

## VEROVATNOĆA GREŠKE PRI PARCIJALNO KOHERENTNOJ DETEKCIJI PSK SIGNALA U KANALU SA K FEDINGOM

Bojana Z. Nikolić, Bata V. Vasić, Goran T. Đorđević, Dejan N. Milić, *Univerzitet u Nišu, Elektronski fakultet u Nišu*  
Dušan B. Drajić, *Univerzitet u Beogradu, Elektrotehnički fakultet u Beogradu, dusan.drajić@etf.bg.ac.rs*

**Sadržaj** – U radu je razmatrana detekcija binarnih i kvaternarnih fazno moduliranih signala koji se prostiru kroz kanal sa K fedingom, pri čemu je uzet u obzir uticaj neidealne ekstrakcije referentnog nosioca u prijemniku. Izvedeni su izrazi u zatvorenom obliku za izračunavanje verovatnoće greške po bitu. Analiziran je uticaj odnosa srednjih snaga signala i šuma u kanalu i u faznoj petlji, kao i dubine fedinga, na vrednosti verovatnoće greške.

### 1. UVOD

U bežičnim telekomunikacionim sistemima vrlo često se primenjuje digitalna fazna modulacija (*Phase-Shift Keying* - PSK). U opštem slučaju, detekcija signala koji se prostiru po kanalima sa fedingom može biti koherentna ili nekoherentna. Sa jedne strane, prijemnici sa nekoherentnom detekcijom su jednostavniji za realizaciju, dok koherentni prijemnici imaju bolje performanse sa stanovišta verovatnoće greške. Da bi se implementirala koherentna detekcija, potrebno je u prijemniku obezbediti lokalni referentni nosilac koji je koherentan sa referentnim nosiocem na predaji. Koherentni nosilac se obično regeneriše na prijemu pomoću kola za ekstrakciju referentnog nosioca iz pilot signala ili iz primljenog modulisanog signala. Kao kolo za ekstrakciju referentnog nosioca mogu se koristiti različiti oblici fazne petlje (*Phase-Locked Loop* - PLL). U literaturi koja razmatra koherentnu detekciju u kanalu sa fedingom, najčešća pretpostavka je da je referentni nosilac savršeno regenerisan, tj. da se faza lokalnog referentnog nosioca savršeno poklapa sa fazom nosioca u primljenom signalu. Rezultati koji se dobijaju na taj način mogu se shvatiti kao najpovoljniji u datim okolnostima. Slučajna fluktuacija faze regenerisanog referentnog nosioca posledica je aditivnih i multiplikativnih smetnji prisutnih u kanalu, kao i ograničenih filtracionih osobina sinhronizacionog trakta. Sa smanjenjem propusnog opsega fazne petlje, smanjuje se uticaj šuma u faznoj petlji, ali se istovremeno pogoršavaju i akvizicione osobine petlje. Bez obzira na konkretnu realizaciju ekstraktora referentnog nosioca, razlika između faze dolazećeg signala i regenerisane faze referentnog nosioca je slučajni proces koji ima Tihonovljevu raspodelu [1-4].

U radovima [5-7] ukazano je na značaj uticaja nesavršene procene faze referentnog nosioca u jednokanalnim sistemima, i to u slučaju kada je prisutan *multipath* feding. U [5] je određena verovatnoća greške po bitu pri detekciji binarnih i kvaternarnih PSK (BPSK i QPSK) signala koji se prostiru kroz kanal sa Nakagami-m fedingom, pri čemu je razlika između faze primljenog signala i faze ekstrahovanog referentnog nosioca modelovana kao konstantna vrednost. U [6] su izvedeni aproksimativni izrazi u zatvorenom obliku za verovatnoću greške pri detekciji BPSK i QPSK signala koji se prostiru kroz kanale sa Nakagami-m i Nakagami-n fedingom, pri čemu je fazna razlika modelovana kao slučajni proces sa Tihonovljevom raspodelom. U [7] je izveden opšti

izraz u obliku sume, koja vrlo brzo konvergira, za verovatnoću greške po simbolu pri detekciji višenivoskog PSK signala koji se prostire kroz kanal sa Nakagami-m fedingom, pri čemu je razlika između faza primljenog signala i ekstrahovanog referentnog nosioca modelovana kao slučajni proces sa Tihonovljevom funkcijom gustine verovatnoće.

