

## DETEKCIJA NASLEPO KONTINUALNIH FREKVENCIJSKI MODULISANIH RADARSKIH SIGNALA

Slobodan Simić, *Vojna akademija-odsek logistike, Ratka Resanovića 1, Beograd*  
Bojan Zrnić, *Ministarstvo odbrane SCG, Beograd*

**Sadržaj** – U radu su analizirani kontinualni frekvencijski modulirani (FMCW) radarski signali, često primenjivani u radarima s malom verovatnoćom presretanja (LPI radari). Detekcija se obavlja uz nepoznate ostale parametre kao što su tip modulacije, modulacioni period, odnos signal/šum, širina zauzetog frekvencijskog opsega, odstupanje učestanosti nosioca od nominalne vrednosti. U osnovi algoritma detekcije je procena periodične autokorelacione funkcije (PACF). Odnos signal/šum je vrlo nizak (-12 dB), što je uobičajena vrednost ovog parametra u sukobu LPI radar-presretač [1]. Realizovan je eksperiment sa realnim predajnikom i prijemnikom FMCW signala, a rezultati obrade primljenih signala dati su u radu.

### 1. UVOD

LPI radari koriste tehnike proširenog spektra koje im obezbeđuju dovoljno procesno pojačanje za upotrebu talasnih oblika otpornih na presretanje. Za razliku od konvencionalnih radara koji rade s visokim odnosom signal/šum na ulazu u detektor, nivo LPI radarskog signala na ulazu u radarski detektor znatno je ispod nivoa šuma ( $SNR_R \leq -40$  dB). Procesno pojačanje LPI radarskog prijemnika jednako je TB proizvodu upotrebljenog talasnog oblika. Ono omogućuje LPI radaru da neutrališe „ $R^2$  prednost“ koju presretački prijemnik ima u sukobu sa konvencionalnim impulsnim radarom. Prema tome, konvencionalni presretački prijemnik može registrovati LPI radar samo na vrlo kratkim rastojanjima. Da bi presretački prijemnik mogao detektovati LPI radar na istom rastojanju kao što može detektovati konvencionalni impulsni radar, on mora obezbediti procesno pojačanje jednako procesnom pojačanju radarskog prijemnika. To se jedino može ostvariti ukoliko se izoluje LPI talasni oblik i procene njegovi parametri, kako bi se presretački prijemnik „prilagodilo“ posmatranom signalu. Međutim, LPI radarski signal je teško potpuno izolovati kako bi se izdvojila njegova obeležja. Ovaj proces dodatno komplikuje činjenica da je LPI radarski signal pomešan sa impulsima konvencionalnih radara čije su impulsne snage mnogo veće (do 60 dB iznad nivoa snage LPI radarskog signala).

Pored niskog nivoa snage, neodređenost oblika signala takođe doprinosi smanjenju verovatnoće njegovog presretanja. Teorijski, LPI radari koriste signale slične šumu kako bi postigli „igličastu“ funkciju neodređenosti. Međutim, takvi talasni oblici generalno nisu povoljni za primene u radarima. Posebno nisu pogodni za detektovanje ciljeva s klaterom u pozadini, jer je teško postići kompatibilnost sa sistemom za selekciju pokretnih ciljeva (SPC). U praksi, LPI radari koriste prilično određene talasne oblike koji su, pored pogodnosti za radarske primene, pogodniji i za presretanje. Kontinualni signal sa linearnom frekvencijskom modulacijom ustalio se kao jedan od najpopularnijih LPI talasnih oblika. Za LPI radare, kao i za konvencionalne radare, vrlo je važno

da autokorelaciona funkcija primljenog talasnog oblika ima niske nivoe bočnih lobova, kako bi se izbeglo maskiranje glavnih pikova malih ciljeva bočnim lobovima velikih ciljeva. Širina spektra, obrnuto srazmerna trajanju podimpulsa, određuje rezoluciju po daljini.

