

Zoran Zvonar  
 Zorka Stojanovic  
 Elektrotehnički fakultet  
 Bulevar Revolucije 73, Beograd

UTICAJ PRIMENE CPM MODULACIJA NA PROCESNO POJAČANJE  
 U SISTEMIMA PROŠIRENOG SPEKTRA SA DIREKTNOM SEKVENCOM  
 EFFECTS OF CPM MODULATION FORMAT ON PROCESSING GAIN  
 OF DIRECT SEQUENCE SPREAD SPECTRUM SYSTEMS

**SADRŽAJ:** U radu je analiziran uticaj primene CPM modulacija u sistemima proširenog spektra sa direktnom sekvencom (DS) kao jedan od mogućih pristupa optimizaciji modulacije u sistemima sa DS. Procesno pojačanje je mera performansi sistema sa DS, pa je analiziran uticaj različitih tipova modulacije i različitih oblika ometačkog signala na ovu veličinu. Za referentni sistem izabran je DS sistem sa BPSK modulacijom. Kada je DS sistemima dodeljen poseban opseg za rad u procesu koordinacije sa drugim radio sistemima moguće je, primenom CPM modulacija, ostvariti značajno poboljšanje procesnog pojačanja.

**ABSTRACT:** The CPM modulation format in the spread spectrum (SS) direct sequence (DS) systems is analyzed as an approach to the optimization of the DS modulation. The effects of different modulation formats and jamming types on the processing gain, the figure of merit of the SS system, are analyzed. The reference system is taken to be the DS system with BPSK modulation. When the certain band is dedicated to the DS systems during the coordination with other radio systems, it is possible to obtain the significant processing gain improvement when using the CPM modulations.

#### 1. UVOD

Fazne modulacije sa kontinualnom promenom faze (Continuous Phase Modulations CPM) su našle široku primenu u satelitskim i mobilnom komunikacijama, ali je njihovoj primeni u sistemima proširenog spektra (PS) sa direktnom sekvencom (DS) posvećen tek neznatan broj radova.

Najznačajniji razlog primene CPM modulacija u DS sistemima je njihova spektralna efikasnost. Pored toga njihova prednost je i osobina da imaju konstantnu anvelopu što smanjuje efekte usled nelinearnog procesiranja signala.

Procesno pojačanje (processing gain PG) je mera kvaliteta sistema sa PS, pa su efekti primene CPM modulacija u DS sistemima (DS/CPM) analizirani kroz njihov uticaj na ovu veličinu. U radu je izveden izraz za procesno pojačanje koji je opštiji od rezultata prikazanih u literaturi [3,4] jer pokazuje zavisnost PG od proizvodnog tipa primenjene modulacije. Analiza uticaja pojedinih parametara modulacije na procesno pojačanje za različite vrste CPM signala i različite tipove ometača izvršena izračunavanjem relativnog procesnog pojačanja u odnosu na referentni DS/BPSK sistem.

S obzirom na sve veću primenu sistema sa PS predložene su i različite metode koordinacije rada ovih sistema sa postojećim radio-sistemima. Jedan od predloga je da se DS sistemima dodeli poseban opseg frekvencija za korišćenje i da se ograniči nivo spektralnih komponenata van tog opsega [1]. Primenom CPM modulacija, uz prethodne pretpostavke, se ostvaruju bolje performanse nego kada se koristi BPSK modulacija, pa je analizirana i zavisnost procesnog pojačanja od kriterijuma koji definišu širinu opsega.

