

## PERFORMANSE KOHERENTNE DEMODULACIJE ASK SIGNALA KADA LOKALNI OSCILATOR GENERIŠE USKOPOJASNI ŠUM

Dejan Milić, Nataša Kapacinović, Elektronski fakultet u Nišu  
 Mile Petrović, Tehnički fakultet u Kosovskoj Mitrovici

**Sadržaj** – U ovom radu će biti istražene performanse koherentne detekcije digitalnog amplitudski modulisano signalu u slučaju kada je, pored uskopojasnog šuma u korisnom signalu, prisutan uskopojasni šum i u lokalnom referentnom nosiocu. Biće sprovedena detaljna analiza bez pokušaja zanemarivanja sekundarnih efekata, a zatim će rezultati biti upoređeni sa pojednostavljenim pristupom koji u obzir uzima samo primarne efekte šuma, da bi se na taj način utvrdila validnost jednostavne aproksimacije.

### 1. UVOD

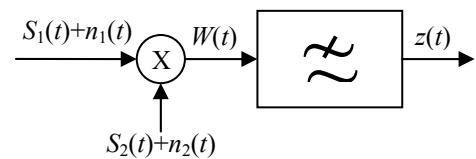
Performanse različitih oblika digitalnih modulacija u prisustvu aditivnog uskopojasnog šuma su poznate i dobro proučene zahvaljujući Rajsovom modelu [1] uskopojasnog šuma. Međutim, kada se pokuša analiza sistema na koji pored ovog aditivnog uskopojasnog šuma značajno utiču i druge vrste šumova, dolazi se uglavnom do složenih problema koje je jako teško, ili potpuno nemoguće, rešiti u zatvorenom obliku. Zbog toga su uglavnom na raspolažanju dve grupe metoda za rešavanje ovakvih problema: odgovarajuće aproksimacije i zanemarivanja, kao i potpuno numerički pristup. Naravno, oba pristupa imaju svoje prednosti i mane. Kada se koristi pristup aproksimacija, neophodno je uvek voditi računa o tačnosti dobijenih rezultata i opsegu njihovog važenja. Sa druge strane, čisto numerički metodi mogu dati precizne informacije o nekom sistemu, ali samo za unapred fiksirane parametre sistema.

U ovom radu se razmatra jedan sistem zasnovan na koherentnoj demodulaciji ASK signala koji zbog svoje jednostavnosti realizacije nalazi primenu u raznim telekomunikacionim sistemima, a između ostalog u optičkim i bežičnim telekomunikacionim sistemima [2-3]. Kao što je već pomenuto, sistemi za koherentnu ASK demodulaciju su već dosta dobro proučeni. Međutim, ono što razlikuje ovaj rad od poznatih rezultata jeste upravo to što je analiza izvršena do nivoa performansi digitalnog prijemnika kada referentni nosilac sadrži u sebi određenu "količinu" uskopojasnog šuma [4], tako da prilikom demodulacije dolazi do međusobnog množenja korisnog signala i signala iz lokalnog oscilatora, pri čemu se pored linearne kombinacije šumova pojavljuje i međusobna nelinearna interakcija odgovarajućih šumova. Rezultati koji su dobijeni u radu mogu biti od značaja u koherentnim optičkim sistemima koji nalaze sve veću primenu poslednjih godina [2-3].

Da bi se ovaj problem uspešno rešio, u radu je iskorišćen numerički aparat koji dozvoljava dalju simboličku manipulaciju, što daje izvesnu slobodu kod analize i prevazilazi probleme koji se pojavljuju prilikom potpuno numeričkog pristupa. Formulisan je i model koji predstavlja aproksimaciju prvog reda kada su u pitanju relevantni efekti, i pokazano je da on u najvećem broju situacija ima veoma dobro slaganje sa preciznim rezultatima.

