

## Verovatnoća greške po kanalu na bazi MGF metode korišćenjem Rician fedinga kanala za MPSK

DRAGAN S. MITIĆ, IRITEL .A.D., Beograd,

ALEKSANDAR V. LEBL, IRITEL A.D., Beograd

RADOSLAV Z. RAJKOVIĆ, Univerzitet u Beogradu, Mašinski fakultet, Beograd

Pregledni rad

UDC: 621.391

*U ovom radu se analizira verovatnoća greške po simbolu (Symbol Error Probability, SEP) fazno modulisanog (M-ary Phase Shift Keying, MPSK) signala u ambijentu frekventno-neselektivnog sporog Rician fedinga i prijemnika zasnovanog na tehnici kombinovanja maksimalnog odnosa (Maximal Ratio Combining, MRC). U radu se pretpostavlja da je informacija na strani prijemnika poznata. Analiza verovatnoće greške po simbolu izvršena je za različite vrednosti Rician faktora  $K$ , diversiti reda  $N$  i nivoa modulacije  $M$ . SEP verovatnoće su dobijene na osnovu numeričkog izračunavanja baziranog na funkciji generisanja momenta (Moment Generating Function, MGF).*

**Ključne reči:** MPSK (M-ary Phase Shift Keying), MRC (Maximal Ratio Combining), MGF (Moment Generating Function), SEP (Symbol Error Probability)

### 1. UVOD

Digitalne modulacione tehnike su od suštinskog značaja za mnoge digitalne sisteme komunikacije, bez obzira, da li je to telefonski sistem, mobilni komunikacioni sistem, ili satelitski komunikacioni sistem. U poslednjih dvadesetak godina, istraživanje i razvoj u oblasti digitalne modulacione tehnike su veoma aktivni i dali su mnoge obećavajuće rezultate [1], [2], [3].

Digitalna modulacija je proces u kome digitalni simbol, modulišuci signal, moduliše prostoperiodičan signal, nosilac. Postoje tri osnovne vrste digitalne modulacije: amplitudska (Amplitude Shift Keying, ASK), fazna (Phase Shift Keying, PSK) i frekventna (Frequency Shift Keying, FSK). Kombinovanjem ova tri modulaciona postupka dobijen je veliki broj različitih modulacionih šema. Osnovna karakteristika MPSK modulacionih postupaka je konstantna anvelopa modulisanog signala [4]. Detaljniji opis i analiza MPSK modulacije dat je u [4]. Ukoliko, ovo ograničenje ne postoji dobija se nov modulacioni postupak poznat pod nazivom M-arna kvadratna amplitudska modulacija (MQAM).

Za mnoge moderne bežične veze za prenos paketa

podataka, kao što su WCDMA (Wideband Code Division Multiple Access), UMTS (Universal Mobile Telecommunication Systems), IS-95 (Interni Standard 95), IS-136 (Interni Standard 136), GPRS (General Packet Radio Service) i EDGE (Enhanced Data Rates for GSM (Global System for Mobile Telecommunications) Evolution), da bi se prilagodila brzina prenosa podataka, kodiranje i modulacija zavisno od uslova kanala predložene su adaptivne tehnike [5].

Tehnike za adaptivnu MQAM, kod kojih su modulacioni parametri izabrani prema potrebnim uslovima kanala, predložene su u [6] - [10].

Danas, u osnovi pet bežičnih tehnologija, i to, bežične globalne mreže (WGANs), bežične regionalne mreže (WWANs), bežične lokalne mreže (WLAN), bežične personalne mreže (WPANs) i bežične širokopojasne personalne mreže (WB-PANs), imaju veliki uticaj na razvoj bežičnih telekomunikacija [3].

U bežičnim komunikacijama zbog velike brzine prenosa podataka koriste se M-arne fazne modulacije zbog mogućnosti da se njima šalje više bita po prenetom simbolu. Višestruki feding je jedan od ograničavajućih faktora za bežične komunikacije usled višestruke propagacije, što može izazvati fluktuacija amplitude, faze i ugla dolaska primljenog signala [11]. Diversiti je tehnika koja se zasniva na principu prihvatanja više izbledele replike istog signala informacija u prijemnik [11]. Nekoliko diversiti tehnika se

Adresa autora: Dragan Mitić, IRITEL AD, Beograd, Batajnički drum 23

Rad primljen: 11.02.2013.