U zaključku rada su sistematizovani dobijeni rezultati i na na osnovu njih predložen metod za procenu efekata primene CPM modulacije u DS

## 2. ANALIZA PROCESNOG POJAČANJA U DS/CPM SISTEMU

Signal proširenog spektra sa DS u prisustvu aditivnog ometačkog signala definisan je izrazom

$$u(t) = \sqrt{S} s(t) + \sqrt{J} n(t) \quad (1)$$

gde je  $s(t)$  signal proširenog spektra sa DS koji je CPM modulisan

$$s(t) = d(t) \cos \left\{ \omega_0 t + \phi[t, c(t)] \right\}, \quad (2)$$

pri čemu je  $d(t)$  signal poruke

$$d(t) = \sum_j d_j \Pi(t - jT_d), \quad d_j \in \{-1, +1\} \quad (3)$$

a  $\Pi(t)$  je pravougaoni impuls jedinične amplitude i trajanja  $T_d$ .  $c(t)$  je pseudoslučajna (PN) sekvenca

$$c(t) = \sum_i c_i \Pi(t - iT_c) \quad (4)$$

pri čemu je  $T_c$  trajanje pravougaonog impulsa jedinične amplitude tj. bita sekvence. Svaki od bita PN sekvence može da ima vrednost

$$c_i = \pm 1, \pm 3, \dots, \pm(M-1) \quad i=0, \pm 1, \pm 2 \dots \quad (5)$$

Faza signala u tom slučaju iznosi

$$\phi[t, c(t)] = 2\pi h \sum_i c_i q(t - iT_c). \quad (6)$$

U prethodnom izrazu  $q(\tau)$  je fazni odziv na konačnom intervalu  $0 < \tau < LT_c$ , a 0 drugde,  $L$  dužina impulsa izražena u jedinicama  $T_c$  i  $h$  indeks modulacije.

Pretpostavljeno je da  $d(t)$ ,  $c(t)$  i  $n(t)$  imaju srednju vrednost jednaku nuli, srednja kvadratna vrednost je jedinična tako da  $S$  i  $J$  predstavljaju snagu signala, odnosno snagu ometača respektivno. Ometač je modeliran kao pojasni signal proizvoljnog talasnog oblika, stacionaran u širem smislu koji se može predstaviti izrazom

$$n(t) = n_c(t) \cos \omega_0 t - n_s(t) \sin \omega_0 t. \quad (7)$$

U toku analize pretpostavljeno je da su uspostavljene kodna sinhronizacija, sinhronizacija nosioca i sinhronizacija bita poruke tj. razmatran je idealan sistem.

Prijemnik DS signala je modifikovan u odnosu na klasičan prijemnik u DS sistemima [3] na taj način što lokalno generisana PN sekvenca moduliše referentni nosilac. Posle korelacije sa lokalno generisanim CPM signalom i koherentne demodulacije niskofrekvencijski deo signala  $x(t)$  na ulazu u integrator sa rasterećenjem dat je izrazom

$$x(t) = \frac{\sqrt{S}}{2} d(t) + \frac{\sqrt{J}}{2} n_1(t), \quad (8)$$

gde je  $n_1(t)$  ekvivalentni sum na ulazu integratora sa rasterećenjem dat izrazom

$$n_1(t) = n_c(t) \cos \phi[t, c(t)] + n_s(t) \sin \phi[t, c(t)]. \quad (9)$$

Signal na izlazu integratora sa rasterećenjem definisan je izrazom

$$y(T_d) = \frac{\sqrt{S}}{2} d(T_d) T_d + \frac{\sqrt{J}}{2} n_o(T_d), \quad (10)$$

gde je  $n_o(T_d)$  odbirak ekvivalentnog šuma na izlazu. U tom slučaju odnos signal/šum na izlazu demodulatora dat je relacijom

$$\left[ \frac{S}{N} \right]_o = \frac{S d^2(T_d) T_d^2}{J n_o^2}. \quad (11)$$

Srednja kvadratna vrednost ekvivalentnog šuma na izlazu demodulatora (integratora sa rasterećenjem) data je izrazom [3]

$$\overline{n_o^2} = \frac{\int_0^{T_d} n_1(T_d - \lambda_1) d\lambda_1 \int_0^{T_d} n_1(T_d - \lambda_2) d\lambda_2}{T_d} \quad (12)$$