### 2. MODEL DEMODULATORA

Kod koherentnih telekomunikacionih sistema na jednom ulazu demodulatora pojavljuje se korisni signal, a na drugom signal iz lokalnog oscilatora. Demodulator se sastoje od množaca i niskopropusnog filtra kao što je prikazano na sl.1. Na ulaz množaca dovode se dva signala, pri čemu jedan predstavlja digitalno modulisani signal kome se superponira Gausov šum, a drugi je signal iz lokalnog oscilatora koji takođe sadrži Gausov šum. Ovi signali su prethodno propušteni kroz uskopojasni filter koji je podešen na noseću frekvenciju signala. S obzirom da se radi o homodinskoj detekciji, frekvencija lokalnog oscilatora je jednaka nosećoj frekvenciji digitalno modulisano signalu. Niskopropusni filter, koji se nalazi iza množaca, ima ulogu da potisne sve



Sl. 1. Blok šema demodulatora

spektralne komponente izlaznog signala čija je frekvencija veća od granične frekvencije filtra  $\omega_0$ .

Signali na ulazu demodulatora se sastoje od sinusoidalnih signala frekvencije  $\omega$  i amplituda ( $A_1$ -kada se šalje "jedinica" i 0 kada se šalje "nula") i  $A_2$  kojima se superponira uskopojasni Gausov šum. Stacionarni šumovi  $n_1(t)$  i  $n_2(t)$  mogu se predstaviti u obliku

$$\begin{aligned} n_1(t) &= x_1(t)\cos\omega t + y_1(t)\sin\omega t \\ n_2(t) &= x_2(t)\cos\omega t + y_2(t)\sin\omega t \end{aligned} \quad (1)$$

gde su  $x_1(t)$ ,  $x_2(t)$ ,  $y_1(t)$  i  $y_2(t)$  nezavisne Gausove slučajne promenljive srednjih vrednosti nula i varijansi  $\sigma_1^2$  i  $\sigma_2^2$ .

Signali  $R_1$  i  $R_2$  na ulazu demodulatora su:

$$\begin{aligned} R_1(t) &= (A_1 + x_1)\cos\omega t + y_1\sin\omega t \\ R_2(t) &= (A_2 + x_2)\cos\omega t + y_2\sin\omega t \end{aligned} \quad (2)$$

Signal  $W$  na ulazu niskofrekventnog filtera dobija se množenjem signala  $R_1$  i  $R_2$ :

$$\begin{aligned} W(t) &= (A_1 + x_1(t)) \cdot (A_2 + x_2(t)) \cos^2\omega t + \\ &+ y_1(t)y_2(t)\sin^2\omega t + \\ &+ [(A_1 + x_1(t)) \cdot y_2(t) + (A_2 + x_2(t)) \cdot y_1(t)]\sin\omega t \cos\omega t \end{aligned} \quad (3)$$

Spektralne komponente signala na učestanosti  $2\omega$  niskofrekventni filter potiskuje, pa je signal  $z$  na izlazu demodulatora jednak:

$$\begin{aligned} z(t) &= \frac{1}{2}(A_1 + x_1(t))(A_2 + x_2(t)) + \frac{1}{2}y_1(t)y_2(t) \\ &= \frac{1}{2}(A_1 A_2 + A_1 x_2(t) + A_2 x_1(t) + x_1(t)x_2(t) + y_1(t)y_2(t)) \end{aligned} \quad (4)$$

Bez gubitka opštosti, multiplikativna konstanta  $1/2$  se može izostaviti jer ne utiče na dalje rezultate. U trenutku detekcije, slučajni proces  $z(t)$  je okarakterisan slučajnom promenljivom  $Z$  iz ansambla realizacija u datom trenutku. Da bi smo odredili performanse demodulacije, detektovanu slučajnu promenljivu čemo zapisati u obliku:

$$Z = A_1 A_2 + \underbrace{A_1 X_2 + A_2 X_1}_{G} + \underbrace{X_1 X_2 + Y_1 Y_2}_{H}, \quad (5)$$

u kome jednostavno identifikujemo determinističku konstantu  $A_1 A_2$ , Gausovu slučajnu promenljivu  $G$  i slučajnu promenljivu  $H$  koja je posledica interakcije šumova na ulazima korelatora.

