i prijemnih antena $n_T + n_R = 6$, kapacitet veći u slučaju $n_T = n_R = 3$ u odnosu na $n_T = 5, n_R = 1$. Ova osobina sistema sa kontrolisanim nivoom interferencije može implicirati neke praktične smernice pri dizajnu sistema. Ukoliko je maksimalna snaga sekundarnog predajnika dovoljno velika tako da dominira uslov ograničenja interferencije, broj antena na predajniku može se smanjiti na račun povećanja broja antena na prijemniku (i obrnuto), a da pri tome ne dođe do smanjenja kapaciteta sekundarnog linka.

Sa Slike 4.13 se može uočiti da kapacitet sistema raste sa porastom parametra λ_S i maksimalne emisije snage P_m . Na slici je prikazano i poređenje sa rezultatima koji se dobijaju primenom aproksimativnog izraza izvedenog u [73, jedn. (15)] za $n_R=1$. Za velike vrednosti praga interferencije Q_p , tačnost aproksimacije je zadovoljavajuća, dok se za male vrednosti Q_p javljaju značajna odstupanja od tačnih vrednosti kapaciteta.

Na Slici 4.14 prikazane su vrednosti kapaciteta za TAS/MRC sistem sa $n_T=n_R=2$ i razne kombinacije parametara fedinga na sekundarnom i linku interferencije. Za $P_m \rightarrow \infty$, kapacitet je najveći za $m_S=2, m_P=1$, dok je najmanje vrednosti kada je $m_S=1, m_P=2$. Kapacitet je veći za $m_S=m_P=1$, u odnosu na slučaj kada je $m_S=m_P=2$. U zasićenom delu karakteristike kapacitet raste sa povećanjem m_S , dok m_P ne utiče na vrednost kapaciteta (isti je za $m_S=m_P=1$ i $m_S=1, m_P=2$). Parametar m_P utiče na minimalnu vrednost praga interferencije za koju počinje da dominira uslov ograničenja maksimalne snage P_m , koja raste sa povećanjem m_P (ista je za $m_S=m_P=1$ i $m_S=2, m_P=1$).



Slika 4.14 – Ergodični kapacitet TAS/MRC sistema u propagacionom okruženju sa Nakagami- m i Rejljevom fedingom.



Slika 4.15 – Zavisnost ergodičnog kapaciteta u sistemu sa TAS/MRC od odnosa rastojanja ka primarnom i sekundarnom prijemniku d_P/d_S .

Na Slici 4.15 prikazana je zavisnost ergodičnog kapaciteta od odnosa rastojanja primarnog i sekundarnog prijemnika od predajnika sekundarnog sistema d_P/d_S . Odnos parametara $\lambda_S/\lambda_P=(d_P/d_S)^\beta$, a usvojeno je da je parametar $\lambda_S=1$. U skladu sa očekivanjima, kapacitet raste sa povećanjem odnosa rastojanja i eksponenta β . Međutim, kada postoji ograničenje maksimalne snage predajnika P_m , kapacitet ne zavisi samo od odnosa λ_S/λ_P , već od pojedinačnih vrednosti ovih parametara. U svim analiziranim slučajevima (razne vrednosti P_m i β), kapacitet je najveći kada je $n_T=n_R=4$. Takođe, za isti ukupan broj antena $n_T+n_R=6$, veći kapacitet se ostvaruje za $n_T=n_R=3$ u odnosu na slučaj $n_T=4, n_R=2$. Dobitak koji se ostvaruje primenom sistema sa $n_T=n_R=3$ u odnosu na $n_T=4, n_R=2$ je manji kada je $P_m \rightarrow \infty$, u odnosu na slučaj konačnog P_m .

4.1.4 Sekundarni sistem sa primenom OSTBC

Ergodični kapacitet sekundarnog linka sa primenjenom OSTBC tehnikom dat je sa [95, jedn. (4)]

$$\frac{C}{B} = \int_0^{+\infty} R \log(1+u) f_\gamma(u) du, \quad (4.35)$$

gde R predstavlja kodni količnik i funkcija $f_\gamma(u)$ je data jednačinom (3.72).

U slučaju kada je jedini uslov ograničenje snage interferencije ($P_m \rightarrow \infty$), PDF za SNR γ dat je jednačinom (3.73), pa se zamenom u izraz za kapacitet dobija

$$\frac{C}{B} = R d_{ST}^p \frac{(s+p-1)!}{(s-1)!(p-1)!} \times \int_0^{+\infty} \log(1+u) \frac{u^{s-1}}{(u+d_{ST})^{s+p}} du, \quad (4.36)$$

gde je $d_{ST} = \lambda_s Q_p / (\lambda_p R N_0 B)$. Integral u prethodnoj jednačini je istog oblika kao u jednačini (4.5), s razlikom što je parametar m_S zamenjen sa $s = m_S n_T n_R$ i m_P zamenjen sa $p = m_P n_T$. Primenom rešenja opisanim u Dodatku 4-A dobija se konačan izraz

$$\frac{C}{B} = R \times \frac{(s+p-1)!}{(p-1)!} \sum_{k=0}^{s-1} \frac{(-1)^{s-1-k} d_{ST}^{s+p-k-1}}{(s-1-k)! k!} \frac{I_C(s+p-k-1, d_{ST})}{s+p-k-1}, \quad (4.37)$$

gde je funkcija $I_C(\cdot, \cdot)$ definisana jednačinom (4.7).

U opštem slučaju kada postoji i uslov ograničene maksimalne vrednosti sekundarnog predajnika, zamenom izraza za PDF u integralnoj formi datim jednačinom (3.71) u prethodnu jednačinu dobija se izraz za ergodični kapacitet sekundarnog linka

$$\begin{aligned} \frac{C}{B} = \int_0^{+\infty} & \left[\frac{R K_{ST} u^{s-1} e^{-\frac{u}{\lambda_s b_{ST} P_m} \frac{Q_p}{P_m}}}{b_{ST}^s P_m^s} \int_0^{\frac{P_m}{P_m}} v^{p-1} e^{-v \frac{n_T}{\lambda_p}} dv \right] \log(1+u) du \\ & + \int_0^{+\infty} \left[\frac{R K_{ST} u^{s-1}}{b_{ST}^s Q_p^s} \int_{\frac{Q_p}{P_m}}^{+\infty} v^{s+p-1} e^{-v \left(\frac{u}{\lambda_s b_{ST} Q_p} + \frac{n_T}{\lambda_p} \right)} dv \right] \log(1+u) du, \end{aligned} \quad (4.38)$$

gde je $b_{ST} = 1/(N_0 B R n_T)$ i $c_{ST} = n_T Q_p / (\lambda_p P_m)$.

Zamenom redosleda integracije dobija se

$$\begin{aligned} \frac{C}{B} = & \frac{RK_{ST}}{b_{ST}^s P_m^s} \left[\int_{v=0}^{Q_p/P_m} v^{p-1} e^{-v \frac{n_T}{\lambda_p}} dv \right] \times \left[\int_{u=0}^{+\infty} u^{s-1} e^{-\frac{u}{\lambda_s b_{ST} P_m}} \log(1+u) du \right] \\ & + \frac{RK_{ST}}{b_{ST}^s Q_p^s} \int_{v=Q_p/P_m}^{+\infty} v^{s+p-1} e^{-v \frac{n_T}{\lambda_p}} dv \int_{u=0}^{+\infty} u^{s-1} e^{-\frac{u}{\lambda_s b_{ST} Q_p}} \log(1+u) du. \end{aligned} \quad (4.39)$$

Kako je izraz za kapacitet sličnog oblika kao u slučaju kada je analiziran sistem bez primene diverzitija (sa razlikama u vrednostima parametara), primenom rešenja integrala u (4.9) i (4.10), dobija se

$$\begin{aligned} \frac{C}{B} = & \frac{R}{(s-1)! (\lambda_s b_{ST} P_m)^s} \times \left[1 - e^{-\frac{n_T Q_p}{\lambda_p P_m}} \sum_{z=0}^{p-1} \frac{1}{z!} \left(\frac{n_T Q_p}{\lambda_p P_m} \right)^z \right] \times I_A \left(s, \frac{1}{\lambda_s b_{ST} P_m} \right) \\ & + \frac{R (\lambda_s b_{ST} Q_p)^p}{(p-1)! (\lambda_p / n_T)^p} \times \sum_{k=1}^s \int_{\frac{1}{\lambda_s b_{ST} P_m}}^{+\infty} x^{s+p-k-1} e^{-x \left(\frac{\lambda_s b_{ST} Q_p n_T}{\lambda_p} - 1 \right)} \Gamma(-s+k, x) dx. \end{aligned} \quad (4.40)$$

Primenom rešenja za integral $I_A(\cdot, \cdot)$ datim u (4.13) i definicije $I_B(\cdot, \cdot)$ datom u (4.22), kao i primenom promenljive d_{ST} dobija se konačan izraz

$$\begin{aligned} \frac{C}{B} = & R \left[1 - e^{-c_{ST}} \sum_{z=0}^{p-1} \frac{c_{ST}^z}{z!} \right] e^{\frac{1}{\lambda_s b_{ST} P_m} \sum_{k=1}^s (\lambda_s b_{ST} P_m)^{-s+k}} \Gamma(-s+k, \frac{1}{\lambda_s b_{ST} P_m}) \\ & + \frac{R d_{ST}^p}{(p-1)!} \times \sum_{k=1}^s I_B \left(s+p-k, -s+k, \frac{1}{\lambda_s b_{ST} P_m}, d_{ST} \right). \end{aligned} \quad (4.41)$$

Izvedeni izraz za ergodični kapacitet sekundarnog linka sa primenjenim OSTBC i proizvoljnim brojem predajnih i prijemnih antena u propagacionom okruženju sa Nakagami- m fedingom predstavlja originalan rezultat i naučni doprinos teze. Dobijeni rezultati publikovani su u [89]. Za slučaj Rejljevog fedinga $m_S=m_P=1$, izvedeni izraz predstavlja rešenje i za problem koji je analiziran u [82], gde nije dato egzaktno analitičko rešenje za kapacitet sekundarnog linka.

Zavisnost ergodičnog kapaciteta od parametara fedinga ogleda se kroz proizvode $s=m_S n_T n_R$ i $p=m_P n_T$. Takođe, u slučaju kada dominira uslov ograničenja vršne interferencije kapacitet zavisi samo od proizvoda odnosa λ_S/λ_P i $Q_p/(N_0 B)$, a ne od njihovih zasebnih vrednosti. U slučaju Rejljevog fedinga u propagacionom okruženju i jedne predajne antene ($s=n_R$, $p=1$) jednačina (4.37) je ekvivalentna sa [90, jedn. (12)].

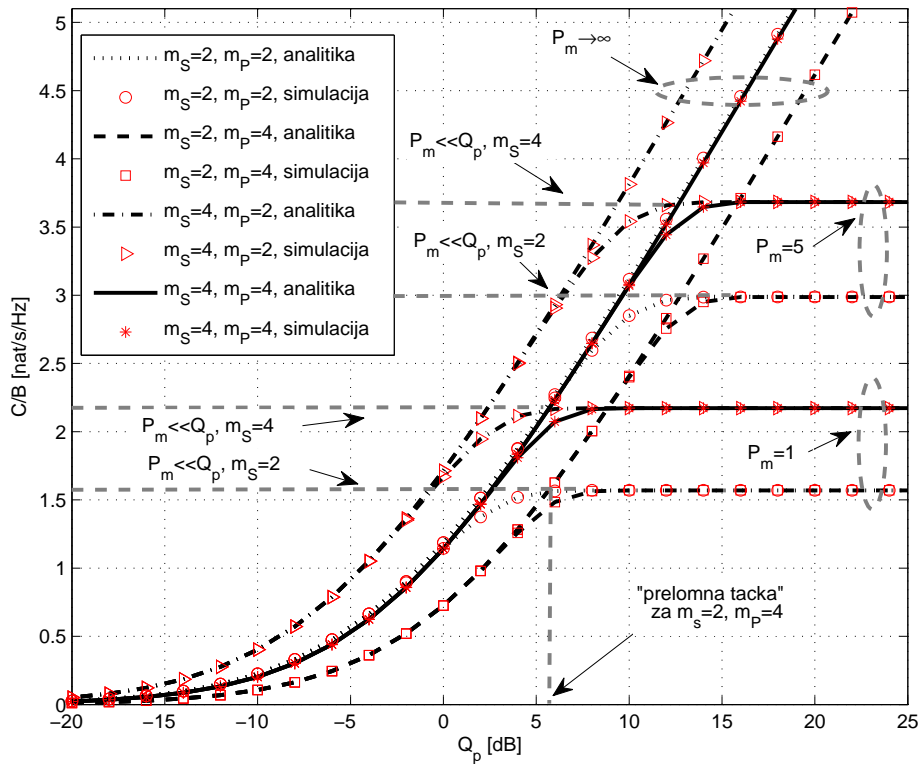
Kada je $n_T=n_R=1$ i $m_S=m_P=\lambda_S=\lambda_P=1$ izraz za kapacitet se svodi na jednačinu (4.4) izvedenu u [54, jedn. (24)]. Dalje, za slučaj Nakagami- m fedinga sa jediničnom snagom ($\lambda_S=1/m_S$, $\lambda_P=1/m_P$), kada je predajnik sekundarnog korisnika opremljen samo jednom antenom izraz za kapacitet se svodi na [88, jedn. (7)].

U slučaju kada dominira uslov ograničenja maksimalne snage predajnika ($Q_p \rightarrow \infty$), izraz za ergodični kapacitet se znatno pojednostavljuje i svodi se na prvi sabirak u izrazu, pri čemu $c_{ST} \rightarrow \infty$ (pa je član u uglastim zagradama jednak 1) i dat je sa

$$\frac{C}{B} = R e^{+\frac{1}{\lambda_S b_{ST} P_m} \sum_{k=1}^s (\lambda_S b_{ST} P_m)^{-s+k} \Gamma(-s+k, \frac{1}{\lambda_S b_{ST} P_m})}. \quad (4.42)$$

U cilju potvrde tačnosti izvedenih analitičkih rezultata formiran je nezavisni simulacioni model. Sekvenca odbiraka anvelope fedinga dužine $L=10^7$ generisana je za svaki od $n_R \times n_T$ elemenata $h_{r,t}$ kanalne matrice između sekundarnog predajnika i prijemnika ($1 \leq r \leq n_R$, $1 \leq t \leq n_T$) i svaki od n_T elemenata $g_{1,t}$ vektora kanala između sekundarnog predajnika i primarnog prijemnika. Ergodični kapacitet je procenjen simulacionim postupkom, usrednjavanjem po uzastopnim realizacijama koeficijenata kanala.

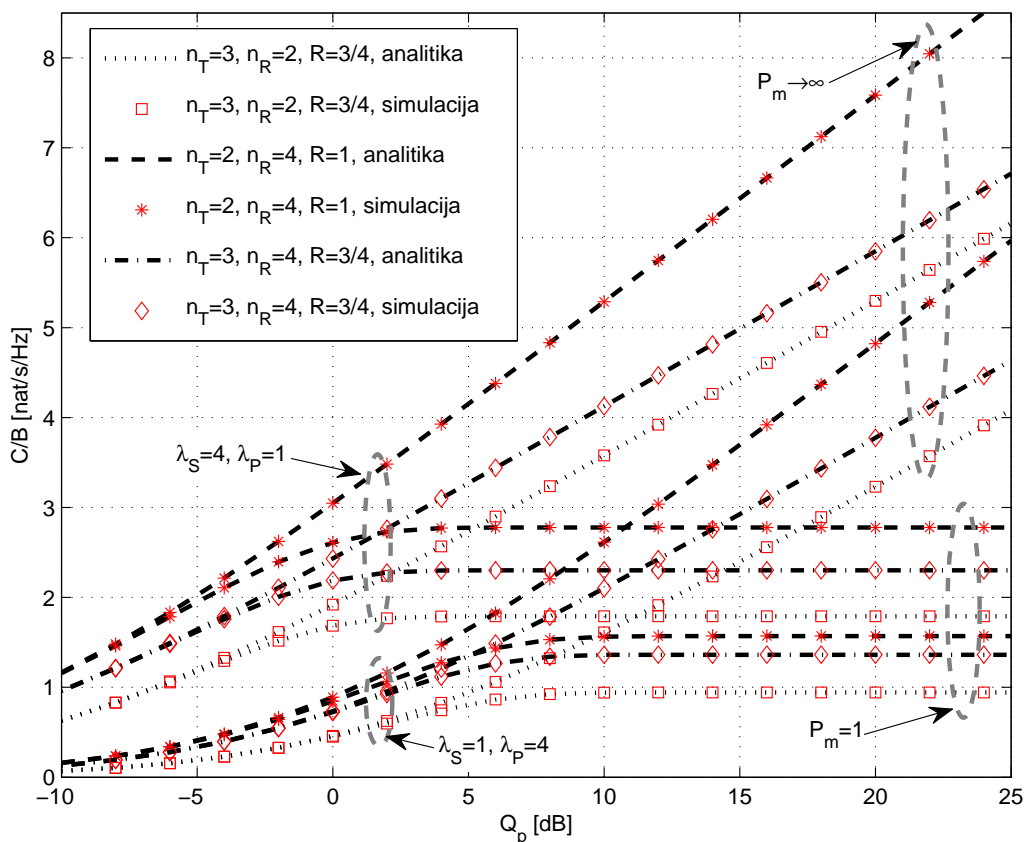
U slučaju ograničene emisije snage P_m koristi se izraz (4.41), dok se (4.37) koristi kada P_m nije ograničeno. Iako su analitički izrazi potpuno opšti, u narednim primerima usvojena je vrednost $N_0 B=1$. Izvršeno je poređenje numeričkih rezultata dobijenih primenom analitičkih izraza sa odgovarajućim rezultatima simulacionog postupka. Dobijeni rezultati prikazani su na Slikama 4.16-4.19.



Slika 4.16 – Ergodični kapacitet sekundarnog linka sa primenjenom Alamutijevom šemom ($n_T=n_R=2$), razne vrednosti parametara fedinga i P_m .

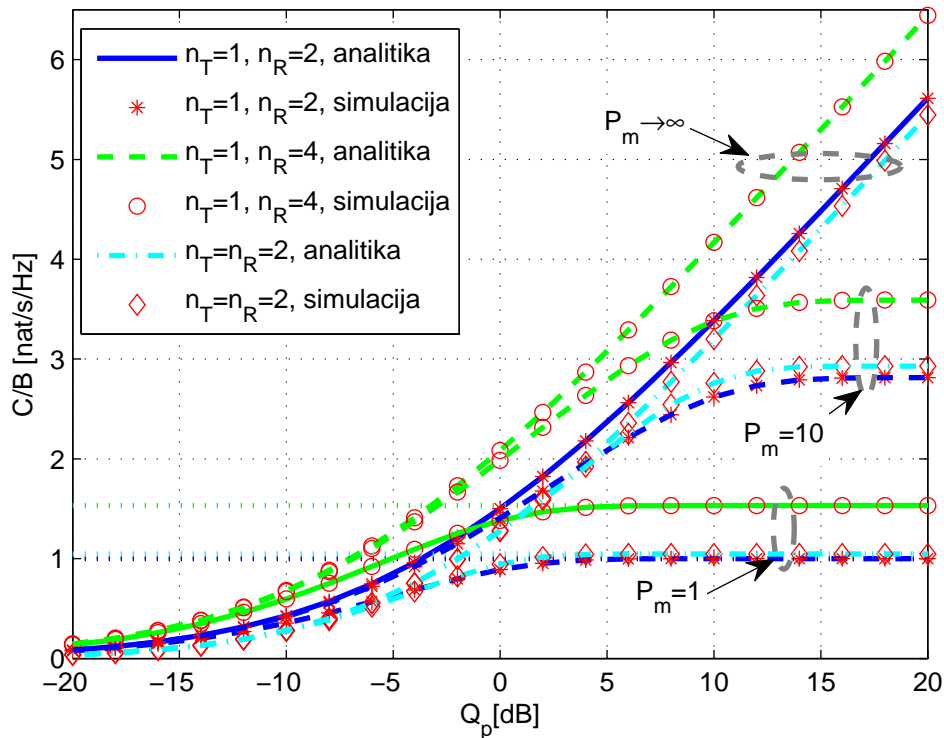
Ergodični kapacitet sekundarnog linka na kojem je primenjena Alamutijeva šema ($n_T=n_R=2$, $R=1$) prikazan je na Slici 4.16, za razne vrednosti parametara fedinga na sekundarnom i primarnom linku. Za $P_m \rightarrow \infty$, ergodični kapacitet raste sa porastom m_s , dok veće vrednosti parametra m_p smanjuju njegovu vrednost. Krive koje pokazuju zavisnost kapaciteta od praga interferencije Q_p su nešto većih vrednosti za $m_s=m_p=2$ u odnosu na slučaj kada je $m_s=m_p=4$.

Za veće vrednosti parametra m_p ograničenje snage P_m počinje da dominira na višim vrednostima Q_p . U regionu gde je dominantno ograničenje P_m vrednost parametra m_p ne utiče na vrednost ergodičnog kapaciteta. Nasuprot tome, veće vrednosti parametra m_s znače bolje uslove propagacije na sekundarnom linku i veće vrednosti ergodičnog kapaciteta za sve vrednosti Q_p . Za veće P_m , minimalne vrednosti Q_p za koje je ograničenje maksimalne snage dominantno se povećavaju. Takođe, sa povećanjem P_m povećavaju se vrednosti kapaciteta u zasićenom delu karakteristike.



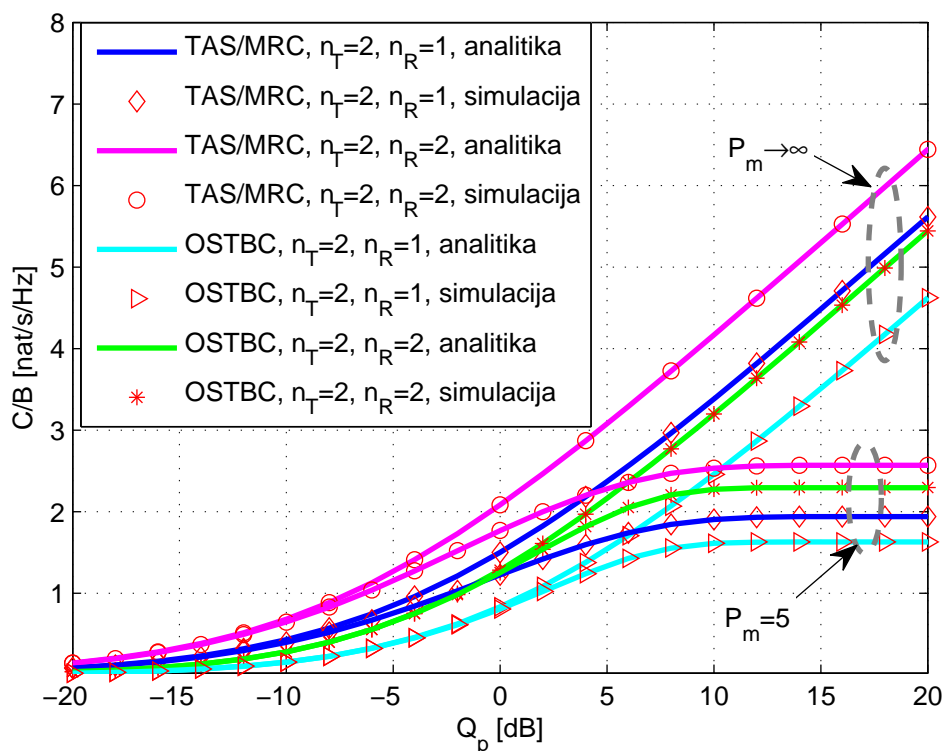
Slika 4.17 – Ergodični kapacitet sekundarnog linka sa primenjenim OSTBC raznih dimenzija, okruženje sa Rejljevom fadingom, razni parametri λ_S i λ_P .

Na Slici 4.17 prikazane su vrednosti ergodičnog kapaciteta dobijene primenom raznih OSTBC kodova, za propagaciono okruženje u kojem deluje Rejljev fading. Može se zaključiti da kapacitet raste sa porastom kodnog količnika R i broja prijemnih antena n_R . Za sve vrednosti Q_p , vrednosti kapaciteta su veće u slučaju kada je primenjen Alamutijev kod \mathbf{G}_2 ($n_T=2$) sa $n_R=4$ prijemne antene u odnosu na \mathbf{H}_3 kod ($n_T=3$) sa $n_R=4$ prijemne antene, jer je kodni količnik u prvom slučaju $R=1$, dok je u drugom slučaju $R=3/4$. Takođe, povećanjem broja prijemnih antena povećava se kapacitet sekundarnog linka pa su za primenjen \mathbf{H}_3 kod, vrednosti kapaciteta veće za $n_R=4$ u odnosu na $n_R=2$. Takođe, vrednosti kapaciteta rastu sa porastom parametra λ_S i opadaju sa porastom parametra λ_P .



Slika 4.18 – Poređenje kapaciteta sekundarnog linka sa primenjenim MRC i Alamutijevom šemom ($n_T=2, n_R=2$), okruženje sa Rejljevom fadingom.

Na Slici 4.18 prikazano je poređenje kapaciteta sekundarnog linka za slučaj kada je primenjen prijemni MRC diverziti sa $n_R=2$ i $n_R=4$ antene i slučaj kada je primenjen Alamutijev kod ($n_T=n_R=2, R=1$). Kada maksimalna snaga sekundarnog predajnika nije ograničena, maksimalne vrednosti kapaciteta se dobijaju za slučaj primene MRC diverzitija sa $n_R=4$ antene. Vrednosti kapaciteta su veće za slučaj kada je primenjen MRC diverziti sa $n_R=2$ u odnosu na slučaj kada je primenjen Alamutijev kod. U slučaju primene Alamutijevog koda pojačanje snage na sekundarnom linku je povećano korišćenjem većeg broja predajnih antena, ali je na taj način povećano i pojačanje na primarnom linku, pa je dozvoljena emisiona snaga sekundarnog predajnika manja. Na Slici 4.18 su prikazane i vrednosti kapaciteta kada je maksimalna snaga sekundarnog predajnika jednaka $P_m=1$ i $P_m=10$. U oba slučaja, maksimalna vrednost kapaciteta dobija se za MRC sa $n_R=4$, ali je u ovom slučaju kapacitet linka sa primenom Alamutijevog koda veći u odnosu na slučaj kada je primenjen MRC sa $n_R=2$ prijemne antene.



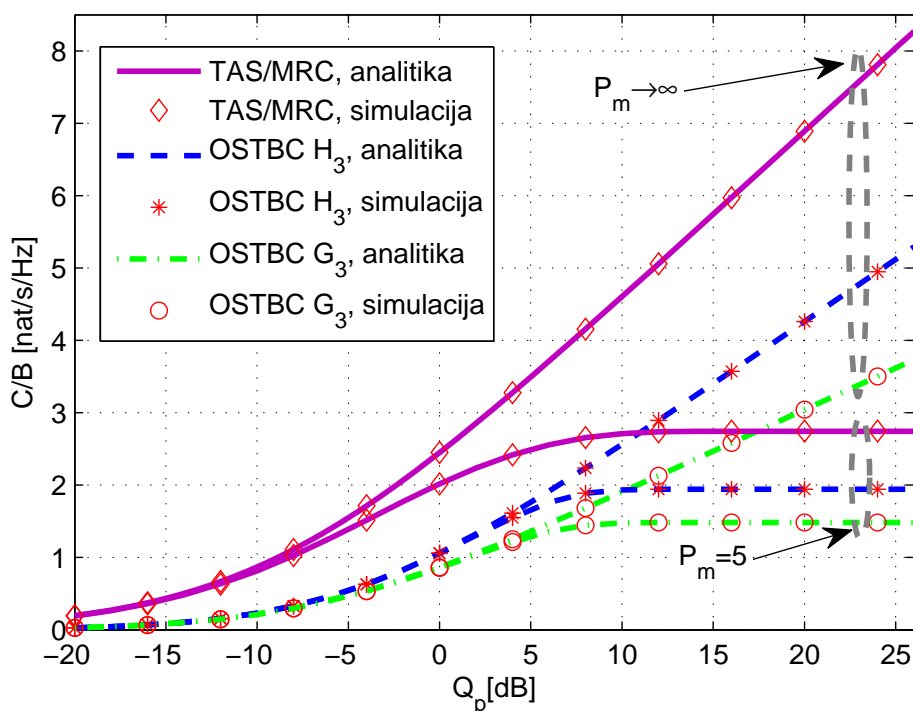
Slika 4.19 – Poređenje kapaciteta sekundarnog linka sa primenjenim TAS/MRC i Alamutijevim kodom ($n_T=2$, $n_R=1, 2$), okruženje sa Rejljevom fadingom.

Na Slici 4.19 izvršeno je poređenje kapaciteta sekundarnog linka sa primenom TAS/MRC i primenom Alamutijevog koda. Vrednosti kapaciteta u slučaju kada je primenjena TAS/MRC tehnika sa $n_T=2$ antene prikazane su za dve vrednosti broja prijemnih antena $n_R=1$ i $n_R=2$. Vrednosti kapaciteta kada je na sekundarnom linku primenjen Alamutijev kod ($n_T=2$, $R=1$), takođe su prikazane za slučajeve kada na prijemu postoje $n_R=1$ i $n_R=2$ antene. Vrednosti kapaciteta u slučaju kada je primenjen TAS/MRC su uvek bolje u odnosu sa slučaj kada je primenjen OSTBC kod sa istim brojem predajnih i prijemnih antena. U skladu sa očekivanjima, vrednosti kapaciteta za obe tehnike veće su u slučaju kada se na prijemniku koriste $n_R=2$ prijemne antene u odnosu na slučaj kada je prijemnik opremljen samo jednom antenom.

Kada maksimalna vrednost predajnika nije ograničena ($P_m \rightarrow \infty$), vrednosti kapaciteta su veće u slučaju primene TAS/MRC za obe vrednosti broja antena na sekundarnom prijemniku. Kada je maksimalna snaga predajnika konačne vrednosti $P_m=5$, najveći kapacitet se postiže primenom TAS/MRC sa $n_R=2$ a zatim primenom

Alamutijevog koda sa $n_R=2$. Primenom višeantenskih tehnika sa jednom prijemnom antenom dobijaju se manje vrednosti kapaciteta.

Na Slici 4.20 prikazane su vrednosti kapaciteta za slučajeve primena TAS/MRC i OSTBC tehnika sa $n_T=3$ predajne i $n_R=2$ prijemne antene i Rejljev feding u propagacionom okruženju. Najveće vrednosti kapaciteta se dobijaju za slučaj kada je primenjen TAS/MRC. Analizirana je primena \mathbf{H}_3 koda sa kodnim količnikom $R=3/4$ i \mathbf{G}_3 koda sa $R=1/2$. Za oba slučaja ograničenja maksimalne snage sekundarnog predajnika, uticaj kodnog količnika je dominantan, pa se veće vrednosti kapaciteta sekundarnog linka sa primenjenim OSTBC kodom dobijaju kada je primenjen kod sa većim kodnim količnikom.



Slika 4.20 – Poređenje kapaciteta sekundarnog linka sa $n_T=3$, $n_R=2$, sa primenjenim TAS/MRC i OSTBC H_3 ($R=3/4$) i G_3 ($R=1/2$), Rejljev feding ($\lambda_S=\lambda_P=1$).

4.2. Ergodični kapacitet sekundarnog linka kognitivnog radio-sistema sa ograničenim prosečnim nivoom interferencije

4.2.1 Sekundarni sistem sa jednom predajnom i jednom prijemnom antenom

Pod pretpostavkom da su pojačanja na sekundarnom i primarnom linku međusobno nezavisna, kapacitet sekundarnog linka dobija se kao rešenje sledećeg optimizacionog problema [54, jedn. (1)]

$$\frac{C}{B} = \max_{P(\alpha, \beta) \geq 0} \int_{\beta} \int_{\alpha} \log \left(1 + \frac{\alpha P(\alpha, \beta)}{N_0 B} \right) \times f_{\alpha}(\alpha) f_{\beta}(\beta) d\alpha d\beta, \quad (4.43)$$

pod uslovom da je ispunjen uslov da je prosečna vrednost snage interferencije na mestu primarnog prijemnika manja od unapred definisanog praga Q_a , odnosno da važi

$$\int_{\beta} \int_{\alpha} \beta P(\alpha, \beta) \times f_{\alpha}(\alpha) f_{\beta}(\beta) d\alpha d\beta \leq Q_a. \quad (4.44)$$

Emisiona snaga sekundarnog predajnika $P(\alpha, \beta)$ zavisi od pojačanja na linku ka sekundarnom i primarnom prijemniku. Rešenje za optimalnu vrednost predajne snage sekundarnog korisnika data je u [54, jedn. (5)] i iznosi

$$P(\alpha, \beta) = \begin{cases} \frac{1}{\lambda_0 \beta} - \frac{N_0 B}{\alpha}, & \alpha \geq \lambda_0 N_0 B \beta, \\ 0 & , \alpha < \lambda_0 N_0 B \beta, \end{cases} \quad (4.45)$$

pri čemu je parametar λ_0 određen je tako da je ispunjen uslov ograničenja prosečne snage interferencije dat jednačinom (4.44).

Kao što je naglašeno u [54], ovo rešenje ima sličnosti sa tzv. *water-filling* (engl.) rešenjem [118], koje je u referenciranom radu predstavljalo rešenje za problem ograničenja prosečne predajne snage. Na osnovu jednačine (4.45) može se uočiti da se prenos signala ne vrši kada je odnos pojačanja na sekundarnom i primarnom linku α/β manji od $\lambda_0 N_0 B$, odnosno tada je $P(\alpha, \beta) = 0$. Nivo snage signala na predaji raste sa porastom pojačanja na sekundarnom linku α i sa smanjenjem pojačanja na primarnom linku β .

Zamenom optimalnog rešenja datog jednačinom (4.3) za predajnu snagu u izraz za kapacitet dobija se [54, jedn. (7)]

$$\frac{C}{B} = E_{\alpha, \beta} \left\{ 1 + \log \left(\frac{\alpha P(\alpha, \beta)}{N_0 B} \right) \right\} = \iint_{\substack{\alpha > 1 \\ \beta > \gamma_0}} \log \left(\gamma_0 \frac{\alpha}{\beta} \right) \times f_{\alpha}(\alpha) f_{\beta}(\beta) d\alpha d\beta, \quad (4.46)$$

pri čemu važi $\gamma_0 = 1/(\lambda_0 N_0 B)$.

Ukoliko je poznata funkcija gustine raspodele $f_{\alpha/\beta}(x)$ odnosa pojačanja α/β , ergodični kapacitet se može izraziti u obliku

$$\frac{C}{B} = \int_0^{+\infty} \log(\gamma_0 x) \times f_{\frac{\alpha}{\beta}}(x) dx, \quad (4.47)$$

odnosno, prosečna vrednost kapaciteta na ulazu u primarni prijemnik jednaka je

$$\frac{Q_a}{N_0 B} = \int_{1/\gamma_0}^{+\infty} \left(\gamma_0 - \frac{1}{x} \right) f_{\frac{\alpha}{\beta}}(x) dx. \quad (4.48)$$

Kako PDF odnosa pojačanja za slučaj Rejljevog fedinga ima raspodelu $f_{\alpha/\beta}(x) = 1/(1+x)$, kao što je pokazano u [54, jedn. (11)], vrednost prosečne interferencije određena je u [54]

$$\frac{Q_a}{N_0 B} = \int_{1/\gamma_0}^{+\infty} \left(\gamma_0 - \frac{1}{x} \right) \frac{1}{(x+1)^2} dx = \gamma_0 - \log(1 + \gamma_0), \quad (4.49)$$

dok je ergodični kapacitet jednak

$$\frac{C}{B} = \int_{1/\gamma_0}^{+\infty} \log(\gamma_0 x) \frac{1}{(x+1)^2} dx = \log(1 + \gamma_0). \quad (4.50)$$

Izrazi su izvedeni u zatvorenom obliku i za slučaj $m_S = m_P = 2$. Izraz za PDF odnosa pojačanja snaga dat je u [54, jedn. (16)] za $m_S = m_P$, pa je vrednost prosečne interferencije sa korekcijom štamparske greške u imeniocu jednaka

$$\frac{Q_a}{N_0 B} = \frac{\gamma_0^3}{(1 + \gamma_0)^2}, \quad (4.51)$$

dok je ergodični kapacitet jednak

$$\frac{C}{B} = \log(1 + \gamma_0) - \frac{\gamma_0}{(1 + \gamma_0)^2}. \quad (4.52)$$

Za slučaj Nakagami- m fedinga proizvoljnih parametara (m_S i m_P ; λ_S i λ_P mogu biti istih ili različitih vrednosti), pojačanja α i β data su jednačinama (3.9) i (3.10), respektivno, pa je kapacitet jednak

$$\frac{C}{B} = \frac{1}{\lambda_S^{m_S} (m_S - 1)! \lambda_P^{m_P} (m_P - 1)!} \int_0^{+\infty} \beta^{m_P - 1} e^{-\frac{\beta}{\lambda_P}} \int_{\beta/\gamma_0}^{+\infty} \log\left(\gamma_0 \frac{\alpha}{\beta}\right) \alpha^{m_S - 1} e^{-\frac{\alpha}{\lambda_S}} d\alpha d\beta. \quad (4.53)$$

Integral u prethodnoj jednačini može se rešiti sledeći pristup iz [76], a postupak rešavanja detaljno je opisan u Dodatku 4-D. Konačan izraz za kapacitet dat je sledećom jednačinom

$$\frac{C}{B} = \frac{1}{\Gamma(m_P)} \sum_{k=0}^{m_S - 1} \frac{\lambda_P^k (\gamma_0 \lambda_S)^{m_P} \Gamma(m_P + k)}{k! m_P (\lambda_P + \gamma_0 \lambda_S)^{m_P + k}} \times {}_2F_1\left(1, m_P + k, m_P + 1, \frac{\gamma_0 \lambda_S}{\lambda_P + \gamma_0 \lambda_S}\right), \quad (4.54)$$

gde je ${}_2F_1(\cdot, \cdot, \cdot, \cdot)$ Gausova hipergeometrijska funkcija [114, jedn. (9.111)].

