

PERFORMANSE DUAL-DIVERSITY SISTEMA U USLOVIMA KORELISANIH I NEIDENTIČNIH FEDINGA U GRANAMA

Maja Ilić-Delibašić, Milica Pejanović-Đurišić***

Ključne riječi: korelacija, BER, diversity

Sažetak: U radu su analizirane BER (*Bit Error Rate*) performanse prijemnog diversity sistema sa dvije grane u uslovima postojanja korelacije fedinga diversity grana. Razmatrano je okruženje u kome se multipath efekat karakteriše prostiranjem signala po jednoj direktnoj i više reflektovanih putanja, tj. varijacijama anvelope primljenog signala koja se statistički opisuje Rice-ovom raspodjelom. Analiza se odnosi na opšti slučaj, kada signali u pojedinim granama ne moraju imati identične karakteristike srednjeg odnosa signal/šum i Rice-ovog K faktora. Zbog složenosti razmatranog okruženja i nemogućnosti primjene postojećih matematičkih modela za analizu performansi diversity sistema, u radu je predložen model koji je zasnovan na linearnoj transformaciji korelisanih Rice-ovih slučajnih promjenljivih u nekorelisane. Na taj način je omogućena dalja primjena standardnih matematičkih modela za analizu BER performansi. Analiza je sprovedena za različite metode kombinovanja primljenih diversity signala, i to MRC (*Maximal Ratio Combining*), EGC (*Equal Gain Combining*) i SSC (*Switch and Stay Diversity Combining*), i BPSK (*Binary Phase Shift Keying*) mapiranje ulaznih podataka.

1. UVOD

U bežičnim komunikacionim sistemima na mjesto prijema obično stiže više replika emitovanog signala uzrokovanih višestrukim refleksijama od izvora do odredišta, što dovodi do varijacija u nivou snage primljenog signala (fedinga). Diversity tehnike predstavljaju relativno jednostavan i efikasan način kojim se umanjuje uticaj fedinga u bežičnom komunikacionom kanalu, tj. smanjuje vjerovatnoća greške pri odlučivanju. One podrazumijevaju implementaciju više antena na predajnoj i/ili prijemnoj strani komunikacionog linka. Odgovarajućim kombinovanjem primljenih signala formira se

* Mr Maja Ilić-Delibašić, Elektrotehnički fakultet Podgorica, Džordža Vašingtona b.b. 81000 Podgorica.

** Prof. dr Milica Pejanović-Đurišić, Elektrotehnički fakultet Podgorica, Džordža Vašingtona b.b. 81000 Podgorica.

rezultantni signal sa značajno umanjenim dubokim sjenkama, čime se povećava pouzdanost uspostavljanja i održavanja veze. Najčešće korišćene tehnike kombinovanja su: kombinovanje sa maksimalnim odnosom (*Maximal-Ratio Combining* - MRC), kombinovanje sa jednakim pojačanjem (*Equal-Gain Combining* - EGC), kombinovanje sa selekcijom (*Selection Combining* - SC), i kombinovanje sa promjenom i zadržavanjem (*Switch and Stay Combining* - SSC) [1]. Iako MRC predstavlja tehniku kojom se ostvaruje maksimalno poboljšanje performansi sistema u odnosu na sve ostale tehnike kombinovanja, ona ima najveću kompleksnost, jer je neophodno u potpunosti estimirati kanal. Nivo poboljšanja performansi sistema koji se ostvaruje EGC kombinovanjem je nešto manji, ali uz značajno pojednostavljenje sistema. SC uvijek bira samo jednu diversity granu, i to onu koja u datom trenutku ima najveći odnos signal/šum (*Signal-to-Noise Ratio* – SNR). SSC je najjednostavnija od svih šema kombinovanja, naravno uz slabije performanse. Kod nje prijemnik bira diversity granu sa najvećim SNR u datom trenutku i nju zadržava sve dok SNR ne padne ispod unaprijed definisanog praga, nakon čega prelazi na sledeću diversity granu.