Rad prihvaćen: 20.11.2013.

koriste za suzbijanje efekata fedinga i poboljšanje kapaciteta i pouzdanosti u bežičnim komunikacionim sistemima, a one su: diversiti predajnik/prijemnik (Transmit/Receive diversity) [12], vremenska, prostorna i frekventna diversiti [13], [14], polarizaciona diversiti (Polarization diversity) [15]. Među svim konvencionalnim diversiti kombinovanim šemama najpoznatija je šema maksimalnog odnosa snage signal-šum, MRC (Maximal Ratio Combining) i ujedno ova diversiti kombinovana šema daje optimum [16], [17], [18], [19].

Da bi se opisalo statističko ponašanje za višestruki feding, postoje različiti modeli poput Rayleigh, Rician, Nakagami-m i još mnogo drugih modela. Rician distribucija se koristi za model propagacije kada se putanja sastoji od jedne jake direktne LOS (line-of-sight) komponente i više drugih slabijih ne-LOS komponenti. Rician feding parametar  $K$  je mera tačnosti (pravilnosti) fedinga, koji se može definisati kao odnos snage LOS komponente i snage drugih višestrukih komponenata [20]. Posebni slučajevi Rician feding modela su Rayleigh feding model, kada je  $K=0$  i model AWGN (Additive White Gaussian Noise), kada je  $K=\infty$  (nema fedinga).

Funkcija gustine verovatnoće (Probability Density Function, PDF) od primljenih SNR (Signal-to-noise ratio, SNR) eksplicitno uključuje statističke primljene signale od svih redova, što pomaže da se istraže performanse greške za datu modulacionu šemu uz primenu određenog modela kanala sa ili bez diversiti.

Korišćenje MGF dobijenih od SNR je pogodan alat za izračunavanje verovatnoće greške za digitalne sisteme preko feding kanala [21]. Uobičajeni pristup, da se dobije MGF za feding kanala je da se izvrši Laplace transformacija nad odgovarajućom PDF za model fedinga koji se razmatra [21]. Za MRC, jednostavniji i efikasniji pristup je da se prvo obavij dekorrelacija fizičkih kanala u nekorelisane virtuelne kanale. Kada kanali poseduju Gaussian kanalnu dobit, PDF virtuelnog kanala SNR je jednostavan kompleksni izraz za Gaussian gustinu. Onda se mnogo lakše dobija Laplace transformacija za MGF, iz koje može biti izvedena SEP. S druge strane, MGF izrazi izvedeni na osnovu dekorrelisane Gaussian kanalne dobiti mogu imati prilično opštu primenu. Prvo, može se lako proširiti tako da se dobije MGF za korelacije Rayleigh, Nakagami-m, Ricean, itd., izbegavajući na taj način potrebu izračunavanja MGF za svaki model pojedinačno koristeći korelativnu PDF koja odgovara različitim modelima fedinga. Drugo, može se lako modifikovati da izrazi različite scenarije kanala distribucije električne energije. Treće, može biti modifikovano da prikaže kanale koje imaju zajednički feding model.

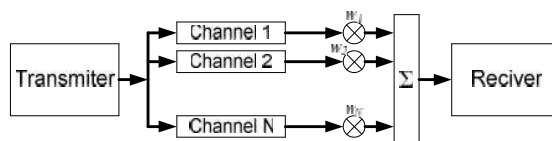
Zato u ovom radu PDF, od primljenih SNR, sa MRC diversiti redom, uz primenu Rician feding kanala, se koristi za SEP sa MGF pristupom.

Iako se SEP može izračunati korišćenjem direktne numeričke integracije, MGF metod je bolji, zato što direktna integracija ima nestabilnost i netačnost zbog prisustva složenih matematičkih funkcija i ograničenja beskonačnih integracija. Tako MGF pristup štedi vreme računanja, kao i njegova jednostavnost u vremenu numeričkog izračunavanja.

Prikazani rezultati pokazuju kako se ova tehnika modulacije, koherentna M-arna MPSK, ponaša za različite vrednosti Rician parametra fedinga  $K$ , diversiti reda  $N$  i reda modulacije  $M$ .