Zamenom izraza za optimalnu vrednost predajne snage sekundarnog korisnika (4.45) u izraz za prosečnu vrednost interferencije (4.44) dobija se

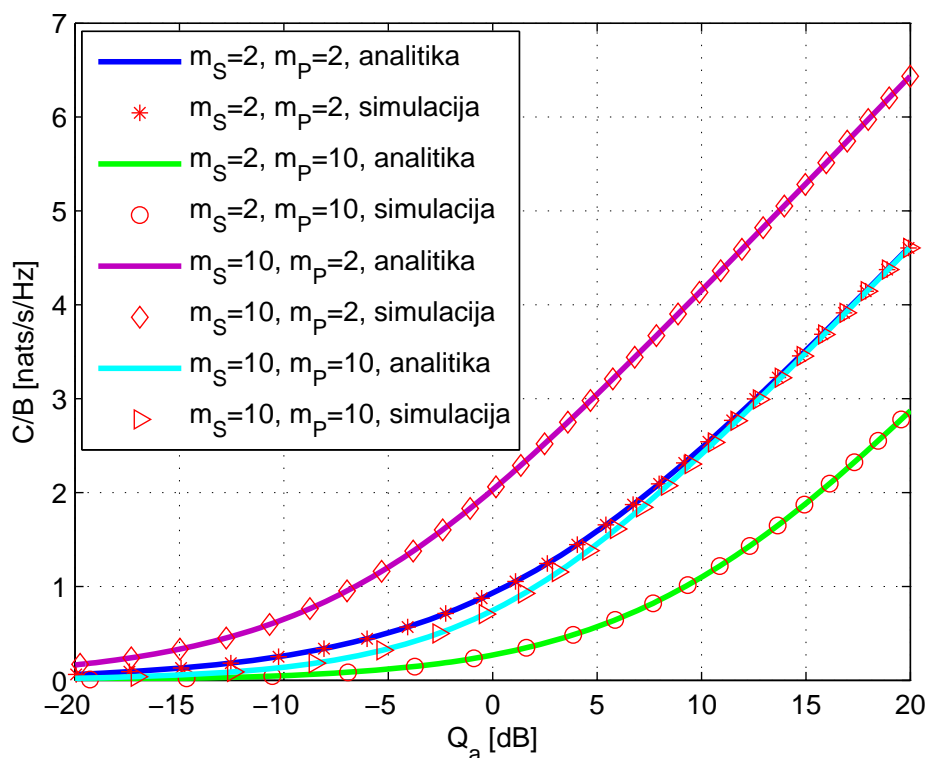
$$\frac{Q_a}{N_0 B} = E_{\alpha, \beta} \left\{ \frac{\beta P(\alpha, \beta)}{N_0 B} \right\} = \int_0^{+\infty} \int_0^{\gamma_0 \alpha} \left(\gamma_0 - \frac{\beta}{\alpha} \right) \times f_\alpha(\alpha) f_\beta(\beta) d\alpha d\beta, \quad (4.55)$$

pa se zamenom izraza za PDF pojačanja snage $f_\alpha(\alpha)$ i $f_\beta(\beta)$ iz (3.9) i (3.10) dobija

$$\frac{Q_a}{N_0 B} = \frac{1}{\lambda_S^{m_S} (m_S - 1)! \lambda_P^{m_P} (m_P - 1)!} \left(\gamma_0 \int_{\alpha=0}^{+\infty} \alpha^{m_S - 1} e^{-\frac{\alpha}{\lambda_S}} \int_{\beta=0}^{\gamma_0 \alpha} \beta^{m_P - 1} e^{-\frac{\beta}{\lambda_P}} d\alpha d\beta - \int_0^{+\infty} \alpha^{m_S - 2} e^{-\frac{\alpha}{\lambda_S}} \int_{\beta=0}^{\gamma_0 \alpha} \beta^{m_P} e^{-\frac{\beta}{\lambda_P}} d\alpha d\beta \right). \quad (4.56)$$

Postupak rešavanja integrala u prethodnoj jednačini opisan je u Dodatku 4-E [76], pa je konačan izraz za prosečnu interferenciju na primarnom prijemniku jednak

$$\frac{Q_a}{N_0 B} = \frac{\lambda_S^{m_P} \lambda_P^{m_S}}{(m_S - 1)! m_P!} \frac{\gamma_0^{m_P + 1} \Gamma(m_S + m_P)}{(\gamma_0 \lambda_S + \lambda_P)^{m_S + m_P}} \times {}_2F_1\left(1, m_S + m_P, m_P + 1, \frac{\gamma_0 \lambda_S}{\gamma_0 \lambda_S + \lambda_P}\right) - \frac{\lambda_S^{m_P} \lambda_P^{m_S} m_P}{(m_S - 1)! (m_P + 1)!} \frac{\gamma_0^{m_P + 1} \Gamma(m_S + m_P)}{(\gamma_0 \lambda_S + \lambda_P)^{m_S + m_P}} \times {}_2F_1\left(1, m_S + m_P, m_P + 2, \frac{\gamma_0 \lambda_S}{\gamma_0 \lambda_S + \lambda_P}\right). \quad (4.57)$$



Slika 4.21 – Zavisnost ergodičnog kapaciteta od prosečne snage interferencije Q_a u okruženju sa Nakagami- m fedingom, za razne vrednosti parametara m_S i m_P .

Na Slici 4.21 prikazana je zavisnost ergodičnog kapaciteta od prosečne vrednosti snage interferencije Q_a , za razne vrednosti parametara fedinga m_S i m_P na sekundarnom i primarnom linku. Analitički rezultati dobijeni su primenom jednačina (4.54) i (4.57). Tačnost analitičkih rezultata potvrđena je primenom nezavisnog simulacionog postupka. U skladu sa očekivanjima, vrednost kapaciteta raste sa porastom dozvoljene prosečne vrednosti interferencije. Ergodični kapacitet sekundarnog linka sa ograničenim prosečnim nivoom interferencije raste sa porastom m_S i opada sa porastom m_P . Kada je ispunjeno da je $m_S=m_P$, kapacitet je veći za manje vrednosti parametra fedinga.

4.2.2 Sekundarni sistem sa primenom MRC diverzitija

Kada je u prijemniku sekundarnog sistema primenjen MRC diverziti, pojačanje snage na sekundarnom linku za slučaj Nakagami- m fedinga dato je jednačinom (3.48), dok je pojačanje na primarnom linku isto kao u prethodno analiziranom slučaju bez primene diverzitija i određeno jednačinom (3.10). Izraz za ergodični kapacitet je

$$\frac{C}{B} = \frac{1}{\lambda_S^{m_S n_R} (m_S n_R - 1)! \lambda_P^{m_P} (m_P - 1)!} \int_0^{+\infty} \beta^{m_P - 1} e^{-\frac{\beta}{\lambda_P}} \int_{\beta/\gamma_0}^{+\infty} \log\left(\gamma_0 \frac{\alpha}{\beta}\right) \alpha^{m_S n_R - 1} e^{-\frac{\alpha}{\lambda_S}} d\alpha d\beta. \quad (4.58)$$

Integrali u prethodnoj jednačini su istog oblika kao u (4.53), pri čemu su članovi $m_S n_R$ u (4.58) zamenjeni članovima m_S u (4.53). Korišćenjem pristupa opisanog u odeljku 4.2.1 i rešenja integrala u Dodatku 4-D, dobija se konačan izraz za kapacitet

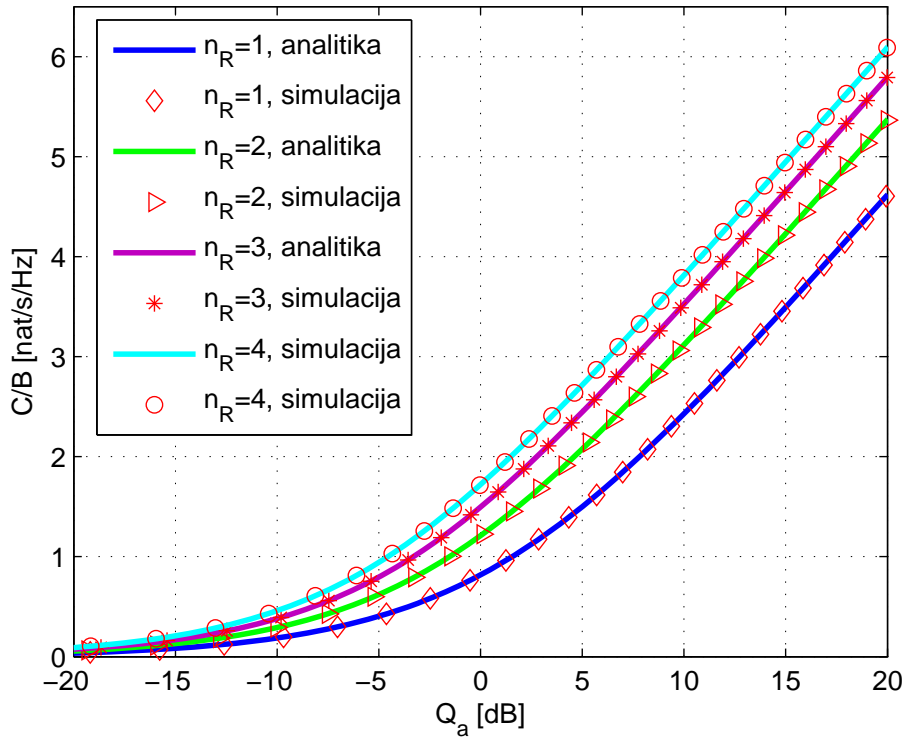
$$\frac{C}{B} = \frac{1}{\Gamma(m_P)} \sum_{k=0}^{m_S n_R - 1} \frac{\lambda_P^k (\gamma_0 \lambda_S)^{m_P} \Gamma(m_P + k)}{k! m_P (\lambda_P + \gamma_0 \lambda_S)^{m_P + k}} \times {}_2F_1\left(1, m_P + k, m_P + 1, \frac{\gamma_0 \lambda_S}{\lambda_P + \gamma_0 \lambda_S}\right). \quad (4.59)$$

Izraz za određivanje prosečne interferencije, nakon zamene izraza za PDF pojačanja snage $f_\alpha(\alpha)$ i $f_\beta(\beta)$ postaje

$$\begin{aligned} \frac{Q_a}{N_0 B} = & \frac{\gamma_0}{\lambda_S^{m_S n_R} (m_S n_R - 1)! \lambda_P^{m_P} (m_P - 1)!} \int_{\alpha=0}^{+\infty} \alpha^{m_S n_R - 1} e^{-\frac{\alpha}{\lambda_S}} \int_{\beta=0}^{\gamma_0 \alpha} \beta^{m_P - 1} e^{-\frac{\beta}{\lambda_P}} d\alpha d\beta \\ & - \frac{1}{\lambda_S^{m_S n_R} (m_S n_R - 1)! \lambda_P^{m_P} (m_P - 1)!} \int_0^{+\infty} \alpha^{m_S n_R - 2} e^{-\frac{\alpha}{\lambda_S}} \int_{\beta=0}^{\gamma_0 \alpha} \beta^{m_P} e^{-\frac{\beta}{\lambda_P}} d\alpha d\beta. \end{aligned} \quad (4.60)$$

Slično kao pri izvođenju kapaciteta, integrali u prethodnoj jednačini su istog oblika kao u izrazu (4.56), pri čemu su članovi $m_S n_R$ u (4.60) zamenjeni članovima m_S . Korišćenjem transformacija opisanih u Dodatku 4-E, dobija se konačan izraz za prosečnu snagu interferencije

$$\begin{aligned} \frac{Q_a}{N_0 B} = & \frac{\lambda_S^{m_P} \lambda_P^{m_S n_R}}{(m_S n_R - 1)! (m_P - 1)!} \frac{\gamma_0^{m_P + 1} \Gamma(m_S n_R + m_P)}{(\gamma_0 \lambda_S + \lambda_P)^{m_S n_R + m_P}} \\ & \times \left[\frac{1}{m_P} {}_2F_1\left(1, m_S n_R + m_P, m_P + 1, \frac{\gamma_0 \lambda_S}{\gamma_0 \lambda_S + \lambda_P}\right) \right. \\ & \left. - \frac{1}{(m_P + 1)} {}_2F_1\left(1, m_S n_R + m_P, m_P + 2, \frac{\gamma_0 \lambda_S}{\gamma_0 \lambda_S + \lambda_P}\right) \right]. \end{aligned} \quad (4.61)$$



Slika 4.22 – Ergodični kapacitet sekundarnog linka sa primenjenim MRC diverzitetom , razne vrednosti n_R , Nakagami- m feding sa $m_S=m_P=4$ ($\lambda_S=\lambda_P=1$).

Na Slici 4.22 prikazana je zavisnost kapaciteta od prosečne vrednosti praga interferencije, za propagaciono okruženje sa Nakagami- m fedingom ($m_S=m_P=4$) i razne vrednosti broja antena na sekundarnom prijemu. Vrednost kapaciteta se povećava sa porastom broja antena n_R , ali se dobitak ostvaren korišćenjem dodatne antene smanjuje sa porastom broja antena.

4.2.3 Sekundarni sistem sa primenom TAS i TAS/MRC

Ergodični kapacitet sekundarnog linka sa primenjenom TAS tehnikom (sa ili bez kombinovane primene sa prijemnim MRC diverzitetom) može se odrediti statističkim usrednjavanjem u skladu sa izrazom (4.47). U slučaju kada i na sekundarnom i primarnom linku deluje Rejljev feding, PDF odnosa pojačanja snage je

$$f_{\frac{\alpha}{\beta}}(x) = n_T n_R \frac{\lambda_S}{\lambda_P} \frac{x^{n_T n_R - 1}}{(x + \lambda_S / \lambda_P)^{n_T n_R + 1}}, \quad (4.62)$$

pa se nakon zamene u izraz za ergodični kapacitet dobija

$$\frac{C}{B} = n_T n_R \frac{\lambda_S}{\lambda_P} \int_{1/\gamma_0}^{+\infty} \log(\gamma_0 x) \frac{x^{n_T n_R - 1}}{(x + \lambda_S/\lambda_P)^{n_T n_R + 1}} dx. \quad (4.63)$$

Dalje, uvođenjem $l = \lambda_S/\lambda_P$ i smene promenljivih $y = x/(x+l)$ dobija se

$$\frac{C}{B} = n_T n_R l \int_{\frac{1}{1+\gamma_0 l}}^1 \log\left(\frac{\gamma_0 y l}{1-y}\right) y^{n_T n_R - 1} dy. \quad (4.64)$$

Primenom identiteta [114, jedn. (2.723)], [101, jedn. (3.1.1)] i određenih matematičkih transformacija dobija se konačan izraz [91]

$$\begin{aligned} \frac{C}{B} = & \log(\gamma_0 l) - \frac{\log(\gamma_0 l / (1 + \gamma_0 l)) - \frac{1}{n_T n_R} \left((1 + \gamma_0 l)^{n_T n_R} - 1 \right)}{(1 + \gamma_0 l)^{n_T n_R}} \\ & + n_T n_R \sum_{k=0}^{n_T n_R - 1} \binom{n_T n_R - 1}{k} \left(-\frac{\gamma_0 l}{1 + \gamma_0 l} \right)^{k+1} \left[\frac{\log(\gamma_0 l / (1 + \gamma_0 l))}{k+1} - \frac{1}{(k+1)^2} \right]. \end{aligned} \quad (4.65)$$

Uslov ograničenja prosečne snage interferencije, određen izrazom (4.48) može se napisati i u obliku

$$\frac{Q_a}{N_0 B} = \gamma_0 [1 - F_{\alpha/\beta}(1/\gamma_0)] - \int_{1/\gamma_0}^{+\infty} \frac{f_{\alpha/\beta}(x)}{x} dx. \quad (4.66)$$

Integral u prethodnoj jednačini može se rešiti primenom smene promenljivih $p = x+l$, a zatim identiteta [114, jedn.(1.111)] i [114, jedn.(2.01)], nakon čega se dobija

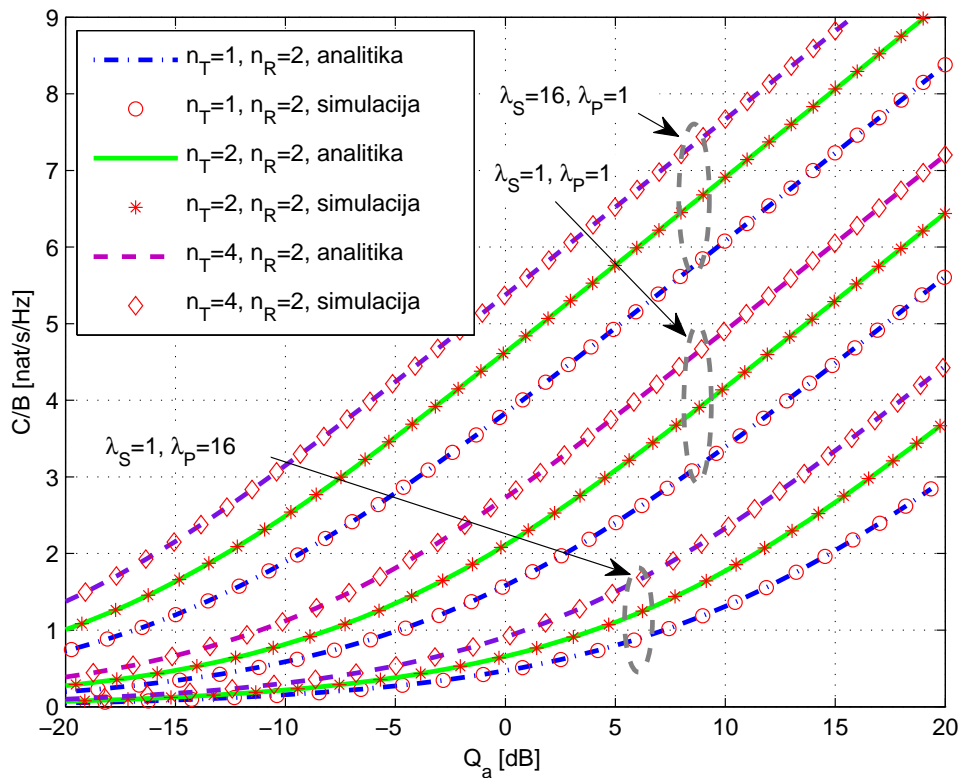
$$\int_{1/\gamma_0}^{+\infty} \frac{f_{\alpha/\beta}(x)}{x} dx = \sum_{k=0}^{n_T n_R - 2} \frac{n_T n_R}{l(n_T n_R - k)} \binom{n_T n_R - 2}{k} \left(-\frac{l\gamma_0}{1+l\gamma_0} \right)^{n_T n_R - k}, \quad n_T n_R > 1, \quad (4.67)$$

pa je konačan izraz za prosečnu snagu interferencije [91]

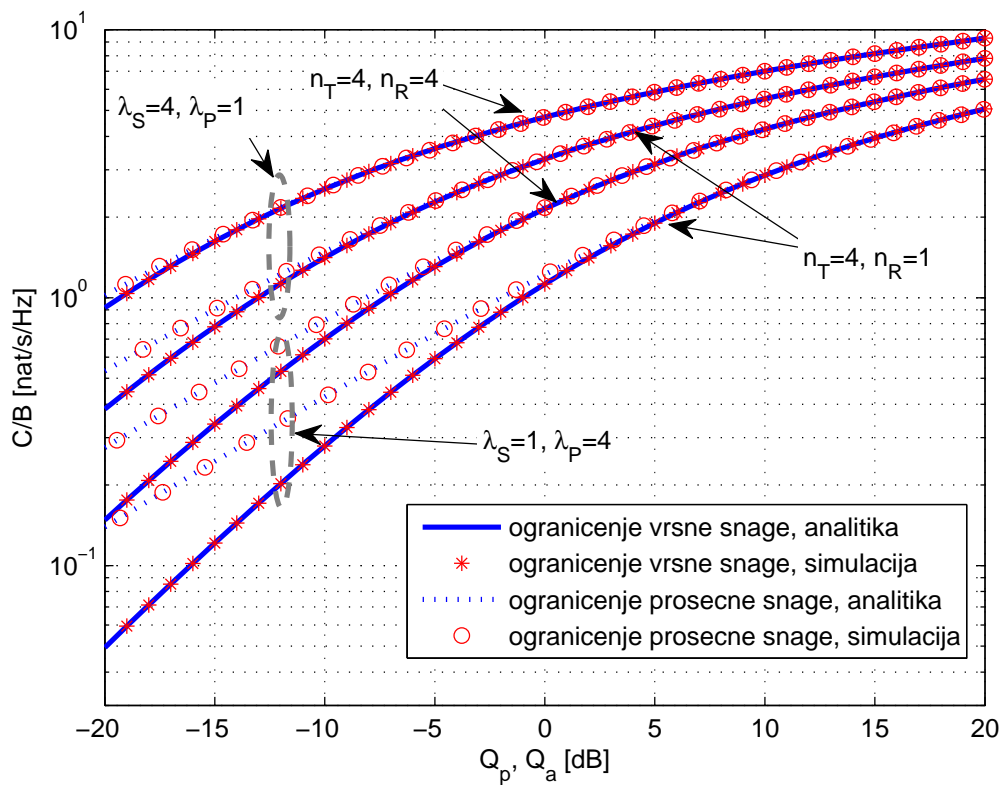
$$\frac{Q_a}{N_0 B} = \gamma_0 \left[1 - \frac{1}{(1+l\gamma_0)^{n_T n_R}} \right] - n_T n_R \sum_{k=0}^{n_T n_R - 2} \binom{n_T n_R - 2}{k} \frac{(-l\gamma_0 / (1+l\gamma_0))^{n_T n_R - k}}{l(n_T n_R - k)}. \quad (4.68)$$

Izvedene formule važe za slučaj Rejljevog propagacionog okruženja i primenjen TAS/MRC na sekundarnom linku, dok se u specijalnom slučaju $n_R=1$ dobija rešenje za slučaj kada je na sekundarnom linku primenjen TAS bez prijemnog diverzitija.

Na Slici 4.23 prikazana je zavisnost ergodičnog kapaciteta sekundarnog linka sa primenom TAS/MRC tehnike od praga prosečne interferencije Q_a . Zavisnost je prikazana za slučaj Rejljevog propagacionog okruženja sa raznim parametrima λ_S i λ_P . Analitički izrazi dobijeni su primenom jednačina (4.65) i (4.68). Broj korišćenih antena na sekundarnom prijemu u svim analiziranim slučajevima jednak je $n_R=2$. U skladu sa očekivanjima, kapacitet raste sa povećanjem broja predajnih antena n_T i porastom parametra λ_S . Vrednosti kapaciteta opadaju sa porastom parametra λ_P .



Slika 4.23 – Ergodični kapacitet sekundarnog linka sa primenom TAS/MRC sa $n_R=2$ i raznim vrednostima n_T , okruženje sa Rejljevom fadingom.



Slika 4.24 – Poređenje ergodičnog kapaciteta sekundarnog linka sa TAS i TAS/MRC za kriterijum ograničene vršne snage Q_p i prosečne snage interferencije Q_a .

Na Slici 4.24 izvršeno je poređenje vrednosti ergodičnog kapaciteta u slučajevima kada je ograničena vršna snaga interferencije i kada je ograničena prosečna snaga interferencije na mestu primarnog prijemnika. Analiza je izvršena za slučaj kada je na sekundarnom linku primenjena TAS tehnika sa $n_T=4$, kao i za slučaj kada je primenjena TAS/MRC tehnika sa $n_T=n_R=4$. U skladu sa očekivanjima vrednosti kapaciteta su veće u slučaju kada je ograničena prosečna snaga interferencije.

4.2.4 Sekundarni sistem sa primenom OSTBC

Ergodični kapacitet sekundarnog linka sa primenjenim OSTBC jednak je

$$\frac{C}{B} = R \iint_{\frac{\alpha}{\beta} > \frac{1}{\gamma_0}} \log \left(\gamma_0 \frac{\alpha}{\beta} \right) \times f_\alpha(\alpha) f_\beta(\beta) d\alpha d\beta. \quad (4.69)$$

Pretpostavljamo da sekundarni predajnik koristi n_T antena sa kojih se emituje ukupna snaga $P(\alpha, \beta)$, koja zavisi od ekvivalentnih pojačanja snage na primarnom i sekundarnom linku, koja su u skladu sa analizom u odeljku 3.2.4 data sa

$$f_\alpha(\alpha) = \frac{\alpha^{m_S n_T n_R - 1}}{(\lambda_S / R n_T)^{m_S n_T n_R} (m_S n_T n_R - 1)!} e^{-\frac{\alpha R n_T}{\lambda_S}}, \quad \alpha > 0, \quad (4.70)$$

$$f_\beta(\beta) = \frac{\beta^{m_P n_T - 1}}{(\lambda_P / n_T)^{m_P n_T} (m_P n_T - 1)!} e^{-\frac{\beta n_T}{\lambda_P}}, \quad \beta > 0. \quad (4.71)$$

Zamenom izraza za PDF pojačanja snage α i β u izraz za ergodični kapacitet dobija se

$$\frac{C}{B} = K_a \int_0^{+\infty} \beta^{p-1} e^{-\frac{\beta n_T}{\lambda_P}} \int_{\beta/\gamma_0}^{+\infty} \log \left(\gamma_0 \frac{\alpha}{\beta} \right) \alpha^{s-1} e^{-\frac{\alpha R n_T}{\lambda_S}} d\alpha d\beta, \quad (4.72)$$

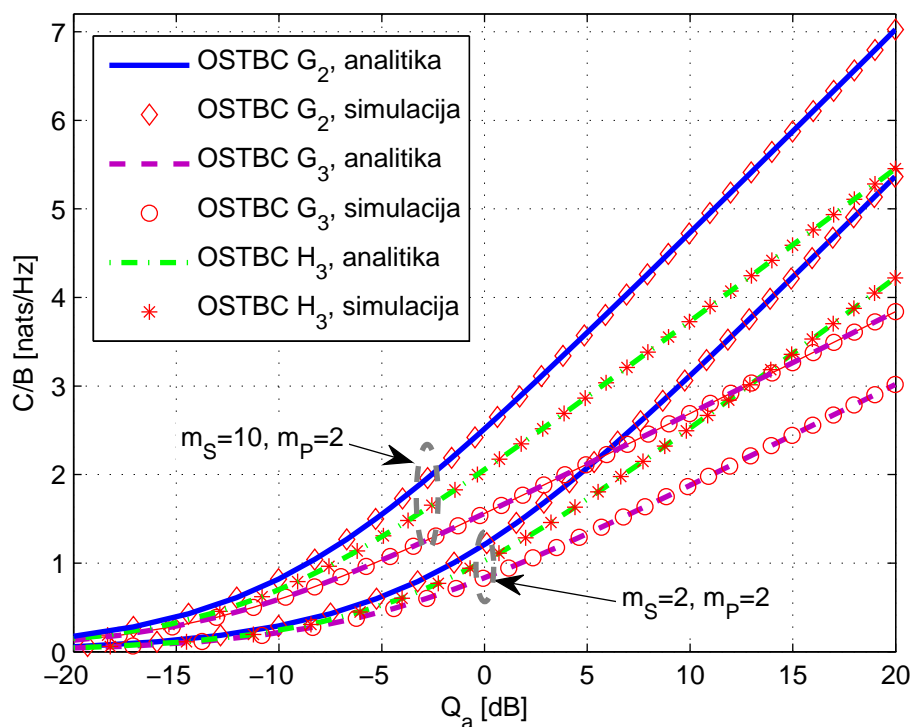
pri čemu je uvedena smena $1/K_a = (\lambda_S / R n_T)^s (s-1)! (\lambda_P / n_T)^p (p-1)!$.

Kako su integrali u (4.72) istog oblika kao u slučaju primenjenog MRC diverzitija (za $s=m_S n_R$, $p=m_P$, $R=n_T=1$), primenom pristupa opisanog u Dodatku 4-D, dobija se konačan izraz za kapacitet

$$\frac{C}{B} = \frac{R}{\Gamma(p)} \sum_{k=0}^{s-1} \frac{\lambda_P^k (\gamma_0 \lambda_S / R)^p \Gamma(p+k)}{k! m_P (\lambda_P + \gamma_0 \lambda_S / R)^{p+k}} \times {}_2F_1 \left(1, p+k, p+1, \frac{\gamma_0 \lambda_S / R}{\lambda_P + \gamma_0 \lambda_S / R} \right). \quad (4.73)$$

Prosečna vrednost interferencije dobija se zamenom izraza (4.70) i (4.71) u (4.44), pa se primenom pristupa opisanog u Dodatku 4-E dobija konačan izraz

$$\begin{aligned} \frac{Q_a}{N_0 B} &= \frac{(\lambda_S / R)^p (\lambda_P)^s \gamma_0^{p+1} \Gamma(s+p)}{(s-1)! (p-1)! (\gamma_0 \lambda_S / R + \lambda_P)^{s+p}} \\ &\times \left[\frac{1}{p} {}_2F_1 \left(1, s+p, p+1, \frac{\gamma_0 \lambda_S}{\gamma_0 \lambda_S + R \lambda_P} \right) - \frac{1}{(p+1)} {}_2F_1 \left(1, s+p, p+2, \frac{\gamma_0 \lambda_S}{\gamma_0 \lambda_S + R \lambda_P} \right) \right]. \end{aligned} \quad (4.74)$$



Slika 4.25 – Ergodični kapacitet sekundarnog linka za OSTBC raznih dimenzija, Nakagami- m feding sa različitim parametrima.

Na Slici 4.25 prikazana je zavisnost ergodičnog kapaciteta od prosečne snage interferencije Q_a , za dve vrednosti parametra fedinga i $n_R=2$ antene primarnog prijemnika. Vrednosti kapaciteta su u oba analizirana slučaja najveće kada je primenjen Alamutijev kod određen matricom \mathbf{G}_2 , zbog najveće vrednosti kodnog količnika koji ima dominantan uticaj na kapacitet linka ($R=1$). Vrednosti kapaciteta sekundarnog linka su manje u slučaju kada je primenjen kod \mathbf{G}_3 ($R=1/2$) u odnosu na slučaj kada je primenjen kod \mathbf{H}_3 ($R=3/4$). U svim analiziranim slučajevima vrednosti kapaciteta su veće kada je parametar fedinga na sekundarnom linku m_s veće vrednosti.

Dodatak 4-A

Integral I_1 definisan je sa

$$I_1 = \int_{z=0}^{+\infty} \log(1+z) \frac{z^{s-1}}{(z+d)^{s+p}} dz. \quad (4A.1)$$

Integral u prethodnoj jednačini može se rešiti uvođenjem smene promenljivih $y=u+d$, primenom jednačine [101, jedn. (3.1.1)] i parcijalne integracije nakon čega se dobija

$$I_1 = \sum_{k=0}^{s-1} \binom{s-1}{k} (-d)^{s-1-k} \int_{x=d}^{+\infty} x^{k-s-p} \log(1-d+x) dx, \quad (4A.2)$$

a primenom parcijalne integracije dobija se

$$I_1 = \sum_{k=0}^{s-1} \binom{s-1}{k} (-d)^{s-1-k} \int_{x=d}^{+\infty} \frac{x^{k+1-s-p}}{s+p-k-1} \frac{1}{(1-d)+x} dx. \quad (4A.3)$$

Dakle, integral I_1 može se napisati u obliku

$$I_1 = \sum_{k=0}^{s-1} \binom{s-1}{k} (-d)^{s-1-k} \frac{I_C(s+p-k-1, d)}{s+p-k-1}, \quad (4A.4)$$

gde je integral I_C definisan sa

$$I_C(n, d) = \int_{x=d}^{+\infty} \frac{x^{-n}}{(1-d)+x} dx. \quad (4A.5)$$

Primenom [114, jedn. (2.117-4)] i matematičkih manipulacija $I_C(\cdot, \cdot)$ je jednak

$$I_C(n, d) = \int_{x=d}^{+\infty} \frac{x^{-n}}{(1-d)+x} dx = \frac{\log d}{(d-1)^n} - \sum_{k=1}^{n-1} \frac{1}{(n-k)} \frac{d^{k-n}}{(d-1)^k}, \quad d \neq 1, \quad (4A.6)$$

dok se u specijalnom slučaju, za $d=1$ integral svodi na

$$I_C(n, 1) = \int_{x=1}^{+\infty} x^{-n-1} dx = \frac{1}{n}. \quad (4A.7)$$

Dodatak 4-B

Integral $I_B(\cdot, \cdot, \cdot, \cdot)$ jednak je

$$I_B(m, l, a, d) = \int_a^{+\infty} x^{m-1} e^{-x(d-1)} \Gamma(l, x) dx. \quad (4B.1)$$

Korišćenjem osobine izvoda Gama funkcije [101, jedn. (6.5.25)] i kako je rešenje integrala oblika [114, jedn. (2.323)]

$$\int x^{m-1} e^{-\eta x} dx = -e^{-\eta x} \sum_{i=1}^m \frac{(m-1)!}{(m-i)!} \frac{x^{m-i}}{\eta^i}, \quad (4B.2)$$

parcijalnom integracijom se dobija

$$I_B(m, l, a, d) = \Gamma(l, a) e^{-(d-1)a} \sum_{i=1}^m \frac{(m-1)!}{(m-i)!} \frac{a^{m-i}}{(d-1)^i} - \sum_{i=1}^m \frac{(m-1)!}{(m-i)!} \frac{1}{(d-1)^i} \int_a^{\infty} x^{m-i+l-1} e^{-dx} dx. \quad (4B.3)$$

Integral u prethodnoj jednačini jednak je

$$\int_a^{\infty} x^{m-i+l-1} e^{-dx} dx = \frac{\Gamma(m-i+l, d \times a)}{d^{m-i+l}}, \quad (4B.4)$$

pa je konačno rešenje integrala za $d \neq 1$

$$I_B(m, l, a, d) = \sum_{i=1}^m \frac{(m-1)!}{(m-i)!} \frac{1}{(d-1)^i} \left[\Gamma(l, a) a^{m-i} e^{-(d-1)a} - \frac{\Gamma(m-i+l, d \times a)}{d^{m-i+l}} \right]. \quad (4B.5)$$

U specijalnom slučaju kada je $d=1$, parcijalnom integracijom integral se svodi na

$$I_B(m, l, a, 1) = \int_a^{+\infty} x^{m-1} \Gamma(l, x) dx = -\Gamma(l, a) \frac{a^m}{m} + \frac{1}{m} \Gamma(m+l, a). \quad (4B.6)$$

Dodatak 4-C

Ergodični kapacitet određen je sledećom formulom

$$\frac{C}{B} = \int_0^{+\infty} \log(1+u) \cdot n \cdot d \frac{u^{n-1}}{(u+d)^{n+1}} du, \quad (4C.1)$$

a nakon uvođenja smena $n = n_T n_R$ i $p = u/(u+d)$ kapacitet se može zapisati u obliku

$$\frac{C}{B} = \int_0^1 \log\left(1 + \frac{p \cdot d}{1-p}\right) \cdot n \cdot p^{n-1} dp = n(I_1 - I_2). \quad (4C.2)$$

Integral I_1 jednak je

$$I_1 = \int_0^1 \log(1 + p(d-1)) p^{n-1} dp, \quad (4C.3)$$

pa se primenom smene promenljivih $y = 1 + p(d-1)$, $d \neq 1$, kao i identiteta [101, jedn. (3.1.1)] i [114, jedn. (2.723)], dobija

$$I_1 = \frac{1}{(d-1)^n} \sum_{k=0}^{n-1} \binom{n-1}{k} (-1)^{n+k-1} \left[d^{k+1} \frac{\log(d)}{k+1} - \frac{d^{k+1} - 1}{(k+1)^2} \right], \quad (4C.4)$$

i u specijalnom slučaju kada je $d=1$, važi da je $I_1=0$.

Integral I_2 jednak je

$$I_2 = \int_0^1 \log(1-p) p^{n-1} dp. \quad (4C.5)$$

Primenom smene promenljivih $p = 1 - y$, identiteta [114, jedn. (4.253)], karakteristika Euler-ove ψ funkcije [101, jedn. (5.1.12)] i karakteristika Beta funkcije [101, jedn. (6.2.2)], integral I_2 se može predstaviti u znatno jednostavnijoj formi i jednak je

$$I_2 = -\frac{1}{n} \sum_{k=1}^n \frac{1}{k}. \quad (4C.6)$$

Dodatak 4-D

Kapacitet je određen sledećim integralom

$$\frac{C}{B} = \frac{1}{\lambda_S^{m_S} (m_S - 1)! \lambda_P^{m_P} (m_P - 1)!} \int_0^{+\infty} \beta^{m_P - 1} e^{-\frac{\beta}{\lambda_P}} \int_{\beta/\gamma_0}^{+\infty} \log\left(\gamma_0 \frac{\alpha}{\beta}\right) \alpha^{m_S - 1} e^{-\frac{\alpha}{\lambda_S}} d\alpha d\beta. \quad (4D.1)$$

Unutrašnji integral u prethodnoj jednačini može se transformisati u oblik

$$\int_{\beta/\gamma_0}^{+\infty} \log\left(\gamma_0 \frac{\alpha}{\beta}\right) \alpha^{m_S - 1} e^{-\frac{\alpha}{\lambda_S}} d\alpha = \left(\frac{\beta}{\gamma_0}\right)^{m_S} \int_1^{+\infty} u^{m_S - 1} \log(u) \times e^{-u \frac{\beta}{\gamma_0 \lambda_S}} du, \quad (4D.2)$$

pri čemu se integral u prethodnoj jednačini može izraziti u obliku [55, jedn. (14) i (64)]

$$J_n(x) = \int_1^{+\infty} u^{n-1} \log(u) \times e^{-ux} du = \frac{(n-1)!}{x^n} \sum_{k=0}^{n-1} \frac{\Gamma(k, x)}{k!}. \quad (4D.3)$$

Znači da je prethodno analizirani integral iz (4D.2) jednak

$$\int_{\beta/\gamma_0}^{+\infty} \log\left(\gamma_0 \frac{\alpha}{\beta}\right) \alpha^{m_S - 1} e^{-\frac{\alpha}{\lambda_S}} d\alpha = \left(\frac{\beta}{\gamma_0}\right)^{m_S} \frac{(m_S - 1)!}{\left(\frac{\beta}{\gamma_0 \lambda_S}\right)^{m_S}} \sum_{k=0}^{m_S - 1} \frac{1}{k!} \times \Gamma\left(k, \frac{\beta}{\gamma_0 \lambda_S}\right). \quad (4D.4)$$

Zamenom rešenja integrala prethodne jednačine u početni izraz za kapacitet dat jednačinom (4D.1)

$$\frac{C}{B} = \frac{1}{\lambda_P^{m_P} (m_P - 1)!} \sum_{k=0}^{m_S - 1} \frac{1}{k!} \times \int_0^{+\infty} \beta^{m_P - 1} e^{-\frac{\beta}{\lambda_P}} \Gamma\left(k, \frac{\beta}{\gamma_0 \lambda_S}\right) d\beta, \quad (4D.5)$$

i primenom identiteta [114, jedn. (6.455.1)] dobija se konačno rešenje

$$\frac{C}{B} = \frac{1}{\Gamma(m_P)} \sum_{k=0}^{m_S - 1} \frac{\lambda_P^k (\gamma_0 \lambda_S)^{m_P} \Gamma(m_P + k)}{k! m_P (\lambda_P + \gamma_0 \lambda_S)^{m_P + k}} {}_2F_1\left(1, m_P + k, m_P + 1, \frac{\gamma_0 \lambda_S}{\lambda_P + \gamma_0 \lambda_S}\right). \quad (4D.6)$$

Dodatak 4-E

Prosečna interferencija određena je integralom

$$\frac{Q_a}{N_0 B} = \frac{\gamma_0}{\lambda_S^{m_S} (m_S - 1)! \lambda_P^{m_P} (m_P - 1)!} \int_{\alpha=0}^{+\infty} \alpha^{m_S-1} e^{-\frac{\alpha}{\lambda_S}} \int_{\beta=0}^{\gamma_0 \alpha} \beta^{m_P-1} e^{-\frac{\beta}{\lambda_P}} d\alpha d\beta - \frac{1}{\lambda_S^{m_S} (m_S - 1)! \lambda_P^{m_P} (m_P - 1)!} \int_0^{+\infty} \alpha^{m_S-2} e^{-\frac{\alpha}{\lambda_S}} \int_{\beta=0}^{\gamma_0 \alpha} \beta^{m_P} e^{-\frac{\beta}{\lambda_P}} d\alpha d\beta. \quad (4E.1)$$

Oba unutrašnja integrala u prethodnoj jednačini mogu se predstaviti korišćenjem nekompletne gama funkcije [101, jedn. (6.5.2)]

$$\int_{\beta=0}^{\gamma_0 \alpha} \beta^{m_P-1} e^{-\frac{\beta}{\lambda_P}} d\beta = \lambda_P^{m_P} \gamma \left(m_P, \frac{\gamma_0 \alpha}{\lambda_P} \right), \quad (4E.2)$$

$$\int_{\beta=0}^{\gamma_0 \alpha} \beta^{m_P} e^{-\frac{\beta}{\lambda_P}} d\alpha d\beta = \lambda_P^{m_P+1} \gamma \left(m_P + 1, \frac{\gamma_0 \alpha}{\lambda_P} \right),$$

pa je izraz za prosečnu vrednost interferencije

$$\frac{Q_a}{N_0 B} = \frac{1}{\lambda_S^{m_S} (m_S - 1)! (m_P - 1)!} \gamma_0 \int_{\alpha=0}^{+\infty} \alpha^{m_S-1} e^{-\frac{\alpha}{\lambda_S}} \gamma \left(m_P, \frac{\gamma_0 \alpha}{\lambda_P} \right) d\alpha - \frac{1}{\lambda_S^{m_S} (m_S - 1)! (m_P - 1)!} \lambda_P \int_0^{+\infty} \alpha^{m_S-2} e^{-\frac{\alpha}{\lambda_S}} \gamma \left(m_P + 1, \frac{\gamma_0 \alpha}{\lambda_P} \right) d\alpha. \quad (4E.3)$$

Korišćenjem identiteta [114, jedn. (6.455.2)], integrali iz (4E.3) su jednaki

$$\int_{\alpha=0}^{+\infty} \alpha^{m_S-1} e^{-\frac{\alpha}{\lambda_S}} \gamma \left(m_P, \frac{\gamma_0 \alpha}{\lambda_P} \right) d\alpha = \frac{\left(\frac{\gamma_0}{\lambda_P} \right)^{m_P} \Gamma(m_S + m_P)}{m_P \left(\frac{\gamma_0}{\lambda_P} + \frac{1}{\lambda_S} \right)^{m_S+m_P}} {}_2F_1 \left(1, m_S + m_P, m_P + 1, \frac{\gamma_0 \lambda_S}{\gamma_0 \lambda_S + \lambda_P} \right), \quad (4E.4)$$

$$\int_0^{+\infty} \alpha^{m_S-2} e^{-\frac{\alpha}{\lambda_S}} \gamma \left(m_P + 1, \frac{\gamma_0 \alpha}{\lambda_P} \right) d\alpha = \frac{\left(\frac{\gamma_0}{\lambda_P} \right)^{m_P+1} \Gamma(m_S + m_P)}{(m_P + 1) \left(\frac{\gamma_0}{\lambda_P} + \frac{1}{\lambda_S} \right)^{m_S+m_P}} {}_2F_1 \left(1, m_S + m_P, m_P + 2, \frac{\gamma_0 \lambda_S}{\gamma_0 \lambda_S + \lambda_P} \right),$$

pa je konačan izraz za prosečnu vrednost interferencije

$$\frac{Q_a}{N_0 B} = \frac{\lambda_S^{m_P} \lambda_P^{m_S}}{(m_S - 1)! (m_P - 1)!} \frac{\gamma_0^{m_P+1} \Gamma(m_S + m_P)}{m_P (\gamma_0 \lambda_S + \lambda_P)^{m_S+m_P}} {}_2F_1 \left(1, m_S + m_P, m_P + 1, \frac{\gamma_0 \lambda_S}{\gamma_0 \lambda_S + \lambda_P} \right) - \frac{\lambda_S^{m_P} \lambda_P^{m_S}}{(m_S - 1)! (m_P - 1)! (m_P + 1) (\gamma_0 \lambda_S + \lambda_P)^{m_S+m_P}} {}_2F_1 \left(1, m_S + m_P, m_P + 2, \frac{\gamma_0 \lambda_S}{\gamma_0 \lambda_S + \lambda_P} \right). \quad (4E.5)$$

5. Verovatnoća greške na sekundarnom linku višeantenskog kognitivnog radio-sistema

Verovatnoća greške predstavlja značajnu meru performansi telekomunikacionog sistema. U literaturi je značajna pažnja posvećena analizi srednje verovatnoće greške u kanalima sa dejstvom fedinga, koji može značajno pogoršati performanse sistema. Iscrpan pregled analitičkih rezultata prikazan je u [121] za širok spektar modulacionih postupaka i razne vrste fedinga u propagacionom okruženju.