### 2. MODEL FMCW SIGNALA

Linearni FMCW signal dat je sledećim modelom:

$$s(t) = A e^{j(2\pi f_0 t + \pi k t^2)}, \quad t \in [(2n-1)T/2, (2n+1)T/2], \quad (1)$$
$$n \in Z, \quad k = \frac{B}{T}$$

gde je  $A$  amplituda,  $f_0$  frekvencija signala nosioca,  $B$  širina zauzetog frekvencijskog opsega a  $T$  modulacioni period.

Sinusni FMCW signal modeluje se na sledeći način:

$$s(t) = A e^{j\left(2\pi f_0 t + b \sin\left(\frac{2\pi t}{T}\right)\right)}, \quad t \in [(2n-1)T/2, (2n+1)T/2], \quad (2)$$
$$n \in Z, \quad b = \frac{TB}{2}$$

Signal primljen presretačkim prijemnikom predstavlja smešu korisnog signala  $s(t)$  i šuma  $n(t)$ :

$$r(t) = s(t) + n(t) \quad (3)$$

Odnos signal/šum definiše se kao:

$$\rho = \frac{\bar{s}}{N} = \frac{A^2}{\sigma^2} \quad (4)$$

gde je  $\sigma^2$  varijansa kompleksnog šuma a  $\bar{s}$  srednja snaga signala. Velika vrednost  $TB$  proizvoda upotrebljenog talasnog oblika (10.000-100.000), pruža mogućnost LPI radaru da emituje signal sa niskim nivoom srednje snage (<10W za domete do 15 km [1]) jer radarski prijemnik ostvaruje procesno pojačanje reda 40-50 dB. To znači da je signal moguće registrovati sa zadovoljavajućom verovatnoćom detekcije iako je odnos signal/šum na ulazu u radarski prijemnik vrlo mali (<-40 dB).

Dalje, LPI radari koriste antene sa vrlo niskim nivoom bočnih lobova (<-40 dB), pa je presretanje po bočnim snopovima sa velikih rastojanja (nekoliko puta većih od dometa radara) otežano, ali ne i nemoguće. Vrednost odnosa signal/šum na ulazu u presretački prijemnik u ovom slučaju je reda -10 dB pa konvencionalni energetska detektori ne mogu da registruju ovakav radar ni sa mnogo kraćih rastojanja, reda dometa radara [1]. U [2] je predložen algoritam za detekciju i procenu bitskog intervala komunikacionog SS DS signala. Kako je u osnovi ovog algoritma procena PACF-a, to se može očekivati da će on dati dobre rezultate kada se primeni na periodične FMCW signale.

### 3. PROCENA PERIODIČNE AUTOKORELACIJE

Primljeni signal,  $r(t)$ , deli se u nepreklopujuće „prozore“ trajanja  $T_p$  (pri tom tačna vrednost  $T_p$  nije bitna; u idealnom slučaju, prozor bi trebao da sadrži samo nekoliko perioda signala  $T$ , ali je algoritam primenjiv u širokom opsegu vrednosti  $T_p$ ). Unutar svakog prozora procenjuje se autokorelacija:

$$\hat{R}_{rr}^{(k)}(\tau) = \frac{1}{T_p} \int_0^{T_p} r(t)r^*(t-\tau)dt \quad (5)$$

gde  $k$  označava redni broj prozora. Pomoću  $K$  prozora može se proceniti drugi momenat procenjenih autokorelacija, koji predstavlja signal na izlazu iz detektora:

$$\eta(\tau) = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K |\hat{R}_{rr}^{(k)}|^2 \quad (6)$$

Ako na ulazu postoji samo šum, tj.  $r(t)=n(t)$ , onda su srednja vrednost i standardna devijacija amplitude signala na izlazu  $\eta(\tau)$ , kao što je pokazano u [2]:

$$m_\eta^{(n)} = \frac{\sigma^4}{T_p W}, \quad \sigma_\eta^{(n)} = \frac{m_\eta^{(n)}}{\sqrt{K}} \quad (7)$$

gde je  $W$  širina propusnog opsega presretačkog prijemnika, a sufiks  $n$  označava da odgovarajuća veličina potiče od šuma. Pokazano je takođe da treba odabrati prag detekcije:

$$\eta_p = m_\eta^{(n)} + 4\sigma_\eta^{(n)} \quad (8)$$

Kada na ulazu postoji signal, pojavljuju se pikovi u  $\eta(\tau)$ , za one vrednosti  $\tau$  kada se impulsi u  $r(t)$  i  $r(t-\tau)$  poklapaju. Uz pretpostavku da signal i šum nisu korelisani, srednju vrednost ovih pikova čine dve komponente od kojih jedna potiče od signala a druga od šuma:

$$m_\eta = m_\eta^{(s)} + m_\eta^{(n)}$$

Pri tome je komponenta koja potiče od signala:

$$m_\eta^{(s)} = \frac{T}{T_p} \bar{s}^2 \quad (9)$$

gde je  $\bar{s}$  srednja snaga signala. Detekcija je moguća ako je srednja vrednost pikova iznad praga detekcije.

Ako se proces detekcije posmatra u diskretnom domenu, odnosno ako je ulazni signal diskretizovan s periodom  $T_s$ , onda će dužina prozora biti  $L=T_p/T_s$ , pa izraz (5) postaje:

$$\hat{R}_{rr}^{(k)}(j) = \frac{1}{L} \sum_{i=1}^L r(i)r^*(i-j) \quad (10)$$

Period odabiranja  $T_s$  možemo povezati sa širinom propusnog opsega presretačkog prijemnika  $W$ . Kako bi odbirci šuma bili nekorelisani, mora biti  $W \geq 1/T_s$ . Biranjem najniže vrednosti za  $T_s$ ,  $W=1/T_s$  i zamenom te vrednosti u (7) dobija se:

$$m_\eta^{(n)} = \frac{\sigma^4}{L}, \quad \sigma_\eta^{(n)} = \frac{m_\eta^{(n)}}{\sqrt{K}} \quad (11)$$

Imajući u vidu da je  $T_p=LT_s$ , i da je  $T_s=1/BQ$  gde je  $Q$  faktor nadodabiranja a  $B$  širina frekvencijskog opsega koji zauzima posmatrani signal, to se zamenom vrednosti parametara  $T_s$  i  $T_p$  u (9) dobija:

$$m_\eta^{(s)} = \frac{Q \cdot TB}{L} \bar{s}^4 \quad (12)$$

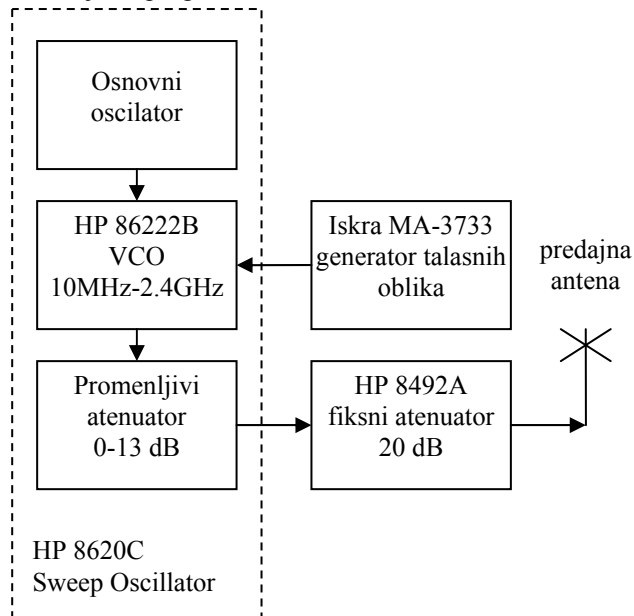
Iz ovog izraza se vidi da će pikovi biti izraženiji što je veći  $TB$  proizvod analiziranog signala.