Sem *multipath* fedinga, u bežičnim telekomunikacionim sistemima vrlo često je istovremeno prisutan i efekat senke (*shadowing*). Ukoliko između predajnika i prijemnika ne postoji direktna linija optičke vidljivosti trenutne vrednosti anvelope *multipath* fedinga imaju Rayleighovu raspodelu. Zbog efekta senke, srednja snaga ove anvelope je slučajni proces čije trenutne vrednosti imaju lognormalnu raspodelu. Vrlo često se ova lognormalna raspodela aproksimira ekvivalentom gama raspodelom, tako da se slučajne promene anvelope opisuju pomoću kompozitne K raspodele [8-10]. Ova raspodela po prvi put predložena u [11], najpre je bila korišćena u biologiji [12] i migraciji stonovištva [13], a po prvi put je primenjena u istraživanjima u inženjerskim naukama u [14]. Od tada se vrlo često koristi u proučavanju radarskih signala i bežičnih telekomunikacionih sistema.

U ovom radu su izvedeni izrazi u zatvorenom obliku za izračunavanje verovatnoće greške po bitu pri detekciji BPSK i QPSK signala koji se prostiru kroz kanal sa K fedingom. Razlika između faza dolazećeg signala i ekstrahovanog nosioca modelovana je pomoću Tihonovljeve raspodele. Rezultati koji se dobijaju na osnovu ovih izraza upoređeni su sa rezultatima koji se dobijaju na osnovu numeričke integracije. Primenom izvedenih formula utvrđeno je u kojoj meri se pogoršavaju performanse prijemnika u kanalu sa K fedingom usled neidealne ekstrakcije referentnog nosioca.

### 2. MODEL SISTEMA

Pretpostavimo da se signal od predajnika do prijemnika prostire kroz kanal sa K fedingom. Na ulazu prijemnika signal ima oblik

$$s(t) = r(t) \cos(\omega_0 t + \psi(t) + \phi_n) + n(t) \quad (1)$$

gde je  $r(t)$  slučajna anvelopa signala, a  $\psi(t)$  je slučajna faza signala nastala usled prostiranja. Informacija o poslatom simbolu zapisana je u fazi  $\phi_n$ , koja u slučaju BPSK signala može uzeti jednu vrednost iz skupa  $\{0, \pi\}$ , a u slučaju QPSK signala može uzeti bilo koju vrednost iz skupa  $\{\pi/4, 3\pi/4, -3\pi/4, -\pi/4\}$ . Aditivni beli Gausov šum nulte srednje vrednosti i varijanse  $\sigma^2$  označen je sa  $n(t)$ . S obzirom da se signal prostire kroz kanal sa kompozitnim K fedingom, trenutne vrednosti anvelope signala imaju funkciju gustine verovatnoće datu pomoću K raspodele

$$p_R(r) = \frac{4}{\Gamma(\nu)} \left(\frac{\nu}{\Omega}\right)^{\nu-1} r^\nu K_{\nu-1} \left(r \sqrt{\frac{4\nu}{\Omega}}\right), \quad (2)$$

gde je  $K_n(\cdot)$  modifikovana Besselova funkcija druge vrste reda  $n$ , a  $\Gamma(\cdot)$  označava gamma funkciju [15]. Parametar  $\nu$  ima pozitivne vrednosti i opisuje dubinu fedinga. Što je vrednost ovog parametra manja, dubina fedinga je veća. Kada vrednost parametra  $\nu$  teži beskonačnosti, onda  $K$  raspodela teži ka Rayleighovoj raspodeli. Uzimajući u obzir (2), može se pokazati da je srednja kvadratna vrednost anvelope jednaka

$$E\{r^2\} = \int_0^{\infty} r^2 p_R(r) dr = \Omega. \quad (3)$$

Korišćenjem (2) može se izvesti funkcija gustine verovatnoće trenutnih vrednosti odnosa srednjih snaga signala i šuma u obliku

$$p_\gamma(\gamma) = \frac{2}{\Gamma(\nu)} \left(\frac{\nu}{\gamma_0}\right)^{\nu+1} \gamma^{\frac{\nu-1}{2}} K_{\nu-1}\left(\sqrt{\frac{4\nu\gamma}{\gamma_0}}\right), \quad (4)$$

pri čemu je  $\gamma_0$  odnos srednjih snaga signala i šuma po simbolu. Odnosi srednjih snaga signala i šuma po simbolu i bitu povezani su relacijom:  $\gamma_0 = \gamma_{0b} \log_2(M)$ , gde je  $M$  broj faznih nivoa, koji u slučaju BPSK i QPSK signala ima redom vrednosti 2 i 4.

