

Prenos kodovanih BPSK signala preko dve neregenerativne satelitske stanice u prisustvu interferencija i šumova

Goran T. Đorđević, Ivan B. Đorđević, Bojana Z. Nikolić, Milan S. Marković

Sadržaj — U radu je analiziran prenos kodovanih BPSK signala preko dve neregenerativne satelitske stanice. Za kodovanje signala korišćeni su konvolucioni i kaskadni kodovi. Uzeti su u obzir termički šumovi u satelitskim stanicama i prijemniku na površini Zemlje, međupolarizaciona preslušavanja i ometanja duž svake deonice, šumovi lokalnih oscilatora u satelitskim stanicama, kao i neidealna procena faze u prijemnoj zemaljskoj stanici. Određeni su uticaji napred navedenih efekata na vrednosti verovatnoće greške pri detekciji signala.

Ključne reči — BPSK, kanalna interferencija, konvolucioni kodovi, satelitske komunikacije, verovatnoća greške.

I. UVOD

U fiksnim satelitskim servisima komunikacija između dve fiksne zemaljske stanice uglavnom se uspostavlja preko jednog geostacionarnog (GEO – *Geostationary Earth Orbit*) satelita [1]. Kada dve zemaljske stanice između kojih je potrebno uspostaviti komunikaciju nisu u zoni pokrivanja jednog GEO satelita, moguće je da se povežu preko dva GEO satelita. Prenos informacija od jedne do druge fiksne zemaljske stanice preko dva GEO satelita je od interesa onda kada vreme proistarjanja elektromagnetnih talasa nije kritičan parametar u sistemu [1].

U [2] je analiziran prenos nekodovanih digitalnih fazno modulisanih (PSK – *Phase-Shift Keying*) signala preko više repetitora koji su modelovani pomoću *hard*-limitera. Određena je verovatnoća greške pri detekciji pod pretpostavkom da je na svakoj deonici prisutan jedino Gaussov šum. U [3], [4] razmatran je prenos višenivoskih PSK signala kroz telekomunikacioni sistem sa više

Ovaj rad je delimično finansiran sredstvima Ministarstva za nauku i tehnološki razvoj Republike Srbije u okviru projekta "Razvoj i realizacija nove generacije softvera, hardvera i usluga na bazi softverskog radija za namenske aplikacije" pod evidencionim brojem TR-11030.

G. T. Đorđević, Elektronski fakultet u Nišu, Srbija (telefon: +381-18-529304; faks: +381-18-588399; e-mail: goran@elfak.ni.ac.rs).

I. B. Đorđević, University of Arizona, USA (telefon: +520-626-5119; e-mail: ivan@ece.arizona.edu).

B. Z. Nikolić, Elektronski fakultet u Nišu, Srbija (telefon: +381-18-529423; faks: +381-18-588399; e-mail: bojana.nikolic@elfak.ni.ac.rs).

M. S. Marković, Republika Srbija, Ministarstvo finansija, Poreska uprava – Centrala, Beograd (e-mail: mmilan@neabee.net).

repetitorskih stanica sa *hard*-limiterima i linearnim pojačavačima. Razvijen je efikasan analitički metod za određivanje performansi ovih sistema u prisustvu šumova i kanalnih interferencija duž svake od deonica. Dobijene su verovatnoće greške prilikom prijema višenivoskih PSK i DPSK (*Differential PSK* – diferencijalna digitalna fazna modulacija) signala koji se prostiru preko više neregenerativnih i regenerativnih repetitora u prisustvu šumova i kanalnih interferencija duž svake od tri deonice. Istaknut je značaj proučavanja prenosa signala kroz složene telekomunikacione sisteme koji sadrže više repetitora.

U ovom radu razmatran je prenos kodovanih digitalnih binarnih fazno modulisanih (BPSK – *Binary PSK*) signala od jedne do druge fiksne zemaljske stanice preko dve neregenerativne satelitske stanice. Uzeta su u obzir dejstva termičkog šuma, nenamernog ili namernog ometanja i međupolarizacionog preslušavanja duž svake deonice, faznih šumova lokalnih oscilatora u satelitskim stanicama, kao i neidealne ekstrakcije referentnog nosioca u prijemnoj zemaljskoj stanici. Određene su performanse konvolucionih i kaskadnih kodova u prisustvu napred pobrojanih efekata.

