

Predlog rešenja i analiza modulatora na bazi linearne aproksimacije GMSK signala

Dr Milan M. Šunjevarić, dipl.inž.¹⁾
Dejan M. Savić dipl.inž.²⁾

Predložen je i opisan novi GMSK modulator. Procenjene su njegove karakteristike (kompleksna anvelopa, dijagram oka, spektralna gustina snage) i upoređene sa teorijskim rezultatima. Predložena šema je opšteg tipa i može se koristiti za proizvoljnu dužinu Gausovog impulsa. Ovaj modulator je podesan za primenu u softverskom radiju pošto se realizuje kao uobičajeni I/Q modulator.

Cljučne reči: Vojne komunikacije, radio-komunikacije, modulatori, GMSK signali, GMSK modulatori.

Uvod

RADIO-uređaji koji se mogu svrstati u oblast softverski definisanog radija pojavili su se 1980. god. kao gotovi proizvodi, prvenstveno namenjeni za vojne komunikacije u VF opsegu [1]. Pokazala se podesna realizacija softverskih demodulatora za različite vrste prenosa u VF opsegu (CW, SSB, AM i drugi) korišćenjem digitalnih signal procesora (DSP). U [2] je 1990. god. demonstrirana mogućnost međusobnog rada radio-uređaja realizovanih prema različitim standardima u VF, kao i u VVF i UVF opsegu. Prvi proizvodi softverskog radija u VVF opsegu su realizovani na frekvenciji 220 MHz. Korišćen je 50 MHz DSP, na kome su realizovane funkcije programabilnog podešavanja širine kanala i adaptivne promene brzine prenosa na bazi dinamičkog merenja verovatnoće greške po bitu (BER). Publikovano je više stručnih članaka u kojima su razmatrane strukture i primene softverskog radija u domenu predaje za ispitivanje prenosnih puteva, realizaciju modulacije prilagođene kanalu, elektronsko upravljanje karakteristikom usmerenosti predajnih antena i izbor adekvatne snage, kao i u domenu prijema za prepoznavanje vrste prenosa, adaptivno podešavanje nula u karakteristici usmerenosti prijemne antene, dinamičku procenu osobina višestrukog prenosa i primenu ekvalizacije, optimalnog demodulatora, treliškodovanja i korekcije grešaka, a sve radi postizanja minimalne greške u prenosu - minimalnog BER-a [3]. Takođe, u većem broju objavljenih članaka sugerise se softverska realizacija dobro poznate GMSK modulacije zbog njene dobre osobine u pogledu efikasnog iskorišćenja radio-spektra [4,5]. Relativno uzak spektar GMSK signala omogućava upotrebu pojačavača u klasi C sa velikim koeficijentom iskorišćenja, što je načelno važno za mobilne uređaje.

Autori rada su opisali i analizirali svoje rešenje softverskog GMSK modulatora zasnovanog na linearnoj aproksimaciji GMSK. Dobijeni rezultati se dobro slažu sa teorijskim rezultatima objavljenim u radovima drugih autora [4].

Linearna aproksimacija GMSK signala

GMSK (Gaussian Minimum Shift Keying) signali su podklasa signala sa kontinualnom faznom modulacijom CPM (Continual Phase Modulation) koji se, u opštem obliku, mogu predstaviti na sledeći način [6, 7]:

$$S(t, d_n) = \sqrt{\frac{2E}{T_b}} \cos(2\pi f_0 t + \varphi(t, d_n) + \varphi_0) \quad (1)$$

Pomoću E obeležena je energija signala na simboleskom intervalu T_b , φ_0 je početna faza za koju se pretpostavlja da je jednaka nuli, dok $\varphi(t, d_n)$ predstavlja promenljivu fazu u koju je utisnuta informacija:

$$\varphi(t, d_n) = 2\pi h \sum_{n=-\infty}^{\infty} d_n \int_{-\infty}^t g(\tau - nT_b) d\tau \quad (2)$$

gde su: $g(t)$ - normalizovani frekvencijski impuls, h - indeks modulacije i d_n - informaciona sekvenca binarnih signala, $d_n \in \{-1, 1\}$. GMSK signal se dobija kada se uzme $h=0.5$ i frekvencijski impuls određen sa:

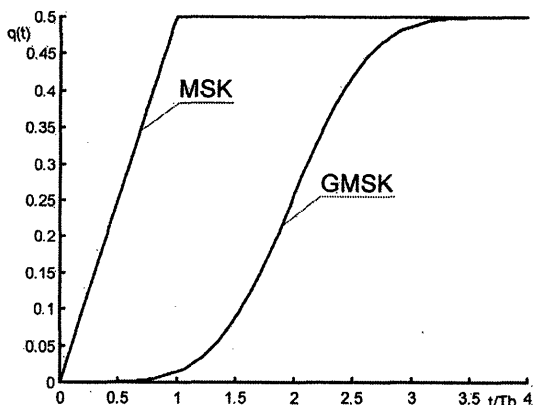
$$g(t) = \frac{1}{2T_b} \text{rect}\left(\frac{t}{T_b}\right) \otimes h_{\text{GAUS}}(t) \quad (3)$$

U (3) $h_{\text{GAUS}}(t)$ označava Gausov impuls koji se karakteriše sa proizvodnom BT_b (propusni opseg puta bitski interval). Oblik frekvencijskog impulsa zadat jednačinom (3) izaziva kontinualnu promenu faze što vodi sužavanju frekvencijskog opsega GMSK signala. Sa "⊗" označena je konvolucija. Za GSM sistem izabran je, na primer, faktor $BT_b=0.3$, koji obezbeđuje užu frekvencijski opseg ali je intersimbolska smetnja prilično velika i iznosi više od 2 simbola. Za DECT sistem je uzet $BT_b=0.5$, koji izaziva malu intersimbolsku smetnju, ali je frekvencijski impuls kratak pa više liči na običan MSK signal [4]. Običan MSK signal, takođe, može da se opiše izrazima (1 i 2) s tim da frekvencijski im-

¹⁾ Vojnotehnički institut VJ, 11000 Beograd, Katanićeva 15

²⁾ Vojnotehnička akademija VJ, Ratka Resanovića bb, Beograd

puls ima četvrtasti oblik zbog čega se faza MSK signala menja naglo, što uzrokuje proširivanje opsega.