Razlika između faze primljenog signala  $\psi(t)$  i faze regenerisanog nosioca  $\hat{\psi}(t)$  označena je sa  $\phi(t) = \psi(t) - \hat{\psi}(t)$ . Ova razlika je slučajni proces čije trenutne vrednosti imaju Tihonovljevu funkciju gustine verovatnoće [1-4, 6, 7]. Promene ovog slučajnog procesa su takve da je vrednost slučajnog procesa konstantna u toku trajanja jednog simbola. U slučaju kada se ekstrakcija referentnog nosioca vrši pomoću fazne petlje iz pilot signala i ako je samo Gausov šum prisutan u kolu fazne petlje, funkcija gustine verovatnoće fazne greške data je pomoću

$$p_\phi(\phi) = \frac{1}{2\pi} \frac{\exp(\zeta \cos \phi)}{I_0(\zeta)}, \quad (5)$$

gde je sa  $I_0(\cdot)$  označena modifikovana Besselova funkcija prve vrste nultog reda, a  $\zeta$  je odnos srednjih snaga signala i šuma u kolu fazne petlje. Na sličan način kao u [6], odnos srednjih snaga signala i šuma u kolu fazne petlje linearno zavisi od odnosa srednjih snaga signala i šuma u kanalu, tako da se može pisati

$$\zeta = C(\gamma / \log_2 M), \quad (6)$$

pri čemu je  $C$  konstanta proporcionalnosti, koja pokazuje koliko puta je odnos srednjih snaga signala i šuma u kolu fazne petlje veći od odnosa srednjih snaga signala i šuma u kolu za detekciju. Može se uspostaviti veza između standardne devijacije fazne greške i odnosa srednjih snaga signala i šuma u kolu fazne petlje u obliku [6]:

$$\sigma_\phi^2 = \frac{1}{\zeta}. \quad (7)$$

### 3. ODREĐIVANJE PERFORMANSI

Uslovne verovatnoće greške po bitu pri detekciji BPSK i QPSK signala su date kao [6]

$$P_{E/\gamma, \phi}^{BPSK} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{\gamma} \cos \phi), \quad (8)$$

$$P_{E/\gamma, \phi}^{QPSK} = \frac{1}{4} \operatorname{erfc}(\sqrt{\gamma/2}(\cos \phi + \sin \phi)) + \frac{1}{4} \operatorname{erfc}(\sqrt{\gamma/2}(\cos \phi - \sin \phi)). \quad (9)$$

Da bi se dobile srednje verovatnoće greške po bitu neophodno je usrednjiti prethodne dve uslovne verovatnoće greške po  $\gamma$  i  $\phi$ , tako da se dobija

$$P_E^{MPSK} = \int_0^{\infty} \int_{-\pi}^{\pi} P_{E/\gamma, \phi}^{MPSK} p_\gamma(\gamma) p_\phi(\phi) d\phi d\gamma, \quad (10)$$

Dakle, da bi se dobila srednja verovatnoća greške potrebno je izvršiti dvostruku numeričku integraciju. Ovo dvostruko integraljenje moguće je izbeći na sledeći način.

Ako se (8) razvije u Maclaurinov red po  $\gamma$  i izvrši se usrednjavanje po  $\phi$  dobija se uslovna verovatnoća greške po  $\gamma$  u obliku

$$P_{E/\gamma}^{BPSK} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{\gamma}) + \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\gamma}{\pi}} \exp(-\gamma) + \text{članovi višeg reda}. \quad (11)$$

Kada se članovi višeg reda zanemare, dobija se aproksimativna formula za uslovnu verovatnoću greške

$$P_{E/\gamma}^{BPSK} \cong \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{\gamma}) + \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\gamma}{\pi}} \exp(-\gamma). \quad (12)$$

Da bi se dobila srednja verovatnoća greške po bitu u kanalu sa fedingom, potrebno je izvršiti usrednjavanje po  $\gamma$

$$P_E^{BPSK} \cong \int_0^{\infty} P_{E/\gamma}^{BPSK} p_\gamma(\gamma) d\gamma, \quad (13)$$

gde je  $p_\gamma(\gamma)$  dato pomoću (4).

