

## STRUČNI ČLANCI

### SOFTVERSKI MODEL ESTIMATORA RADIJALNE BRZINE CILJEVA

Ivković S. *Dejan*, Generalštab Vojske Srbije, Uprava za  
obaveštajno-izviđačke poslove (J-2), Beograd

UDC: 621.396.96

#### Sažetak:

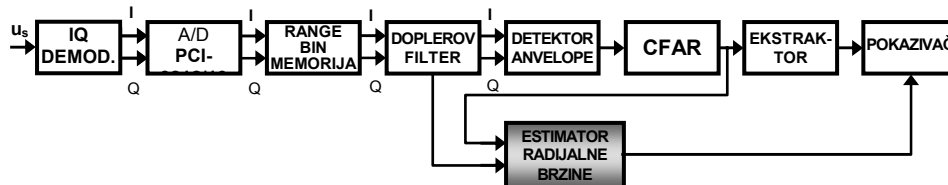
*U radu je softverski modelovan novi blok u delu za obradu signala softverskog radarskog prijemnika, koji je nazvan estimator radijalne brzine. Detaljno je opisan način procene Doplerove frekvencije na osnovu MUSIC algoritma i ukratko prikazan način rada pri merenju. Svi parametri pri merenju klatera i detekcije simuliranih i realnih ciljeva dati su tabelarno, a rezultati grafički. Na osnovu analize prikazanih rezultata može se zaključiti da se pomoću projektovanog estimatora radijalne brzine može precizno proceniti Doplerov pomak u reflektovanom signalu od pokretnog cilja, a samim tim može se precizno odrediti njegova brzina.*

*Ključne reči: softverski radar, estimator radijalne brzine, simulirani cilj, realni cilj.*

#### Uvod

U ovom radu je softverski modelovan novi blok u delu za obradu signala softverskog radarskog prijemnika. Ovaj blok ne postoji ni u razmatranom radaru ŽIRAFa, ni u mnogim drugim konvencionalnim radarima. Nazvan je estimator radijalne brzine. Mesto estimatora radijalne brzine u delu za obradu signala prikazano je na slici 1. Funkcija ovog novog bloka je da na osnovu podataka iz CFAR procesora o detekciji cilja i na osnovu podataka od Doplerovog filtera precizno odredi radijalnu komponentu brzine cilja. Na osnovu te bitne informacije može se preciznije predvideti putanja po kojoj se kreće cilj i sprovesti njegovo automatsko

praćenje. Softverski model estimatora radijalne brzine nastao je na osnovu matematičkog modela signala u radarskom prijemniku. Matematički model signala je opisan u sledećem tekstu.



Slika 1 – Deo radarskog prijemnika za obradu signala sa softverski modelovanim blokovima i estimatorom radijalne brzine

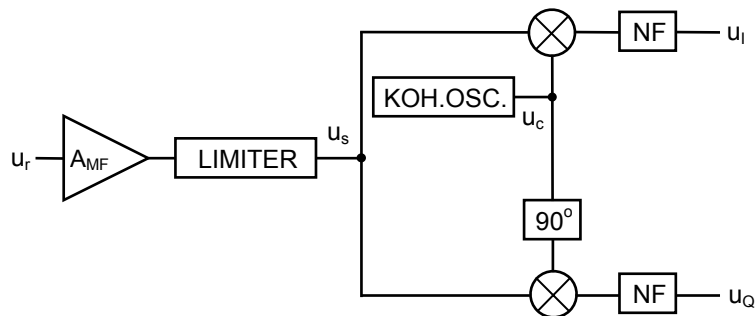
## Matematički model signala u radarskom prijemniku

Na slici 2. 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 [6, 7]:

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

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.



Slika 2 – Blok-šema IQ demodulatora

Ovaj signal se pojačava i ograničava, tako da na ulazu u IQ demodulator postoji signal 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,
- $\phi_c$  početna faza signala koherentnog oscilatora.

Signal  $u_s(t)$  se u IQ demodulatoru deli na dve grane: I granu, koja je realni deo kompleksnog signala (u fazi) i Q granu, koja je imaginarni deo kompleksnog signala (u kvadraturi faze). U I grani, signali  $u_s(t)$  i  $u_c(t)$  dovode se na ulaz produktnog mešača, pa se na njegovom izlazu dobija signal oblika:

$$u_I(t) = u_s(t) \cdot u_c(t) \quad (4)$$

Zamenom izraza (2) i (3) u izraz (4) dobija se:

$$u_I(t) = A_{MF} U_r U_c \cos(\omega_o t + \Phi(t) + \phi_r) \cos(\omega_o t + \phi_c) \quad (5)$$

odnosno:

$$u_I(t) = A_{MF} U_r U_c \cos(2\pi(f_o \pm f_d)t + \phi_r) \cos(2\pi f_o t + \phi_c) \quad (6)$$

Primenom adicijonih formula dobija se sledeći izraz za signal na izlazu iz produktnog mešača u I grani:

$$u_I(t) = \frac{A_{MF} U_r U_c}{2} \cos(2\pi f_d t + \phi_1) + \frac{A_{MF} U_r U_c}{2} \cos(2\pi f_o t + \phi_2) \quad (7)$$

gde su:  $\phi_1 = \phi_r - \phi_c$  i  $\phi_2 = \phi_r + \phi_c$  fiksni fazni pomeraji. U izrazu (7) vidi se da se signal na izlazu produktnog mešača I grane sastoji od dve spektralne komponente. Prva je na nižoj Doplerovoj frekvenciji u osnovnom opsegu, a druga na međufrekvenciji. Na izlazu iz NF filtera, koji sledi, ostaje samo komponenta na Doplerovoj frekvenciji, pa je konačan izraz za izlazni signal u I grani:

$$u_I(t) = U_s \cos(2\pi f_d t + \phi_1) \quad (8)$$

gde je  $U_s$  amplituda tog signala i iznosi:

$$U_s = \frac{A_{MF} U_r U_c}{2} \quad (9)$$

Pošto Doplerova frekvencija zavisi od radialne komponente brzine cilja,  $V_r$ , i talasne dužine predajnog signala,  $\lambda$ , po jednačini:

$$f_d = \frac{2V_r}{\lambda} \quad (10)$$

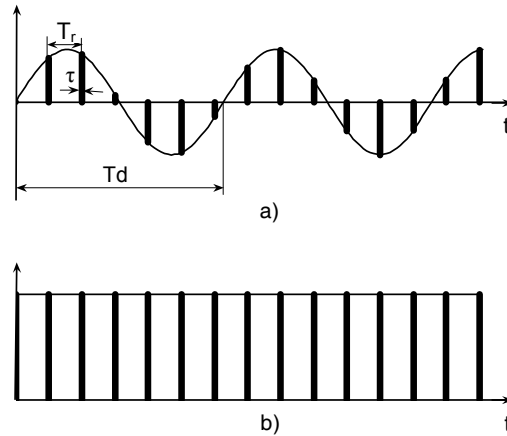
može se napisati sledeći oblik jednačine za izlazni signal u I grani:

$$u_I(t) = U_s \cos\left(\frac{4\pi}{\lambda} V_r t + \phi_1\right) \quad (11)$$

što predstavlja sinusoidu frekvencije  $2V_r/\lambda$ , odnosno perioda:

$$T_d = \frac{\lambda}{2V_r} \quad (12)$$

Ona je predstavljena isprekidanom linijom na slici 3a.



Slika 3 – 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 produktnog mešača dovode se signal  $u_s(t)$  i signal  $u_c(t)$ , pomeren po fazi za  $90^\circ$ , tako da je na njegovom izlazu signal oblika:

$$u_Q(t) = A_{MF} U_r U_c \cos(\omega_o t + \Phi(t) + \phi_r) \sin(\omega_o t + \phi_c) \quad (13)$$

Posle slične analize, kao za I granu, dobija se jednačina za izlazni signal Q grane:

$$u_Q(t) = U_s \sin(2\pi f_d t + \phi_1) \quad (14)$$

ili:

$$u_Q(t) = U_s \sin\left(\frac{4\pi}{\lambda} V_r t + \phi_1\right) \quad (15)$$

Signali na izlazu I i Q grane predstavljaju realnu i imaginarnu komponentu reflektovanog signala od cilja, pa se može napisati da na izlazu IQ demodulatora postoji signal  $u_{DM}$  u sledećem matematičkom obliku:

$$u_{DM}(t) = u_I + ju_Q = U_s e^{j(2\pi f_d t + \phi)} \quad (16)$$

Sinusoide iz jednačina (11) i (15) nisu kontinualne, već predstavljaju niz od  $N$  uzoraka širine  $\tau < T_d$  uzetih sa periodom odabiranja  $T_r$ , gde je  $\tau$  širina predajnog impulsa radara, a  $T_r$  perioda ponavljanja impulsa:

$$T_r = \frac{1}{f_r} \quad (17)$$

gde je  $f_r$  frekvencija ponavljanja predajnih impulsa.  $N$  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:

$$N = \frac{f_r \theta_{3dB}}{2\pi f_s} \quad (18)$$

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

$$u_{DM}(k) = U_s e^{j(2\pi k f_d + \phi)} \quad (19)$$

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

$$k = n \cdot T_r \quad n \in \{0, 1, 2, \dots, N-1\} \quad (20)$$

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

$$u_{DM}(k) = U_s e^{j\phi} \quad (21)$$

pa su video impulsi iste amplitude (slika 3b).

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

$$V_r = \frac{f_d \lambda}{2} \quad (22)$$

## Procena Doplerove frekvencije (MUSIC algoritam)

Frekvenciju anvelope signala  $u_{DM}(t)$  estimator radijalne brzine procenjuje preko odgovarajućeg algoritma, a onda na osnovu jednačine (22) proračunava radijalnu brzinu cilja. Tu informaciju pridružuje prostornim koordinatama cilja, a zatim je prosleđuje do bloka pokazivača. Digitalizovani signali iz I i Q grana od impulsa do impulsa dovode se u banku Doplerovih filtara, koja može biti realizovana na različite načine. U ovom redu analiziraćemo rezultate izvedbe estimatora radijalne brzine na bazi brze Furijeove transformacije (FFT) i pomoću poznate visokorezolucione metode MUSIC (*MUltiple Signal Classification*).

MUSIC algoritam razvijen je u prostornom domenu. On omogućava procenu parametara superponiranih signala na antenskom nizu, pri čemu se oni vremenski i spektralno delimično ili potpuno preklapaju. Iako je bažično razvijen u prostornom domenu, brojne su primene ovog algoritma za procenu superponiranih signala u vremenskom domenu (procena vremenskog kašnjenja poznatih sekvenci), spektralnom domenu (spektralna analiza ili procena parametara superponiranih sinusnih signala u šumu) i u združenom prostorno-vremensko-frekvencijskom domenu. U ovom redu primenjen je za procenu Doplerovog pomaka.

MUSIC algoritam je visokorezoluciona metoda, zasnovana na proceni korelacione matrice signala i nekim specifičnim svojstvima te matrice. Kroz klasifikaciju signala prvo se određuje broj superponiranih signala na ulazu u prijemnik, a zatim se procenjuju parametri svakog signala, od kojih su najvažniji smer dolaska i polarizacija. Znači, na prijemnu antenu dolaze superponirani sinusni signali, ali i neizbežni aditivni šum, što se može predstaviti sledećom jednačinom [11]:

$$u(t) = \sum_{k=1}^K \alpha_k e^{j\omega_k t} + n(t) \quad (23)$$

gde je:

- $K$  broj nepoznatih kompleksnih sinusnih signala,
- $\alpha_k$  su nepoznate amplitude,
- $\omega_k$  su nepoznate kružne frekvencije kompleksnih sinusoida,
- $n(t)$  je aditivni šum.