Da bi diversity sistem obezbijedio najveći dobitak, potrebno je ostvariti međusobno nekorelisane signale u diversity granama. Međutim, u mnogim komunikacionim scenarijima signali primljeni preko različitih diversity grana su međusobno korelisani [1]. Razlog može biti npr. nedovoljan razmak između antena, što naročito predstavlja problem u malim korisničkim terminalima, ili npr. primjena dvojno polarizovanih antena. U takvim slučajevima, usled postojanja korelacije između signala, nije moguće ostvariti teorijski maksimalan dobitak. Osim toga, diversity grane u praksi mogu imati različite srednje SNR-ove, uzrokovane npr. različitim karakteristikama kanala [2] ili nedovoljnom depolarizacijom radio talasa u slučaju dvojno polarizovanih antena [3]. Stoga je pri objektivnoj i sveobuhvatnoj analizi uticaja primjene diversity sistema potrebno uzeti u obzir ne samo efekte prouzrokovane postojanjem korelacije signala, već i različite srednje SNR-ove pojedinih diversity grana.

U analizi datoj u ovom radu razmatrana je Rice-ova raspodjela anvelope primljenog signala, koja se obično koristi za modelovanje propagacionog okruženja u kom postoji direktna linija vidljivosti (*Line of Sight* – LoS) između predajnika i prijemnika, i više reflektovanih signala. Ona obično karakteriše mikrocelularne mobilne sisteme i satelitske radio linkove [1]. U mobilnim satelitskim komunikacijama, Rice-ova raspodjela se koristi za modelovanje mobilnog satelitskog kanala [4]-[6], i zemaljskog mobilnog satelitskog kanala u periodima bez sijenki [7].

U literaturi se može naći veliki broj radova koji se bave analizom performansi sistema sa korelisanim fedinzima, naročito u slučaju Rayleigh-jevog, Nakagami- m , Weibull-ovog [1], [8]-[9], ili Rice-ovog fedinga, pri čemu se razmatraju identični Rice-ovi kanali [6]. U ovom radu, analiza je proširena na scenario koji je čest u praksi, u kome su fedinzi pojedinih diversity grana opisani Rice-ovom statistikom, ali različitim karakteristikama – srednjih SNR-ova i Rice-ovih K faktora. Imajući u vidu činjenicu da su postojeći matematički modeli u pomenutom okruženju izuzetno složeni, i obično ne postoje u zatvorenoj formi, ili formi pogodnoj za primjenu, predložen je alternativni pristup. On podrazumijeva transformaciju korelisanih signala u međusobno nekorelisane, što dalje omogućava primjenu postojećih analitičkih modela za analizu BER performansi prijemnog diversity sistema sa dvije

diversity grane, koje karakterišu međusobno nezavisni fedinzi, a koji imaju proizvoljne K faktore i srednje SNR-ove.

Rad je organizovan na sledeći način. Nakon Uvoda u drugoj glavi je opisan model sistema i definisana predložena transformacija korelisanih signala u nekorelisane. U Glavi 3 su izvedene funkcije neophodne za računanje BER za različite šeme kombinovanja. Rezultati su prikazani u Glavi 4. Glava 5 sadrži zaključna razmatranja.

2. MODEL SISTEMA

Združena funkcija gustine vjerovatnoće (*Probability Density Function* – PDF) dvije identične korelisane Rice-ove slučajne promjenljive (*Random Variable* – RV) može se naći u [10]. Međutim, ovaj oblik je suviše kompleksan za dalje korišćenje u analizi performansi diversity sistema. U slučaju neidentičnih i korelisanih Rice-ovih RV zatvoreni oblik združene PDF se ne može naći u literaturi. Svakako bi složenost takve funkcije ograničila mogućnost njene dalje upotrebe. Zato je predložen alternativni pristup koji podrazumijeva transformaciju korelisanih Rice-ovih RV u nekorelisane, nakon čega se primjenjuje standardna procedura za izračunavanje BER nekorelisanih signala.