Slika 1. Fazni odziv $q(t)$ za MSK i GMSK sa $L=4$ i $BT_b=0.3$

Gausov impuls teorijski beskonačnog trajanja se u praksi skraćuje na dužinu LT_b gde je $3 \leq L \leq 5$. Ovako definisanim frekvencijskim impulsom, fazni odziv $q(t)$ (sl.1) je za $t=nT_b$ određen sa:

$$q(t) = \int_{-\infty}^t g(\tau) d\tau \quad (4)$$

dok se kompleksna anvelopa GMSK signala može predstaviti kao:

$$S(t) = \exp \left[j\pi \sum_{n=0}^{\infty} d_n q(t - nT_b) \right] \quad (5)$$

U [4 i 8] je pokazano da se CPM signal može egzaktno konstruisati superpozicijom $N_c=2^{L-1}$ impulsa C_K :

$$S(t) = \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{K=0}^{N_c-1} \exp[j\pi h A_{K,n}] C_K(t - nT_b) \quad (6)$$

gde su:

$$A_{K,n} = \sum_{i=0}^n d_i - \sum_{\ell=1}^{L-1} d_{n-\ell} \cdot \alpha_{K,\ell}$$

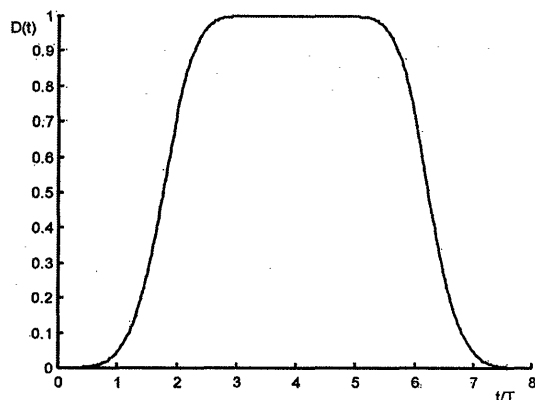
$$K = \sum_{\ell=1}^{L-1} 2^{\ell-1} \alpha_{K,\ell} \quad \alpha_{K,\ell} \in \{0,1\}$$

$$0 \leq K \leq (2^{L-1} - 1) \text{ i } K \in N_0$$

Binarna promenljiva $\alpha_{K,\ell}$ je uvedena zbog binarne reprezentacije indeksa K . Superpozicioni impuls C_K se računa pomoću funkcije:

$$D(t) = \begin{cases} \sin \left(\pi \int_0^t g(\tau) d\tau \right), & 0 \leq t \leq LT_b \\ \sin \left[\frac{\pi}{2} - \pi \int_0^{t-LT_b} g(\tau) d\tau \right], & LT_b \leq t \leq 2LT_b \\ 0, & \text{drugde} \end{cases} \quad (7)$$

koja je prikazana za GMSK na sl.2.



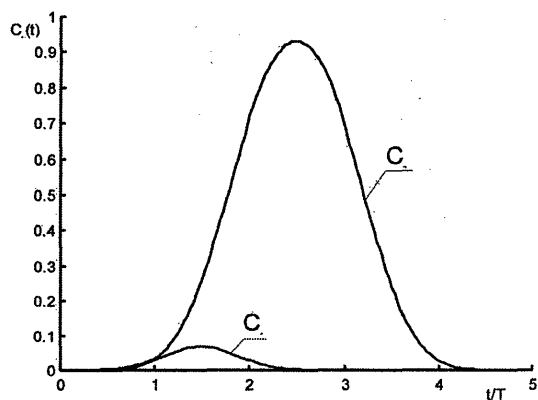
Slika 2. D impuls za $BT_b=0.3$, $L=4$

Na osnovu ove funkcije superpozicioni impulsi se računaju na sledeći način:

$$C_K(t) = D(t) \prod_{\ell=1}^{L-1} D[t + (\ell + L \cdot \alpha_{K,\ell})T_b] \quad (8)$$

$$0 \leq t \leq T_b \cdot \min_{\ell=1}^{L-1} [L \cdot (2 - \alpha_{K,\ell})]$$

Ovi impulsi su prikazani na sl.3.



Slika 3. C impulsi za $BT_b=0.3$ i $L=4$

Za GMSK sa $L=4$ superpozicija se vrši sa $N_c=2^{4-1}=8$ impulsa. Suma (6) se može napisati u obliku:

$$S(t) = \sum_{n=0}^{\infty} \exp \left(j\pi h \sum_{i=0}^n d_i \right) C_0(t - nT_b) + \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{K=1}^7 \exp(j\pi h A_{K,n}) C_K(t - nT_b) = S^{\text{lin}}(t) + S^{\text{nl}}(t)$$

Kompleksna anvelopa, dijagram oka i spektralna gustina snage ovog signala (egzotnog GMSK) za $L=4$ i $BT_b=0.3$ i $BT_b=0.5$ prikazani su na slikama 4, 5 i 6, a za $L=3$ i $BT_b=0.3$ i $BT_b=0.5$ na slikama 7, 8 i 9, respektivno.

Sa ovih slika se vidi da je pri istoj vrednosti L opseg GMSK signala za $BT_b=0.3$ uži od opsega za $BT_b=0.5$ i da je otvor oka manji nego kod $BT_b=0.5$. Takođe se primećuje da su za istu vrednost BT_b otvor oka i širina opsega veći pri većoj vrednosti L . Znači da je GMSK signal za $L=3$ podložniji intersimbolskoj smetnji od istog signala za $L=4$. Signal sa $BT_b=0.3$ ima veću intersimbolsku smetnju od signala sa $BT_b=0.5$.