koji se može pojednostaviti

$$\overline{n_o^2} = 2 \int_0^{T_d} (T_d - \tau) R_{n_1 n_1}(\tau) d\tau, \quad (13)$$

gde je  $R_{n_1 n_1}(\tau)$  autokorelacija ekvivalentnog šuma na izlazu integratora sa rasterećenjem jednaka

$$\begin{aligned} R_{n_1 n_1}(\tau) = & R_{cc}(\tau) \overline{\cos \phi(t) \cos \phi(t+\tau)} + R_{ss}(\tau) \overline{\sin \phi(t) \sin \phi(t+\tau)} \\ & + R_{cs}(\tau) \overline{\cos \phi(t) \sin \phi(t+\tau)} + R_{sc}(\tau) \overline{\sin \phi(t) \cos \phi(t+\tau)}. \end{aligned} \quad (14)$$

Niskofrekvencijski (NF) ekvivalent autokorelacione funkcije ometačkog signala može se predstaviti u obliku

$$R_j(\tau) = 0.5 \left[ R_{cc}(\tau) + R_{ss}(\tau) \right]. \quad (15)$$

Kompleksna NF autokorelaciona funkcija CPM signala se izračunava generalnom numeričkom metodom. Uz pretpostavku da su biti PN sekvence jednako verovatni sa verovatnoćom  $1/M$ , može se izraziti jednačinom [2]

$$\begin{aligned} R_{CPM}(\tau) = R_{CPM}(\tau' + mT_c) = & \frac{1}{T_c} \int_0^{T_c} \prod_{i=1}^{m-1} \left[ \frac{2}{M} \sum_{\substack{k=1 \\ \text{neparno}}}^{M-1} \cos 2\pi h_k \right. \\ & \left. \left[ q(\theta - 1T_c) - q(\theta + \tau' - (1-m)T_c) \right] d\theta, \quad 0 \leq \tau' < T_c, \quad m=0, 1, 2, \dots \right] \end{aligned} \quad (16)$$

pri čemu je  $R_{CPM}(\tau)$  realna funkcija. Smenom u izraz (13) dobija se

$$\overline{n_o^2} = 2 \int_0^{T_d} (T_d - \tau) R_{CPM}(\tau) R_j(\tau) d\tau \quad (17)$$

gde su  $R_{CPM}(\tau)$  i  $R_J(\tau)$  autokorelacione funkcije CPM signala i ometača respektivno.

Procesno pojačanje je definisano u opštem slučaju kao količnik odnosa signal/šum na izlazu i odnosa signal/suma na ulazu prijemnika. Kada je primenjena CPM modulacija jednako je

$$PG = \left\{ \frac{2}{T_d} \int_0^{T_d} \left(1 - \frac{\tau}{T_d}\right) R_{CPM}(\tau) R_J(\tau) d\tau \right\}^{-1} \quad (18)$$

Prethodni rezultat predstavlja generalniji izraz od rezultata datih u [3,4] jer uzima u obzir proizvoljnu CPM modulaciju PN sekvence. Za uobičajene vrednosti odnosa  $T_d/T_c$  član  $(1-\tau/T_d)$  se može zanemariti.

Kako je autokorelaciona funkcija CPM signala jednaka nuli za  $\tau > (L+1)T_c$  [2], u prethodnom izrazu gornja granica integrala iznosi  $(L+1)T_c$  umesto  $T_d$ .