Određivanje srednje verovatnoće greške u sistemima sa dejstvom fedinga i primenom višeantenskih tehnika takođe je predmet brojnih istraživanja u literaturi. Detaljan pregled performansi sistema sa primenom MRC diverzitija za okruženje sa Rejljevim i Nakagami- m fedingom dat je u [121]. Performanse TAS/MRC sistema sa primenom BPSK modulacije analizirane su u [79] za slučaj Rejljevog fedinga, gde je pažnja posvećena i uticaju neidealnog izbora optimalne predajne antene. U [122], [123] izvedeni su tačni izrazi za verovatnoću greške po simbolu u sistemu sa TAS/MRC u okruženju sa Nakagami- m fedingom, za slučajeve kada su primenjeni M -PSK i M -QAM modulacioni postupci.

Analiza verovatnoće greške za sistem sa primenom OSTBC u okruženju sa Rejljevim fedingom data je u [111]. Egzaktan izraz za verovatnoću greške po simbolu kod QAM sa proizvoljnom pravougaonom konstelacijom izveden je u [124]. Aproksimativni izrazi za prosečnu verovatnoću greške po bitu u sistemu sa primenom OSTBC i Nakagami- m fedingom dati su u [125], za proizvoljne M -PSK i M -QAM modulacione postupke.

Analiza prosečne verovatnoće greške pri prenosu signala na sekundarnom linku kognitivnog radio-sistema sa kontrolisanim nivoom interferencije izložena je u radu

[65]. U navedenom radu izveden je izraz za verovatnoću greške po bitu za M -PSK i M -QAM modulacione postupke, za slučaj kada je rad sekundarnog korisnika ograničen maksimalnom dozvoljenom interferencijom i maksimalnom snagom sekundarnog predajnika. U radu [78] izveden je asimptotski izraz za verovatnoću greške po simbolu na sekundarnom linku sa primenom MRC diverzitija, za granični slučaj kada je dominantan uslov ograničenja emisione snage sekundarnog predajnika. U radu [126] analizirana je verovatnoća greške pri prenosu signala na višeantenskom sekundarnom linku, kada je jedino ograničenje rada sekundarnog korisnika maksimalna dozvoljena snaga interferencije. U navedenim radovima analiza je izvršena za slučaj kada feding u propagacionom okruženju podleže Rejljevom zakonu raspodele.

U ovom poglavlju izvršena je detaljna analiza prosečne verovatnoće greške pri prenosu signala na sekundarnom linku kognitivnog radio-sistema sa kontrolisanim nivoom interferencije i primenom odabranih višeantenskih tehnika. U prvom odeljku pažnja je posvećena postupcima kojima se može odrediti prosečna verovatnoća greške u kanalima sa dejstvom fedinga. Opisan je postupak statističkog usrednjavanja uslovne verovatnoće greške, a zatim i drugi pristup koji se zasniva na poznavanju izraza za MGF SNR-a. U drugom odeljku izveden je originalan izraz u zatvorenom obliku za verovatnoću greške po bitu pri prenosu signala na sekundarnom linku, kada se na predaji i prijemu sekundarnog korisnika koristi po jedna antena. Izraz je validan za okruženje sa Nakagami- m fedingom i opšti slučaj kada je ograničena maksimalna snaga interferencije na primarnom prijemniku i predajna snaga sekundarnog korisnika. Izvedeni izraz je originalan rezultat i predstavlja naučni doprinos disertacije. Originalni izrazi izvedeni su u zatvorenom obliku i za slučajeve kada je na sekundarnom linku primenjen MRC prijemni diverziti, odnosno kada je primenjen OSTBC postupak. U slučaju kada je na sekundarnom linku primenjen TAS/MRC sistem izraz za verovatnoću greške izveden je u zatvorenom obliku za slučaj Rejljevog fedinga, dok je zbog kompleksnosti izraza verovatnoća greške za Nakagami- m feding određena postupkom numeričke integracije. Dalje, primenom pristupa iz [127] i izraza za MGF izvedenog u okviru trećeg poglavlja, izvršena je analiza prosečne verovatnoće greške po simbolu. Navedeni pristup može se primeniti za analizu sekundarnog sistema u okruženju sa Nakagami- m fedingom bez primene diverzitija, kao i za sisteme sa primenom prijemnog MRC diverzitija, odnosno sisteme sa primenom OSTBC.

5.1 Verovatnoća greške u kanalu sa fedingom

U ovom odeljku opisani su osnovni načini za određivanje prosečne verovatnoće greške u kanalima sa dejstvom fedinga. Za odabrane modulacione postupke, izloženi su izrazi za uslovne verovatnoće greške pri prenosu signala u kanalu sa dejstvom AWGN. U okruženju sa dejstvom fedinga pojačanje snage u kanalu menja se u toku vremena, a samim tim i SNR na prijemu. Uticaj fedinga (pojačanje u kanalu) može se opisati odgovarajućim statističkim karakteristikama, odnosno raspodelom fedinga, pa se analiza u tom slučaju svodi se na statističko usrednjavanje uslovne verovatnoće greške (za neku, konstantnu vrednost pojačanja u kanalu) po raznim realizacijama kanala. Izraz za verovatnoću greške u opštem slučaju predstavlja složenu funkciju SNR-a na prijemu, pa analitički postupak usrednjavanja može biti veoma kompleksan, kao i izvedene zavisnosti.

5.1.1 Verovatnoća greške u kanalu sa AWGN

Neka se razmatra prenos signala sa primenom M -PSK i M -QAM digitalnih modulacionih postupaka kroz kanal sa dejstvom AWGN i koherentnim prijekom. Pretpostavlja se da je sinhronizacija frekvencije i faze signala na prijemu idealna.

Za slučaj BPSK, verovatnoća greške pri prenosu iznosi [128]

$$P_b(\gamma) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{\gamma}). \quad (5.1)$$

Za QPSK modulaciju verovatnoća greške u svakoj od grana je kao u slučaju BPSK, pa za vrednost SNR po simbolu jednaku γ , verovatnoća greške po QPSK simbolu iznosi

$$P_e(\gamma) = 1 - (1 - P_b(\gamma))^2 = 1 - \left(1 - \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\sqrt{\frac{\gamma}{2}}\right)^2 \approx \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{\gamma}{2}}\right). \quad (5.2)$$

U opštem slučaju, ne postoji tačan izraz u zatvorenom obliku za verovatnoću greške pri prenosu signala korišćenjem M -PSK modulacionog postupka. Aproksimativan izraz za verovatnoću greške po simbolu, koji je pogodan za korišćenje zbog veoma jednostavnog zapisa, dat je u [129, jedn. (5.2.61)] i jednak je

$$P_e(\gamma) \approx \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\gamma} \sin\left(\frac{\pi}{M}\right)\right). \quad (5.3)$$

Primenom pristupa koji je detaljno objašnjen u [130, jedn. (5)], izveden je tačan izraz za verovatnoću greške po M -PSK simbolu u integralnom obliku [117, jedn. (6.45)]

$$P_e(\gamma) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\theta_M} e^{-\frac{g_{PSK}\gamma}{\sin^2\phi}} d\phi, \quad (5.4)$$

pri čemu je $\theta_M = (M-1)\pi/M$ i $g_{PSK} = \sin^2(\pi/M)$. Podintegralna funkcija u prethodnom izrazu je elementarna, pa se vrednost integrala može jednostavno izračunati korišćenjem softverskih paketa za numeričku integraciju [119].

Tačan izraz za verovatnoću greške po bitu pri prenosu signala primenom M -PSK modulacije proizvoljne dimenzije nije poznat, ali se za slučaj Grejevog mapiranja koristi poznata aproksimacija na osnovu verovatnoće greške po simbolu [129, jedn. (5.2.62)]

$$P_b(\gamma) \approx P_e(\gamma) / \log_2 M. \quad (5.5)$$

Prenos signala korišćenjem M -QAM modulacionog postupka podrazumeva prenos dva nezavisna amplitudski modulirana signala u fazi i kvadraturi. Tačan izraz za verovatnoću greške po M -QAM simbolu dat je izrazom

$$\begin{aligned} P_e(\gamma) &= 1 - \left[1 - \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right) \operatorname{erfc}\left(\sqrt{g_{QAM}\gamma}\right) \right]^2 \\ &= 2 \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right) \operatorname{erfc}\left(\sqrt{g_{QAM}\gamma}\right) - \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right)^2 \operatorname{erfc}^2\left(\sqrt{g_{QAM}\gamma}\right), \end{aligned} \quad (5.6)$$

gde je $g_{QAM} = 1.5/(M-1)$. Korišćenjem izraza u integralnom obliku za verovatnoću greške za BPSK određenim sa (5.4) za $M=2$ i izjednačavanjem sa (5.1) dobija se

$$\operatorname{erfc}(x) = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi/2} e^{-\frac{x^2}{\sin^2\phi}} d\phi, \quad x \geq 0, \quad (5.7)$$

dok se korišćenjem [117, jedn. (6.79)], [101, jedn. (7.1.2)] i [101, jedn. (26.2.3)] dobija

$$\operatorname{erfc}^2(x) = \frac{4}{\pi} \int_0^{\pi/4} e^{-\frac{x^2}{\sin^2\phi}} d\phi, \quad x \geq 0, \quad (5.8)$$

pa se na osnovu jednačine (5.6) dobija tačan izraz za verovatnoću greške po M -QAM simbolu u integralnom obliku

$$P_e(\gamma) = \frac{4}{\pi} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right) \int_0^{\pi/2} e^{-\frac{g_{QAM}\gamma}{\sin^2\phi}} d\phi - \frac{4}{\pi} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right)^2 \int_0^{\pi/4} e^{-\frac{g_{QAM}\gamma}{\sin^2\phi}} d\phi. \quad (5.9)$$

Aproksimacija verovatnoće greške po M -QAM simbolu za velike vrednosti M i γ , data je u [129, jedn. (5.2.80)]

$$P_e(\gamma) \approx 2 \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right) \operatorname{erfc}\left(\sqrt{g_{QAM}\gamma}\right). \quad (5.10)$$

Slično kao i u slučaju M -PSK modulacionog postupka, u literaturi se koristi aproksimativan izraz (5.5) za verovatnoću greške po bitu pod pretpostavkom da je primenjeno Grejevo mapiranje simbola. Dakle, u skladu sa prethodnim izrazima aproksimativan izraz za verovatnoću greške po bitu za širu klasu modulacionih postupaka može se predstaviti u obliku [117, Tab. (6.1)]

$$P_b(\gamma) \approx A \cdot \operatorname{erfc}\left(\sqrt{D\gamma}\right). \quad (5.11)$$

S druge strane, u slučaju kada je primenjena QAM proizvoljnih dimenzija, verovatnoća greške po bitu može se predstaviti kao suma članova oblika kao u (5.11). Egzaktan i opšti izraz izveden je u [131] i za kvadratne konstelacije glasi

$$P_b(\gamma) = \sum_{x=1}^{\log_2 \sqrt{M}} \sum_{y=0}^{(1-2^{-x})\sqrt{M}-1} A_{x,y} \operatorname{erfc}\sqrt{D_{x,y}\gamma}, \quad (5.12)$$

gde su koeficijenti $A_{x,y}$ i $D_{x,y}$, respektivno, dati izrazima

$$A_{x,y} = \frac{(-1)^{\lfloor 2^{x-1}y/\sqrt{M} \rfloor}}{\sqrt{M} \log_2 \sqrt{M}} \left(2^{x-1} - \left\lfloor \frac{2^{x-1}y}{\sqrt{M}} + \frac{1}{2} \right\rfloor \right), \quad (5.13)$$

$$D_{x,y} = \frac{3(2y+1)^2}{2(M-1)}. \quad (5.14)$$

U [131] su izvedene i vrednosti koeficijenata za proizvoljne pravougaone QAM konstelacije.

5.1.2 Određivanje verovatnoće greške po bitu u kanalu sa fedingom pomoću PDF

U kanalima sa dejstvom AWGN verovatnoća greške zavisi od modulacionog postupka koji se primenjuje i vrednosti SNR na prijemu. U okruženju sa dejstvom fedinga, vrednost SNR predstavlja slučajnu promenljivu (koja zavisi od trenutne realizacije pojačanja u kanalu) čija je PDF $f_\gamma(\gamma)$, pa je i verovatnoća greške pri prenosu signala kroz posmatrani kanal takođe slučajna veličina. Kao i u prethodnim poglavljima u analizi se usvaja pretpostavka da je feding spor, odnosno da je pojačanje kanala konstantno u toku trajanja jednog simbola. Prosečna vrednost verovatnoće greške po bitu može se odrediti usrednjavanjem po svim realizacijama slučajne promenljive γ , odnosno

$$P_b = \int_0^{+\infty} P_b(\gamma) f_\gamma(\gamma) d\gamma. \quad (5.15)$$

Na osnovu (5.15) i analize izložene u prethodnom odeljku, prosečna vrednost verovatnoće greške po bitu u sledećim slučajevima određena je u nastavku:

- 1) Za primenjen BPSK modulacioni postupak, tačan izraz je

$$P_b = \frac{1}{2} \int_0^{+\infty} \operatorname{erfc}(\sqrt{\gamma}) f_\gamma(\gamma) d\gamma. \quad (5.16)$$

- 2) Za primenjen QAM modulacioni postupak, tačan izraz je

$$P_b = \sum_{x=1}^{\log_2 \sqrt{M}} \sum_{y=0}^{(1-2^{-x})\sqrt{M}-1} A_{x,y} \int_0^{+\infty} \operatorname{erfc}(\sqrt{D_{x,y}\gamma}) f_\gamma(\gamma) d\gamma. \quad (5.17)$$

- 3) Za primenjen M -PSK modulacioni postupak, aproksimativan izraz je

$$P_b \approx \frac{1}{\log_2 M} \int_0^{+\infty} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\gamma} \sin\left(\frac{\pi}{M}\right)\right) f_\gamma(\gamma) d\gamma. \quad (5.18)$$

Na osnovu prethodnih jednačina jasno je da je za određivanje prosečne verovatnoće greške potrebno rešiti integral oblika

$$I(D) = \int_0^{+\infty} \operatorname{erfc}(\sqrt{D\gamma}) f_\gamma(\gamma) d\gamma. \quad (5.19)$$

5.1.3 Određivanje verovatnoće greške po simbolu u kanalu sa fedingom pomoću MGF

U ovom odeljku biće izložen postupak određivanja verovatnoće greške po simbolu korišćenjem izraza za MGF. Naime, već je rečeno da primenom izraza (5.4) može odrediti tačna vrednost verovatnoće greške po M -PSK simbolu u kanalu bez dejstva fedinga. Primenom izraza (5.15) dobija se

$$P_e = \int_0^{+\infty} \left(\frac{1}{\pi} \int_0^{\theta_M} e^{-\frac{g_{PSK}\gamma}{\sin^2\phi}} d\phi \right) f_\gamma(\gamma) d\gamma, \quad (5.20)$$

pa se promenom redosleda integracije dobija izraz u sledećem obliku

$$P_e = \frac{1}{\pi} \int_0^{\theta_M} M_\gamma \left(\frac{g_{PSK}\gamma}{\sin^2\phi} \right) d\phi. \quad (5.21)$$

Primenom prethodnog izraza može se odrediti tačna vrednost verovatnoće greške po simbolu u kanalu sa dejstvom fedinga, integracijom MGF u konačnom opsegu. Kako u određenim slučajevima određivanje ovog integrala može biti problem, u radu [127] izveden je aproksimativan izraz za verovatnoću greške u zatvorenom obliku.

Naime, izraz (5.4) se može predstaviti kao zbir integrala u granicama integracije od 0 do $\pi/2$ i od $\pi/2$ do θ_M

$$P_s(\gamma) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} e^{-\frac{g_{PSK}\gamma}{\sin^2\phi}} d\phi + \frac{1}{\pi} \int_{\pi/2}^{\theta_M} e^{-\frac{g_{PSK}\gamma}{\sin^2\phi}} d\phi \quad (5.22)$$

Primenom aproksimacije $erfc(\cdot)$ funkcije [132, jedn. (3), (14)] prvi integral je

$$\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} e^{-\frac{g_{PSK}\gamma}{\sin^2\phi}} d\phi = \frac{1}{2} erfc(g_{PSK}\gamma) \approx \frac{1}{12} e^{-g_{PSK}\gamma} + \frac{1}{4} e^{-\frac{4g_{PSK}\gamma}{3}}, \quad (5.23)$$

dok se drugi integral može predstaviti kao [127, jedn. (9)]

$$\frac{1}{\pi} \int_{\pi/2}^{\theta_M} e^{-\frac{g_{PSK}\gamma}{\sin^2\phi}} d\phi \approx \frac{1}{2\pi} \left(e^{-g_{PSK}\gamma} + e^{-\frac{g_{PSK}\gamma}{\sin^2\theta_M}} \right) \left(\theta_M - \frac{\pi}{2} \right). \quad (5.24)$$

Zamenom (5.23) i (5.24) u (5.22) dobija se izraz

$$P_s(\gamma) \approx \left(\frac{\theta_M}{2\pi} - \frac{1}{6}\right) e^{-g_{PSK}\gamma} + \frac{1}{4} e^{-\frac{4g_{PSK}\gamma}{3}} + \left(\frac{\theta_M}{2\pi} - \frac{1}{4}\right) e^{-\frac{g_{PSK}\gamma}{\sin^2\theta_M}}, \quad (5.25)$$

pa se nakon primene (5.15) i zamene redosleda integracije dobija aproksimativan izraz za verovatnoću greške po M -PSK simbolu u sledećem obliku

$$P_s \approx \left(\frac{\theta_M}{2\pi} - \frac{1}{6}\right) M_\gamma(g_{PSK}) + \frac{1}{4} M_\gamma\left(\frac{4g_{PSK}}{3}\right) + \left(\frac{\theta_M}{2\pi} - \frac{1}{4}\right) M_\gamma\left(\frac{g_{PSK}}{\sin^2\theta_M}\right). \quad (5.26)$$

Dakle, ukoliko je izraz za MGF poznat u zatvorenom obliku, direktno se dobija i aproksimativan izraz u zatvorenom obliku za prosečnu verovatnoću greške po M -PSK simbolu.

5.2. Verovatnoća greške na sekundarnom linku kognitivnog radio-sistema sa kontrolisanim nivoom interferencije

Primenom metoda opisanih u prethodnom odeljku, u nastavku su izvedeni izrazi za verovatnoću greške pri prenosu signala u kognitivnom radio-sistemu sa kontrolisanim nivoom interferencije. Navedeni metodi su prvo primenjeni u cilju određivanja verovatnoće greške na sekundarnom linku bez primene diverzitija. Nakon toga, izložena je analiza za slučajeve kada su na sekundarnom linku primenjene višeantenske tehnike opisane u drugom poglavlju.

5.2.1 Verovatnoća greške po bitu na sekundarnom linku bez primene diverzitija

Polazeći od opšteg oblika izraza za prosečnu verovatnoću greške (5.15) i izraza u integralnom obliku (3.20) za PDF SNR-a

$$P_b = A \cdot \int_0^{+\infty} \operatorname{erfc}(\sqrt{D\gamma}) f_\gamma(\gamma) d\gamma = A \cdot I(D), \quad (5.27)$$

dobija se da je integral $I(D)$ sledećeg oblika

$$I(D) = K(P_m b)^{-m_s} \times \int_{w=0}^{\frac{Q_p}{P_m}} w^{m_p-1} e^{-\frac{w}{\lambda_p}} dw \times \int_{\gamma=0}^{+\infty} \gamma^{m_s-1} e^{-\frac{\gamma}{bP_m \lambda_s}} \times \operatorname{erfc} \sqrt{D\gamma} d\gamma +$$

$$K(Q_p b)^{-m_s} \int_{\gamma=0}^{+\infty} \gamma^{m_s-1} \operatorname{erfc} \sqrt{D\gamma} d\gamma \int_{w=\frac{Q_p}{P_m}}^{+\infty} \left[w^{m_s+m_p-1} e^{-w \left(\frac{\gamma}{bQ_p \lambda_s} + \frac{1}{\lambda_p} \right)} \right] dw. \quad (5.28)$$

i $1/K = \lambda_s^{m_s} (m_s - 1)! \lambda_p^{m_p} (m_p - 1)!$. Detaljan postupak rešavanja integrala dat je u Dodatku 5-A, a konačan izraz u zatvorenom obliku za integral $I(D)$ je

$$I(D) = 1 - \left[1 - e^{-c} \sum_{k=0}^{m_p-1} \frac{c^k}{k!} \right] \times \sum_{k=0}^{m_s-1} \binom{2k}{k} \frac{\sqrt{D}}{2^{2k}} \frac{\sqrt{P_m \lambda_s b}}{(1 + P_m \lambda_s b \times D)^{k+0.5}}$$

$$- \sum_{k=0}^{m_s-1} \binom{2k}{k} \frac{e^{+dD}}{(m_p - 1)! 2^{2k}} \sum_{l=0}^{m_p+k-1} \binom{m_p+k-1}{l} (-1)^l (dD)^{l+0.5} \Gamma\left(m_p - l - \frac{1}{2}, dD + c\right). \quad (5.29)$$

Za specijalan slučaj Rejljevog propagacionog okruženja ($m_s=m_p=1$) rešenje integrala $I(D)$ svodi se na izraz

$$I(D) = 1 - \frac{(1 - e^{-c}) \sqrt{P_m \lambda_s b D}}{(1 + P_m \lambda_s b \times D)^{0.5}} - \sqrt{\pi d D} \times e^{+dD} \operatorname{erfc}(\sqrt{c + d \times D}), \quad (5.30)$$

što je u saglasnosti sa izrazom [65, jedn. (57)].

Prethodno izvedeni izraz za $I(D)$ dat jednačinom (5.29) predstavlja originalan rezultat i naučni doprinos teze. Izraz je validan za opšti slučaj Nakagami- m fedinga u propagacionom okruženju i proizvoljnu vrednost maksimalne dozvoljene snage interferencije na mestu primarnog prijemnika i maksimalne emisione snage sekundarnog korisnika. U graničnom slučaju kada je uslov ograničenja interferencije dominantan ($P_m \rightarrow \infty$), koeficijent $c \rightarrow 0$, pa se opšte rešenje (5.29) integrala $I(D)$ svodi na

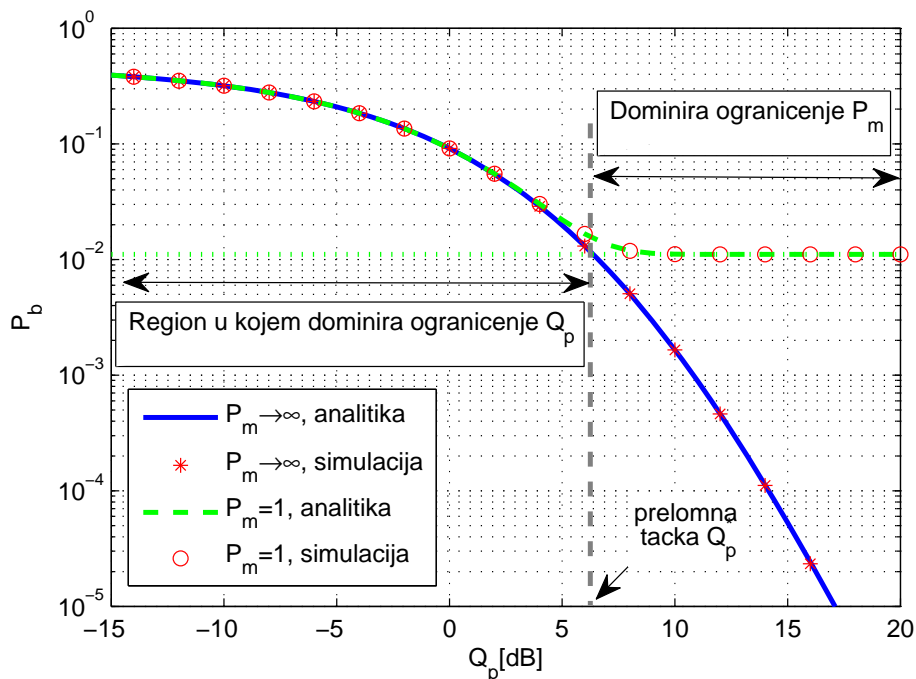
$$I(D) = 1 - \frac{e^{+dD}}{(m_p - 1)!} \sum_{k=0}^{m_s-1} \binom{2k}{k}$$

$$\times \sum_{l=0}^{m_p+k-1} \binom{m_p+k-1}{l} \frac{(dD)^{l+0.5} (-1)^l}{2^{2k}} \Gamma\left(m_p - l - \frac{1}{2}, dD\right). \quad (5.31)$$

U graničnom slučaju kada je dominantan uslov ograničenja maksimalne emisione snage sekundarnog korisnika ($Q_p \rightarrow \infty$), integral $I(D)$ se svodi samo na prvi član iz (5.28) pa se direktnom primenom rešenja integrala $I(D)$ i $c \rightarrow \infty$ dobija

$$I(D) = 1 - \sum_{k=0}^{m_s-1} \binom{2k}{k} \frac{\sqrt{D}}{2^{2k}} \frac{\sqrt{P_m \lambda_s b}}{(1 + P_m \lambda_s b \times D)^{k+0.5}}. \quad (5.32)$$

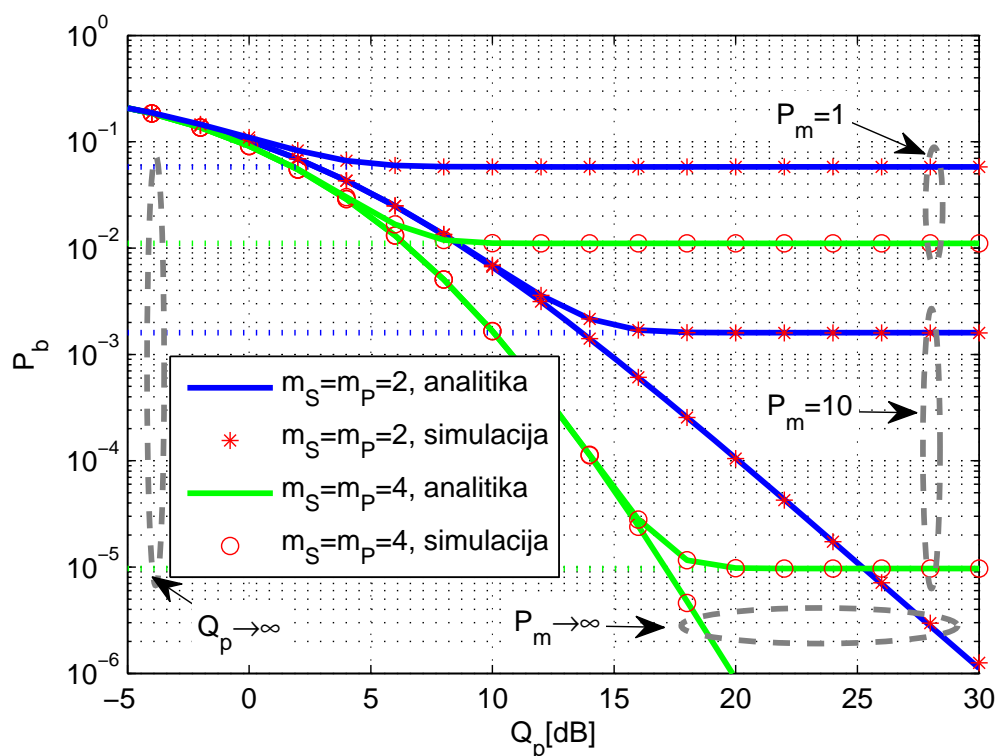
Na Slici 5.1 prikazana je zavisnost verovatnoće greške po bitu od dozvoljenog praga interferencije na mestu primarnog prijemnika za sistem sa jednom predajnom i jednom prijemnom antenom. Rezultati su prikazani za prenos signala korišćenjem BPSK modulacionog postupka i Nakagami- m feding sa $m_s = m_p = 4$. U slučaju kada je rad sekundarnog predajnika ograničen samo maksimalnom snagom interferencije ($P_m \rightarrow \infty$) analitički rezultati dobijeni su primenom jednačina (5.16) i (5.31). Kada postoji i ograničenje maksimalne snage sekundarnog predajnika ($P_m = 1$) analitički rezultati dobijeni su primenom jednačina (5.16) i (5.29). Dobijeni rezultati potvrđeni su nezavisnim Monte Karlo simulacionim postupkom. Na slici su ilustrovani regioni u kojem dominira svaki od uslova ograničenja rada sekundarnog korisnika.



Slika 5.1 – Ilustracija regiona u kojem dominira uslov ograničenja maksimalne snage interferencije i maksimalne snage sekundarnog predajnika, $m_s = m_p = 4$.

Slično kao i na Slici 4.3, može se uočiti karakteristična vrednost praga interferencije (tzv. „prelomna tačka“), koja razdvaja regione u kojima je dominantan jedan od uslova ograničenja. Korišćenjem jednostavnijih asimptotskih izraza (5.31) i (5.32) može se aproksimirati vrednost verovatnoće greške u celom opsegu vrednosti Q_p (eventualno sa izuzetkom uskog opsega vrednosti oko „prelomne tačke“).

Na Slici 5.2 prikazana je zavisnost verovatnoće greške po bitu od vrednosti praga interferencije Q_p za slučaj prenosa signala na sekundarnom linku primenom BPSK modulacionog postupka. Analizirano je okruženje sa Nakagami- m raspodelom fedinga. Verovatnoća greške se smanjuje sa povećanjem vrednosti parametra fedinga $m_S=m_P$ ($\lambda_S=\lambda_P=1$), kada je snaga sekundarnog predajnika ograničena ($P_m=1, 10$), kao i u slučaju kada važi samo ograničenje interferencije na mestu primarnog prijemnika ($P_m \rightarrow \infty$). Takođe, verovatnoća greške opada sa povećanjem maksimalne dozvoljene emisione snage sekundarnog korisnika.



Slika 5.2 – Verovatnoća greške po bitu, BPSK modulacija, sekundarni sistem sa $n_T=n_R=1$, Nakagami- m feding $m_S=m_P=2, 4$, $\lambda_S=\lambda_P=1$.

5.2.2 Verovatnoća greške po bitu na sekundarnom linku sa primenom MRC

Kada je na sekundarnom linku kognitivnog radio-sistema primenjen prijemni MRC diverziti, prosečna verovatnoća greške određuje se rešavanjem integrala

$$P_b = A \cdot \int_0^{+\infty} \operatorname{erfc}(\sqrt{D\gamma}) f_{\gamma_{MRC}}(\gamma) d\gamma = A \cdot I_{MRC}(D), \quad (5.33)$$

gde je $f_{\gamma_{MRC}}(\gamma)$ PDF SNR-a na izlazu sekundarnog prijemnika. Polazeći od PDF izraza u integralnoj formi datog jednačinom (3.49), i zamenom u (5.33) dobija se

$$\begin{aligned} I_{MRC}(D) = & K_{MRC} (P_m b)^{-m_S n_R} \times \int_{w=0}^{\frac{Q_p}{P_m}} w^{m_P-1} e^{-\frac{w}{\lambda_P}} dw \times \int_{\gamma=0}^{+\infty} \gamma^{m_S n_R-1} e^{-\frac{\gamma}{b P_m \lambda_S}} \times \operatorname{erfc} \sqrt{D\gamma} d\gamma \\ & + K_{MRC} (Q_p b)^{-m_S n_R} \int_{\gamma=0}^{+\infty} \gamma^{m_S n_R-1} \operatorname{erfc} \sqrt{D\gamma} d\gamma \int_{w=\frac{Q_p}{P_m}}^{+\infty} \left[w^{m_S n_R + m_P - 1} e^{-w \left(\frac{\gamma}{b Q_p \lambda_S} + \frac{1}{\lambda_P} \right)} \right] dw, \end{aligned} \quad (5.34)$$

gde je $1/K_{MRC} = \lambda_S^{m_S n_R} (m_S n_R - 1)! \lambda_P^p (m_P - 1)!$

Zamenom redosleda integracije, a zatim primenom sličnih transformacija kao u Dodatku 5-A, dobija se konačan izraz za integral $I_{MRC}(D)$

$$\begin{aligned} I_{MRC}(D) = & 1 - \left[1 - e^{-c} \sum_{k=0}^{m_P-1} \frac{c^k}{k!} \right] \times \sum_{k=0}^{m_S n_R-1} \binom{2k}{k} \frac{\sqrt{D}}{2^{2k}} \frac{\sqrt{P_m \lambda_S b}}{(1 + P_m \lambda_S b \times D)^{k+0.5}} \\ & - \sum_{k=0}^{m_S n_R-1} \binom{2k}{k} \frac{e^{+dD}}{2^{2k}} \sum_{l=0}^{m_P+k-1} \binom{m_P+k-1}{l} \frac{(-1)^l (dD)^{l+0.5}}{(m_P-1)!} \times \Gamma\left(m_P - l - \frac{1}{2}, dD + c\right). \end{aligned} \quad (5.35)$$

U graničnom slučaju kada dominira uslov ograničenja maksimalne snage interferencije ($P_m \rightarrow \infty$), integral $I_{MRC}(D)$ je

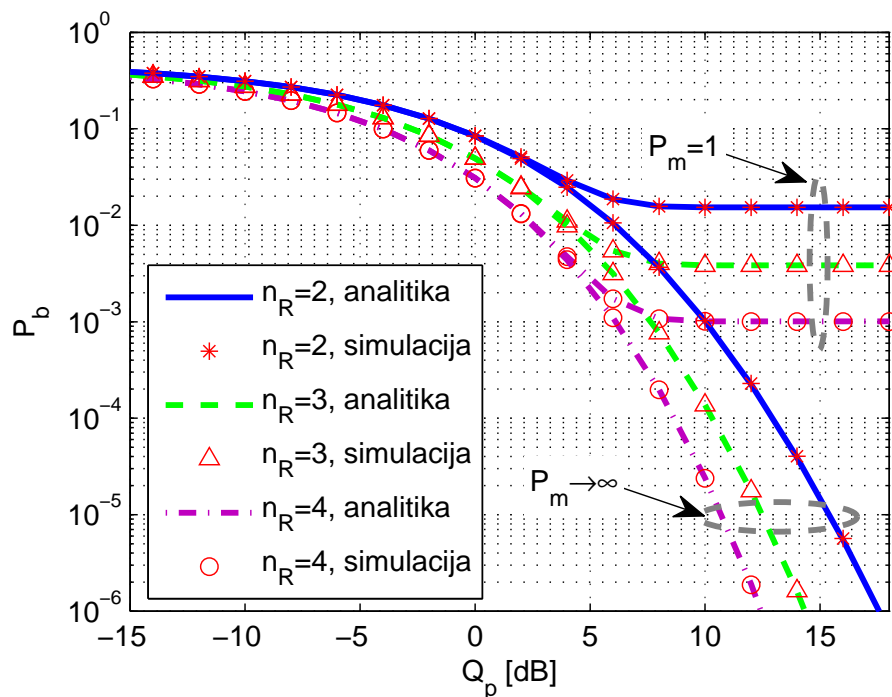
$$\begin{aligned} I_{MRC}(D) = & 1 - \frac{e^{+dD}}{(m_P-1)!} \sum_{k=0}^{m_S n_R-1} \binom{2k}{k} \\ & \times \sum_{l=0}^{m_P+k-1} \binom{m_P+k-1}{l} \frac{(dD)^{l+0.5} (-1)^l}{2^{2k}} \Gamma\left(m_P - l - \frac{1}{2}, dD\right). \end{aligned} \quad (5.36)$$

Kada je dominantan uslov ograničenja maksimalne snage sekundarnog predajnika, rešenje integrala se svodi na

$$I(D) = 1 - \sum_{k=0}^{m_S n_R - 1} \binom{2k}{k} \frac{\sqrt{D}}{2^{2k}} \frac{\sqrt{P_m \lambda_S b}}{(1 + P_m \lambda_S b \times D)^{k+0.5}}. \quad (5.37)$$

Prethodno izvedene formule predstavljaju izraze u zatvorenom obliku za slučaj Nakagami- m raspodele fedinga u propagacionom okruženju i predstavljaju originalan rezultat autora. Takođe, ove formule predstavljaju rešenje problema koji je analiziran u [78], gde su zatvorenom obliku izvedeni samo aproksimativni izrazi za slučaj kada dominira ograničenje maksimalne snage sekundarnog predajnika i okruženje sa Rejljevom fedingom.