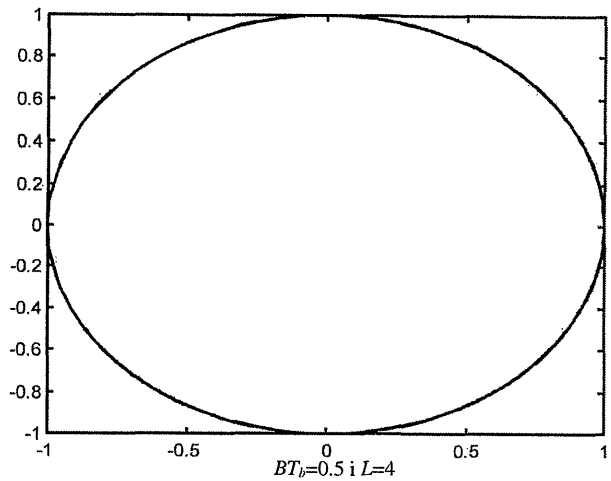
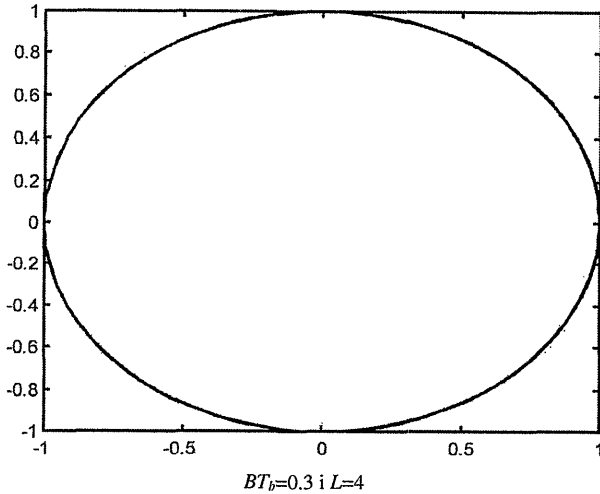
Signal se sastoji od dva dela, linearnog i nelinearnog. U [4] je pokazano da se u nultom, $C_0(t)$, impulsu nalazi 99%

energije signala i da se, očigledno, može izvršiti sledeća aproksimacija:

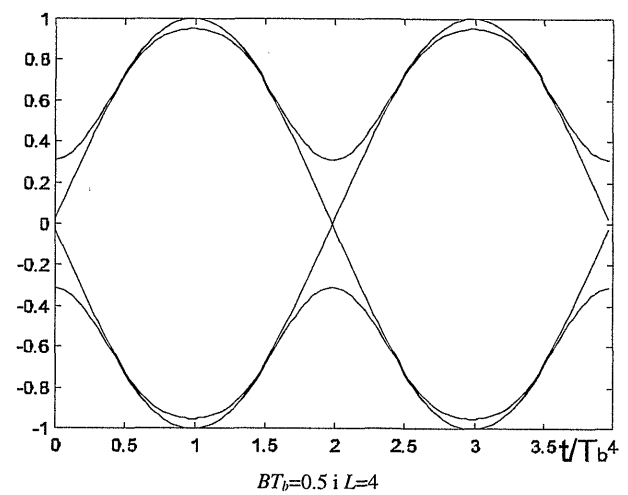
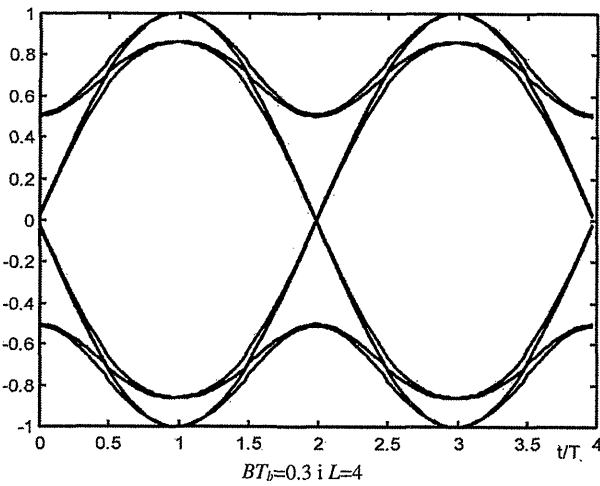
$$S(t) \approx S^{lin}(t) = \sum_{n=0}^{\infty} z_n C_0(t - nT_b) \quad (9)$$

$$z_n = \exp\left(j\pi h \sum_{i=0}^n d_i\right) \quad (10)$$

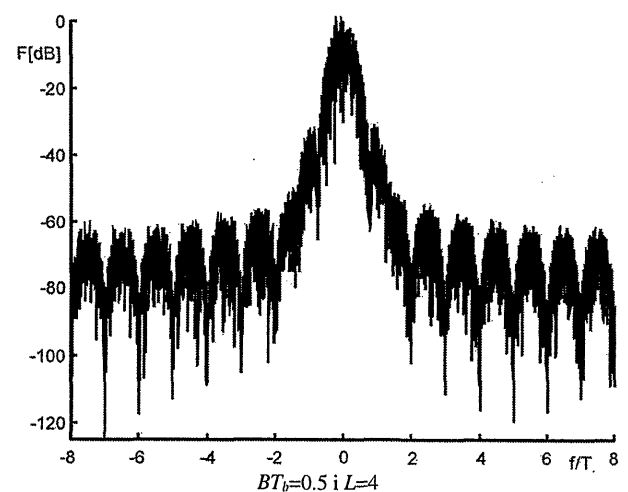
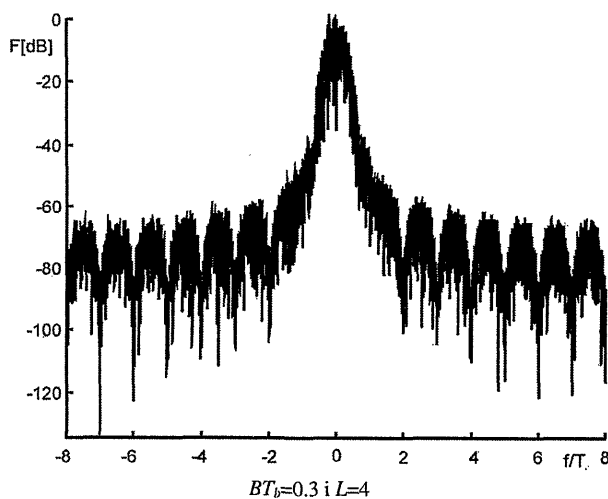
Šta se sada gubi, a šta dobija linearnom aproksimacijom GMSK signala? Linearna aproksimacija izaziva neznatne promene u dijagramu kompleksne anvelope, dijagramu oka i u dijagramu spektralne gustine snage. U [4] pokazano je da aproksimacija GMSK signala ne izaziva naročite fluktuacije kompleksne anvelope, dijagram oka je bolji dok se na dijagramu spektralne gustine snage vidi da aproksimacija GMSK ima dobar spektar kao i pravi GMSK signal.