## 2. MAKSIMALNI ODNOS KOMBINOVANJA

MRC je optimalna linearna tehnika kombinovanja signala u diversiti sistemima, koja obezbeđuje statistički najbolje rezultate u ograničavanju uticaja fedinga. Signal se u svakoj od diversiti grana, pre sumiranja, množi odgovarajućim težinskim faktorom, čime se izjednačavaju faze svih signala, a sa većim doprinosom se uzimaju grane sa povoljnijim odnosom SNR, slika 1. Time se postiže da signal sa većom snagom ima veću težinu u dobijenoj sumi. Zbog toga su neophodna merenja odnosa SNR u svim granama, te to ovu tehniku čini skupom za praktičnu realizaciju [22], [23].



Slika 1 - Maksimalni odnos kombinovanja.

Kombinovani izlaz je dat sa:

$$y(t) = \sum_{i=0}^{N-1} w_i \cdot r_i(t)$$

Za spori ravni feding kanal, ekvivalentni nisko-propusni primljeni signal za grane može da se napiše kao

$$r_i(t) = A_i e^{j\theta_i} \cdot s(t) + z_i(t),$$

gde je  $i = 0, 2, \dots, N-1$ ,  $s(t)$  je ekvivalentni signal u osnovnom opsegu,  $A_i e^{j\theta_i}$  je feding slabljenje za grane  $i$ , i  $z_i(t)$  je aditivni beli Gaussian šum, AWGN.

## 3. PROSEČAN ODNOS SIGNAL-ŠUM

Odnos signal-šum je veličina koja se najčešće koristi za određivanje karakteristika digitalnog komunikacionog sistema. SNR se meri na izlazu prijemnika

i direktno je povezan sa procesom detekcije podataka. Termin šum u prosečnom odnosu signal-šum odnosi se na sve sada poznate toplotne šumove na ulazu u prijemnik, a reč prosečan znači da se statistički prosek izračunava preko raspodele verovatnoće za feding, [4], [11]:

$$\bar{\gamma} = \int_0^{\infty} \gamma \cdot p_{\gamma}(\gamma) \cdot d\gamma \quad (1)$$

gde  $\gamma$  označava trenutni SNR na izlazu prijemnika i  $p_{\gamma}(\gamma)$  označava PDF od  $\gamma$ .

#### 4. PROSEČNA VEROVATNOĆA GREŠKE PO SIMBOLU

Ova karakteristika, SEP, je ona koja najviše govori o prirodi ponašanja sistema. Osnovni razlog za teškoće u proceni prosečne SEP leži u činjenici što je u velikoj meri degradiran kvalitet prijema. Diversiti koja je uslovno SEP, u opštem slučaju, je nelinearna funkcija trenutnog SNR, a priroda nelinearnosti potiče od funkcije koja se odnosi na modulacione/detekcione šeme korišćene u sistemu.

Prosečna SEP može da se napiše kao, [4]:

$$P_S(E) = \int_0^{\infty} P_s(E/\gamma) \cdot p_{\gamma}(\gamma) \cdot d\gamma \quad (2)$$

gde je E događaj za SEP, a  $P_s(E/\gamma)$  uslovna SEP.

#### 5. FUNKCIJA GENERISANJA MOMENTA

MGF slučajne promenljive je alternativno predstavljanje date verovatnoće raspodele. Stoga ovaj pristup obezbeđuje alternativni način za izračunavanje rezultata u poređenju sa direktnim radom sa funkcijom gustine verovatnoće. U nekim slučajevima dobijaju se jednostavni rezultati za izračunavanje MGF. MGF za ne-negativne slučajne promenljive  $\gamma$  sa distribucijom  $p_{\gamma}(\gamma)$ ,  $\gamma \geq 0$ , se definiše kao, [20, 10]:

$$M_{\gamma}(s) = \int_0^{\infty} p_{\gamma}(\gamma) \cdot e^{s \cdot \gamma} \cdot d\gamma \quad (3)$$

Zapazimo da je ova funkcija samo transformacija Laplasa (*Laplace*) od PDF  $p_{\gamma}(\gamma)$  sa argumentom koji je zamenjen sa znakom:  $L[p_{\gamma}(\gamma)] = M_{\gamma}(-s)$ . Dakle, MGF za većinu feding distribucija može se izračunati ili u zatvorenom obliku korišćenjem klasičnih Laplasovih transformacija ili kroz numeričke integracije.