Na Slici 5.3 prikazana je zavisnost verovatnoće greške po bitu pri prenosu signala na sekundarnom linku na kojem je primenjen prijemni MRC diverziteti. Razmatran je slučaj kada je primenjena 4-QAM modulacija, a prenos signala se obavlja u okruženju sa Nakagami- m fedingom sa $m_S = m_P = 3$. U slučaju kada $P_m = 1$ analitički rezultati dobijeni su kombinovanjem (5.17) i (5.35), dok su u slučaju kada postoji samo ograničenje interferencije dobijeni primenom (5.17) i (5.36). U skladu sa očekivanjima, verovatnoća greške opada sa porastom broja prijemnih antena, maksimalne snage P_m i dozvoljenog nivoa interferencije Q_p .



Slika 5.3 – Verovatnoća greške po bitu za sekundarni sistem sa primenjenom MRC i različitim n_R , 4-QAM modulacija, Nakagami- m feding $m_S = m_P = 3$.

5.2.3 Verovatnoća greške po bitu na sekundarnom linku sa primenom TAS i TAS/MRC

Kada je na sekundarnom linku kognitivnog radio-sistema primenjen predajni TAS diverziti sa ili bez prijemnog MRC diverzitija, određivanje izraza za prosečnu verovatnoću greške svodi se na

$$P_b = A \cdot \int_0^{+\infty} \operatorname{erfc}(\sqrt{D\gamma}) f_\gamma(\gamma) d\gamma = A \cdot I_{TAS/MRC}(D), \quad (5.38)$$

a zamenom izraza za PDF SNR-a na izlazu prijemnika (3.63) u prethodnu jednačinu dobija se

$$I_{TAS/MRC}(D) = \int_0^{+\infty} n_T n_R d \frac{\gamma^{n_T n_R - 1}}{(\gamma + d)^{n_T n_R + 1}} \operatorname{erfc}(\sqrt{D\gamma}) d\gamma. \quad (5.39)$$

Primenom parcijalne integracije [114, jedn. (2.02-5)] i izraza za prvi izvod $\operatorname{erfc}(\cdot)$ funkcije, integral $I_{TAS/MRC}(D)$ se svodi na

$$I_{TAS/MRC}(D) = \sqrt{\frac{D}{\pi}} \int_0^{+\infty} \left(\frac{\gamma}{\gamma + d} \right)^{n_T n_R} \frac{e^{-D\gamma}}{\sqrt{\gamma}} d\gamma, \quad (5.40)$$

pa se primenom identiteta [114, jedn.(3.383-5)], integral se može napisati u obliku

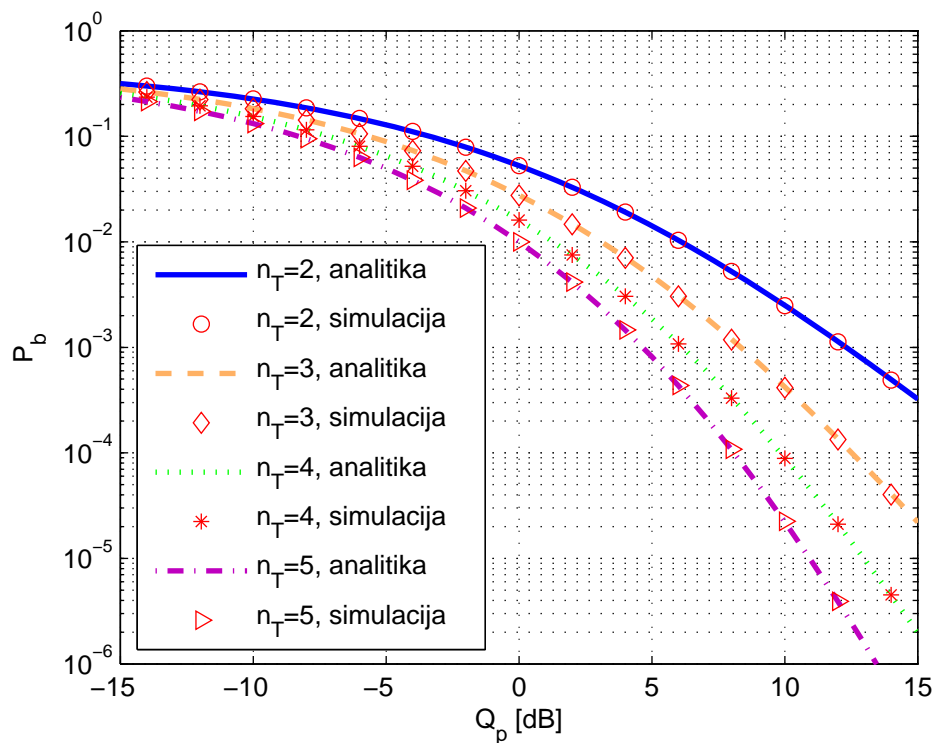
$$I_{TAS/MRC}(D) = \sqrt{\frac{Dd}{\pi}} \Gamma\left(n_T n_R + \frac{1}{2}\right) \Psi\left(n_T n_R + \frac{1}{2}, \frac{3}{2}, Dd\right), \quad (5.41)$$

gde je $\Psi(\cdot, \cdot, \cdot)$ konfluentna hipergeometrijska funkcija [114, jedn.(9.211-4)].

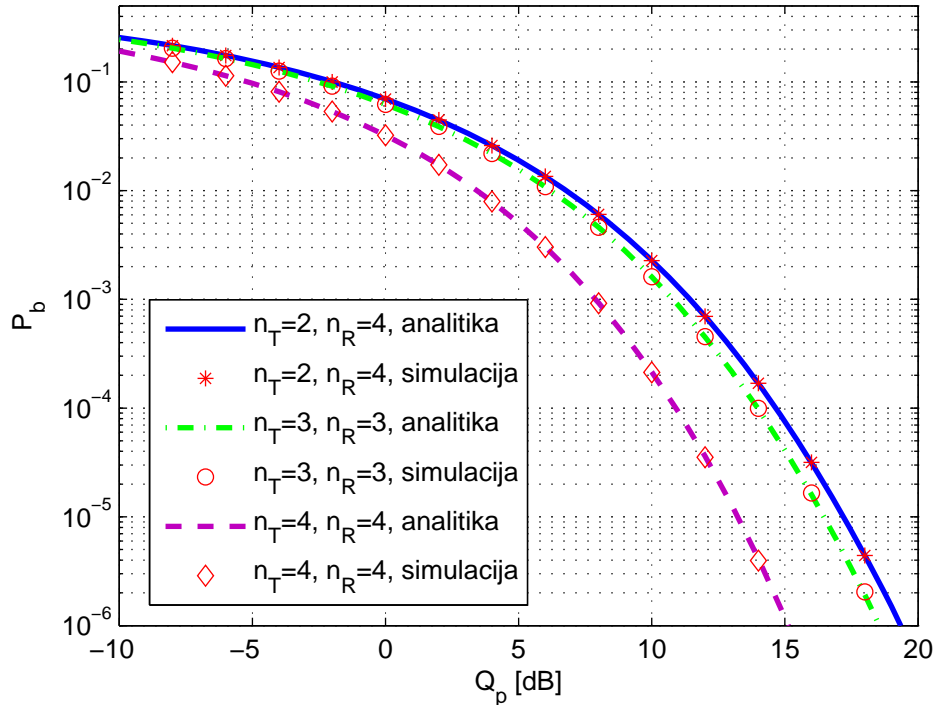
Izvedeni izraz važi za slučaj Rejljevog fedinga, kada maksimalna snaga sekundarnog predajnika nije ograničena. Slična analiza izvršena je u [126], za višekorisnički sistem u kojem sekundarni predajnici i prijemnici imaju jednak broj antena. U slučaju kada u okruženju deluje Nakagami- m feding ili postoji uslov ograničenja maksimalne emisije snage, zbog kompleksnosti podintegralne funkcije u (5.38) rešenje integrala $I_{TAS/MRC}(D)$ nije poznato u zatvorenom obliku. Ipak, kako se podintegralna funkcija može predstaviti u zatvorenom obliku prosečna vrednost verovatnoće greške može se odrediti korišćenjem metoda numeričke integracije.

Na Slici 5.4 prikazana je zavisnost verovatnoće greške pri prenosu signala na sekundarnom linku sa primenom predajnog TAS diverzitija sa raznim brojem predajnih antena ($n_T=2, 3, 4, 5$) i BPSK modulacionog postupka. Rezultati dobijeni primenom analitičkih izraza (5.38) i (5.41) potvrđeni su nezavisnim simulacionim postupkom. Sa Slike 5.4 se može uočiti da se verovatnoća greške po bitu smanjuje sa porastom broja predajnih antena i dozvoljene vrednosti praga interferencije Q_p .

Na Slici 5.5 prikazana je zavisnost verovatnoće greške pri prenosu signala na sekundarnom linku sa primenom TAS/MRC diverzitija sa raznim dimenzijama sistema. Primenjen je 16-QAM modulacioni postupak. U skladu sa izrazom (5.41), verovatnoća greške po bitu opada sa porastom proizvoda $n_T n_R$, pa je za isti ukupan broj antena $n_T + n_R$ u slučaju kada je $n_T=2$ i $n_R=4$ veća nego kada je $n_T=n_R=3$. Za isti broj prijemnih antena, vrednost verovatnoće greške opada sa porastom n_T i manja je u slučaju $n_T=4$ i $n_R=4$ u odnosu na $n_T=2$ i $n_R=4$.

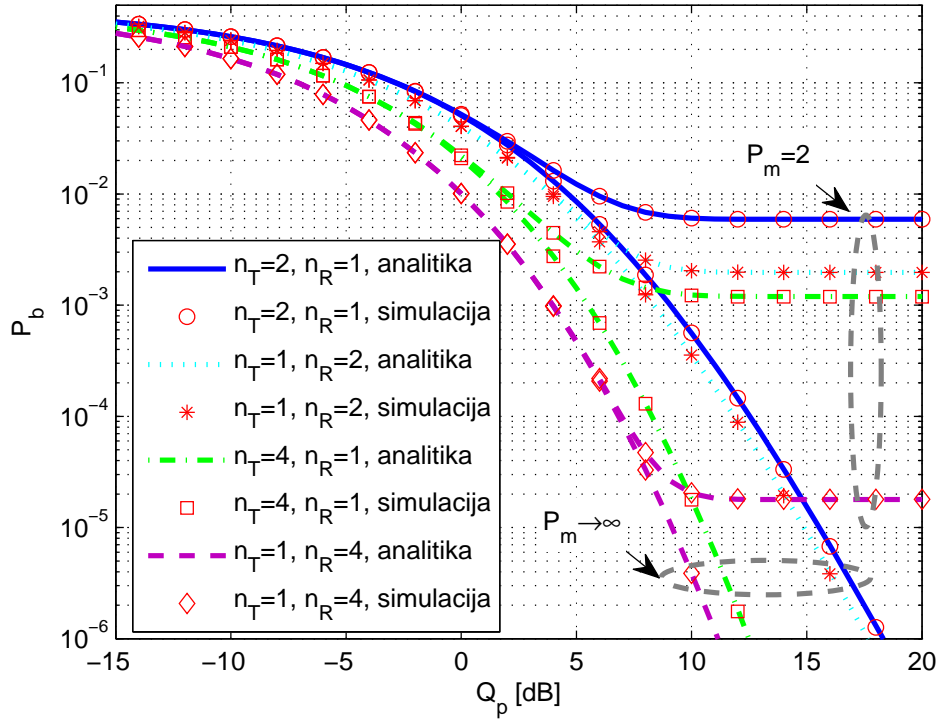


Slika 5.4 – Verovatnoća greške na sekundarnom linku sa primenom TAS, $n_T=2, 3, 4, 5$, $n_R=1$, BPSK modulacija, Rejljev feding.



Slika 5.5 – Verovatnoća greške na sekundarnom linku sa primenom TAS/MRC raznih dimenzija sistema, 16-QAM modulacija, Rejljev feding.

Na Slici 5.6 prikazana je zavisnost verovatnoće greške pri prenosu signala na sekundarnom linku sa primenom TAS, odnosno MRC diverzitija sa istim brojem antena, za okruženje sa Nakagami- m fedingom sa $m_S=m_P=2$. Primenjen je BPSK modulacioni postupak. Kada je primenjen MRC diverziti vrednost verovatnoće greške dobijena je primenom izraza (5.35) za $P_m=2$, odnosno izraza (5.36) za $P_m \rightarrow \infty$. U slučaju kada je na sekundarnom linku primenjena TAS tehnika teorijske vrednosti dobijene su primenom postupka numeričke integracije. Kada je primenjen MRC sa $n_R=4$ antene, verovatnoća greške je manja u odnosu na slučaj kada je primenjena TAS sa istim brojem antena $n_T=4$ (isto važi i kada je MRC sa $n_R=2$ antene i TAS sa $n_T=2$ antene).



Slika 5.6 – Poređenje verovatnoće greške po bitu za sisteme sa primenom TAS i MRC diverzitija za razne brojeve antena, Nakagami- m fading, $m_S=m_P=2$.

5.2.4 Verovatnoća greške po bitu na sekundarnom linku sa primenom OSTBC

Kada je na sekundarnom linku primenjen OSTBC, izraz za verovatnoću greške može se odrediti zamenom izraza za PDF na izlazu sekundarnog prijemnika (3.71) u izraz (5.11) nakon čega se dobija

$$P_b = A \cdot \int_0^{+\infty} \operatorname{erfc}(\sqrt{D\gamma}) f_\gamma(\gamma) d\gamma = A \cdot I_{ST}(D), \quad (5.42)$$

gde se integral $I_{ST}(D)$ nakon zamene redosleda integracije može predstaviti u obliku

$$I_{ST}(D) = \frac{K_{ST}}{b_{ST}^s P_m^s} \int_0^{\frac{Q_p}{P_m}} v^{p-1} e^{-\frac{v^{n_T}}{\lambda_p}} dv \int_0^{+\infty} \operatorname{erfc}(\sqrt{D\gamma}) \gamma^{s-1} e^{-\frac{\gamma}{\lambda_S b_{ST} P_m}} d\gamma + \frac{K_{ST}}{b_{ST}^s Q_p^s} \int_0^{\frac{Q_p}{P_m}} v^{s+p-1} e^{-\frac{v^{n_T}}{\lambda_p}} dv \int_0^{+\infty} \operatorname{erfc}(\sqrt{D\gamma}) \gamma^{s-1} e^{-\frac{\gamma}{\lambda_S b_{ST} Q_p}} d\gamma. \quad (5.43)$$

Primenom pristupa opisanog u Dodatku 5-A dobija se konačan izraz

$$I_{ST}(D) = 1 - \left[1 - e^{-c_{ST}} \sum_{k=0}^{p-1} \frac{c_{ST}^k}{k!} \right] \times \sum_{k=0}^{s-1} \binom{2k}{k} \frac{\sqrt{D}}{2^{2k}} \frac{\sqrt{P_m \lambda_s b_{ST}}}{(1 + P_m \lambda_s b_{ST} \times D)^{k+0.5}} \quad (5.44)$$

$$- \sum_{k=0}^{s-1} \binom{2k}{k} \frac{e^{+d_{ST}D}}{2^{2k}} \sum_{l=0}^{p+k-1} \binom{p+k-1}{l} \frac{(-1)^l (d_{ST}D)^{l+\frac{1}{2}}}{(p-1)!} \times \Gamma\left(p-l-\frac{1}{2}, d_{ST}D + c_{ST}\right).$$

U graničnom slučaju kada dominira uslov ograničenja maksimalne snage interferencije ($P_m \rightarrow \infty$), koeficijent $c_{ST} \rightarrow 0$, pa se rešenje integrala može napisati u obliku

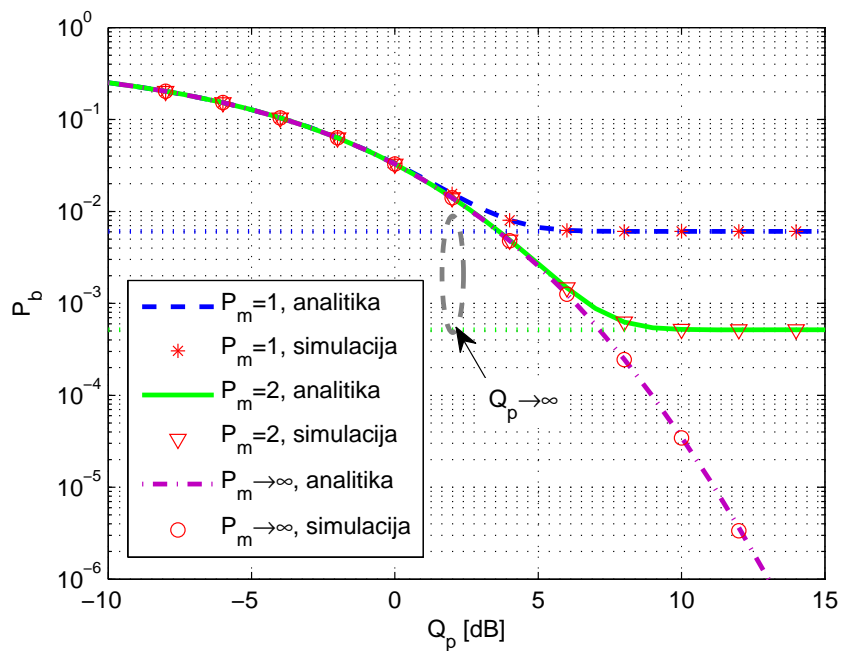
$$I_{ST}(D) = 1 - \frac{e^{+d_{ST}D}}{(p-1)!} \sum_{k=0}^{s-1} \binom{2k}{k} \quad (5.45)$$

$$\times \sum_{l=1}^{p+k-1} \binom{p+k-1}{l} \frac{(d_{ST}D)^{l+0.5} (-1)^l}{2^{2k}} \Gamma\left(p-l-\frac{1}{2}, d_{ST}D\right).$$

U graničnom slučaju kada je dominantan uslov ograničenja maksimalne snage sekundarnog predajnika ($P_m \ll Q_p$), rešenje integrala $I_{ST}(D)$ se svodi na

$$I_{ST}(D) = 1 - \sum_{k=0}^{s-1} \binom{2k}{k} \frac{\sqrt{D}}{2^{2k}} \frac{\sqrt{P_m \lambda_s b_{ST}}}{(1 + P_m \lambda_s b_{ST} \times D)^{k+0.5}}. \quad (5.46)$$

Na Slici 5.7 prikazana je verovatnoća greške po bitu kada je na sekundarnom linku primenjen Alamutijev kod sa $n_R=2$ antene. Posmatra se okruženje sa Nakagami- m fadingom sa $m_S=m_P=2$, a prenos signala se obavlja korišćenjem BPSK modulacije. Analitički izrazi dobijeni su primenom (5.16) i (5.44) za slučaj konačnog P_m , odnosno primenom (5.16) i (5.45) za slučaj kada važi samo ograničenje maksimalne snage interferencije na mestu primarnog prijemnika.



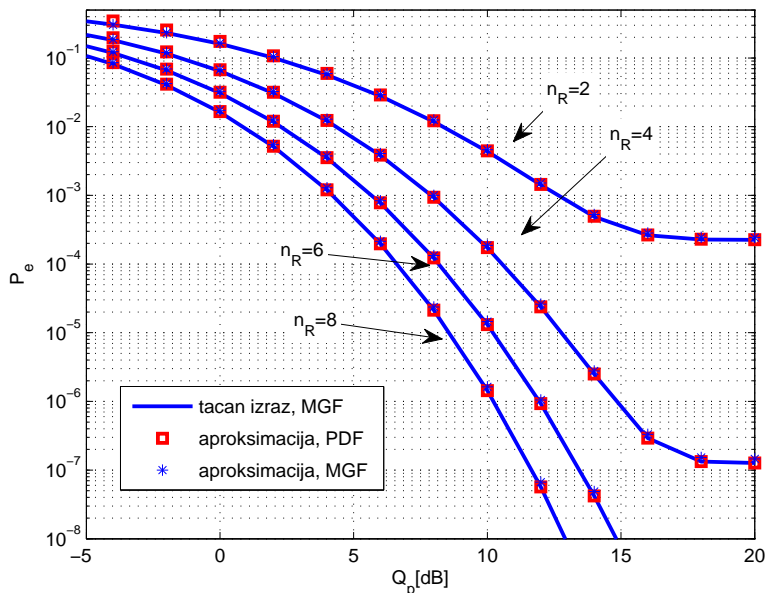
Slika 5.7 – Verovatnoća greške po bitu, na sekundarnom linku primenjen Alamutijev kod $n_T=n_R=2$, BPSK modulacija, Nakagami- m feding $m_S=m_P=2$.

5.2.5 Određivanje verovatnoće greške po simbolu u kognitivnom radio-sistemu sa kontrolisanim nivoom interferencije primenom MGF

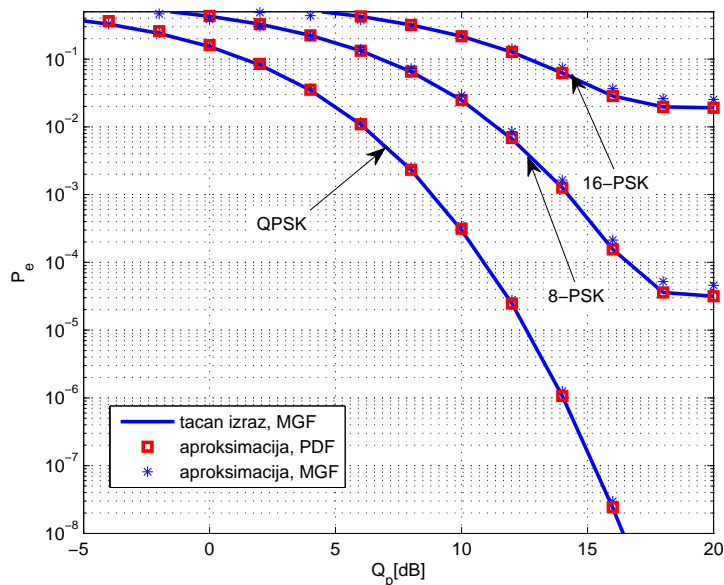
Iako je srednju verovatnoću greške po simbolu moguće odrediti primenom aproksimativnog izraza sa PDF, u nekim slučajevima je pogodnije koristiti pristup sa MGF. U ovom odeljku je prikazano poređenje numeričkih rezultata dobijenih korišćenjem ova dva pristupa. Numerički rezultati su dobijeni korišćenjem tačnog izraza sa primenom MGF određenog jednačinom (5.21), kao i aproksimativnog izraza (5.26). Rezultati su upoređeni sa vrednostima dobijenim primenom (5.3), statističkog usrednjavanja u skladu sa (5.15) i odgovarajućim izrazom za PDF.

Na Slici 5.8 prikazano je poređenje rezultata za slučaj kada je na sekundarnom linku primenjen prijemni MRC diverziteti sa različitim brojem antena, a prenos signala se obavlja primenom QPSK modulacije u okruženju sa Nakagami- m fedingom ($m_S=m_P=2$). U skladu sa očekivanjima, vrednosti verovatnoće greške opadaju sa porastom broja prijemnih antena. Na Slici 5.9 prikazano je poređenje rezultata za slučaj kada je na sekundarnom linku primenjen Alamutijev kod sa $n_T=n_R=2$. Razmatran je prenos signala korišćenjem M -PSK raznih dimenzija. Rezultati dobijeni primenom tačnog izraza sa

MGF, primenom aproksimativnog izraza sa PDF i aproksimacije sa MGF su u međusobnoj saglasnosti, iako postoji izvesna razlika u preciznosti aproksimacije u ova dva slučaja.



Slika 5.8 – Verovatnoća greške po simbolu za QPSK, Nakagami- m feding sa $m_S=m_P=2$, primenjen MRC diverziti sa $n_R=2, 4, 6, 8$ antena, $P_m=10$.



Slika 5.9 – Verovatnoća greške po simbolu za primenjene M -PSK raznih dimenzija, Nakagami- m feding sa $m_S=m_P=4$, primenjena Alamutijeva šema sa $n_T=n_R=2$, $P_m=10$.

Dodatak 5-A

Polazeći od izraza za integral $I(D)$ definisanim jednačinom (5.28) i korišćenjem rešenja integrala datog jednačinom (3.21), nakon zamene redosleda integracije u drugom sabirku dobija se

$$\begin{aligned}
 I(D) = & K(P_m b)^{-m_s} (m_p - 1)! \lambda_p^{m_p} \left[1 - e^{-c} \sum_{k=0}^{m_p-1} \frac{c^k}{k!} \right] \times \int_{\gamma=0}^{+\infty} \gamma^{m_s-1} e^{-\frac{\gamma}{bP_m \lambda_s}} \times \operatorname{erfc} \sqrt{D\gamma} d\gamma \\
 & + K(Q_p b)^{-m_s} \int_{w=\frac{Q_p}{P_m}}^{+\infty} w^{m_s+m_p-1} e^{-\frac{w}{\lambda_p}} dw \int_{\gamma=0}^{+\infty} \gamma^{m_s-1} e^{-\frac{w\gamma}{bQ_p \lambda_s}} \operatorname{erfc} \sqrt{D\gamma} d\gamma.
 \end{aligned} \tag{5A.1}$$

Ukoliko se integral $I(m, a, D)$ definiše na sledeći način

$$I(m, a, D) = \int_{\gamma=0}^{+\infty} \gamma^{m-1} e^{-a\gamma} \times \operatorname{erfc} \sqrt{D\gamma} d\gamma, \tag{5A.2}$$

jednačina (5A.1) može se napisati u obliku

$$\begin{aligned}
 I(D) = & K(P_m b)^{-m_s} (m_p - 1)! \lambda_p^{m_p} \left[1 - e^{-c} \sum_{k=0}^{m_p-1} \frac{c^k}{k!} \right] \times I\left(m_s, \frac{1}{bP_m \lambda_s}, D\right) \\
 & + K(Q_p b)^{-m_s} \int_{w=\frac{Q_p}{P_m}}^{+\infty} w^{m_s+m_p-1} e^{-\frac{w}{\lambda_p}} dw \times I\left(m_s, w \frac{1}{bQ_p \lambda_s}, D\right).
 \end{aligned} \tag{5A.3}$$

Rešenje integrala $I(m, a, D)$ može se predstaviti u polinomijalnom obliku [121, jedn. (5A.4a)]

$$I(m, a, D) = \frac{(m-1)!}{a^m} \left[1 - \sum_{k=0}^{m-1} \binom{2k}{k} \frac{(a/4D)^k}{(1+a/D)^{k+0.5}} \right]. \tag{5A.4}$$

Na osnovu prethodnog izraza, jednačina (5A.3) može se napisati u obliku

$$I(D) = \left[1 - e^{-c} \sum_{k=0}^{m_p-1} \frac{c^k}{k!} \right] \times \left[1 - \sum_{k=0}^{m_s-1} \binom{2k}{k} \frac{\sqrt{D}}{2^{2k}} \frac{\sqrt{bP_m \lambda_s}}{(1 + bP_m \lambda_s \times D)^{k+0.5}} \right] \\ + \int_{\frac{Q_p}{P_m}}^{+\infty} \frac{w^{m_p-1} e^{-\frac{w}{\lambda_p}}}{(m_p-1)! \lambda_p^{m_p}} dw \times \left[1 - \sum_{k=0}^{m_s-1} \binom{2k}{k} \frac{1}{(bQ_p \lambda_s \times 4D)^k} \frac{w^k}{\left(1 + \frac{w}{bQ_p \lambda_s \times D}\right)^{k+0.5}} \right]. \quad (5A.5)$$

Korišćenjem rešenja integrala (3.21) i zamenom redosleda sumiranja i integracije dobija se

$$I(D) = \left[1 - e^{-c} \sum_{k=0}^{m_p-1} \frac{c^k}{k!} \right] \times \left[1 - \sum_{k=0}^{m_s-1} \binom{2k}{k} \frac{\sqrt{D}}{2^{2k}} \frac{\sqrt{bP_m \lambda_s}}{(1 + P_m \lambda_s b \times D)^{k+0.5}} \right] + e^{-c} \sum_{k=0}^{m_p-1} \frac{c^k}{k!} \\ - \frac{1}{(m_p-1)! \lambda_p^{m_p}} \sum_{k=0}^{m_s-1} \binom{2k}{k} \frac{1}{(Q_p \lambda_s b \times 4D)^k} \times I_1(m_p, k), \quad (5A.6)$$

gde je integral I_1 definisan sa

$$I_1(m_p, k) = \int_{\frac{Q_p}{P_m}}^{+\infty} w^{m_p+k-1} \left(1 + \frac{w}{Q_p \lambda_s b \times D} \right)^{-k-0.5} e^{-\frac{w}{\lambda_p}} dw. \quad (5A.7)$$

Za slučaj kada je $m_s + m_p > 1$, uvođenjem smene promenljivih $t = 1 + w/(Q_p \lambda_s b \times D)$ i primenom [101, jedn. (3.1.1)] integral $I_1(m_p, k)$ postaje

$$I_1(m_p, k) = \frac{(Q_p \lambda_s b D)^{m_p+k}}{2^{2k}} e^{+dD} \sum_{l=0}^{m_p+k-1} \binom{m_p+k-1}{l} (-1)^l \int_{w=1+\frac{1}{P_m \lambda_s b_1 D}}^{+\infty} t^{m_p-l-1.5} e^{-tdD} dt. \quad (5A.8)$$

Primenom [101, jedn. (6.5.3)] i određenih matematičkih transformacija, rešenje integrala $I_1(m_p, k)$ može se predstaviti u zatvorenom obliku

$$I_1(m_p, k) = (Q_p \lambda_s b D)^k \lambda_p^{m_p} e^{+dD} \sum_{l=0}^{m_p+k-1} \binom{m_p+k-1}{l} (-1)^l (dD)^{l+0.5} \Gamma(m_p - l - 0.5, dD + c). \quad (5A.9)$$

Konačan izraz u zatvorenom obliku za integral $I(D)$ iznosi

$$I(D) = 1 - \left[1 - e^{-c} \sum_{k=0}^{m_p-1} \frac{c^k}{k!} \right] \times \sum_{k=0}^{m_s-1} \binom{2k}{k} \frac{\sqrt{D}}{2^{2k}} \frac{\sqrt{P_m \lambda_s b}}{(1 + P_m \lambda_s b \times D)^{k+0.5}} - \sum_{k=0}^{m_s-1} \binom{2k}{k} \frac{e^{+dD}}{(m_p-1)! 2^{2k}} \sum_{l=0}^{m_p+k-1} \binom{m_p+k-1}{l} (-1)^l (dD)^{l+0.5} \Gamma\left(m_p-l-\frac{1}{2}, dD+c\right). \quad (5A.10)$$

Za $m_s=m_p=1$ suma ispred integrala u (5A.8) svodi se na prvi član ($k=0$), dok je u podintegralnoj funkciji eksponent $m_p+k-1=0$, odnosno integral se svodi na

$$I_1 = \int_{w=\frac{Q_p}{P_m}}^{+\infty} \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{w}{Q_p \lambda_s b \times D}}} e^{-\frac{w}{\lambda_p}} dw. \quad (5A.11)$$

Uvođenjem smene $t=w-Q_p/P_m$ i korišćenjem identiteta [101, jedn. (7.4.8)] dobija se

$$I_1 = \int_{w=\frac{Q_p}{P_m}}^{+\infty} \frac{e^{-\frac{w}{\lambda_p}} \sqrt{Q_p \lambda_s b D}}{\sqrt{w + Q_p \lambda_s b D}} dw = \sqrt{Q_p \lambda_s \lambda_p b D \pi} \times e^{d \times D} \operatorname{erfc}(\sqrt{(c+d \times D)}), \quad (5A.12)$$

pa je konačan izraz za $I(D)$, za slučaj $m_s=m_p=1$ (Rejlijevo propagaciono okruženje)

$$I(D) = 1 - \frac{(1 - e^{-c}) \sqrt{P_m \lambda_s b D}}{(1 + P_m \lambda_s b \times D)^{0.5}} - \sqrt{\pi d D} \times e^{+dD} \operatorname{erfc}(\sqrt{c + d \times D}). \quad (5A.13)$$

6. Adaptacija snage pri zastareloj informaciji o stanju u kanalu na linku interferencije

U prethodnim poglavljima performanse sekundarnog linka kognitivnog radio-sistema analizirane su pod pretpostavkom da je sekundarnom predajniku poznata idealno procenjena CSI kanala između sekundarnog predajnika i primarnog prijemnika. U realnim okolnostima, usled vremenski promenljivog fedinga, ova informacija može biti zastarela, odnosno, dostupna sekundarnom predajniku sa određenim kašnjenjem. Kako se adaptacija predajne snage sekundarnog korisnika vrši na osnovu procene CSI, greška pri proceni može imati direktan uticaj na performanse sekundarnog i primarnog sistema.

U trećem poglavlju opisano je kako u skladu sa procenom CSI kanala ka primarnom korisniku, sekundarni predajnik adaptira emisionu snagu tako da je ona maksimalne moguće vrednosti, pri čemu je u svakom trenutku ispunjen uslov ograničenja vršne snage interferencije generisane na mestu primarnog prijemnika, odnosno

$$\beta \times P_{SU-Tx}(\beta) \leq Q_p. \quad (6.1)$$

U ovom poglavlju analizira se scenario po kojem je sekundarnom predajniku dostupna samo zastarela CSI kanala ka primarnom prijemniku. Tada će i sama emisiona snaga biti određena u skladu sa tom informacijom. Ukoliko se snaga adaptira u skladu sa pretpostavkom da je CSI savršena, zbog zastarelosti CSI, uslov ograničenja interferencije nije moguće ispuniti (što će biti pokazano u delu koji sledi). Drugim rečima, ne može se garantovati da će snaga interferencije na mestu primarnog prijemnika u svakom trenutku biti manja od definisanog praga. U ovakvim okolnostima

rad sistema je moguć jedino ukoliko se emisiona snaga sekundarnog predajnika i uslov ograničenja interferencije prilagode činjenici da je dostupna CSI zastarela.

U uslovima gde je sekundarnom predajniku jedino dostupna zastarela CSI, od interesa je razmatrati statistički uslov ograničenja interferencije. Primarni korisnik može da definiše blaži uslov ograničenja interferencije i dozvoli da snaga interferencije generisane na mestu primarnog prijemnika premašuje unapred definisani prag sa određenom (poželjno što manjom) verovatnoćom. Da bi ovako definisan uslov bio zadovoljen, sekundarni predajnik mora da primeni odgovarajuću modifikaciju u do sada primenjivanom načinu adaptacije emisione snage. U ovom poglavlju biće opisan način na koji se izvršava prilagođenje snage u zavisnosti od dozvoljene verovatnoće premašenja interferencije, statističkih karakteristika fadinga u okruženju, kao i vremena koje je proteklo od trenutka procene CSI na linku interferencije do trenutka kada se ona koristi za adaptaciju snage predajnika (zastarelost CSI). Kao i u prethodnim poglavljima, razmatran je scenario u kojem fading u okruženju podleže Nakagami- m zakonu raspodele. Analiza načina prilagođenja snage i kapaciteta sekundarnog linka izvršena je numeričkom analizom, odnosno odgovarajućim simulacionim postupkom koji je opisan u narednom odeljku.

6.1. Sekundarni link sa jednom predajnom antenom

U ovom odeljku analiziran je sekundarni link kod kojeg nije primenjen predajni diverziti, već je broj predajnih antena jednak $n_T=1$. Kao što će biti pokazano u ovom poglavlju, statistika interferencije generisane na ulazu primarnog prijemnika razlikuje se u slučajevima kada $n_T=1$ i $n_T \neq 1$, pa se razlikuju i načini adaptacije snage u ova dva slučaja. U sistemima sa ograničenjem vršnog nivoa interferencije, snaga sekundarnog predajnika adaptivno se prilagođava u skladu sa CSI na linku ka primarnom prijemniku. Iz tog razloga načini adaptacije snage sekundarnog predajnika su isti u slučaju kada je $n_T=n_R=1$ i kada je primenjen prijemni MRC diverziti ($n_T=1$). Broj prijernih antena u sistemu sa primenom MRC diverzitija utiče samo na pojačanje sekundarnog linka i nema uticaj na pojačanje snage na primarnom linku.

6.1.1 Analiza verovatnoće premašenja praga interferencije

Posmatra se sekundarni sistem sa jednom predajnom antenom u kojem je sekundarnom predajniku dostupna samo zastarela CSI, označena sa $\hat{\beta}$. Analizira se opšti slučaj kada važe oba ograničenja: maksimalne interferencije na mestu primarnog prijemnika Q_p i maksimalne snage sekundarnog predajnika P_m . Ukoliko se primeni način adaptacije kao u slučaju kada je CSI savršena, emisiona snaga sekundarnog predajnika je

$$P_{SU-Tx}(\hat{\beta}) = \begin{cases} Q_p / \hat{\beta}, & \hat{\beta} > Q_p / P_m, \\ P_m, & \hat{\beta} \leq Q_p / P_m. \end{cases} \quad (6.2)$$

U slučaju kada procena CSI ne odgovara stvarnom pojačanju, odnosno $\hat{\beta} \neq \beta$, a emisiona snaga sekundarnog predajnika je izvršena u skladu sa prethodnom jednačinom, od interesa je odrediti verovatnoću da uslov ograničenja interferencije ne bude zadovoljen. Neka je sa P_{out} definisana verovatnoća da je interferencija na mestu primarnog prijemnika veća od dozvoljene vrednosti praga interferencije

$$P_{out} = \Pr\{P(\hat{\beta}) \times \beta > Q_p\}, \quad (6.3)$$

gde je sa $\Pr\{\cdot\}$ označena verovatnoća slučajnog događaja.