### 4. POSTAVKA EKSPERIMENTA

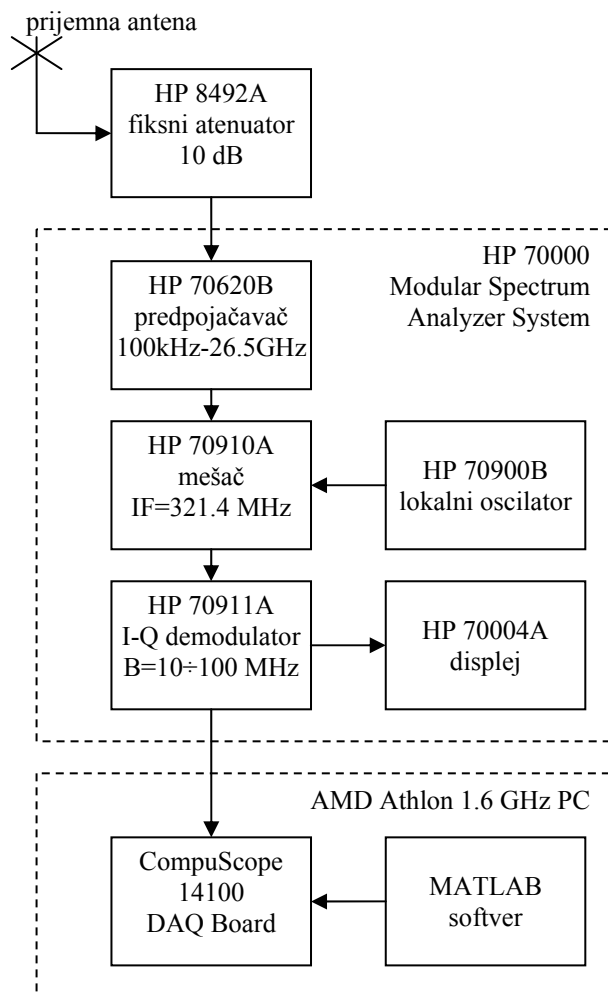
Radi verifikacije opisanog algoritma za detekciju LPI radarskog signala realizovani su funkcionalni modeli predajnika FMCW signala i softverskog prijemnika LPI signala. Postavka omogućuje prijem kontinualnog, frekvencijski modulisanog signala koji se prostire kroz slobodni prostor. Blok šeme predajnika i prijemnika date su redom na slikama 1 i 2.

Za generisanje FMCW signala upotrebljen je HP 8620 Sweep Oscillator. Frekvencija osnovnog oscilatora ovog uređaja podešena je na 2.19 GHz, što nije tipično za LPI radare. Oni uglavnom rade u višim frekvencijskim opsezima. Međutim, ovo nema uticaja na verifikaciju predloženog algoritma jer se akvizicija i obrada podataka obavlja u osnovnom opsegu. Ovaj predajnik sadrži naponski kontrolisani oscilator HP 86222B (VCO-Voltage Controlled Oscillator) kojim se upravlja pomoću generatora talasnih oblika tipa MA 3733. Frekvencija signala na izlazu iz ovog generatora podešena je na 2 kHz tako da period FMCW signala iznosi 0.5 milisekundi ( $PRI=0.5$  ms, što je reda veličine  $PRI$  kod LPI radara). Amplituda signala na izlazu iz generatora MA 3733 podešena je tako da FMCW signal zauzima frekvencijski opseg širine 17 MHz, što rezultuje  $TB$  proizvodom u iznosu od 8500 ( $TB=0.5 \cdot 10^{-3} \cdot 17 \cdot 10^6=8500$ , što je reda veličine  $TB$  proizvoda kod LPI radara). Prijemnik je podešen tako da je centralna frekvencija propusnog opsega 2.18 GHz, a njegova širina 26.1 MHz, što odgovara jednom kanalu hipotetičkog „channelized“ prijemnika (na primer, opseg od 16 GHz je pokriven sa  $8 \cdot 10^8=640$  kanala po 25 MHz). Fiksno slabljenje, koje je posledica propagacije u slobodnom prostoru, ostvareno je odgovarajućim položajem antena, uz dva fiksna atenuatora (20 dB na strani predajnika i 10 dB na strani prijemnika). Predajna snaga menjana je pomoću atenuatora ugrađenog u predajnik., kako bi se postigli različiti nivoi snage signala na ulazu u prijemnik, koji odgovaraju različitim daljinama detekcije. Na ovaj način su ostvarene različite vrednosti odnosa signal/šum na ulazu u prijemnik, pri nepromenjenim ostalim parametrima. To odgovara različitim udaljenostima radar-presreatač. Postojeći varijabilni atenuator u sklopu predajnika HP 8620C može kontinualno da uzima vrednost iz opsega [0, 13] dB. To znači da se nivo predajne snage, a time i vrednost odnosa signal/šum na ulazu u prijemnik može menjati u opsegu širine 13 dB. Antene su postavljene tako da, pri izabranim vrednostima fiksnih atenuatora, opseg u kome se menja ovaj odnos iznosi [-13, 0 dB], što je uobičajena vrednost u sukobu LPI radar-presreatač. Upotrebljene su tri vrste talasnih oblika na izlazu iz generatora MA 3733 pa su dobijene tri vrste FMCW signala. Kada je primenjen testerasti talasni oblik, na izlazu iz predajnika dobijen je linearni FMCW signal (LFM), dok je posle primene sinusnog talasnog oblika dobijen sinusni FMCW na izlazu iz predajnika (SinFM). Treći talasni