Koristeći izraz iz [20, Poglavlje 6.3.3, jednačina (6.64)], MGF za zajedničku *Rician* feding raspodelu sa faktorom K i diversiti redom N je data kao

$$M_{\gamma}(s) = \left( \frac{N+K}{N+K-s \cdot \bar{\gamma}} \right)^N \cdot \exp \left( \frac{K \cdot s \cdot \bar{\gamma}}{N+K-s \cdot \bar{\gamma}} \right) \cdot (4)$$

MPSK modulator moduliše osnovni opseg signal koristeći M-arni PSK metod. Na izlazu se dobija osnovni opseg modulisanog signala. M-arni broj, je parametar M, koji predstavlja broj tačaka u konstalacionom dijagramu signala. Signal u konstalacionom dijagramu za MPSK je dvodimenzionalan.

U MPSK, faza nosioca uzima jednu od mogućih vrednosti,  $\theta_i = \frac{2 \cdot (i-1) \cdot \pi}{M}$ , gde je  $i=1,2,\dots,M-1$ , u svakom simbolu u intervalu  $T_s$ .

Uslovna verovatnoća greške po simbolu za MPSK je data izrazom [24], [25]:

$$P_s(E/\gamma) = \frac{1}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} \exp \left[ -\gamma \cdot \sin^2 \left( \frac{\pi}{M} \right) \cdot \sec^2 \theta \right] d\theta \cdot (5)$$

Posle zamene  $P_s(E/\gamma)$  iz (5) u (2) i s obzirom na primenu MGF iz (3) dobija se:

$$P_S(E) = \frac{1}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} M_{\gamma} \left( \sin^2 \left( \frac{\pi}{M} \right) \cdot \sec^2 \theta \right) d\theta \cdot (6)$$

Koristeći MGF relaciju za *Rician* feding kanal iz (4) dobija se izraz:

$$M_{\gamma} \left( \sin^2 \left( \frac{\pi}{M} \right) \cdot \sec^2 \theta \right) = \left( \frac{N+K}{N+K+\bar{\gamma} \cdot \sin^2 \left( \frac{\pi}{M} \right) \cdot \sec^2 \theta} \right)^N \cdot \exp \left( \frac{K \cdot \bar{\gamma} \cdot \sin^2 \left( \frac{\pi}{M} \right) \cdot \sec^2 \theta}{N+K+\bar{\gamma} \cdot \sin^2 \left( \frac{\pi}{M} \right) \cdot \sec^2 \theta} \right) \cdot (7)$$

Na kraju stavljanjem (7) u (6), verovatnoća greške po simbolu za koherentnu MPSK preko *Rician* feding kanala sa *Rician* parametrom K i diversiti redom N je:

$$P_s(E) = \frac{1}{\pi} \cdot \left( \frac{N+K}{\bar{\gamma}} \right)^N \cdot \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} \frac{\exp \left( \frac{-K \cdot \sin^2 \left( \frac{\pi}{M} \right) \cdot \sec^2 \theta}{\frac{N+K}{\bar{\gamma}} + \sin^2 \left( \frac{\pi}{M} \right) \cdot \sec^2 \theta} \right)}{\left( \frac{N+K}{\bar{\gamma}} + \sin^2 \left( \frac{\pi}{M} \right) \cdot \sec^2 \theta \right)^N} d\theta \cdot (8)$$

Verovatnoća greške po simbolu za koherentni MPSK preko *Rayleigh* feding kanala može se dobiti zamenom K=0 u (8) i dobija se:

$$P_s(E) = \frac{1}{\pi} \cdot \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} \frac{1}{\left( 1 + \frac{\bar{\gamma}}{N} \cdot \sin^2 \left( \frac{\pi}{M} \right) \cdot \sec^2 \theta \right)^N} d\theta \cdot (9)$$

Kada  $K$  teži beskonačnosti jednačina (8) se redukuje u jednačinu (5).

