

## PROCENA DOPLEROVE FREKVENCije U SOFTVERSKOM MODELU PRIJEMNIKA KONVENCIONALNOG RADARA

Dejan Ivković, *Vojna akademija Vojske Srbije i Crne Gore, Beograd*  
 Miroslav Dukić, *Elektrotehnički fakultet, Beograd*

**Sadržaj** – U ovom radu je opisan koncept estimacije Doplerove frekvencije u softverskom modelu radarskog prijemnika na bazi FFT i MUSIC metode. Prikazani su i rezultati simulacije koji ilustruju mogućnosti i performanse primenjenog postupka za estimaciju.

### 1. UVOD

Procena Doplerovog pomaka u reflektovanom signalu radarskog cilja pruža mogućnost selekcije pokretnih ciljeva koji se nalaze unutar jakog klatera, a samim tim i tzv. brisanje stalnih odraza, koji potiču od nepokretnih “ciljeva” (odrazi od tla, oblaka, kiše, morske površine itd.). Iz precizno procenjene Doplerove frekvencije dobija se radijalna komponenta brzine cilja  $V_r$ , koja predstavlja bitnu informaciju na osnovu koje se može preciznije izvršiti predikcija putanje po kojoj se kreće cilj i njegovo automatsko praćenje.

Cilj ovog rada je dalje razvijanje softverskog modela bloka za obradu signala jednog konvencionalnog radarskog prijemnika. Bitan motiv za rad na ovom problemu je implementacija novih funkcija u postojeći radarski sistem.

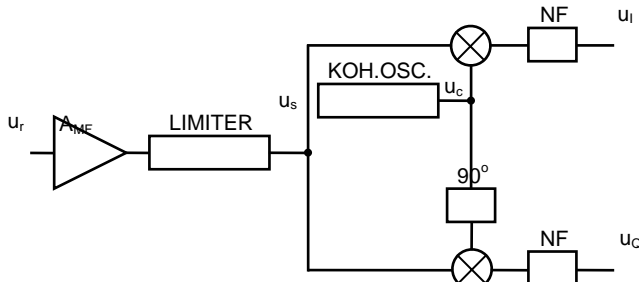
### 2. MATEMATIČKI MODEL SIGNALA

Na slici 1. prikazana je blok šema IQ-demodulatora sa MF pojačavačem. Signal na ulazu MF pojačavača  $u_r(t)$  na međufrekvenciji  $f_o$  može se izraziti na sledeći način:

$$u_r(t) = U_r \cos(\omega_o t + \Phi(t) + \phi_r), \quad (1)$$

gde su:

- $\omega_o = 2\pi f_o$  kružna međufrekvencija,
- $\Phi(t) = 2\pi f_d t$  promena faze reflektovanog signala usled kretanja cilja i postojanja Doplerove frekvencije  $f_d$ ,
- $\phi_r$  početna faza reflektovanog signala i
- $U_r$  amplituda reflektovanog signala.



Sl.1. Blok šema IQ-demodulatora

O-demodulator postoji signala oblika:

$$u_s(t) = A_{MF} U_r \cos(\omega_o t + \Phi(t) + \phi_r), \quad (2)$$

gde je  $A_{MF}$  vrednost pojačanja MF pojačavača. Signal na izlazu koherentnog oscilatora može se izraziti na sledeći način:

$$u_c(t) = U_c \cos(\omega_o t + \phi_c), \quad (3)$$

gde su: -  $U_c$  amplituda signala koherentnog oscilatora i  
 -  $\phi_c$  početna faza signala koherentnog oscilatora.

