

Rezime:

Trend razvoja savremenih mobilnih komunikacija zahteva primenu modulacionih metoda koje obezbeđuju izlazni signal što bolje spektralne efikasnosti i primenu pojačivača snage u klasi C. U tom pogledu GMSK modulacija ima veoma dobre osobine i predstavlja modulacionu metodu sa velikom perspektivom. Njenu efikasnost, uostalom, dokazuje primena u GSM mobilnim sistemima. Pojava softverski definisanog radija otvara sasvim novu dimenziju u projektovanju mobilnih sistema. Jedna od njih je i primena linearizovanih CPM signala.

Ključne reči: mobilne komunikacije, modulacija, digitalna modulacija, GMSK modulacija, linearizacija CPM signala, linearizacija GMSK signala, softverski definisan radio.

THE MSK MODULATION FAMILY

Summary:

In the era of new trends in the development of mobile communication systems, a modulation technique should provide an output signal with extraordinary spectral efficiency and application of the output power amplifier in the C class. The GMSK modulation technique has very good characteristics as well as perspective. Its efficiency is proved by the application in GSM mobile systems. The Software Defined Radio opens new dimensions in the design of mobile systems. One of them is the use of linearized CMP signals.

Key words: mobile communications, modulation techniques, digital modulation techniques, GMSK modulation technique, linearization of CMP signals, linearization of GMSK signals, Software Defined Radio.

Uvod

Uskoro će mesto analognih mobilnih komunikacionih sistema zauzeti digitalni sistemi sa svim svojim prednostima i nedostacima. Ovaj trend će vrlo brzo zaživeti kao standard u celom svetu. Dokaz tome jeste novi Evropski mobilni komunikacioni sistem treće generacije UMTS (Universal Mobile Communications System) koji je potpuno digitalan. U prilog tome govori i pojava softverski definisa-

nog radija koji predstavlja kamen temeljac sistema treće generacije, a koji je, takođe, potpuno digitalno zasnovan.

Prednosti koje pružaju digitalni sistemi u odnosu na analogne su velike. Mogućnost prenosa ne samo govora već i podataka svih oblika, povezivanje na svetsku mrežu (World Wide Web) i njeno korišćenje, integracija komunikacionih službi (ISDN), lakša zaštita privatnosti svih informacija i još mnogo toga, prednosti su koje pružaju digitalni sistemi.

Osnov ovih sistema predstavljaju digitalne modulacione metode koje su se vrlo brzo razvijale u prethodnom periodu.

S obzirom na rasprostranjenost mobilnih komunikacionih sistema i porast broja mobilnih korisnika, kako trenutnih tako i potencijalnih, vidi se da je frekvenzijski spektar, kao prirodni resurs, vrlo ograničen. Zbog toga ga je potrebno što štedljivije koristiti, a u isto vreme ostvariti što više veza. Efikasno korišćenje radio-spektra povlači za sobom izналаženje takvih modulacionih tehnika koje imaju što bolju spektralnu iskorišćenost.

GMSK (Gaussian filtered Minimum Shift Keying) jeste jedna izuzetno dobra digitalna modulaciona metoda koja ima veliku spektralnu iskorišćenost. Pri njenom opisivanju polazi se od MSK (Minimum Shift Keying) modulacije.

MSK modulacija

Modulacija MSK je binarna digitalna frekvenzijska modulacija sa indeksom $h = 0,5$ i spada u grupu metoda frekvenzijske modulacije. U literaturi se svrstava i u kontinualne fazne modulacione (Continual Phase Modulation) metode, CPM metode. MSK se razvio iz potrebe da se poboljšaju dobre osobine OQPSK (Offset Quaternary Phase Shift Keying) modulacije, a može se posmatrati čak i kao specijalni slučaj OQPSK ili kao poseban slučaj CPFSK (Continuous-Phase Frequency Shift Keying) [1].

MSK signal matematički se može predstaviti izrazom:

$$s(t) = \cos \left[2\pi \left(f_0 + \frac{d_n}{4T_b} \right) t + x_n \right], nT_b < t < (n+1)T_b$$

$$d_n \in \{-1, +1\} \quad (1)$$

gde je:

f_0 – noseća frekvencija,

T_b – trajanje informacionog simbola (trajanje bita),

d_n – bipolarna povorka informacionih simbola.

Noseća frekvencija se menja na početku svakog informacionog simbola, tako da za $d_n = 1$ frekvencija postaje $f_0 + \frac{1}{4T_b}$, a za $d_n = -1$ frekvencija poprima vrednost $f_0 - \frac{1}{4T_b}$. Faza x_n je konstantna za vreme svakog T_b intervala i određena je izrazom:

$$x_n = \left[x_{n-1} + \frac{\pi n}{2} (d_{n-1} - d_n) \right] \text{ mod } 2\pi \quad (2)$$

Jednačina (1), koristeći trigonometrijski identitet za kosinus sume uglova, može se izraziti u kvadraturnoj formi na sledeći način:

$$s(t) = a_n \cos \frac{\pi t}{2T_b} \cos 2\pi f_0 t -$$

$$- b_n \sin \frac{\pi t}{2T_b} \sin 2\pi f_0 t = I(t) - Q(t), \quad (3)$$

$$nT_b < t < (n+1)T_b$$

Ovde je $a_n = \cos x_n = \pm 1$,
 $b_n = d_n \cos x_n = \pm 1$.

$I(t)$ se naziva komponenta u fazi, a $Q(t)$ komponenta u kvadraturi. Veličine $\cos(2\pi f_0 t)$ i $\sin(2\pi f_0 t)$ predstavljaju nosioce u fazi i u kvadraturi respektivno. Veličine $\cos(\pi t/2T_b)$ i $\sin(\pi t/2T_b)$ nazivaju se kosinusoidna, sinusoidna simbol-ska težina respektivno. Promenljive a_n i b_n zavise od dolazećeg simbola i mogu se menjati svakih T_b sekundi, jer je to period promene podataka. Međutim, zbog konstantnog faznog ograničenja, promenljiva a_n može da promeni vrednost samo pri prolasku $\cos(\pi t/2T_b)$ kroz nulu, a b_n

može da promeni vrednost samo pri prolasku $\sin(\pi t/2T_b)$ kroz nulu, jer su simbolske težine u oba kanala poluperiodične sinusoidne sa trajanjem $2T_b$ sekundi.