oblik koji je upotrebljen jeste pravougaoni. Teorijski, primenom ovakvog talasnog oblika dobija se FMCW signal koncentrisan naizmenično oko dve frekvencije. Pošto upotrebljeni VCO HP 86222B ne može da isprati ovako brzu diskontinualnu promenu frekvencije, to je rezultujući FMCW signal nepravilan (polinomnog tipa – PolyFM) i zauzima frekvencijski opseg uži od 17 MHz.



Sl.1. Blok šema modela predajnika FMCW signala

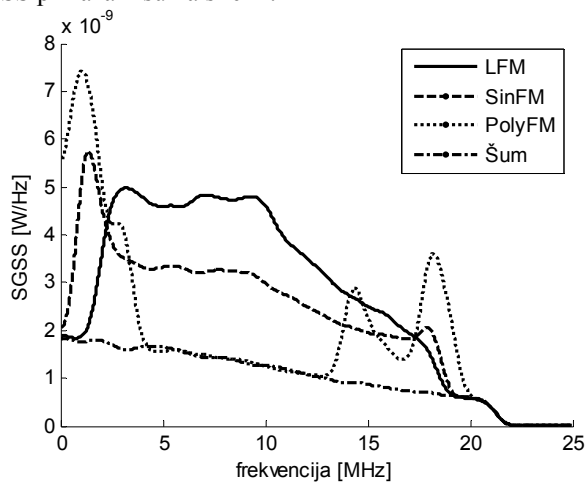


Sl.2. Blok šema modela softverskog prijemnika LPI signala

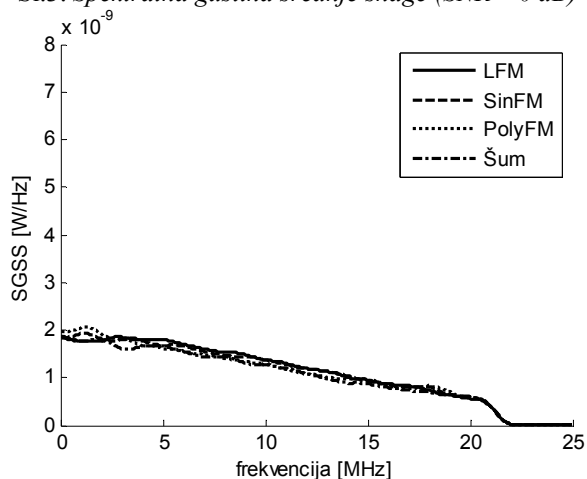
Varijabilni atenuator u sklopu predajnika HP 8620C je postavljan na dve vrednosti, 0 dB i -13 dB, tako da je relativni nivo predajnog signala (snaga predajnog signala  $P_t$  u odnosu na interni referentni nivo snage predajnika,  $P_i$ ) iznosio 0 dB i -13 dB. Primljeni signali su digitalizovani pomoću PC računara sa PCI akvizicijskom karticom CompuScope 14100, sa frekvencijom odabiranja 50 MHz odnosno periodom odabiranja 20 ns.