Na izlazu I i Q grane demodulatora dobijaju se signali u osnovnom opsegu. Oblik signala u I grani je [3]:

$$u_i(t) = U_s \cos(2\pi f_d t + \phi_1), \quad (4)$$

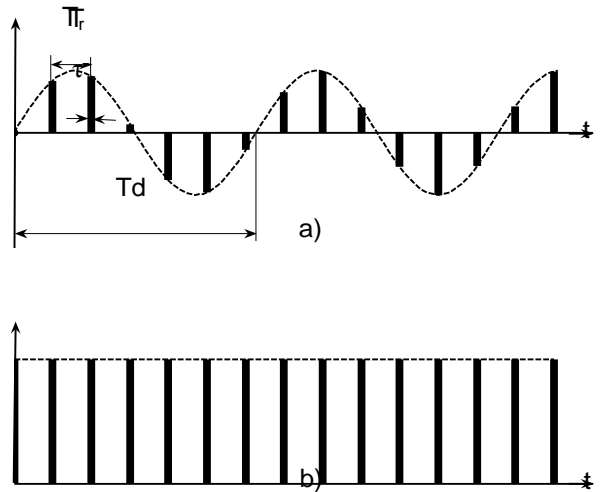
gde je  $\phi_1 = \phi_r - \phi_c$  fiksni fazni pomeraj.  $U_s$  je amplituda tog

signala i iznosi:  $U_s = \frac{A_{MF} U_r U_c}{2}$ . (5)

Pošto Doplerova frekvencija zavisi od radijalne komponente brzine cilja  $V_r$  i talasne dužine predajnog signala  $\lambda$  izlazni signal u I-grani predstavlja sinusoidu frekvencije  $2V_r/\lambda$ , odnosno periode:

$$T_d = \frac{\lambda}{2V_r}. \quad (6)$$

Ona je predstavljena isprekidanom linijom na slici 2.a).



Sl.2. Video impulsi na izlazu I grane IQ-demodulatora:

a) kada se cilj kreće, b) kada se cilj ne kreće

U Q-grani na ulaz njenog produktog mešača dovode se signal  $u_s(t)$  i signal  $u_c(t)$  pomeren po fazi za  $90^\circ$ , tako da je na njenom izlazu signal oblika:

$$u_q(t) = U_s \sin(2\pi f_d t + \phi_1). \quad (7)$$

Signal na izlazu IQ-demodulatora  $u_{DM}$  može se napisati u analitičkom obliku na sledeći način:

$$u_{DM}(t) = u_I + ju_Q = U_s e^{j(2\pi f_d t + \phi)}. \quad (8)$$

Sinusoide iz jednačina (4) i (7) nisu kontinualne, već predstavljaju niz od  $N$  uzoraka širine  $\tau \ll T_d$  uzetih sa periodom odabiranja  $T_r$ . Sa  $\tau$  je označena širina predajnog impulsa radara, a  $T_r$  je perioda ponavljanja impulsa jednaka:

$$T_r = \frac{1}{f_r}, \quad (9)$$

gde je  $f_r$  frekvencija ponavljanja predajnih impulsa. Broj  $N$  predstavlja broj uzoraka svake sinusoide u I i Q-grani i zavisi od frekvencije ponavljanja predajnih impulsa  $f_r$ , frekvencije obrtanja antene radara  $f_s$  i širine dijagrama zračenja antene  $\theta_{3dB}$  po formuli:

$$N = \frac{f_r \theta_{3dB}}{2\pi f_s}. \quad (10)$$

Na osnovu ovoga signal na izlazu IQ-demodulatora može biti napisan u diskretnom obliku na sledeći način:

$$u_{DM}(k) = U_s e^{j(2\pi k f_d + \phi)}, \quad (11)$$

gde je  $k$  celobrojni umnožak periode ponavljanja impulsa  $T_r$ :

$$k = n \cdot T_r, \quad n \in \{0, 1, 2, \dots, N-1\}. \quad (12)$$

Dakle, stvarni izlazni signal IQ-demodulatora predstavlja niz bipolarnih video impulsa promenljive amplitude, čija je obvojnica  $u_{DM}(t)$ . Oni su predstavljeni na slici 2.a) punom linijom, gde je pretpostavljeno da je  $T_d > T_r$ . Ukoliko je radijalna komponenta brzine jednaka nuli (cilj je nepokretan, ili se kreće po kružnoj putanji oko radara), izlazni signal IQ-demodulatora je oblika [3]:

$$u_{DM}(k) = U_s e^{j\phi}, \quad (13)$$

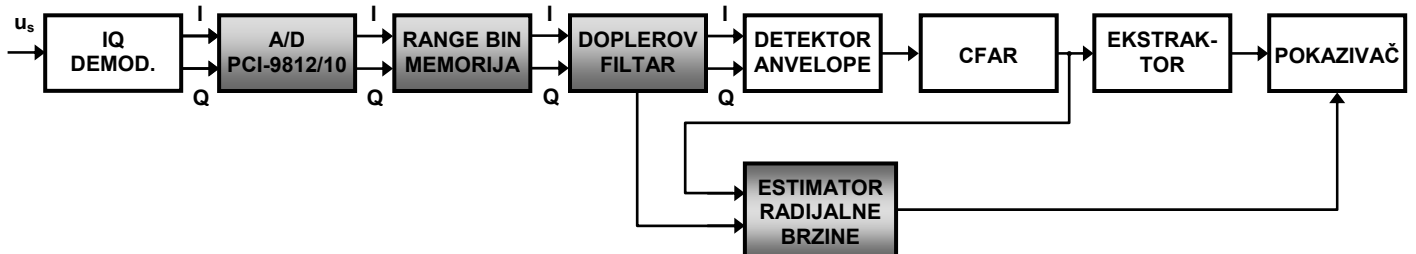
pa su video impulsi iste amplitude (slika 2.b)).

### 3. PROCENA DOPLEROVE FREKVENCIJE

Iz procenjene frekvencije anvelope signala  $u_{DM}(t)$ , može se odrediti radijalna komponenta brzine  $V_r$  detektovanog pokretnog cilja na sledeći način:

$$V_r = \frac{f_d \lambda}{2}. \quad (14)$$

Signali u I i Q grani se digitalizuju kao u radu [4]. Blokovi softverskog radarskog prijemnika koji su korišćeni u ovom radu radi procene Doplerove frekvencije su osenčeni na slici 3, a dodat je blok estimator radijalne brzine koji ne postoji u realnom radaru, čiji se signali iz IQ-demodulatora digitalizuju. Ovaj novi blok na osnovu procene Doplerove frekvencije daje na svom izlazu informaciju o radijalnoj brzini cilja. Nazivi ostalih blokova, kao i njihov redosled



Sl. 3. Blok šema softverskog radarskog prijemnika

uglavnom se slažu sa originalnom blok šemom upotrebljenog radara. A/D konverzija se vrši pomoću kartice PCI-9812/10, na kojoj se nalazi jedan četvorokanalni A/D konvertor sa maksimalnom frekvencijom odabiranja od 20 MHz po kanalu. Ova kartica istovremeno odabira signale iz I i Q grane koji dolaze sa IQ demodulatora, na trećem kanalu vrši se odabiranje sinhronizacionih impulsa na izlazu iz generatora impulsne frekvencije radara, a četvrti kanal odabira tzv. "impuls severa", koji daje informaciju o trenutku prolaska snopa antene preko nultog azimuta.

Sledi blok nazvan RANGE BIN memorija u kome se vrši smeštanje podataka sa A/D konvertora i njihova priprema za obradu u narednim blokovima. Ova memorija sadrži u sebi pakete podataka iz I i Q grane [4]. Svaki red predstavlja I i Q odbirke istog bina daljine, a svaka kolona sadrži I i Q odbirke jednog predajnog impulsa. Ovakva matrica podataka generiše se za svaki položaj antene po azimutu.

Doplerov filtar je realizovan kao transverzalni filtar trećeg reda [2]. Težinski koeficijenti su 1, -2 i 1. Filtriranje se vrši nad vektorima podataka iz istog bina daljine. Ovaj filtar briše stalne odraze.