Potrebno je primetiti da je x_n u jednačini (2) funkcija razlike između prethodnih i trenutnih podataka (diferencijalno kodovanje). Promenljive a_n i b_n mogu se posmatrati kao diferencijalno kodovane komponente povorke podataka d_n . Zato se MSK može posmatrati kao poseban slučaj OQPSK, pa se jednačina (3) može napisati u sledećem obliku:

$$s(t) = d_I(t) \cos \frac{\pi t}{2T_b} \cos 2\pi f_0 t - d_Q(t) \sin \frac{\pi t}{2T_b} \sin 2\pi f_0 t \quad (4)$$

gde je:

$d_I(t)$ – niz u fazi,

$d_Q(t)$ – niz u kvadraturi sa dva puta dužim trajanjem simbola od trajanja bitnog intervala, kako je ilustrovano na slici 1.

Ovaj oblik zapisa MSK signala naziva se i prekodovani MSK. Na slici 2 prikazan je način formiranja i vremenski oblik MSK signala, dok je na slici 3 prikazan njegov spektar i spektar BPSK, QPSK i OQPSK radi upoređenja.

GMSK modulacija

Modulacija MSK ima nekoliko dobrih osobina, a to su: konstantna anvelopa, relativno uzak spektar i mogućnost koherentne detekcije. Ipak, ona ne ispunjava nekoliko bitnih zahteva sa gledišta korišćenja u sistemima mobilnih komunikacija gde se primenjuje SCPC princip, to jest princip jednog nosioca po kanalu (Single Channel Per Carrier). Zbog zahteva za povećanjem kapaciteta mobilnih

sistema poželjna je primena spektralno efikasnih modulacija, to jest modulacija koje omogućavaju da se u što užem opsegu spektra prenese što više bita informacije. Kao što se vidi sa slike 3, MSK modulacija je lošija od QPSK i OQPSK modulacija. Zbog toga se pokušalo sa poboljšanjem spektralne karakteristike MSK modulacije uobličavanjem povorke informacionih bita. Naime, MSK se može generisati direktno primenom FM modulacije. Korišćenjem premodulacionog niskopropusnog filtra, kao na slici 4, uobličava se povorka informacionih bita pre formiranja MSK signala radi dobijanja što užeg spektra.

Da bi se formirao signal sa kompaktnim, uskim spektrom, NF premodulacioni filter mora da ima sledeće osobine:

- uzak propusni opseg i oštre ivice,
- mali preskok amplitude signala impulsnog odziva filtra,
- održavanje nivoa izlaznog signala iz filtra pri kojem se održava fazni pomak FM modulatora od nula do $\pi/2$.

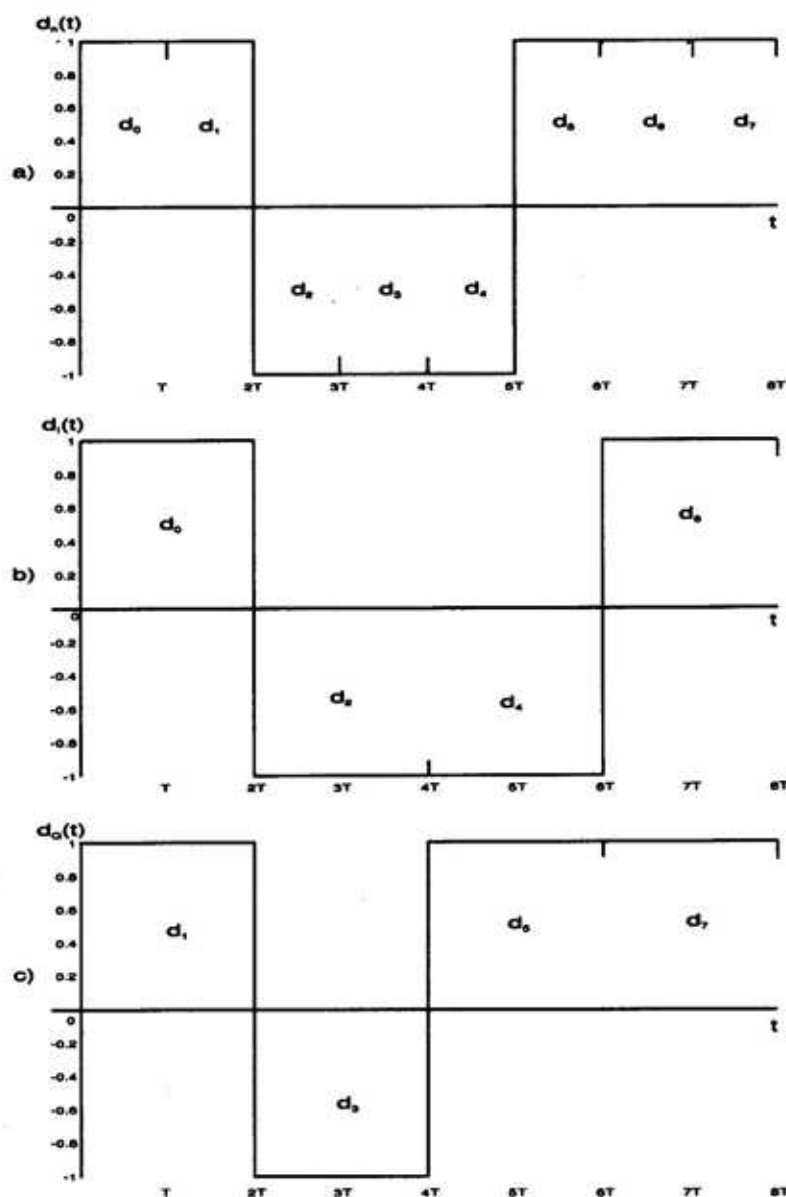
Prvi uslov obezbeđuje prigušenje komponenti viših frekvencija, drugi uslov je potreban da ne bi došlo do prevelike trenutne frekvencije devijacije, dok je treći uslov neophodan za koherentnu detekciju, kao na primer kod MSK. Ipak, bar dva ograničenja nisu suštinski bitna za efektanu koherentnu binarnu FM modulaciju sa indeksom modulacije $h = 0,5$. Ovako premodulisani MSK signal može se koherentno detektovati zbog toga što se njegov prosečni fazni prelaz ne razlikuje od onog koji ima obična MSK.