### 3. NUMERIČKO REŠAVANJE PROBLEMA

Da bi smo započeli analizu, pogodno je najpre izračunati funkciju gustine verovatnoće proizvoda  $\Gamma = X_1 X_2$ . Elementarnom transformacijom gustine raspodele se dobija da je gustina raspodele slučajne promenljive  $\Gamma$ :

$$p_{\Gamma}(x) = \int_{-\infty}^{\infty} p_{X_1 X_2}\left(z, \frac{x}{z}\right) \frac{dz}{|z|} \quad (6)$$

Pošto su slučajne promenljive  $X_1$  i  $X_2$  međusobno nezavisne, kako prepostavlja Rajsov model uskopojasnog šuma, njihova združena gustina raspodele je proizvod pojedinačnih gustina raspodele, te se može pisati:

$$\begin{aligned} p_{\Gamma}(x) &= \int_{-\infty}^{\infty} p_{X_1}(z) \cdot p_{X_2}\left(\frac{x}{z}\right) \cdot \frac{dz}{|z|} = \\ &= \frac{1}{2\pi\sigma_1\sigma_2} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{z^2}{\sigma_1^2} + \frac{x^2}{z^2\sigma_2^2}\right)} \cdot \frac{dz}{|z|} \end{aligned} \quad (7)$$

Nakon uvođenja odgovarajuće smene ovaj integral se svodi na sledeći oblik:

$$p_{\Gamma}(x) = \int_{-\infty}^{\infty} w(t) f(x, t) dt \quad (8)$$

$$\text{gde je } w(t) = e^{-t^2} \text{ i } f(x, t) = \frac{1}{2\pi\sigma_1\sigma_2|t|} \cdot e^{-\frac{x^2}{4\sigma_1^2\sigma_2^2 t^2}}.$$

Kako  $w(t) = e^{-t^2}$  predstavlja Ermitovu težinsku funkciju, a integracija se vrši u intervalu  $(-\infty, +\infty)$ , to se za rešavanje gornjeg integrala može koristiti Gaus-Ermitova kvadraturna formula [5]:

$$p_{\Gamma}(x) = \int_{-\infty}^{\infty} w(t) f(x, t) dt \approx \sum_{i=1}^N A_i f(x, t_i). \quad (9)$$

gde  $A_i$  predstavljaju težinske koeficijente, a  $t_i$  čvorove kvadraturu. Nakon primene kvadraturne formule, funkcija

gustine verovatnoće slučajne promenljive  $\Gamma = X_1 X_2$ , dobija se u sledećem obliku:

$$p_{\Gamma}(x) = \sum_{i=1}^N a_i e^{-b_i x^2}. \quad (10)$$

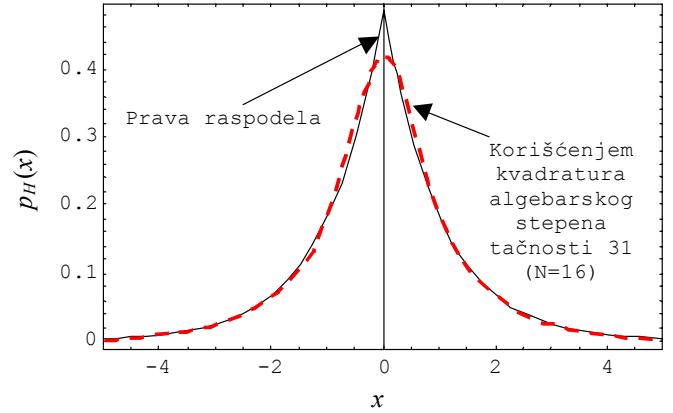
gde su koeficijenti  $a_i$  i  $b_i$  dati kao:

$$a_i = \frac{A_i}{2\pi\sigma_1\sigma_2|t_i|}, \quad b_i = \frac{1}{4\sigma_1^2\sigma_2^2 t_i^2} \quad (11)$$