Kao što je već rečeno, estimator radijalne brzine, preko odgovarajućeg algoritma procenjuje Doplerov pomak reflektovanog signala od cilja, a onda na osnovu jednačine (14) proračunava radijalnu brzinu cilja i tu informaciju pridružuje prostornim koordinatama cilja, a zatim je prosleđuje do bloka pokazivača. Digitalizovani signali iz I i Q grane od impulsa do impulsa se dovode u banku Doplerovih filtara koja može biti realizovana na različite načine. U ovom radu analiziraju se rezultati procene Doplerove frekvencije na bazi brze Furijeove transformacije (FFT) i pomoću poznate visokorezolucione metode MUSIC (Multiple Signal Classification).

MUSIC algoritam je razvijen u prostornom domenu kao algoritam koji omogućava procenu parametara superponiranih signala na antenskom nizu, pri čemu se superponirani signali delimično ili potpuno preklapaju vremenski i spektralno.

Iako je bazično razvijen u prostornom domenu, brojne su primene ovog algoritma za procenu superponiranih signala u vremenskom domenu (kao što je procena vremenskog kašnjenja poznatih sekvenci), spektralnom domenu (kao što je spektralna analiza ili procena parametara superponiranih sinusnih signala u šumu) kao i u združenom prostorno-vremensko-frekvencijskom domenu. U ovom radu primenjen je za procenu Doplerovog pomaka

MUSIC algoritam je viskokorezoluciona metoda koja se zasniva na proceni korelacione matrice signala i nekim specifičnim svojstvima te matrice.

U konkretnm slučaju korelaciona matrica se procenjuje na sledeći način [1]:

$$\mathbf{R} = \frac{1}{2(N-M)} \sum_{n=M+1}^N [\mathbf{u}(n)\mathbf{u}^H(n) + \mathbf{u}^{B*}(n)\mathbf{u}^{BT}(n)], \quad (16)$$

gde je:

-  $\mathbf{u}(n)$  ulazni vektor dimenzija  $(M+1) \times 1$  definisan kao:

$$\mathbf{u}^T(n) = [u(n), u(n-1), \dots, u(n-M)], \quad (17)$$

-  $\mathbf{u}^B(n)$  reverzni ulazni vektor dimenzija  $(M+1) \times 1$  definisan kao:

$$\mathbf{u}^{BT}(n) = [u(n-M), u(n-M+1), \dots, u(n-1), u(n)], \quad (18)$$

-  $N$  ukupan broj uzoraka ulaznog signala i

-  $M$  red FIR filtra koji se koristi u algoritmu

Od  $(M+1-K)$  najmanjih sopstvenih vrednosti korelacione matrice formira se matrica  $\mathbf{X}_N$  dimenzija  $(M+1) \times (M+1-K)$  čiji elementi određuju matricu podprostora šuma.

Spektar ulaznog signala se izračunava prema jednačini koja je data u [2]:

$$S(\omega) = \frac{1}{\sum_{i=K+1}^{M+1} |\mathbf{s}^H(\omega)\mathbf{x}_i|^2} = \frac{1}{\mathbf{s}^H(\omega)\mathbf{X}_N\mathbf{X}_N^H\mathbf{s}(\omega)}, \quad (19)$$

gde je: -  $\mathbf{s}(\omega)$  vektor signala definisan kao:

$$\mathbf{s}^T(\omega) = [1, e^{-j\omega}, e^{-j2\omega}, \dots, e^{-jM\omega}] \quad (20)$$

-  $\mathbf{x}_i$  i-ti sopstveni vektor korelacione matrice  $\mathbf{R}$  iz (7).

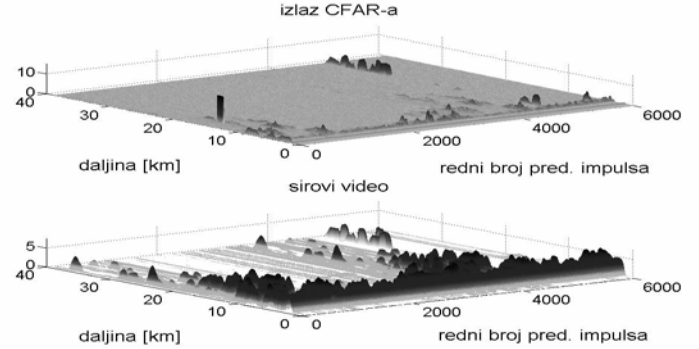
Frekvencije sinusoida su određene kao argumenti maksimuma funkcije  $S(\omega)$ .