Korelaciona matrica  $\mathbf{R}$  za ulazni signal koji sadrži  $K$  nekorelisanih kompleksnih sinusoida srednje vrednosti nula i jedan signal šuma srednje vrednosti nula i varijanse  $\sigma^2$ , ima dimenzije  $(M+1) \times (M+1)$ , gde je  $M$  red FIR filtera koji se koristi u algoritmu. Korelaciona matrica  $\mathbf{R}$  definiše se kao:

$$\mathbf{R} = \mathbf{SDS}^H + \sigma^2 \mathbf{I} \quad (24)$$

gde je:

–  $\mathbf{D}$  – korelaciona matrica sinusnog signala dimenzija  $K \times K$  definisana jedinačinom:

$$\mathbf{D} = \text{diag}(P_1, P_2, \dots, P_K), \quad (25)$$

–  $\mathbf{I}$  – jedinična matrica dimenzija  $(M+1) \times (M+1)$ ,

–  $\mathbf{S}$  – matrica sinusnog signala dimenzija  $(M+1) \times K$  definisana jednačinom:

$$\mathbf{S} = [\mathbf{s}_1, \mathbf{s}_2, \dots, \mathbf{s}_K] = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & \dots & \dots & 1 \\ e^{-j\omega_1} & e^{-j\omega_2} & \dots & \dots & \dots & e^{-j\omega_K} \\ e^{-j2\omega_1} & e^{-j2\omega_2} & \dots & \dots & \dots & e^{-j2\omega_K} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ e^{-jM\omega_1} & e^{-jM\omega_2} & \dots & \dots & \dots & e^{-jM\omega_K} \end{bmatrix} \quad (26)$$

$P_1, P_2, \dots, P_K$  su srednje snage nepoznatih sinusoida, a  $\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_K$  su njihove kružne frekvencije.

Neka su  $\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_{M+1}$  sopstvene vrednosti korelacione matrice  $\mathbf{R}$  i  $\nu_1 \geq \nu_2 \geq \dots \geq \nu_{M+1}$  sopstvene vrednosti matrice  $\mathbf{SDS}^H$ . Tada iz jednačine (24) sledi:

$$\lambda_i = \nu_i + \sigma^2 \quad i = 1, 2, \dots, M+1 \quad (27)$$

Pošto je  $(M+1-K)$  najmanjih sopstvenih vrednosti matrice  $\mathbf{SDS}^H$  jednako nuli, sledi da su najmanje sopstvene vrednosti korelacione matrice  $\mathbf{R}$  jednake  $\sigma^2$ , pa važi:

$$\lambda_i = \begin{cases} \nu_i + \sigma^2 & , \quad i = 1, \dots, K \\ \sigma^2 & , \quad i = K+1, \dots, M+1 \end{cases} \quad (28)$$

Sopstveni vektori korelacione matrice  $\mathbf{R}$  predstavljaju bazu multimensionalnog prostora, a iz jednačine (28) zaključuje se da su u tom prostoru međusobno ortogonalni. To je njihova fundamentalna osobina, pa se taj prostor može podeliti na dva razdvojena potprostora. Prvi je nazvan potprostor signala i određen je pomoću sopstvenih vektora sa  $K$  najvećih sopstvenih vrednosti korelacione matrice. Drugi je nazvan potprostor šuma, a određuju ga sopstveni vektori sa  $M+1-K$  najmanjih sopstvenih vrednosti korelacione matrice. Upravo ova podela prostora na

signalni i šumni deo omogućava da se kroz traženje vektora sinusnih signala  $\mathbf{s}_k$ , koji su ortogonalni potprostoru šuma, odrede frekvencije nosioca kompleksnih sinusoida u ulaznom signalu.

Sam MUSIC algoritam odvija se u tri koraka. Prvi korak obuhvata procenu korelacione matrice  $\mathbf{R}$  i proračun njenih sopstvenih vrednosti i sopstvenih vektora. U konkretnom slučaju korelaciona matrica se procenjuje na sledeći način [11]:

$$\mathbf{R} = \frac{1}{2(N-M)} \sum_{n=M+1}^N [\mathbf{u}(n)\mathbf{u}^H(n) + \mathbf{u}^{B*}(n)\mathbf{u}^{BT}(n)] \quad (29)$$

gde je:

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

$$\mathbf{u}^T(n) = [u(n), u(n-1), \dots, u(n-M)] \quad (30)$$

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

$$\mathbf{u}^{BT}(n) = [u(n-M), u(n-M+1), \dots, u(n-1), u(n)] \quad (31)$$

–  $N$  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 matriću potprostora šuma.

Spektar ulaznog signala izračunava se prema jednačini koja je data u [11]:

$$S(\omega) = \frac{1}{\sum_{i=K+1}^{M+1} |\mathbf{s}^H(\omega)\mathbf{x}_i|^2} = \frac{1}{\mathbf{s}^H(\omega)\mathbf{X}_N\mathbf{X}_N^H\mathbf{s}(\omega)} \quad (32)$$

gde je:

–  $\mathbf{s}(\omega)$  vektor signala definisan kao:

$$\mathbf{s}^T(\omega) = [1, e^{-j\omega}, e^{-j2\omega}, \dots, e^{-jM\omega}] \quad (33)$$

–  $\mathbf{x}_i$  i-ti sopstveni vektor korelacione matrice  $\mathbf{R}$  iz (29).