Da bi se ispitao uticaj zastarele CSI, potrebno je detaljno poznavanje statistike fedinga u kanalu. Pretpostavlja se da je vremenski razmak između stvarne informacije o pojačanju kanala ka primarnom korisniku g i zastarele (procenjene) informacije \hat{g} jednak τ i da feding u kanalu podleže Nakagami- m zakonu raspodele. Združena PDF korelisanih Nakagami- m promenljivih g i \hat{g} data je izrazom [120, jedn. (39)]

$$p_{g,\hat{g}}(x,y) = \frac{4(xy)^{m_p}}{(1-\rho^2)\Gamma(m_p)\rho^{m_p-1}\lambda_p^{m_p+1}} I_{m_p-1} \left(\frac{2\rho xy}{(1-\rho^2)\lambda_p} \right) e^{-\frac{x^2+y^2}{(1-\rho^2)\lambda_p}}, \quad (6.4)$$

pri čemu je $I_{m-1}(\cdot)$ modifikovana Beselova funkcija prve vrste ($m-1$)-vog reda. Smatra se da su srednje snage slučajnih procesa g i \hat{g} međusobno jednake, odnosno

$E\{g^2\}/m_p = E\{\hat{g}^2\}/m_p = \lambda_p$, jer je reč o sukcesivnim odbircima istog slučajnog procesa pa su i odgovarajuće snage i parametri fedinga jednakih vrednosti. Kao što je već definisano u drugoj glavi, sa $\rho = J_0(2\pi f_m \tau)$ je označen korelacioni koeficijent komponentnih Gausovih slučajnih procesa, $J_0(\cdot)$ je Beselova funkcija prve vrste nultog reda, Doplerova brzina jednaka je $f_m = v/\lambda_c$, v je brzina kretanja prijemnika i λ_c označava talasnu dužinu nosioca. [97, str.31].

Neka su $\beta = g^2$ i $\hat{\beta} = \hat{g}^2$ tačna i zastarela vrednost pojačanja snage na linku ka primarnom prijemniku. Združena PDF ovih slučajnih promenljivih može se dobiti sledećom transformacijom

$$f_{\beta, \hat{\beta}}(x, y) = \frac{f_{g, \hat{g}}(\sqrt{x}, \sqrt{y})}{|J|} = \frac{f_{g, \hat{g}}(\sqrt{x}, \sqrt{y})}{4\sqrt{xy}}. \quad (6.5)$$

Nakon zamene vrednosti iz (6.4) konačan izraz se može napisati u obliku

$$f_{\beta, \hat{\beta}}(x, y) = A(xy)^{\frac{m_p-1}{2}} e^{-D(x+y)} I_{m_p-1}(G\sqrt{xy}), \quad (6.6)$$

pri čemu su koeficijenti A , D i G dati sledećim izrazima

$$A = \frac{1}{(1-\rho^2)\Gamma(m_p)\rho^{m_p-1}\lambda_p^{m_p+1}}, \quad D = \frac{1}{(1-\rho^2)\lambda_p}, \quad G = \frac{2\rho}{(1-\rho^2)\lambda_p}, \quad (6.7)$$

a u specijalnom slučaju Rejljevog fedinga za $m_p=1$, izraz za združenu PDF se svodi na

$$f_{\beta, \hat{\beta}}(x, y) = \frac{1}{(1-\rho^2)\lambda_p^2} e^{-\frac{x+y}{(1-\rho^2)\lambda_p}} I_0\left(\frac{2\rho\sqrt{xy}}{(1-\rho^2)\lambda_p}\right). \quad (6.8)$$

Statistički definisan uslov premašenja interferencije, može se napisati na sledeći način

$$P_{out} = \Pr\left\{\min\left(\frac{Q_p}{\beta}, P_m\right) \times \beta > Q_p\right\} = \Pr\left\{\beta > \hat{\beta} \wedge \beta > \frac{Q_p}{P_m}\right\}, \quad (6.9)$$

odnosno, korišćenjem izraza za združenu PDF prethodni uslov se može se napisati u integralnom obliku

$$P_{out} = \Pr \left\{ \beta > \hat{\beta} \wedge \beta > \frac{Q_p}{P_m} \right\} = \int_{Q_p/P_m}^{+\infty} \int_0^x f_{\beta, \hat{\beta}}(x, y) dy dx . \quad (6.10)$$

Zamenom izraza za združeni PDF slučajnih promenljivih β i $\hat{\beta}$ za slučaj Rejljevog fedinga dobija se

$$P_{out} = \frac{1}{(1-\rho^2)\lambda_p^2} \int_{x=Q_p/P_m}^{+\infty} e^{-\frac{x}{(1-\rho^2)\lambda_p}} \int_{y=0}^x e^{-\frac{y}{(1-\rho^2)\lambda_p}} I_0 \left(\frac{2\rho\sqrt{xy}}{(1-\rho^2)\lambda_p} \right) dy dx . \quad (6.11)$$

Izraz za verovatnoću premašenja interferencije definisan prethodnim integralom izveden je u zatvorenom obliku za slučaj kada je $\lambda_p=1$ u [66, jedn. (52)]. Sledeći opisani postupak može se dobiti i izraz za proizvoljno λ_p , pa je P_{out} u tom slučaju jednak

$$P_{out} = e^{-\frac{Q_p}{\lambda_p P_m}} - e^{-\frac{Q_p}{\lambda_p P_m}} Q_1 \left(\sqrt{\frac{2\rho^2}{(1-\rho^2)} \frac{Q_p}{\lambda_p P_m}}, \sqrt{\frac{2}{(1-\rho^2)} \frac{Q_p}{\lambda_p P_m}} \right) + \frac{1}{2} e^{-\frac{2}{(1-\rho^2)\lambda_p P_m} \frac{Q_p}{2}} I_0 \left(\frac{2\rho}{(1-\rho^2)} \frac{Q_p}{\lambda_p P_m} \right), \quad (6.12)$$

gde je $Q_1(\cdot)$ Markumova Q -funkcija prvog reda [133, jedn. (1)].

U skladu sa jednačinama (6.6) i (6.10), u slučaju kada feding na linku interferencije podleže Nakagami- m raspodeli, verovatnoća premašenja praga interferencije usled zastarele CSI jednaka je

$$P_{out} = A \int_{Q_p/P_m}^{+\infty} \int_0^x (xy)^{\frac{m_p-1}{2}} e^{-D(x+y)} I_{m_p-1}(G\sqrt{xy}) dy dx . \quad (6.13)$$

Iako rešenje prethodnog integrala nije poznato u zatvorenom obliku, vrednosti P_{out} mogu se dobiti primenom postupka numeričke integracije.

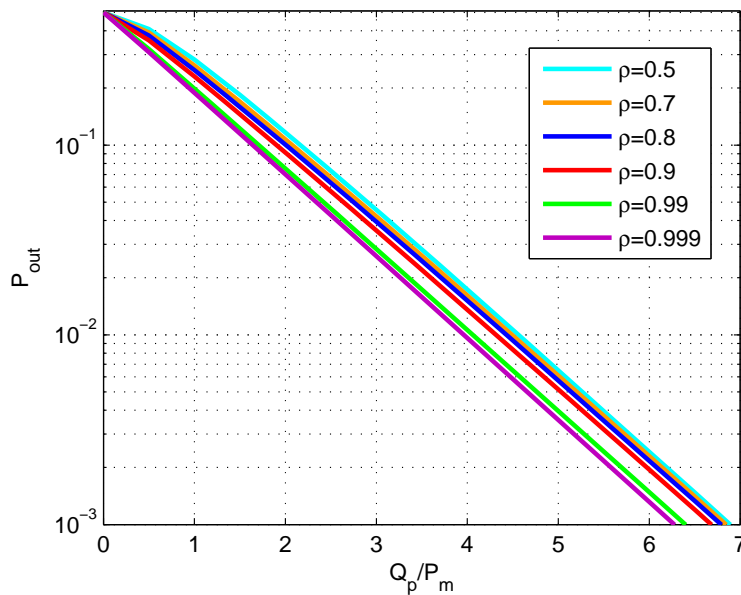
U slučaju kada maksimalna emisiona snaga sekundarnog predajnika nije ograničena ($P_m \rightarrow \infty$), a sekundarni predajnik ima dostupnu samo zastarelu CSI $\hat{\beta}$, verovatnoća da će snaga interferencije premašiti dozvoljeni prag jednaka je

$$P_{out} = \Pr \left\{ \frac{Q_p}{\hat{\beta}} \beta > Q_p \right\} = \Pr \left\{ \beta > \hat{\beta} \right\} = A \int_0^{+\infty} \int_0^x (xy)^{\frac{m_p-1}{2}} e^{-D(x+y)} I_{m_p-1}(G\sqrt{xy}) dy dx = \frac{1}{2} . \quad (6.14)$$

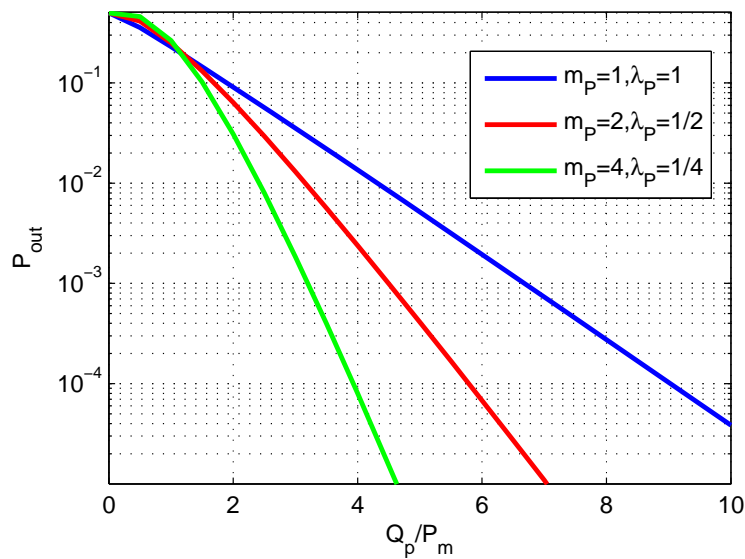
Na osnovu prethodne analize jasno je da će kao posledica zastarele CSI u kanalu ka primarnom prijemniku (za $P_m \rightarrow \infty$), verovatnoća da prag interferencije na mestu primarnog prijemnika bude premašen biti jednaka 1/2 (što dalje degradira performanse

primarnog prijemnika). S druge strane, u slučaju kada je maksimalna snaga sekundarnog predajnika ograničena, verovatnoća P_{out} zavisi od odnosa praga interferencije Q_p i maksimalne snage predajnika P_m , kao i statističkih karakteristika fedinga na primarnom linku: parametara m_p , λ_p i korelacionog koeficijenta ρ .

Na Slici 6.1 prikazana je zavisnost verovatnoće P_{out} od odnosa snaga Q_p/P_m , za okruženje sa Rejljevom fadingom ($m_p=1$, $\lambda_p=1$) i razne vrednosti korelacionog koeficijenta ρ . Kao što je već rečeno, u slučaju kada P_m nije ograničeno ($Q_p/P_m \rightarrow 0$) verovatnoća premašenja interferencije je uvek $P_{out}=1/2$ za sve vrednosti ρ . Vrednost P_{out} opada sa povećanjem odnosa Q_p/P_m . Manja vrednost P_m dodatno ograničava emisionu snagu sekundarnog predajnika, pa se za konstantne parametre fedinga smanjuje i verovatnoća premašenja praga. Takođe, P_{out} opada sa povećanjem korelacionog koeficijenta ρ .



Slika 6.1 – Verovatnoća premašenja interferencije u funkciji odnosa Q_p/P_m , razne vrednosti koeficijenta korelacije ρ , Rejljev feding.



Slika 6.2 – Verovatnoća premašenja interferencije u funkciji odnosa Q_p/P_m , razne vrednosti parametra Nakagami- m fedinga, koeficijent korelacije $\rho=0.9$.

Na Slici 6.2 prikazana je zavisnost verovatnoće premašenja interferencije P_{out} od odnosa snaga Q_p/P_m , za razne parametre Nakagami- m fedinga jediničnog pojačanja snage i vrednost korelacionog koeficijenta $\rho=0.9$. Verovatnoća P_{out} je najveća u okruženju sa Rejljevom fadingom i opada sa porastom parametra m_p .

6.1.2 Adaptacija emisije snage sekundarnog korisnika

Kao što je u prethodnom delu već napomenuto, premašenje praga interferencije nastalo usled zastarele CSI kanala ka primarnom prijemniku može se kontrolisati uvođenjem odgovarajuće modifikacije pri adaptaciji predajne snage sekundarnog korisnika. U tom slučaju, emisiona snaga sekundarnog predajnika se prilagođava modifikovanoj vrednosti praga interferencije $k_m Q_p$ (umesto vrednosti Q_p , kao u slučaju savršene CSI), gde je k_m faktor smanjenja snage ($k_m \leq 1$). Na taj način, snaga sekundarnog predajnika se ciljno smanjuje u odnosu na maksimalnu dozvoljenu vrednost određenu za slučaj kada je dostupna savršena CSI. Primenom ovakvog pristupa verovatnoća P_{out} se može proizvoljno smanjiti, na račun degradacije performansi sekundarnog sistema.

Dakle, predajna snaga sekundarnog korisnika jednaka je

$$P_{SU-Tx}(\rho, \hat{\beta}) = \min \left\{ k_m \frac{Q_p}{\hat{\beta}}, P_m \right\}, \quad (6.15)$$

pri čemu je faktor smanjenja snage k_m , određen tako da je za proizvoljno P_m i Q_p zadovoljen uslov da je verovatnoća premašenja interferencije jednaka P_{out} , odnosno

$$P_{out} = \Pr \left\{ P(\rho, \hat{\beta}) \beta \geq Q_p \right\}. \quad (6.16)$$

Faktor smanjenja snage $k_m = k_m(\rho, Q_p, P_m, P_{out})$ zavisi od korelacionog koeficijenta ρ , praga interferencije Q_p , maksimalne snage P_m i vrednosti P_{out} . Prethodno definisani uslov (6.16) može se napisati u obliku

$$P_{out} = \Pr \left\{ \min \left\{ k_m \frac{Q_p}{\hat{\beta}} \beta, P_m \beta \right\} \geq Q_p \right\} = \Pr \left\{ \hat{\beta} \leq k_m \beta \wedge \beta \geq \frac{Q_p}{P_m} \right\}. \quad (6.17)$$

Zamenom izraza za združenu PDF slučajnih promenljivih β i $\hat{\beta}$ dobija se izraz za verovatnoću premašenja praga interferencije u integralnom obliku

$$P_{out} = \int_{Q_p/P_m}^{+\infty} \int_0^{k_m x} f_{\beta, \hat{\beta}}(x, y) dy dx. \quad (6.18)$$

Za slučaj Nakagami- m fedinga rešenje prethodnog integrala nije poznato u zatvorenom obliku. U slučaju Rejljevog fedinga prethodna jednačina je rešena u [66, jedn. (28)], ali rešenje po k_m za zadato P_{out} nije dato u zatvorenom obliku, već se određuje postupkom numeričkog rešavanja navedene jednačine.

U specijalnom slučaju kada snaga sekundarnog predajnika nije ograničena ($P_m \rightarrow \infty$), prethodno definisani uslov premašenja interferencije (6.16) svodi se na

$$P_{out} = \Pr \left\{ \frac{k_m Q_p}{\hat{\beta}} \beta \geq Q_p \right\} = \Pr \left\{ \frac{\beta}{\hat{\beta}} \geq \frac{1}{k_m} \right\}. \quad (6.19)$$

Važno je naglasiti da za razliku od prethodno razmatranog slučaja, kada postoji ograničenje maksimalne snage sekundarnog predajnika P_m , faktor smanjenja snage k_m u ovom slučaju ne zavisi od praga interferencije Q_p , već samo od parametara fedinga i verovatnoće premašenja interferencije P_{out} .

Kako je združena PDF slučajnih promenljivih β i $\hat{\beta}$ poznata, raspodela njihovog količnika može se odrediti smenom slučajnih promenljivih na sličan način u jednačinama (3.16)-(3.17), nakon čega se dobija

$$f_{\beta/\hat{\beta}}(x) = \int_0^{\infty} y f_{\beta, \hat{\beta}}(xy, y) dy, \quad (6.20)$$

odnosno zamenom izraza za združenu PDF datu jednačinom (6.6) dobija se

$$f_{\beta/\hat{\beta}}(x) = Ax^{\frac{m_p-1}{2}} \int_0^{\infty} y \times y^{m_p-1} \exp(-D(x+1)y) I_{m_p-1}(G\sqrt{xy}) dy. \quad (6.21)$$

Primenom razvoja modifikovane Beselove funkcije u beskonačan red [101, jedn. (9.6.10)]

$$I_{m-1}(G\sqrt{xy}) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(G\sqrt{xy}/2)^{m-1+2k}}{k! \Gamma(m-1+k+1)} = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(G\sqrt{xy}/2)^{m-1+2k}}{k! \Gamma(m+k)}, \quad (6.22)$$

i nakon zamene redosleda sumiranja i integracije dobija se

$$f_{\beta/\hat{\beta}}(x) = Ax^{\frac{m_p-1}{2}} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(G\sqrt{x}/2)^{m_p-1+2k}}{k! \Gamma(m_p+k)} \underbrace{\int_0^{\infty} y^{2m_p-1+2k} \exp(-D(x+1)y) dy}_{I(x)}. \quad (6.23)$$

Integral $I(x)$ iz prethodne jednačine može se rešiti u zatvorenom obliku

$$I(x) = \int_0^{+\infty} y^{2m_p-1+2k} \exp(-D(x+1)y) dy = \frac{(2m_p-1+2k)!}{D^{2m_p+2k} (x+1)^{2m_p+2k}}, \quad (6.24)$$

pa je konačan izraz za PDF odnosa slučajnih promenljivih β i $\hat{\beta}$

$$f_{\beta/\hat{\beta}}(x) = \sum_{k=0}^{\infty} G_k \frac{x^{m_p-1+k}}{(x+1)^{2m_p+2k}}, \quad G_k = \frac{A(G/2)^{m_p-1+2k}}{D^{2m_p+2k}} \frac{(2m_p-1+2k)!}{k! \Gamma(m_p+k)}. \quad (6.25)$$

Verovatnoća P_{out} se sada može odrediti na sledeći način

$$P_{out} = \Pr \left\{ \frac{\beta}{\hat{\beta}} > \frac{1}{k_m} \right\} = \int_{1/k_m}^{\infty} \sum_{k=0}^{\infty} G_k \frac{x^{m_p-1+k}}{(x+1)^{2m_p+2k}} dx = \sum_{k=0}^{\infty} G_k \underbrace{\int_{1/k_m}^{\infty} \frac{x^{m_p-1+k}}{(x+1)^{2m_p+2k}} dx}_{L(x)}. \quad (6.26)$$

Integral $L(x)$ može se rešiti primenom smene $y=x+1$, identiteta [101, jedn. (3.1.1)] i [114, jedn. (2.1)], nakon čega se dobija konačan izraz za verovatnoću premašenja praga interferencije u formi beskonačnog reda

$$P_{out} = \sum_{k=0}^{\infty} \sum_{l=0}^{m_p-1+k} \frac{A(G/2)^{m_p-1+2k}}{D^{2m_p+2k}} \frac{(2m_p-1+2k)!}{k! \Gamma(m_p+k)} \binom{m_p-1+k}{l} \frac{(-1)^l}{(m_p+k+l)} \left(\frac{k_m}{k_m+1}\right)^{m_p+k+l}. \quad (6.27)$$

gde su A , D i G definisani u (6.7).

U Tabelama 6.1 i 6.2 prikazane su numeričke vrednosti verovatnoće premašenja interferencije P_{out} dobijene primenom jednačine (6.27). Numerički proračun izvršen je u programskom paketu *Mathematica* sa radnom preciznošću od 100 cifara. Rezultati su upoređeni sa vrednostima dobijenim primenom numeričke integracije u skladu sa jednačinom (6.19). U proračunu je korišćeno prvih 30 članova sume, čime je ostvarena preciznost od 5 značajnih cifara u dobijenim rezultatima.

U Tabeli 6.1 prikazane su vrednosti P_{out} za okruženje sa Nakagami- m fadingom ($m_p=2$) i različite vrednosti korelacionog koeficijenta ρ . U skladu sa očekivanim rezultatima, verovatnoća P_{out} raste sa porastom faktora k_m i smanjenjem koeficijenta ρ . U Tabeli 6.2 su prikazane vrednosti P_{out} za razne vrednosti parametra fedinga m_p i konstantnu vrednost korelacionog koeficijenta $\rho=0.8$, pri čemu verovatnoća premašenja interferencije P_{out} opada sa smanjenjem k_m i povećanjem m_p .

Tabela 6.1 – Vrednosti verovatnoće premašenja interferencije P_{out} za razne vrednosti faktora smanjenja snage k_m i koeficijente korelacije ρ ($m_P=2$, $\lambda_P=1$).

| k_m [dB] | $\rho=0.7$ | $\rho=0.8$ | $\rho=0.9$ |
|------------|------------------------|------------------------|------------------------|
| -20 | $78.488 \cdot 10^{-6}$ | $39.503 \cdot 10^{-6}$ | $11.13 \cdot 10^{-6}$ |
| -18 | $197.80 \cdot 10^{-6}$ | $100.14 \cdot 10^{-6}$ | $28.407 \cdot 10^{-6}$ |
| -16 | $499.35 \cdot 10^{-6}$ | $255.19 \cdot 10^{-6}$ | $73.185 \cdot 10^{-6}$ |
| -14 | $1.2636 \cdot 10^{-3}$ | $655.51 \cdot 10^{-6}$ | $191.34 \cdot 10^{-6}$ |
| -12 | $3.2074 \cdot 10^{-3}$ | $1.7041 \cdot 10^{-3}$ | $512.04 \cdot 10^{-6}$ |
| -10 | $8.1646 \cdot 10^{-3}$ | $4.5072 \cdot 10^{-3}$ | $1.4211 \cdot 10^{-3}$ |
| -8 | $20.780 \cdot 10^{-3}$ | $12.192 \cdot 10^{-3}$ | $4.1717 \cdot 10^{-3}$ |
| -6 | $52.290 \cdot 10^{-3}$ | $33.738 \cdot 10^{-3}$ | $13.297 \cdot 10^{-3}$ |

Tabela 6.2 – Vrednosti verovatnoće premašenja interferencije P_{out} za razne vrednosti faktora smanjenja snage k_m i parametra fedinga m_P ($\rho=0.8$).

| k_m [dB] | $m_P=3$ | $m_P=4$ | $m_P=5$ |
|------------|------------------------|------------------------|-------------------------|
| -20 | $476.94 \cdot 10^{-9}$ | $6.0449 \cdot 10^{-9}$ | $78.795 \cdot 10^{-12}$ |
| -18 | $1.923 \cdot 10^{-6}$ | $38.758 \cdot 10^{-9}$ | $803.34 \cdot 10^{-12}$ |
| -16 | $7.809 \cdot 10^{-6}$ | $250.75 \cdot 10^{-9}$ | $8.2794 \cdot 10^{-9}$ |
| -14 | $32.059 \cdot 10^{-6}$ | $1.6446 \cdot 10^{-6}$ | $86.735 \cdot 10^{-9}$ |
| -12 | $133.76 \cdot 10^{-6}$ | $11.005 \cdot 10^{-6}$ | $930.6 \cdot 10^{-9}$ |
| -10 | $570.85 \cdot 10^{-6}$ | $75.710 \cdot 10^{-6}$ | $10.314 \cdot 10^{-6}$ |
| -8 | $2.5057 \cdot 10^{-3}$ | $538.20 \cdot 10^{-6}$ | $118.65 \cdot 10^{-6}$ |
| -6 | $11.259 \cdot 10^{-3}$ | $3.9140 \cdot 10^{-3}$ | $1.3937 \cdot 10^{-3}$ |

Uticaj parametara fedinga i kašnjenja CSI ogleda se kroz korelacioni koeficijent koji u slučaju izotropne propagacije iznosi $\rho = J_0(2\pi f_D \tau)$. U Tabeli 6.3 date su minimalne vrednosti proizvoda maksimalnog Doplerovog pomeraja i kašnjenja $f_D \tau$, za odgovarajuće odabrane vrednosti korelacionog koeficijenta. Takođe, za razne vrednosti ρ i kašnjenja CSI ($\tau=0.5\text{ms}$, 1ms , 5ms , 10ms) prikazano je uporedno poređenje relativne brzine kretanja sekundarnog predajnika i primarnog prijemnika pri kojima se dobijaju posmatrane vrednosti koeficijenta ρ .

Tabela 6.3 – Vrednosti relativne brzine kretanja sekundarnog predajnika i primarnog prijemnika (u km/h) za razne vrednosti korelacionog koeficijenta ρ i kašnjenja τ ; centralna učestanost jednaka $f_c=2\text{GHz}$.

| ρ | $f_D \tau$ | $v[\text{km/h}]$ za $\tau=0.5\text{ms}$ | $v[\text{km/h}]$ za $\tau=1\text{ms}$ | $v[\text{km/h}]$ za $\tau=5\text{ms}$ | $v[\text{km/h}]$ za $\tau=10\text{ms}$ |
|--------------|-------------------|--|--|--|---|
| 0.1 | 0.353114499291166 | 381.36 | 190.68 | 38.14 | 19.07 |
| 0.2 | 0.324919525484378 | 350.91 | 175.46 | 35.09 | 17.55 |
| 0.3 | 0.297417896464621 | 321.21 | 160.61 | 32.12 | 16.06 |
| 0.4 | 0.270008201398250 | 291.61 | 145.80 | 29.16 | 14.58 |
| 0.5 | 0.242097595932847 | 261.47 | 130.73 | 26.15 | 13.07 |
| 0.6 | 0.212977785781761 | 230.02 | 115.01 | 23.00 | 11.50 |
| 0.7 | 0.181620194115101 | 196.15 | 98.07 | 19.61 | 9.81 |
| 0.8 | 0.146165699114987 | 157.86 | 78.93 | 15.79 | 7.89 |
| 0.9 | 0.101959570797128 | 110.11 | 55.06 | 11.01 | 5.51 |
| 0.95 | 0.071628524984303 | 77.36 | 38.68 | 7.74 | 3.87 |
| 0.99 | 0.031870907778967 | 34.42 | 17.21 | 3.44 | 1.72 |
| 0.999 | 0.010067101062048 | 10.87 | 5.44 | 1.09 | 0.54 |

6.1.3 Ergodični kapacitet sekundarnog linka

U ovom odeljku na osnovu prethodno dobijenih analitičkih izraza izvršena je analiza uticaja parametara sistema i statističkih karakteristika fedinga na vrednost faktora smanjenja snage k_m . Analiza je izvršena korišćenjem numeričkih proračuna i nezavisnog simulacionog postupka, za razne vrednosti dozvoljene verovatnoće premašenja praga interferencije P_{out} , praga interferencije Q_p , maksimalne snage sekundarnog predajnika P_m , kao i razne vrednosti parametara fedinga i kašnjenja CSI na linku interferencije. Dalje, na osnovu dobijenih vrednosti k_m vrednosti ergodičnog kapaciteta sekundarnog linka određene su primenom numeričkog proračuna i simulacione analize.

Za određenu vrednost verovatnoće premašenja interferencije P_{out} , praga interferencije Q_p i maksimalne snage sekundarnog predajnika P_m , maksimalna vrednost faktora smanjenja snage k_m čijom primenom se zadovoljavaju traženi uslovi, dobijena je postupkom numeričkog rešavanja jednačina (6.18)-(6.19) oblika $P_{out}=P_{out}(k_m)$ u programskom paketu *Mathematica*. Vrednosti dobijene primenom numeričke metode potvrđene su i nezavisnim simulacionim postupkom koji je opisan u delu koji sledi. Vreme kašnjenja CSI korišćeno u simulaciji jednako je $\tau=1\text{ms}$. Za odgovarajuću vrednost korelacionog koeficijenta, maksimalan Doplerov pomeraj koji je korišćen u simulaciji odbiraka pojačanja kanala određen je na osnovu Tabele 6.3.

Za date parametre sistema formiran je niz tačnih i zastarelih odbiraka pojačanja snage na linku ka primarnom korisniku, β i $\hat{\beta}$, pri čemu je vremenski pomeraj jednak kašnjenju CSI τ . Vrednost faktora smanjenja snage k_m inicijalno se postavlja na vrednost 1 (nema smanjenja snage). Za svaku vrednost k_m , emisiona snaga sekundarnog predajnika se određuje u skladu sa dostupnom (zastarelom) CSI, a zatim se vrednost interferencije određuje množenjem dobijene vrednosti emisione snage sa odbirkom stvarnog pojačanja β , odnosno

$$P_{PU,Int} = P_{SU-Tx}\beta = \beta \times \min \left\{ k_m \frac{Q_p}{\hat{\beta}}, P_m \right\}. \quad (6.28)$$

Zatim se dobijene vrednosti odbiraka snage interferencije P_{PU-Int} porede sa vrednošću praga Q_p i na osnovu toga se procenjuje verovatnoća premašenja praga interferencije $\Pr\{P_{PU,Int} > Q_p\}$. Ukoliko je procenjena verovatnoća premašenja interferencije za ispitivano k_m veća od dozvoljene vrednosti P_{out} i uslov nije ispunjen, faktor smanjenja snage k_m se smanjuje za korakom -0.01dB , i prethodno opisani postupak se ponavlja sve dok se ne pronade prva (maksimalna) vrednost k_m tako da verovatnoća premašenja interferencije zadovoljava uslov

$$\Pr\{P_{PU,Int} > Q_p\} \leq P_{out}. \quad (6.29)$$

Nakon što je određena vrednost faktora smanjenja emisione snage sekundarnog predajnika kojom se zadovoljava statistički uslov premašenja interferencije, kapacitet sekundarnog sistema se određuje statističkim usrednjavanjem na osnovu vrednosti SNR na izlazu sekundarnog prijemnika. Pretpostavlja se da je procena CSI od sekundarnog predajnika do prijemnika savršena, pa je kapacitet jednak

$$C = E_{\alpha, \hat{\beta}} \left\{ \log \left(1 + \alpha \cdot \min \left\{ k_m \frac{Q_p}{\hat{\beta}}, P_m \right\} \right) \right\}. \quad (6.30)$$

U slučaju kada ne postoji ograničenje snage sekundarnog predajnika ($P_m \rightarrow \infty$), interferencija na primarnom prijemniku je jednaka

$$P_{PU,Int} = P_{SU-Tx} \beta = \beta k_m \frac{Q_p}{\hat{\beta}}. \quad (6.31)$$

odnosno vrednost kapaciteta sekundarnog linka jednaka je

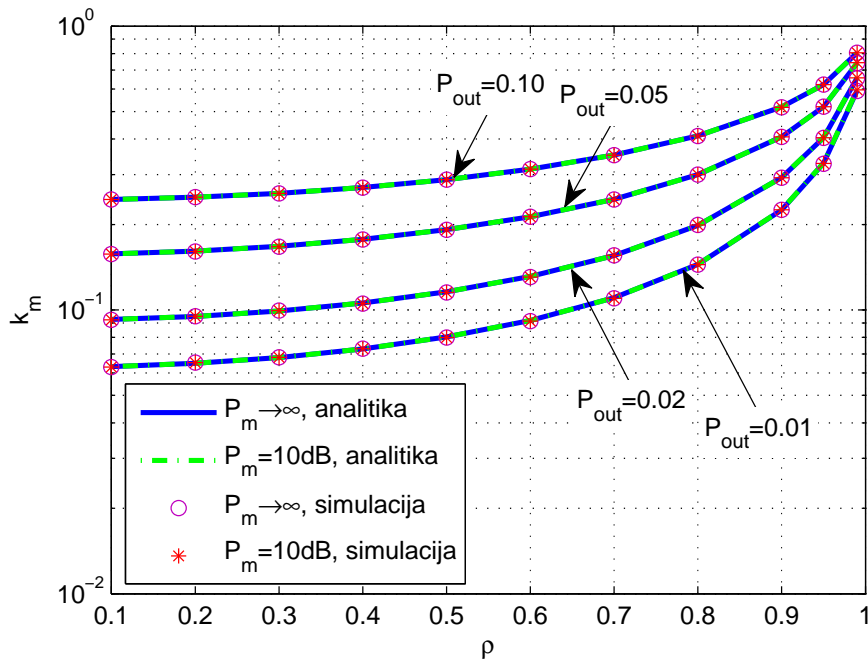
$$C = E_{\alpha, \hat{\beta}} \left\{ \log \left(1 + \alpha \cdot \frac{k_m Q_p}{\hat{\beta}} \right) \right\}. \quad (6.32)$$

Kako za slučajne promenljive g i \hat{g} važi $f_g(g) = f_{\hat{g}}(\hat{g})$, može se uspostaviti analogija između prethodne jednačine i izraza za kapacitet u slučaju kada je CSI savršena. Izraz za ergodični kapacitet sekundarnog linka u slučaju kada je primenjena adaptacija snage u cilju ispunjenja zahteva maksimalne dozvoljene vrednosti interferencije P_{out} može se dobiti iz (4.6) i (4.24) zamenom vrednosti praga interferencije Q_p novom vrednošću $k_m Q_p$ ($k_m Q_p < Q_p$). Dakle, u slučaju zastarele CSI

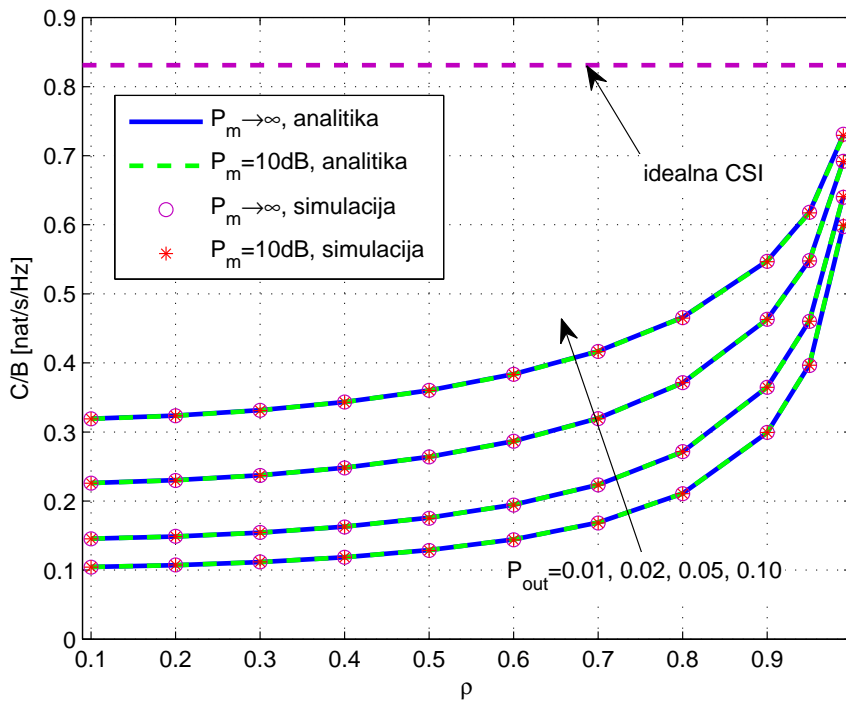
takođe važe izrazi u zatvorenom obliku izvedeni u četvrtom poglavlju, sa razlikom što se umesto praga interferencije Q_p koristi vrednost $k_m \times Q_p$, gde faktor smanjenja snage k_m zavisi od raznih parametara sistema (verovatnoće premašenja interferencije P_{out} , vršne snage interferencije Q_p , maksimalne snage sekundarnog predajnika P_m), kao i korelacionog koeficijenta ρ i parametara fedinga na linku interferencije.

Na Slici 6.3 prikazana je zavisnost faktora smanjenja snage k_m od korelacionog koeficijenta ρ , za razne vrednosti verovatnoće premašenja interferencije P_{out} , u okruženju sa Nakagami- m fedingom ($m_S=m_P=2$). Prikazani rezultati dobijeni su za vrednost praga interferencije $Q_p=0\text{dB}$. Analizirani su slučajevi kada je maksimalna vrednost predajnika $P_m=10\text{dB}$, kao i slučaj kada vrednost P_m nije ograničena ($P_m \rightarrow \infty$). Na osnovu dobijenih rezultata može se zaključiti da se vrednosti faktora k_m u navedenim slučajevima ne razlikuju u značajnoj meri, jer su vrednosti emisione snage dovoljno male, pa dodatno ograničenje P_m ne unosi veliku promenu. Dalje, u skladu sa očekivanjima vrednost faktora k_m raste sa povećanjem korelacionog koeficijenta ρ i verovatnoće P_{out} . Vrednost faktora k_m se sporo menja sa promenom ρ za vrlo male vrednosti ρ , dok je ta promena sve veća sa porastom vrednosti korelacionog koeficijenta, posebno u opsegu vrednosti $\rho \in (0.9, 1)$. Takođe, vrednosti faktora k_m konvergiraju ka $k_m=1$ za vrlo visoke vrednosti ρ .

Na Slici 6.4 prikazana je zavisnost ergodičnog kapaciteta od korelacionog koeficijenta ρ za razne vrednosti dozvoljene verovatnoće P_{out} i propagaciono okruženje sa Nakagami- m fedingom ($m_S=m_P=2$, $\lambda_S=\lambda_P=1$, $Q_p=0\text{dB}$, $P_m=10\text{dB}$). U skladu sa očekivanjima, vrednosti kapaciteta rastu sa povećanjem verovatnoće premašenja interferencije P_{out} i porastom ρ . Takođe, za konstantno P_{out} vrednosti kapaciteta su bliskih vrednosti za manje vrednosti ρ , dok naglo rastu sa porastom ρ za vrednosti $\rho > 0.9$. Teorijski, za vrednosti $\rho \rightarrow 1$, vrednosti kapaciteta teže vrednosti ergodičnog kapaciteta koja se dobija u slučaju kada je dostupna savršena CSI.



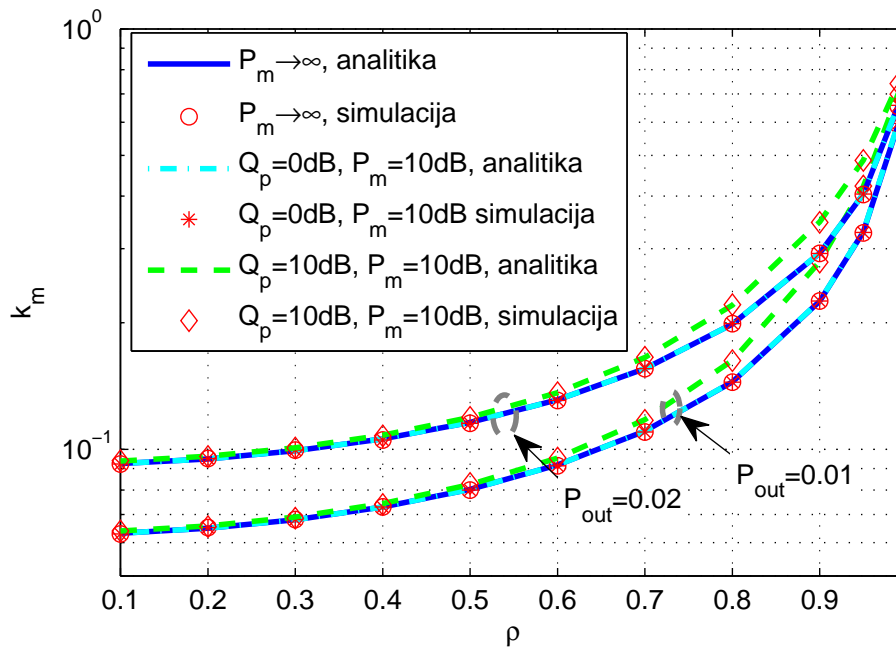
Slika 6.3 – Faktor smanjenja snage k_m u funkciji korelacionog koeficijenta ρ , razne vrednosti P_{out} , Nakagami- m feding ($m_p=2$, $\lambda_p=1$), $Q_p=0\text{dB}$.



