

SSC diverziti prijemnik u prisustvu korelisano Nakagami- m fedinga i ko-kanalne interferencije

Stefan R. Panić, Jelena A. Anastasov, Mihajlo Č. Stefanović, Petar Č. Spalević, Selena Stojančić

Sadržaj — U ovom radu je predstavljena analiza performansi prekidačkog (SSC - switched-and-stay combining) diverziti prijemnika u prisustvu korelisano Nakagami- m fedinga i ko-kanalne interferencije. Određeni su izrazi u zatvorenom obliku za funkciju gustine verovatnoće (PDF - probability density function) i kumulativnu funkciju verovatnoće (CDF - cumulative distribution function) odnosa signal-interferencija (SIR - signal to interference ratio) na izlazu iz SSC kombinera. Upotrebom ovih izraza, izračunate su standardne mere performansi bežičnih telekomunikacionih sistema, poput verovatnoće otkaza (OP - outage probability) i srednje verovatnoće greške po bitu (ABER - Average Bit Error Probability) za slučajeve prenosa signala različitim modulacionim tehnikama. Numerički dobijeni rezultati su grafički prikazani u cilju analiziranja uticaja oštine fedinga i nivoa korelacije na performanse sistema.

Ključne reči — Ko-kanalna interferencija; Nakagami- m feding; SSC kombinovanje;

I. UVOD

SA aspekta suzbijanja neželjenih uticaja fedinga i ko-kanalne interferencije u bežičnim komunikacionim sistemima, akyuelna je upotreba različitih diverziti tehnika prijema [1]. Tehnike prostornog diverzitija su jedan od najefikasnijih načina za poboljšanje pouzdanosti prenosa bez povećanja snage prenosa i širine propusnog opsega. Diverziti tehnike prijema omogućavaju efikasnu redukciju fluktuacija nivoa signala u kanalu, a njihov rad se zasniva na upotrebi višestrukih antena u prijemniku. Generalno podela tehnika kombinovanja, može da se izvrši na osnovu ograničenja kompleksnosti komunikacionih sistema i celokupne informacije o stanjima kanala dostupne na prijemu.

Najjednostavnija metoda kombinovanja, odnosno jedna od najjednostavnijih je prekidačko kombinovanje (SSC - Switched-and-stay combining). Princip rada je

zasnovan na tome da se vrši odabir i procesiranje signala sa jedne prijemne grane, sve dok odnos signal-šum (SNR - Signal-to-noise ratio) na toj prijemnoj grani ima vrednost veću od odgovarajuće unapred određene vrednosti praga prekidanja. Kada odnos SNR u trenutku odmeravanja opadne ispod vrednosti praga prekidanja, prelazi se na procesiranje signala sa sledeće grane, nezavisno od trenutne vrednosti odnosa SNR na njoj [1-3].

U ćelijskim sistemima, gde je ko-kanalna interferencija dominantna smetnja u odnosu na termički šum, SSC odabira i procesira signal sa prijemne grane, sve dok odnos signal-interferencija (SIR - Signal-to-noise ratio) na toj prijemnoj grani ima vrednost veću od odgovarajuće vrednosti praga. Za slučaj da odnos SIR u trenutku odmeravanja opadne ispod vrednosti praga prekidanja, prelazi se na procesiranje signala sa sledeće grane, nezavisno od trenutne vrednosti odnosa SIR na njoj.

U praksi je najčešće rastojanje između prijemnih grana antenskog terminala nedovoljno da bi feding bio nekorelisano i zbog toga se pri analizi performansi sistema mora uzeti u obzir korelisano fedinga, kao i zavisnost performansi sistema od nivoa korelisano prijemnih grana [4].

Mnoge statističke raspodele pružaju kvalitetan opis propagacije mobilnih radio signala u bežičnom komunikacionom medijumu. Eksperimentalno je pokazano da, iako Rejljeva i Rajsova raspodela predstavljaju odličnu aproksimaciju promene anvelope željenog signala pod uticajem višeputajnog fedinga, Nakagami- m model raspodele biva češće korišćen pri modelovanju, jer nudi bolji opis fluktuacija u širokom opsegu uslova pojave fedinga i unutar sebe kao specijalne slučajeve može aproksimirati prethodne dve raspodele.

