

Model podsistema za praćenje cilja u vazdušnom prostoru po brzini

Goran Dikić, Stojadin Manojlović, Davorin Mikluc

Katedra vojnoelektronskog inženjerstva

Vojna akademija, Univerzitet odbrane

Beograd, Republika Srbija

goran.dikic@mod.gov.rs

Sažetak—U radu je opisan sistem za praćenje cilja u vazdušnom prostoru. Pri tome je naglašen opis podsistema koji obezbeđuje njegovo praćenje po brzini. Simulacija i analiza rada ovog sistema ostvarena je polazeći od matematičkog modela definisanog pomoću odgovarajućih funkcija prenosa u kompleksnom domenu. Zanimarivanjem dinamike pojedinih delova ovog podsistema razvijen je model nižeg reda koji u dovoljnoj meri dobro aproksimira njegovo ponašanje. Kvalitet aproksimacije testiran je i potvrđen primenom standardnih signala kao što su odskočna i nagibna funkcija.

Ključne riječi- praćenje cilja; Doplerova frekvencija; (target tracking, Dopler frequency)

I. Uvod

Dejstvo borbenog sistema podrazumeva prethodno uočavanje cilja, zahvat odnosno dovođenje oruđa u položaj koji obezbeđuje da cilj bude u vidnom polju njegovog nišanskog sistema, praćenje cilja radi procene optimalnih uslova gađanja i prevođenje oruđa u stanje trenutne gotovosti (uvođenje preticanja), odnosno režim “spreman za dejstvo”.

Praćenje u užem smislu podrazumeva proces usmeravanja senzora tako da se obezbedi neprekidno prisustvo cilja u njegovom vidnom polju uz minimizaciju odstupanja nišanske linije senzora od linije viziranja cilja. Ukoliko se pri tome mere samo uglovne koordinate cilja, azimut i elevacija, ovaj proces najčešće se naziva dvodimenzionalno ili 2D praćenje.

Međutim, u širem smislu, praćenje podrazumeva proces prikupljanja podataka o prostornom položaju i kretanju cilja kao i primenu sofisticiranih algoritama za obradu rezultata merenja kako bi se stekla pouzdanija informacija o njegovim kinematskim stanjima. Imajući u vidu sadržajnost informacija o kretanju cilja, u ovom slučaju je, sa određenom verovatnoćom, moguće rekonstruisati kao i predvideti njegovu trajektoriju pa je ovaj proces nazvan trodimenzionalno, odnosno, 3D praćenje. Pri tome se, u zavisnosti od namene sistema, najčešće mere uglovne koordinate cilja, njegova daljina i/ili radijalna brzina.

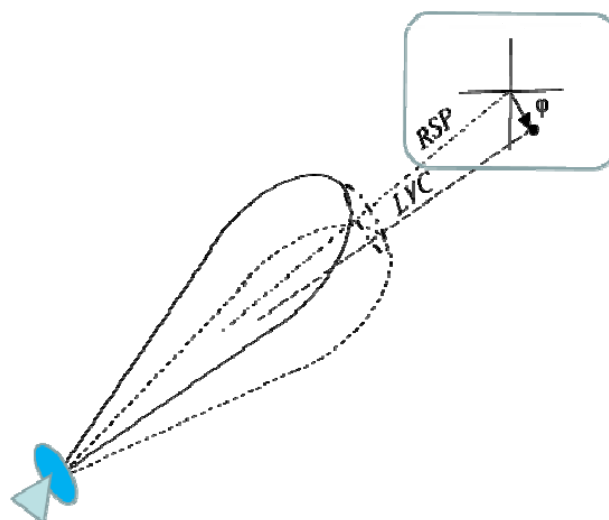
Merenje radijalne brzine olakšava razrešenje nejasnih situacija koje se pojavljuju u prisustvu većeg broja ciljeva ili u slučaju primene elektronskog ometanja. U ovom radu prikazani

su model i rezultati odgovarajućih simulacija podsistema kojim se obezbeđuje praćenje cilja po brzini.

II. Opis sistema za praćenje cilja u vazdušnom prostoru

Konkretan primer praćenja po uglovnim koordinatama i brzini cilja sreće se u realizaciji sistema vođenja i upravljanja protivvazduhoplovnog sistema sa radarskom glavom za samovođenje. Pravac cilja određuje se na osnovu konusnog pretraživanja prostora, u neposrednoj okolini cilja, uskim antenskim dijagramom širine $\Delta\alpha$. Pri tome centralna osa antenskog dijagrama opisuje, kao što se vidi na Sl. 1, konus širine $2\Delta\alpha$ oko ravnosignalnog pravca (RSP). Ako se, tokom pretraživanja prostora, linija viziranja cilja (LVC) poklapa sa ravnosignalnim pravcem antenskog sistema na ulazu prijemnika pojavljuje se signal jednake amplitude.