Sve opisane karakteristike zadovoljava Gausov niskopropusni filter. Njegova amplitudska prenosna karakteristika prikazana je na slici 5 za slučaj različitih vrednosti proizvoda BT_b (propusni opseg NF filtra puta vremensko

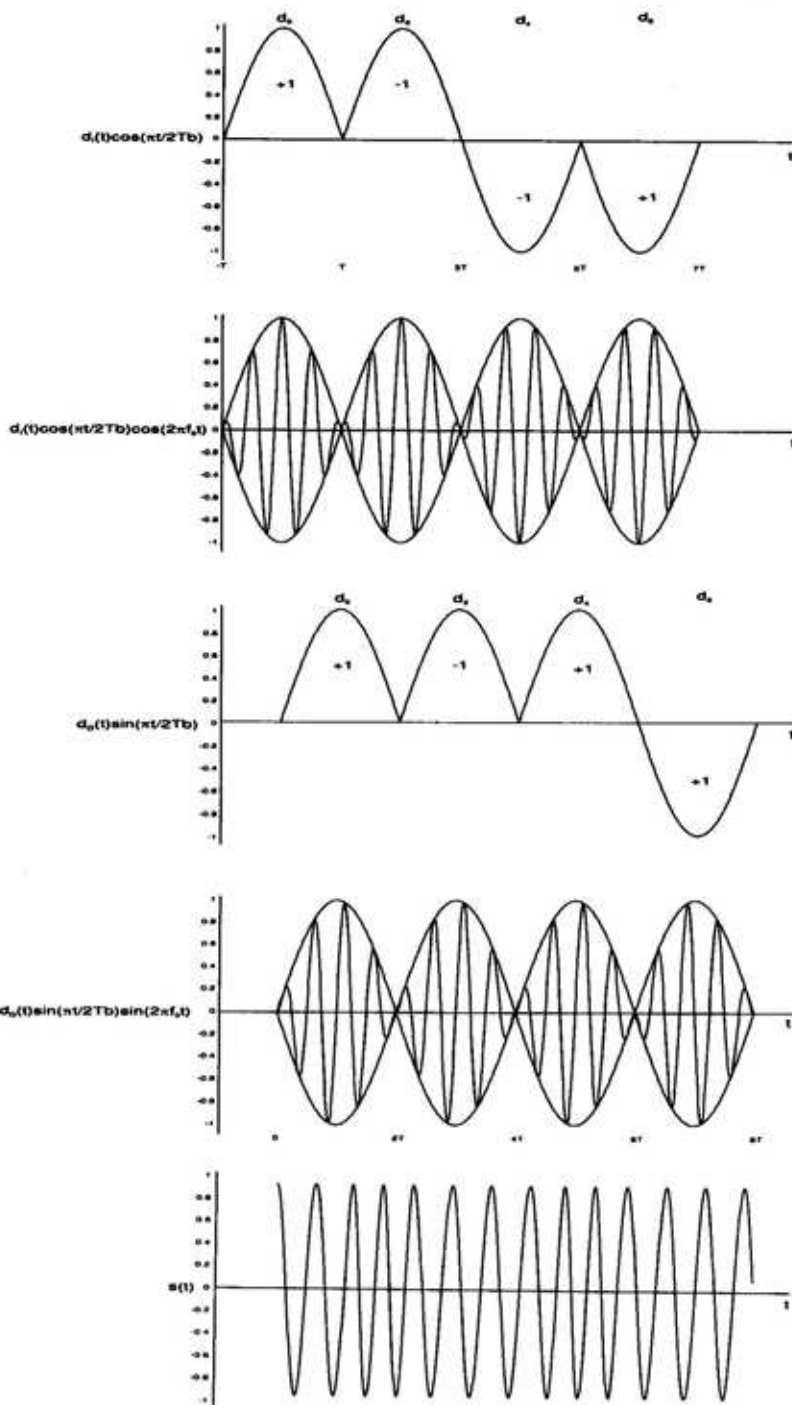
trajanje bitskog intervala). Pošto ispu-
njava sve navedene uslove, modifikovana
MSK modulacija koja koristi premodula-
cioni Gausov niskopropusni filter pred-
stavlja izvrsnu digitalnu modulaciju.

Ovako modifikovana MSK se naziva
Gausova MSK ili GMSK zbog korišćenja
Gausovog niskopropusnog filtra.

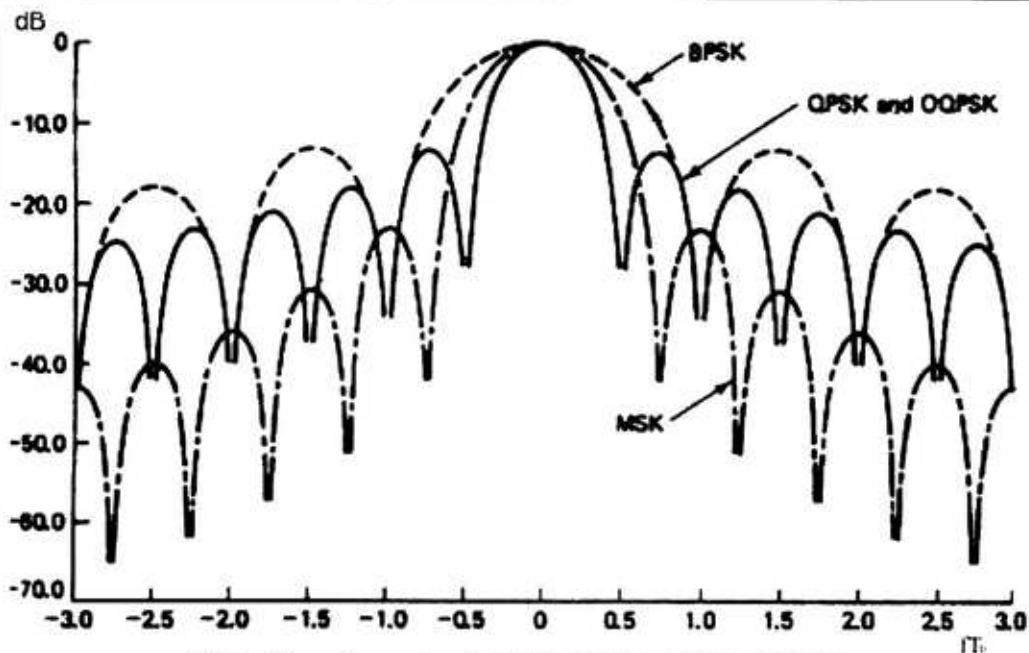
GMSK modulacija je digitalna mo-
dulaciona metoda, jer je poruka koju ona



Sl. 1 - Ilustracija kvadraturnih nizova:
a) - informacijski niz, b) - niz u fazi, c) - niz u kvadraturi

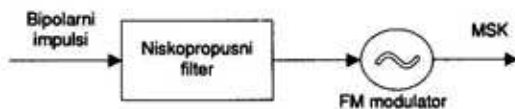


Sl. 2 – Formiranje MSK signala pomoću kvadraturnih komponenti



Sl. 3 – Normalizovani spektri MSK, BPSK, QPSK, OQPSK

prenosi binarna, a pripada i signalima sa kontinualnim faznim pomakom, jer je u osnovi fazna modulacija sa kontinualnom promenom faze. GMSK spada u grupu kombinovanih modulacionih metoda, tj. ona je digitalna modulacija sa kontinualnim faznim pomerajem.