Analiza performansi SSC diverziti prijemnika u prisustvu korelisano Rajsovog fedinga u komunikacionim kanalima satelitskog linka je predstavljena u [5]. Pristup analizi standardnih mera performansi SSC diverziti prijemnika u prisustvu korelisano Vejbulovog fedinga kroz verovatnoću otkaza (OP - outage probability), srednju verovatnoću greške po bitu (ABER - Average Bit Error Probability) i funkcije generatriše momenata (MGF - moment generating function) je predstavljen u [6]. SSC prijemnik sa odlučivanjem zasnovanim na SIR odnosu u prisustvu korelisano Rajsovog fedinga i Nakagami- m ko-kanalne interferencije je razmatran u [7].

U ovom radu će biti izvršena predstavljena analiza performansi SSC diverziti prijemnika u prisustvu korelisano Nakagami- m fedinga i ko-kanalne interferencije. Najpre će biti određeni izrazi u zatvorenom obliku za funkciju gustine verovatnoće (PDF - probability

Stefan R. Panić, (autor za kontakte), Prirodno-matematički fakultet u Kosovskoj Mitrovici, Ivo Lole Ribara 29, 38220 Kosovska Mitrovica, Srbija (telefon: 381-63-470-649 e-mail: stefanpnc@yahoo.com)

Jelena A. Anastasov, Elektronski fakultet u Nišu, Aleksandra Medvedeva 14, 18000 Niš, Srbija (telefon 381-18-529-304, e-mail: anastasovjelena@gmail.com).

Mihajlo C. Stefanović, Elektronski fakultet u Nišu, Aleksandra Medvedeva 14, 18000 Niš, Srbija; (e-mail: misa@elfak.ni.ac.rs) ...

Petar Č. Spalević, Fakultet Tehničkih Nauka u Kosovskoj Mitrovici, Knjaza Miloša 7, 38220 Kosovska Mitrovica, Srbija (e-mail: petarspalevic@yahoo.com).

Selena Stojančić, Fakultet Informatičkih Tehnologija, Tadeuša Koščouška 63, 11000 Beograd, Srbija; (e-mail: selena.stojancic@fit.edu.rs) ...

density function) i kumulativnu funkciju verovatnoće (CDF - cumulative distribution function) odnosa SIR na izlazu iz SSC kombinera. Zatim će se upotrebom ovih izraza, odrediti su standardne mere performansi bežičnih telekomunikacionih sistema, poput verovatnoće otkaza i srednje verovatnoće greške po bitu pri prenosu signala pomoću nekoherentnog digitalnog frekvencijskog (NCFSK - noncoherent frequency-shift keying), kao i pomoću binarnog diferencijalnog digitnog faznog (BDPSK - binary differentially phase-shift keying) modulacionog formata. Grafički prikaz numerički dobijenih rezultati je dat u cilju analiziranja uticaja parametara oštine fedinga i nivoa korelacije na performanse sistema.

II. MODEL SISTEMA

Nakagami- m raspodela opisuje raspodelu amplitude ekvivalentnog korisnog signala na ulazu u prijemnik za slučaj kada rezultirajući signal nastaje višeputajnom propagacijom talasa u homogenom difuznom polju više klastera. Unutar svakog klastera faze rasejanih talasa su slučajno raspodeljene, ali imaju vrednosti faznog kašnjenja, koje su podudarne ili se razlikuju u maloj meri. Fazna kašnjenja talasa različitih klastera se veoma razlikuju. [2].