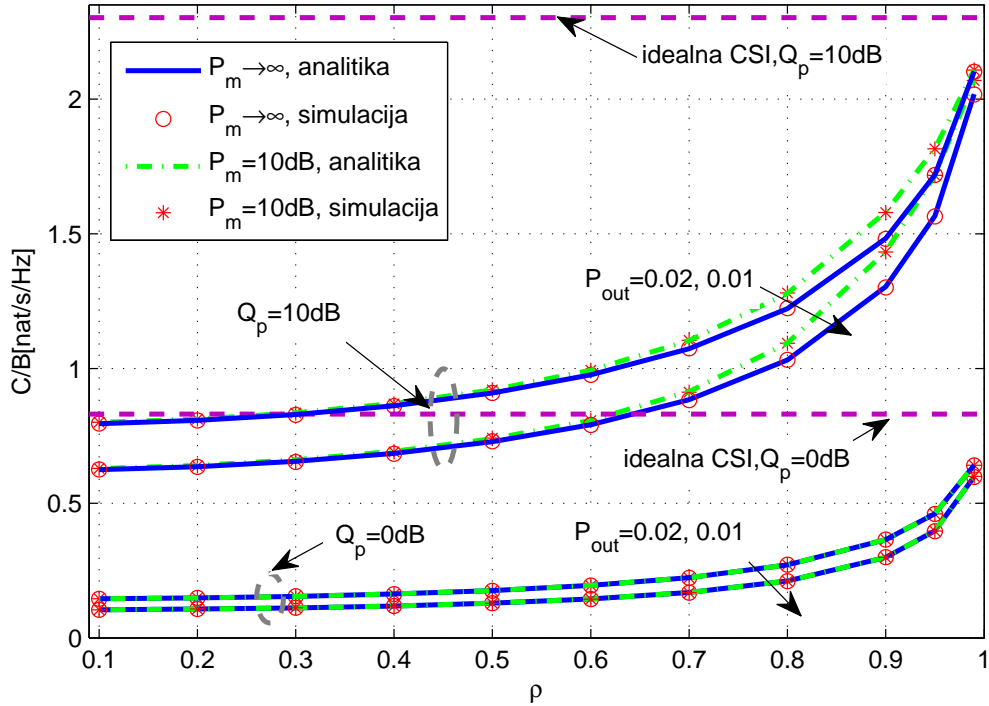
Slika 6.4 – Ergodični kapacitet u funkciji korelacionog koeficijenta ρ , razne vrednosti P_{out} , Nakagami- m feding ($m_S=m_P=2$, $Q_p=0\text{dB}$, $P_m=10\text{dB}$).

Na Slikama 6.5 i 6.6 prikazane su zavisnosti faktora smanjenja snage k_m i vrednosti ergodičnog kapaciteta od korelacionog koeficijenta ρ , za različite dozvoljene verovatnoće premašenja interferencije P_{out} i različite vrednosti Q_p ($Q_p=0\text{dB}$; 10dB). Na osnovu dobijenih rezultata može se zaključiti da je razlika između vrednosti faktora k_m u slučajevima kada je $P_m=10\text{dB}$ i $P_m\rightarrow\infty$, veća za veću vrednost praga interferencije Q_p . Takođe, može se uočiti da su ova odstupanja dominantnija za veće vrednosti korelacionog koeficijenta. U slučaju kada je vrednost praga interferencije Q_p veća, dozvoljene su i veće vrednosti emisione snage, pa ograničenje P_m ima dominantniji efekat.

Na Slici 6.6 je osim vrednosti kapaciteta za razne vrednosti koeficijenta ρ , radi poređenja prikazana i vrednost kapaciteta za slučaj kada je dostupna savršena CSI. U skladu sa očekivanjima vrednosti ergodičnog kapaciteta sekundarnog linka su veće u slučaju kada je prag interferencije Q_p veći. Takođe, vrednosti kapaciteta rastu sa porastom P_{out} . U skladu sa rezultatima dobijenim za faktor k_m , vrednosti kapaciteta za $P_m=10\text{dB}$ više odstupaju u odnosu na vrednosti dobijene za $P_m\rightarrow\infty$, za veću vrednost praga Q_p .

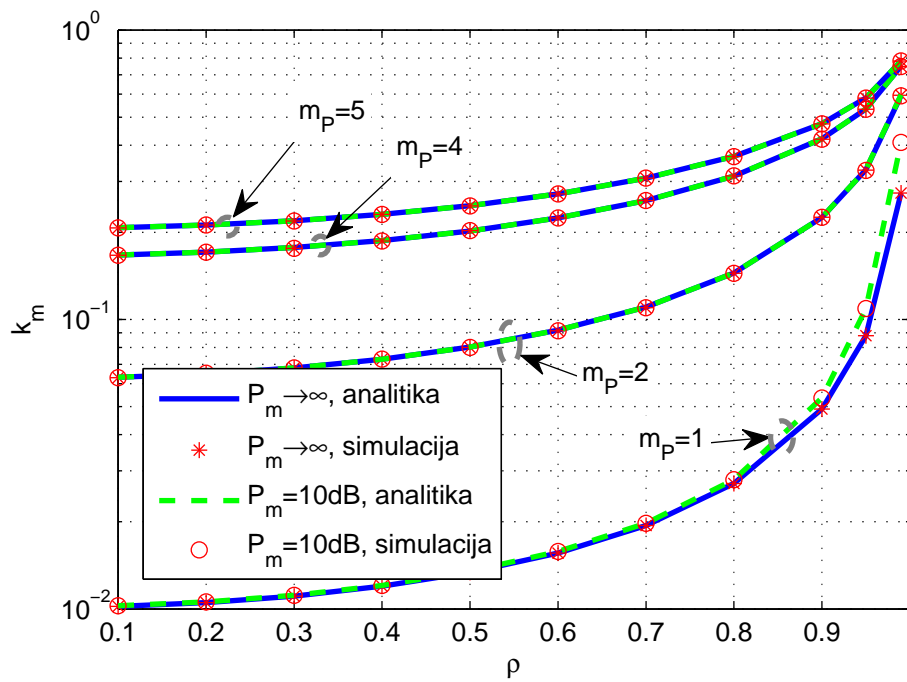


Slika 6.5 – Faktor smanjenja snage k_m u funkciji korelacionog koeficijenta ρ , za razne Q_p i P_m , Nakagami- m fading ($m_S=m_P=2$, $\lambda_S=\lambda_P=1$).

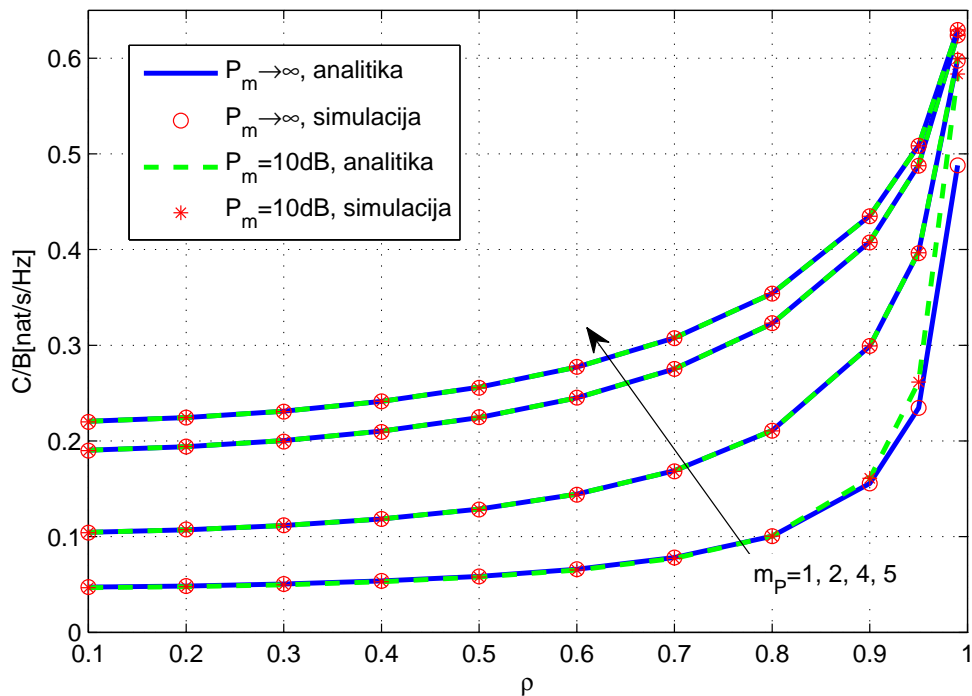


Slika 6.6 – Ergodični kapacitet u funkciji korelacionog koeficijenta ρ , za razne Q_p i P_m , Nakagami- m feding ($m_s = m_p = 2$).

Na Slikama 6.7 i 6.8 prikazane su zavisnosti faktora k_m i kapaciteta od koeficijenta ρ za razne vrednosti parametra fedinga m_p . Sa Slike 6.7 se može uočiti da vrednosti k_m rastu sa porastom m_p , što je u skladu sa činjenicom da za fiksne parametre fedinga (λ_p, ρ) vrednosti autokorelacione funkcije takođe rastu sa porastom parametra m_p (kao što je prikazano na Slici 2.3). Zbog toga će se odbirci pojačanja kanala sa međusobnim vremenskim razmakom τ manje razlikovati, pa će i verovatnoća premašenja interferencije generisane na mestu primarnog prijemnika biti manjih vrednosti. S druge strane, u četvrtom poglavlju je pokazano da je jedna od specifičnosti sistema sa kontrolisanim nivoom interferencije, da u okruženju sa Nakagami- m fedingom ergodični kapacitet sekundarnog linka opada sa porastom parametara $m_s = m_p$ (za $P_m \rightarrow \infty$). Znači da sa jedne strane postoji efekat smanjenja kapaciteta sa porastom vrednosti m_p , a sa druge strane porast faktora k_m (odnosno, dozvoljene emisije snage) za određenu verovatnoću P_{out} . Kako se sa Slike 6.8 jasno može uočiti da vrednosti ergodičnog kapaciteta sekundarnog linka značajno rastu sa porastom m_p , znači da je u posmatranom slučaju dominantan drugi efekat (porast faktora k_m).

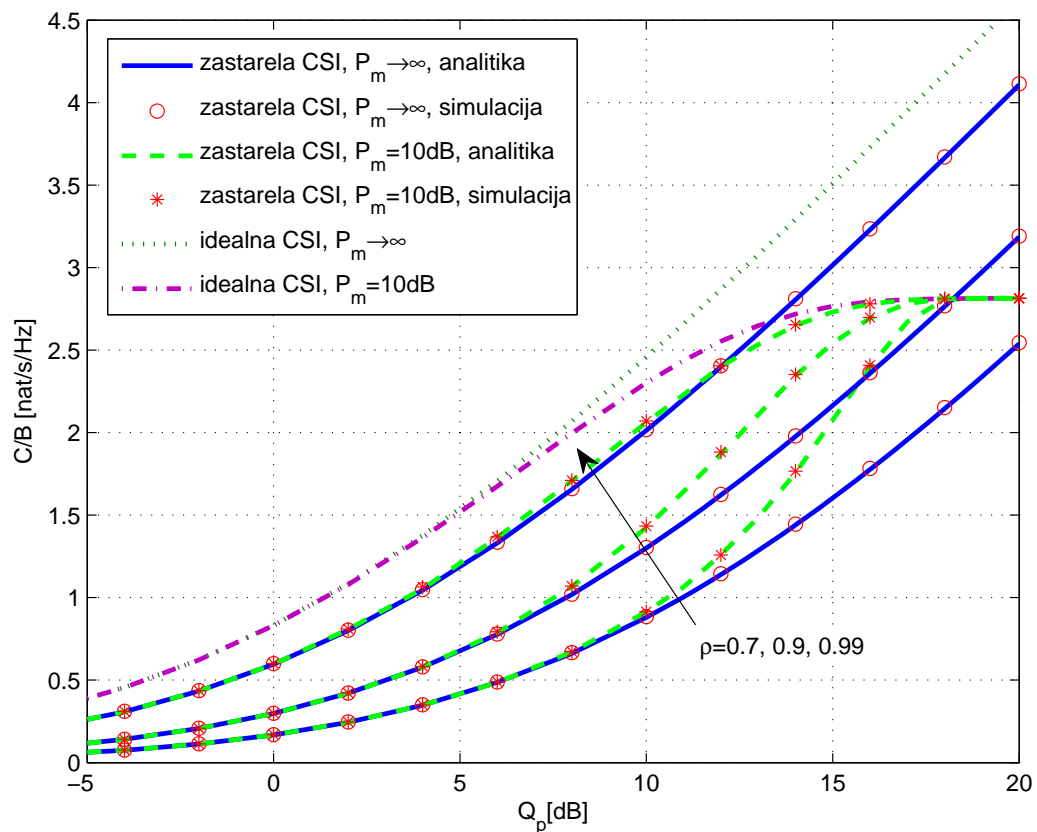


Slika 6.7 – Faktor pojačanja snage za razne parametre Nakagami- m fedinga m_p , ($\lambda_p=1$), $Q_p=0\text{dB}$, $P_{out}=0.01$.



Slika 6.8 – Ergodični kapacitet sekundarnog linka za razne vrednosti $m_s=m_p$ ($\lambda_s=\lambda_p=1$), $Q_p=0\text{dB}$, $P_{out}=0.01$.

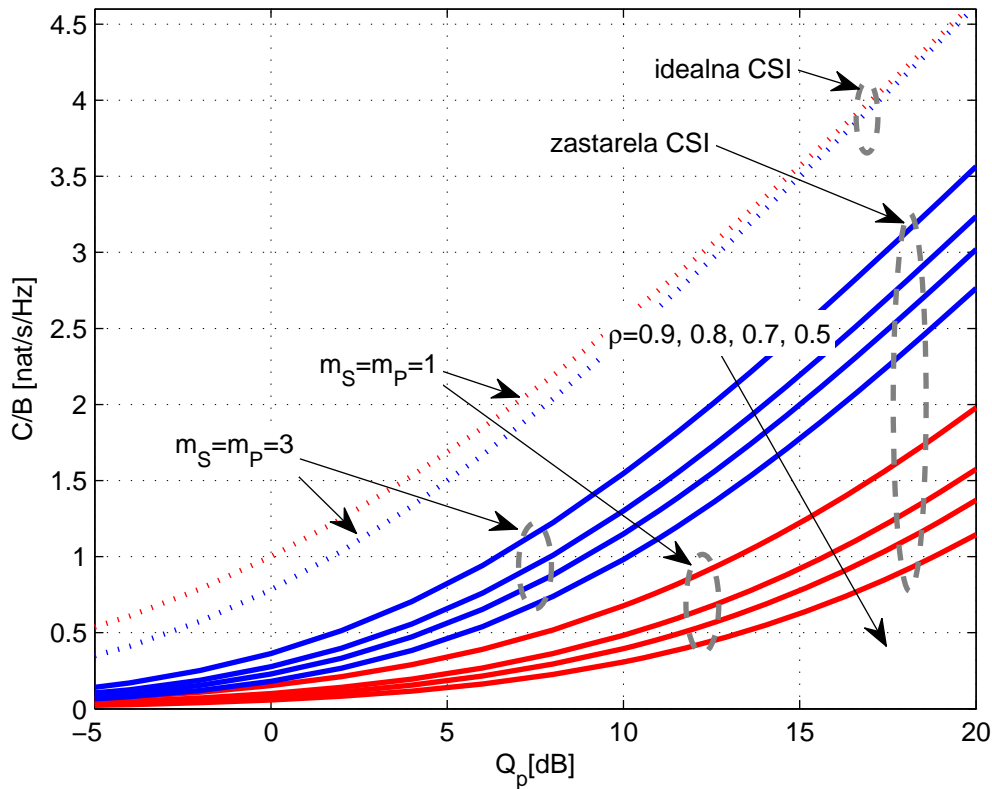
Na Slici 6.9 prikazana je zavisnost ergodičnog kapaciteta sekundarnog linka ($n_T=n_R=1$) od praga interferencije Q_p , za razne vrednosti korelacionog koeficijenta ρ . Vrednosti dobijene numeričkim postupkom upoređene su sa vrednostima dobijenim nezavisnom simulacionom analizom. Za slučaj kada $P_m \rightarrow \infty$ određena je jedinstvena vrednost $k_m=k_m(P_{out})$ validna za sve vrednosti Q_p . U slučaju kada $P_m=10\text{dB}$, faktor $k_m=k_m(Q_p, P_{out}, P_m)$ se razlikuje za razne vrednosti Q_p . Na osnovu dobijenih vrednosti faktora k_m , vrednosti kapaciteta su određene primenom jednačina (4.6) i (4.24), za slučajeve $P_m \rightarrow \infty$ i $P_m=10\text{dB}$, respektivno. Pri tome se u navedenim izrazima umesto Q_p koristi modifikovana vrednost praga $k_m Q_p$. Vrednosti dobijene korišćenjem opisanog postupka slažu se sa rezultatima simulacija sa visokom tačnošću.



Slika 6.9 – Ergodični kapacitet sekundarnog linka sa zastarelom procenom kanala ka primarnom korisniku, Nakagami- m fading ($m_S=m_P=2$), $P_{out}=0.01$, $P_m=10\text{dB}$.

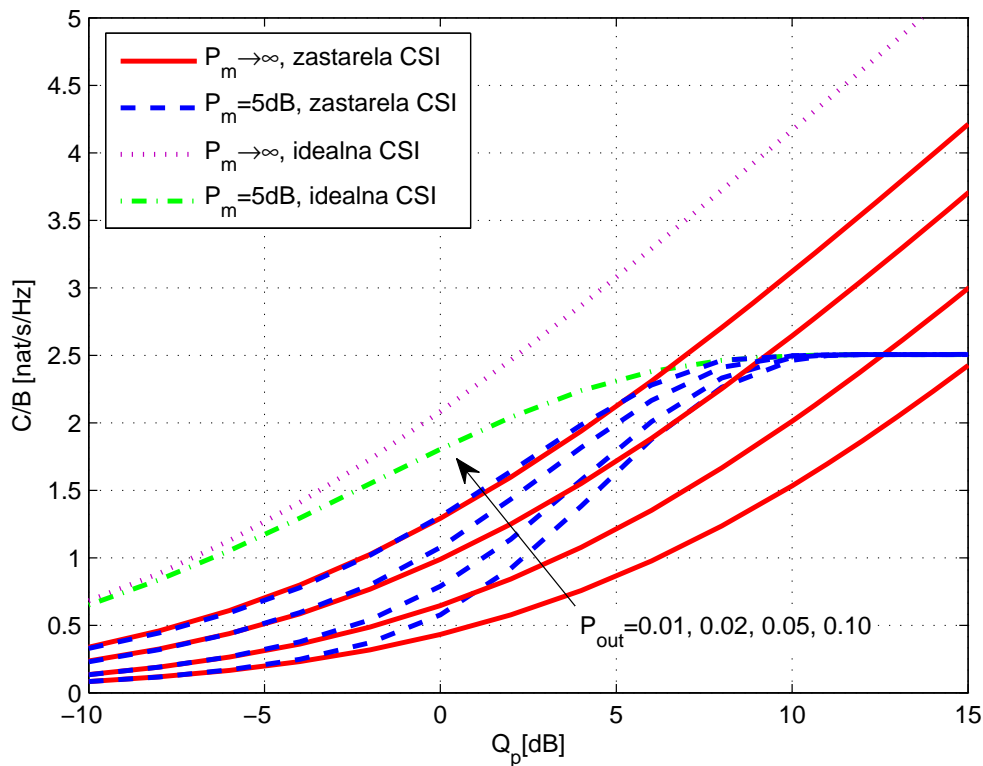
U skladu sa očekivanjima, ergodični kapacitet se smanjuje sa opadanjem korelacionog koeficijenta ρ i raste odstupanje u odnosu na slučaj kada je dostupna savršena CSI. U slučaju kada je maksimalna snaga sekundarnog predajnika ograničena, kapacitet opada sa smanjenjem ρ , u delu u kojem dominira uslov ograničenja snage interferencije. U delu gde je dominantan uslov ograničenja P_m , vrednosti kapaciteta su iste za sve vrednosti korelacionog koeficijenta, jer u tom regionu kapacitet zavisi samo od pojačanja sekundarnog linka. Vrednosti Q_p za koje uslov ograničenja P_m postaje dominantan rastu sa opadanjem ρ . Naime, za manje vrednosti ρ zastarelost CSI je veća, pa je faktor smanjenja snage manji, a time i emisiona snaga sekundarnog predajnika. Iz tog razloga i ograničenje P_m postaje dominantno na većim vrednostima praga interferencije.

Na Slici 6.9 se može uočiti i interesantan efekat da se primenom opisanog načina adaptacije snage, u opsegu vrednosti Q_p gde nije dominantan nijedan od uslova ograničenja, veće vrednosti kapaciteta postižu kada je P_m ograničeno. Pri tome su odstupanja veća za manje vrednosti korelacionog koeficijenta ρ (zastareliji CSI). Da bi bio garantovan uslov da interferencija na mestu primarnog prijemnika prelazi vrednost Q_p sa verovatnoćom manjom od P_{out} , emisiona snaga sekundarnog predajnika mora da bude manja u odnosu na slučaj kada je dostupna savršena CSI. Sa Slike 6.5 se može uočiti da su vrednosti faktora smanjenja snage za $P_m=10\text{dB}$ i slučaj kada P_m nije ograničeno veoma bliskim vrednostima za $P_{out}=0.01$ i $Q_p=0\text{dB}$, dok je u slučaju kada je $Q_p=10\text{dB}$ faktor k_m veći kada postoji ograničenje P_m . U ovom delu još uvek nije dominantno ograničenje P_m , pa je za veće k_m veća i ukupna emisiona snaga sekundarnog korisnika, a time i vrednost ergodičnog kapaciteta. Sa porastom Q_p , postaje dominantan efekat ograničenja maksimalne emisione snage i kapacitet sekundarnog linka za sve vrednosti ρ konvergira ka istoj vrednosti koja je određena vrednošću P_m i pojačanjem na sekundarnom linku.



Slika 6.10 – Poređenje ergodičnog kapaciteta sekundarnog linka u okruženju sa Rejljevom ($m_S=m_P=1$) i Nakagami- m fedingom ($m_S=m_P=3$), $P_{out}=0.01$, $P_m \rightarrow \infty$.

Poređenje ergodičnog kapaciteta u okruženju sa Rejljevom i Nakagami- m fedingom, prikazano je na Slici 6.10, za slučaj kada maksimalna emisiona snaga sekundarnog predajnika nije ograničena. U četvrtom poglavlju je zaključeno da u slučaju kada je dostupna savršena CSI, ergodični kapacitet sekundarnog linka (kada $P_m \rightarrow \infty$) kognitivnog radio-sistema sa kontrolisanim nivoom interferencije opada sa porastom parametra $m_S=m_P$ (za $\lambda_S=\lambda_P$). Međutim, kada je predajniku sekundarnog linka dostupna samo zastarela CSI, na performanse sistema utiče i autokorelacija fedinga na primarnom linku, koja raste sa porastom parametra m_P . Iz tog razloga, kao što je već prikazano na Slici 6.7, faktori k_m su većih vrednosti za veće m_P pri konstantnoj vrednosti koeficijenta ρ , pa su veće i vrednosti ergodičnog kapaciteta u celom posmatranom opsegu Q_p .



Slika 6.11 – Poređenje ergodičnog kapaciteta sekundarnog linka sa primenom MRC sa $n_R=4$, za razne vrednosti P_{out} , Rejljev feding, $\rho=0.9$.

Kao što je u prethodnom delu već napomenuto, kada je na sekundarnom linku primenjen prijemni MRC diverziti, faktor smanjenja snage k_m određuje se na isti način kao u slučaju sekundarnog linka sa $n_T=n_R=1$ (bez primene višeantenskih tehnika) jer statistika snage interferencije na mestu primarnog prijemnika zavisi od broja predajnih antena (i u ovom slučaju je $n_T=1$). Korišćenjem većeg broja prijemnih antena obezbeđuje se veće pojačanje snage na sekundarnom linku, čime se povećava i vrednost ergodičnog kapaciteta.

Na Slici 6.11 prikazana je zavisnost vrednosti ergodičnog kapaciteta od praga interferencije Q_p , kada je na sekundarnom linku primenjen MRC diverziti sa $n_R=4$ antena. Rezultati su prikazani za okruženje sa Rejljevim fedingom i $\rho=0.9$, pri čemu su razmatrane razne vrednosti verovatnoća premašenja interferencije P_{out} . U delu gde dominira uslov ograničenja snage interferencije, vrednosti kapaciteta su bliskih vrednosti za $P_m=5\text{dB}$ i $P_m\rightarrow\infty$. Vrednosti kapaciteta su jednake za sve vrednosti P_{out} , u delu gde je dominantan uslov ograničenja maksimalne emisione snage sekundarnog

predajnika P_m . U opsegu vrednosti Q_p gde ne dominira nijedan od ograničenja maksimalne emisione snage i interferencije, veće vrednosti kapaciteta se postižu kada postoji dodatni uslov ograničenja P_m . Pri tome je razlika između vrednosti kapaciteta za $P_m=5\text{dB}$ i $P_m\rightarrow\infty$ veća za manje vrednosti verovatnoće premašenja interferencije P_{out} . Vrednosti faktora k_m su veće kada je dozvoljena P_{out} veća, pa u tom slučaju uslov ograničenja P_m postaje dominantan na manjim vrednostima praga interferencije Q_p .

6.2 Sekundarni link sa primenom višeantenskih tehnika na predajnoj strani

Prethodno prikazana analiza uticaja zastarele CSI, u ovom odeljku biće proširena na slučajeve kada je na sekundarnom linku primenjena TAS/MRC ili OSTBC tehnika čija implementacija zahteva postavljanje n_T ($n_T \geq 2$) antena na predajnoj strani. U prvom delu biće analiziran način adaptacije snage i kapacitet sekundarnog linka na kojem je primenjena TAS/MRC tehnika, a zatim će analiza biti izvršena za slučaj kada je primenjena OSTBC tehnika. U oba slučaja, zastarelost CSI utiče na dozvoljenu vrednost emisione snage sekundarnog predajnika, dok u slučaju TAS/MRC utiče i tačnost izbora optimalne antene na sekundarnom predajniku.

6.2.1 Sekundarni link sa primenom TAS/MRC

U ovom odeljku analizira se scenario u kojem je sekundarnom predajniku dostupna zastarela CSI $\hat{\beta}_i$, $i=1, \dots, n_T$ (sa kašnjenjem jednakim τ) za sve kanale od n_T predajnih antena sekundarnog korisnika do antene primarnog prijemnika. Pretpostavlja se da je sekundarnom predajniku dostupna savršena CSI između svake od n_T predajnih antena i izlaza sekundarnog prijemnika α_i , $i=1, \dots, n_T$.

U ovom odeljku vrednosti faktora k_m i emisione snage sekundarnog predajnika određene su simulacionim postupkom. Generisani su nizovi odbiraka stvarnih i zastarelih CSI kanala ka primarnom korisniku β_i i $\hat{\beta}_i$, $i=1, \dots, n_T$. Takođe, generisani su i nizovi odbiraka pojačanja na sekundarnom linku α_i , $i=1, \dots, n_T$. Za svaki trenutak $t+\tau$,

u skladu sa dostupnom zastarelom CSI na linku ka primarnom korisniku (odgovara trenutku t) i savršenom procenom CSI na sekundarnom linku, vrši se izbor najbolje predajne antene \hat{i} (koja omogućuje maksimalan SNR na izlazu sekundarnog prijemnika)

$$\hat{i} = \arg \max_{i \in \{1, \dots, n_T\}} \left\{ \alpha_i \times \min \left\{ \frac{k_m Q_p}{\hat{\beta}_i}, P_m \right\} \right\}. \quad (6.33)$$

Faktor smanjenja snage k_m inicijalno se postavlja na vrednost $k_m=1$ (što odgovara slučaju kada nema smanjenja snage) i snaga interferencije na mestu primarnog prijemnika određuje se na osnovu vrednosti stvarne CSI β_i kanala od odabrane antene do antene primarnog prijemnika

$$P_{PU-Int} = \beta_i \times \min \left\{ \frac{k_m Q_p}{\hat{\beta}_i}, P_m \right\}. \quad (6.34)$$

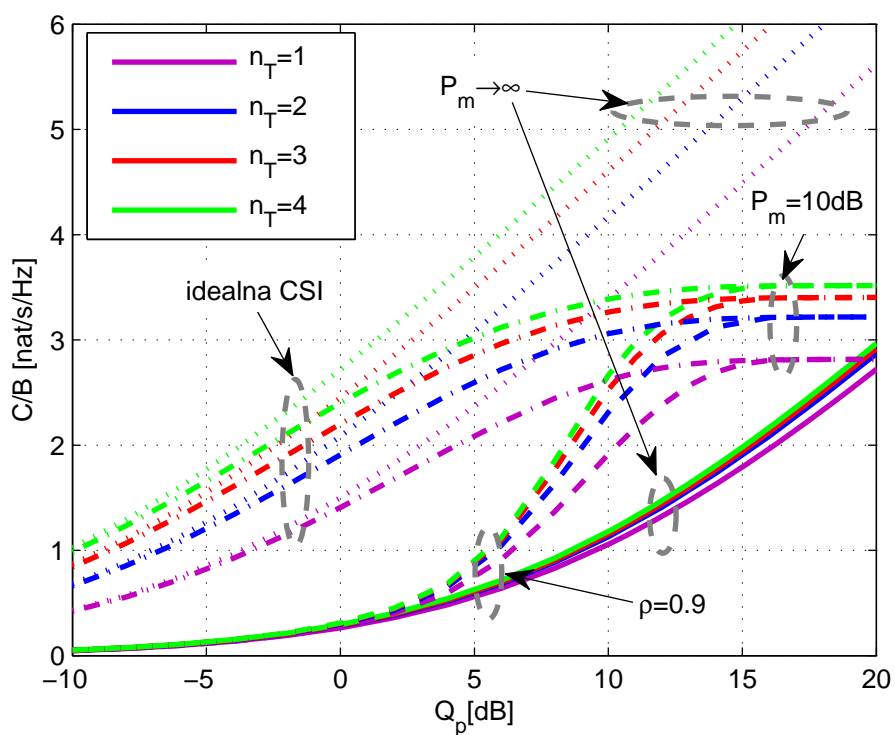
Ukoliko je procenjena verovatnoća $\Pr\{P_{PU-Int} > Q_p\}$ veća od zahtevane vrednosti P_{out} , faktor k_m se smanjuje sa korakom 0.1dB i prethodno opisani postupak se ponavlja sve dok nije ispunjen uslov verovatnoće premašenja interferencije.

Za određenu vrednost faktora k_m , ergodični kapacitet se procenjuje usrednjavanjem po uzastopnim realizacijama kanala u skladu sa jednačinom

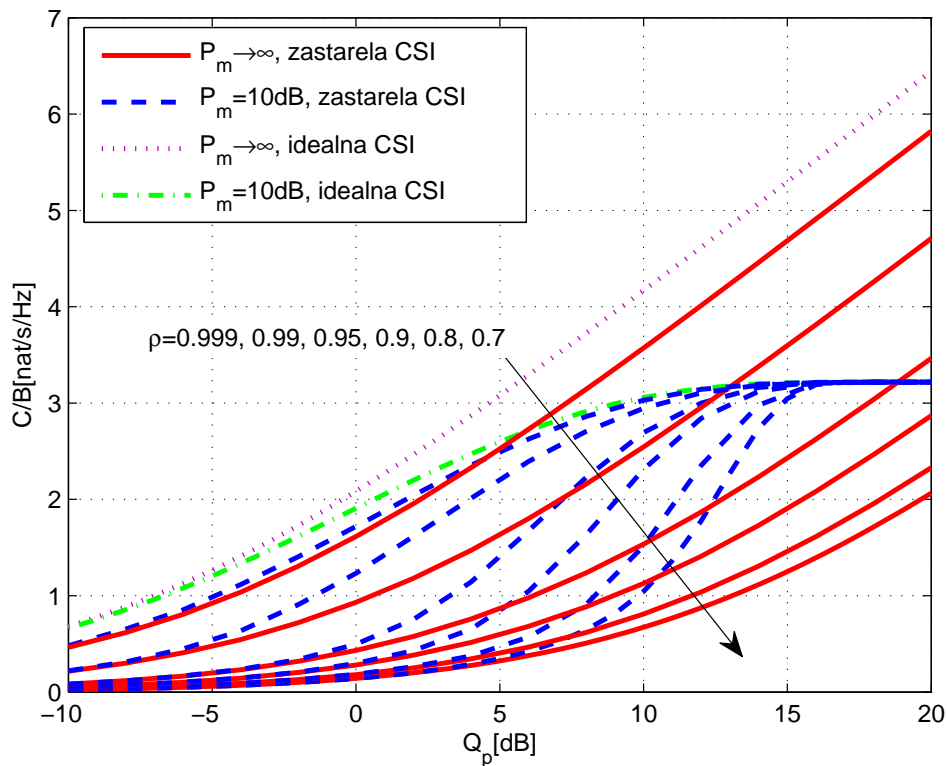
$$C = E_{\substack{\alpha_i, \hat{\beta}_i \\ i=1, \dots, n_T}} \left\{ \log \left(1 + \alpha_i \times \min \left\{ \frac{k_m Q_p}{\hat{\beta}_i}, P_m \right\} \right) \right\}. \quad (6.35)$$

Na Slici 6.12 prikazan je uticaj broja raspoloživih predajnih antena n_T na ergodični kapacitet sekundarnog linka sa primenom TAS/MRC i ukupnim brojem prijernih antena $n_R=2$. U četvrtom poglavlju analiziran je dobitak kapaciteta sekundarnog linka koji je moguće ostvariti korišćenjem dodatne antene, kada je predajniku dostupna savršena CSI, i pokazano je da za $P_m \rightarrow \infty$ kapacitet zavisi od proizvoda $n_T n_R$. Međutim, u slučaju kada je dostupna samo zastarela CSI sa $\rho=0.9$ i $P_m \rightarrow \infty$, vrednosti kapaciteta neznatno rastu sa korišćenjem dodatnog broja predajnih antena. Drugim rečima, kapacitet TAS/MRC sistema sa zastarelom CSI nije značajno bolji od kapaciteta sistema sa primenjenim MRC diverzitetom ($n_T=1$). U slučaju kada je

maksimalna emisiona snaga P_m ograničena, slično kao i u prethodnom slučaju, vrednosti kapaciteta neznatno rastu u delu gde je ograničenje Q_p dominantno. Dobitak ostvaren korišćenjem predajnog diverzitija se povećava sa porastom praga interferencije Q_p i dostiže najveću vrednost u delu gde je ograničenje P_m dominantno.



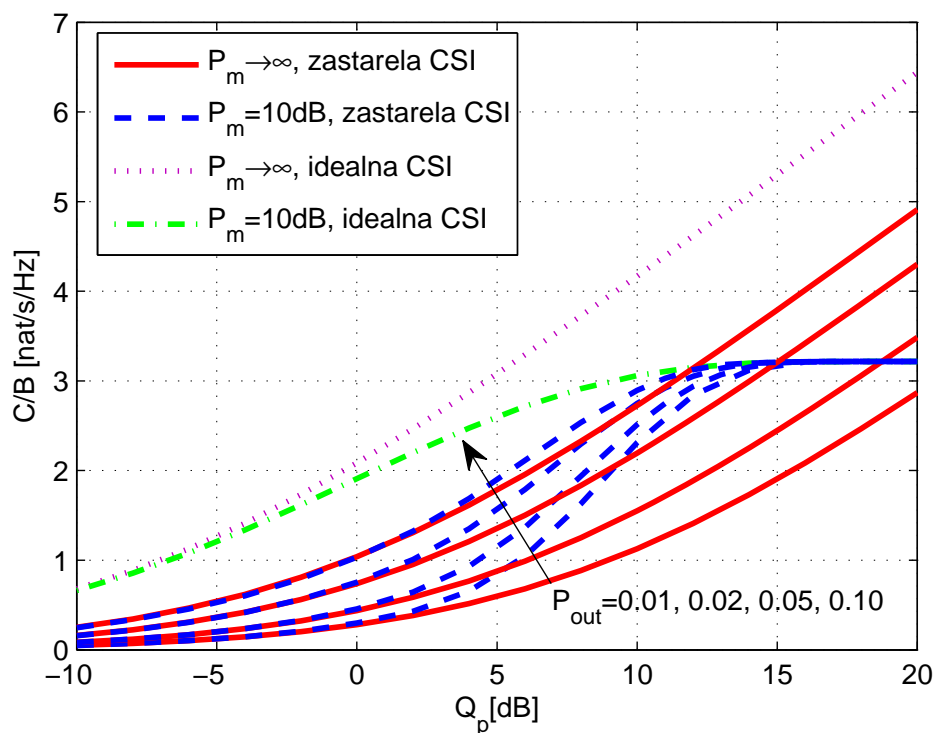
Slika 6.12 – Uticaj zastarele CSI sa $\rho=0.9$ na ergodični kapacitet sekundarnog linka sa TAS/MRC, za $n_T=1, 2, 3, 4$, $n_R=2$, Rejljev feding, $P_{out}=0.01$.



Slika 6.13 – Ergodični kapacitet sekundarnog linka sa primenom TAS/MRC ($n_T=n_R=2$) u funkciji Q_p , razne vrednosti koeficijenta ρ , $P_m=10\text{dB}$, $P_{out}=0.01$.

Na Slikama 6.13 i 6.14 prikazane su zavisnosti ergodičnog kapaciteta od dozvoljene vrednosti praga interferencije Q_p , za okruženje sa Rejljevom fadingom ($m_S=m_P=1$), u slučaju kada je primenjena TAS/MRC tehnika sa $n_T=n_R=2$. Na Slici 6.13 rezultati su prikazani za razne vrednosti korelacionog koeficijenta ρ . Da bi se ocenio uticaj zastarelosti CSI koja je dostupna sekundarnom predajniku, prikazane su i vrednosti kapaciteta kada je CSI savršena. U slučaju kada maksimalna emisiona snaga nije ograničena ($P_m \rightarrow \infty$), čak i mala odstupanja CSI od savršene značajno smanjuju vrednost kapaciteta (npr. za $Q_p=0\text{dB}$ i neograničeno P_m , kapacitet je već za $\rho=0.99$ smanjen oko 50%). Za male vrednosti Q_p kapacitet je bliskih vrednosti za sve vrednosti $\rho=0.9, 0.8, 0.7$, kao i za slučajeve kada $P_m \rightarrow \infty$ i kada je $P_m=10\text{dB}$, dok se sa porastom Q_p javljaju sve veća odstupanja. Na velikim vrednostima Q_p ($Q_p > 15\text{dB}$) dominantan je uticaj ograničenja P_m i sve vrednosti kapaciteta su jednake bez obzira na vrednost korelacionog koeficijenta ρ (takođe su jednake vrednosti kapaciteta u slučaju kada je CSI savršena).