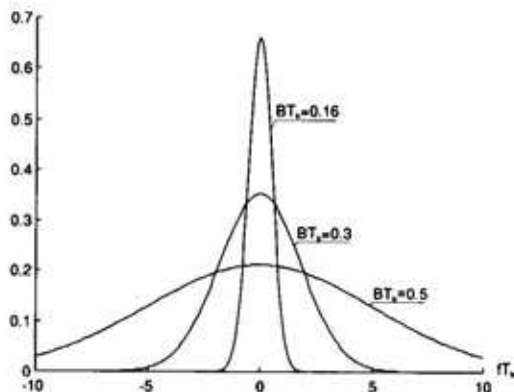
Sl. 4 – Dobijanje modifikovane MSK uz pomoć premodulacionog NF filtra

Osobine GMSK modulacije

GMSK signal može se zapisati u obliku u kojem se zapisuju CPM signali [2]:

$$s(t, d_n) = \sqrt{\frac{2E}{T_b}} \cos(2\pi f_0 t + \varphi(t, d_n) + \varphi_0) \quad (5)$$

Ovde je sa E obeležena energija signala na simboličkom intervalu T_b , a sa φ_0 označena je početna faza. U daljem razmatranju pretpostavljeno je da je ona jednaka nuli. Time se ne gubi na opštosti,



Sl. 5 – Amplitudska prenosna karakteristika Gausovog niskopropusnog filtra za različite vrednosti BT_b

ali se pojednostavljuje proračun. Promenljiva faza u koju je utisnuta informacija određena je izrazom:

$$\varphi(t, d_n) = 2\pi h \sum_{n=-\infty}^{\infty} d_n \int_{-\infty}^t g(\tau - nT_b) d\tau \quad (6)$$

gde je:

$g(t)$ – normalizovani frekvencijski impuls,

h – indeks modulacije, d_n – informaciona sekvenca binarnih simbola.

Modulacioni indeks GMSK signala je $h = 0,5$ dok je frekvencijski impuls određen izrazom [3]:

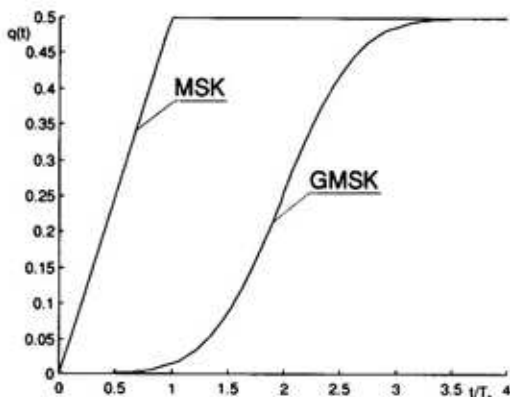
$$g(t) = \frac{1}{2T_b} \text{rect}\left(\frac{t}{T_b}\right) \otimes h_{\text{GAUS}}(t) \quad (7)$$

Frekvencijski impuls $g(t)$ predstavlja konvoluciju (\otimes) prevougaone funkcije rect (rectangle) centrirane u koordinatnom početku, dužine T_b i impulsnog odziva Gausovog niskopropusnog filtra $h_{\text{GAUS}}(t)$, koji se karakteriše proizvodom BT_b (proizvod propusnog opsega NF filtra 3dB i vremenskog trajanja bitskog intervala). Ovaj integral određen je na intervalu od $-\infty$ do $+\infty$. Uobičajeno je, radi lakšeg izračunavanja, da se ovaj integral ograniči na određenu dužinu LT_b koja se kreće u granicama $3 < LT_b < 5$. Time se vrlo malo gubi u preciznosti proračuna (unutar intervala čije trajanje je ograničeno trostrukom vrednošću standardne devijacije σ nalazi se 99,99% energije impulsa Gausovog oblika), dok se znatno uprošćava matematička manipulacija signalom.

Integral frekvencijskog impulsa naziva se fazni odziv i određen je formulom:

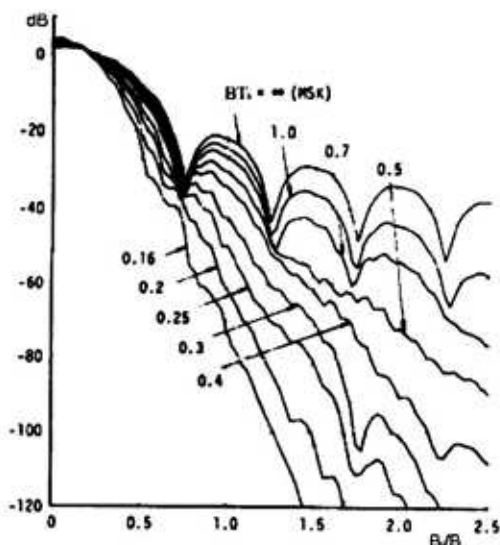
$$q(t) = \int_{-\infty}^t g(\tau) d\tau \quad (8)$$

Na slici 6 prikazan je izgled faznog odziva za MSK i GMSK za $L = 4$ i $BT_b = 0,3$ radi uporedjenja. Može se uočiti osnovna prednost GMSK nad MSK signalom. Faza GMSK signala ima blag prelaz zbog kojeg se dobija uži spekatar, dok MSK ima nagli prelaz i adekvatno tome znatno širi spekatar.



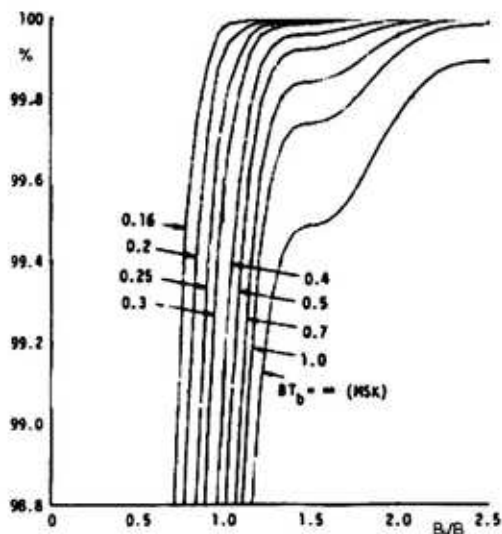
Sl. 6 – Fazni odziv za MSK i GMSK za $L = 4$ i $BT_b = 0,3$

Spektralnu gustinu snage GMSK signala ilustruje slika 7, gde su prikazane spektralne gustine snaga GMSK signala za različite vrednosti proizvoda BT_b .