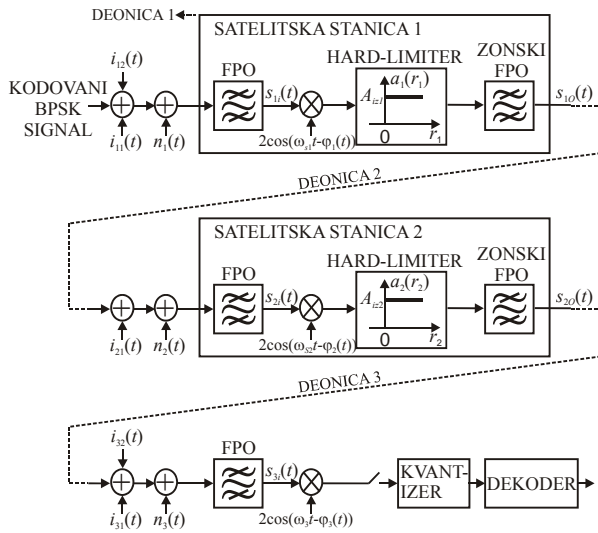
II. MODEL SISTEMA

A. Model kanala i prijemnika

Razmatra se složeni telekomunikacioni sistem, prikazan na slici 1, koji se sastoji od predajne zemaljske stanice, uzlazne deonice, satelitske stanice 1, međusatelitske deonice, satelitske stanice 2, silazne deonice i prijemne zemaljske stanice.

Na prvoj deonici, na ulazu prve satelitske stanice, sem korinog kodovanog BPSK signala, prisutan je još i beli Gaussov šum $n_1(t)$ nulte srednje vrednosti i dvostralne spektralne gustine snage $N_0/2$. Odnos energije signala po bitu i spektralne gustine snage šuma duž ove deonice označen je sa $(E_b/N_0)_1$. Takođe na prvoj deonici prisutni su još i ometajući signal koji potiče od susednog satelitskog sistema, kao i međupolarizaciono preslušavanje. Svaki od ova dva efekta može se modelovati kao kanalna interferencija stalne amplitude i uniformno raspodeljene faze u $(-\pi, \pi]$, [3], [4]. Na slici 1 ove kanalne interferencije označene su sa $i_{11}(t)$ i $i_{12}(t)$. Odnos srednjih snaga signala i kanalne interferencije duž prve telekomunikacione

deonice, posebno za svaku kanalnu interferenciju,



Sl. 1. Model sistema

definisan je kao $SIR_{1j} = A_1^2 / A_{11j}^2$, $j=1,2$, gde je A_1 amplituda korisnog signala, a A_{11j} je amplituda kanalne interferencije.

Filtiri u posmatranom sistemu su tako izabrani da se eliminiše intersimbolska interferencija.

Filtar propusnik opsega učestanosti na ulazu satelitske stanice ima ulogu da selektuje signal poslat od predajne zemaljske stanice i ograniči spektralnu gustinu snage belog Gaussovog šuma duž ulazne deonice. Ekvivalentni propusni opseg filtra propusnika opsega učestanosti na ulazu satelitske stanice je $B_1 = 1/T_d$, gde je $T_d = T_b \log_2 M$ (T_b je trajanje jednog bitskog intervala) [2].

U prvoj satelitskoj stanici vrši se promena učestanosti nosioca, pri čemu signal lokalnog oscilatora unosi fazni šum $\varphi_1(t)$, koji je slučajni proces sa Gaussovom funkcijom gustine verovatnoće trenutnih vrednosti. Srednja vrednost ove Gaussove funkcije gustine verovatnoće je nula, a varijansa je označena sa σ_{FS1}^2 [5].

Hard-limiter u prvoj satelitskoj stanici poništava promene anvelope ulaznog signala i pri tome ne utiče na fazu i učestanost nosioca. Zonski filter propusnik opsega učestanosti koji se nalazi iza hard-limitera propušta sve spektralne komponente signala i šuma koje su postojale i pre pojačanja i potpuno otklanja spektralne komponente nastale usled procesa pojačanja [2].