Uticao primene CPM modulacija na procesno pojačanje DS sistema određuje se poredjenjem sa referentnim sistemom (DS/BPSK sistem sa tonskim ometačem na učestanosti nosioca) izračunavanjem relativnog procesnog pojačanja (APG) definisanog izrazom

$$APG = \frac{PG}{T_d/T_c} = \left\{ \frac{2}{T_c} \int_0^{(L+1)T_c} R_{CPM}(\tau) R_J(\tau) d\tau \right\}^{-1} \quad (19)$$

Prethodni izraz pokazuje da procesno pojačanje DS/CPM sistema zavisi kako od vrste ometača tako i od parametara modulacije:

- $q(t)$  faznog odziva koji određuje tip CPM modulacije odnosno broja kontinualnih izvoda  $r$  funkcije  $q(t)$ ,
- $M$  broja digitalnih nivoa PN sekvence,
- $H$  indeksa modulacije,
- $L$  dužine impulsa u osnovnom opsegu.

Tokom analize pretpostavljeno je da je trajanje bita PN sekvence u DS/CPM i DS/BPSK sistemu jednako. U narednim primerima razmatrana je primena pojedinih tipova CPM signala: RC (Raised Cosine), HCS (Half Cycle Sinusoid) i CRC (Convolved Raised Cosine) [2].

Za slučaj tonskog ometača na učestanosti nosioca DS sistema integral u izrazu (19) svodi se na integral autokorelacione funkcije modulisanog PN sekvence. Relativno procesno pojačanje za pojedine CPM signale prikazano je na Sl.1. u funkciji dužine impulsa  $L$  za binarne i kvaternarne modulacije i tipičnu vrednost indeksa modulacije  $h=0.5$ . Promena parametra  $L$  dovodi do promene procesnog pojačanja, najčešće do degradacije, pri čemu zavisnost nije linearna već se određuje izračunavanjem APG za svaku vrstu modulacije posebno.

Degradacija procesnog pojačanja iznosi između 1-6 dB kada se dužina impulsa  $L$  menja od 1-10. Degradacija je veća za modulacije koje imaju manji broj kontinualnih izvoda  $r$  funkcije  $q(t)$ , jer je autokorelaciona funkcija tih modulacija šira [2]. U primeru na Sl.1. za vrednost parametra  $M=2$  HCS ( $r=1$ ) modulacija ima u odnosu na RC modulaciju ( $r=2$ ) lošije performanse do 0.5 dB, odnosno 0.7 dB u odnosu na CRC modulaciju ( $r=3$ ). Razlike vrednosti procesnog pojačanja se javljaju za veće vrednosti parametra  $L$ , dok za  $L=1$  razlike praktično ne postoje.

Kada je parametar  $M=4$  autokorelaciona funkcija modulisanog signala je uža, pa za vrednosti  $L < 3$  postoji poboljšanje procesnog pojačanja, dok je za  $L > 3$  prisutna degradacija čija je maksimalna vrednost 3 dB kada je  $L=10$ .

Povećanje indeksa modulacije  $h$  utiče na širenje spektra CPM signala, ali u tom slučaju analiza sa tonskim ometačem na učestanosti nosioca ne daje pravu sliku o performansama sistema jer su na ometanje osetljivije učestanosti koje odgovaraju vrednostima "+1" i "-1" PN sekvence.

Za ometač sa ponavljanjem (zakašnjeni DS signal) autokorelaciona funkcija ometača je ista kao i autokorelaciona funkcija modulisanog signala.

Na Sl.2. prikazano je relativno procesno pojačanje u funkciji dužine impulsa  $L$  za parametre  $h=0.5$  i  $M=2$  kada je na ulazu u sistem prisutan ometač sa ponavljanjem. Degradacija procesnog pojačanja ima maksimalnu vrednost do 5 dB za  $L$  koje se kreće od 1-10. Kada je indeks modulacije  $h=1.5$  autokorelaciona funkcija je uža, pa je ostvareno poboljšanje procesnog pojačanja koje je prikazano na istoj slici.

Poboljšanje PG u DS/CPM sistemu za ometač sa ponavljanjem u odnosu na slučaj kada je prisutan tonški ometač za istu vrstu modulacije iznosi između 1.1-1.5 dB zavisno od parametra vrednosti parametra  $L$ , pri čemu su  $h=0.5$  i  $M=2$ .