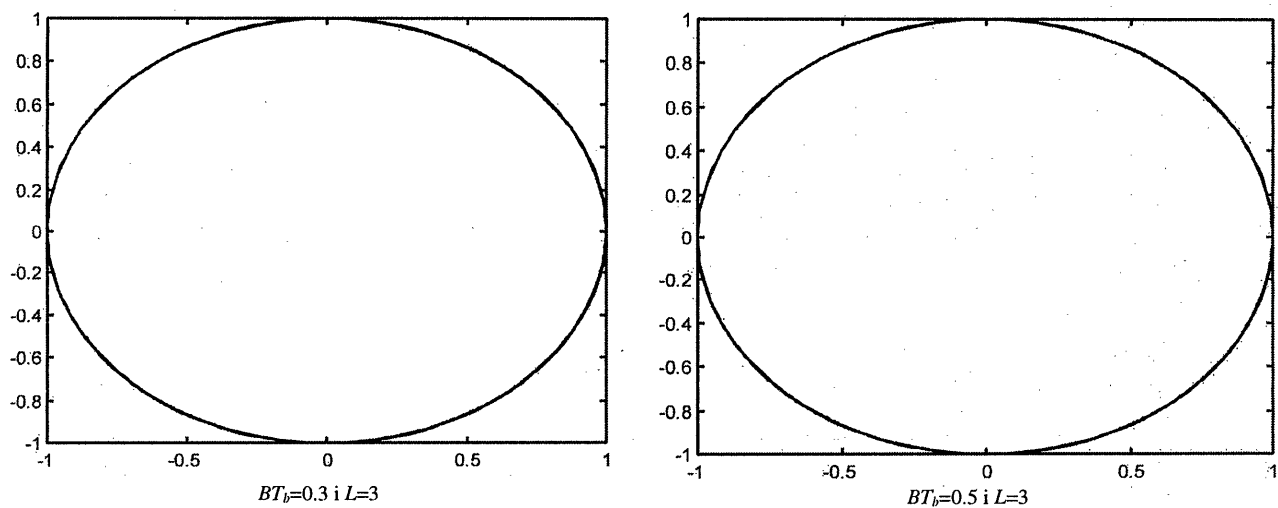
Slika 4. Kompleksna anvelopa egzaktnog GMSK signala



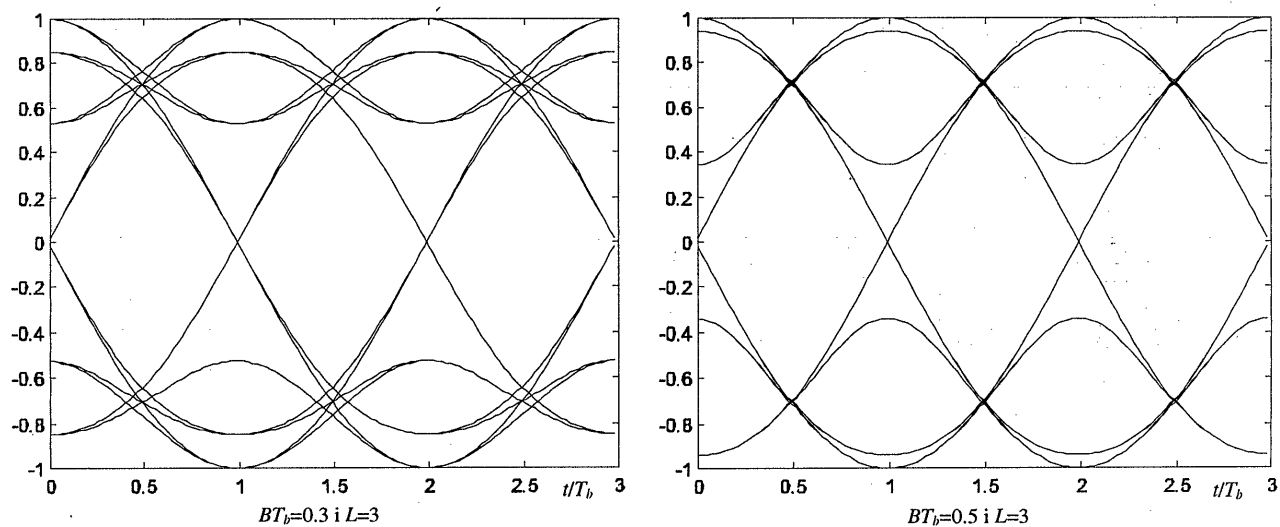
Slika 5. Dijagram oka egzaktnog GMSK signala



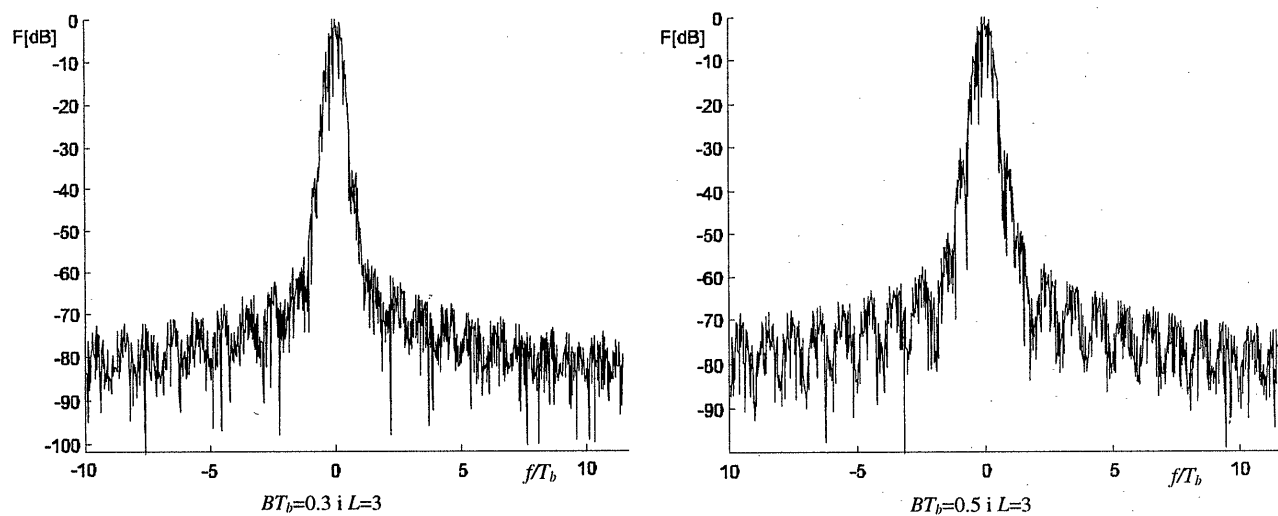
Slika 6. Spektralna gustina snage egzaktnog GMSK signala