S obzirom na prepostavke uskopojasnog šuma, raspodela slučajne promenljive  $Y_1 Y_2$  je identična raspodeli slučajne promenljive  $\Gamma$ , pri čemu su ove slučajne promenljive međusobno nezavisne. Funkcija gustine verovatnoće zbiru  $H = X_1 X_2 + Y_1 Y_2$  može se dobiti kao konvolucija združenih gustina verovatnoća komponenti  $X_1 X_2$  i  $Y_1 Y_2$ :

$$p_H(x) = \int_{-\infty}^{\infty} p_{\Gamma}(t) \cdot p_{\Gamma}(x-t) dt \quad (12)$$

tako da se može pisati:



Sl. 2. Funkcija gustine raspodele slučajne promenljive  $H$  za slučaj  $\sigma_1 = \sigma_2 = 1$ .

$$\begin{aligned} p_H(x) &= \sum_{i,j=1}^N a_i a_j e^{-b_j x^2} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-(b_i+b_j)t^2 + 2b_j x t} \cdot dt = \\ &= \sqrt{\pi} \sum_{i,j=1}^N \frac{a_i a_j}{\sqrt{b_i + b_j}} e^{-\frac{b_i b_j}{b_i + b_j} x^2} \end{aligned} \quad (13)$$

Komponenta  $G$  u relaciji (5) očigledno ima Gausovu raspodelu sa nultom srednjom vrednošću i funkcijom gustine verovatnoće:

$$p_G(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma'}} e^{-\frac{x^2}{2\sigma'^2}} \quad (14)$$

gde je:

$$\sigma' = \sqrt{A_1^2 \sigma_2^2 + A_2^2 \sigma_1^2} \quad (15)$$

U slučaju da predajnik šalje logičku "jedinicu", funkcija gustine verovatnoće izlaznog signala (bez determinističke komponente  $A_1 A_2$ ) se dobija kao konvolucija funkcija  $p_H(x)$  i  $p_G(x)$

$$\begin{aligned}
p_1(x) &= \int_{-\infty}^{\infty} p_H(t) \cdot p_G(x-t) dt = \\
&= \sqrt{\pi} \sum_{i,j=1}^N \frac{a_i a_j}{\sqrt{b_i + b_j}} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-\frac{b_i b_j}{b_i + b_j} t^2} \cdot \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma'} e^{-\frac{(x-t)^2}{2\sigma'^2}} dt = \\
&= \frac{1}{\sqrt{2}\cdot\sigma'} e^{-\frac{x^2}{2\sigma'^2}} \sum_{i,j=1}^N \frac{a_i a_j}{\sqrt{b_i + b_j}} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-t^2 \left( \frac{b_i b_j}{b_i + b_j} + \frac{1}{2\sigma'^2} \right) + \frac{2xt}{2\sigma'^2}} dt = \\
&= \sum_{i,j=1}^N \alpha_{ij} e^{-\beta_{ij} x^2}
\end{aligned} \tag{16}$$

gde su koeficijenti

$$\alpha_{ij} = \frac{A_i A_j}{\pi \sqrt{2\pi} \sigma''_{i,j}}, \quad \beta_{ij} = \frac{1}{2\sigma''_{i,j}} \tag{17}$$

pri čemu je:

$$\sigma''_{i,j} = \sqrt{A_1^2 \sigma_2^2 + A_2^2 \sigma_1^2 + 2\sigma_1^2 \sigma_2^2 (t_i^2 + t_j^2)} \tag{18}$$

Kada se u obzir uzme i deterministička komponenta koja iznosi  $A_1 A_2$ , gustina raspodele slučajne promenljive  $Z$  je opisana sa  $p_1(x-A_1 A_2)$ .

U slučaju da predajnik šalje logičku "nulu", signal na izlazu iz filtra neće imati  $A_1 A_2$  i  $A_1 X_2$  komponente, tako da se funkcija gustine verovatnoće dobija kao konvolucija funkcija  $p_H(x)$  i  $p_{A_2 X_1}(x)$

$$p_0(x) = \int_{-\infty}^{\infty} p_H(t) \cdot p_{A_2 X_1}(x-t) dt = \sum_{i,j=1}^N \chi_{ij} e^{-\delta_{ij} x^2} \tag{19}$$

pri čemu su koeficijenti  $\chi_{ij}, \delta_{ij}$  dati relacijama analognim  $\alpha_{ij}$  i  $\beta_{ij}$  (17) respektivno, s tom razlikom što je odgovarajuće  $\sigma_{ij}$  u ovom slučaju:

$$\sigma'''_{i,j} = \sqrt{A_2^2 \sigma_1^2 + 2\sigma_1^2 \sigma_2^2 (t_i^2 + t_j^2)}, \tag{20}$$