Na Slici 6.14 prikazana je promena kapaciteta sa verovatnoćom P_{out} i može se uočiti da je čak i za relativno velike vrednosti premašenja interferencije odstupanje od kapaciteta u slučaju savršene CSI značajno (na primer, za $Q_p=0\text{dB}$ i $P_{out}=0.10$ kapacitet je smanjen oko 50% usled zastarele CSI). U skladu sa očekivanjima, kapacitet opada sa smanjenjem dozvoljene verovatnoće P_{out} za sve vrednosti Q_p . U delu gde dominira ograničenje P_m , vrednosti kapaciteta su iste za sve P_{out} i jednake slučaju kada je CSI savršena. Vrednost Q_p za koju ograničenje P_m postaje dominantno raste sa smanjenjem verovatnoće premašenja interferencije P_{out} .



Slika 6.14 – Zavisnost kapaciteta sekundarnog linka sa primenom TAS/MRC ($n_T=n_R=2$) od Q_p , $\rho=0.9$, razne vrednosti P_{out} , Rejljev feding, $P_m=10\text{dB}$.

6.2.2 Sekundarni link sa primenom OSTBC

U ovom odeljku analizira se uticaj zastarele CSI na kapacitet sekundarnog linka sa primenjenim OSTBC. Pretpostavlja se da je sekundarnom predajniku dostupna zastarela CSI (kašnjenje CSI jednako τ) za svaki od kanala između n_T antena sekundarnog predajnika do primarnog prijemnika. Zastarela informacija o vrednosti anvelope fedinga u svakom od kanala označena je \widehat{g}_i , $i=1, \dots, n_T$. Kao što je u četvrtom poglavlju detaljno opisano, ekvivalentno pojačanje snage od sekundarnog predajnika do primarnog prijemnika jednako je $\beta_{ST} = \sum_{i=1}^{n_T} |g_i|^2 / n_T$, pa je i $\widehat{\beta}_{ST} = \sum_{i=1}^{n_T} |\widehat{g}_i|^2 / n_T$. Polazeći od jednačine (6.4) združena PDF stvarne i zastarele vrednosti pojačanja $\beta_{uk} = \sum_{i=1}^{n_T} |g_i|^2$ i $\widehat{\beta}_{uk} = \sum_{i=1}^{n_T} |\widehat{g}_i|^2$ je jednaka

$$f_{\beta_{uk}, \widehat{\beta}_{uk}}(x, y) = \frac{(xy)^{(m_p n_T - 1)/2}}{(1 - \rho^2) \Gamma(m_p n_T) \rho^{m_p n_T - 1} \lambda^{m_p n_T + 1}} e^{-\frac{x+y}{(1-\rho^2)\lambda_p}} I_{m_p n_T - 1} \left(\frac{2\rho}{(1-\rho^2)\lambda_p} \sqrt{xy} \right). \quad (6.36)$$

Nakon primene transformacije $\beta_{ST} = \beta_{uk} / n_T$ i $\widehat{\beta}_{ST} = \widehat{\beta}_{uk} / n_T$ dobija se izraz za združenu PDF tačne vrednosti i procene ekvivalentnog pojačanja snage

$$f_{\beta_{ST}, \widehat{\beta}_{ST}}(\beta, \widehat{\beta}) = (n_T)^2 f_{\beta_{uk}, \widehat{\beta}_{uk}}(n_T \beta, n_T \widehat{\beta}). \quad (6.37)$$

Nakon zamene izraza (6.36) dobija se da je združena PDF jednaka

$$f_{\beta_{ST}, \widehat{\beta}_{ST}}(x, y) = A_{ST} (xy)^{\frac{m_p n_T - 1}{2}} e^{-D_{ST}(x+y)} I_{m_p n_T - 1} (G_{ST} \sqrt{xy}), \quad (6.38)$$

gde su koeficijenti jednaki

$$A_{ST} = \frac{(n_T)^{m_p n_T + 1}}{(1 - \rho^2) \Gamma(m_p n_T) \rho^{m_p n_T - 1} \lambda^{m_p n_T + 1}}, \quad D_{ST} = \frac{n_T}{(1 - \rho^2) \lambda_p}, \quad G_{ST} = \frac{2\rho n_T}{(1 - \rho^2) \lambda_p}. \quad (6.39)$$

Kao i pri analizi uticaja interferencije u sistemu sa jednom predajnom antenom sekundarnog korisnika, potrebno je odrediti faktor smanjenja snage k_m tako da bude ispunjen uslov maksimalnog dozvoljenog premašenja praga interferencije P_{out} .

Odgovarajuća ukupna predajna snaga sekundarnog korisnika jednaka je

$$P_{SU-Tx}(\rho, \widehat{\beta}_{ST}) = \min \left\{ k_m \frac{Q_p}{\widehat{\beta}_{ST}}, P_m \right\}, \quad (6.40)$$

pri čemu je faktor k_m određen tako da je zadovoljen uslov da je verovatnoća da je interferencija premašena jednaka P_{out} , odnosno

$$\Pr \left\{ P_{SU-Tx}(\rho, \widehat{\beta}_{ST}) \beta_{ST} \geq Q_p \right\} < P_{out}. \quad (6.41)$$

Primenom slične analize kao u odeljku 6.1.2, dobija se

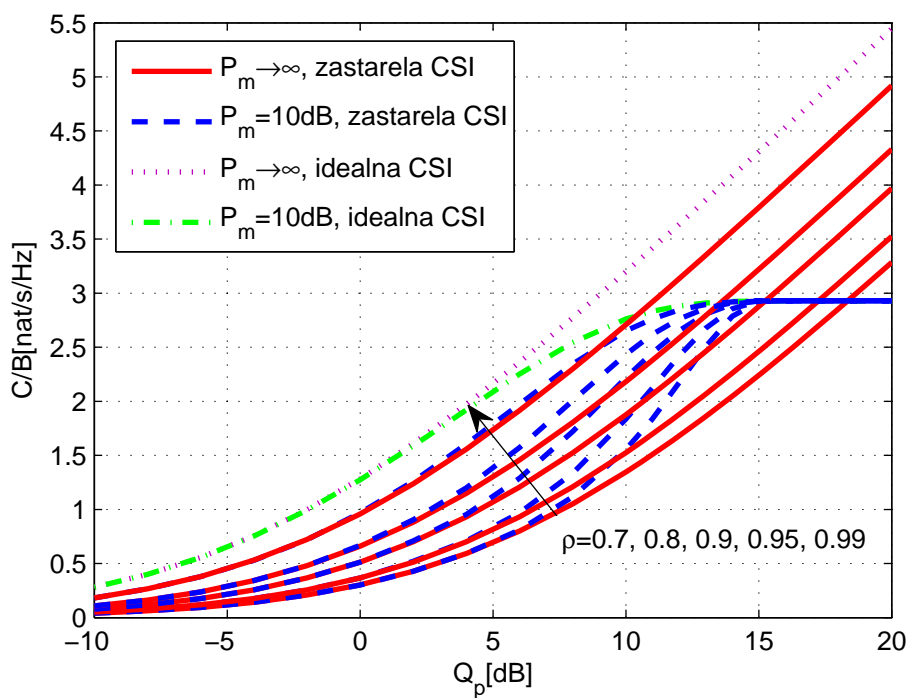
$$P_{out} = \Pr \left\{ \widehat{\beta}_{ST} \leq k_m \beta_{ST} \wedge \beta_{ST} \geq \frac{Q_p}{P_m} \right\} = \int_{Q_p/P_m}^{+\infty} \int_0^{k_m x} f_{\beta_{ST}, \widehat{\beta}_{ST}}(x, y) dy dx. \quad (6.42)$$

U slučaju kada maksimalna emisiona snaga nije ograničena ($P_m \rightarrow \infty$), uslov ograničenja verovatnoće premašenja interferencije P_{out} svodi se na

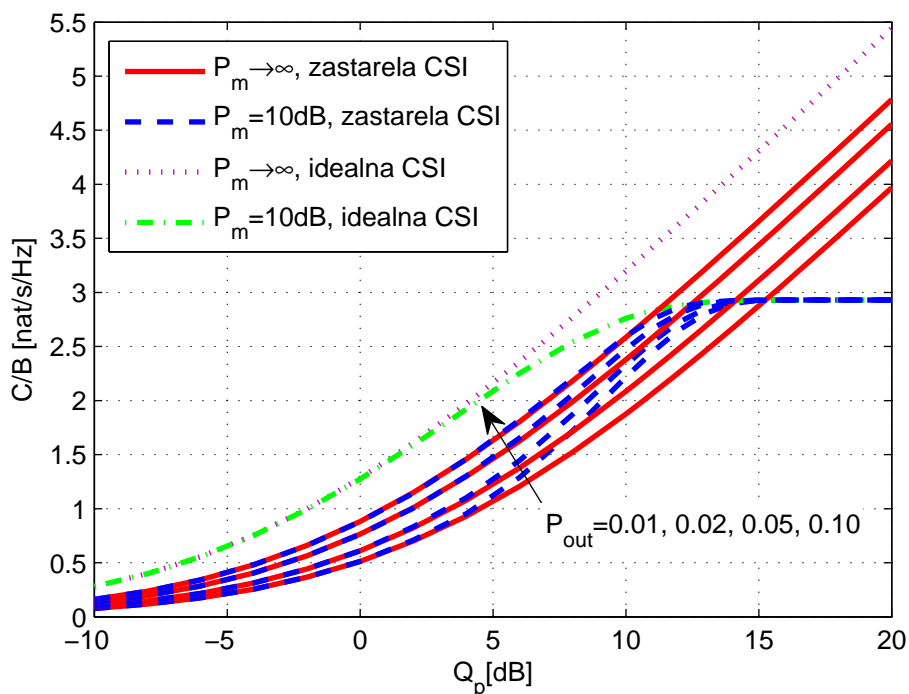
$$P_{out} = \Pr \left\{ \frac{k_m Q_p}{\widehat{\beta}_{ST}} \beta_{ST} \geq Q_p \right\} = \Pr \left\{ \frac{\beta_{ST}}{\widehat{\beta}_{ST}} \geq \frac{1}{k_m} \right\}. \quad (6.43)$$

Na Slici 6.15 prikazana je zavisnost kapaciteta sekundarnog linka na kojem je primenjena Alamutijeva šema ($n_T=n_R=2$, $R=1$). U skladu sa očekivanjima, kapacitet opada sa smanjenjem korelacionog koeficijenta ρ , ali u manjoj meri u odnosu na slučaj kada je primenjen TAS/MRC (npr. za $Q_p=0$ dB i neograničeno P_m kapacitet je za $\rho=0.99$ smanjen oko 20%). U narednom odeljku biće prikazano detaljno poređenje kapaciteta sekundarnog linka sa primenom TAS/MRC i OSTBC tehnika.

Poređenje vrednosti kapaciteta sekundarnog linka sa primenom OSTBC ($n_T=n_R=2$, $R=1$), prikazano je na Slici 6.16 za $\rho=0.9$ i razne vrednosti verovatnoće premašenja interferencije P_{out} . Kapacitet opada sa smanjenjem P_{out} , ali smanjenje ρ ima blaži uticaj na vrednosti kapaciteta u odnosu na slučaj kada je primenjen TAS/MRC. Takođe, međusobno odstupanje vrednosti je manje za slučajeve kada maksimalna snaga sekundarnog predajnika nije ograničena i kada je $P_m=10$ dB.



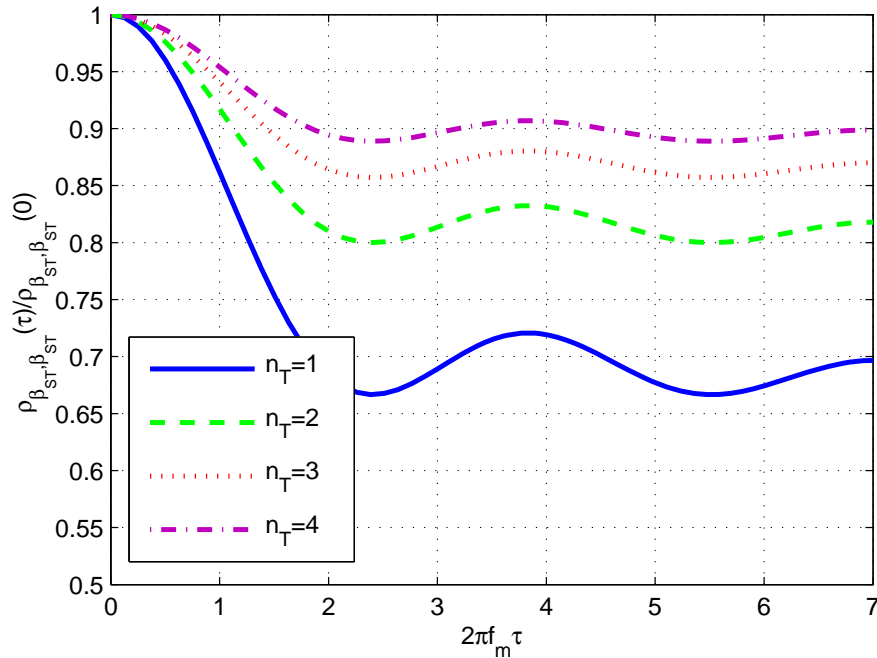
Slika 6.15 – Ergodični kapacitet sekundarnog linka sa primenjenom Alamutijevom šemom u funkciji Q_p , razne vrednosti ρ , Rejljev feding, $P_{out}=0.01$, $P_m=10\text{dB}$.



Slika 6.16 – Ergodični kapacitet sekundarnog linka sa primenjenom Alamutijevom šemom, razne vrednosti P_{out} , Rejljev feding, $\rho=0.9$, $P_m=10\text{dB}$

Kada se emitovanje signala vrši sa više predajnih antena, snaga signala interferencije na prijemu nastaje sumiranjem ovih snaga signala. U skladu sa teorijom izloženom u odeljku 2.1.2, odbirci pojačanja snage se formiraju u skladu sa $\beta_{uk} = \sum_{j=1}^{n_T} \sum_{i=1}^{m_P} (c_{k,i,j}^2 + s_{k,i,j}^2)$, $k=1, \dots, L$, gde su $c_{k,i,j}$ i $s_{k,i,j}$ odbirci korelisane Gausove promenljive u fazi i kvadraturi. Kada su u svim kanalima od n_T antena sekundarnog predajnika do antene primarnog prijemnika korelisane Gausove komponente iste snage, pojačanje snage je jednako $\beta_{uk} = \sum_{l=1}^{n_T m_P} (c_{k,l}^2 + s_{k,l}^2)$, $k=1, \dots, L$. Kako je pojačanje snage istog oblika kao izraz u jednačini (2.16) i autokorelaciona funkcija $\rho_{\beta_{uk}, \beta_{uk}}(\tau)$ je istog oblika kao izraz u (2.28), pri čemu je svaki član m zamenjen proizvodom $n_T m_P$.

Autokorelaciona funkcija pojačanja snage na primarnom linku prikazana je na Slici 6.17. Vrednost funkcije raste sa porastom broja predajnih antena (na sličan način kao što je to bio slučaj pri porastu parametra m_P na Slici 2.3). Zato u slučaju primene Alamutijeve šeme na sekundarnom linku zastarelost CSI ima manji uticaj, odnosno efekti koji se javljaju su manje dominantni u odnosu na sistem sa jednom predajnom antenom.

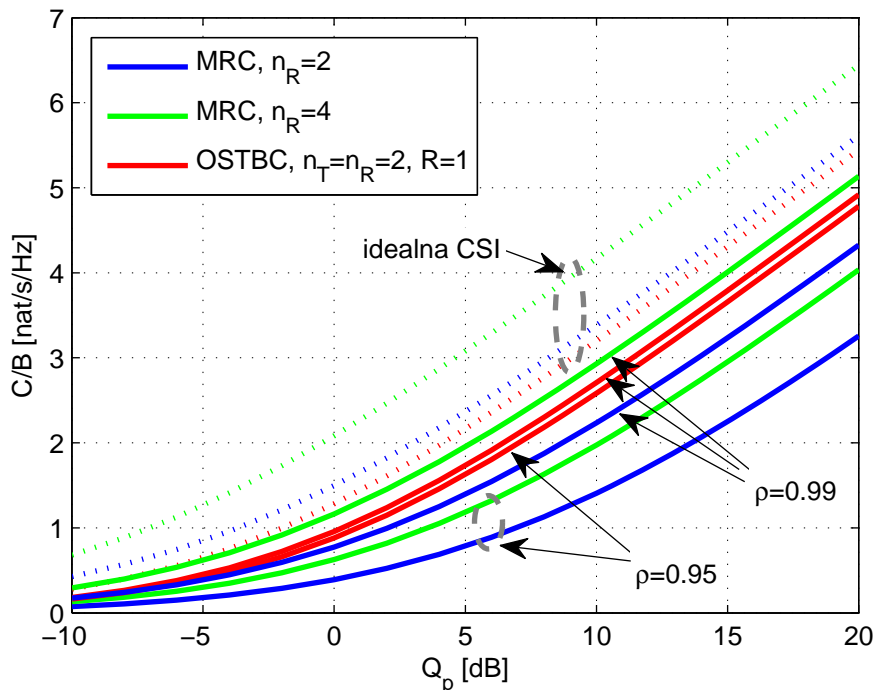


Slika 6.17 – Autokorelaciona funkcija pojačanja snage primarnog linka za razne vrednosti broja predajnih antena i Nakagami- m fading sa $m_P=2$.

6.3 Poređenje primenjenih tehnika na sekundarnom linku pri zastareloj proceni kanala na linku ka primarnom prijemu

U cilju detaljnije analize efekata koji se javljaju prilikom primene diverziteti tehnika na sekundarnom linku pri zastareloj CSI linka ka primarnom prijemu, u ovom odeljku je izvršeno poređenje kapaciteta sekundarnog linka za odabrane višeantenske tehnike.

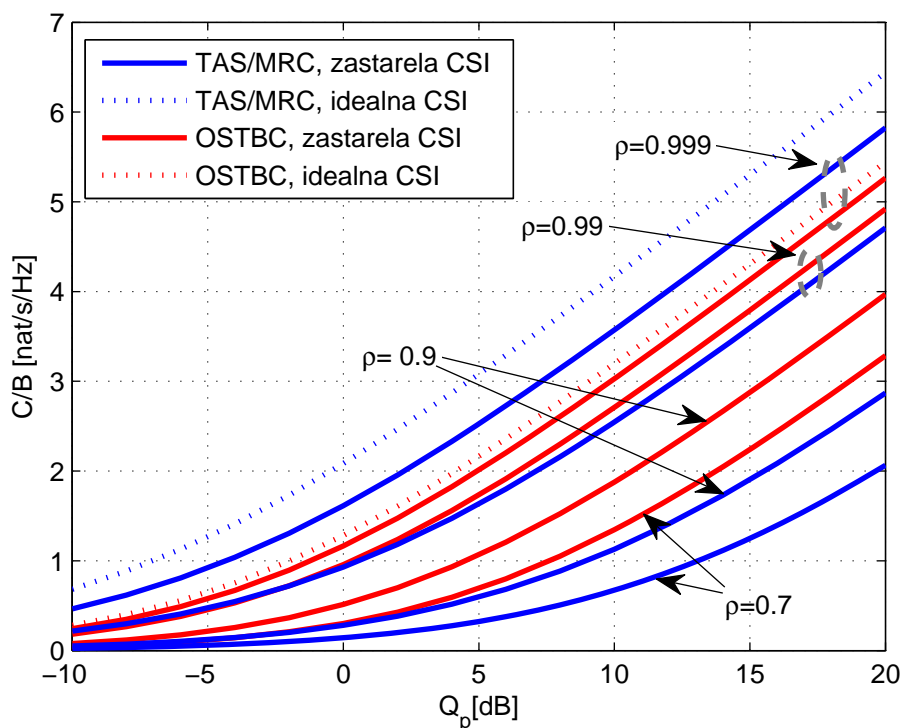
Na Slici 6.18 prikazano je poređenje kapaciteta sekundarnog linka sa primenom MRC tehnike (sa $n_R=2$ i $n_R=4$) i primenom Alamutijeve šeme ($n_T=n_R=2$). Poređenje je izvršeno za okruženje sa Rejljevom fadingom ($m_S=m_P=1$) i dve vrednosti korelacionog koeficijenta ρ , kao i za slučaj kada je sekundarnom predajniku dostupna savršena CSI. Poznato je da su u sistemu sa fiksnom predajnom snagom performanse sistema sa primenom Alamutijeve šeme i MRC tehnike ekvivalentne, kada je snaga emitovana sa jedne predajne antene u slučaju MRC sistema jednaka snazi koja se emituje sa svake od $n_T=2$ antena pri primeni Alamutijeve šeme [80].



Slika 6.18 – Poređenje kapaciteta sekundarnog linka sa primenom MRC i OSTBC za razne vrednosti ρ , Rejljev fading, $P_{out}=0.01$.

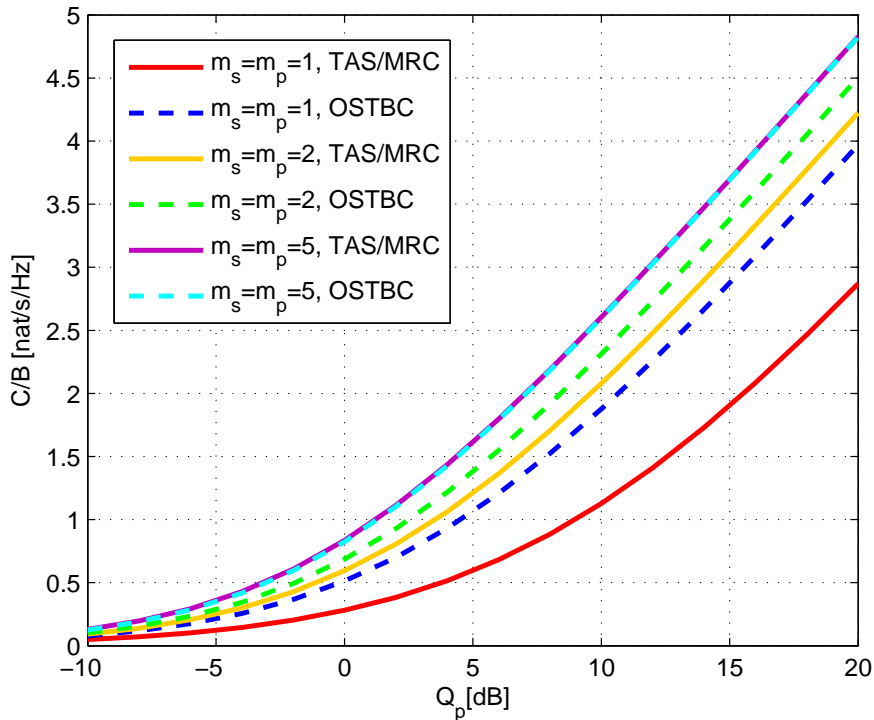
U slučaju kognitivnog sistema sa kontrolisanim nivoom interferencije kapacitet sistema sa primenom MRC je veći u odnosu na sistem sa primenom Alamutijevog koda. Kada je primenjen Alamutijev kod dozvoljena emisiona snaga sekundarnog korisnika deli se na dva jednaka dela, pa diverziti osim na sekundarnom postoji i na primarnom linku, što u ukupnom efektu utiče na smanjenje kapaciteta sekundarnog linka (za idealnu CSI). S druge strane, kao što je pokazano na Slici 6.17 veći broj antena na predaji čini OSTBC sistem znatno manje osetljivim na zastarelost CSI. Na osnovu Slike 6.18 za odabrane parametre sistema ovaj efekat je dominantan i već za $\rho=0.95$ kapacitet sekundarnog linka sa primenom Alamutijevog koda znatno premašuje kapacitet sekundarnog linka sa primenom MRC za $n_R=4$.

Poređenje vrednosti ergodičnog kapaciteta sekundarnog linka za slučajeve kada je primenjen TAS/MRC ($n_T=n_R=2$) i OSTBC ($n_T=n_R=2, R=1$) prikazano je na Slici 6.19, za razne vrednosti korelacionog koeficijenta ρ i $P_m \rightarrow \infty$. Kada je dostupna savršena CSI, vrednosti kapaciteta sekundarnog linka sa primenom TAS/MRC znatno nadmašuju vrednosti dobijene kada je primenjen Alamutijev kod. Isti je slučaj i kada je $\rho=0.999$, ali je relativno smanjenje u slučaju TAS/MRC veće, dok je kapacitet sekundarnog sistema sa OSTBC neznatno smanjen u odnosu na slučaj savršene CSI. Već za vrednosti $\rho=0.99$ primenom OSTBC se postižu veće vrednosti kapaciteta u odnosu na slučaj kada je primenjen TAS/MRC. Može se reći da je TAS/MRC znatno osetljiviji na zastarelost CSI, pa razlika u kapacitetima koji se postižu primenom ovih tehnika raste sa smanjenjem korelacionog koeficijenta ρ u korist OSTBC. Za sve vrednosti korelacionog koeficijenta $\rho \leq 0.9$, primenom OSTBC se ostvaruje veći kapacitet u odnosu na TAS/MRC.



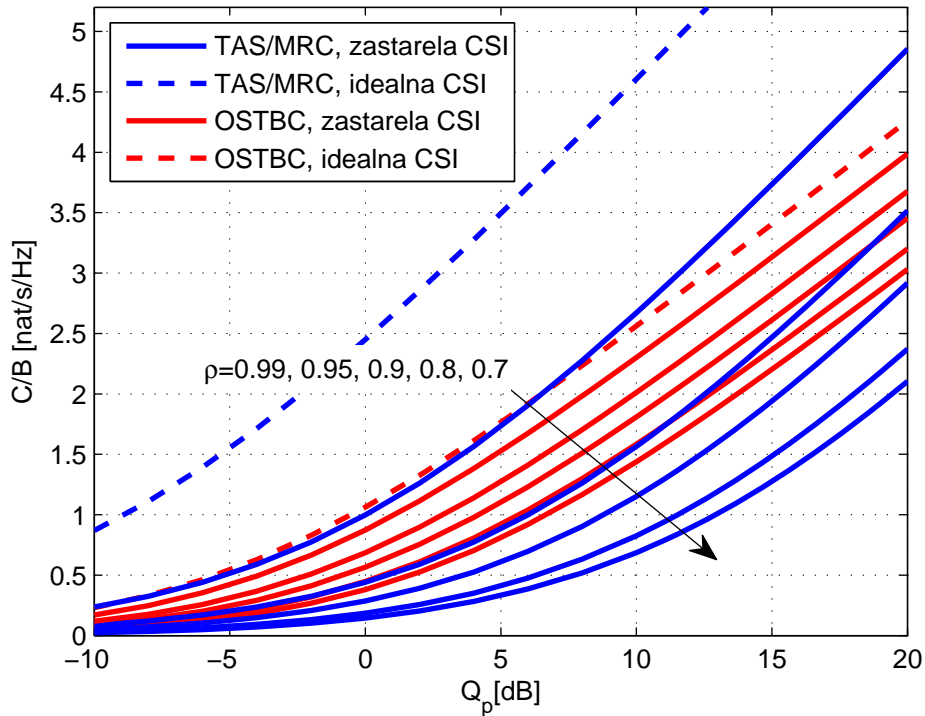
Slika 6.19 – Poređenje kapaciteta sekundarnog linka sa TAS/MRC i OSTBC ($n_T=n_R=2$), za razne vrednosti ρ , Rejljev feding, $P_{out}=0.01$.

Na Slici 6.20 prikazano je poređenje kapaciteta sekundarnog linka sa primenom TAS/MRC i OSTBC sistema, u okruženju sa Nakagami- m fedingom ($m_S=m_P$). Analiziran je TAS/MRC sistem sa $n_T=n_R=2$ i sistem sa primenom Alamutijevog koda, u slučaju kada P_m nije ograničeno. Za vrednost parametra fedinga $m_S=m_P=1$ (okruženje sa Rejljevim fedingom) kapacitet sekundarnog linka sa primenom TAS/MRC je znatno veći u odnosu na sistem sa primenom OSTBC (npr. za $Q_p=15\text{dB}$ kapacitet je veći za 1nat/s/Hz). Ova razlika je za vrednost parametra fedinga $m_S=m_P=2$, znatno manja (npr. za $Q_p=15\text{dB}$ razlika iznosi 0.25nat/s/Hz), dok za parametre Nakagami- m fedinga jednake $m_S=m_P=5$, ne postoji značajna razlika u kapacitetu TAS/MRC i OSTBC sistema.



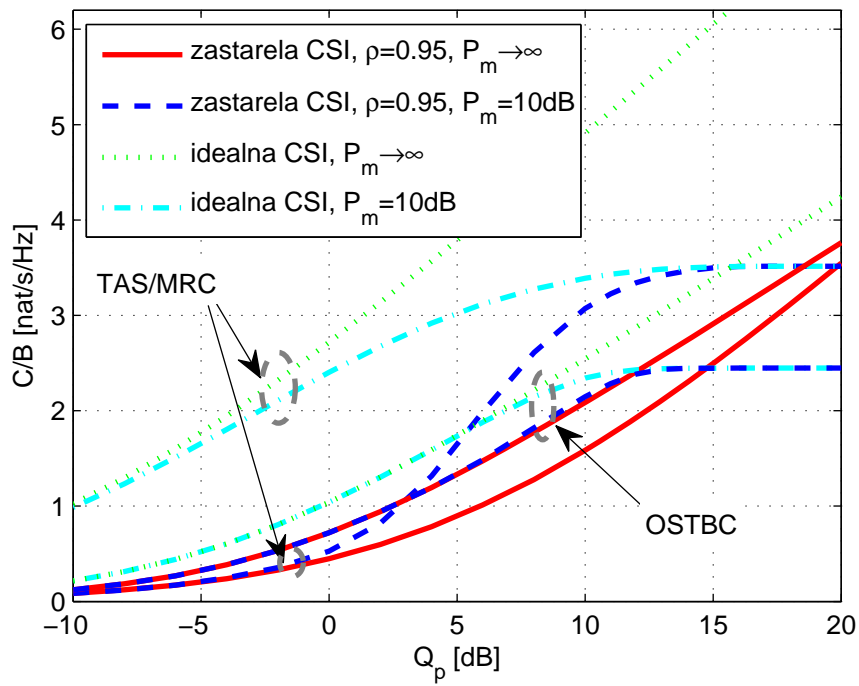
Slika 6.20 – Poređenje kapaciteta sekundarnog linka sa TAS/MRC i OSTBC ($n_T=n_R=2$), Nakagami- m fadingom, razni $m_S=m_P$, $\rho=0.9$, $P_{out}=0.01$.

Poređenje vrednosti ergodičnog kapaciteta za slučajeve kada su na sekundarnom linku primenjene TAS/MRC i OSTBC tehnike sa $n_T=3$ i $n_R=2$, prikazano je na Slici 6.21. Takođe, prikazane su i vrednosti kada je dostupna savršena CSI. Vrednosti koje se dobijaju primenom TAS/MRC su značajno veće u celom analiziranom opsegu vrednosti Q_p . Za vrednost korelacionog koeficijenta $\rho=0.95$, primenom TAS/MRC se može postići veći kapacitet u odnosu na OSTBC, ali je ta razlika manja u poređenju sa slučajem kada je dostupna savršena CSI. Za sve analizirane vrednosti $\rho \leq 0.9$ kapacitet koji se postiže primenom OSTBC je veći u odnosu na slučaj kada je primenjen TAS/MRC. TAS/MRC je osetljiviji za zastarelost CSI na primarnom linku, jer osim na adaptaciju predajne snage ona utiče i na izbor optimalne antene, odnosno predajni diverziteti ima sve manji uticaj sa smanjenjem ρ i konvergira ka slučaju kada je primenjen samo prijemni MRC sa istim brojem prijemnih antena (videti Sliku 6.12).



Slika 6.21 – Poređenje kapaciteta sekundarnog linka sa primenom TAS/MRC ($n_T=3$, $n_R=2$) i OSTBC ($n_T=3$, $n_R=2$, $R=3/4$), za razne ρ i Rejljev feдинг, $P_{out}=0.01$.

Konačno, na Slici 6.22 prikazano je poređenje kapaciteta za slučajeve dostupne savršene CSI i zastarele CSI sa $\rho=0.95$, za primenjene TAS/MRC i OSTBC tehnike na sekundarnom linku (sa $n_T=4$ i $n_R=2$). U slučaju kada je dostupna savršena CSI, znatno veće vrednosti kapaciteta se ostvaruju primenom TAS/MRC, kako u slučaju kada je maksimalna snaga sekundarnog korisnika $P_m=10\text{dB}$ tako i u slučaju kada nije ograničena ($P_m \rightarrow \infty$). Kada je CSI zastarela sa $\rho=0.95$, u slučaju $P_m \rightarrow \infty$, vrednosti kapaciteta sa primenom TAS/MRC su manje. Kada je maksimalna snaga ograničena, za male vrednosti Q_p ($Q_p < 3\text{dB}$) gde je dominantan uslov ograničenja praga interferencije veći je kapacitet sistema sa primenom OSTBC, dok je za veće vrednosti Q_p ($Q_p > 3\text{dB}$) veći kapacitet sekundarnog linka sa primenom TAS/MRC. U prelaznom delu gde ne dominira nijedan od uslova ograničenja, za sistem sa primenom OSTBC razlika kapaciteta nije značajna u slučajevima kada je $P_m=10\text{dB}$ i $P_m \rightarrow \infty$. Nasuprot tome, kada je primenjena TAS/MRC tehnika razlike kapaciteta u ova dva slučaja su znatno veće.



Slika 6.22 – Poređenje kapaciteta sekundarnog linka sa primenom TAS/MRC ($n_T=4$, $n_R=2$) i OSTBC ($n_T=4$, $n_R=2$, $R=0.75$), Rejljev feding, $P_{out}=0.01$.

7. Zaključak

Kognitivni radio-sistemi sa kontrolisanim nivoom interferencije predstavljaju relativno novu oblast istraživanja, motivisanu nalaženjem novih metoda za efikasno korišćenje ograničenih spektralnih resursa. Osnovni cilj ove disertacije bio je analiza primene višeantenskih tehnika na sekundarnom linku kognitivnog radio-sistema. U tezi je razvijen analitički model kojim se opisuju statističke karakteristike sekundarnog MIMO sistema u kanalima sa dejstvom Nakagami- m fedinga. Primenom ovog modela određene su razne metrike performansi sekundarnog sistema.

U uvodnom poglavlju disertacije detaljno su izloženi principi rada i motivacija za istraživanje u ovoj oblasti, kao i pregled odgovarajuće literature. U drugom poglavlju disertacije opisan je statistički model Nakagami- m fedinga u kanalu, a posebna pažnja je posvećena određivanju statističkih karakteristika fedinga koji su od interesa za analizu sprovedenu u tezi. Detaljno su opisane višeantenske tehnike čija je primena na sekundarnom linku kognitivnog radio-sistema analizirana u narednim poglavljima disertacije. Razmatrane su i odgovarajuće statističke karakteristike za SNR na izlazu prijemnika, kada je emisiona snaga predajnika konstantna.

Treće poglavlje disertacije posvećeno je opisu modela kognitivnog radio-sistema sa kontrolisanim nivoom interferencije, na osnovu kojeg je izvršena analiza statističkih karakteristika SNR-a na izlazu sekundarnog prijemnika. Opisan je način adaptacije emisije snage kada je rad sekundarnog korisnika ograničen maksimalnom vršnom vrednošću snage interferencije na mestu primarnog prijemnika, kao i maksimalnom vrednošću emisije snage sekundarnog predajnika. Za svaku od analiziranih višeantenskih tehnika, izveden je izraz za PDF SNR-a na izlazu sekundarnog prijemnika. Za sekundarni sistem sa primenjenim MRC i OSTBC tehnikama, kao i sistem bez primene diverzitija, izvedeni su i izrazi za CDF, moment n -tog reda i MGF

SNR-a. Navedeni izrazi izvedeni su u zatvorenom obliku i predstavljaju originalni rezultat i naučni doprinos disertacije. Opisane statističke karakteristike predstavljaju osnovu za analizu performansi sistema koja je izvršena u narednim poglavljima disertacije.

Ergodični kapacitet sekundarnog linka sa kontrolisanim nivoom interferencije analiziran je u četvrtom poglavlju disertacije. Izveden je analitički izraz u zatvorenom obliku za kapacitet sekundarnog linka sa po jednom predajnom i prijemnom antenom, koji je validan za Nakagami- m propagaciono okruženje, proizvoljno ograničenje snage interferencije na mestu primarnog prijemnika i maksimalne snage sekundarnog predajnika. Takođe, izvedeni su i asimptotski izrazi koji važe u slučaju kada dominira jedan od uslova ograničenja rada sekundarnog korisnika. Izvedeni izrazi predstavljaju originalni rezultat i naučni doprinos teze. Pokazano je da kapacitet sekundarnog linka raste sa porastom maksimalne dozvoljene snage interferencije i maksimalne snage sekundarnog predajnika. Takođe, kapacitet sekundarnog linka raste sa porastom parametara fedinga na sekundarnom linku m_S i λ_S , dok opada sa porastom parametara m_P i λ_P na linku interferencije. Uočeno je da se vrednosti kapaciteta mogu proceniti korišćenjem asimptotskih izraza za širok opseg vrednosti praga interferencije.

Analiza ergodičnog kapaciteta sekundarnog linka izvršena je zatim za slučaj kada je na sekundarnom linku primenjena MRC tehnika sa proizvoljnim brojem prijemnih antena. Za slučaj Nakagami- m fedinga izveden je izraz za ergodični kapacitet, koji je validan za slučaj ograničenja maksimalne snage interferencije i maksimalne snage sekundarnog korisnika. Izvedeni su i asimptotski izrazi koji važe u slučajevima kada dominira samo jedan od uslova ograničenja, a odgovarajući izraz koji važi u slučaju kada dominira uslov ograničenja snage interferencije publikovan je u [88].

Ergodični kapacitet sekundarnog linka sa primenjenom TAS/MRC tehnikom izveden je u zatvorenom obliku za slučaj Rejljevog fedinga, kada je ograničena snaga interferencije na mestu primarnog prijemnika. Izvedeni izraz je publikovan u [90] i više puta je citiran od strane drugih autora. Pokazano je da kapacitet sekundarnog linka zavisi samo od proizvoda broja predajnih i prijemnih antena $n_T n_R$, a ne od njihovih pojedinačnih vrednosti. Ovaj rezultat ukazuje da je, u slučaju kada je dozvoljena snaga interferencije dominantan ograničavajući faktor rada sekundarnog korisnika, moguće povećati broj antena na predajnoj strani na račun smanjenja broja prijemnih antena, bez

uticaja na kapacitet sekundarnog linka. Kao posledica ovog efekta, vrednosti kapaciteta sekundarnog linka dobijene u slučaju primene prijemnog MRC i predajnog TAS diverzitija međusobno su jednake, ukoliko je broj antena na strani primene diverzitija isti. S druge strane, kada je dominantan uslov ograničenja maksimalne snage sekundarnog predajnika, vrednosti kapaciteta su veće kada je primenjen prijemni MRC diverziti. Pokazan je i uticaj geometrije mreže, pa se kapacitet smanjuje sa povećanjem rastojanja između sekundarnog predajnika i prijemnika, kao i sa smanjenjem rastojanja između sekundarnog predajnika i primarnog prijemnika.