Sl. 7 – Spektralna gustina snaga GMSK signala za različite vrednosti BT_b

Može se uočiti da je za manju vrednost BT_b proizvoda spektar kompaktniji. Za $BT_b = \infty$ spektar GMSK signala se podudara sa spektrom MSK signala, a za $BT_b = 0,16$ spektar GMSK signala je isti kao spektar TFM (Timed Frequency Modulation) signala.



Sl. 8 – Deo snage GMSK signala u kanalu

Na slici 8 prikazan je procenat snage u kanalu u zavisnosti od normalizovanog propusnog opsega preddetekcionog filtra B_i/B , gde je B_i širina preddetekcionog filtra i B širina odgovarajućeg pravougao-nog NF filtra, odnosno, širina kanala [4]. U tabeli 1 prikazana je zauzetost opsega

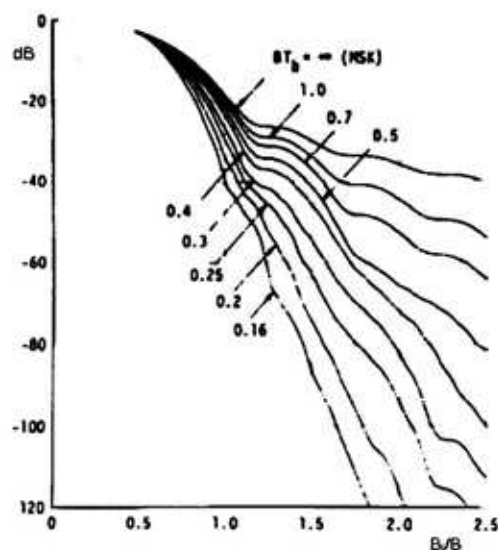
Tabela 1

Zauzetost opsega u GMSK, MSK i TFM signalima u zavisnosti od zadate snage

BT_b	Procenat snage (%)				
	90	99	99,9	99,99	
GMSK	0,2	0,52	0,79	0,99	1,22
	0,25	0,57	0,86	1,09	1,37
	0,5	0,69	1,04	1,33	2,08
MSK	0,78	1,20	2,76	6,00	
TFM	0,52	0,79	1,02	1,37	

za zadati procenat snage signala gde je BT_b promenljiva. Radi upoređenja prikazana je zauzetost i za MSK i TFM signale.

Na slici 9 prikazan je odnos snage signala koja se prelijeva u susedne kanale i ukupne snage signala u posmatranom kanalu. Ovde je kao apscisa uzet normalizovani razmak između kanala $f_s T_b$ i pretpostavljeno je da oba kanala imaju idealne pravougaone propusne karakteristike $B_i T_b = 1$.



Sl. 9 – Odnos snage signala prelijevane u susedne kanale i ukupne snage u posmatranom kanalu

Analiziraće se uticaj delovanja aditivnog belog Gausovog šuma na performanse GMSK signala u slučaju koherentne detekcije. Pošto je to digitalna modulacija uticaj smetnje izražava se verovatnoćom greške po bitu, to jest sa BER-om (Bit Error Rate).

Kod svih binarnih modulacija, u uslovima velikog odnosa signal/šum SNR (Signal to Noise Ratio), BER se može aproksimirati izrazom [4]:

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{d_{\min}}{2\sqrt{N_0}} \right) \quad (9)$$

gde je:

N_0 – spektralna gustina snage aditivnog belog Gausovog šuma, $\text{erfc}()$ – komplementarna funkcija greške:

$$\text{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{\infty} e^{-u^2} du \quad (10)$$

Veličina d_{\min} predstavlja minimalnu vrednost rastojanja d između binarnih simbola u Hilbertovom prostoru, posmatrano tokom vremenskog intervala od t_1 do t_2 . Rastojanje d definisano je izrazom:

$$d^2 = \frac{1}{2} \int_{t_1}^{t_2} |u_1(t) - u_{-1}(t)|^2 dt \quad (11)$$

gde su $u_1(t)$ i $u_{-1}(t)$ kompleksni oblici signala za oba binarna stanja.

Jednačina (9) daje graničnu vrednost koja se dobija pri maksimalnoj verovatnoći detekcije. Ova jednačina može da se koristi kao aproksimativno rešenje za BER karakteristiku GMSK sa koherentnom detekcijom.

Na slici 10 prikazane su normalizovane vrednosti za d_{\min} kod GMSK signala u zavisnosti od BT_b . Energija signala po bitu E_b određena je izrazom:

$$E_b = \frac{1}{2} \int_0^{T_b} |u_1(t)|^2 dt = \frac{1}{2} \int_0^{T_b} |u_{-1}(t)|^2 dt \quad (12)$$

U slučaju $BT_b \rightarrow \infty$, što odgovara MSK, d_{\min} dostiže vrednost $2\sqrt{E_b}$ koja se dobija pri prenosu antipodnih simbola.

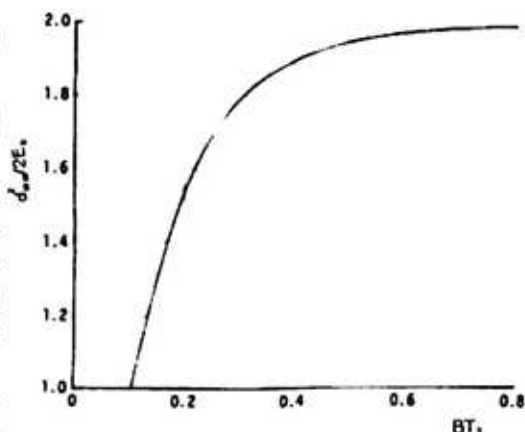
Na slici 11 prikazana je degradacija performansi GMSK signala zbog antipodnog prenosa u zavisnosti od BT_b . Degradacija nastaje zbog intersimbolske interferencije koja se dešava u premodulacionom filteru. Ova slika pokazuje da je degradacija mala u poređenju sa degradacijom kod antipodnog prenosa i da zahte-

vani odnos E_b/N_0 GMSK sa $BT_b = 0,25$ ne prelazi 0,7 dB.