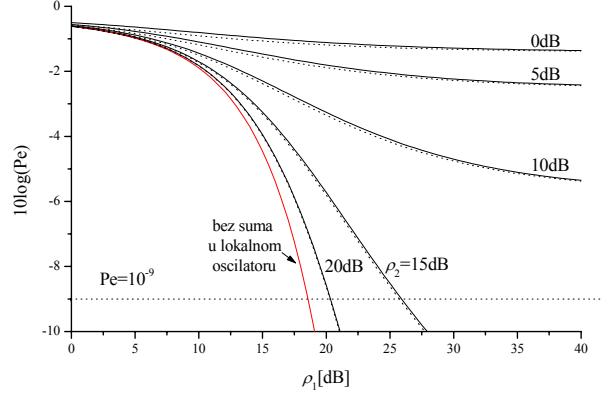
analogno relaciji (18).

Nakon demodulacije signala, u digitalnom prijemniku je potrebno doneti odluku o tome koji je binarni simbol primljen. Odmerenu trenutnu vrednost odlučivač u prijemniku poredi s pragom odlučivanja,  $Z_T$ . Ako je  $z(t_0) \geq Z_T$ , odluka je: "jedinica"; ako je  $z(t_0) < Z_T$ , odluka glasi: "nula". Odgovarajuće funkcije gustine raspodele verovatnoće za ove dve hipoteze su date sa:

$$\begin{aligned}
p_{z_1}(z) &= \sum_{i,j=1}^N \alpha_{ij} e^{-\beta_{ij} (z - A_1 A_2)^2} \\
p_{z_0}(z) &= \sum_{i,j=1}^N \chi_{ij} e^{-\delta_{ij} z^2}
\end{aligned} \tag{21}$$

Za proizvoljni položaj praga,  $Z_T$ , i uz pretpostavku da su apriorne verovatnoće odašiljanja "nule" i "jednice" međusobno jednake, može se za verovatnoću greške pri koherentnoj detekciji binarnog ASK-signala pisati

$$\begin{aligned}
Pe &= \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{Z_T} p_{z_1}(z) dz + \frac{1}{2} \int_{Z_T}^{\infty} p_{z_0}(z) dz = \\
&= \frac{1}{2} \sum_{i,j=1}^N \left( \alpha_{ij} \int_{-\infty}^{Z_T} e^{-\beta_{ij} (z - A_1 A_2)^2} dz + \chi_{ij} \int_{Z_T}^{\infty} e^{-\delta_{ij} z^2} dz \right) = \\
&= \frac{1}{4\pi} \sum_{i,j=1}^N A_i A_j \cdot \left[ erfc \left( \frac{(A_1 A_2 - Z_T)}{\sqrt{2}\sigma'_{i,j}} \right) + erfc \left( \frac{Z_T}{\sqrt{2}\sigma'''_{i,j}} \right) \right]
\end{aligned} \tag{22}$$



Sl. 3. Verovatnoća greške u funkciji srednjeg odnosa signal-šum na ulazu u demodulator. Parametar je odnos signal-šum lokalnog oscilatora. Rezultati: a) bez zanemarivanja (puna linija) i b) aproksimativni model (isprekidana linija).

