

KOMBINOVANI UTICAJ FAZNOG ŠUMA I KANALNIH INTERFERENCIJA NA PRENOS BPSK SIGNALA KROZ NELINEARNI SATELITSKI TELEKOMUNIKACIONI SISTEM – ANALIZA SISTEMA

Milan Marković, INTEL-CO, Novi Sad

Goran T. Đorđević, Aleksandra Mitić *Elektronski fakultet u Nišu*

Sadržaj – U radu je data detaljna analiza prenosa BPSK (Binary Phase-Shift Keying) signala između dve fiksne zemaljske stanice posredstvom neregenerativne geostacionarne satelitske stanice sa pojačavačem velike snage, koji generalno ispoljava AM/AM i AM/PM nelinearne efekte. U analizu je uključen uticaj faznog šuma lokalnog oscilatora na satelitu i referentnog nosioca u prijemnoj zemaljskoj stanici, kao i više kanalnih interferencija duž uzlazne i silazne deonice.

1. UVOD

Analiza prenosa digitalnih fazno moduliranih signala između dve fiksne zemaljske stanice posredstvom neregenerativnog geostacionarnog satelita je nesumnjivo od izuzetnog praktičnog i naučnog značaja, o čemu govori veliki broj publikacija u vezi sa ovom tematikom, kao npr. [1-10].

Jedna od gotovo neizbežnih smetnji u ovakvom jednom sistemu predstavlja kanalna interferencija, koja može biti posledica nenamernog ili namernog ometanja od strane zemaljske ili satelitske stanice drugog susednog satelitskog sistema ili zemaljskih radio-relejnih stanica koje rade na istim nosećim učestanostima, međupolarizacionog preslušavanja, samo-ometanja prijemnika od strane predajnika iste fiksne zemaljske stanice itd. [1-10]. I pored poštovanja odgovarajućih preporuka ITU-R [6, Rec. ITU-R S.465-5, ITU-R Rec. 466-6, ITU-R S. 741-2, ITU-R Rec. 523-4, ITU-R Rec. 731], u praksi vrlo često kanalna interferencija predstavlja dominantni ograničavajući faktor u satelitskim telekomunikacionim sistemima. Imajući u vidu važeće propise u oblasti satelitskih telekomunikacija, analiza u ovom radu je sprovedena pod pretpostavkom da se i na uzlaznoj i na silaznoj deonici javljaju po dve kanalne interferencije, koje su modelovane kao u [1-4], [8], [10]. Po jedna kanalna interferencija potiče od ometanja (namernog ili nenamernog), a druga je posledica međupolarizacionog preslušavanja nastala usled ambijentalnih uslova i nesavršenosti prijemnika.

Uloga neregenerativne satelitske stanice je da prihvati odgovarajući signal poslat od strane predajne zemaljske stanice, promeni noseću učestanost signala (sa više učestanosti f_u prelazi se na nižu učestanost f_d), pojača ga i re-emituje prema prijemnoj zemaljskoj stanici. S obzirom da se vrši promena učestanosti naniže tj. sa više učestanosti f_u prelazi se na nižu učestanost f_d , učestanost signala lokalnog oscilatora u satelitskoj stanici treba da iznosi $f_s = f_u - f_d$. Zbog nesavršenosti lokalnog oscilatora u satelitskoj stanici, realno je pretpostaviti da njegova učestanost nije idealno podešena, tako da se javlja odgovarajući fazni šum, [3], [13].

Pojačanje signala u satelitskoj stanici vrši se pomoću pojačavača velike snage koji ima izražene AM/AM i AM/PM nelinearne konverzione efekte. Drugim rečima, slučajne promene amplitude ulaznog signala u pojačavaču preslikavaju se u slučajne promene amplitude signala na izlazu pojačavača - AM/AM, a takođe, slučajne promene amplitude signala na

ulazu pojačavača preslikavaju se i u slučajne promene faze signala na izlazu pojačavača - AM/PM), [1, 2], [5], [7-12].