Kada je ometač na ulazu u sistem širokopolasni ometač (Gausov sum) primenom različitih tipova filtara na ulazu prijemnika dolazimo do čitave klase različitih ometača [4]. Zavisnost  $\Delta PG$  u funkciji normalizovane širine ometača  $\gamma=2BT_c$  prikazana je na Sl.3. za binarnu HCS modulaciju sa parametrima  $L=1$  i  $L=5$  (indeks modulacije  $h=0.5$ ). Ukoliko je prelaz u nepropusni opseg filtra oštiji performanse sistema su bolje. Za Butterwothov filter trećeg reda postize se efikasnost približno kao i sa idealnim filtrom.

### 3. POBOLJŠANJE PROCESNOG POJAČANJA U DS/CPM SISTEMU

S obzirom na prednosti koje poseduju sistemi sa PS i na sve veći interes za njihovom primenom u javnim telekomunikacionim službama, potrebno je u slučaju njihovog korišćenja izmeniti i način dodele frekvencijskog opsega za rad, imajući u vidu specifičnosti ovakvih sistema.

Da bi se eliminisao uticaj interferencije na postojeće uskopojasne sisteme, koja predstavlja problem uprkos maloj spektralnoj gustini srednje snage sistema (SGSS) sa PS, predloženo je da se poseban opseg dodeli za rad isključivo sistemima sa PS, pri čemu bi se ograničio nivo spektralnih komponenata van dodeljenog opsega [1]. Iz izloženog je jasno da je ovakav pristup primeren DS sistemima, jer se u slučaju sistema sa frekvencijskim skakanjem može postići efikasno rešenje i izbegavanjem već zauzetih opsega.

Odnosom  $T_d/T_c$  definisan je faktor širenja spektra u DS sistemima. Uz pretpostavku da je  $T_d$ , trajanje bita signala poruke konstatno, moguće je definisati poboljšanje procesnog pojačanja (PGI processing gain improvement) [5] u DS/CPM sistemu u odnosu na DS/BPSK sistem kao

$$PGI = \frac{T_{c \text{ PSK}}}{T_{c \text{ CPM}}} \quad (20)$$

gde su vrednosti  $T_c$  za pojedine sisteme određene iz uslova koji ograničavaju nivo bočnih lobova, a širina dodeljenog opsega je jednaka za oba sistema. Ograničenje nivoa bočnih lobova ograničava i protok PN sekvence, pa je, s obzirom na spektralnu efikasnost CPM signala, moguće postići veći protok PN sekvence i ostvariti veće procesno pojačanje u dodeljenom opsegu kada je primenjena CPM modulacija.

U narednim razmatranjima prilikom poredjenja pojedinih modulacija usvojeno je da se analiziraju slučajevi kada nema filtriranja na izlazu predajnika, jer postojanje nelinearnosti u telekomunikacionom kanalu dovodi do ponovnog pojavljivanja bočnih lobova i pored filtriranja signala.

U literaturi postoji više definicija širine opsega za digitalne signale [6]. Za poredjenje DS sistema usvojena je definicija koja ograničava nivo lobova funkcije SGSS. Po toj definiciji svuda van određenog opsega nivo spektralnih komponenata SGSS mora da je ispod propisanog nivoa koji se određuje u odnosu na nivo komponente na učestanosti nosioca. Tipičan nivo slabljenja komponenata u odnosu na centralnu je 35 ili 50 dB [6], mada su u pojedinim realizacijama prisutni i oštiri zahtevi. Ovaj kriterijum nalazi primenu u koordinaciji rada više modulatora kada se koristi

interferencija u susednim kanalima.