Frekvencije sinusoida određene su kao argumenti maksimuma funkcije  $S(\omega)$ . Pošto je MUSIC algoritam visokorezoluciona metoda, Doplerov pomak se vrlo precizno određuje. Ovaj algoritam se veoma uspešno primenjuje i kada treba po brzini razdvojiti više ciljeva sa bliskim prostornim koordinatama, koji zbog svoje blizine stvaraju površinski cilj na pokazivaču.



## Prikaz i analiza procene brzine kretanja ciljeva

Konvencionalni radari, kao što je radar ŽIRAFa, nemaju mogućnost određivanja brzine ciljeva. Zato je u ovom radu softverski modelovan i prethodno opisan novi blok pod nazivom estimator radijalne brzine (slika 1). I njegova implementacija realizovana je u programskom paketu MATLAB. Rad estimatora radijalne brzine proveren je prvo sa simuliranim, a zatim sa realnim ciljevima. Akvizicija realnog radarskog signala izvršena je sa frekvencijom odabiranja A/D konvertora od 2 MHz zbog ranije opisanog razloga, pa je CFAR procesor ponovo projektovan tako da je osam puta većeg reda nego originalni CFAR procesor u radaru ŽIRAFa. Verovatnoća lažnog alarma održava se na vrednosti  $10^{-6}$ . Širina dijagrama zračenja antene radara ŽIRAFa 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 jednačine (18) dobija  $N = 13$  uzoraka Doplerove sinusoide sa slike 3a. Frekvencija nosioca u impulsu predajnog signala, trajanja  $\tau = 6 \mu s$ , iznosila je 4 GHz. U tabeli 1 dat je pregled svih parametara akvizicije podataka.

Tabela 1

Parametri akvizicije realnog radarskog signala

Parametar	Vrednost
Frekvencija odabiranja	$f_{sm} = 2$ MHz
Broj ćelija CFAR procesora	$2n = 64$
Verovatnoća lažnog alarma	$P_{fa} = 10^{-6}$
Faktor skaliranja	$T_h = 4,623$
Broj predajnih impulsa	$N = 5900$
Širina predajnog impulsa	$\tau = 6 \mu s$
Frekvencija nosioca predajnog impulsa	$f_t = 5,4$ GHz
Frekvencija ponavljanja impulsa	$f_r = 2350$ Hz
Frekvencija obrtanja antene	$f_s = 1$ Hz
Širina dijagrama zračenja antene	$\theta_{3dB} = 2,1^\circ$

## Procena Doplerove frekvencije simuliranih ciljeva

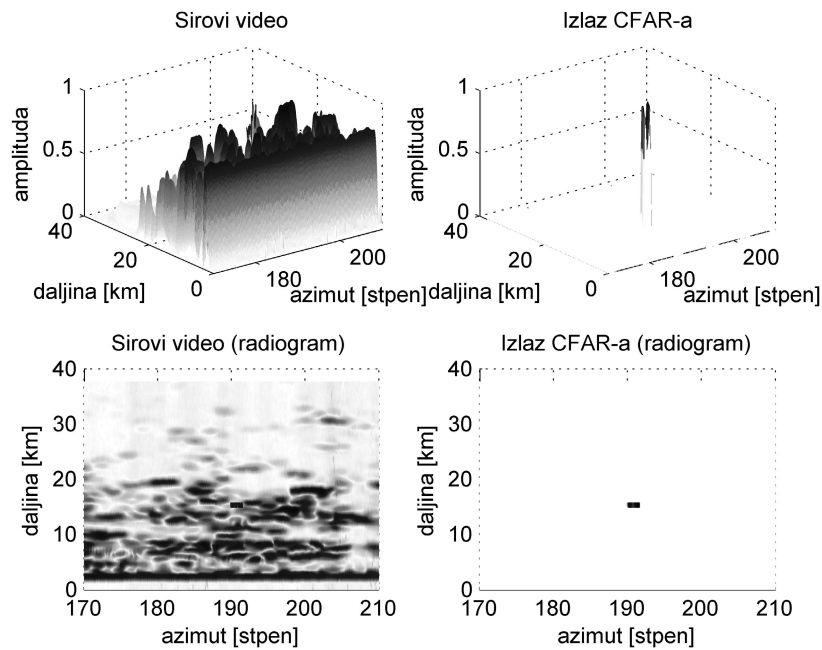
Da bi se proverila tačnost procene Doplerove frekvencije, u prvom slučaju je simuliran cilj sa Doplerovom frekvencijom od 1500 Hz. Parametri cilja prikazani su u tabeli 2.

Tabela 2

Parametri cilja

Parametar	amplituda $U_s$	Doplerova frekvencija $f_d$	daljina $R$	azimut $\theta$
Vrednost	2	1500 Hz	15 km	190°

Na slici 4 prikazan je sirovi video signal i signal na izlazu iz CFAR procesora za opseg po azimutu od 170° do 210°.