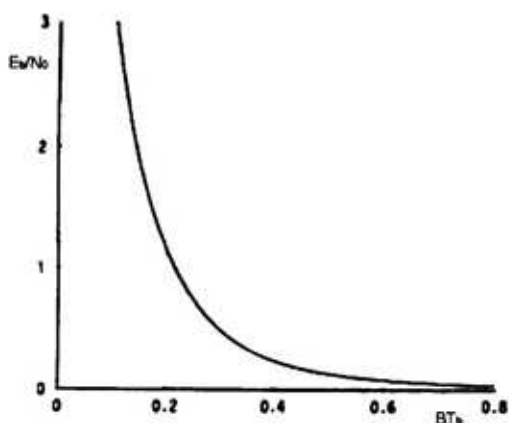
Predstavljanje CPM signala pomoću superpozicionih impulsa

GMSK signal predstavlja posebnu klasu CPM signala čija se kompleksna anvelopa može predstaviti izrazom:

$$s(t) = \exp \left[j2\pi h \sum_{n=0}^{\infty} d_n q(t - nT_b) \right] \quad (13)$$



Sl. 10 – Normalizovana minimalna distanca GMSK signala



Sl. 11 – Teorijska E_b/N_0 degradacija GMSK signala

U radovima [2] i [3] pokazano je da se CPM signal može egzaktno konstruisati superpozicijom $N_c = 2^{L-1}$ impulsa, koji imaju poseban izgled i označavaju se sa C_K :

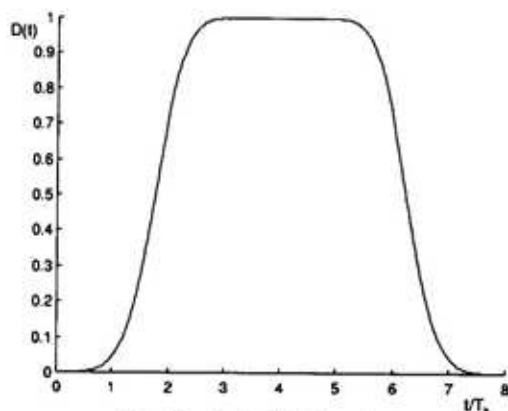
$$s(t) = \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{K=0}^{N_c-1} \exp[j\pi h A_{K,n}] C_K(t-nT_b) \quad (14)$$

Ovde je:

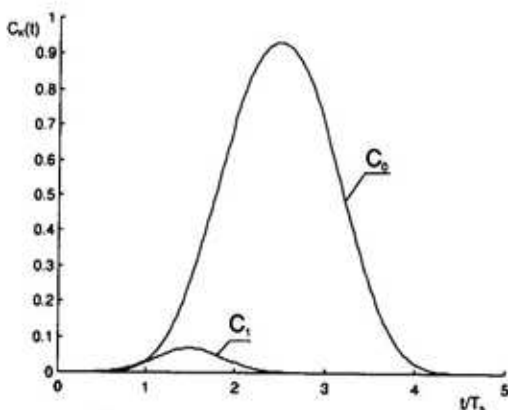
$$A_{K,n} = \sum_{i=0}^n d_i - \sum_{i=1}^{L-1} d_{n-i} \cdot \alpha_{K,i} \quad (15)$$

$$K = \sum_{i=1}^{L-1} 2^{i-1} \alpha_{K,i}, \quad \alpha_{K,i} \in \{0, 1\} \quad (16)$$

$$0 \leq K \leq (2^{L-1} - 1) \quad \text{i} \quad K \in N_0 \quad (17)$$



Sl. 12 - Izgled D impulsa



Sl. 13 - Izgled impulsa C_0 i C_1

Binarna promenjiva $\alpha_{K,i}$ uvedena je zbog binarne reprezentacije indeksa K . Superpozicioni impulsi C_K računaju se pomoću funkcije:

$$D(t) = \begin{cases} \sin\left(\pi \int_0^t g(\tau) d\tau\right), & 0 \leq t \leq LT_b \\ \sin\left[\frac{\pi}{2} - \pi \int_0^{t-LT_b} g(\tau) d\tau\right], & LT_b \leq t \leq 2LT_b \\ 0, & \text{drugde} \end{cases} \quad (18)$$

i izraza:

$$C_K(t) = D(t) \prod_{i=1}^{L-1} D[t + (1+L \cdot \alpha_{K,i})T_b], \quad (19)$$

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

Opisivanje CPM signala pomoću C_K impulsa omogućava predstavljanje GMSK signala pomoću njegove linearne aproksimacije.

Linearna aproksimacija GMSK signala

Princip linearne aproksimacije GMSK biće objašnjen na primeru. Odbran je GMSK signal sa $L = 4$ i $BT_b = 0,3$. Ovaj GMSK može se predstaviti superpozicijom ukupno $N_c = 2^{4-1} = 8$ impulsa. Na slikama 12 do 16 prikazani su D i C_K impulsi čijom superpozicijom se dobija egzaktni GMSK signal sa $L = 4$ i $BT_b = 0,3$.

Sa ovih slika može se zapaziti da su svi C_K impulsi ograničeni i kraći od $(L + 1) T_b$, i da se amplitude pojedinih C_K impulsa veoma razlikuju.

Ograničenost C_K impulsa po trajanju proističe iz ograničavanja dužine trajanja frekventijskog impulsa na LT_b . Ovo ograničenje uvedeno je radi lakšeg računanja.

Proističe da je konstrukciju GMSK signala superpozicijom C_K impulsa stvarno moguće ostvariti, što se vidi iz sledećeg razmatranja.

Ukoliko se posmatraju amplitude pojedinih C_K impulsa videće se da se one među sobom znatno razlikuju. Amplituda C_0 je oko jedan, C_1 ima amplitudu 10^{-1} , C_2 i C_3 reda 10^{-5} , dok C_4, C_5, C_6 i C_7 imaju amplitudu reda 10^{-12} . Takođe, vidi se da je C_0 impuls sa najdužim trajanjem dok su ostali bar za $2T_b$ kraći od njega. To znači da C_0 u superpozicionoj sumi učestvuje sa najvećim udelom.

U [3] je pokazano da se u nultom, $C_0(t)$, impulsu nalazi 99% energije signala. Shodno tome, superpoziciona suma (14) za ovaj primer se može napisati u sledećem obliku:

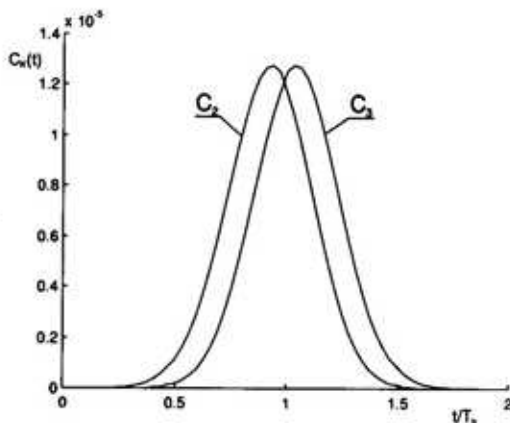
$$s(t) = \sum_{n=0}^{\infty} \exp\left(j\pi h \sum_{i=0}^n d_i\right) C_0(t - nT_b) + \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{K=1}^7 \exp(j\pi h A_{K,n}) C_K(t - nT_b) = S^{\text{lin}}(t) + S^{\text{nl}}(t) \quad (20)$$