Signal se zatim emituje prema drugoj satelitskoj stanici. Duž druge deonice prisutan je beli Gaussov šum $n_2(t)$ čija je srednja vrednost nula i dvostrana spektralna gustina snage ovog šuma je označena sa $N_0/2$. Odnos srednje energije signala po bitu i spektralne gustine snage šuma duž druge telekomunikacione deonice označen je sa $(E_b/N_0)_2$. Međupolarizaciono preslušavanje duž druge deonice, koje je posledica nesavršenosti opreme u drugoj satelitskoj stanici, modelovano je kanalnom interferencijom $i_{21}(t)$. Amplituda kanalne interferencije je konstantna, a faza je slučajni proces koji čije trenutne vrednosti imaju uniformnu raspodelu u $(-\pi, \pi]$ [3], [4]. Odnos srednjih snaga signala i kanalne interferencije duž druge telekomunikacione deonice, definisan je kao

$SIR_{21} = A_2^2 / A_{21}^2$, gde je A_2 amplituda korisnog signala, a A_{21} je amplituda kanalne interferencije.

U drugoj satelitskoj stanici vrši se promena učestanosti nosioca pomoću lokalnog oscilatora, čiji izlazni signal ima učestanost ω_{S2} . Lokalni oscilator unosi dodatni fazni šum $\varphi_2(t)$. Ovaj fazni šum je slučajni proces, čije trenutne vrednosti imaju Gaussovu funkciju gustine verovatnoće srednje vrednosti jednake nuli i varijanse σ_{FS2}^2 [5].

Hard-limiter u drugoj satelitskoj stanici poništava sve promene anvelope ulaznog signala $s_{21}(t)$ pri čemu ne utiče na njegovu fazu. Zonski filter propusnik opsega učestanosti propušta sve spektralne komponente signala koje su postojale i pre pojačanja i potpuno otklanja spektralne komponente nastale usled procesa pojačanja [2]. Signal se zatim prenosi preko treće telekomunikacione deonice, između druge satelitske stanice i zemaljske stanice. Na trećoj deonici prisutan je beli Gaussov šum $n_3(t)$ nulte srednje vrednosti i dvostrane spektralne gustine snage $N_0/2$. Odnos energije signala po bitu i spektralne gustine snage šuma duž ove donice označen je sa $(E_b/N_0)_3$. U prijemniku je pored ovog šuma, prisutan i ometajući signal od susednog satelitskog sistema koji radi na istoj učestanosti, kao i međupolarizaciono preslušavanje. I jedan i drugi efekat mogu se modelovati pomoću signala koji ima istu učestanost kao i korisni signal, konstantnu amplitudu i uniformno raspodeljenu fazu u $(-\pi, \pi]$ [3], [4]. Uticaj ovih efekata je na slici predstavljen pomoću $i_{31}(t)$ i $i_{32}(t)$. Odnos srednjih snaga signala koji dolazi do zemaljske stanice i jedne kanalne interferencije označen je sa $SIR_{3j} = A_3^2 / A_{3j}^2$, $j=1,2$. Dolazeći signal se detektuje u klasičnom prijemniku BPSK signala, pri čemu ekstraktor referentnog nosioca u prijemniku unosi dodatni fazni šum $\varphi_3(t)$. Ovaj fazni šum je slučajni proces koji ima Gaussovu funkciju gustine verovatnoće trenutnih vrednosti čija je srednja vrednost jednaka nuli, a varijansa je označena pomoću σ_{FS3}^2 . Nakon ove demodulacije signal se odmerava, kvantuje i dekoduje.

B. Kodovanje i dekodovanje

Kao jedan od standardnih kodova za korekciju grešaka u satelitskim telekomunikacionim sistemima koristi se konvolucioni kod kodnog količnika $R=1/2$ u kombinaciji sa soft Viterbijevim algoritmom dekodovanja. Najčešće se primenjuje konvolucioni kod CC(2,1,7). Prvi parametar u zagradi ukazuje na broj izlaznih bita iz koder, drugi na broj ulaznih (informacionih) bita u koder, a treći parametar je domašaj koder, koji je za jedan veći od broja memorijskih elemenata za kašnjenje u koderu. Generišući polinomi ovog koder su $G=[171 \ 133]$. Sem ovog, u radu su još primenjivani konvolucioni kodovi CC(2,1,5) i CC(2,1,3), čiji su generišući polinomi, redom, $G=[35 \ 23]$ i $G=[7 \ 5]$. Na prijemu se primenjuje soft Viterbijev algoritam dekodovanja sa 32 kvantizaciona nivoa. Dubina dekodovanja u trelistu je uvek 64, [1], [6], [7].