Slika 7. Kompleksna anvelopa egzaktnog GMSK signala



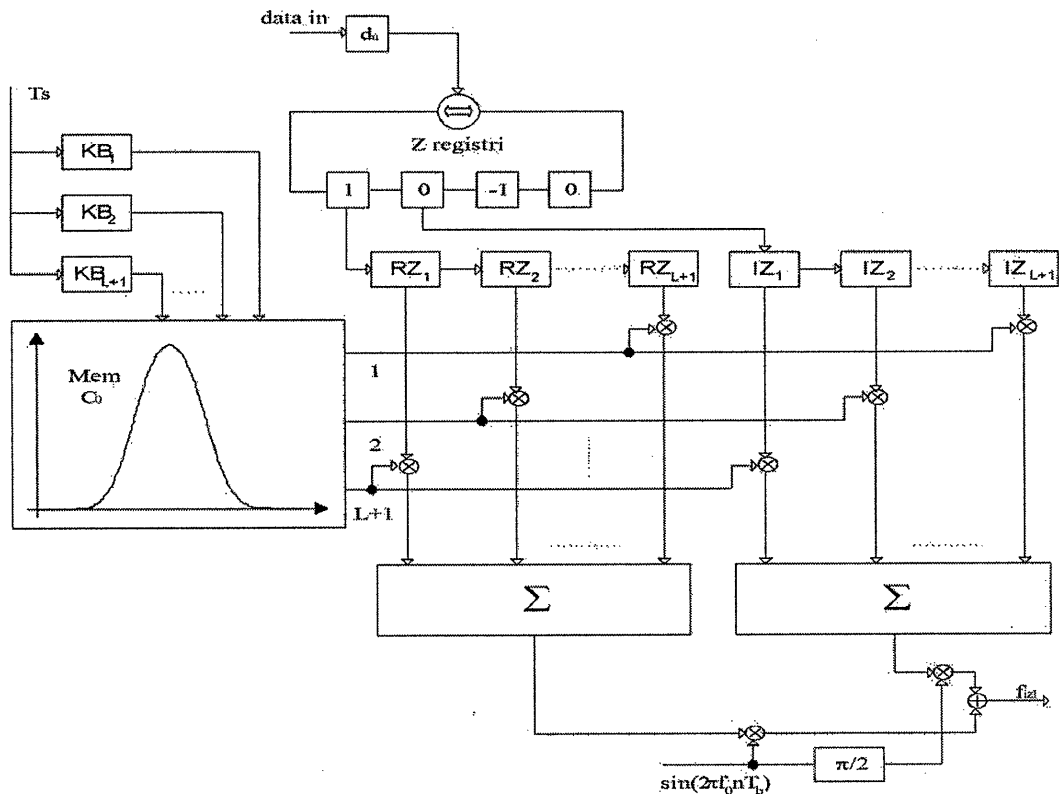
Slika 8. Dijagram oka egzaktnog GMSK signala



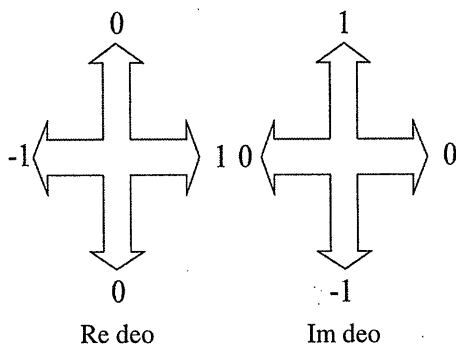
Slika 9. Spektralna gustina snage egzaktnog GMSK signala

Predlog modulatora

Na osnovu jednačine (9) vidi se da je aproksimirani GMSK određen samo impulsom C_0 i simbolom z_n , koji je određen povorkom informacionih bita. Ovo ga čini vrlo pogodnim za praktičnu primenu jer se lako može realizovati sa uobičajenim I/Q modulatorom za PSK ili QAM signale. S druge strane, struktura I/Q modulatora je vrlo podesna za softversku implementaciju (softverski radio). U tom pravcu autori su predložili, i softverski realizovali modulator GMSK signala čija je šema data na sl.10. Sa slike se vidi da je moguće ovakav modulator realizovati i hardverski sa standardnim digitalnim kolima.



Slika 10. Šema modulatora



Slika 11. Obrtni vektori

U trenutku započinjanja rada registri RZ (Realan deo z_n) i IZ (Imaginaran deo z_n) kao i d_n su postavljeni na nulu, dok su u kružnim brojačima KB postavljene početne adrese. Pri nailasku prednje ivice bitskog intervala T_b , prvo se vrši šiftovanje RZ i IZ registara za jedno mesto u desno, zatim, prvi informacioni bit d_1 ulazi u d_n registar. Na osnovu njegove vrednosti, vrši se rotacija sadržaja Z registara u levo ukoliko

ko je on +1 ili rotacija u desno ukoliko je -1. Vrednost iz prvog Z registra se upisuje u prvi RZ₁ dok se vrednost drugog Z registra upisuje u IZ₁ registar. Ove vrednosti mogu biti -1, 0 ili 1. Naime, iz jednačine (10) se vidi da $Re\{z_n\}$ i $Im\{z_n\}$ mogu da uzmu ove tri vrednosti. Ako se z_n zamisli kao obrtni vektor (sl.11), vidi se da se on obrće levo ili desno za $\pi/2$, zavisno od toga da li je informacioni bit +1 ili -1. Ovo njegovo obrtanje je ekvivalentno rotiranju u levo ili desno niza 1 0 -1 0. Na ovaj način dobijena je vrednost z_n . Ove operacije moraju da se izvedu u toku trajanja jedne pauze takta semplovanja T_S koji je kraći od bitskog takta za neki faktor interpolacije η , tako da vredi da je $T_b = \eta T_S$.

Vrednosti RZ i IZ registara se vode na množače gde se množe sa vrednostima impulsa C_0 .