Razmatrajmo SSC diverziti prijemnika u prisustvu korelisanog Nakagami- m fedinga i ko-kanalne interferencije. Željeni signal primljen na k -toj anteni terminala, može se opisati pomoću [8]:

$$D_i(t) = R_i e^{j\theta_i(t)} e^{j[2\pi f_c t + \Phi(t)]}, \quad (1)$$

gde f_c predstavlja noseću frekvenciju, $\Phi(t)$ signal željene informacije, $\theta_i(t)$ trenutnu fazu iz opsega $[0, 2\pi]$, a $R_i(t)$ predstavlja slučajni proces promene amplitude željenog signala opisan Nakagami- m raspodelom, koja ima funkciju gustine verovatnoće definisanu sa [2]:

$$f_{R_i}(t) = \frac{2t^{2m-1}}{\Gamma(m)\Omega^m} \exp\left(-\frac{t^2}{\Omega}\right), t > 0, m \geq \frac{1}{2} \quad (2)$$

pri čemu je sa t označena amplituda primljenog korisnog signala, $\Gamma(\cdot)$ označava gama funkciju, m predstavlja parametar dubine fedinga definisan sa $m = E^2 [t]/V[t^2]$, dok je sa označena Ω srednja snaga korisnog signala na prijemu određena sa $\Omega = E [t^2]$. Operatori $E[\cdot]$ i $V[\cdot]$ označavaju operatore matematičkog očekivanja i varijanse, respektivno.

Rezultirajući signal interferencije, koji prima i -ta antena, dat je izrazom:

$$C_i(t) = r_i(t) e^{j\theta_i(t)} e^{j[2\pi f_c t + \psi(t)]}, \quad (3)$$

gde je $r_i(t)$ slučajni proces promene signala ko-kanalne interferencije, modelovan sa Nakagami- m raspodelom amplitude, $\theta_i(t)$ trenutna faza i $\psi(t)$ signal informacije.

Združene gustine verovatnoće koreliranih željenih signala i signala ko-kanalne interferencije na ulazima SSC kombinera se mogu predstaviti pomoću [9]:

$$P_{R_1, R_2}(R_1, R_2) = \frac{(1-\sqrt{\rho_d})^{m_d}}{\Gamma(m_d)} \sum_{k_1, k_2=0}^{\infty} \frac{\Gamma(m_d + k_1 + k_2) \rho_d^{k_1 + k_2} m_d^{2m_d + k_1 + k_2}}{(1-\sqrt{\rho_d})^{2m_d + k_1 + k_2}} \times \left(\frac{1}{1+\sqrt{\rho_d}}\right)^{m_d + k_1 + k_2} \frac{4}{\Gamma(m_d + k_2) k_2! \Omega_{d2}^{m_d + k_2} \Gamma(m_d + k_1) k_1! \Omega_{d1}^{m_d + k_1}} \times R_1^{2(m_d + k_1) - 1} \exp\left(-\frac{m_d R_1^2}{\Omega_{d1}(1-\sqrt{\rho_d})}\right) R_2^{2(m_d + k_2) - 1} \exp\left(-\frac{m_d R_2^2}{\Omega_{d2}(1-\sqrt{\rho_d})}\right)$$

(4)

$$P_{r_1, r_2}(r_1, r_2) = \frac{(1-\sqrt{\rho_c})^{m_c}}{\Gamma(m_c)} \sum_{l_1, l_2=0}^{\infty} \frac{\Gamma(m_c + l_1 + l_2) \rho_c^{l_1 + l_2} m_c^{2m_c + l_1 + l_2}}{(1-\sqrt{\rho_c})^{2m_c + l_1 + l_2}} \times \left(\frac{1}{1+\sqrt{\rho_c}}\right)^{m_c + l_1 + l_2} \frac{4}{\Gamma(m_c + l_1) l_1! \Omega_{c1}^{m_c + l_1} \Gamma(m_c + l_2) l_2! \Omega_{c2}^{m_c + l_2}} \times r_1^{2(m_c + l_1) - 1} \exp\left(-\frac{m_c r_1^2}{\Omega_{c1}(1-\sqrt{\rho_c})}\right) r_2^{2(m_c + l_2) - 1} \exp\left(-\frac{m_c r_2^2}{\Omega_{c2}(1-\sqrt{\rho_c})}\right) \quad (5)$$

Koeficijent korelacije za željeni signal ρ_d je definisan pomoću $\rho_d = C(R_i^2, R_j^2) / (V(R_i^2) V(R_j^2))^{1/2}$ dok je korelacioni koeficijent između signala interferencije ρ_c određen pomoću $\rho_c = C(r_i^2, r_j^2) / (V(r_i^2) V(r_j^2))^{1/2}$, gde $C(\cdot, \cdot)$ označava operator kovarijanse.