Signal se sastoji od dva dela, prvog koji je sastavljen samo od linearne kombinacije nultog C_0 impulsa i drugog koji je nelinearna kombinacija ostalih C_K impulsa. Pošto se u linearnom delu nalazi 99% energije signala, logična je sledeća aproksimacija:

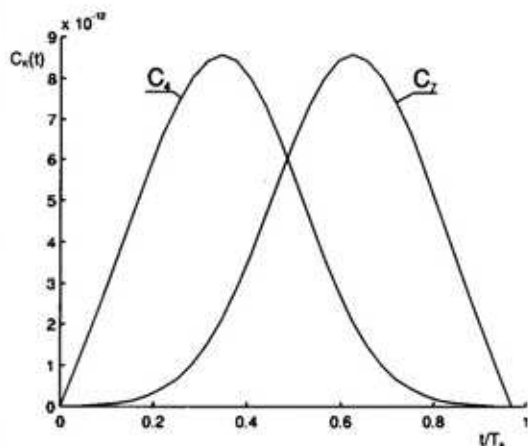
$$s(t) \approx S^{\text{lin}}(t) = \sum_{n=0}^{\infty} z_n C_0(t - nT_b) \quad (21)$$

$$z_n = \exp\left(j\pi h \sum_{i=0}^n d_i\right) \quad (22)$$

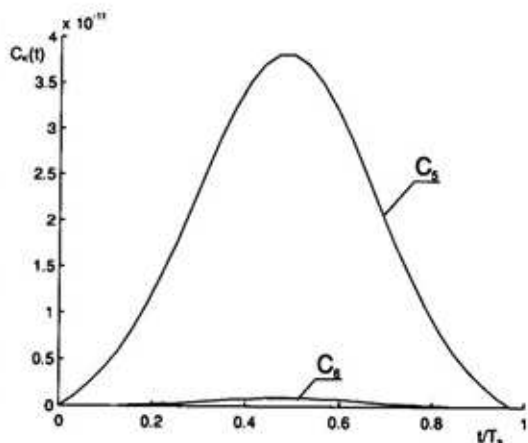
nazvana linearna aproksimacija GMSK signala, koja se može proširiti i na bilo koji CPM signal i nazvati linearna aproksimacija CPM signala.



Sl. 14 – Izgled impulsa C_2 i C_3



Sl. 15 – Izgled impulsa C_4 i C_7



Sl. 16 – Izgled impulsa C_5 i C_6

Karakteristike linearne aproksimacije GMSK signala

Pitanje je šta se gubi, a šta dobija linearnom aproksimacijom egzaktnog GMSK signala?

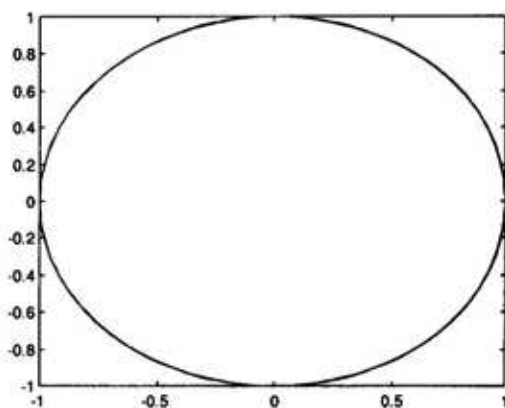
Na slikama 17 i 18 prikazane su kompleksne anvelope egzaktnog i linearizovanog GMSK signala. Sa njih se vidi da aproksimacija izaziva fluktuacije u kompleksnoj anvelopi signala. Ove fluktuacije izraženije su kada se koristi premodulacioni NF filter sa manjim BT_b proizvodom. Ako taj proizvod iznosi 0,5 tada je GMSK sličan linearnoj MSK i tu su fluktuacije znatno manje izražene (slika 19).

Na slikama 20 i 21 prikazani su dijagrami oka egzaktnog i linearizovanog GMSK signala. Sa njih se vidi da egzakti GMSK ima uži otvor dijagrama oka, što ukazuje na to da je linearizovana GMSK otpornija na šum od egzaktne GMSK.

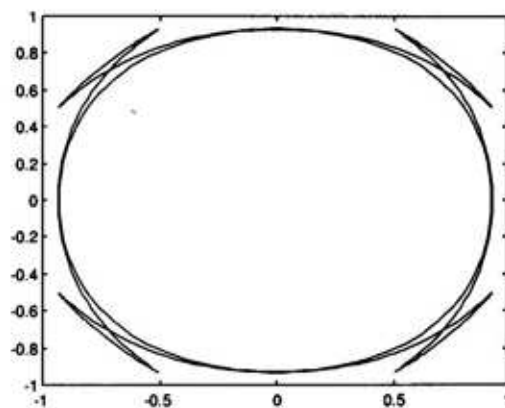
Na slikama 22, 23, 24 i 25 prikazane su spektralne gustine snage egzaktnog i linearizovanog GMSK signala za različite vrednosti proizvoda BT_b . Uočava se da su spektralna gustina snage linearizovanog i egzaktnog GMSK signala skoro identične.

Zaključak

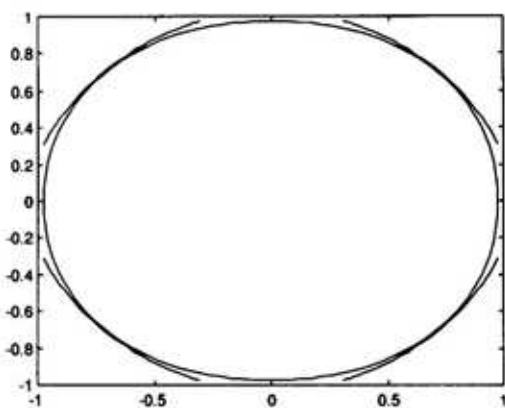
Osnovne karakteristike (kompleksna anvelopa, dijagram oka i spektralna gustina snage) egzaktno definisanog GMSK signala i linearne aproksimacije GMSK signala imaju zanemarljive razlike. U radu [3], simulacijom prenosa po mobilnom radio-kanalu sa običnim prijemnikom (Viterbijev ekvilajzer) pokazano je da oba modulaciona postupka imaju skoro istu verovatnoću bitske greške. Upoređivanjem sa drugim digitalnim