Generalno, signal primljen na i -toj, $i=1, 2$, diversity grani, $r_i(t)$ se može zapisati:

$$r_i(t) = A_i e^{j\alpha_i} e^{j\phi_m(t)} + n_i(t), \quad i = 1, 2, \quad (1)$$

$\phi_m(t)$ predstavlja signal poruke, A_i je slučajna anvelopa signala koja je opisana Rice-ovom statistikom, α_i je slučajna faza, a $n_i(t)$ je aditivni bijeli Gausov šum (*Additive White Gaussian Noise* – AWGN), čija je srednja vrijednost jednaka 0, a varijansa N_0 . Koristeći činjenicu da se slučajna promjenljiva koja se odnosi na anvelopu signala opisanu Rice-ovom statistikom može predstaviti kao suma dvije međusobno nezavisne Gauss-ove slučajne promjenljive (x_i i y_i) nenulte srednje vrijednosti i jednakih varijansi [11]:

$$A_i = \sqrt{x_i^2 + y_i^2}, \quad (2)$$

primljeni signal predstavljen u (1) može se napisati kao:

$$r_i(t) = (x_i + jy_i) e^{j\phi_m(t)} + n_i(t), \quad i = 1, 2. \quad (3)$$

Koristeći činjenicu da je linearna kombinacija Gauss-ovih RV takođe Gauss-ova, predložena je linearna transformacija \mathbf{T} za dekorelaciju signala primljenih preko dvije diversity grane:

$$\begin{bmatrix} r_{1T}(t) \\ r_{2T}(t) \end{bmatrix} = \mathbf{T} \begin{bmatrix} r_1(t) \\ r_2(t) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{T} = \begin{bmatrix} a_1 & b_1 \\ a_2 & b_2 \end{bmatrix}. \quad (4)$$

a_i i b_i , $i=1,2$ predstavljaju elemente matrice, dok su sa $r_{1T}(t)$ i $r_{2T}(t)$ označeni primljeni signali nakon transformacije. Koristeći proceduru za dekorelaciju signala definisanu u [12], dobijaju se elementi transformacione matrice \mathbf{T} , koji su u potpunosti definisani originalnim parametrima kanala: Rice-ovim K faktorima po diversity granama (K_1 i K_2), koeficijentom korelacije između signala (ρ), i odnosom između srednjih SNR-ova dvije grane ($X = \overline{\gamma_1} / \overline{\gamma_2}$):

$$a_i = \pm b_i = \sqrt{\frac{1}{2} \pm \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\left[\frac{X}{1+K_1} - \frac{1}{1+K_2} \right]^2}{\left[\frac{X}{1+K_1} - \frac{1}{1+K_2} \right]^2 + \frac{4\rho^2 X}{(1+K_1)(1+K_2)}}}}. \quad (5)$$

Nakon transformacije, signali $r_{1T}(t)$ i $r_{2T}(t)$ postaju međusobno nezavisni, a njihove envelope se opisuju Rice-ovom raspodjelom [11]. Srednji SNR po diversity grani, nakon transformacije je definisan preko originalnih parametara kanala (SNR-ova $\overline{\gamma_1}$ i $\overline{\gamma_2}$, i K faktora K_1 i K_2):

$$\overline{\gamma_{iT}} = a_i^2 \overline{\gamma_1} + b_i^2 \overline{\gamma_2} + 2a_i b_i \sqrt{\frac{\overline{\gamma_1 \gamma_2}}{(1+K_1)(1+K_2)}} (\rho + \sqrt{K_1 K_2}). \quad (6)$$

Rice-ovi K faktori nakon transformacije su definisani na sledeći način:

$$K_{iT} = \frac{\frac{a_i^2 X K_1}{1+K_1} + \frac{b_i^2 K_2}{1+K_2} + 2a_i b_i \sqrt{\frac{X K_1 K_2}{(1+K_1)(1+K_2)}}}{\frac{a_i^2 X}{1+K_1} + \frac{b_i^2}{1+K_2} + 2a_i b_i \rho \sqrt{\frac{X}{(1+K_1)(1+K_2)}}}. \quad (7)$$

2.1 RICEOVA STATISTIKA FEDINGA

Nakagami- n raspodjela, poznata i kao Rice-ova, često se koristi za modelovanje propagacionog okruženja koje karakteriše postojanje jedne dominantne LOS komponente i više slabijih reflektovanih komponenti. U tom slučaju je trenutni SNR, γ , opisan ne-centralnom chi-square raspodjelom datom sa [1]:

$$p_\gamma(\gamma) = \frac{(1+K)e^{-K}}{\gamma} \exp\left(-\frac{(1+K)\gamma}{\gamma}\right) I_0\left(2\sqrt{\frac{K(1+K)\gamma}{\gamma}}\right), \gamma \geq 0, \quad (8)$$

gdje je K Rice-ov K faktor koji predstavlja odnos snage direktne i srednje snage reflektovanih komponenti. $I_0(\cdot)$ predstavlja modifikovanu Besselovu funkciju nultog reda prve vrste. Odgovarajuća funkcija generisanja momenta (*Moment Generating Function - MGF*) SNR-a, u slučaju Rice-ovog fedinga, dobijena kao Laplace transformacija funkcije gustine vjerovatnoće trenutnog SNR-a je:

$$M_\gamma(s) = \frac{1+K}{1+K-s\gamma} \exp\left(\frac{Ks\bar{\gamma}}{1+K-s\gamma}\right). \quad (9)$$