Neka su pomoću $z_1 = R_1^2 / r_1^2$ i $z_2 = R_2^2 / r_2^2$ označene trenutne vrednosti odnosa SIR na ulaznim granama SSC diverziti terminala. Združena gustina verovatnoće za z_1 i z_2 se može napisati u obliku [10]:

$$f_{z_1, z_2}(z_1, z_2) = \frac{1}{4\sqrt{z_1 z_2}} \int_0^{\infty} \int_0^{\infty} P_{R_1, R_2}(r_1 \sqrt{z_1}, r_2 \sqrt{z_2}) P_{r_1, r_2}(r_1, r_2) r_1 r_2 dr_1 dr_2 \quad (6)$$

Zamenom (4) i (5) u (6), nakon integracije dobijamo:

$$f_{z_1, z_2}(z_1, z_2) = \sum_{k_1, k_2=0}^{\infty} \sum_{l_1, l_2=0}^{\infty} G_l m_d^{2m_d + k_1 + k_2} m_c^{2m_c + l_1 + l_2} \times (1-\sqrt{\rho_d})^{2m_d + k_1 + k_2} (1-\sqrt{\rho_c})^{2m_c + l_1 + l_2} \times \frac{z_1^{m_d + k_1 - 1} S_1^{m_d + k_1}}{(m_d (1-\sqrt{\rho_d}) z_1 + \mu_c (1-\sqrt{\rho_d}) S_1)^{m_d + m_c + k_1 + l_1}} \times \frac{z_2^{m_d + k_2 - 1} S_2^{m_d + k_2}}{(m_d (1-\sqrt{\rho_d}) z_2 + m_c (1-\sqrt{\rho_d}) S_2)^{m_d + m_c + k_2 + l_2}} \quad (7)$$

gde je srednja vrednost odnosa SIR na svakoj ulaznoj grani predstavljena pomoću $S_k = \Omega_{dk} / \Omega_{ck}$, dok je konstanta G_l data sa:

$$G_l = \frac{(1-\sqrt{\rho_d})^{m_d} (1-\sqrt{\rho_c})^{m_c} \Gamma(m_d + k_1 + k_2) \Gamma(m_c + l_1 + l_2)}{\Gamma(m_d) \Gamma(m_c)} \rho_d^{\frac{k_1 + k_2}{2}} \rho_c^{\frac{l_1 + l_2}{2}} \left(\frac{1}{1+\sqrt{\rho_d}}\right)^{m_d + k_1 + k_2} \left(\frac{1}{1+\sqrt{\rho_c}}\right)^{m_c + l_1 + l_2} \frac{\Gamma(m_d + m_c + k_1 + l_1)}{\Gamma(m_d + k_1) \Gamma(m_c + l_1) k_1! l_1!} \frac{\Gamma(m_d + m_c + k_2 + l_2)}{\Gamma(m_d + k_2) \Gamma(m_c + l_2) k_2! l_2!} \quad (8)$$