Poboljšanje procesnog pojačanja za navedeni kriterijum prikazano je na Sl.4. za binarne CPM signale sa indeksom modulacija  $h=0.5$ . Porast dužine impulsa  $L$  rezultuje u kompaktnijem spektru signala, odnosno većem poboljšanju procesnog pojačanja. Za različite tipove modulacija sa istom vrednosti parametra  $L$  u slučaju manje oštrog ograničenja nivoa bočnih lobova najmanje poboljšanje ostvaruju modulacije koje imaju najveću vrednost parametra  $r$  (CRC). Kada su uslovi ograničenja oštriji, s obzirom na brže asimptotsko opadanje nivoa spektralnih komponenata modulacija koje imaju veću vrednost parametra  $r$ , upravo ove modulacije ostvaruju veće poboljšanje procesnog pojačanja.

#### 4. ZAKLJUČAK

U prethodnim poglavljima analiziran je uticaj primene CPM modulacija na procesno pojačanje DS sistema poredjenjem sa referentnim DS/BPSK sistemom. Dva osnovna obeležja su degradacija procesnog pojačanja za jednake protoke PN sekvence u oba sistema (zavisi od parametara modulacije i vrste ometača) i poboljšanje procesnog pojačanja usled spektralne efikasnosti CPM signala kada sistemi rade u dodeljenom opsegu (zavisi od postavljenih ograničenja za nivo bočnih lobova van dodeljenog opsega).

Pod pretpostavkom da DS sistem radi u dodeljenom opsegu frekvencija procesno pojačanje DS/CPM sistema je

$$(PG)_{DS/CPM} = (T_d/T_c)_{DS/CPM} + (APG) = (T_d/T_c)_{DS/PSK} + (PGI) + (APG) \quad (21)$$

gde su navedene veličine izražene u dB. U odnosu na DS/BPSK sistem sa zadatim faktorom širenja spektra razlikuje za član

$$(\delta PG) = (PGI) + (APG) \quad (22)$$

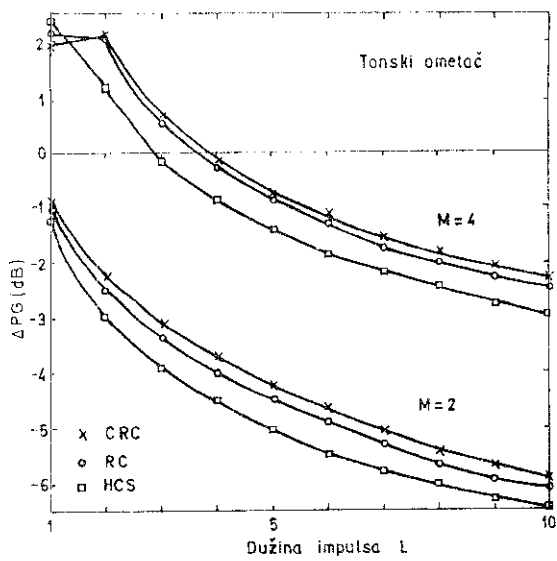
koji zavisi od više parametara. Uticaj pojedinih ne može se direktno definisati analitički jer je zavisnost izrazito složena (npr. kriterijumi koji ograničava nivo lobova van dodeljenog opsega). Optimizacija procesnog pojačanja po svim parametrima je teško ostvarljiva, pa se pristupa proceni združenog uticaja najznačajnijih parametara za karakteristične slučajeve.

Kao primer analiziran je DS sistem sa RC modulacijom u prisustvu tonskog ometača na frekvenciji nosioca za karakterističan primer binarne modulacije ( $M=2$ ) sa indeksom modulacije  $h=0.5$ . Faktor  $\delta PG$  prikazan je u funkciji dve promenljive koje imaju najveći uticaj na ukupno procesno pojačanje: dužine impulsa  $L$  i nivoa bočnih lobova koji je dozvoljen van dodeljenog opsega  $a_g$ . Na taj način formirana je površina prikazana na Sl.5.