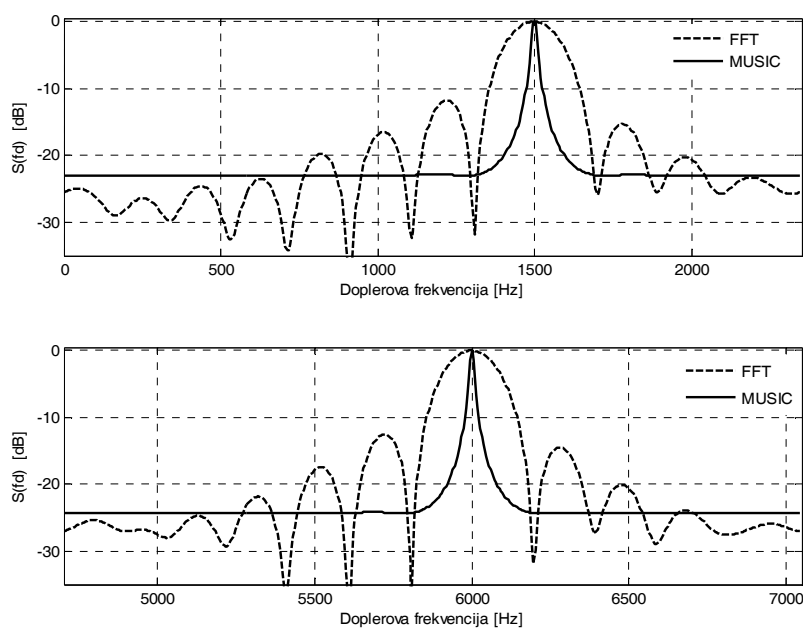


Slika 4 – Sirovi video signal, izlaz CFAR procesora i njihovi radiogrami

Spektar Doplerove sinusoide dobijen preko modelovanog estimatora radialne brzine prikazan je u gornjem delu slike 5. Svi spektri Doplerovih sinusoida proračunati su u 512 tačaka. Uočava se da MUSIC metoda daje precizniju procenu Doplerove frekvencije nego FFT metoda.

U donjem delu slike 5 prikazani su rezultati procene Doplerove frekvencije pomoću MUSIC i FFT metode, za cilj koji za razliku od prethodnog stvara Doplerov pomak od 6000 Hz. Rezultati su isti kao u prethodnom slučaju.

Estimator radijalne brzine je dobro procenio Doplerove frekvencije oba simulirana cilja. Na osnovu toga može se pretpostaviti da će procena Doplerove frekvencije realnih ciljeva biti uspešna.



Slika 5 – Spektar Doplerove sinusoide

## Procena Doplerove frekvencije realnih ciljeva

U ovom odeljku prikazani su rezultati rada estimatora radijalne brzine pri detekciji realnih ciljeva. Obavljena su dva merenja realnog radar-skog signala prema opisanoj šemi merenja u [3]. Frekvencija ponavljanja predajnih impulsa bila je 2350 Hz, a frekvencija nosioca u impulsu predajnog signala trajanja  $\tau = 6 \mu\text{s} - 5,4 \text{ GHz}$ .

Prilikom prvog merenja postojala su dva realna cilja. Oba cilja bila su putnički mlazni avioni koji su leteli na redovnim linijama. Podaci o brzini i visini leta nisu bili poznati. Prvi cilj nalazio se u oblasti jakog klatera, dok je drugi bio izvan te oblasti.

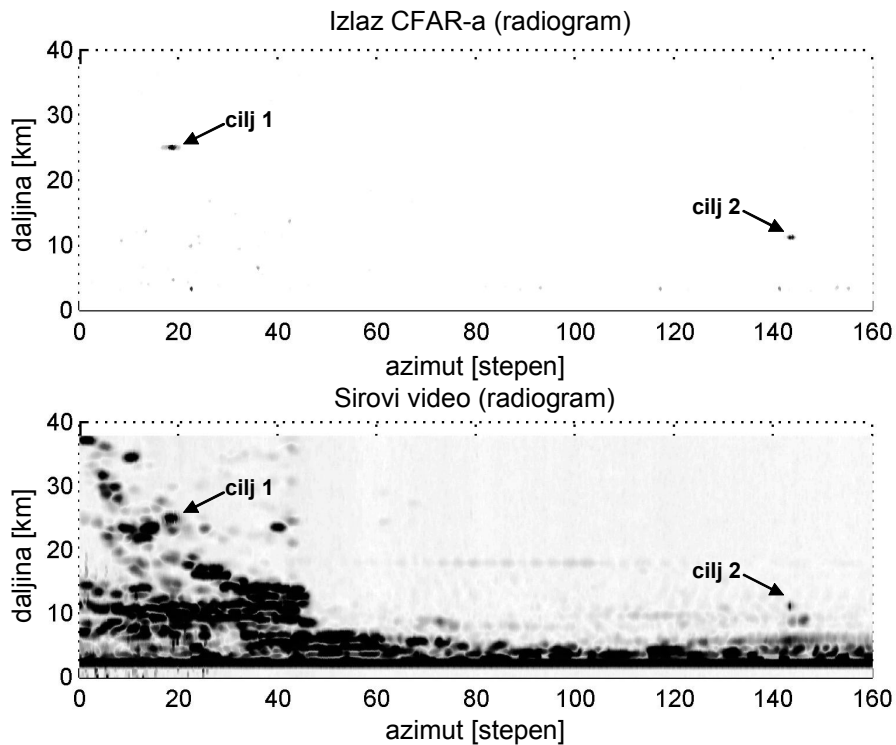
Pri drugom merenju postojao je samo jedan realni cilj – putnički mlazni avion. Leteo je na relativno malom rastojanju (oko 10 km) od radara ŽIRAFa, ali se nalazio u oblasti veoma snažnog klatera, tako da se bez primene digitalne obrade signala nije mogao uočiti na radarskom pokazivaču. Podaci o brzini i visini leta, takođe, nisu bili poznati. Osnovni parametri ova tri realna cilja prikazani su u tabeli 3.