Označimo sa z_{SSC} trenutnu vrednost odnosa SIR na izlazu iz SSC kombinera, a sa z_τ unapred definisani prag prekidanja za svaku granu. Kao što je prethodno objašnjeno SSC odabira i procesirana signal sa jedne prijemne grane, odnos SIR na toj prijemnoj grani ima vrednost veću od odgovarajuće vrednosti praga. Kada odnos SIR u trenutku odmeravanja opadne ispod vrednosti praga prekidanja, prelazi se na procesiranje signala sa sledeće grane. Na osnovu [11], gustina verovatnoće z_{SSC} se može odrediti pomoću:

$$f_{z_{SSC}}(z) = \begin{cases} v_{SSC}(z), & z \leq z_\tau, \\ v_{SSC}(z) + f_z(z), & z > z_\tau. \end{cases} \quad (9)$$

u prethodnom izrazu $v_{SSC}(z)$, se prema [11], može izračunati na osnovu $v_{SSC}(z) = \int_0^{z_\tau} f_{z_1, z_2}(z, z_2) dz_2$. Dalje se u zatvorenom obliku $v_{SSC}(z)$ se može predstaviti pomoću:

$$v_{SSC}(z) = \sum_{k_1, k_2=0}^{\infty} \sum_{l_1, l_2=0}^{\infty} G_1 m_d^{m_d+k_2} m_c^{m_c+l_2} (1-\sqrt{\rho_d})^{m_c+l_2} (1-\sqrt{\rho_c})^{m_d+k_2} \times \frac{z^{m_d+k_1-1} S_1^{m_c+l_1}}{(m_d(1-\sqrt{\rho_c})z + m_c(1-\sqrt{\rho_d})S_1)^{m_d+m_c+k_1+l_1}} \times B\left(\frac{m_d z_{\tau}}{m_d z_{\tau} + m_c \frac{(1-\sqrt{\rho_d})}{(1-\sqrt{\rho_c})} S_2}, m_d + k_2, m_d + l_2\right) \quad (10)$$

ovde je sa $B(z, a, b)$ označena nepotpuna Beta funkcija [12].

Na sličan način $f_z(z)$ se može predstaviti pomoću :

$$f_z(z) = \frac{m_d^{m_d} m_c^{m_c} z^{m_d-1} S_1^{m_d}}{(m_c S_1 + m_d z)^{m_d+m_c}} \frac{\Gamma(m_d + m_c)}{\Gamma(m_d) \Gamma(m_c)} \quad (11)$$

Slično relaciji (9), kumulativna funkcija verovatnoće odnosa SIR na izlazu iz SSC prijemnika, $F_{z_{SSC}}(z)$ se može odrediti na osnovu [11]:

$$F_{z_{SSC}}(z) = \begin{cases} F_{z_1, z_2}(z, z_{\tau}), & z \leq z_{\tau}, \\ F_z(z) - F_z(z_{\tau}) + F_{z_1, z_2}(z, z_{\tau}), & z > z_{\tau}. \end{cases} \quad (12)$$

Nakon zamene (7) u:

$$F_{z_1, z_2}(z, z_{\tau}) = \int_0^z \int_0^{z_{\tau}} f_{z_1, z_2}(z_1, z_2) dz_1 dz_2 \quad (13)$$

kao i (11) u:

$$F_z(z) = \int_0^z f_z(z) dz \quad (14)$$

$F_{z_1, z_2}(z, z_{\tau})$ i $F_z(z)$ se mogu predstaviti u zatvorenom obliku pomoću:

$$F_{z_1, z_2}(z, z_{\tau}) = \sum_{k_1, k_2=0}^{\infty} \sum_{l_1, l_2=0}^{\infty} G_1 \times B\left(\frac{m_d z}{m_d z + m_c \frac{(1-\sqrt{\rho_d})}{(1-\sqrt{\rho_c})} S_1}, m_d + k_1, m_c + l_1\right) \times B\left(\frac{m_d z_{\tau}}{m_d z_{\tau} + m_c \frac{(1-\sqrt{\rho_d})}{(1-\sqrt{\rho_c})} S_2}, m_d + k_2, m_c + l_2\right) \quad (15)$$

$$F_z(z) = \frac{\Gamma(m_d + m_c)}{\Gamma(m_d) \Gamma(m_c)} B\left(\frac{m_d z}{m_d z + m_c S_1}, m_d, m_c\right); \quad (16)$$

$$F_z(z_{\tau}) = \frac{\Gamma(m_d + m_c)}{\Gamma(m_d) \Gamma(m_c)} B\left(\frac{m_d z_{\tau}}{m_d z_{\tau} + m_c S_1}, m_d, m_c\right);$$