U slučaju odstupanja linije viziranja cilja od ravnosignalnog pravca amplituda signala menja se u skladu sa frekvencijom obrtanja antene, a faza obvojnice modulisano signala ϕ određena je položajem cilja u ravni normalnoj na ravnosignalni pravac. Ovaj postupak određivanja položaja cilja poznat je pod nazivom amplitudno-fazna metoda [1].



Slika 1. Prikaz amplitudno-fazne metode.

Primenom dva pomoćna referentna signala koji su međusobno pomereni za $\pi/2$ radijana prijemni signal razlaže se na signal greške u horizontalnoj i vertikalnoj ravni. Na osnovu ovih signala ostvaruje se usmeravanje antene tako da cilj ostane u zahvatu antenskog snopa.

Poznato je da kretanje cilja izaziva promenu frekvencije primljenog signala u odnosu na frekvenciju predajnog uređaja kojim se ozračava cilj. Sl. 2 prikazuje strukturu podsistema za praćenje cilja po brzini u sistemima iz sedamdesetih godina prošlog veka koji se i danas nalaze u upotrebi. Prijemni signal označen kao $\sin(\omega_f t)$ meša se sa signalom lokalnog oscilatora kako bi se dobio signal čija je frekvencija proporcionalna radijalnoj brzini cilja. Dobijeni signal zatim prolazi kroz frekvencijski diskriminator $G_D(s)$ kako bi se generisao napon ΔU za pobudu servo mehanizma $G_{SM}(s)$. Ovaj servomehanizam pokreće kondenzator oscilatora $G_{OSC}(s)$, menjajući frekvenciju njegovog signala tako da prati promene radijalne brzine cilja. U skladu sa tehnološkim napretkom procesiranje signala koji odgovara brzini cilja obavlja se, u modernim sistemima, primenom odgovarajućeg estimatora stanja [2].

III. Model podsistema za praćenje cilja po brzini

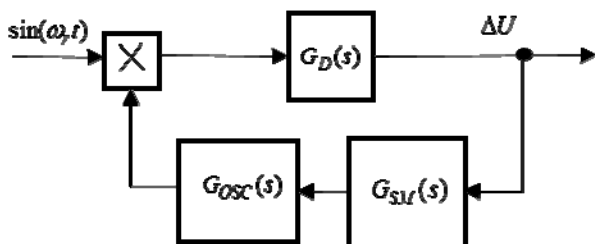
U ovom radu, pri opisu i modeliranju sistema za praćenje cilja po brzini, zanemareni su detalji koji se odnose na primarnu obradu signala nastalog refleksijom od cilja koji se prati.

Promene frekvencije primljenog signala u odnosu na frekvenciju uređaja kojim se ozračava cilj su takve da postaju više kada se približava. U slučaju njegovog udaljavanja ova frekvencija je, naravno, manja.

Apsolutna vrednost razlike predajne i prijemne frekvencije proporcionalna je radijalnoj brzini cilja v_r , a obrnuto proporcionalna talasnoj dužini predajnog signala λ i naziva se Doplerova frekvencija. Njena vrednost određena je jednačinom

$$f_d = \frac{2v_r}{\lambda}. \quad (1)$$

Kao što je već navedeno, izdvajanje Doplerove frekvencije ostvaruje se mešanjem direktno primljenog signala ili nakon njegove obrade na nekoj međufrekvenciji sa signalom lokalnog oscilatora.



Slika 2. Struktura podsistema za praćenje cilja po brzini.

Dalja obrada ovog signala ostvaruje se unutar uskopojasnih pojačavača koji svojom širinom obezbeđuju da se ne uspostavi zahvat nekog drugog ili lažnog cilja.

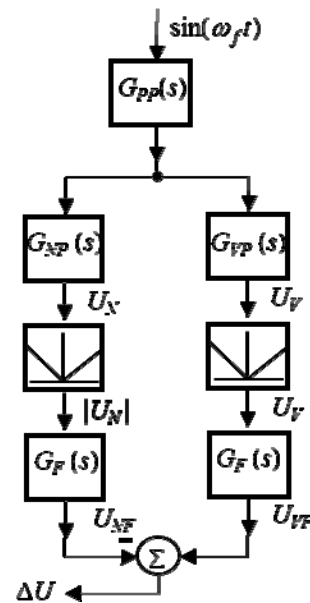
S obzirom da se Doplerova frekvencija menja sa promenom brzine cilja neophodno je promenom frekvencije signala lokalnog oscilatora obezbediti da se frekvencija izdvojenog signala ne menja kako bi ostao u radnom opsegu uskopojasnih pojačavača. Na ovaj način obezbeđuje se stalna selekcija pravog cilja.