Tabela 3

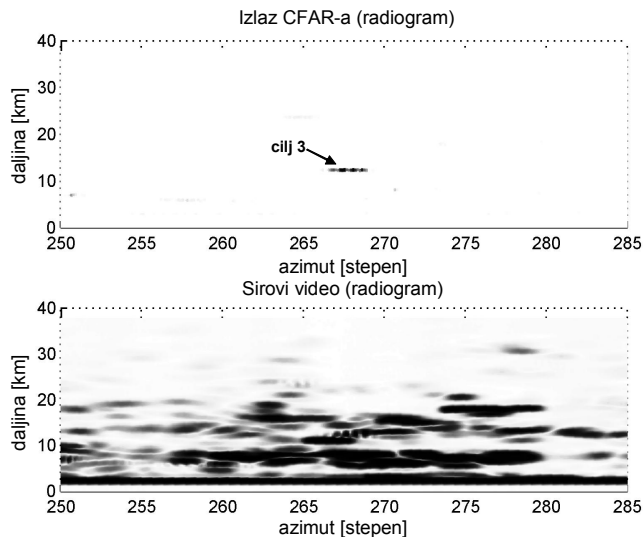
Osnovni parametri realnih ciljeva

Parametar	cilj 1	cilj 2	cilj 3
Daljina $R$	25 km	11 km	12,5 km
Azimut $\theta$	19°	144°	268°

Sirovi video signal i signal na izlazu CFAR procesora, za prvo merenje, prikazani su na slici 6, a za drugo merenje na slici 7.

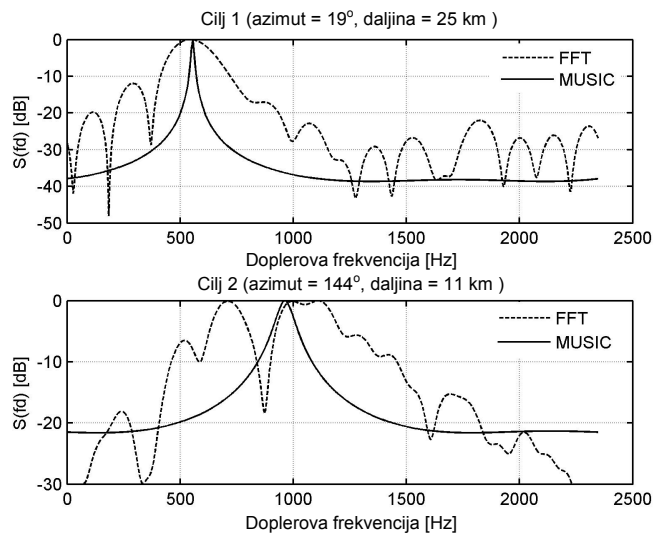


Slika 6 – Sirovi video signal i izlaz CFAR procesora sa realnim ciljevima 1 i 2

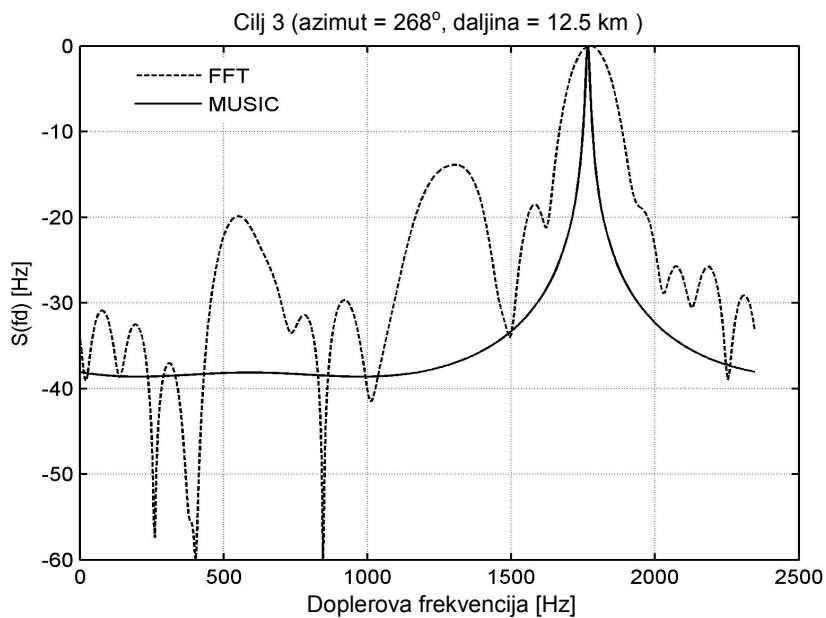


Slika 7 – Sirovi video signal i izlaz CFAR procesora sa realnim ciljem 3

Spektri Doplerovih sinusoida za prvi i drugi realni cilj, dobijeni preko modelovanog estimatora radijalne brzine, prikazani su na slici 8. Spektar Doplerove sinusoida trećeg cilja prikazan je na slici 9. I kod realnih ciljeva uočava se da MUSIC metoda daje precizniju procenu Doplerove frekvencije nego FFT metoda. Procenjene Doplerove frekvencije i proračunate radijalne brzine realnih ciljeva preko jednačine (22) prikazane su u tabeli 4.



Slika 8 – Spektri Doplerovih sinusoida



Slika 9 – Spektar Doplerove sinusoide

Tabela 4

Osnovni parametri realnih ciljeva

Parametar	cilj 1,	cilj 2,	Cilj 3,
Doplerova frekvencija $f_d$ [Hz]	555	960	1767
Radijalna brzina $V_r$ [m/s]	142	26,67	49,08

## Razdvajanje ciljeva po Doplerovoj frekvenciji

Analizirana je situacija kada se dva cilja sličnih karakteristika i približno istih brzina istovremeno nalaze unutar iste rezolucione ćelije radara. Parametri za ova dva cilja prikazani su u tabeli 5.