Rician faktor  $K$ , se definiše kao odnos snage višekanalne dominantne komponente (direktni put) i snage preostalih višekanalnih nedominantnih komponenta (nedirektni, razasuti, putevi) [26]:

$$K = \text{Dominantna snaga} / \text{Nedominantna snaga}.$$

## 7. REZULTATI I DISKUSIJA

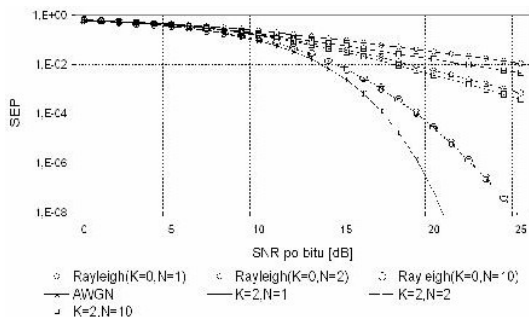
Izračunavanja SEP su obavljena uz pomoć programa MATLAB i MATHEMATICA korišćenjem relacija (5), (8) i (9). Ovako dobijeni rezultati su prikazani grafički korišćenjem programa MICROSOFT EXCEL.

Na slikama od 2 do 7 prikazana je verovatnoća greške po simbolu za MPSK preko Rician fading kanal za fiksne vrednosti reda modulacije  $M$  i različite vrednosti Rician fading parametra  $K$  i diversiti reda  $N$ .

Numerički rezultati dobijeni na osnovu (8) grafički su prikazani na slikama 2, 4, i 6, sa kojih se može uočiti da postoji poboljšanje karakteristika SEP za isti SNR sa porastom vrednosti diversiti reda  $N$ , dok za ovu procenu zahtevani Rician fading parametar  $K$  i red modulacije  $M$  moraju biti fiksni.

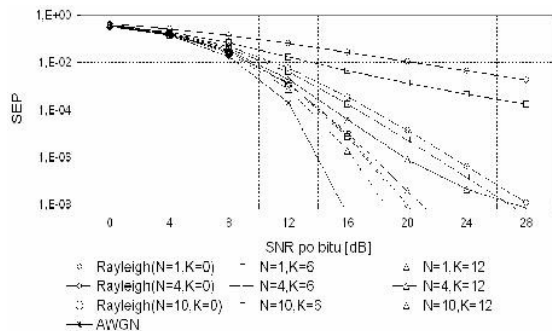
Na slikama 3, 5 i 7 prikazane su izračunate vrednosti SEP, koristeći (8), za MPSK preko Rician fading kanala za fiksne vrednosti reda modulacije  $M$  i različite vrednosti Rician fading parametra  $K$  i diversiti reda  $N$ .

Ove krive daju informacije o prenosu energije koja je potrebna da se postigne određeni SEP.

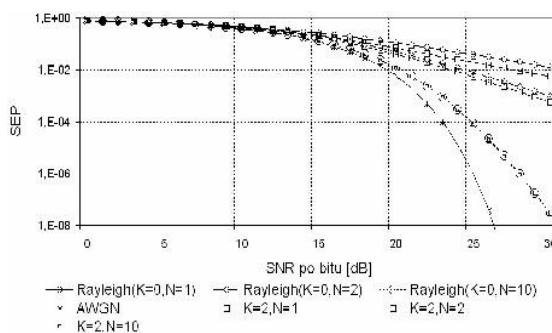


Slika 2 - SEP za MPSK korišćenjem Rician fading kanala za  $M=8$  i  $K=2$ , sa diversiti  $N$  gde je puna linija za  $N=1$ , isprekidana linija za  $N=2$ , a linija sa tačkicama za  $N=10$ .

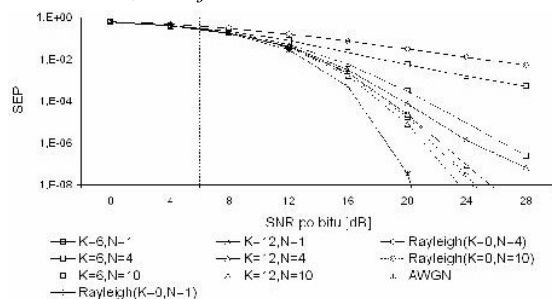
Korišćenjem numeričkih rezultata dobijenih na osnovu (8), na slici 8 su pokazane uporedne karakteristike za SEP koristeći promenljive vrednosti reda modulacije  $M$  i fiksne vrednosti Rician fading parametra  $K$ ,  $K=2$  i diversiti reda  $N$ ,  $N=2$ .