Pri rešavanju prethodnog integrala, potrebno je iskoristiti odgovarajuće identitete [15, 16]. Nakon sređivanja izraza, dobija se krajnja formula za određivanje verovatnoće greške pri detekciji BPSK signala u zatvorenom obliku

$$P_E^{BPSK} \cong \frac{(\nu/\gamma_0)^{\frac{\nu-1}{2}}}{2\sqrt{\pi}\Gamma(\nu)} \left\{ G_{3,2}^{2,2} \left( \frac{\gamma_0}{\nu} \left| \begin{matrix} (1-\nu)/2, (\nu-1)/2, (1+\nu)/2 \\ (\nu-1)/2, \nu/2 \end{matrix} \right. \right) + \frac{1}{C} G_{2,1}^{1,2} \left( \frac{\gamma_0}{\nu} \left| \begin{matrix} (1-\nu)/2, (\nu-1)/2 \\ \nu/2 \end{matrix} \right. \right) \right\} \quad (14)$$

U prethodnoj jednakosti, sa  $G_{p,q}^{m,n}(x | \begin{matrix} a_1, \dots, a_p \\ b_1, \dots, b_q \end{matrix})$  je označena Meijerova G-funkcija definisana u [15].

Kada se (9) razvije u Maclaurinov red po  $\gamma$  i izvrši se usrednjavanje po  $\phi$ , dobija se verovatnoća greške po bitu uslovno po  $\gamma$ , u obliku:

$$P_{E/\gamma}^{QPSK} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{\gamma/2}) + \frac{1}{2} \sqrt{\gamma/(2\pi)} \exp(-\gamma/2) + \frac{1}{2} \sigma_\phi^2 \gamma \sqrt{\gamma/(2\pi)} \exp(-\gamma/2) + \text{članovi višeg reda} \quad (15)$$

Nakon zanemarivanja članova višeg reda, dobija se aproksimativna formula za uslovnu verovatnoću greške

$$P_{E/\gamma}^{QPSK} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{\gamma/2}) + \frac{1}{2} \sqrt{\gamma/(2\pi)} \exp(-\gamma/2) + \frac{1}{2} \sigma_\phi^2 \gamma \sqrt{\gamma/(2\pi)} \exp(-\gamma/2) \quad (16)$$

Da bi se dobila srednja verovatnoća greške po bitu potrebno je izvršiti usrednjavanje po  $\gamma$

$$P_E^{QPSK} \cong \int_0^\infty P_{E/\gamma}^{QPSK} p_\gamma(\gamma) d\gamma, \quad (17)$$

Primenom identiteta koji se mogu naći u [15, 16], posle matematičkog sređivanja, dobija se

$$P_E^{QPSK} \cong \frac{(2\nu/\gamma_0)^{\nu-1}}{2\sqrt{\pi}\Gamma(\nu)} \left\{ \frac{1}{C} G_{2,1}^{1,2} \left( \frac{\gamma_0}{2\nu} \left| \begin{matrix} (1-\nu)/2, (\nu-1)/2 \\ (\nu-2)/2 \end{matrix} \right. \right) + \frac{2}{C} G_{2,1}^{1,2} \left( \frac{\gamma_0}{2\nu} \left| \begin{matrix} (1-\nu)/2, (\nu-1)/2 \\ \nu/2 \end{matrix} \right. \right) + G_{3,2}^{2,2} \left( \frac{\gamma_0}{2\nu} \left| \begin{matrix} (1-\nu)/2, (\nu-1)/2, (1+\nu)/2 \\ (\nu-1)/2, \nu/2 \end{matrix} \right. \right) \right\} \quad (18)$$