Slično kao u slučaju lokalnog oscilatora u satelitskoj stanici, referentni nosilac u prijemnoj zemaljskoj stanici takođe nije idealan, što je posledica prisustva smetnji u kanalu i ograničenih filtracionih mogućnosti sinhronizacionog dela prijemnika, a manifestuje se kao dodatni fazni šum, [13]. Fazni šum lokalnog oscilatora u satelitskoj stanici i fazni šum referentnog nosioca je modelovan kao slučajni proces koji ima Gaussovu funkciju gustine raspodele, pri čemu je specificirana standardna devijacija ovog slučajnog procesa. Vrednosti ove standardne devijacije su zadavane saglasno [3] i [13], a moguće je naknadno uspostaviti vezu između ovih vrednosti i elemenata lokalnog oscilatora u satelitskoj stanici i elemenata dela prijemnika za izdvajanje referentnog nosioca u prijemnoj zemaljskoj stanici, [13].

Doprinos ovog rada je u originalnoj sveobuhvatnoj analizi posmatranog satelitskog telekomunikacionog sistema, u koju su uključeni efekti navedeni i obrazloženi u prethodnom delu teksta, što daje mogućnost realnije procene verovatnoće greške pri detekciji signala, kao jedne od relevantnih veličina za ocenu kvaliteta prenosa signala, nego što je urađeno u dosadašnjim publikacijama, od kojih su samo neke navedene u spisku literature, u kojima nije uzet u obzir istovremeni uticaji svih pobrojanih efekata.

2. MODEL I ANALIZA SISTEMA

Signal na ulazu pojačavača velike snage, (na izlazu filtra propusnika opsega učestanosti, koji je sastavni deo satelitske stanice i ima ulogu da propusti korisni signal određene noseće učestanosti i pri tome ograniči stacionarni beli Gaussov šum $n_u(t)$ dvostrane spektralne gustine snage $N_0/2$, koji se superponira korisnom signalu na ulazu satelitske stanice), može se predstaviti u obliku, (slika 1),

$$s_i(t) = A_u(t) \cos(\cos(\omega_u t + \phi_0(t)) + \sum_{j=1}^2 A_{ij}(t) \cos(\omega_u t + \omega_{ij}(t))) + n_{Cu}(t) \cos(\omega_u t) - n_{Su}(t) \sin(\omega_u t) \quad (1)$$

gde je $A_u(t) = A_u$ amplituda korisnog digitalnog fazno moduliranog signala, za koju se može pretpostaviti, bez gubitka opštosti, da ima vrednost 1 u okviru jednog bitskog intervala T_b , a $\phi_0(t)$ u okviru jednog bitskog intervala može imati vrednost 0 ili π , u zavisnosti da li je poslata jedinica ili nula. $n_{Cu}(t)$ i $n_{Su}(t)$ su nezavisne jedna od druge komponente u kvadraturi uskopojasnog stacionarnog Gaussovog šuma nulte srednje vrednosti i varijanse σ_u^2 koji nastaje prolaskom stacionarnog belog Gaussovog šuma dvostrane spektralne gustine snage $N_0/2$, koji se superponira korisnom signalu na ulazu u satelitsku stanicu, kroz filter propusnik opsega učestanosti na ulazu satelitske stanice. Drugi član u prethodnoj jednačini predstavlja zbir dveju kanalnih

interferencija duž uzlazne deonice (kao što je već naglašeno u uvodu, jedna kanalana interferencija je posledica namernog ili nenamernog ometanja ili samoometanja, a druga kanalana interferencija je posledica međupolarizacionog preslušavanja), pri čemu su $A_{ij}(t)$, r_u i $r_{ij}(t)$, ($j=1, 2$), amplituda, noseća učestanost i faza j -te interferencije, respektivno, koje se u toku jednog signalizacionog intervala ne menjaju (indeks "i" ukazuje da se radi o interferenciji, indeks "u" da se interferencija javlja na uzlaznoj deonici "uplink", a j je redni broj interferencije, $j=1, 2$). Amplituda interferencije je konstantna, a faza je promenljiva uniformno raspodeljena u intervalu $(-\pi, \pi]$, [1-4], [8], [10], čija je funkcija gustine raspodele verovatnoće označena sa $p_{ij}(i_{ij})$.