Slika 3 - SEP za MPSK korišćenjem Rician fading kanala za  $M=8$  sa različitim vrednostima za  $K$  i diversiti  $N$ , gde je puna linija za  $N=1$ , isprekidana linija za  $N=4$ , a linija sa tačkicama za  $N=10$ .



Slika 4 - SEP za MPSK korišćenjem Rician fading kanala za  $M=16$  i  $K=2$ , sa diversiti  $N$  gde je puna linija za  $N=1$ , isprekidana linija za  $N=2$ , a linija sa tačkicama za  $N=10$ .

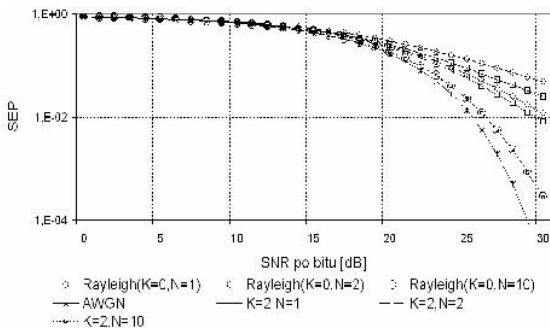


Slika 5 - SEP za MPSK korišćenjem Rician fading kanala za  $M=16$  sa različitim vrednostima za  $K$  i diversiti  $N$ , gde je puna linija za  $N=1$ , isprekidana linija za  $N=4$ , a linija sa tačkicama za  $N=10$ .

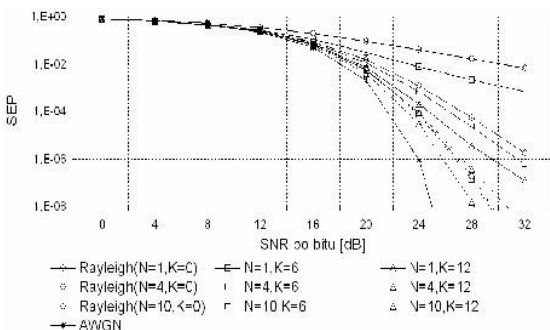
Na slici 8 su nacrtane krive koje odgovaraju vrednostima modulacije reda  $M$  gde  $M$  ima sledeće vrednosti,  $M=2$ ,  $M=4$ ,  $M=8$ ,  $M=16$  i  $M=32$ . Kao što je očekivano za  $M=32$  MPSK ima najlošije karakteristike ali ovde se vidi degradacija karakteristika od  $M=2$  do  $M=32$ .

SEP raste sa porastom modulacionog reda  $M$  pri čemu su druga dva parametra fiksna što se takođe vidi sa slike 8.

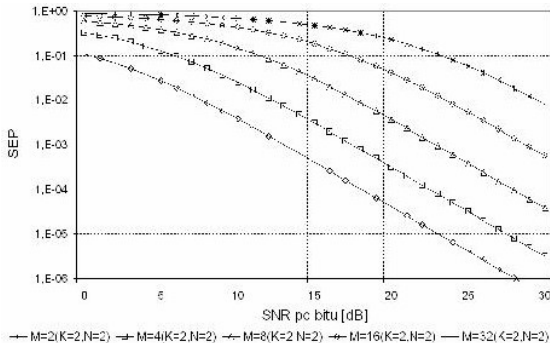
SEP se smanjuje ako se vrednosti  $K$  i  $N$  povećavaju pri čemu je parametar modulacioni red,  $M$  fiksne vrednosti (videti slike 3, 5, i 7).



Slika 6 - SEP za MPSK korišćenjem Rician fading kanala za  $M=32$  i  $K=2$ , sa diversiti  $N$  gde je puna linija za  $N=1$ , isprekidana linija za  $N=2$ , a linija sa tačkicama za  $N=10$ .



Slika 7 - SEP za MPSK korišćenjem Rician fading kanala za  $M=32$  sa različitim vrednostima za  $K$  i diversiti  $N$ , gde je puna linija za  $N=1$ , isprekidana linija za  $N=4$ , a linija sa tačkicama za  $N=10$ .



Slika 8 - SEP za MPSK korišćenjem Rician fading kanala za različite vrednosti  $M$  za  $K=2$ ,  $N=2$ .

U tabeli 1 su date promene SNR za vrednost  $BER=10^{-4}$ , u funkciji reda diverzitija  $N$ , a da se red

modulacije,  $M$  i Rician fading parametar,  $K$  koriste ka parametri.