Beskonačna suma iz relacije (15) konvergira za sve vrednosti parametara sistema ρ_d, ρ_c, m_d, m_c i S_i . U Tabeli 1, predstavljen je broj članova suma koje je potrebno sabrati da bi se postigla tačnost na značajnu cifru koja je data u zagradi. Broj članova koji se sumira za postizanje odgovarajuće tačnosti je prikazan u funkciji korelacionih koeficijenata ρ_d i ρ_c . Vidljivo je da je sa porastom nivoa korelisanosti potrebno sumirati više članova za postizanje isotvetne tačnosti. Takođe potrebno je sumirati veći broj članova za slučaj kad je $\rho_c > \rho_d$.

Table 1. Broj članova koji se trebaju sumirati u (15) da bi se postigla tačnost na 6-tu značajnu cifru

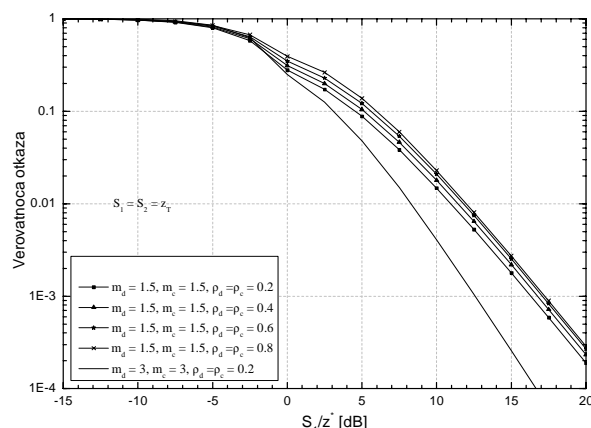
$S_1/z=10\text{dB}, S_1=S_2=z_{\tau}$		$m_d=1, m_c=1$	$m_d=1.2, m_c=1.5$
$\rho_d=0.3$	$\rho_c=0.2$	24	21
$\rho_d=0.3$	$\rho_c=0.3$	28	25
$\rho_d=0.3$	$\rho_c=0.4$	37	35
$\rho_d=0.4$	$\rho_c=0.3$	31	27
$\rho_d=0.5$	$\rho_c=0.5$	51	47

A. Verovatnoća otkaza

Verovatnoća otkaza (OP - Outage Probability), P_{out} , je standardna mera performansi signala na prijemu. U sistemima u kojima je interferencija dominantna smetnja, definiše se kao verovatnoća da vrednost posmatranog odnosa SIR na prijemu padne ispod određene granične vrednosti praga γ_{ths} koja se određuje na osnovu zahtevanih standarda (QoS - Quality of Service, GoS - Grade of Service) na prijemu. Može se izračunavati preko kumulativne raspodele z_{SSC} na izlazu iz SSC kombinera verovatnoće pomoću relacije:

$$P_{out} = P_R(\xi < \gamma) = \int_0^{\gamma} p_{\xi}(t) dt = F_{\xi}(\gamma) \quad (19)$$

Upotrebom (10) i (11) numerički dobijeni rezultati za verovatnoću otkaza su prikazani na slici 1 u funkciji normalizovanog praga (dB) za različite vrednosti parametara sistema ρ_d, ρ_c, m_d, m_c . Vrednost normalizovanog praga je definisana kao srednja vrednost odnosa SIR ulazne grane balansirano SSC prijemnika, normalizovana određenom vrednošću prekidanja z^* . Rezultati pokazuju da sa porastom nivoa korelisanosti ρ_d i ρ_c , kao i sa povećanjem oštine uticaja fedinga (smanjenje parametara m_d i m_c), verovatnoća otkaza raste.



Sl.1. Verovatnoća otkaza na izlazu SSC diverziti prijemnika za različite vrednosti parametara ρ_d, ρ_c, m_d, m_c .