Signal dat izrazom (1) može se predstaviti u ekvivalentnom obliku

$$s_i(t) = r_u(t) \cos(\omega_u t + \phi_u(t)), \quad (2)$$

pri čemu su $r_u(t)$ i $\phi_u(t)$ dati pomoću

$$r_u(t) = \left(\left(A_u(t) \cos(\phi_0(t)) + \sum_{j=1}^2 A_{ij}(t) \cos(\phi_{ij}(t)) + n_{cu}(t) \right)^2 + \left(A_u(t) \sin(\phi_0(t)) + \sum_{j=1}^2 A_{ij}(t) \sin(\phi_{ij}(t)) + n_{su}(t) \right)^2 \right)^{1/2},$$

$$\tan(\phi_u(t)) = \frac{A_u(t) \sin(\phi_0(t)) + \sum_{j=1}^2 A_{ij}(t) \sin(\phi_{ij}(t)) + n_{su}(t)}{A_u(t) \cos(\phi_0(t)) + \sum_{j=1}^2 A_{ij}(t) \cos(\phi_{ij}(t)) + n_{cu}(t)}$$

Uslovna združena funkcija gustine raspodele slučajnih promenljivih r_u i ϕ_u data je pomoću izraza

$$p_{r_u, \phi_u}(r_u, \phi_u) = \frac{r_u}{2\pi\sigma_u^2} \cdot \left[\left(r_u \cos(\phi_u - \phi_0) - \sum_{j=1}^2 A_{ij} \cos(\phi_{ij}) \right)^2 + \left(r_u \sin(\phi_u - \phi_0) - \sum_{j=1}^2 A_{ij} \sin(\phi_{ij}) \right)^2 \right]^{-1/2} \quad (4)$$

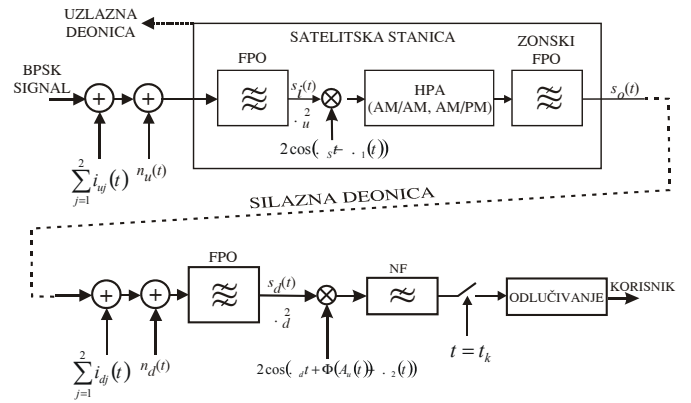
gde su ϕ_{ij} , kao što je već naglašeno, slučajne promenljive uniformno raspodeljene u opsegu $(-\pi, \pi]$. Združena funkcija gustine raspodele slučajnih promenljivih r_u i ϕ_u dobija se usrednjavanjem prethodnog izraza po slučajnim promenljivim ϕ_{i1}, ϕ_{i2} .

$$p_{r_u, \phi_u}(r_u, \phi_u) = \int_{\phi_{i1}=-\pi}^{\pi} \int_{\phi_{i2}=-\pi}^{\pi} p_{r_u, \phi_u, \phi_{i1}, \phi_{i2}}(r_u, \phi_u, \phi_{i1}, \phi_{i2}) \cdot p_{\phi_{i1}}(\phi_{i1}) \cdot p_{\phi_{i2}}(\phi_{i2}) d\phi_{i1} d\phi_{i2} \quad (5)$$