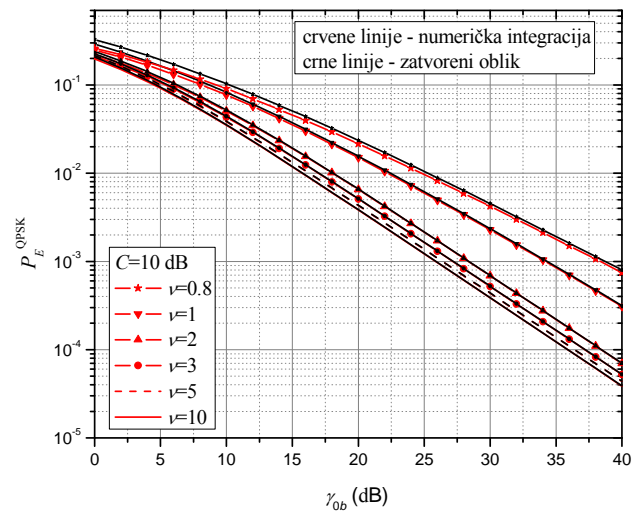
### 3. NUMERIČKI REZULTATI

Na slici 1 je prikazana srednja verovatnoća greške po bitu u funkciji  $\gamma_{ob}$  za različite vrednosti parametara fedinga  $\nu$  u slučaju QPSK detekcije. Sa smanjenjem vrednosti  $\nu$  feding postaje dublji i time se pogoršavaju performanse sistema. Rezultati dobijeni primenom aproksimativnog izraza (18) upoređeni su sa rezultatima dobijenim numeričkom integracijom i može se primetiti jako dobro slaganje. Slaganje je bolje u domenu većih odnosa signal-šum, odnosno manjih verovatnoća greške, dok se pri malim odnosima signal-šum može primetiti da aproksimativni pristup neznatno potcenjuje verovatnoću greške. U svakom slučaju, tačnost aproksimacije je veoma dobra u oblasti koja je od interesa u praktičnim slučajevima, tako da se dobijeni izrazi mogu uspešno koristiti prilikom projektovanja sistema. Slični rezultati se dobijaju i za slučaj BPSK modulacije, premda odgovarajuće slike nisu prikazane.

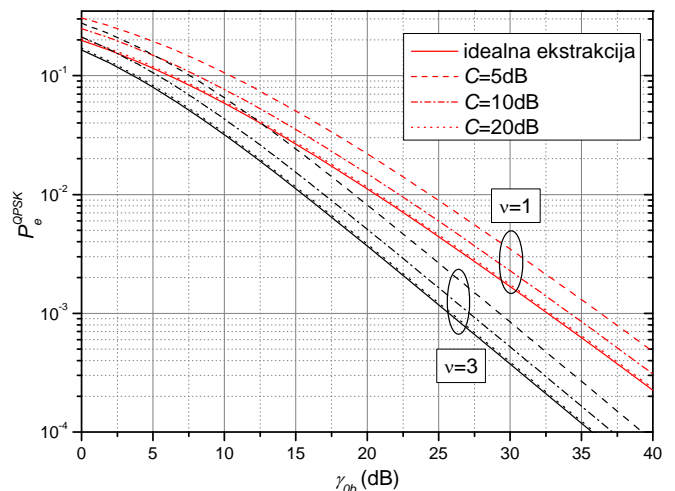
Na slici 2 može se pratiti uticaj parametra kola za ekstrakciju  $C$  na srednju verovatnoću greške po bitu u slučaju QPSK detekcije. U cilju poređenja, na slici su date i krive koje odgovaraju idealnoj ekstrakciji referentnog nosioca i koje predstavljaju granicu performansi koje je moguće postići u zadatim uslovima fedinga. Sa povećanjem vrednosti  $C$  opada srednja verovatnoća greške po bitu. Analogni rezultati se jednostavno izračunavaju iz (14) za BPSK format modulacije, i može se pokazati da je uticaj pomenutog parametra izraženiji u slučaju QPSK detekcije, kako se i očekuje.

Na slici 3.a) je prikazana međuzavisnost između osetljivosti BPSK prijemnika i dubine fedinga u kanalu, pri čemu je parametar faktor šuma u kolu fazne petlje. Osetljivost prijemnika je definisana kao odnos signal-šum po bitu koji je potrebno obezbediti u prijemniku da bi verovatnoća greške bila jednaka unapred zadatoj vrednosti. U našem konkretnom slučaju, uzet je nivo performansi koji zahteva verovatnoću greške od  $10^{-4}$ . Pri ovako definisanom zahtevu, za Rejljev kanal (kada parametar fedinga na slici 3 teži beskonačnosti) sa idealnom ekstrakcijom referentnog nosioca, osetljivost prijemnika iznosi oko 34 dB. Kada se parametar fedinga smanjuje (čime se efektivno povećava