Ako se sada stavi da je  $\rho_1 = A_1 / \sqrt{2}\sigma_1$  i  $\rho_2 = A_2 / \sqrt{2}\sigma_2$ , a za prag odlučivanja se uzme optimalna vrednost, verovatnoća greške će biti

$$\begin{aligned}
Pe &= \frac{1}{4\pi} \sum_{i,j=1}^N A_i A_j \left\{ erfc \left( \frac{\rho_1 \rho_2 (1 - Z_{Top} / A_1 A_2)}{\sqrt{\rho_1^2 + \rho_2^2 + (t_i^2 + t_j^2)}} \right) + \right. \\
&\quad \left. + erfc \left( \frac{\rho_1 \rho_2 Z_{Top} / A_1 A_2}{\sqrt{\rho_2^2 + (t_i^2 + t_j^2)}} \right) \right\}
\end{aligned} \tag{23}$$

#### 4. APROKSIMATIVNI MODEL

Sada treba razmotriti slučaj kada je u signalu na izlazu niskofrekventnog filtra zanemaren zbir  $x_1 x_2 + y_1 y_2$ . Tada slučajna promenljiva  $Z$  ima oblik:

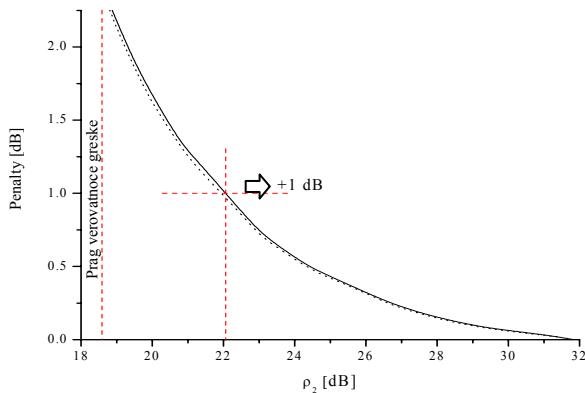
$$Z = A_1 A_2 + \underbrace{A_1 X_2 + A_2 X_1}_G, \tag{24}$$

S obzirom da su odgovarajuće raspodele Gausove, verovatnoća greške se jednostavno može izraziti. Da bi bilo moguće uporediti rezultate sa detaljnijim modelom, ponovo je potrebno koristiti optimalni prag odlučivanja. Izraz za verovatnoću greške će tada biti jednak:

$$Pe = \frac{1}{4} \left[ erfc \left( \frac{\rho_1 \rho_2 (1 - Z_{Top} / A_1 A_2)}{\sqrt{\rho_1^2 + \rho_2^2}} \right) + erfc \left( \frac{\rho_1 Z_{Top}}{A_1 A_2} \right) \right] \tag{25}$$

## 5. REZULTATI

Preliminarni numerički rezultati pokazuju da su za izračunavanje relevantnih funkcija gustine raspodele verovatnoće potrebne kvadrature reda  $N=16$  ili više. Na slici 2 je prikazana aproksimacija gustina raspodele slučajne promenljive  $H = X_1 X_2$ , dobijena iz jednačine (13) korišćenjem  $N=16$  čvorova kvadrature. Na istoj slici je prikazan i referentni rezultat [4], koji pokazuje da postoji dosta dobro slaganje gustine raspodele i sa ovako malim brojem čvorova.



Sl. 4. Poredjene gubitke osetljivosti demodulatora u funkciji odnosa signal-šum lokalnog oscilatora, za verovatnoću greške  $Pe=10^{-9}$ . Rezultati: a) bez zanemarivanja (puna linija) i b) aproksimativni model (isprekidana linija).

Međutim, u analizama koje slede, korišćene su kvadrature sa  $N=32$  čvora, koje obezbeđuju još bolje slaganje.

Daljim razvijanjem dobijenih rezultata, dolazi se do približnih izraza za verovatnoću greške (23). Verovatnoća greške u funkciji srednjeg odnosa signal-šum na ulazu u demodulator  $\rho_1$ , prikazana je na slici 3, sa parametrom koji predstavlja odnos signal-šum lokalnog oscilatora  $\rho_2$ . Na slici 3 se može uočiti da postoji veoma dobro slaganje aproksimativnih rezultata sa rezultatima koji su dobijeni bez zanemarivanja sekundarnih efekata šuma. Ovo je posebno tačno za veće vrednosti odnosa signal-šum  $\rho_1$ , jer u takvim slučajevim varijansa slučajne promenljive  $H$  postaje sve manja u odnosu na varijansu slučajne promenljive  $G$ , čime i jednakost (24) sve bolje aproksimira (5). Potrebno je naglasiti da je verovatnoća greške dobijena zanemarivanjem sekundarnih efekata šuma uvek veća od tačne vrednosti. Pri manjim vrednostima odnosa signal-šum, ova razlika postaje uočljiva, ali i dalje veoma mala, te se praktično može zanemariti.