U prethodnom delu teksta rečeno je da se može pretpostaviti da je amplituda korisnog signala A_u jednaka jedinici. Međutim, ako je cilj da se u analizu uvede i uticaj veličine, u anglosaksonskoj literaturi poznatoj kao back-off (bekofodmak), koja se često koristi i u našoj literaturi, tj. ako pojačavač ne radi u zasićenju, onda se pomenuti back-off može definisati na sledeći način

$$bo = 20 \log_{10} \frac{A_u}{r_{zas}}, \quad (6)$$

gde je r_{zas} normalizovani ulazni napon za koji pojačavač radi u zasićenju.



Sl.1. Model satelitskog telekomunikacionog sistema sa nelinearnim pojačavačem za prenos BPSK signala u prisustvu šuma, kanalnih interferencija duž uzlazne i silazne deonice i faznog šuma

Model pojačavača velike snage je zasnovan na merenjima karakteristika pojačavača koji se koriste u realnim satelitskim sistemima i korišćen je u literaturi, [10-12]. Njegove ulazno-izlazne karakteristike date su izrazima

$$a(r_u(t)) = \frac{\alpha_A r_u(t)}{1 + \beta_A r_u^2(t)} \quad \Phi(r_u(t)) = \frac{\alpha_\Phi r_u^2(t)}{1 + \beta_\Phi r_u^2(t)}, \quad (7)$$

pri čemu je $r_u(t)$ normalizovana anvelopa ulaznog signala, $a(r_u(t))$ je normalizovana anvelopa izlaznog signala, a $\Phi(r_u(t))$ je faza izlaznog signala. Numeričke vrednosti ovih parametara su: $\alpha_A=2.1587$; $\beta_A=1.1517$; $\alpha_\Phi=4.0033$ rad; $\beta_\Phi=9.1040$. Iz modela pojačavača neposredno sledi da je $r_{zas}=0.932$.

Odnos signal/šum (snaga korisnog signala/snaga šuma) duž uzlazne deonice je definisan kao

$$\gamma_u = \frac{A_{uref}^2}{2\sigma_u^2} \quad (8)$$

pri čemu je A_{uref} označena amplituda korisnog signala, za koju se, u odsustvu šuma i interferencija duž uzlazne deonice, postiže zasićenje. Imajući u vidu prenosnu karakteristiku pojačavača, ova amplituda je ustvari jednaka parametru r_{zas} . Ovakav način definisanja odnosa signal/šum (u odnosu na r_{zas} , nezavisno od toga koliko iznosi back-off pojačavača) je korišćen u [7]. Korišćenjem ovakvog pristupa, standardna devijacija šuma duž uzlazne deonice računa se na osnovu izraza (10) za zadatu vrednost parametra snaga korisnog signala/snaga šuma, i ne zavisi od toga koliki je back-off pojačavača. Ovaj odnos signal/šum je definisan iza filtra propusnika opsega učestanosti na ulazu satelita.

Pretpostavka je da je filter propusnik opsega učestanosti na ulazu satelitske stanice "kosinus-kvadratni" filter, koji zadovoljava Niquistov kriterijum, tj. ne prouzrokuje intersimbolsku interferenciju, [1-2]. Takođe ovaj filter ni u kojoj meri neizobličava korisni signal, nego samo ograničava spektralnu gustinu snage šuma duž uzlazne deonice (smatra se da je ekvivalentni šumni propusni opseg "kosinus-kvadratnog" filtra jednak kao kod idealnog pravougaonog filtra širine $B_1=1/T_b$, $B_1 \ll \omega_u$ [1-2]).