B. Srednja verovatnoća greške po bitu

Značajna mera pri opisu karakteristika kanala sa aspekta nastanka grešaka na nivou fizičkog sloja je srednja verovatnoća greške po bitu (ABER - Average Bit Error Rate). Ova mera performansi se može izračunati, usrednjavanjem uslovne verovatnoće greške (koja zavisi od primenjene modulacione tehnike prenosa digitalnih signala), po funkciji raspodele verovatnoće odnosa SIR, što se može predstaviti sledećom relacijom [15]:

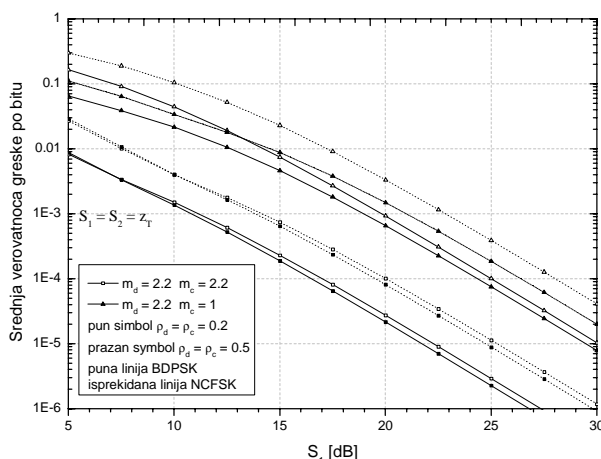
$$\bar{P}_e = \int_0^{\infty} P_e(z) f_{z_{SSC}}(z) dz \quad (20)$$

relacija $P_e(z)$ zavisi od primenjenom modulacionom formatu pri digitalnom prenosu signala. Za slučajeve BPSK i NCFSK modulacionih formata uslovna

verovatnoća greške po bitu za zadati prag odnosa SIR se može odrediti na osnovu $P_e(z) = 1/2 \exp[-\lambda z]$, gde je $\lambda=1$ pri BDPSK, odnosno $\lambda=1/2$ pri NCFSK [16]. Na taj način zamenom (8) u (20) dobijamo sledeći izraz za određivanje ABER karakteristika na izlazu SSC prijemnika

$$\bar{P}_e = \int_0^{\infty} P_e(z) v_{SSC}(z) dz + \int_{z_T}^{\infty} P_e(z) f_z(z) dz \quad (21)$$

Korišćenjem prethodno izvedenih izraza u zatvorenom obliku, primenom (21), numerički dobijeni rezultati za ABER su grafički predstavljeni na slici 2, za slučaj primene BDPSK i NCFSK modulacionih formata i različite vrednosti parametra sistema ρ_d , ρ_c , m_d , m_c , kada važi $S_1 = S_2 = z_T$. Vidljivo je da sa porastom vrednosti korelacionih koeficijenata, ρ_d i ρ_c , istovremeno rastu vrednosti ABER. Interesantno je primetiti, kako u oblastima manjih vrednosti S_1 , usled činjenice da je to oblast visokog uticaja interferencije, vrednosti ABER intenzivno menjaju sa promenom oštine uticaja fedinga na željeni signal i ko-kanalnu interferenciju. Najzad, moguće je zaključiti da upotreba BDPSK modulacione šeme dovodi do pojave boljih performansi na prijemu.



Sl.2. Srednja verovatnoća greške po bitu na izlazu SSC diverziteti prijemnika za BDPSK i NCFSK modulacioni format i različite vrednosti parametara ρ_d , ρ_c , m_d , m_c .

IV. ZAKLJUČAK

U ovom radu je sadržana analiza performansi SSC prijemnika, zasnovana na odnosu SIR na njegovim ulaznim granama, za slučaj kada se prenos vrši komunikacionim kanalima izloženim dejstvu korelisanog Nakagami- m fedinga i ko-kanalne interferencije. Celokupna statistika prvog reda izlaznog SIR je data u zatvorenom obliku (PDF, CDF, OP). Upotrebom ovih izraza vrednosti ABER su određene pri prenosu BDPSK i NCFSK modulacionim formatima. Numerički rezultati su grafički predstavljeni.