3. ANALIZA PERFORMANSI

Nakon opisane transformacije korelisanih signala u nekorelisane moguće je primijeniti standardni matematički model za računanje vjerovatnoće greške po bitu na izlazu iz diversity sistema. Razmatrane su različite tehnike kombinovanja primljenih signala, i za svaki od njih je izvedena odgovarajuća MGF odnosa signal/šum nakon kombinovanja.

3.1 SWITCH AND STAY (SSC) KOMBINOVANJE

Pretpostavljen je vremenski diskretan model diversity sistema sa dvije grane i SSC kombinovanjem. Neka su sa γ_{1n} i γ_{2n} označene trenutne vrijednosti SNR-a grana 1 i 2, respektivno, u trenutku $t=nT$, i neka je sa γ_n označen SNR na izlazu iz SSC kombajnera u trenutku $t=nT$. Ako se u trenutku $t=(n-1)T$ koristi antena 1, diversity kombajner će se prebaciti na antenu 2 u trenutku $t=nT$ ako i samo ako (akko) trenutna vrijednost SNR grane 1, γ_{1n} padne ispod unaprijed definisane vrijednosti praga, γ_T , bez obzira na vrijednost SNR koju ima grana 2, γ_{2n} .

$$\gamma_n = \gamma_{1n} \text{ akko } \begin{cases} \gamma_{n-1} = \gamma_{1n-1} & \gamma_{1n} \geq \gamma_T \\ \gamma_{n-1} = \gamma_{2n-1} & \gamma_{2n} < \gamma_T \end{cases} \text{ ili .} \quad (10)$$

Slično važi i za slučaj kada se koristi antena 2, tj. kada je $\gamma_n = \gamma_{2n}$. Tada je potrebno u relaciji (10) zamijeniti γ_{1n} sa γ_{2n} . CDF (*Cumulative Distribution Function*) γ_n se može napisati kao [1]:

$$P_{\gamma_{SSC}}(\gamma) = \Pr[\gamma_n \leq \gamma] = \Pr[\gamma_n = \gamma_{1n} \text{ i } \gamma_{1n} \leq \gamma] + \Pr[\gamma_n = \gamma_{2n} \text{ i } \gamma_{2n} \leq \gamma], \quad (11)$$

Sređivanjem izraza (11), a potom diferenciranjem u odnosu na γ , dobija se PDF ukupnog primljenog SNR na izlazu SSC kombajnera, $p_{\gamma_{SSC}}(\gamma)$:

$$p_{\gamma_{SSC}}(\gamma) = \begin{cases} \frac{P_{\gamma_1}(\gamma_T)P_{\gamma_2}(\gamma_T)}{P_{\gamma_1}(\gamma_T)+P_{\gamma_2}(\gamma_T)}(p_{\gamma_1}(\gamma)+p_{\gamma_2}(\gamma)) & \gamma \leq \gamma_T \\ \frac{P_{\gamma_2}(\gamma_T)(1+P_{\gamma_1}(\gamma_T))p_{\gamma_1}(\gamma)+P_{\gamma_1}(\gamma_T)(1+P_{\gamma_2}(\gamma_T))p_{\gamma_2}(\gamma)}{P_{\gamma_1}(\gamma_T)+P_{\gamma_2}(\gamma_T)} & \gamma > \gamma_T \end{cases} \quad (12)$$