## 5. REZULTATI EKSPERIMENTA

Na slikama 3 i 4 date su spektralne gustine srednjih snaga (SGSS) slučajnih procesa na ulazu u digitalni deo prijemnika. SGSS su procenjene Welchovim postupkom na osnovu  $2^{16}$  odbiraka, odnosno na intervalu 1.3 ms. Na slici 3 date su SGSS kada je relativni nivo predajnog signala 0 dB. Vidi se da su SGSS procesa koji su smeše signala i šuma iznad SGSS šuma, pa je moguće detektovanje ovakvih signala na bazi procene SGSS. Međutim, ukoliko se nivo snage predajnog signala smanji za 13 dB, za isti iznos smanji se i nivo snage signala na ulazu u digitalni deo prijemnika. Tada se SGSS procesa koji su smeše signala i šuma spuštaju do SGSS šuma i nemoguće ih je razlikovati. Grafici ovih SGSS prikazani su na slici 4.



Sl.3. Spektralna gustina srednje snage (SNR  $\approx$  0 dB)



Sl.4. Spektralna gustina srednje snage (SNR  $\approx$  -12 dB)

U tabeli 1 date su srednjekvadratne vrednosti (snage) slučajnih procesa na ulazu u digitalni deo prijemnika i odgovarajući odnosi signal/šum. Snage slučajnih procesa dobijene su usrednjavanjem trenutne snage (po vremenu) i usrednjavanjem spektralnih gustina srednje snage (po

frekvenciji). Usrednjavanje po vremenu izvršeno je na osnovu  $2^{21}$  odbiraka, odnosno na intervalu od 42 ms. Iz tabele se vidi oba načina procene snage ovih procesa daju približne rezultate.

Tabela 1. Srednjekvadratne vrednosti slučajnih procesa na ulazu u digitalni deo prijemnika i odgovarajući SNR

Tip signala	Tip I (LFM)		Tip II (SinFM)		Tip III (PolyFM)	
	0	-13	0	-13	0	-13
$\sigma^2$ [mW], (t)	66.5	27.5	55.8	27.2	48.5	26.5
$\sigma^2$ [mW], (f)	67.6	27.3	56.0	27.2	48.1	26.6
SNR [dB], $\sigma^2$ (t)	2.1	-10.6	0.8	-11.4	-0.4	-13.2
SNR [dB], $\sigma^2$ (f)	2.2	-11.1	0.8	-11.4	-0.5	-13.1

Uz pretpostavku da su signali nekorelisani sa šumom, odnos signal/šum računat je kao:

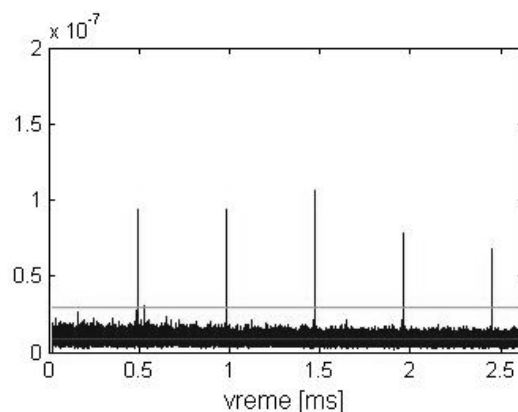
$$SNR = 10 \cdot \log \left( \frac{\sigma_{sn}^2}{\sigma_n^2} - 1 \right) \quad (13)$$

gde je  $\sigma_n^2$  snaga šuma, a  $\sigma_{sn}^2$  snaga slučajnog procesa koji je smeša signala i šuma. Iz tabele se vidi da su nivoi signala i šuma istog reda veličine (SNR je od -0.5 do 2.2 dB) kada je relativni nivo predajne snage 0 dB. Kada se ovaj nivo smanji za 13 dB, nivo signala se spušta daleko ispod nivoa šuma. Odnos signal šum smanjuje se za 13 dB, što je približno dobijeno i primenom (13) a rezultati su dati u tabeli.