Odnos signal/šum duž uzlazne deonice može se zapisati u sledećem obliku

$$\gamma_u = \frac{A_{uref}^2 / 2}{\sigma_u^2} = \frac{P_s}{N_0 \cdot 2B_1} = \frac{E_b}{N_0 B_1} = \frac{E_b}{N_0} \frac{1}{\log_2 M \cdot T_b} = \left(\frac{E_b}{N_0} \right)_u \quad (9)$$

Uz odnos energija signala po bitu/spektralna gustine snage šuma duž uzlazne deonice (E_b/N_0) stavljen je indeks "u" da bi se naglasilo da se radi o uzlaznoj deonici (uplink).

Na osnovu prethodnih izraza, standardna devijacija šuma duž uzlazne deonice, broj faznih nivoa ($M=2$) i odnos energija signala po bitu/spektralna gustina snage šuma (izražen u decibelima) duž uzlazne deonice, povezani su na sledeći način

$$\sigma_u = \frac{A_{uref}}{\sqrt{2 \bullet \log_2 M \bullet 10^{(E_b/N_0)_u [dB]/10}}}. \quad (10)$$

Odnos snaga signala/snaga kanalne interferencije duž uzlazne deonice za svaku kanalnu interferenciju posebno definiše se na sledeći način

$$SIR_{uj} = \frac{A_{uref}^2}{A_{iuj}^2}, \quad j=1,2. \quad (11)$$

Posle filtriranja na ulazu satelitske stanice vrši se promena noseće učestanosti signala, signal se pojačava i re-emituje prema prijemnoj zemaljskoj stanici. Pretpostavka je da lokalni oscilator u satelitskoj stanici, čija je uloga da promeni noseću učestanost signala koji dopre do satelita, unosi i izvesni fazni šum, koji je stacionaran proces, stalan u intervalu jednog bita, i ima Gaussovu funkciju gustine raspodele (označene sa $p_{\cdot 1}(\cdot)$) srednje vrednosti 0 i standardne devijacije σ_{F1} , [3], [13].

Zonski filter propusnik opsega učestanosti na izlazu satelitske stanice propušta sve spektralne komponente BPSK signala i šuma koje su postojale i pre pojačanja, ali potpuno otklanja spektralne komponente nastale usled procesa pojačanja i pri tome ne utiče na trenutnu učestanost i fazu signala. Na ulazu u prijemnu zemaljsku stanicu sem ovog oslabljenog signala koji dolazi sa satelita, prisutni su još i dve kanalne interferencije označene, na slici 1, sa $\sum_{j=1}^2 i_{dj}(t)$, kao i

stacionarni beli Gaussov šum $n_d(t)$ dvostrane spektralne gustine snage $N_0/2$. Filter propusnik opsega učestanosti na ulazu prijemnika je "kosinus-kvadratni" filter, koji zadovoljava Niquistov kriterijum, tako da ne prouzrokuje intersimbolsku interferenciju, [1-2], ima ulogu da propusti deo spektralnih komponenata belog Gaussovog šuma duž silazne deonice i pri tome ne utiče na signal primljen sa satelita. Ekvivalentni šumni propusni opseg ovog "kosinus-kvadratnog" filtra jednak je kao kod idealnog pravougaonog filtra širine $B_2=1/T_b$ ($B_2 \ll \cdot d$), [1-2], pri čemu je T_b trajanje jednog bita.

Signal na izlazu filtra propusnika opsega učestanosti koji se nalazi na ulazu prijemne zemaljske stanice može se predstaviti u obliku

$$s_d(t) = (GA_{zas} \bullet a_{sl}) a(r_u(t)) \cos(\cdot d t + \cdot u(t) + \Phi(r_u(t)) + \cdot 1(t)) + \sum_{j=1}^2 A_{idj}(t) \cos(\cdot d t + \cdot idj(t)) + n_{IFd}(t) \quad (12)$$