Sa $p_{\gamma_i}(\gamma)$ je označena Rice-ova PDF trenutnog odnosa SNR pojedinačne diversity grane. Laplace-ova transformacija PDF predstavlja MGF odnosa SNR na izlazu iz SSC kombajnera, $M_{\gamma_{SSC}}(s)$. U slučaju da grane nisu identične, MGF je:

$$M_{\gamma_{SSC}}(s) = \frac{P_{\gamma_2}(\gamma_T)M_{\gamma_{SSC}}^{(1)}(s)}{P_{\gamma_1}(\gamma_T)+P_{\gamma_2}(\gamma_T)} + \frac{P_{\gamma_1}(\gamma_T)M_{\gamma_{SSC}}^{(2)}(s)}{P_{\gamma_1}(\gamma_T)+P_{\gamma_2}(\gamma_T)}, \quad (13)$$

pri čemu je:

$$M_{\gamma_{SSC}}^{(i)}(s) = M_{\gamma_i}(s) \left[1 - Q_1 \left(\sqrt{2K_{iT}} \sqrt{\frac{2(1+K_{iT})\gamma_T}{\gamma_T}} \right) + Q_1 \left(\sqrt{\frac{2K_{iT}(1+K_{iT})}{1+K_{iT}-s\gamma_T}} \sqrt{2 \left(\frac{1+K_{iT}}{\gamma_T} - s \right) \gamma_T} \right) \right], \quad (14)$$

$Q_1(\cdot)$ predstavlja Marcum- Q funkciju [1].

3.2 EGC KOMBINOVANJE

Izraz za MGF SNR-a na izlazu iz EGC kombajnera u zatvorenoj formi se ne može naći u literaturi [13]. Stoga je korišćena Padé teorija aproksimacije [14] kako bi se odredila MGF. Padé aproksimacija predstavlja racionalnu funkciju željenog reda B imenioca i reda A brojioca, tako da je aproksimacija MGF reda $A+B$, tj.:

$$R_{A/B}(s) \equiv \frac{\sum_{i=0}^A a_i s^i}{1 + \sum_{i=0}^B b_i s^i} = \sum_{n=0}^{A+B} \frac{E\langle \gamma^n \rangle}{n!} s^n + O(s^{N+1}). \quad (15)$$

$O(s^{N+1})$ je ostatak nakon aproksimacije. Stoga, da bi se odredila MGF, potrebno je naći prvih $A+B$ momenata ukupnog primljenog SNR. U analizi je korišćena subdijagonalna Padé aproksimacija ($R_{A/A+1}(s)$), pošto je za nju moguće odrediti brzinu konvergencije [15]. Autori su u [13] definisali izraz za n -ti moment izlaznog SNR EGC diversity sistema, kao funkciju trenutnog SNR svake diversity grane pojedinačno, u slučaju L nekoreliranih diversity grana:

$$E\langle \gamma^n \rangle = \frac{(2n)!}{L^n} \sum_{\substack{k_1, \dots, k_L=0 \\ k_1 + \dots + k_L = 2n}} \left[\prod_{i=1}^L \frac{\overline{\gamma_{iT}}^{-k_i/2} \Gamma(1+k_i/2)}{k_i! (1+K_{iT})^{k_i/2}} \cdot {}_1F_1\left(-\frac{k_i}{2}, 1, -K_{iT}\right) \right]. \quad (16)$$

U razmatranom slučaju je $L=2$. $\overline{\gamma_{iT}}$, $i=1,2$ predstavlja srednji SNR i -te diversity grane, nakon predložene transformacije, $\Gamma(\cdot)$ je Gamma funkcija, ${}_1F_1(\cdot)$ je konfluentna hipergeometrijska funkcija prve vrste, a K_{iT} je Rice-ov K faktor i -te diversity grane, nakon predložene transformacije. Uvrštavanjem (16) u (15), u potpunosti je definisana MGF aproksimacija:

$$M_{\gamma_{EGC}}(s) \approx \sum_{n=0}^{A+B} \frac{E\langle \gamma^n \rangle}{n!} s^n. \quad (17)$$

3.3 MRC KOMBINOVANJE

Ukupni trenutni SNR na izlazu iz MRC kombajnera iznosi:

$$\gamma_i = \gamma_{1T} + \gamma_{2T} \quad (18)$$

gdje su γ_{1T} i γ_{2T} transformisani SNR-ovi pojedinačnih diversity grana. Kako su ove dvije slučajne promjenljive međusobno nezavisne, združena PDF $p(\gamma)$ ukupnog SNR na izlazu MRC kombajnera odgovara proizvodu PDF pojedinačnih diversity grana, pa je i MGF data kao proizvod pojedinačnih MGF:

$$M_{\gamma_{MRC}}(s) = \prod_{i=1}^2 \frac{1+K_{iT}}{1+K_{iT}-s\overline{\gamma_{iT}}} \exp\left(\frac{K_{iT}s\overline{\gamma_{iT}}}{1+K_{iT}-s\overline{\gamma_{iT}}}\right). \quad (19)$$