Tabela 1. Prikaz promena SNR za  $BER=10^{-4}$  za različite vrednosti  $M$ ,  $K$  i  $N$ .

	M8 [SNR]	M16[SNR]	M32[SNR]
K=0,N=1	34	36	38
K=0,N=2	29	32	34
K=0,N=10	19	23	29
K=2,N=1	31	33	37
K=2,N=2	28	29	32
K=2,N=10	18	24	29
K=6,N=1	28	33	37
K=6,N=4	19	23	28
K=6,N=10	16	21	26
K=12,N=1	17	22	27
K=12,N=4	16	21	26
K=12,N=10	15	20	25

Na osnovu tabele 1 može se zaključiti da je SNR manji kada je red modulacije niži (najmanji je za  $M=8$ ), a takođe je manji kada se povećava red diverzitija, (najmanji je za  $N=10$ ) i povećava Rician fading parametar (najmanji je za  $K=12$ ), uz uslov da je  $SEP=10^{-4}$ .

### 8. ZAKLJUČAK

U ovom radu su analizirane karakteristike grešaka i izračunata je verovatnoća greške po simbolu (SEP) za MPSK preko Rician fading kanala sa MRC diversiti. U tu svrhu je primenjen MGF pristup, koji je bolji u smislu jednostavnosti u vremenu numeričkog izračunavanja od direktne integracije.

Na osnovu numeričkog izračunavanja SEP za koherentnu MPSK je prikazan grafik za različite vrednosti  $M$  ( $M=2, 4, 8, 16, 32$ ) sa fiksnim vrednostima za Rician fading parametar  $K=2$  i diversiti red  $N=2$ , sa koga se može videti da za  $SEP=10^{-3}$  najmanji SNR je za vrednost  $M=2$ . Takođe, na osnovu tabele 1 može se zaključiti, da je SNR manji kada je red modulacije niži ( $M=8$ ), a takođe se smanjuje kada se povećava red diverzitija, ( $N=10$ ) i povećava Rician fading parametar ( $K=12$ ) uz uslov  $SEP=10^{-4}$ .

Pored toga, prikazani su i grafici SEP za fiksne vrednosti  $M$  ( $M=8, 16$ ) sa različitim vrednostima za Rician fading parametar  $K$  ( $K=0, 2, 6, 12$ ) i diversiti red  $N$  ( $N=1, 2, 4, 10$ ). SEP izračunat sa MGF metodom, daje mnogo bolje karakteristike, jer direktnu integraciju prati numerička nestabilnost i netačnost zbog prisustva beskonačnih granica integracije, ili pak može da sadrži složene matematičke funkcije. Mnogi od ovih rezultata mogu se koristiti i u drugim slučajevima diversiti prijema u borbi protiv efekata fadinga.

## 9. ZAHVALNOST

Rad je napisan u okviru projekta TR32007, finansiran od strane Ministarstva za nauku i tehnološki razvoj Republike Srbije, 2011/2014.god.