Drugi član u prethodnoj jednačini predstavlja zbir dve kanalne interferencije duž silazne deonice, pri čemu su $A_{idj}(t)$, $\cdot d$ i $\cdot idj(t)$, ($j=1, 2$), amplituda, noseća učestanost i faza j -te interferencije, respektivno, koje se u toku jednog signalizacionog intervala ne menjaju (indeks "i" ukazuje da se radi o interferenciji, indeks "d" da se interferencija javlja

na silaznoj deonici "downlink", a j je redni broj interferencije, $j=1, 2$). Amplituda j -te kanalne interferencije $A_{idj}(t)$ je stalna, dok je njena faza $\cdot idj(t)$ promenljiva slučajna veličina uniformno raspodeljena u intervalu $(-\pi, \pi)$, [1-4], [8], [10], čija je funkcija gustine raspodele verovatnoće označena sa $p_{\cdot idj}(\cdot idj)$. $n_{IFd}(t)$ je uskopojasni Gaussov šum nastao

prolaskom stacionarnog belog Gaussovog šuma $n_d(t)$ kroz filter propusnik opsega učestanosti, tako da $n_{IFd}(t)$ ima Gaussovu funkciju gustine raspodele verovatnoće nulte srednje vrednosti i varijanse σ_d^2 . GA_{zas} predstavlja pojačanje pojačavača u zasićenju, a a_{sl} je slabljenje signala duž silazne deonice. Bez ikakvog gubitka opštosti, može se uvesti pretpostavka da je $GA_{zas} \bullet a_{sl} = 1$.

Odnos srednja snaga signala/snaga šuma duž silazne deonice definiše se u odnosu na vrednost amplitude izlaznog signala iz pojačavača onda kada pojačavač radi u zasićenju i kada je na ulazu pojačavača prisutan samo korisni signal (bez šuma i interferencija) (isto kao u [7])

$$\cdot d^2 = \frac{\overline{a(r_u)^2} \Big|_{A_u=A_{uref}} / 2}{\sigma_d^2} = \frac{P_{sd}}{\frac{N_0}{2} \bullet 2B_2} = \frac{E_b}{N_0 B_2} = \frac{E_b}{N_0 \log_2 M \bullet T_b} = \left(\frac{E_b}{T_b} \right)_d \quad (13)$$

Srednje kvadratna vrednost $\overline{a(r_u)^2}$, koja se javlja u prethodnoj jednačini, izračunava se pomoću

$$\overline{a^2(r_u)} \Big|_{A_u=A_{uref}} = \int_{-\pi}^{\pi} a(r_u)^2 \bullet p_{r_u, \cdot u}(r_u, \cdot u) \Big|_{A_u=A_{uref}} d \cdot u dr_u \quad (14)$$

Dakle, prilikom generisanja odmeraka šuma duž silazne deonice korišćena je veza

$$\sigma_d = \frac{\sqrt{\int_{-\pi}^{\pi} \int a(r_u)^2 \bullet p_{r_u, \cdot u}(r_u, \cdot u) \Big|_{A_u=A_{uref}} d \cdot u dr_u}}{\sqrt{2 \bullet \log_2 M \bullet 10^{(E_b/N_0)_d [dB]/10}}}. \quad (15)$$

Uz odnos energija signala po bitu/spektralna gustina snage šuma duž silazne deonice stavljen je indeks "d" da bi se naglasilo da se radi o silaznoj deonici "downlink".

Odnos snaga signala/snaga kanalne interferencije duž silazne deonice za svaku kanalnu interferenciju posebno definisan je na sledeći način

$$SIR_{dj} = \frac{\overline{a(r_u)^2} \Big|_{A_u=A_{uref}}}{A_{iuj}^2}, \quad j=1,2. \quad (16)$$

Signal $s_d(t)$ se detektuje u klasičnom koherentnom prijemniku BPSK signala, [1-2], pri čemu se na ovom mestu pretpostavlja da je referentni nosilac $2\cos(\cdot d t + \Phi(A_u(t)) - \cdot 2(t))$, (slično kao u [7]), pri čemu je $\cdot 2(t)$ fazni šum koji unosi ekstraktor referentnog nosioca, ima konstantnu vrednost u toku jednog bitskog intervala, a inače je stacionaran slučajni proces koji ima Gaussovu funkciju gustine raspodele označenu sa $p_{\cdot 2}(\cdot 2)$ nulte srednje vrednosti i standardne devijacije σ_{F2} , [3], [13].