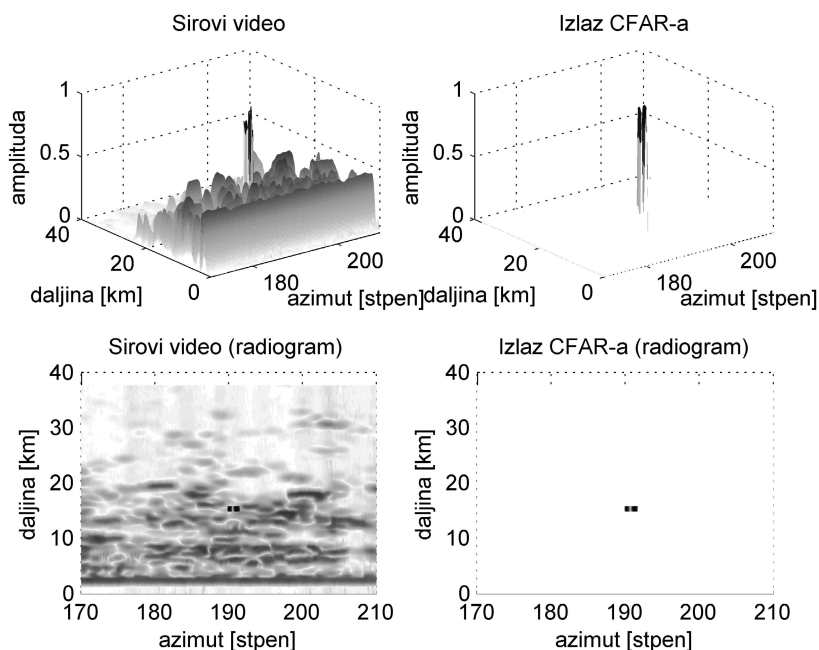
Tabela 5

Parametri ciljeva

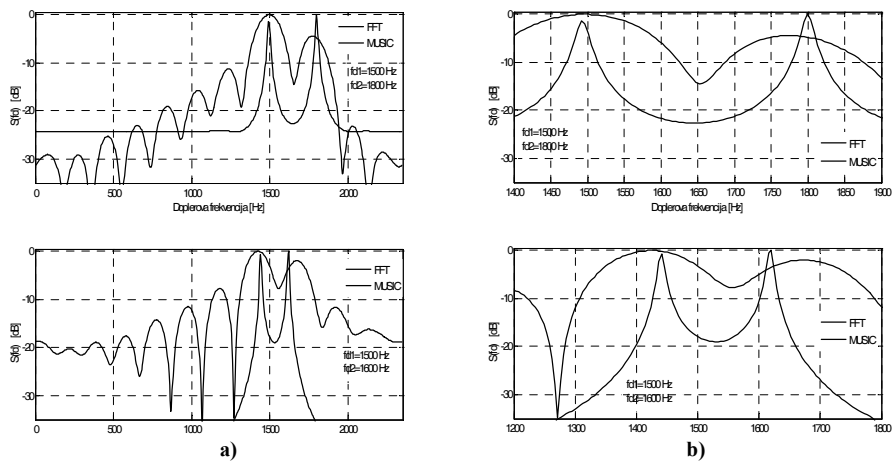
Parametar	cilj 1	cilj 2
Amplituda $U_s$	2	2
Doplerova frekvencija $f_d$	1500 Hz	1800 Hz
Daljina $R$	15 km	15 km
Azimut $\theta$	190°	190°

Kao što se vidi na slici 10, na radiogramu ovakvi ciljevi ne bi mogli da se razdvoje, tj. oba cilja bi se na panoramskom pokazivaču prikazala kao jedan. Međutim, analizom je utvrđeno da je estimator radialne brzine uspeo da odredi Doplerov pomak i cilja 1 i cilja 2 (slika 11a). Ponovo je MUSIC metoda dala bolje rezultate od FFT metode. Ako se smanji razlika u Doplerovoj frekvenciji ova dva cilja na samo 100 Hz, FFT metoda postaje neupotrebljiva, dok se pomoću MUSIC metode ciljevi uspešno razdvajaju po brzini, s tim što se povećava greška procene Doplerove frekvencije. Na slici 11b bolje se uočavaju navedene prednosti MUSIC metode.

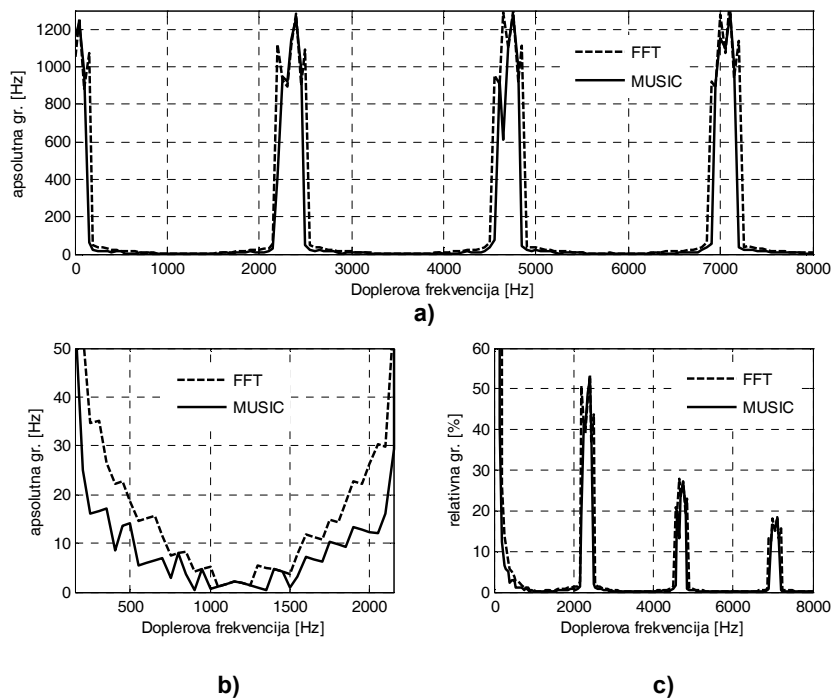
Analizirane su apsolutne i relativne greške koje se čine pri proceni Doplerove frekvencije, a rezultati su prikazani na slici 12. Na slici 12a jasno se uočavaju slepe brzine na svakom celobrojnom umnošku frekvencije ponavljanja predajnih impulsa  $f_r = 2350$  Hz. Na slici 12b jasnije se uočava da MUSIC metoda stvara manju apsolutnu grešku od FFT metode. Najmanja apsolutna greška je svega nekoliko herca na polovini intervala između dve uzastopne zone slepih brzina. Na slici 12c uočava se da relativna greška procene Doplerove frekvencije opada sa porastom Doplerove frekvencije,