Ove vrednosti su proračunate prethodno i nalaze se upisane u memoriju. One se iz memorije čitaju na osnovu adresa koje generišu kružni brojači KB kojih ima $L+1$, jer je dužina impulsa C_0 u stvari $(L+1)T_b$. Svaki kružni brojač pokazuje unutar opsega od:

$$B_{0T} = \eta \frac{1}{T_b} \quad (11)$$

memorijskih lokacija. Ukupno je potrebno $(L+1)B_{0T}$ memorijskih lokacija da bi se smestio celokupan impuls C_0 . Moguće je, s obzirom da je C_0 osno simetričan, to principijalno izvesti sa upola manje lokacija, ali bi se kružni brojači morali drukčije koncipirati.

Vrednosti na koje pokazuju pojedinačni kružni brojači su pomerene za vremenski interval T_b . Njihovim množenjem sa vrednostima iz RZ i IZ registara i sumiranjem implementirana je jednačina (11) i to posebno (odvojeno) realni deo a posebno imaginarni. Realni deo je kosinus faze, dok je imaginarni deo sinus faze. To je linearizovani GMSK signal na nultoj učestanosti. Ovako dobijena faza se može dalje translirati u spektru primenom dva množača, sabirača

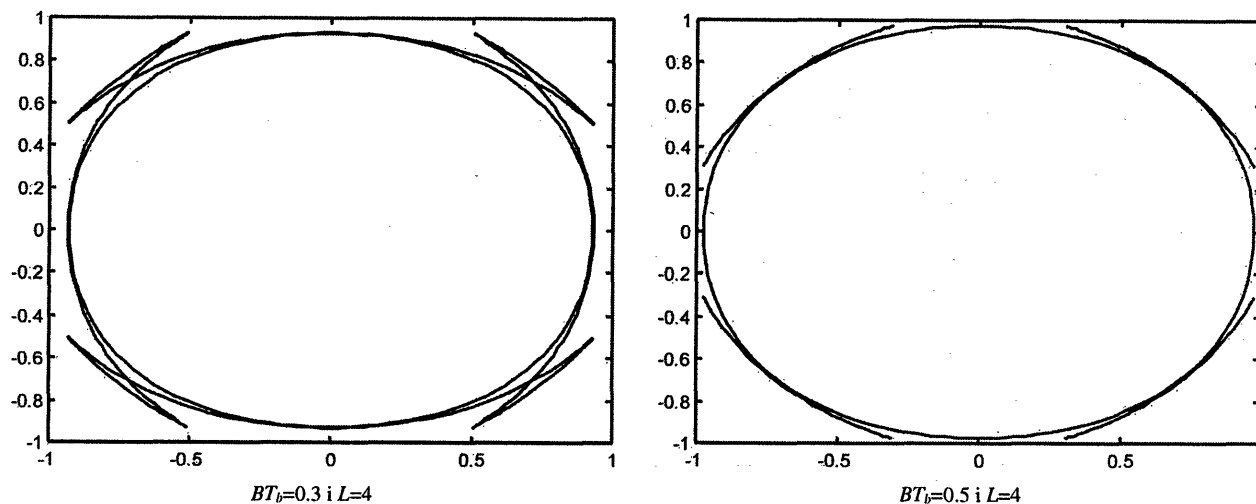
i pomerača faze. Realizacija zadnjeg, translirajućeg, bloka može biti softverska, ukoliko se ima brz procesor i D/A konvertor ili pomoću dva D/A konvertora i diskretnim kolima za transliranje spektra. Kružni brojači, kola za sumiranje, množači i D/A konvertori rade po taktu semplovanja. Zavisno od toga koliko su oni brzi, dobija se i odgovarajući kvalitet ovog modulatora.

Po prolasku B_{OT} taktova semplovanja, u pauzi između B_{OT} i $B_{OT}+1$ takta, nailazi prednja ivica T_b impulsa, vrši se

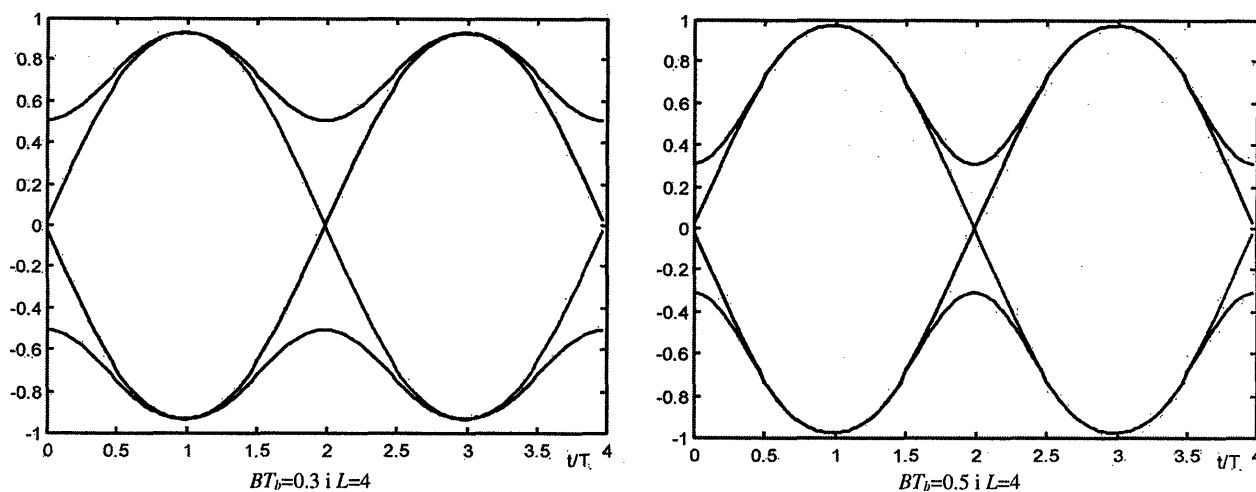
šiftovanje u desno RZ i IZ registara, dolazi novi d_2 informacioni bit i proces rada modulatora se dalje nastavlja.