Uz ovakvu pretpostavku za referentni nosilac, dobijeni rezultati će biti najpesimističniji, jer deo $\Phi(A_u(t))$ će biti malo drugačiji u praksi, tj. kolo za procenu referentnog nosioca će bolje proceniti taj deo (procena, ovde korišćena, je idealna u

slučaju kada na uzlaznoj deonici nema niti šuma niti kanalnih interferencija, što je i naglašeno u [7]; ako ih ima onda će procena referentnog nosioca od strane dobrog ekstraktora referentnog nosioca, biti bolja). Uz ovo, treba imati u vidu i negativni uticaj faznog šuma referentnog nosioca, koji je dodatno uzet u obzir u analizi, izvršenoj ovde, a pogoršava performanse sistema.

Nakon množenja signala $s_d(t)$ referentnim nosiocem $2\cos(\omega_c t + \Phi(A_u(t)) - \varphi(t))$, i filtriranjem pomoću filtra propusnika niskih učestanosti (smatra se da je ovaj filter idealni tj. da ne unosi dodatno slabljenje), odmerak signala u trenutku odmeravanja t_k (trenutak t_k je u okviru signalizacionog intervala T_b) ima oblik

$$z(t_k) = R_d(t_k) \cos(\omega_c t_k + \Phi(A_u(t_k)) - \varphi(t_k)) + x(t_k),$$

gde su

$$R_d(t_k) = \left(\left(a(r_u(t_k)) \cos(\omega_c t_k + \Phi(r_u(t_k)) - \varphi(t_k)) + \sum_{j=1}^2 A_{idj}(t_k) \cos(\omega_{idj} t_k) \right)^2 + \left(a(r_u(t_k)) \sin(\omega_c t_k + \Phi(r_u(t_k)) - \varphi(t_k)) + \sum_{j=1}^2 A_{idj}(t_k) \sin(\omega_{idj} t_k) \right)^2 \right)^{1/2}$$

$\tan(\varphi(t_k)) =$

$$\frac{\left(a(r_u(t_k)) \sin(\omega_c t_k + \Phi(r_u(t_k)) - \varphi(t_k)) + \sum_{j=1}^2 A_{idj}(t_k) \sin(\omega_{idj} t_k) \right)}{\left(a(r_u(t_k)) \cos(\omega_c t_k + \Phi(r_u(t_k)) - \varphi(t_k)) + \sum_{j=1}^2 A_{idj}(t_k) \cos(\omega_{idj} t_k) \right)} \quad (17)$$

$x(t_k)$ je odmerak uskopojasnog Gaussovog šuma nulte srednje vrednosti i varijanse σ_d^2 . Na osnovu odmerka $z(t_k)$, vrši se odlučivanje, [1-2], o tome koji bit je poslat od strane predajnika.

3. ZAKLJUČAK

U radu je data pregledna analiza prostiranja BPSK signala od predajne fiksne zemaljske stanice preko neregnerativne geostacionarne satelitske stanice do prijemne fiksne zemaljske stanice, pri čemu je uzet u obzir istovremeni uticaj velikog broja efekata prisutnih u jednom takvom sistemu, kao što su šumovi, namerna ili nenamerna ometanja duž uzlazne i silazne deonice, međupolarizaciona preslušavanja duž uzlazne i silazne deonice, fazni šumovi lokalnog oscilatora na satelitu i referentnog nosioca u prijemnoj zemaljskoj stanici.