Radi lakše verifikacije rada bloka estimatora radjalne brzine kao i kompletnog ranije projektovanog modela softverskog radarskog prijemnika u realni signal klatera dodat je signal cilja iz IQ-demodulatora po jednačini (8), čiji oblik odgovara realnoj situaciji sa ciljem koji se kreće određenom brzinom.

#### 4. REZULTATI SIMULACIJE

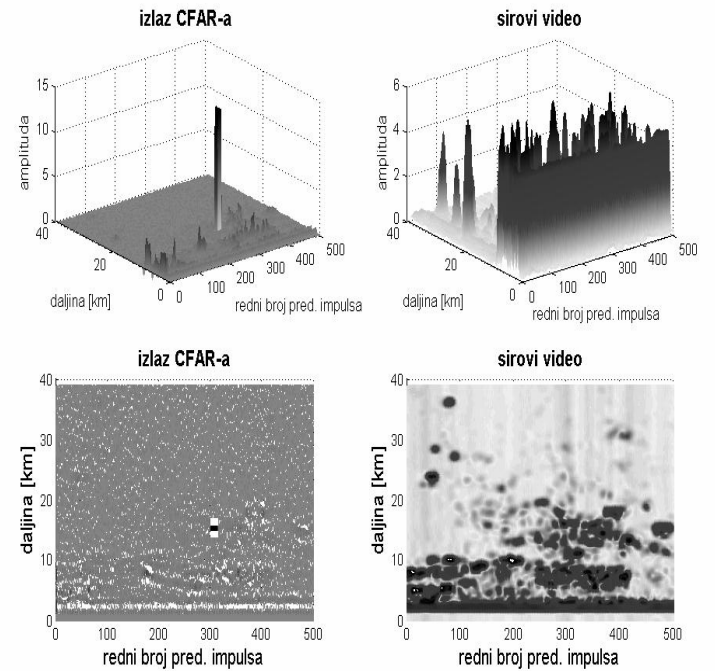
Celokupna implementacija prethodno opisanih funkcionalnih blokova urađena je u programskom paketu MATLAB. Frekvencija odabiranja A/D konvertora je bila 2 MHz, jer su sinhronizacioni impulsi iz generatora impulsne frekvencije veoma uski, pa na nižim frekvencijama odabiranja dolazi do preskakanja pojedinih sinhro-impulsa što remeti pravilno formiranje paketa podataka u RANGE BIN memoriji. Pošto je frekvencija odabiranja oko četiri puta veća od stvarne frekvencije odabiranja A/D konvertora u postojećem radaru, da bi rezultati obrade signala bili relevantni CFAR je četiri puta većeg reda nego original. Za verovatnoću lažnog alarma uzeta je standardna vrednost od  $10^{-6}$ . Širina dijagrama zračenja antene upotrebljenog radara je  $\theta_{3dB} = 2.1^\circ$ , frekvencija obrtanja antene  $f_s = 1$  Hz, frekvencija ponavljanja predajnih impulsa  $f_r = 2350$  Hz, tako da se preko izraza (10) dobija  $N = 13$  uzoraka Doplerove sinusoida sa slike 2. Frekvencija nosioca u impulsu predajnog signala trajanja  $\tau = 6 \mu s$  bila je 5.4 GHz. Na osnovu ovih 13 uzoraka se procenjuje Doplerova frekvencija signala reflektovanog od cilja. Da bi se izvršila provera tačnosti procene Doplerove frekvencije u prvom slučaju je simuliran cilj sa Doplerovom frekvencijom od 1500 Hz. Na

slici 4. prikazani su realni sirovi video signal koji pored odraza od simuliranog cilja sadrži i klater i izlaz iz CFAR-a u kome se jasno uočava simulirani cilj i više drugih radarskih ciljeva koje CFAR nije mogao da potisne.