Kaskadna kodna šema, gde se kao spoljašnji kod koristi Reed-Solomonov kod RS(255,223) (prvi parametar je broj izlaznih simbola iz blok koder, a drugi je broj ulaznih simbola u koder), a kao unutrašnji konvolucioni kod CC(2,1,7), predstavlja jednu od standardnih kodnih tehnika u satelitskim telekomunikacijama, pogotovo za prenos digitalne televizije i HDTV (High Definition Television). Na prijemu se najpre primenom soft

Viterbijevog algoritma za dekodovanje otkloni izvestan broj grešaka, što predstavlja dobru polaznu osnovu za primenu Berlekamp-Masseyevog algoritma i otklanjanje preostalih grešaka koje Viterbijev algoritam nije mogao da ispravi. Imajući u vidu paketsku strukturu grešaka na izlazu Viterbijevog dekodera, na predaji se između RS i konvolucionog koda može staviti blok interliver, što implicira postojanje komplementarnog deinterlivera između konvolucionog i RS dekodera. Prema NASA (*National Aeronautics and Space Administration*) standardu, interliving se radi na $\lambda=2$ dve kodne reči (svaka sa po 255 simbola) [1], [6].

III. NUMERIČKI REZULTATI

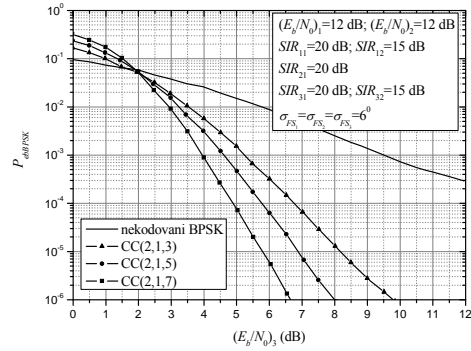
Na slikama 2 do 4 prikazani su rezultati dobijeni pod sledećim pretpostavkama: duž prve i treće telekomunikacione deonice javljaju se po dve kanalne interferencije, od kojih je prva kanalna interferencija posledica ometanja, a druga kanalna interferencija je model međupolarizacionog preslušavanja nastalog zbog ambijentalnih uslova i nesavršenosti opreme u prvoj satelitskoj stanici i prijemnoj zemaljskoj stanici; duž druge telekomunikacione deonice javlja se jedna kanalna interferencija koja je posledica nesavršenosti opreme u drugoj satelitskoj stanici ili se može javiti kao posledica ometanja; prilikom promene učestanosti nosioca u satelitskim stanicama signali lokalnih oscilatora unose dodatne fazne šumove; u prijemnoj zemaljskoj stanici takođe se javlja fazni šum referentnog nosioca koji se izdvaja iz primljenog signala; duž svake deonice prisutan je beli Gaussov šum.

Na slici 2 prikazane su zavisnosti BER-a od $(E_b/N_0)_3$ u slučaju kada se prenosi nekodovani signal, kao i kada se primene konvolucionni kodovi CC(2,1,3), CC(2,1,5) i CC(2,1,7). Ako se prenosi nekodovani signal, verovatnoća greške $P_{ebBPSK}=10^{-4}$ postiže se za $(E_b/N_0)_3=16.2$ dB, dok se ova vrednost verovatnoće greške postiže za $(E_b/N_0)_3=6.8$ dB ako se primeni konvolucionni kod CC(2,1,3), za $(E_b/N_0)_3=5.8$ dB ako se primeni konvolucionni kod CC(2,1,5) i za $(E_b/N_0)_3=5$ dB ako se primeni konvolucionni kod CC(2,1,7). U slučaju prenosa nekodovanih signala verovatnoća neotklonjive greške je veća od 10^{-5} , dok se primenom konvolucionih kodova CC(2,1,3), CC(2,1,5) i CC(2,1,7) dostiže vrednost verovatnoće greške 10^{-5} , redom za $(E_b/N_0)_3=8.2$ dB, $(E_b/N_0)_3=6.9$ dB i $(E_b/N_0)_3=5.8$ dB. Na osnovu ovih konstatacija i rezultata prikazanih na pomenutim slikama, jasno se može sagledati u kojoj meri se poboljšavaju performanse sistema primenom konvolucionih kodova.