Rezultati ispitivanja

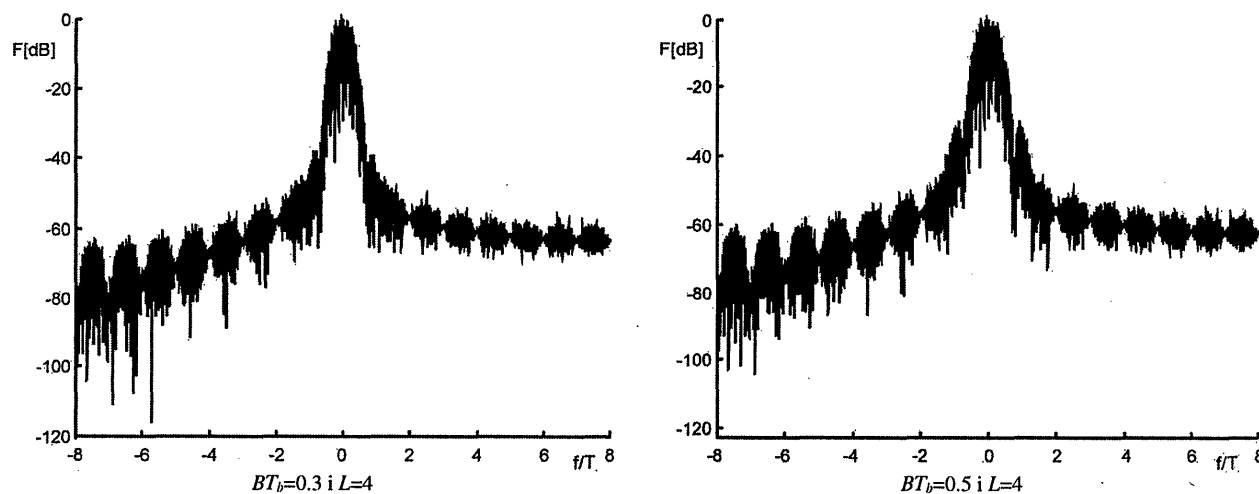
Određene su osnovne karakteristike realizovanog modulatora: dijagram kompleksne anvelope, dijagram oka i spektralna gustina snage, koji su prikazani na slikama 12, 13 i 14 (za $L=4$ i $BT_b=0.3$ i $BT_b=0.5$) i slikama 15, 16 i 17



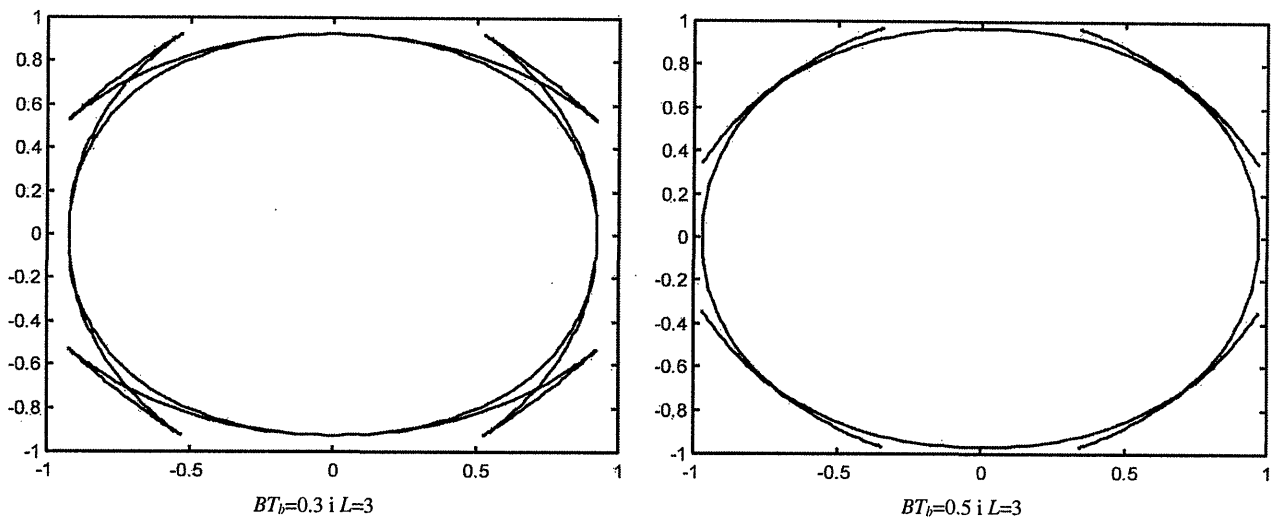
Slika 12. Kompleksna anvelope linearizovanog GMSK signala



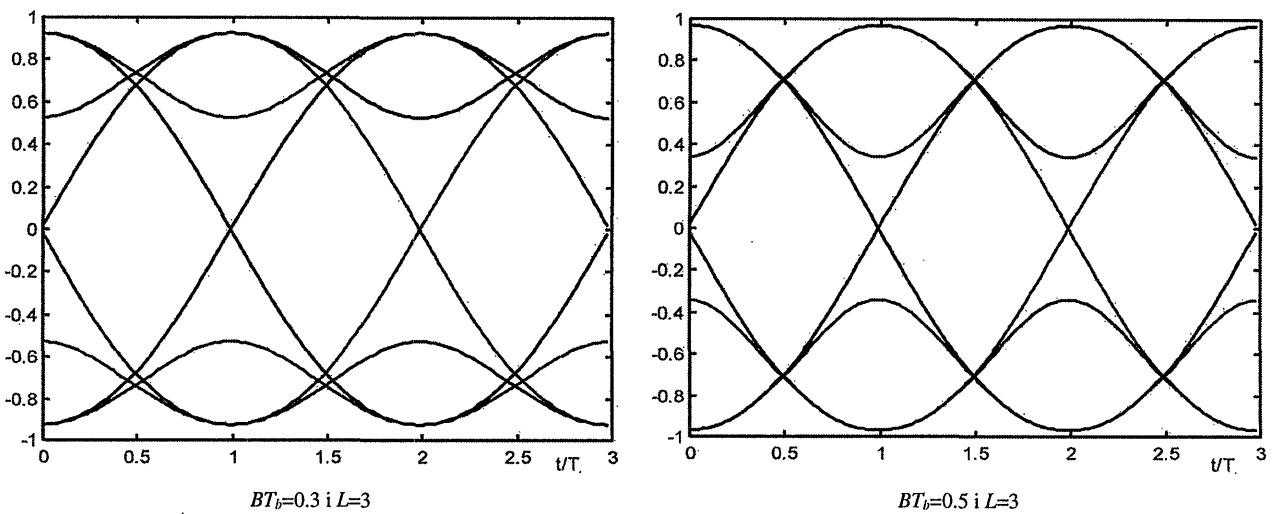
Slika 13. Dijagram oka linearizovanog GMSK signala