## LITERATURA

- [1] Feher, K., *Digital Communications: Microwave Applications*, NJ: Prentice-Hall, Englewood Cliffs, 1981.
- [2] Xiong, F., *Digital Modulation Techniques*, Artech House, Inc., Boston-London, 2000.
- [3] Prasad, R., *OFDM for wireless communications systems*, Artech House, Inc., Boston-London, 2004.
- [4] Simon, M., Alouini, M.S., *Digital Communications over fading channels*, Second Edition, New Jersey, USA, Wiley-IEEE Press, 2005.
- [5] Nanda S., Balachandran K., Kumar S., *Adaptation techniques in wireless packet data services*, IEEE Commun. Mag., Vol. 38, No. 1, p. 54–64, 2000.
- [6] Webb W. T., Steele R., *Variable rate QAM for mobile radio*, IEEE Trans. Commun., Vol. 43, No. 7, p. 2223–2230, 1995.
- [7] Goldsmith A. J., Chua S. G., *Variable-rate variable-power MQAM for fading channel*, IEEE Trans. Commun., Vol. 45, No. 10, p. 1218–1230, 1997.
- [8] Qiu X., Chawla K., *On the performance of adaptive modulation in cellular systems*, IEEE Trans. Commun., Vol. 47, No. 6, p. 884–895, 1999.
- [9] Chung S. T., Goldsmith A. J., *Degree of freedom in adaptive modulation: A unified view*, IEEE Trans. Commun., Vol. 49, No. 9, p. 1561–1571, 2001.
- [10] Kamath K. M., Goeckel D. L., *Adaptive-modulation schemes for minimum outage probability in wireless systems*, IEEE Trans. Commun., Vol. 52, No. 10, p. 1632–1635, 2004.
- [11] Stüber, G. L., *Principle of mobile communication*, Second edition, Springer international edition, 2000.
- [12] Jameel A. J., *Performance enhancement of wireless communication systems using transmit and receive diversity*, 7th International Multi-Conference on Systems, Signals and Devices, IEEE 2010.
- [13] Deng Y., Yu X., Xie S., *A New Scheme for Jointed Space-Polarization Diversity and Its Performance Analysis*, 11th IEEE Singapore International Conference on Communication Systems, 2008.
- [14] Hourani H., *An Overview of Diversity Techniques in Wireless Communication Systems*, S-72.333 Postgraduate Course in Radio Communications, p. 1-5, (2004/2005).
- [15] Wu Y., Nie Z., *On Improving the Performance of Polarization Diversity in Wireless, Wireless Communication Systems, Networking and Mobile Computing*, 2006. WiCOM IEEE 2006.
- [16] Nam H., Ko Y. C., Womack B.F., *Performance analysis of OT-MRC over I.I.D. Nakagami and non-I.I.D. Rayleigh Fading Channel*, IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol. 55, No. 6, 2006.
- [17] Fangming He, Hong Man, Wei Wang, *Maximal Ratio Diversity Combining Enhanced Security*, IEEE Communications Letters, Vol. 15, No. 5, p. 509–511, 2011.
- [18] Rizvi U. H., Yilmaz F., Alouini M. S., Janssen G.J.M., Weber J.H., *Performance of Equal Gain Combining with Quantized Phases in Rayleigh Fading Channels*, IEEE Transactions on Communications, Vol. 59, No. 1, p. 13–18, 2011.
- [19] Moradi H., Refai H. H., LoPresti P. G., Atiquzzaman M., *Selection diversity for wireless optical communications with non-coherent detection without CSI*, IEEE GLOBECOM Workshops (GC Workshops), p. 1010–1014, 2010.
- [20] Goldsmith, A., *Wireless communication*, Cambridge University Press, 2005.
- [21] Alouini M. S., Goldsmith A., *A Unified Approach for Calculating Error Rates of Linearly Modulated Signals Over Generalized Fading Channels*, IEEE Trans. Commun. Vol. 47, p. 1324-1334., 1999.
- [22] Jakes, W. C.Jr., *Microwave Mobile Communication*, Wiley, New York, 1974.
- [23] Winters J. H., *Optimum combining in digital mobile radio withcochannel nterference*, IEEE Trans. Veh. Technol., Vol. VT-33, p. 144–155, 1984.
- [24] Sun J., Reed I., *Mobile radio link analysis for wireless communication*, Vehicular Technology Conference, Mobile Technology for the Human Race, Vol. 1., p. 141-145., IEEE 1996.
- [25] Sun J., Reed I., *Linear diversity analyses for M-PSK in Rician fading channels*, IEEE Trans. Commun., Vol. 51, No. 11, p. 1749-1753, 2003.
- [26] Rice S.O., *Statistical properties of a sine wave plus random noise*, Bell Syst. Tech. J, 1948.

## SUMMARY

### ERROR PROBABILITIES IN A CHANNEL BASED ON MGF METHOD USING RICIAN FADING FOR MPSK

*In this paper, we analyze the symbol error probability over frequency non-selective slow Rician fading channels for coherent M-ary Phase Shift Keying using the technique of maximal ratio combination. We assume that the channel information is known at the receiver. The probabilities of error per symbol for coherent M-ary Phase Shift Keying are presented for different values of Rician factor K, diversity order N and modulation order M. These probabilities are obtained from the numerical calculations, based on the moment generating function, in order to avoid complex numerical calculations.*

**Key words:** MPSK (M-ary Phase Shift Keying), MRC (Maximal Ratio Combining), MGF (Moment Generating Function), SEP (Symbol Error Probability)