Sl. 4. Sirovi video signal i izlazni signal CFAR-a

Na slici 5. je prikazan simulirani cilj selektovan po daljini i vremenu. Uočava se pokretni cilj na daljini oko 15 km ozračen 300. predajnim impulsom.

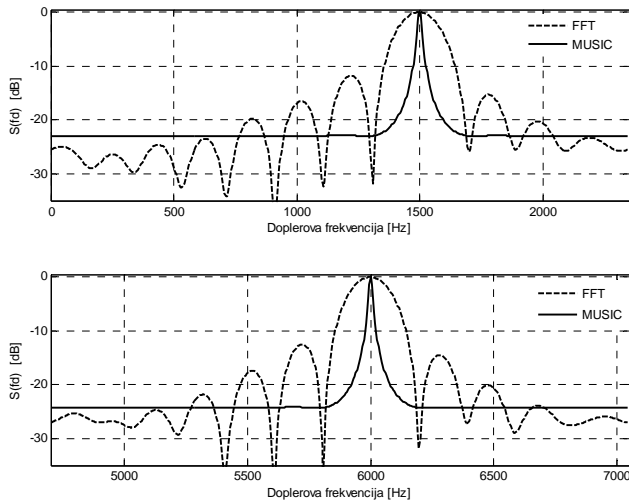


Sl. 5. Sirovi video signal, izlazni signal CFAR-a i radiogrami osmatrane zone

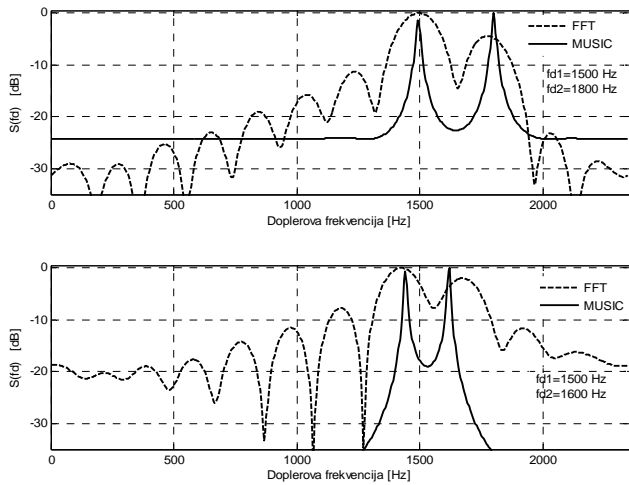
U gornjem delu slike 6. uočava se da je MUSIC metoda dala precizniju procenu Doplerove frekvencije. MUSIC ima i bolju sposobnost razdvajanja od FFT-a. Svi spektri Doplerove sinusoida su proračunavani u 512 tačaka. U donjem delu slike je ponovljena simulacija za cilj sa Doplerovim pomakom od 6000 Hz. Rezultati su isti kao u prethodnom slučaju. Analizirana je i situacija da se dva cilja približno istih brzina istovremeno nalaze u jednoj rezolucioj ćeliji radara. Na radiogramu ovakvi ciljevi ne bi mogli da se razdvoje, ali se zato mogu razdvojiti po Doplerovom pomaku, što je prikazano na slici 7. Na slici 8. se uočava da ponovo MUSIC metoda daje bolje rezultate.