Da bi smo bolje proučili uticaj uskopojasnog šuma u signalu lokalnog oscilatora, odredili smo i gubitak osetljivosti prijemnika usled postojanja ovog šuma (slika 4). Pojam osetljivosti je definisan odnosom korisni signal-šum koji je potreban na prijemu da bi se postigla unapred zadata vrednost verovatnoće greške. Gubitak osetljivosti predstavlja vrednost povećanja odnosa signal-šum koje je neophodno obezbediti da bi u promenjenim uslovima verovatnoća greške ostala na istom nivou. Dobijeni rezultati pokazuju postojanje praga

verovatnoće greške na nivou  $Pe = \frac{1}{4} \operatorname{erfc}(\rho_2(1 - Z_T))$ , što pri

$Pe=10^{-9}$  predstavlja granicu za  $\rho_2$  od 18.675 dB. Da bi gubitak osetljivosti bio manji od 1 dB, potrebno je da  $\rho_2$  bude veće od 22 dB.

## 6. ZAKLJUČAK

Detaljno rešavanje problema detekcije nije jednostavno u slučaju kada lokalni oscilator generiše uskopojasni šum. Na sreću, kako analiza pokazuje, u najvećem broju slučajeva je moguće zanemariti interakciju uskopojasnih šumova u korisnom signalu i signalu lokalnog oscilatora. Precizna analiza pokazuje da se izračunate performanse veoma malo razlikuju kada se primeni ovakvo zanemarivanje. Ovo je posebno tačno za sisteme koji funkcionišu sa relativno malim verovatnoćama greške, jer u takvom slučaju dominiraju komponente šuma koje su posledica međudelovanja uskopojasnog šuma sa odgovarajućim signalima. U razmatranom slučaju, kada je prag odlučivanja optimalan i kada sistem treba da ima verovatnoću greške  $10^{-9}$ , prag verovatnoće greške se postiže kada odnos signal-šum lokalnog oscilatora iznosi 18.675 dB. Potrebno je da odnos signal-šum lokalnog oscilatora bude bolji od 22 dB kako se osetljivost prijemnika ne bi pogoršala za više od 1 dB u odnosu na slučaj bez šuma u lokalnom oscilatoru.

## LITERATURA

- [1] Rice, S. O., „Mathematical analysis of random noise,“ *Bell. Sys. Tech. J.*, vol. 23, Jul 1944, pp 282-332; vol 24, Jan 1945, pp 46-156.
- [2] S. Camatel and V. Ferrero, “Homodyne coherent detection of ASK and PSK signals performed by a subcarrier optical phase-locked loop,” *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 18, pp. 142-144, Jan. 2006.
- [3] F. Xiong, “M-ary amplitude shift keying OFDM system,” *IEEE Trans. on Commun.*, vol. 51, pp. 1638 – 1642, Oct. 2003.
- [4] F. G. Stremler and T. Jensen, „The probability density function for the output of an analog crosscorrelator with bandpass inputs,“ *IEEE Trans. on Information Theory*, vol. IT-16, pp. 627-629, September 1970.
- [5] G. V. Milovanović, „Numerička analiza, II deo“, Birotehnika, Niš, 1981

**Abstract** – In this paper, we will investigate the performance of coherent detection for amplitude modulated digital signals impaired by additive narrow-band noise when local oscillator signal is itself impaired by a narrow-band noise. Detailed analysis will be presented without attempts to exclude or simplify secondary effects of detection, and the results will be compared to those obtained using simplified approach including only the primary noise effects. In this way, we will determine if it is justified to use simplified approach, and identify the cases where it is valid.

## PERFORMANCE OF COHERENT ASK DEMODULATION USING LOCAL OSCILLATOR WITH NARROW-BAND NOISE

Dejan Milić, Nataša Kapacinović, Mile Petrović