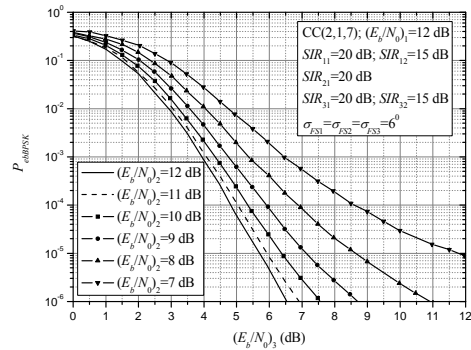
Zavisnost BER-a od $(E_b/N_0)_3$ kada se primeni konvolucionni kod CC(2,1,7) prikazana je na slici 3 (a). U tabeli 1 date su potrebne vrednosti $(E_b/N_0)_3$ da bi se postigla verovatnoća greške 10^{-5} u slučaju primene različitih konvolucionih kodova i za različite vrednosti $(E_b/N_0)_2$.

Na slici 3 (b) prikazane su zavisnosti BER-a od $(E_b/N_0)_3$ kada se primeni kaskadni kod koji se sastoji od redne veze Reed-Solomonovog RS(255,223) i konvolucionog koda CC(2,1,7) sa interliverom dimenzije $\lambda=2$ između njih.

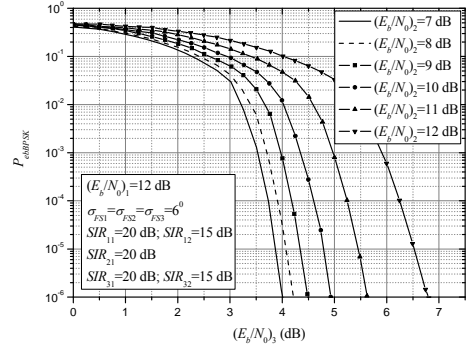
Potrebne vrednosti $(E_b/N_0)_3$ za postizanje određenih vrednosti BER-a mogu se pročitati iz tabele 2.



Sl. 2. Performanse konvolucionih kodova



(a)



(b)

Sl. 3. Performanse konvolucionog i kaskadnog koda

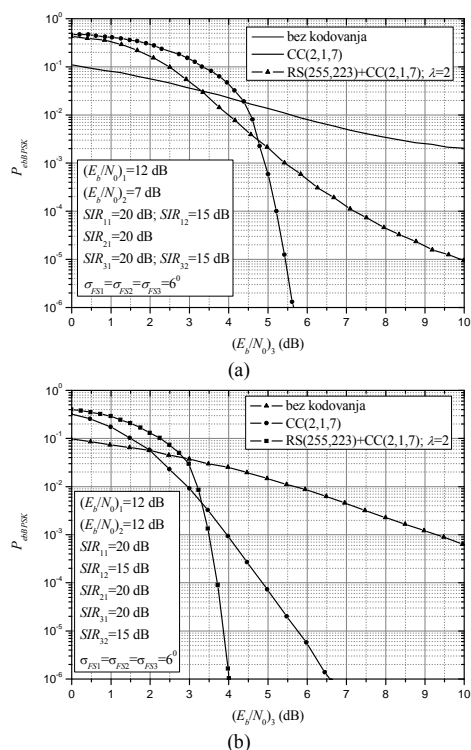
TABELA 1: NEOPHODNE VREDNOSTI $(E_b/N_0)_3$ (U OPSEGU DO 12dB) DA BI SE POSTIGLA VEROVATNOĆA GREŠKE 10^{-5} ZA RAZLIČITE VREDNOSTI $(E_b/N_0)_2$ ZA RAZLIČITE KONVOLUCIONE KODOVE

$(E_b/N_0)_2$ \ KOD	12	11	10	9	8
CC(2,1,7)	5.8	6.0	6.5	7.2	8.7
CC(2,1,5)	6.8	7.2	7.9	9.1	12.0
CC(2,1,3)	8.1	8.7	9.8	/	/

TABELA 2: NEOPHODNE VREDNOSTI $(E_b/N_0)_3$ DA BI SE POSTIGLA VEROVATNOĆA GREŠKE OD: 10^{-4} , 10^{-5} I 10^{-6} , ZA RAZLIČITE VREDNOSTI $(E_b/N_0)_2$ ZA KASKADNI KOD.