LITERATURA.

[1] G. L. Stuber, *Mobile communication*. 2nd edn, Kluwer; USA, 2003

[2] M. K. Simon and M.-S. Alouini, *Digital Communication over Fading Channels*, 1st ed. New York: Wiley, 2000

[3] W.C.Y. Lee, *Mobile communications engineering*. Mc-Graw-Hill New York, USA, 2001

[4] R. G. Vanghn and J. B. Anderson, "Antena diversity in mobile communications," *IEEE Trans. Veh. Technol.* vol. VT-36, 1987, pp. 149–172,

[5] P. S. Bithas and P. T. Mathiopoulos, "Performance analysis of SSC diversity receivers over correlated ricean fading satellite channels," *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, vol. 2007, Article ID 25361, 9 pages, 2007.

[6] P.S. Bithas, P.T. Mathiopoulos, and G.K. Karagiannidis, "Switched Diversity Receivers over Correlated Weibull Fading Channels", *Proceedings International Workshop on Satellite and Space Communications (IWSSC)*, Leganes, Spain, Sep. 2006.

[7] D. V. Bandjur, M.C. Stefanovic, M. V. Bandjur, "Performance Analysis of SSC Diversity Receivers over Correlated Ricean Fading Channels in the Presence of Co-channel Interference", *Electronic letters*; Vol. 44, Issue 9, pp 587-588, 2008.

[8] A. Abu-Dayya, N. C. Beaulieu, "Outage probabilities of diversity cellular systems with co-channel interference in Nakagami fading". *Trans Veh Technol* vol. 41, pp. 343–55, 1992

[9] J. Reig, "Multivariate Nakagami- m distribution with constant correlation model," *Int. J. Electron. Commun. (AEUE)*, DOI: 10.1016/j.aeue.2007.10.009, 2007

[10] S. Okui, "Effects of SIR selection diversity with two correlated branches in the m-fading channel", *IEEE Trans Commun*, vol.48, pp. 1631–1633, 2000

[11] Y.-C. Ko, "Analysis and optimization of switched diversity systems," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 49, no. 5, pp. 1813–1831, 2000,

[12] I. Gradshteyn and I. Ryzhik, *Tables of Integrals, Series, and Products*. Academic Press, New York, NY, USA, 1980.

[13] G. K. Karagiannidis, D. A. Zogas, and S. A. Kotsopoulos, "On the multivariate Nakagami- m distribution with exponential correlation", *IEEE Trans. Commun.*, vol. 51, pp. 1240–1244, 2003

[14] T. Tan, N. Bealuae, "Infinite series representation of the bivariate Rayleigh and Nakagami- m distributions", *IEEE Trans. Commun.*, vol. 45, pp. 1159–1161, 1997

[15] G. K. Karagiannidis, "Performance analysis of SIR-based dual selection diversity over correlated Nakagami- m fading channels," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 52, no. 5, pp. 1207–1216, 2003

[16] M. Stefanović, et al. "Performance analysis of system with selection combining over correlated Weibull fading channels in the presence of cochannel interference", *Int J Electron Commun (AEU)* (2007), doi: 10.1016/j.aeue.2007.09.006.

ABSTRACT

An approach to the performance analysis of SSC diversity receiver operating over correlated Nakagami- m fading channels in the presence of CCI is presented. Novel closed-form expressions are derived for the output SIR PDF and CDF. Based on them standard performance merasures criterion like OP and ABER for BDPSK and NCFSK modulation schemes are efficiently evaluated. Numericaly obtained resultsare graphically presented and analyzed in order to point out the effects of fading severity and the level of correlation on the system performances.

PERFORMANCE ANALYSIS OF SSC DIVERSITY RECEIVER OVER CORRELATED NAKAGAMI-M FADING CHANNELS IN THE PRESENCE OF CCI

Stefan R. Panić, Jelena A. Anastasov, Mihajlo Č. Stefanović, Petar Č. Spalević, Selena Stojančić