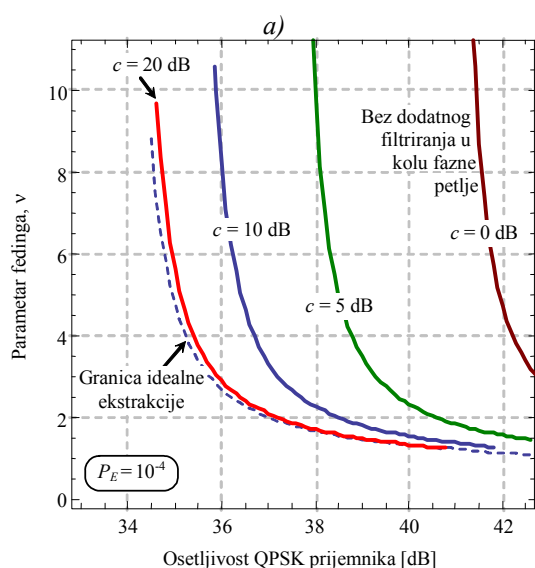
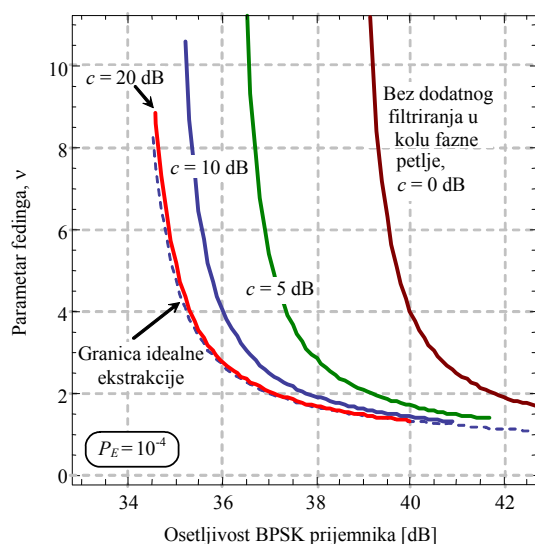
dubina fedinga), performanse prijemnika opadaju i potreban je sve veći odnos signal-šum da bi verovatnoća greške mogla da se održi na istom nivou. Ovakvu situaciju obično nazivamo pogoršavanjem osetljivosti prijemnika, iako se numerička vrednost osetljivosti povećava. Kada ekstrakciju referentnog nosioca ne možemo smatrati idealnom, krive osetljivosti se pomeraju u desno u odnosu na krivu idealne ekstrakcije, što takođe predstavlja pogoršanje osetljivosti. Najgori razmatrani slučaj je kada je odnos signal-šum jednak u kolu za detekciju i kolu za ekstrakciju nosioca, što odgovara zostavljanju filtera u kolu petlje, odnosno  $C = 0$  dB. Kako performanse prijemnika predstavljaju balans između kvaliteta kola za ekstrakciju nosioca i parametara fedinga u kanalu, u izvesnim slučajevima je moguće tolerisati jedan od ovih parametara na štetu onog drugog. Na primer, za  $\gamma_{ob} = 37$  dB, kada je faktor šuma u kolu petlje  $C = 10$  dB, moguće je tolerisati feding do nivoa  $\nu = 2.5$ . Međutim, ako se koristi prijemnik sa nepovoljnijim faktorom šuma u kolu petlje koji iznosi  $C = 5$  dB, prijemnik će moći da zadrži isti nivo performansi tek kada je dubina fedinga mnogo niža, odnosno kada je parametar  $\nu > 5.5$ . Analogni rezultati za QPSK prijemnik su prikazani na slici 3. b), i za njih važe slični zaključci, s tom razlikom što je QPSK prijemnik znatno osetljiviji na šum u kolu za ekstrakciju nosioca, kao što je očigledno sa slike.



Slika 1. Srednja verovatnoća greške po bitu u funkciji  $\gamma_{ob}$  za različite vrednosti parametara fedinga  $\nu$  u slučaju QPSK detekcije.



Slika 2. Uticaj parametra  $C$  na srednju verovatnoću greške po bitu u slučaju QPSK detekcije.



Slika.3. Osetljivost BPSK (a) i QPSK (b) prijmnika.