3.4 VJEROVATNOĆA GREŠKE (BER)

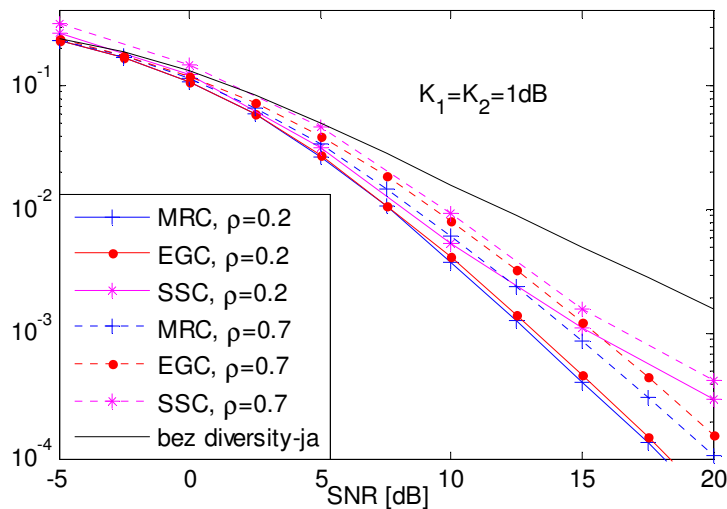
Poznavanjem MGF primljenog SNR na izlazu iz diversity kombajnera, moguće je numerički odrediti BER za različite modulacione šeme. U radu je razmatrana binarna fazna modulacija (*Binary Phase Shift Keying* – BPSK). U tom slučaju izraz za vjerovatnoću greške je u formi integrala sa konačnim granicama, koji se može riješiti primjenom standardnih matematičkih paketa:

$$P_e = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} M_\gamma\left(-\frac{1}{\sin^2 \theta}\right) d\theta. \quad (20)$$

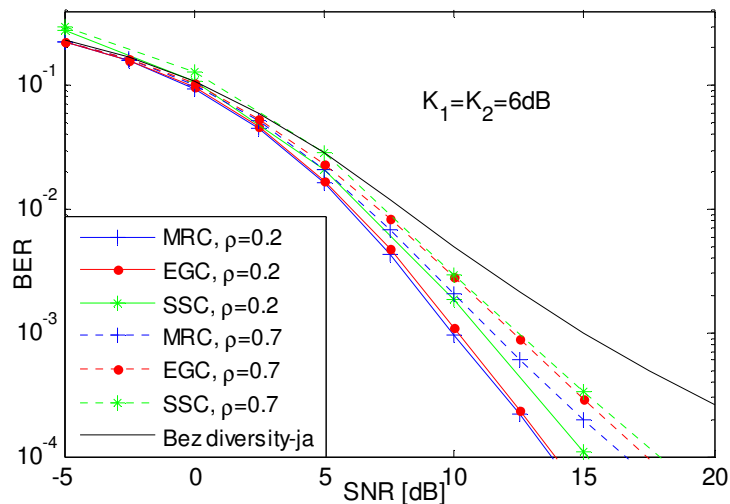
4. REZULTATI I DISKUSIJA

Na osnovu predloženog matematičkog modela, određene su performanse diversity sistema sa dvije prijemne grane i koreliranim Rice-ovim fadinzima, u slučaju primijenjenog BPSK mapiranja ulaznog signala. Rezultati su dati za različite uslove kanala, tj. različite vrijednosti Rice-ovih K faktora, koeficijenta korelacije, ρ i odnosa srednjih SNR-ova diversity grana, X .

Analize su pokazale da se sistemima sa više antena može ostvariti značajnije poboljšanje performansi sve dok je koeficijent korelacije manji od 0.7 [16]. Ovdje treba napomenuti da je sa ρ označen koeficijent korelacije komponentnih Gauss-ovih RV, dok je veza sa koeficijentom korelacije snaga Rice-ovih RV data u [14].