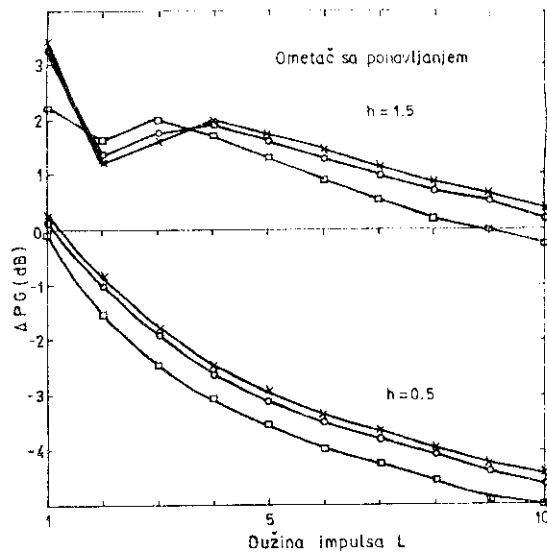
Procesno pojačanje DS/CPM sistema u najvećoj meri zavisi od kriterijuma koji ograničava nivo bočnih lobova van dodeljenog opsega. Dužina impulsa  $L$  pri konstantnoj vrednosti  $a_g$  vrlo malo utiče na  $\delta PG$ , varijacije sa promenom  $L$  su u navedenom primeru reda veličine 1 dB.

Kada je sistemima sa PS dodeljen opseg frekvencija i ograničen nivo spektralnih komponenata van opsega, postiže se značajno poboljšanje procesnog pojačanja u DS/CPM sistemu u odnosu na DS/BPSK, čak i u uslovima kada ograničenja za nivo bočnih lobova van dodeljenog opsega nisu isuviše oštra. Poboljšanje postaje izrazitije kada su ograničenja oštrija.

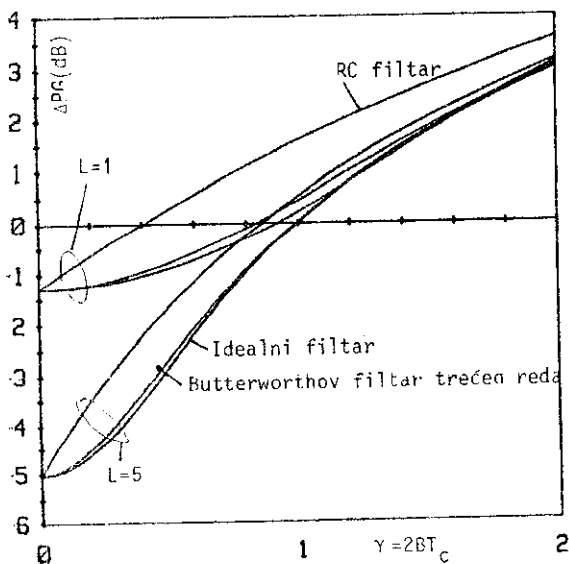
Dobijeni rezultati upućuju na primenu CPM modulacija kao na mogući put u daljem razvoju sistema sa direktnom sekvencom.



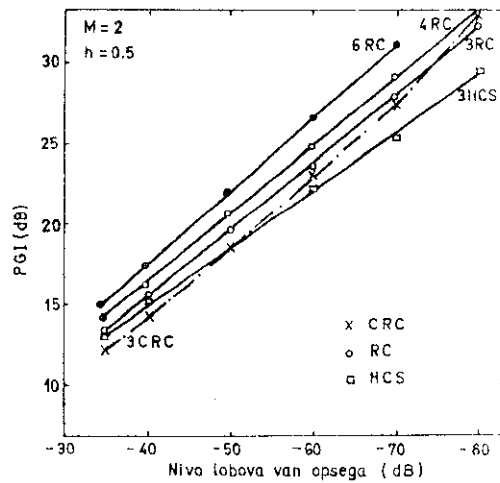
Slika 1. Relativno procesno pojačanje u funkciji dužine impulsa L u prisustvu tonskog ometača