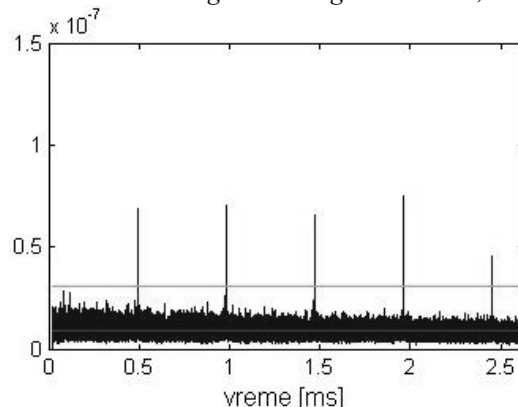
Dobijeni signali su analizirani pomoću prethodno opisanog algoritma. Cilj je bio detektovanje slabog radarskog signala, pri niskim odnosima signal/šum, od -13.2 do -10.6 dB. Na slikama 5-7 prikazane su amplitude signala na izlazu iz detektora (PACF) kada su na ulazu smeše signala (po jednog od tri prethodno navedena tipa) i šuma. Na raspolaganju je bio uzorak od  $N=2^{21}$  odbiraka što odgovara trajanju signala od 42 ms. Jedini parametri algoritma su dužina prozora L i broj prozora K, a oni su povezani relacijom  $L \cdot K = N$ . Algoritam je sproveden za sledeće vrednosti ovih parametara,  $L=2^{17}$ ,  $K=16$ , za sva tri tipa signala. Horizontalnim linijama označene su srednja vrednost amplitude signala na izlazu iz detektora i vrednost proračunatog praga detekcije. Označena srednja vrednost je u ovom slučaju za oko 6% veća od teorijske (11) zbog dve pojave: izvesne korelisanosti između korisnog signala i šuma, i bočnih lobova autokorelacione funkcije radarskog impulsa, koje su u teorijskom razmatranju zanemarene. Međutim ova razlika nije značajna. Sa ovih slika se jasno vidi da su pikovi daleko iznad praga, dok odbirci šuma ne prelaze prag.

## 6. ZAKLJUČAK

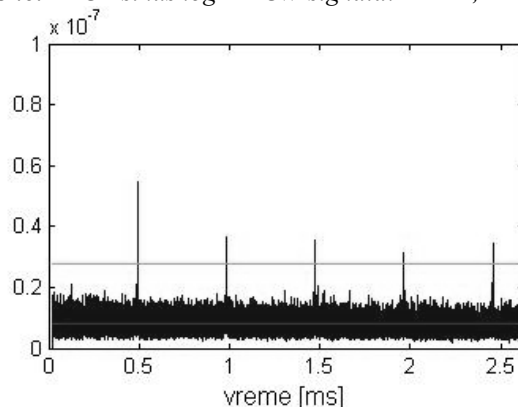
U radu je modifikovan algoritam predložen u [2] i primenjen na jednu klasu LPI radarskih signala. Algoritmom se obavlja detekcija FMCW radarskog signala, a isti je eksperimentalno potvrđen. Buduća istraživanja biće usmerena na istraživanje mogućnosti primene algoritma u rešavanju problema sa identifikacijom radara, tj. u slučaju kada je ulazni signal smeša talasnih oblika nekoliko radara.



Sl.5. PACF linearnog FMCW signala:  $L=2^{17}$ ,  $K=16$



Sl.6. PACF sinusnog FMCW signala:  $L=2^{17}$ ,  $K=16$



Sl.7. PACF polinomnog FMCW signala:  $L=2^{17}$ ,  $K=16$

## LITERATURA

- [1] Phillip E. Pace, „Detecting and Classifying Low Probability of Intercept Radar“, Artech House, Norwood, MA, USA, 2004
- [2] Burel, G., „Detection of Spread Spectrum Transmissions using Fluctuations of Correlation Estimator“, Proc. of IEEE ISPACS, November, 2000, Honolulu, Hawaii, USA

**Abstract** – A method for detection of a FMCW radar signal hidden in the noise is proposed. The proposed method is based on the estimation of a PACF. A theoretical analysis shows that detection is possible, even with very low signal to noise ratio at the detector input. Experimental results are provided to illustrate the approach.

## BLIND DETECTION OF A FMCW RADAR SIGNALS

Slobodan Simić, Bojan Zrnić