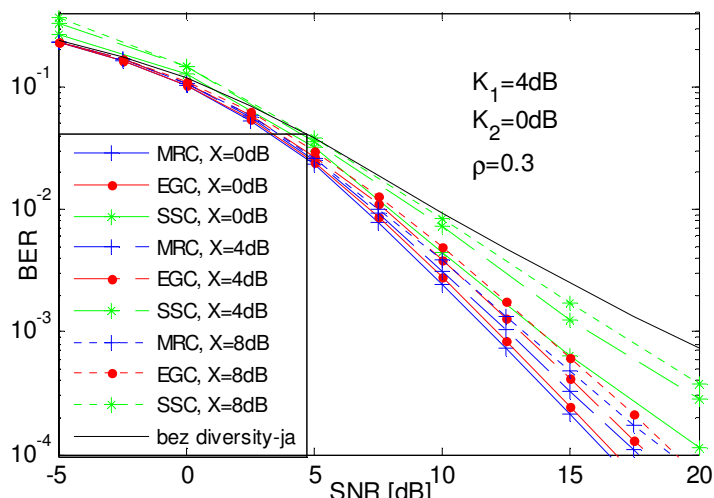
Slika 1. BER performanse diversity sistema, za različite šeme kombinovanja, u zavisnosti od srednjeg SNR, za različite vrijednosti ρ , $K=1$ dB



Slika 2. BER performanse diversity sistema, za različite šeme kombinovanja, u zavisnosti od srednjeg SNR, za različite vrijednosti ρ , $K=6\text{dB}$

Na slici 1 i slici 2 su prikazane BER performanse diversity sistema za različite vrijednosti ρ . Pretpostavljeni su identični kanali, tj. jednaki SNR-ovi i Rice-ovi K faktori za obje diversity grane. Performanse sistema bez diversity-ja su takođe prikazane u cilju poređenja. Jasno je da smanjenjem K i/ili povećanjem koeficijenta korelacije, BER performanse sistema slabe. Međutim, čak i u uslovima velike korelacije signala moguće je i dalje ostvariti značajno poboljšanje performansi sistema, bez obzira na primijenjenu šemu kombinovanja.

Potom je razmatran opštiji slučaj, kada diversity grane nisu identične, odnosno mogu imati različite vrijednosti K faktora, kao i nejednake odnose SNR (definisane parametrom X). Dobijene BER vrijednosti su prikazane na slici 3, kao funkcija srednjeg SNR-a jedne diversity grane. Jasno je da se povećanjem odnosa srednjih SNR-ova među diversity granama, X , povećava i vjerovatnoća greške. Istovremeno, uticaj ovog parametra je veći od uticaja koeficijenta korelacije na performanse sistema.



Slika 3. Uticaj odnosa SNR-ova diversity grana X na BER performanse, za različite šeme kombinovanja

5. ZAKLJUČAK

U radu su razmatrane performanse diversity sistema sa dvije grane u uslovima korelisanih i neidentičnih Rice-ovih fedinga. Predložen je metod dekorelacije primljenih signala primjenom linearne transformacije korelisanih slučajnih promjenljivih u nekorelisane. Time je omogućena primjena standardnih matematičkih modela za analizu performansi diversity sistema čije su diversity grane međusobno nekorelisane. Analitički izrazi za izračunavanje vjerovatnoće greške, korišćenjem odgovarajuće MGF, su izvedeni u formi integrala sa konačnim granicama. Dobijeni rezultati pokazuju da vrijednost vjerovatnoće greške zavisi od stepena korelacije među diversity granama, kao i od odnosa između srednjih SNR-ova pojedinih diversity grana. Ova dva parametra mogu u velikoj mjeri da degradiraju performanse sistema, bez obzira na primijenjenu tehniku kombinovanja signala.

Takođe je potvrđeno da i u razmatranom slučaju MRC kombinovanje obezbjeđuje najbolje performanse, koje se ostvaruju na račun složenosti sistema, jer zahtijeva potpunu estimaciju kanala. EGC daje nešto slabije rezultate, ali pomenuti sistem je manje složenosti, budući da zahtijeva samo estimaciju faze primljenog signala. SSC je najjednostavnija tehnika kojom se ostvaruje najmanji, ali i dalje veoma značajan dobitak.