Slika 10 – Sirovi video signal, izlaz CFAR procesora i njihovi radiogrami (dva cilja u istoj rezolucionalnoj ćeliji radara)



Slika 11 – Spektri Doplerovih sinusoida



Slika 12 – Apsolutna i relativna greška procene Doplerove frekvencije



## Zaključak

Na osnovu prikazanih rezultata može se zaključiti da se pomoću projektovanog modela softverskog radarskog prijemnika i estimatora radijalne brzine može precizno proceniti Doplerov pomak u reflektovanom signalu od pokretnog cilja, a samim tim i 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. Modelovanjem konvencionalnih radara kroz primenu koncepta softverskog radara mogu se poboljšati njihove performanse. Na osnovu ove realizacije moguće je unaprediti karakteristike postojećeg radara po pitanju precizne estimacije brzine detektovanih pokretnih ciljeva.

### Literatura

- [1] Ivković, D., *Koncept softverskog radara*, Vojnotehnički glasnik br. 1/2007, str. 40–49, Beograd ISSN: 0042–8469.
- [2] Ivković, D., *Modifikacija konvencionalnih radara na bazi koncepta softverskog radara*, Vojnotehnički glasnik br. 2/2007, str. 178–191, Beograd, ISSN : 0042–8469.
- [3] Ivković, D., *Rezultati obrade signala u projektovanim blokovima prijemnika softverskog radara*, Vojnotehnički glasnik br. 2/2008, str. 167–180, Beograd, ISSN: 0042–8469.
- [4] Reed, J. H., *Software Radio, Communications Engineering and Emerging Technologies*, Prentice-Hall PTR, 2002.
- [5] Grydeland, T., *Interferometric and high time-resolution observations of Naturally Enhanced Ion-Acoustic Echoes at the EISAT Svalbard Radar: Software radar and Incoherent Scattering*, Doctor Scientiarum Dissertation, Faculty of Science Department of Pysics, University of Tromso, 2003.
- [6] Chung-Yi, C., *Modeling and simulation of a search radar receiver*, Naval Postgraduate School Monterey California, septembar 1996.
- [7] Zatkalik, J., *Radiolokacija I deo*, „Nauka“, Beograd, 1995.
- [8] Grydeland, T., *Software radar signal processing*, Annales Geophysicale, 2004.
- [9] Popović, M., *Digitalna obrada signala*, Nauka, Beograd, 1996.
- [10] Schleher, D. C., *MTI and Pulsed Doppler Radar*, Artech House, USA Norwood, 1991.
- [11] Haykin, S., *Adaptive Filter Theory*, Prentice-hall, New Jersey, 1986.

### SOFTWARE MODEL OF A RADIAL VELOCITY ESTIMATOR

#### Summary:

#### Introduction

*A new block for signal processing in a software radar receiver is software modeled in this paper. This block, named the estimator of radial velocity, does not exist either in the considered radar GIRAFFE or many of-*

her conventional radars. Its function is to determine precisely the target radial velocity component on the basis of data from the CFAR processor about target detection and on the basis of data from the Doppler filter. A precise prediction of the target path line and the realization of target automatic tracking is thus possible. A software model of the estimator of radial velocity is based on the signal mathematical model in the radar receiver.

Signal mathematical model in the radar receiver

The signal mathematical model is described in this paper. It was shown that an actual output signal of the IQ-demodulator represents a stream of bipolar video pulses with a variable amplitude, the envelope of which is  $u_{DM}(t)$ . It is possible to determine the radial velocity component  $V_r$  of a detected moving target by using the estimated frequency of the signal envelope.

Doppler frequency estimation (MUSIC algorithm)

The method of the Doppler frequency estimation on the basis of the MUSIC algorithm is depicted in detail. The frequencies of sinusoids are determined as the arguments of the function  $S(\omega)$  maximum values. Since the MUSIC algorithm is a high-resolution method, it is possible to determine the Doppler shift very precisely. This algorithm is very successfully applied in the case of separation of more targets with closely space coordinates, which generate a surface target on the indicator because of their closeness.

Representation and analysis of the target velocity estimation

The implementation of the estimator of radial velocity was realized in MATLAB. The estimator of radial velocity was checked first with simulated targets and with real ones afterwards. The acquisition of the real radar signal was realized at an A/D converter sampling frequency of 2 MHz because of the aforementioned reason. The CFAR processor was designed again with an eight times higher range than that of the original CFAR processor in the GIRAFFE radar.

Doppler frequency estimation for simulated and real targets

All parameters in clutter measuring and simulated and real target detection were shown in tables while the results were shown graphically.

Target separation per Doppler frequency

The paper shows the method of target separation per Doppler frequency when two targets with similar performances and approximately same velocities are within the same resolution radar cell simultaneously.

Conclusion

In all analyses the MUSIC method has given better results than the FFT method. The MUSIC method proved to be better at estimation precision as well as at resolving two adjacent Doppler frequencies. On

*the basis of the obtained results, the designed estimator of radial velocity can be said to estimate Doppler frequency in the reflected signal from a moving target precisely, and, consequently, the target velocity. It is thus possible to improve the performances of the current radar as far as a precise estimation of velocity of detected moving targets is concerned.*

Key words: *software radar, radial velocity estimator, simulated target, real target.*

Datum prijema članka: 22. 05. 2009.

Datum dostavljanja ispravki rukopisa: 20. 10. 2009.

Datum konačnog prihvatanja članka za objavljivanje: 22. 10. 2009.