#### 4. ZAKLJUČAK

U radu su izvedeni aproksimativne formule u zatvorenom obliku za izračunavanje verovatnoće greške po bitu pri parcijalno koherentnoj detekciji BPSK i QPSK signala koji se prostiru kroz knala sa kompozitnim K fedingom. Numerički rezultati koji su dobijeni primenom ovih formula upoređeni su sa rezultatima koji se dobijaju primenom višestruke numeričke integracije i uočeno je poklapanje rezultata u opsegu odnosa srednjih snaga signala i šuma do 30 dB i više, kao i za sve vrednosti dubine fedinga. Rezultati pokazuju da kvalitet kola za ekstrakciju nosioca znatno utiče na performanse prijmnika, posebno u uslovima dubokog fedinga.

#### ZAHVALNICA

Rad je finansiran sredstvima Ministarstva za nauku Republike Srbije u okviru projekata III-44006 i TR-32051, kao i sredstvima Telenor fondacije.

#### LITERATURA

[1] M. K. Simon, M. -S. Alouini, *Digital Communications over Fading Channels*, 2nd ed. New York: Wiley, 2005.

[2] J. G. Proakis, *Digital communications*, New York: McGraw-Hill, 4th ed., 2001.

[3] I. M. Kostić, *Digitalni Telekomunikacioni Sistemi I*, Naučna knjiga, Beograd, 1994.

[4] W. C. Lindsey, M. K. Simon, *Telecommunication Systems Engineering*, Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, New Jersey, 1972.

[5] C. M. Lo, W. H. Lam, "Average BER of BPSK and QPSK systems with noisy phase reference over Nakagami-m fading channels", *IEICE Transactions on Comm.*, vol. E84-B, no. 6, pp. 1687-1689, 2001.

[6] M. K. Simon, M.-S. Alouini, "Simplified noisy reference loss evaluation for digital communication in the presence of slow fading and carrier phase error", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 50, No. 2, pp. 480-486, March, 2001.

[7] I. M. Kostic, "Average SEP for M-ary CPSK with noisy phase reference in Nakagami fading and Gaussian noise," *European Transactions on Telecommunications*, vol 18, pp. 109-113, 2007.

[8] A. Abdi, M. Kaveh, "K distribution: an appropriate substitute for Rayleigh-lognormal distribution in fading-shadowing wireless channels," *Electronics Letters*, vol. 34, no. 9, pp. 851-852, Apr. 1998.

[9] A. Abdi, M. Kaveh, "Comparison of DPSK and MSK bit error rates for K and Rayleigh-lognormal fading distributions," *IEEE Communication Letters*, vol. 4, no. 4, pp. 122-124, April 2000.

[10] P. S. Bithas, N. C. Sagias, P. T. Mathiopoulos, S. A. Kotsopoulos, A. M. Maras, "On the correlated K-distribution with arbitrary fading parameters," *IEEE Signal Processing Letters*, vol. 15, pp. 541-544, 2008.

[11] A. T. McKay, "A Bessel function distribution," *Biometrika*, vol. 24, pp. 39-44, 1932.

[12] S. R. Broadbent, M. G. Kendall, "The random Walk of *Trichostrongylus retortaeformis*," *Biometrics*, vol. 9, pp. 460-466, 1953.

[13] N. Yasuda, "The random walk model of human migration," *Theoretical Population Biology*, vol. 7, pp. 156-167, 1975.

[14] E. Jakeman, P. N. Pusey, "A model for non-Rayleigh sea echo," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 24, pp. 806-814, 1976.

[15] I. S. Gradshteyn, I. M. Ryhik, *Table of Integrals, Series, and Products*, 6th ed. New York: Academic, 2000.

[16] V. S. Adamchik, O. I. Marichev, "The algorithm for calculating integrals of hypergeometric type functions and its realization in REDUCE system," in *Proc. Int. Conf. on Symbolic and Algebraic Computation*, pp. 212-224, Tokyo, Japan, 1990.

**Abstract** – In this paper the detection of binary and quaternary phase shift keying signals over the K fading channel is considered. The imperfect reference signal recovery in the receiver is taken into account. Closed-form expressions for the error probability per bit are derived. We trace the influence of the average signal-to-noise ratio in the channel and in the phase loop, as well as the influence of the fading severity on the error probability.

#### ERROR PROBABILITY IN PARTIALLY COHERENT DETECTION OF PSK SIGNALS OVER K FADING CHANNEL

Bojana Z. Nikolić, Bata V. Vasić, Goran T. Đorđević, Dejan N. Milić, Dušan B. Drajić