Rezultati prikazani u radu naglašavaju osnovnu prednost predloženog analitičkog modela, a to je činjenica da se može primijeniti za različita komunikaciona scenarija. U slučaju da je $\rho=0$, predloženi model se pojednostavljuje na poznati slučaj diversity sistema sa nekorelisanim Rice-ovim fedinzima. Za $K=0$, model se svodi na Rayleigh-jev feding. Takođe, omogućava i analizu u slučaju da diversity grane nisu identične (imaju različite K faktore i/ili SNR-ove) Konačno, model je primjenjiv za različite šeme kombinovanja

signala.

LITERATURA

- [1] M.K.Simon, M.-S.Alouini: "Digital communications over fading channels" John Wiley & Sons, New York, USA, 2nd edition, 2005.
- [2] B. B. Barrow: "Diversity combination of fading signals with unequal mean strengths" *IEEE Transaction on Communication Systems*, vol. CS-11, March 1963, pp. 73–78.
- [3] J. Jootar and J. R. Zeidler: "Performance analysis of polarization receive diversity in correlated Rayleigh fading channels" in *IEEE Globecom Conf.* pp. 774-778, Nov. 2003
- [4] G. E. Corazza and F. Vatalaro: "A statistical model for land mobile satellite channels and its application to nongeostationary orbit systems" *IEEE Trans. on Veh. Tech.*, vol. 43, no. 3, part 2, pp. 738–742, 1994.
- [5] H. Wakana: "A propagation model for land mobile satellite communications" *Proc. IEEE Antennas and Propagation Society Int. Symposium*, vol. 3, pp. 1526–1529, London, Ont, Canada, June 1991.
- [6] Petros S. Bithas and P. Takis Mathiopoulos: "Performance analysis of SSC diversity receivers over correlated Ricean fading satellite channels" *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, Volume 2007, Article ID 25361
- [7] E. Lutz, D. Cygan, M. Dippold, F. Dolainsky, and W. Papke: "The land mobile satellite communication channel-recording, statistics, and channel model" *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 40, no. 2, pp. 375–386, 1991.
- [8] Y. Chen and C. Tellambura: "Distribution functions of selection combiner output in equally correlated Rayleigh, Rician, and Nakagami-m fading channels" *IEEE Transactions on Communications*, vol. 52, no. 11, pp. 1948–1956, 2004.
- [9] N. C. Sagias: "Capacity of dual-branch selection diversity receivers in correlative Weibull fading" *European Transactions on Telecommunications*, vol. 17, no. 1, pp. 37–43, 2006.
- [10] A.A.Abu-Dayya and N. C. Beaulieu: "Switched diversity on microcellular Ricean channels" *IEEE Transaction on Vehicular Technology*, vol. 43, pp. 970–976, Nov. 1994.
- [11] J. G. Proakis: "Digital communications, 5th edition" *McGraw Hill*, 2007.
- [12] M. Ilic-Delibasic, M.Pejanovic-Djurisic, R.Prasad: "A novel method for performance analysis of OFDM polarization diversity system in Ricean fading environment" *Wireless Personal Communications*, in press
- [13] D. A. Zogas, G. K. Karagiannidis, S. A. Kotsopoulos: "Equal gain combining over Nakagami-n (Rice) and Nakagami-q (Hoyt) generalized fading channels" *IEEE Transactions on Wireless Communications*, Vol 4, No 2, March 2005
- [14] G. A. Baker and P. Graves-Morris: "Padé approximants" *Cambridge, UK: Cambridge University Press*, 1996.
- [15] H. Amindavar, J.A. Ritcey: "Padé approximations of probability density functions" *IEEE Trans. Aerosp. Elect. Syst.*, Vol. 30, no. 2, Apr. 1994.
- [16] L.C. Lukama and D. J. Edwards: "Performance of spatial and polarization diversity" *Proc. Wireless Personal Multimedia Communications (WPMC01)*, Aalborg, Denmark, 2001.
- [17] J.R. Mendes, M. D. Yacoub and D. B. da Costa: "Closed-form generalised power correlation coefficient of Ricean channels" *European Trans. on Telecommunications*, Vol. 18, Iss. 4, pages 403–409, June 2007