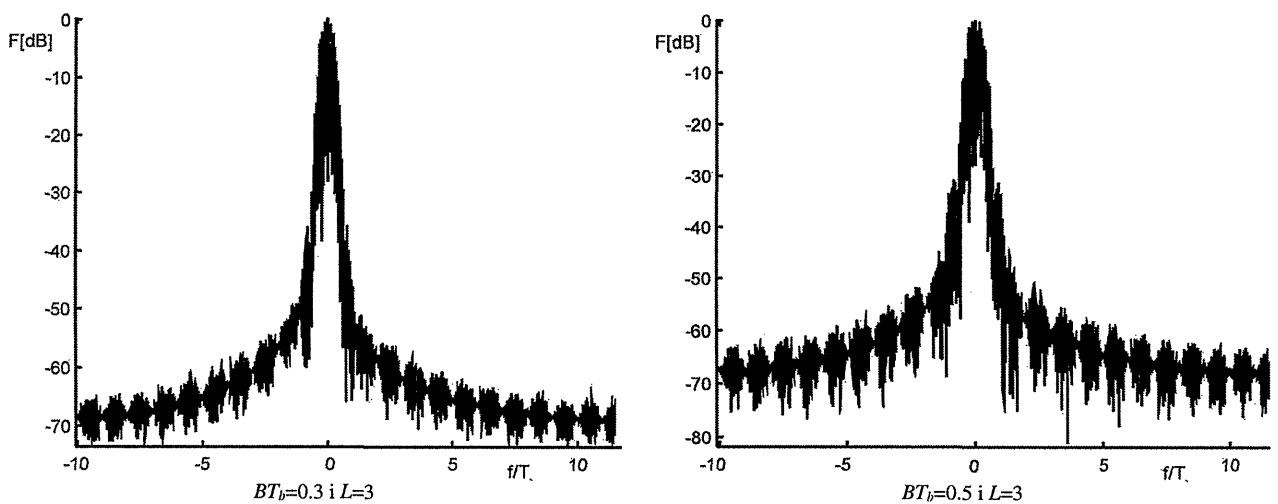
Slika 14. Spektralna gustina snage linearizovanog GMSK signala



Slika 15. Kompleksna anvelopa linearizovanog GMSK signala



Slika 16. Dijagram oka linearizovanog GMSK signala



Slika 17. Spektralna gustina snage linearizovanog GMSK

(za $L=3$ i $BT_b=0.3$ i $BT_b=0.5$), respektivno. Svi dijagrami su u potpunoj saglasnosti sa teorijskim oblicima prikazanim na slikama 4, 5 i 6, odnosno na slikama 7, 8 i 9 i od njih zanemarivo malo odstupaju. Primetna odstupanja između egzaktnog i aproksimiranog GMSK signala vide se na dijagramu kompleksne anvelope (aproksimirana GMSK ima iz-

ražene fluktuacije kompleksne anvelope). Dijagram oka aproksimiranog GMSK signala je bolji (ima veći otvor oka) nego dijagram oka egzaktnog GMSK signala. Spektralna gustina snage oba signala je približno ista. Uočava se da su ovi dijagrami nazubljeni za oba signala, mada je iz literature poznato da treba da budu glatki. To je očigledno posledici

ca nedovoljne dužine uzorka signala na kome je određena spektralna gustina snage.

Zaključak

Osnovne karakteristike (kompleksna anvelopa, dijagram oka i spektralna gustina snage) linearne aproksimacije i egzaktno definisanog GMSK signala imaju zanemarljive razlike. U [4] simulacijom prenosa po mobilnom radio-kanalu sa običnim prijemnikom (Viterbijev ekvilajzer) pokazano je da oba modulaciona postupka imaju gotovo istu verovatnoću bitske greške. Autori su predložili i softverski realizovali šemu linearnog GMSK modulatora i ispitali njegove osnovne karakteristike koje se u potpunosti slažu sa teorijskim rezultatima. Predložena šema modulatora je veoma podesna za primenu u softverskom radiju. Prednost predložene šeme GMSK modulatora sastoji se u njegovoj univerzalnosti, tj. šema se može primeniti za proizvoljnu dužinu Gausovog impulsa. Struktura ovog modulatora je, takođe, jednostavnija od šeme zasnovane na egzaktnoj definiciji GMSK signala primenjene u [8]. Sledeća faza istraživanja obuhvatiće implementaciju predloženog modulatora na DSP arhitekturi i istraživanje uticaja šuma i kontinualne smetnje na performanse prijemnika GMSK signala.

Literatura

- [1] TUTTLEBEC, W. Software Radio-Impact and Implications. *Proceedings of IEEE ISSTA '98*, Sun City, South Africa, 1998., p.541-545.
- [2] LOCKEY, R., J. at all: The Military Software Radio. *IEEE Communications Magazine*, May 1995.
- [3] MITOLA J. "The Software Radio Architecture", *IEEE Communications Magazine*, May 1995., p.26-38.
- [4] WIESLER, A., MACHAUER, R., JONDRAL, F. Comparison of GMSK and linear approximated GMSK for use in Software Radio. *Proceedings of IEEE ISSTA '98.*, Sun City, South Africa, 1998., p.557-560.
- [5] SUZUKI, H., MOMMA, K., YAMAO, Y. Digital Portable Transceiver Using GMSK Modem and ADM Codec. *IEEE Trans. On Vehicular Technology*, August 1984., vol.VT-33, p.220-226.
- [6] ANDERSON, J., AULIN, T., SUNDBERG, C.E. Digital Phase Modulation, Part I, II. *IEEE Trans. on Comm.*, June 1987., vol.COM-35, no.6.
- [7] MUROTA, K., HIRADE, K. GMSK modulation for digital mobile radio telephony. *IEEE Trans. on Comm.*, July 1981, vol.29, p.1044-1050.
- [8] JUNG, P. Laurent's representation of binary digital continuous phase modulated signals with modulation index 1/2 revisited. *IEEE Trans. on Comm.*, 1994., vol.42, p.221-224

Rad primljen: 28.7.1999.god.