Analiza predstavljena u radu omogućava dobijanje numeričkih rezultata, koji mogu biti značajni u fazi projektovanja telekomunikacionih sistema ovog tipa, a koji su izloženi u radu [14], koji sa ovim radom čine celinu.

LITERATURA

- [1] G. Lukatela, D. Drajić, G. Petrović, R. Petrović, *Digitalne telekomunikacije*, Građevinska knjiga, Beograd 1983.
- [2] I. M. Kostić, *Digitalni telekomunikacioni sistemi 1*, Naučna knjiga, Beograd, 1994.
- [3] I. Kostić, Uticaj interferencije na verovatnoću greške digitalnih fazno-modulisanih signala u

telekomunikacionom sistemu sa više repetitora, Doktorska disertacija, ETF, Beograd, 1981.

- [4] D. M. Jansky, M. C. Jeruchim, *Communication Satellites in the Geostationary Orbit*, Artech House, Inc., MA, 1987.
- [5] *Handbook on Satellite Communications, third edition* ITU, A John Wiley & Sons, Inc., Geneva, 2002.
- [6] *ITU-R Recommendations on CD-ROM*, ITU, 1997.
- [7] R. J. Forsey, V. E. Gooding, P. J. McLane, L. L. Campbell, "M-ary PSK Transmission via a Coherent Two-Link Channel Exhibiting AM-AM and AM-PM Nonlinearities", *IEEE Transactions on Communications*, Vol. COM-26, No. 1, pp. 116-123, January 1978.
- [8] N. A. Mathews, A. H. Aghvami, "Binary and quaternary CPSK Transmissions through Nonlinear Channels in additive Gaussian Noise and Cochannel Interference", *IEE Proc.*, Vol. 128, Pt. F., No. 2, pp. 96-103, April 1982.
- [9] N. A. Mathews, A. H. Aghvami, "M-ary c.p.s.k. signalling over two-link nonlinear channels in additive Gaussian noise", *IEE Proc.*, Vol. 127, Pt. F., No. 5, pp. 410-414, October 1980.
- [10] M. Č. Stefanović, G. T. Đorđević, "BPSK and QPSK Non-linear Satellite Communication System Performance in the Presence of Co-channel Interference", *International Journal of Satellite Communications and Networking*, Vol. 21, No. 3, pp. 285-297, May-June 2003.
- [11] A. A. M. Saleh, "Frequency-independent and frequency-dependent nonlinear models of TWT amplifiers", *IEEE Transactions on Communications*, Vol. COM-29, pp. 1715-1720, November 1981.
- [12] R. M. Majeed, P. J. McLane, "Modulation Techniques for On-Board Processing Satellite Communications", *IEEE Transactions on Communications*, Vol. COM-45, No. 12, pp. 1508-1512, December 1997.
- [13] W. C. Lindsey, M. K. Simon, *Telecommunication Systems Engineering*, Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, New Jersey, 1973.
- [14] G. T. Đorđević, "Kombinovani uticaj faznog šuma i kanalnih interferencija na prenos BPSK signala kroz nelinearni satelitski telekomunikacioni sistem – numerički rezultati", rad podnet za prezentovanje na konferenciji *ETRAN 2005*, 5-10 jun, Budva, SCG.

Abstract – This paper presents the analysis of BPSK (Binary Phase-Shift Keying) signal transmission in the fixed satellite system over a regenerative geostationary satellite station with high power amplifier exhibiting AM/AM and AM/PM nonlinear conversion effects. The analysis includes the influence of phase noise introduced by the local oscillator at the satellite station and reference carrier signal, as well as the influence of multiple co-channel interferences over uplink and downlink.

COMBINED INFLUENCE OF PHASE NOISE AND CO-CHANNEL INTERFERENCES ON BPSK SIGNAL TRANSMISSION OVER NON-LINEAR SATELLITE COMMUNICATION SYSTEM – SYSTEM ANALYSIS

Milan Marković, Goran T. Đorđević, Aleksandra Mitić