Izvršena je analiza apsolutne i relativne greške koje se čine prilikom procene Doplerove frekvencije, a rezultati su prikazani na slici 9. Na slici 9. se jasno uočavaju slepe brzine na svakom

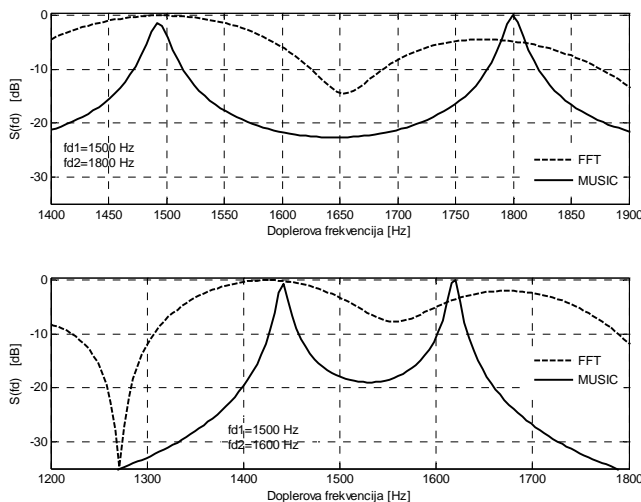
celobrojnom umnošku frekvencije ponavljanja predajnog impulsa  $f_r = 2350$  Hz.



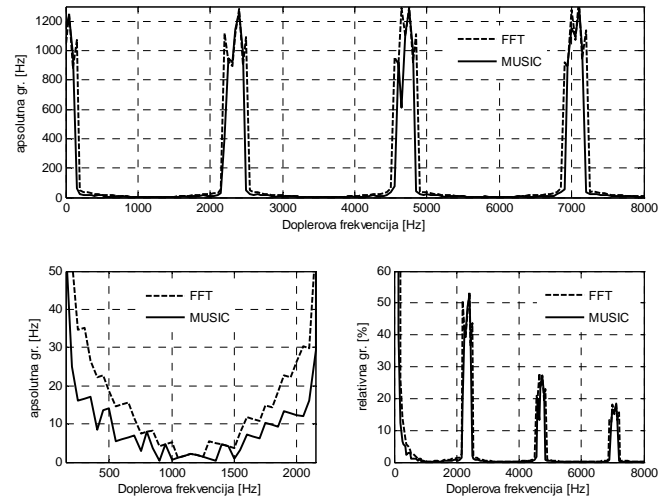
Sl. 6. Spektar Doplerove sinusoide



Sl. 7. Spektri Doplerovih sinusoida



Sl. 8. Spektri Doplerovih sinusoida



Sl. 9. Apsolutna i relativna greška procene Doplerove frekvencije

## 5. ZAKLJUČAK

Na osnovu prezentovanih rezultata simulacije može se reći da se pomoću projektovanog modela softverskog radarskog prijemnika može dosta precizno estimirati Doplerov pomak prisutan u reflektovanom signalu od pokretnog cilja, a samim tim i precizno odrediti njegova brzina. MUSIC metoda je u svim analizama dala bolje rezultate od FFT metode i po pitanju preciznosti estimacije i po stepenu razdvajanja dve bliske Doplerove frekvencije.

Uvođenjem bloka estimatora radijalne brzine u softverski model prijemnika realnog radara poboljšale bi se njegove karakteristike, jer upotrebljeni radar nema funkciju merenja radijalne brzine cilja.

Pravac daljeg istraživanja bi se kretao ka uvođenju novog detektora u projektovani softverski model, što bi uticalo na povećanje detektibilnosti reflektovanog signala, a time i dometa radara.

## LITERATURA

- [1] Haykin S., Adaptive Filter Theory, Prentice-hall, New Jersey, 1986.
- [2] Schleher D.C., MTI and Pulsed Doppler Radar, Artech House, USA Norwood, 1991.
- [3] Zatkalik J., Radiolokacija, IP Nauka, SCiG Beograd, 1995.
- [4] Ivković D., Model softverskog prijemnika konvencionalnog radara, TELFOR, SiCG Beograd, 2004.

**Abstract** - The concept of estimation of Doppler frequency in designed software model of radar receiver on the basis of FFT and MUSIC methods is proposed in this paper. Also, the simulation results is presented.

## ESTIMATION OF DOPPLER FREQUENCY IN THE MODEL OF THE SOFTWARE RECIEVER OF THE CONVENTIONAL RADAR

Dejan Ivković, Miroslav Đukić