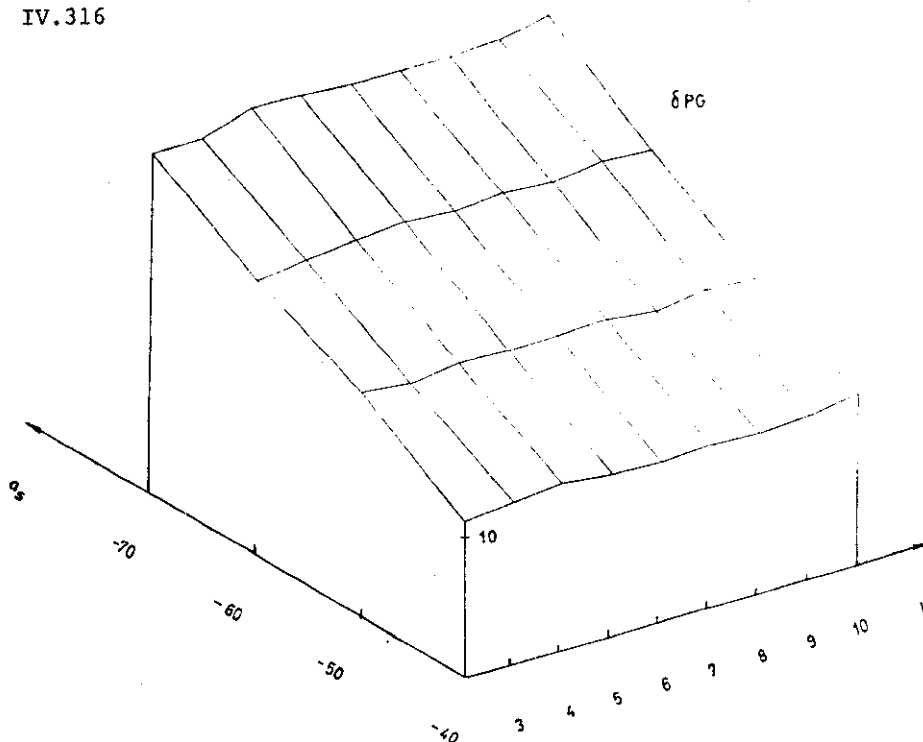
Slika 2. Relativno procesno pojačanje u funkciji dužine impulsa L za ometač sa ponavljanjem



Slika 3. Relativno procesno pojačanje u funkciji normalizovane širine ometača za HCS modulaciju



Slika 4. Poboljšanje procesnog pojačanja u funkciji dozvoljenog nivoa bočnih lobova van dodeljenog opsega



Sl.5. Zavisnost  $\delta PG$  od dozvoljenog nivoa bočnih lobova  $\alpha_s$  i dužine impulsa  $L$  za binarnu RC modulaciju ( $M=2$ ,  $h=0.5$ ) u prisustvu tonskog ometača

#### LITERATURA

- [1] M.Kennedy: "Regulatory Aspects of Spread Spectrum Communications", MILCOM'82, pp 34.2-2 34.2-5
- [2] J.Anderson, T.Aulin, C.E.Sundberg: "Digital Phase Modulation", Plenum Press, 1986.
- [3] L.Couch: "Performance of DS Spread Spectrum Systems", Proceedings of the IEEE, Vol.68, No.2, February 1980, pp 298-300
- [4] B.Levitt: "Effect of Modulation Format and Jamming Spectrum on Performance of Direct Sequence Spread Spectrum Systems" IEEE Nat. Telecommun. Conference 1980, pp 3.4.1-3.4.5
- [5] Zoran Zvonar: "Performance Of Direct Sequence Spread Spectrum Systems Using Continuous Phase Modulation", MELECON'89 Lisbon, Portugal.
- [6] F.Amoroso: "The Bandwidth of Digital Data Signals", IEEE Comm. Magazine, November 1980, pp 13-24