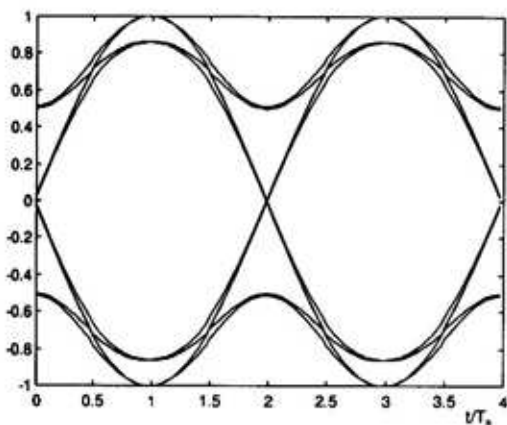
Sl. 17 – Kompleksna anvelopa egzaktnog GMSK signala sa $BT_b = 0,3$ i $L = 4$



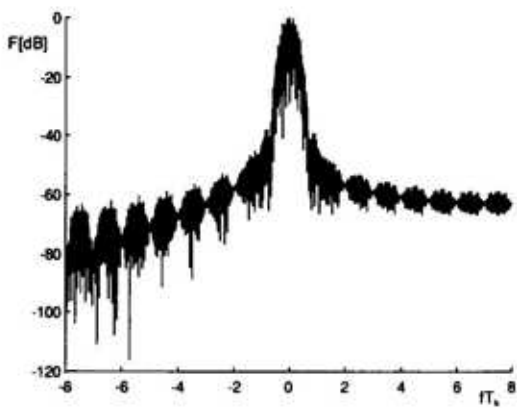
Sl. 18 – Kompleksna anvelopa linearizovanog GMSK signala sa $BT_b = 0,3$ i $L = 4$



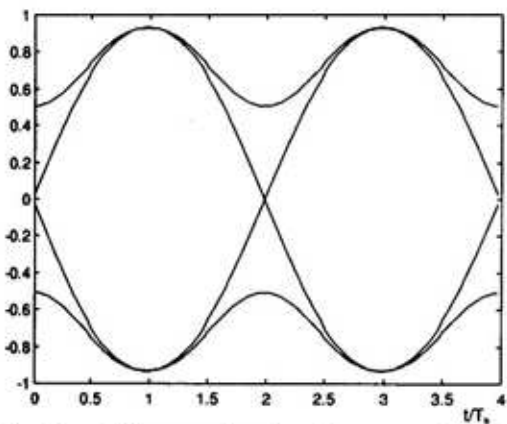
Sl. 19 – Kompleksna anvelopa linearizovanog GMSK signala sa $BT_b = 0,5$ i $L = 4$



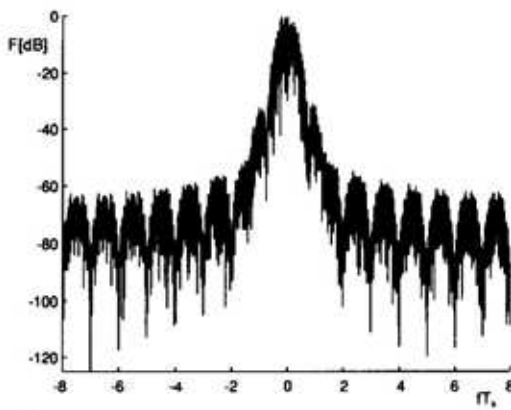
Sl. 20 – Dijagram oka egzaktnog GMSK signala sa $BT_b = 0,3$ i $L = 4$



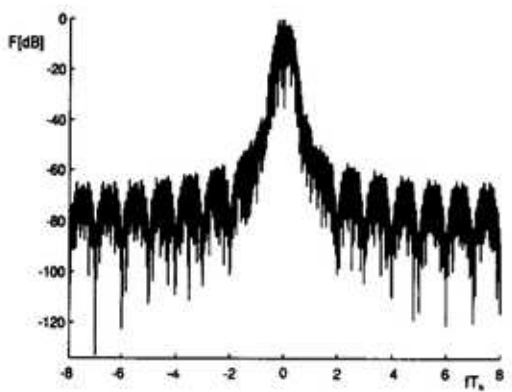
Sl. 23 – Spektralna gustina snage linearizovanog GMSK sa $BT_b = 0,3$ i $L = 4$



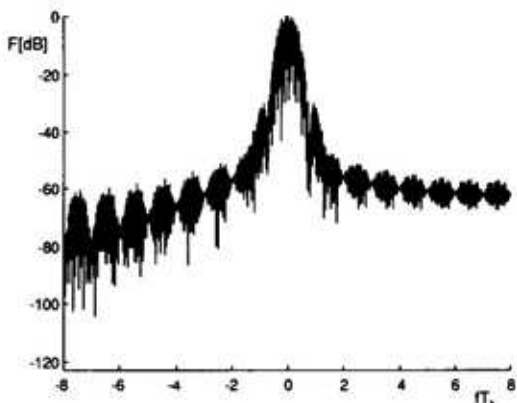
Sl. 21 – Dijagram oka linearizovanog GMSK signala sa $BT_b = 0,3$ i $L = 4$



Sl. 24 – Spektralna gustina snage egzaktnog GMSK sa $BT_b = 0,5$ i $L = 4$



Sl. 22 – Spektralna gustina snage egzaktnog GMSK sa $BT_b = 0,3$ i $L = 4$



Sl. 25 – Spektralna gustina snage linearizovanog GMSK sa $BT_b = 0,5$ i $L = 4$

modulacionim metodama (MSK, BPSK, QPSK i OQPSK) vidi se da je GMSK modulacija vrlo superiorna u smislu spektralne efikasnosti, što je izuzetno važno za mobilne komunikacije. Linearna aproksimacija GMSK signala omogućava njenu relativno jednostavnu implementaciju u softverski definisanom radiju [5]. Navedene karakteristike govore da je to izuzetno dobra modulaciona tehnika za buduće mobilne sisteme treće generacije.

Literatura:

- [1] Sklar, B.: *Digital Communication: Fundamental And Applications*, Aero Space Corporation El Segundo California and University of California, Prentice Hall, 1998.
- [2] Jung, P.: Laurent's representation of binary digital continuous phase modulated signals with modulation index 1/2 revisited, *IEEE Trans. on Comm.*, Vol. 42, pp. 221-224, 1994.
- [3] 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, pp. 557-560, 1998.
- [4] Murota, K.; Hirade, K.: GMSK modulation for digital mobile radio telephony, *IEEE Trans. on Comm.*, Vol. 29, no. 7, pp. 1044-1050, July 1981.
- [5] Šunjevarić, M.; Savić, D.: Jedna realizacija GMSK modulatora, XLIII konferencija ETRANA-a, septembar 1999.