Izveden je i izraz u zatvorenom obliku za ergodičan kapacitet sekundarnog linka sa primenom OSTBC, kao i odgovarajući asimptotski izrazi kada je dominantan uslov ograničenja interferencije, odnosno maksimalne snage sekundarnog predajnika. Izraz je validan za okruženje sa Nakagami- m fadingom i proizvoljan broj predajnih i prijemnih antena sekundarnog korisnika, a dobijeni analitički rezultati publikovani su u [89]. Rezultati dobijeni primenom analitičkih izraza potvrđeni su nezavisnim Monte Carlo simulacionim postupkom.

U skladu sa očekivanjima, kapacitet sekundarnog linka raste sa povećanjem broja antena na sekundarnom prijemniku. Međutim, povećanje broja antena na sekundarnom predajniku za posledicu ima rast pojačanja i na sekundarnom i na linku interferencije. Numerički rezultati ukazuju da je da je u okruženju sa Rejljevom fadingom kapacitet sekundarnog sistema sa primenom MRC sa $n_R=2$ veći od kapaciteta sekundarnog linka sa primenom Alamutijevog koda ($n_T=n_R=2$, $R=1$), u regionu u kojem dominira uslov ograničenja interferencije na mestu primarnog prijemnika. Vrednosti kapaciteta sekundarnog linka sa primenom TAS/MRC veće su u odnosu na slučaj kada je primenjena OSTBC tehnika sa istim brojem predajnih i prijemnih antena.

Za sve analizirane višeantenske tehnike izvedeni su izrazi za ergodični kapacitet sekundarnog linka sa ograničenjem prosečne snage interferencije na mestu primarnog prijemnika, i odgovarajući analitički rezultati su publikovani u [88], [91] i [92].

U petom poglavlju izvršena je analiza prosečne verovatnoće greške pri prenosu signala na sekundarnom linku kognitivnog radio-sistema sa kontrolisanim nivoom interferencije. Izvedeni su izrazi u zatvorenom obliku za prosečnu verovatnoću greške po bitu za sistem bez primene diverzitija, sistem sa primenom MRC i sistem sa primenom OSTBC. Izrazi su validni za BPSK i proizvoljnu QAM sa kvadratnim

oblikom konstelacije i propagaciono okruženje sa Nakagami- m fadingom. Osim izraza koji važe u slučaju kada je ograničena maksimalna snage interferencije na mestu primarnog prijemnika i maksimalna snaga sekundarnog predajnika, izvedeni su i odgovarajući asimptotski izrazi koji važe u slučaju kada dominira samo jedan od navedenih uslova ograničenja.

Šesto poglavlje disertacije posvećeno je analizi scenarija u kojem je sekundarnom predajniku dostupna zastarela CSI na linku interferencije, kao i odgovarajućoj adaptaciji snage sekundarnog predajnika primenom tzv. statističkog ograničenja snage interferencije. Analizirana je zavisnost faktora smanjenja snage koji pokazuje koliko je potrebno smanjiti snagu sekundarnog predajnika u odnosu na slučaj kada je dostupna savršena CSI. Teorijske vrednosti ergodičnog kapaciteta sekundarnog linka sa jednom predajnom antenom određene su numeričkom metodom i potvrđene primenom nezavisnog Monte Carlo simulacionog postupka. Numerički rezultati pokazuju da faktor smanjenja snage i ergodični kapacitet sekundarnog linka rastu sa povećanjem vrednosti praga interferencije i korelacionog koeficijenta fadinga na linku interferencije.

Analiza je izvršena i za slučaj primene višeantenskih tehnika na predajnoj strani sekundarnog linka. Iako je u uslovima dostupne savršene CSI kapacitet sekundarnog linka sa TAS/MRC veći u odnosu na slučaj kada je primenjen OSTBC, za isti broj predajnih i prijemnih antena, numerički rezultati ukazuju da je sistem sa primenom OSTBC otporniji na zastarelost CSI u odnosu na sistem sa TAS/MRC. Kapacitet sekundarnog linka sa primenom TAS/MRC opada sa smanjenjem korelacionog koeficijenta i konvergira ka vrednostima kapaciteta sekundarnog sistema sa MRC. Odabir najbolje tehnike je veoma kompleksan i zavisi od dimenzija sistema, konkretnih parametara fadinga i zastarelosti CSI na linku interferencije, kao i vrednosti maksimalne dozvoljene snage interferencije i maksimalne snage sekundarnog predajnika.

Izvedeni analitički rezultati i analiza sprovedena u disertaciji pokazuju na koji način parametri sistema i fadinga u okruženju utiču na performanse sekundarnog sistema sa primenom odabranih MIMO tehnika. Takođe, izvedeni analitički model predstavlja osnovu za dalje proširenje sistema u pravcu kooperativnog rada više sekundarnih korisnika, odnosno primarnog i sekundarnog korisnika u cilju povećanja kapaciteta i pouzdanosti sistema.

Literatura

- [1] Cisco Visual Networking Index, “Global Mobile Data Traffic Forecast Update, 2012–2017,” White Paper, dostupan na web stranici: http://www.cisco.com/en/US/solutions/collateral/ns341/ns525/ns537/ns705/ns827/white_paper_c11-520862.html.
- [2] “*Spectrum Policy Task Force Report*,” ET Docket No. 02-155, Federal Communications Commission, November 2002.
- [3] I. F. Akyildiz, W. Y. Lee, M. C. Vuran, S Mohanty, “NeXt Generation/ Dynamic Spectrum Access/ Cognitive Radio Wireless Networks: A Survey,” *Computer Networks Journal (Elsevier)*, vol. 50, iss. 13, pp. 2127-2159, September 2006.
- [4] D. Cabric, I. D. O'Donnell, M.S.-W. Chen, R. W. Brodersen, “Spectrum sharing radios,” *IEEE Circuits and Systems Magazine*, vol. 6, no. 2, pp. 30-45, July 2006.
- [5] General Survey of Radio Frequency Bands – 30 MHz to 3 GHz, Version 2.0, dostupno na web stranici: <http://www.sharedspectrum.com/papers/spectrum-reports/>
- [6] V. Valenta, R. Maršálek, G. Baudoin, M. Villegas, M. Suarez, F. Robert, “Survey on spectrum utilization in Europe: Measurements, analyses and observations,” *Proc. of the Fifth International Conference on Cognitive Radio Oriented Wireless Networks and Communications (CROWNCOM) 2010*, Cannes, France, June 2010, pp. 1-5.
- [7] M. H. Islam, C. L. Koh, S. W. Oh, X. Qing, Y. Y. Lai, C. Wang, Y.-C. Liang, B. E. Toh, F. Chin, G. L. Tan, W. Toh, “Spectrum Survey in Singapore: Occupancy Measurements and Analyses,” *Proc. of the Third International Conference on Cognitive Radio Oriented Wireless Networks and Communications (CROWNCOM) 2008*, Singapore, May 2008, pp. 1-7.
- [8] M. L.-Benítez, F. Casadevall, “Spectrum Occupancy in Realistic Scenarios and Duty Cycle Model for Cognitive Radio,” *Advances in Electronics and Telecommunications, Special Issue on Radio Communication Series: Recent Advances and Future Trends in Wireless Communication*, vol. 1, no. 1, pp. 26-34, April 2010.
- [9] J. M. Peha, “Sharing Spectrum Through Spectrum Policy Reform and Cognitive Radio,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 97, no. 4, pp. 708-719, April 2009.

- [10] Q. Zhao, B. M. Sadler, "A Survey of Dynamic Spectrum Access," *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 24, no. 3, pp. 79-89, May 2007.
- [11] M. Song, C. Xin, Y. Zhao, X. Cheng, "Dynamic spectrum access: from cognitive radio to network radio," *IEEE Wireless Communications*, vol. 19, no. 1, pp. 23-29, February 2012.
- [12] Y.-C. Liang, K.-C. Chen, G. Y. Li, P. Mähönen, "Cognitive Radio Networking and Communications: An Overview," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 60, no. 7, pp. 3386-3407, September 2011.
- [13] J. Mitola III, G. Q. Maguire, Jr., "Cognitive Radio: Making Software Radios More Personal," *IEEE Personal Communications*, vol. 6, no. 4, pp. 13-18, August 1999.
- [14] J. Mitola, "Cognitive radio - An integrated agent architecture for software-defined radio," Ph.D. dissertation, Royal Institute of Technology (KTH), Stockholm, Sweden, 2000.
- [15] S. Haykin, "Cognitive radio: Brain-empowered wireless communications," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 23, no. 2, pp. 201-220, February 2005.
- [16] FCC, *Notice of Proposed Rule Making and Order*, ET Docket No. 03-322, December 2003.
- [17] A. Goldsmith, S. A. Jafar, I. Maric, S. Srinivasa, "Breaking spectrum gridlock with cognitive radios: An information-theoretic perspective," *Proceedings of the IEEE*, vol. 97, no. 5, pp. 894-914, May 2009.
- [18] ITU-R, Definitions of Software Defined Radios (SDR) and Cognitive Radio Systems, September 2009. [Online]. Available: <http://www.itu.int/pub/R-REP-SM.2152>.
- [19] A. M. Wyglinski, M. Alexander, M. Nekovee, T. Hou, *Cognitive radio communications and networks: principles and practice*, Elsevier, 2009.
- [20] S. Srinivasa, S. A. Jafar, "Cognitive radios for dynamic spectrum access-the throughput potential of cognitive radio: A theoretical perspective," *IEEE Communications Magazine*, vol. 45, no. 5, pp. 73-79, May 2007.
- [21] L. Lu, X. Zhou, U. Onunkwo, G. Y. Li, "Ten years of research in spectrum sensing and sharing in cognitive radio," *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, pp. 1-16, January 2012.
- [22] A. F. Molisch, L. J. Greenstein, M. Shafi, "Propagation Issues for Cognitive Radio," *Proceedings of the IEEE*, vol. 97, no. 5, pp. 787-804, May 2009.
- [23] R. Tandra, S. M. Mishra, A. Sahai, "What is a Spectrum Hole and What Does it Take to Recognize One?," *Proceedings of the IEEE*, vol. 97, no. 5, pp. 824-848, May 2009.
- [24] A. Ghasemi, E. S. Sousa, "Spectrum sensing in cognitive radio networks: requirements, challenges and design trade-offs," *IEEE Communications Magazine*, vol. 46, no. 4, pp. 32-39, April 2008.

- [25] T. Kaiser, H. Cao, W. Jiang, F. Zheng, "Cognitive Radio - A Current Snapshot and Some Thoughts on Commercialization for Future Cellular Systems," *Journal of Signal Processing Systems*, vol. 73, iss. 3, pp. 217-225, December 2013.
- [26] Y.-C. Liang, Y. Zeng, E. C. Y. Peh, A. T. Hoang, "Sensing-Throughput Tradeoff for Cognitive Radio Networks," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 7, no. 4, pp. 1326-1337, April 2008.
- [27] E. Axell, G. Leus, E. G. Larsson, H. V. Poor, "Spectrum Sensing for Cognitive Radio: State-of-the-Art and Recent Advances," *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 29, no. 3, pp. 101-116, May 2012.
- [28] B. Wang, K. J. R. Liu, "Advances in cognitive radio networks: A survey," *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, vol. 5, no. 1, pp. 5-23, February 2011.
- [29] I. F. Akyildiz, B. F. Lo, R. Balakrishnan "Cooperative spectrum sensing in cognitive radio networks: A survey," *Physical Communication (Elsevier) Journal*, vol. 4, no. 1, pp. 40-62, March 2011.
- [30] K. Letaief, W. Zhang, "Cooperative Communications for Cognitive Radio Networks," *Proceedings of the IEEE*, vol. 97, no. 5, pp. 878-893, May 2009.
- [31] H. Mahmoud, T. Yucek, H. Arslan, "OFDM for cognitive radio: merits and challenges," *IEEE Wireless Communications*, vol. 16, no. 2, pp. 6-15, April 2009.
- [32] R. Nee, R. Prasad. *OFDM for wireless multimedia communications*, Artech House, Boston, 2000.
- [33] T. A. Weiss, F. K. Jondral, "Spectrum pooling: an innovative strategy for the enhancement of spectrum efficiency," *IEEE Communications Magazine*, vol. 42, no. 3, pp. 8-14, March 2004.
- [34] G. Bansal, J. Hossain, V. K. Bhargava, "Optimal and Suboptimal Power Allocation Schemes for OFDM-based Cognitive Radio Systems," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 7, no. 11, pp. 4710-4718, November 2008.
- [35] M. Murrioni, R. V. Prasad, P. Marques, B. Bochow, D. Noguet, S. Chen, K. Moessner, H. Harada, "IEEE 1900.6: spectrum sensing interfaces and data structures for dynamic spectrum access and other advanced radio communication systems standard: technical aspects and future outlook," *IEEE Communications Magazine*, vol. 49, no. 12, pp.118-127, December 2011.
- [36] C.-S. Sum, G. P. Villardi, M.A. Rahman, T. Baykas, H. N. Tran, Z. Lan, C. Sun, Y. Alemseged, J. Wang, C. Song, C. Pyo, S. Filin, H. Harada, "Cognitive communication in TV white spaces: An overview of regulations, standards, and technology," *IEEE Communications Magazine*, vol. 51, no. 7, pp. 138-145, July 2013.
- [37] Ecma 392: MAC and PHY for Operation in TV White Spaces, Ecma International Std., December 2009, [Online] dostupno na web stranici: <http://www.ecma-international.org/publications/standards/Ecma-392.htm>.

- [38] N. Devroye, P. Mitran, V. Tarokh, "Achievable rates in cognitive radio channels," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 52, no. 5, pp. 1813-1827, May 2006.
- [39] A. Jovicic, P. Viswanath, "Cognitive radio: an information-theoretic perspective," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol.55, no. 9, pp. 3945-3958, September 2009.
- [40] O. Simeone, I. Stanojev, S. Savazzi, Y. Bar-Ness, U. Spagnolini, R. Pickholtz. "Spectrum leasing to cooperating secondary ad hoc networks," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 26, no. 1, pp. 203-213, January 2008.
- [41] R. Manna, R. H. Louie, Y Li, B. Vucetic, "Cooperative spectrum sharing in cognitive radio networks with multiple antennas," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 59, no. 11, pp. 5509-5522, November 2011.
- [42] P. J. Kolodzy, "Interference Temperature: A Metric for Dynamic Spectrum Utilization," *International Journal of Network Management*, vol. 16, iss. 2, pp. 103-113, March 2006.
- [43] X. Kang, Y.-C. Liang, A. Nallanathan, H. K. Garg, R. Zhang, "Optimal power allocation for fading channels in cognitive radio networks: Ergodic capacity and outage capacity," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 8, no. 2, pp. 940-950, February 2009.
- [44] Y. Xing, C. N. Mathur, M. A. Haleem, R. Chandramouli, K. P. Subbalakshmi, "Dynamic Spectrum Access with QoS and Interference Temperature Constraints," *IEEE Transactions on Mobile Computing*, vol. 6, no. 4, pp. 423-433, April 2007.
- [45] H. Arslan, M. E. Şahin "UWB-based cognitive radio networks," *Cognitive Wireless Communication Networks*, pp. 213-230, Springer US, 2007.
- [46] D. Cabric, S. M. Mishra, R. W. Brodersen, "Implementation issues in spectrum sensing for cognitive radios," *Conference Record of the Thirty-Eighth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, 2004*, vol. 1, pp. 772-776, November 2004.
- [47] S. Ekin, M. M. Abdallah, K. A. Qaraqe, E. Serpedin, "Random Subcarrier Allocation in OFDM-Based Cognitive Radio Networks," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 60, no. 9, pp. 4758-4774, September 2012.
- [48] X. Kang, H. K. Garg, Y.-C. Liang, R. Zhang, "Optimal power allocation for OFDM-based cognitive radio with new primary transmission protection criteria," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 9, no. 6, pp. 2066-2075, June 2010.
- [49] M. Chowdhury, A. Singla, A. K. Chaturvedi, "A family of power allocation schemes achieving high Secondary User rates in spectrum sharing OFDM cognitive radio," *Proc. of IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM), 2012*, Anaheim, CA, December 2012, pp. 1144-1149.
- [50] K. Son, B. C. Jung, S. Chong, D. K. Sung, "Power allocation policies with full and partial inter-system channel state information for cognitive radio networks," *Wireless networks* vol. 19, no. 1, pp. 99-113, January 2013.

- [51] M. G. Khoshkholgh, K. Navaie, H. Yanikomeroglu, "Access strategies for spectrum sharing in fading environment: overlay, underlay, and mixed," *IEEE Transactions on Mobile Computing*, vol. 9, no. 12, pp. 1780-1793, December 2010.
- [52] S. K. Jayaweera, G. Vazquez-Vilar, C. Mosquera, "Dynamic spectrum leasing: A new paradigm for spectrum sharing in cognitive radio networks," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 59, no. 5, pp. 2328-2339, June 2010.
- [53] M. Gastpar, "On capacity under received-signal constraints," *Proc. of the 42nd Annual Allerton Conference on Communication, Control and Computing*, September 2004, pp. 1322-1331.
- [54] A. Ghasemi, E. S. Sousa, "Fundamental limits of spectrum-sharing in fading environments," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 6, no. 2, pp. 649-658, February 2007.
- [55] M. S. Alouini, A J. Goldsmith, "Capacity of Rayleigh fading channels under different adaptive transmission and diversity-combining techniques," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 48, no. 4, pp. 1165-1181, July 1999.
- [56] L. Musavian, S. Aissa, "Capacity and power allocation for spectrum-sharing communications in fading channels," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 8, no. 1, pp. 148-156, January 2009.
- [57] R. Zhang, "On peak versus average interference power constraints for protecting primary users in cognitive radio networks," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 8, no. 4, pp. 2112-2120, April 2009.
- [58] T. W. Ban, W. Choi, B. C. Jung, D. K. Sung, "Multi-user diversity in a spectrum sharing system," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 8, no. 1, pp. 102-106, January 2009.
- [59] R. Zhang, Y.-C. Liang, "Investigation on multiuser diversity in spectrum sharing based cognitive radio networks," *IEEE Communication Letters*, vol. 14, no. 2, pp. 133-135, February 2010.
- [60] X. Gong, S. A. Vorobyov, C. Tellambura, "Optimal bandwidth and power allocation for sum ergodic capacity under fading channels in cognitive radio networks," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 59, no. 4, pp. 1814-1826, April 2011.
- [61] S. Ekin, M. M. Abdallah, K. A. Qaraqe, E. Serpedin, "Random subcarrier allocation in OFDM-based cognitive radio networks," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 60, no. 9, pp. 4758-4774, September 2012.
- [62] J. M. Peha, "Approaches to spectrum sharing," *IEEE Communications Magazine*, vol. 43, no. 2, pp. 10-12, February 2005.
- [63] L. Musavian, S. Aissa, "Fundamental capacity limits of cognitive radio in fading environments with imperfect channel information," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 57, no. 11, pp. 3472-3480, November 2009.
- [64] Z. Rezki, M.-S. Alouini, "Ergodic capacity of cognitive radio under imperfect channel-state information," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 61, no. 5, pp. 2108-2119, June 2012.

- [65] H. A Suraweera, P. J. Smith, M. Shafi, "Capacity limits and performance analysis of cognitive radio with imperfect channel knowledge," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 59, no. 4, pp. 1811-1822, May 2010.
- [66] H. Kim, H. Wang, S. Lim, D. Hong. "On the impact of outdated channel information on the capacity of secondary user in spectrum sharing environments," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 11, no 1, pp. 284-295, January 2012.
- [67] P. J. Smith, P. A. Dmochowski, H.A. Suraweera, M. Shafi, "The effects of limited channel knowledge on cognitive radio system capacity," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 62, no. 2, pp. 927-933, February 2013.
- [68] L. Sboui, Z. Rezki, M.-S. Alouini, "A Unified Framework for the ergodic capacity of spectrum sharing cognitive radio systems," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 12, no. 2, pp. 877-887, February 2013.
- [69] G. J. Foschini, M. J. Gans, "On limits of wireless communication in a fading environment when using multiple antennas," *Wireless Personal Communications*, vol. 6, pp. 311-335, March 1998.
- [70] R. Zhang, Y.-C. Liang, "Exploiting multi-antennas for opportunistic spectrum sharing in cognitive radio networks," *IEEE Journal of Selected Topics on Signal Processing*, vol. 2, no. 1, pp. 88-102, February 2008.
- [71] M. Kang, B. Jung, D. Sung, W. Choi, "A pre-whitening scheme in a MIMO-based spectrum-sharing environment," *IEEE Communication Letters*, vol. 12, no. 11, pp. 831-833, November 2008.
- [72] L. Zhang, Y.-C. Liang, Y. Xin, "Joint beamforming and power allocation for multiple access channels in cognitive radio networks," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 26, no. 1, pp. 38-51, January 2008.
- [73] H. Wang, J. Lee, S. Kim and D. Hong, "Capacity enhancement of secondary links through spatial diversity in spectrum sharing," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 9, no. 2, pp. 494-499, February 2010.
- [74] A. F. Molisch, M. Z. Win, "MIMO systems with antenna selection," *IEEE Microwave Magazine*, vol. 5, no. 1, pp. 46-56, March 2004.
- [75] S. Sanayei, A. Nosratinia, "Antenna selection in MIMO systems," *IEEE Communication Magazine*, vol. 42, no. 10, pp. 68-73, October 2004.
- [76] R. Duan, M. Elmusrati, R. Jantti, R. Virrankoski, "Capacity for spectrum sharing cognitive radios with MRC diversity at the secondary receiver under asymmetric fading", *Proc. of IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM 2010)*, Miami, Florida, USA, December 2010, pp. 1-5.
- [77] R. Duan, R. Jantti, M. Elmusrati, R. Virrankoski, "Capacity for spectrum sharing cognitive radios with MRC diversity and imperfect channel information from primary user," *Proc. of IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM 2010)*, Miami, Florida, USA, December 2010, pp. 1-5.
- [78] D. Li, "Performance analysis of MRC diversity for cognitive radio systems," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 61, no. 2, pp. 849-853, February 2012.

- [79] S. Thoen, L. Van der Perre, B. Gyselinckx, M. Engels, "Performance analysis of combined transmit-SC/receive-MRC," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 49, no. 1, pp. 5-8, January 2001.
- [80] S. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 16, no. 8, pp. 1451-1458, October 1998.
- [81] V. Tarokh, H. Jafarkhani, A. R. Calderbank, "Space-Time Block Codes from Orthogonal Designs," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 45, no. 5, pp. 1456-1467, July 1999.
- [82] A. H. Y. Kong, "Ergodic and Outage Capacity of Interference Temperature-Limited Cognitive Radio Multi-input multi-output channel," *IET Communications*, vol. 5, no. 5, pp. 652-659, May 2011
- [83] V. Blagojević, P. Ivaniš, "The second-order statistics of one-ring MIMO model and its applications," *Proc. of IEEE International Conference EUROCON 2011*, Lisbon, Portugal, April 2011, pp. 1-4.
- [84] V. Blagojević, P. Ivaniš, "Level Crossing Rate of MRC with Transmit Antenna Selection in Unequally Distributed Nakagami Fading Channels," *Proc. of IEEE European Conference on Circuits and Systems for Communications (ECCSC 2010)*, Belgrade, Serbia, November 2010, pp. 260-263.
- [85] P. Ivanis, V. Blagojevic, D. Drajić, B. Vučetić, "Second-order statistics of a maximum ratio combiner with unbalanced and unequally distributed Nakagami branches," *IET Communications*, vol. 5, no. 13, pp. 1829-1835, September 2011.
- [86] P. Ivanis, V. Blagojevic, D. Drajić, B. Vučetić, "Closed-form level crossing rates expressions of orthogonalized correlated MIMO channels," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 60, no. 5, pp. 1910-1916, May 2011.
- [87] M. D. Yacoub, J. E. V. Bautista, L. G. de R. Guedes, "On higher order statistics of the Nakagami- m distribution," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 48, no. 3, pp. 790-794, May 1999.
- [88] V. Blagojevic, P. Ivanis, "Ergodic capacity of spectrum sharing cognitive radio with MRC diversity and Nakagami fading," *Proc. of IEEE Wireless Communications and Networking Conference 2012 (WCNC 2012)*, Paris, France, April 2012, pp. 2797-2801 .
- [89] V. Blagojevic, P. Ivanis, "Ergodic capacity of spectrum sharing systems with OSTBC in Nakagami fading," *IEEE Communications Letters*, vol. 16, no. 9, pp. 1500-1503, September 2012.
- [90] V. Blagojevic, P. Ivanis, "Ergodic capacity for TAS/MRC spectrum sharing cognitive radio," *IEEE Communications Letters*, vol. 16, no. 3, pp. 321-323, March 2012.
- [91] V. Blagojević, A. Cvetković, "Ergodični kapacitet kognitivnog radio sistema sa kontrolisanim prosečnim nivoom interferencije i primenom TAS/MRC," *Zbornik radova 56. konferencije za elektroniku, telekomunikacije, računarstvo, automatiku i nuklearnu fiziku, ETRAN 2012*, TE1.7, str. 1-4, jun 2012.

- [92] V. Blagojevic, P. Ivanis, "The Application of OSTBC with Alamouti Scheme in Spectrum-Sharing Cognitive Radio," *Proc. of ICEST 2011*, Niš, Serbia, June 2011, pp. 243-246.
- [93] H. Suzuki, "A Statistical Model for Urban Radio Propagation," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 25, no. 7, pp. 673-680, July 1977.
- [94] D. Chizhik, J. Ling, P. W. Wolniansky, R. A. Valenzuela, N. Costa, K. Huber, "Multiple-input-multiple-output measurements and modeling in Manhattan," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 21, no. 3, pp. 321-331, April 2003.
- [95] L. Musavian, M. Dohler, M. R. Nakhai, A. H. Aghvami, "Closed-form capacity expressions of orthogonalized correlated MIMO channels," *IEEE Communications Letters*, vol. 8, no. 6, pp. 365-367, June 2004.
- [96] H. Ozelik, M. Herdin, W. Weichselberger, J. Wallace, E. Bonek, "Deficiencies of 'Kronecker' MIMO radio channel model," *Electronics Letters*, vol. 39, no. 16, pp. 1209-1210, August 2003.
- [97] W.C. Jakes, *Microwave Mobile Communications*, 2nd ed., IEEE Press, New York, 1993.
- [98] D. S. Shiu, G. J. Foschini, M. J. Gans, J. M. Kahn, "Fading correlation and its effect on the capacity of multielement antenna systems," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 48, no. 3, pp. 502-513, March 2000.
- [99] A. Abdi, M. Kaveh, "A space-time correlation model for multielement antenna systems in mobile fading channels," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 20, no. 3, pp. 550-560, April 2002.
- [100] M. Zhang, P. Smith, M. Shafi, "An Extended One-Ring MIMO Channel Model," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 6, no. 8, pp. 2759-2764, August 2007.
- [101] M. Abramowitz, I. A. Stegun, *Handbook of Mathematical Functions with Formulas, Graphs, and Mathematical Tables*, Dover, New York, 1972.
- [102] N. C. Beaulieu, C. Cheng, "Efficient Nakagami- m fading channel simulation," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 54, no. 2, pp. 413-424, March 2005.
- [103] M. D. Yacoub, G. Fraidenraich, J. C. S. Santos Filho, "Nakagami- m phase-envelope joint distribution," *Electronics Letters*, vol. 41, no. 5, pp. 259-261, March 2005.
- [104] T. M. Wu, S.-Y. Tzeng, "Sum-of-sinusoids-based simulator for Nakagami- m fading channels," *Proc. of the IEEE Vehicular Technology Conference 2003, VTC 2003-Fall*, Orlando, Florida, USA, October 2003, vol. 1, pp. 158-162.
- [105] M. F. Pop, N. C. Beaulieu, "Limitations of Sum-of-Sinusoids Fading Channel Simulators," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 49, no. 4, pp. 699-708, April 2001.

- [106] Y. Ma, D. Zhang, "A method for simulating complex Nakagami fading time series with nonuniform phase and prescribed autocorrelation characteristics," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 59, no. 1, pp. 29-35, January 2010.
- [107] Y. R. Zheng, C. Xiao, "Simulation models with correct statistical properties for Rayleigh fading channels," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 51, no. 6, pp. 920-928, June 2003.
- [108] P. Ivanis, D. Drajić, B. Vucetic, "Second order statistics of maximal ratio combining with unbalanced branches," *IEEE Communications Letters*, vol 12, no. 7, pp. 508-510, July 2008.
- [109] A. Papoulis, *Probability, Random Variables, and Stochastic Processes*, 2nd ed., McGraw Hill Book Company, 1986.
- [110] M. S. Alouini, A. Goldsmith,, "Capacity of Nakagami multipath fading channels," *Proc. of IEEE Vehicular Technology Conference, VTC 1997 - Spring*, vol. 1, Phoenix, USA, May 1997, pp. 358-362.
- [111] V. Tarokh, H. Jafarkhani, A. R. Calderbank, "Space-time block coding for wireless communications: Performance results," *IEEE Journal of Selected Areas in Communications*, vol. 17, no. 3, pp. 451-460, March 1999.
- [112] B. Vucetic, J. Yuan, *Space-Time Coding*, John Wiley & Sons Ltd, West Sussex, 2003.
- [113] H. Shin, J. H. Lee, "Performance analysis of space-time block codes over keyhole Nakagami- m fading channels," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 53, no. 2, pp. 351-362, March 2004.
- [114] I. S. Gradshteyn, I. M. Ryzhik, *Table of Integrals, Series and Products*, 5th edition. Academic Press Inc., 1994.
- [115] C. E. Shannon, "A mathematical theory of communication," *Bell System Technical Journal*, vol. 27, pp. 379-423, July 1948; pp. 623-656, October 1948.
- [116] D. Drajić, P. Ivaniš, *Uvod u teoriju informacija i kodovanje*, Akademska misao, Beograd, 2009.
- [117] A. Goldsmith, *Wireless Communications*, Cambridge University Press, 2005.
- [118] A. J. Goldsmith, P. P. Varaiya, "Capacity of fading channels with channel side information," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 43, no. 6, pp. 1986-1992, November 1997.
- [119] Wolfram Mathematica web stranica: <http://www.wolfram.com/mathematica/>
- [120] M. S. Alouini, A. J. Goldsmith, "Adaptive modulation over Nakagami fading channels," *Wireless Personal Communications*, vol. 13, iss. 1-2, pp. 119-143, May 2000.
- [121] M. K. Simon, M.-S. Alouini, *Digital Communication over Fading Channels*, 2nd edition, John Wiley & Sons Inc., 2005.

- [122] J. M. R. -Jerez, A. J. Goldsmith, "Performance of multichannel reception with transmit antenna selection in arbitrarily distributed Nakagami fading channels," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 8, no. 4, pp. 2006-2013, April 2009.
- [123] Z. Chen, Z. Chi, Y. Li, B. Vucetic, "Error Performance of Maximal-Ratio Combining with Transmit Antenna Selection in Flat Nakagami- m Fading Channels," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 8, no. 1, pp. 424-431, January 2009.
- [124] A. Maaref, S. Aissa, "Exact Error Probability Analysis of Orthogonal Space-Time Block Codes with Arbitrary Rectangular QAM over MIMO Nakagami- m Fading Channels", *Proc. of Wireless Communications and Networking Conference, 2007 (WCNC 2007)*, Hong Kong, March 2007, pp. 768-772.
- [125] H. Zhang, T. A. Gulliver, "Capacity and error probability analysis for orthogonal space-time block codes over fading channels," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 4, no. 2, pp. 808-819, March 2005.
- [126] L. Yang, K. Qaraqe, E. Serpedin, M.-S. Alouini, L. Weiping "Cognitive Radio Networks with Orthogonal Space-Time Block Coding and Multiuser Diversity," *IEEE Communications Letters*, vol. 17, no. 4, pp. 685-688, April 2013.
- [127] M. R. McKay, A. Zanella, I. B. Collings, M. Chiani, "Error probability and SINR analysis of optimum combining in Rician fading," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 57, no. 3, pp. 676-687, March 2009.
- [128] M. L. Dukić, *Principi modernih telekomunikacija*, Akademska misao, Beograd, 2008.
- [129] J. Proakis, *Digital Communications*, 2nd ed. New York: McGraw-Hill, 1989.
- [130] J. W. Craig "A new, simple and exact result for calculating the probability of error for two-dimensional signal constellations," *Proc. of Military Communications Conference 1991. (MILCOM '91)*, vol. 2, McLean, VA, November 1991, pp. 551-575.
- [131] K. Cho, D. Yoon, "On the general BER expression of one-and two-dimensional amplitude modulations," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 50, no. 7, pp. 1074-1080, July 2002.
- [132] M. Chiani, D. Dardari, and M. K. Simon, "New exponential bounds and approximations for the computation of error probability in fading channels," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 2, no. 4, pp. 840-845, July 2003.
- [133] A. H. Nuttall, "Some integrals involving the Q-function," Naval Underwater System Centars, New London, CT, Technical Report. 743066, April 1972.

BIOGRAFIJA AUTORA

Vesna Blagojević, rođena Golubović, rođena je 1976. godine u Beogradu, gde je završila Matematičku gimnaziju. Diplomirala je na Elektrotehničkom fakultetu Univerziteta u Beogradu 2001. godine sa ukupnom prosečnom ocenom 9.0. Postdiplomske studije na Elektrotehničkom fakultetu na smeru Telekomunikacije upisala je 2001. godine. Magistarsku tezu pod naslovom “Modeli nisko-naponskih elektrodistributivnih vodova kao kanala za prenos telekomunikacionih signala” odbranila je 2007. godine.

U periodu od diplomiranja do 2003. godine bila je angažovana kao saradnik pri Katedri za telekomunikacije Elektrotehničkog fakulteta, gde je primljena u radni odnos u zvanju asistent-pripravnik januara 2003. godine. U zvanje asistent izabrana je 2007. godine. U toku angažovanja na Katedri za telekomunikacije učestvovala je u izvođenju računskih i laboratorijskih vežbi iz većeg broja predmeta.

Iz oblasti teme doktorske disertacije Vesna Blagojević je autor ili koautor četiri rada u časopisima međunarodnog značaja (sa SCI liste), kao i većeg broja radova objavljenih u zbornicima konferencija međunarodnog i nacionalnog značaja.

Прилог 1.

Изјава о ауторству

Потписани-а Весна М. Благојевић

број индекса _____

Изјављујем

да је докторска дисертација под насловом

Оптимизација когнитивних система са контролисаним нивоом интерференције
применом вишеантенских техника са адаптивном контролом снаге

- резултат сопственог истраживачког рада,
- да предложена дисертација у целини ни у деловима није била предложена за добијање било које дипломе према студијским програмима других високошколских установа,
- да су резултати коректно наведени и
- да нисам кршио/ла ауторска права и користио интелектуалну својину других лица.

Потпис докторанда

У Београду, 28.02.2014. године

Весна Благојевић

Прилог 2.

Изјава о истоветности штампане и електронске верзије докторског рада

Име и презиме аутора ВЕСНА М. БЛАГОЈЕВИЋ

Број индекса _____

Студијски програм _____

Наслов рада Оптимизација когнитивних система са контролисаним нивоом интерференције
применом вищекантенских техника са адаптивном контролом снаге

Ментор ванр. проф. др Предраг Н. Иваниш, Универзитет у Београду
Електротехнички факултет

Потписани/а Весна Благојевић

Изјављујем да је штампана верзија мог докторског рада истоветна електронској верзији коју сам предао/ла за објављивање на порталу **Дигиталног репозиторијума Универзитета у Београду**.

Дозвољавам да се објаве моји лични подаци везани за добијање академског звања доктора наука, као што су име и презиме, година и место рођења и датум одбране рада.

Ови лични подаци могу се објавити на мрежним страницама дигиталне библиотеке, у електронском каталогу и у публикацијама Универзитета у Београду.

Потпис докторанда

У Београду, 28.02.2014. године

Весна Благојевић

Прилог 3.

Изјава о коришћењу

Овлашћујем Универзитетску библиотеку „Светозар Марковић“ да у Дигитални репозиторијум Универзитета у Београду унесе моју докторску дисертацију под насловом:

Оптимизација когнитивних система са контролисаним нивоом интерференције
применом вишеантенских техника са адаптивном контролом снаге

која је моје ауторско дело.

Дисертацију са свим прилозима предао/ла сам у електронском формату погодном за трајно архивирање.

Моју докторску дисертацију похрањену у Дигитални репозиторијум Универзитета у Београду могу да користе сви који поштују одредбе садржане у одабраном типу лиценце Креативне заједнице (Creative Commons) за коју сам се одлучио/ла.

1. Ауторство

2. Ауторство - некомерцијално

3. Ауторство – некомерцијално – без прераде

4. Ауторство – некомерцијално – делити под истим условима

5. Ауторство – без прераде

6. Ауторство – делити под истим условима

(Молимо да заокружите само једну од шест понуђених лиценци, кратак опис лиценци дат је на полеђини листа).

Потпис докторанда

У Београду, 28.02.2014. Године

Весна Ђакојевић

1. Ауторство - Дозвољаваате умножавање, дистрибуцију и јавно саопштавање дела, и прераде, ако се наведе име аутора на начин одређен од стране аутора или даваоца лиценце, чак и у комерцијалне сврхе. Ово је најслободнија од свих лиценци.
2. Ауторство – некомерцијално. Дозвољаваате умножавање, дистрибуцију и јавно саопштавање дела, и прераде, ако се наведе име аутора на начин одређен од стране аутора или даваоца лиценце. Ова лиценца не дозвољава комерцијалну употребу дела.
3. Ауторство - некомерцијално – без прераде. Дозвољаваате умножавање, дистрибуцију и јавно саопштавање дела, без промена, преобликовања или употребе дела у свом делу, ако се наведе име аутора на начин одређен од стране аутора или даваоца лиценце. Ова лиценца не дозвољава комерцијалну употребу дела. У односу на све остале лиценце, овом лиценцом се ограничава највећи обим права коришћења дела.
4. Ауторство - некомерцијално – делити под истим условима. Дозвољаваате умножавање, дистрибуцију и јавно саопштавање дела, и прераде, ако се наведе име аутора на начин одређен од стране аутора или даваоца лиценце и ако се прерада дистрибуира под истом или сличном лиценцом. Ова лиценца не дозвољава комерцијалну употребу дела и прерада.
5. Ауторство – без прераде. Дозвољаваате умножавање, дистрибуцију и јавно саопштавање дела, без промена, преобликовања или употребе дела у свом делу, ако се наведе име аутора на начин одређен од стране аутора или даваоца лиценце. Ова лиценца дозвољава комерцијалну употребу дела.
6. Ауторство - делити под истим условима. Дозвољаваате умножавање, дистрибуцију и јавно саопштавање дела, и прераде, ако се наведе име аутора на начин одређен од стране аутора или даваоца лиценце и ако се прерада дистрибуира под истом или сличном лиценцом. Ова лиценца дозвољава комерцијалну употребу дела и прерада. Слична је софтверским лиценцама, односно лиценцама отвореног кода.