$(E_b/N_0)_2$ \ BER	12	11	10	9	8
10^{-4}	3.7	3.9	4.2	4.6	5.3
10^{-5}	4.0	4.1	4.4	4.9	5.5
10^{-6}	4.04	4.2	4.5	5.0	5.6

Na slici 4 prikazane su zavisnosti BER-a od $(E_b/N_0)_3$ pri detekciji nekodovanog BPSK signala, kodovanog signala pomoću konvolucionog i kaskadnog koda. Očigledno je da superiornost kaskadnog koda u odnosu na konvolucionni kod dolazi više do izražaja kada je odnos $(E_b/N_0)_2$ manji (slika 4 (a)) nego kada je ova veličina veća (slika 4 (b)). Na primer, da bi se dostigla verovatnoća greške $P_{ebBPSK}=10^{-5}$, u prvom slučaju potrebno je oko 5.5 dB manji odnos $(E_b/N_0)_3$ kada se primeni kaskadni kod nego kada se primeni konvolucionni kod, dok je u drugom slučaju potrebno da odnos $(E_b/N_0)_3$ bude za oko 2 dB manji kada se primeni kaskadni nego u slučaju primene konvolucionog koda. Ako se signal prenosi bez primene zaštitnog kodovanja, u oba slučaja nije moguće dostići ovu vrednost BER-a, jer se javlja neotklonjiva greška čija je verovatnoća veća od 10^{-5} .



Sl. 4. Poređenje performansi konvolucionog i kaskadnog koda

IV. ZAKLJUČAK

U analiziranom višerepetitorskom satelitskom telekomunikacionom sistemu proračunata je neophodna snaga prijemnog signala da bi se postigla verovatnoća greške pri detekciji kodovanog BPSK signala, manja ili jednaka unapred zadatoj. Pri tome su uzeti u obzir sledeći efekti: šum duž uzlazne, međusatelitske i silazne deonice, međupolarizaciono preslušavanje duž sve tri deonice, ometanja duž uzlazne i silazne deonice, fazni šum lokalnog oscilatora u satelitskim stanicama i neidealna

ekstrakcija referentnog nosioca u prijemnoj zemaljskoj stanici.

U posmatranom sistemu, ako se signal prenosi bez primene zaštitnog kodovanja, nije moguće dostići verovatnoću greške 10^{-5} , jer je verovatnoća neotklonjive greške veća od 10^{-5} . Dobijeni rezultati pokazuju da se ova verovatnoća greške može ostvariti primenom konvolucionog ili kaskadnog koda za vrednosti snage signala na prijemu koje su od interesa u praksi. Dobijeni rezultati mogu poslužiti za poređenje konvolucionog i kaskadnog koda u posmatranom sistemu. Očigledno je da superiornost kaskadnog u odnosu na konvolucionni kod dolazi više do izražaja u kanalu u kome je uticaj negativnih efekata veći.

LITERATURA

- [1] *Handbook on Satellite Communications*, 3rd edition, Geneva, Switzerland: ITU, A John Wiley & Sons, Inc., 2002.
- [2] T. Mizuno, N. Morinaga, T. Namekawa, "Transmission Characteristics of an M-ary Coherent PSK Signal Via a Cascade of N Bandpass," *IEEE Trans. Comm.*, vol. 24, no. 5, pp. 540-545, May 1976.
- [3] I. M. Kostić, "Error Rates of Phase-Modulated Signals in Multilink System with Interference," *Electronic Letters*, vol. 16, no. 15, pp. 599-600, July 1980.
- [4] I. M. Kostić, "Uticaj interferencije na verovatnoću greške digitalnih fazno-moduliranih signala u telekomunikacionom sistemu sa više repetitora," Doktorska disertacija, Univerzitet u Beogradu, Elektrotehnički fakultet, Beograd, 1981.
- [5] C. J. Wolejsza Jr., "Effects of oscillator phase noise on PSK demodulation," *Comsat Technical Review*, no. 1, pp 107-125, 1976.
- [6] S. B. Wicker, *Error Control Systems for Digital Communication and Storage*, Prentice-Hall, Inc., NJ, 1995.
- [7] D. Drajić, P. Ivaniš, *Uvod u teoriju informacija i kodovanje*, Akademska misao, treće izdanje, Beograd, 2009.

ABSTRACT

In this paper we analyze transmission of coded binary phase-shift keying (BPSK) signals over two non-regenerative satellite stations. Convolutional and concatenated codes are used for signal encoding. The analysis takes into account thermal noise in satellite stations and receiving ground station, crosstalk between dual polarized waves over each link, noise of local oscillators at satellite stations, and imperfect reference signal extraction at the receiving ground station. We determine the bit error rate degradations caused by previously mentioned effects.

TRANSMISSION OF CODED BPSK SIGNALS OVER TWO NON-REGENERATIVE SATELLITE STATIONS IN THE PRESENCE OF INTERFERENCE AND NOISE

Goran T. Đorđević, Ivan B. Đorđević, Bojana Z. Nikolić, Milan S. Marković