Sl. 3 prikazuje strukturu frekvencijskog diskriminatora $G_D(s)$ unutar podsistema za praćenje cilja po brzini. Ulazni signal, koji je u ovom slučaju označen kao $\sin(\omega_f t)$, prolazi kroz pojasnpropusni filter $G_{PP}(s)$, a zatim kroz visokopropusni i niskopropusni filter $G_{VP}(s)$ i $G_{NP}(s)$. Frekvencija na kojoj se seku njihove amplitudne frekvencijske karakteristike ω_0 nalazi se tačno na sredini pojasnpropusnog filtera $G_{PP}(s)$. Nakon prolaska kroz filtere naizmenični signali se ispravljaju i propuštaju kroz filtere $G_F(s)$ kojim se minimizira preostala naizmenična komponenta da bi se konačno odredila njihova razlika ΔU .

Ukoliko je frekvencija primljenog signala ω_f različita u odnosu na ω_0 signali na izlazu visokopropusnog i niskopropusnog filtera imaju različite amplitude tako da će se dobiti napon ΔU različit od nule. Na osnovu ovog napona odgovarajući servomehanizam $G_{SM}(s)$ pokreće kondenzator koji određuje frekvenciju lokalnog oscilatora tako da se, u zavisnosti od prirode promene brzine cilja eliminiše ili minimizira odstupanje frekvencije ω_f u odnosu na ω_0 .

Pri modeliranju sistema usvojena je funkcija prenosa pojasnog propusta [3]

$$G_{PP}(s) = G_{P1}(s)G_{P2}(s)G_{P3}(s)G_{P4}(s) \quad (2)$$



Slika 3. Struktura frekvencijskog diskriminatora.

Pri tome su

$$G_{P1}(s) = \frac{-833s}{s^2 + 606s + 2,52 \cdot 10^7} \quad (3)$$

$$G_{P2}(s) = G_{P1}(s) \quad (4)$$

$$G_{P3}(s) = \frac{-833s}{s^2 + 606s + 1,934 \cdot 10^7} \quad (5)$$

$$G_{P4}(s) = \frac{-1,23 \cdot 10^7 s^2}{s^4 + 10877s^3 + 4,66 \cdot 10^7 s^2 + 2,08 \cdot 10^{11} s + 3,74 \cdot 10^{14}} \quad (6)$$

Očigledno, postoji deset polova i pet nula. Vrednosti odgovarajućih koeficijenata su usvojene tako da se dobija pojasni propust u okolini centralne frekvencije ω_0 na kojoj se seku amplitudne karakteristike filtera $G_{VP}(s)$ i $G_{NP}(s)$.

Pri modeliranju visokopropusnog i niskopropusnog filtera usvojene su funkcije prenosa [4]

$$G_{VP}(s) = \frac{K_V s^4}{a_{41}s^4 + a_{31}s^3 + a_{21}s^2 + a_{11}s + a_{01}} \quad (7)$$

$$G_{NP}(s) = \frac{K_N s}{a_{52}s^5 + a_{42}s^4 + a_{32}s^3 + a_{22}s^2 + a_{12}s + a_{02}} \quad (8)$$

sa koeficijentima pojačanja $K_V = 4,331$, $K_N = 5,954 \cdot 10^{14}$, i koeficijentima polinoma u imeniocima

$$\begin{bmatrix} a_{01} & a_{02} \\ a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \\ a_{31} & a_{32} \\ a_{41} & a_{42} \\ a_{51} & a_{52} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1,736 \cdot 10^{15} & 1,235 \cdot 10^{17} \\ 3,956 \cdot 10^{11} & 2,083 \cdot 10^{14} \\ 1,12 \cdot 10^8 & 1,101 \cdot 10^{11} \\ 1,313 \cdot 10^4 & 3,585 \cdot 10^7 \\ 1 & 5775 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (9)$$

Funkcije prenosa filtera $G_F(s)$ i servomehanizma $G_{SM}(s)$ usvojene su u obliku

$$G_F(s) = \frac{1}{0,01s + 1} \quad (10)$$

$$G_{SM}(s) = \frac{K_m}{s(T_m s + 1)} \quad (11)$$

iv. Rezultati simulacija

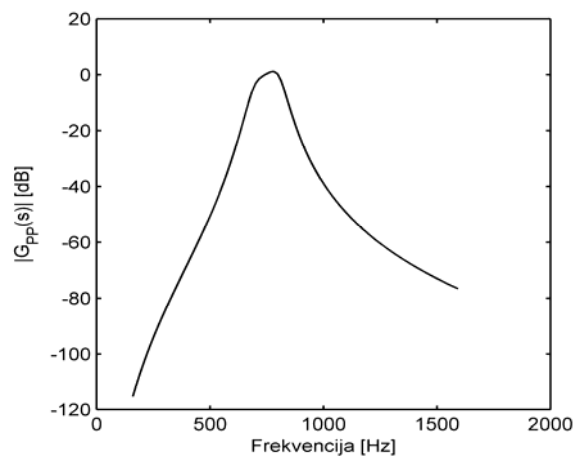
Tokom simulacija usvojena je vrednost vremenske konstante servomehanizma $T_m=0,1s$, a koeficijent statičkog pojačanja menja se tako da omogućava testiranje sistema u slučajevima kada je $K_m=30$, 60 i 120. Pri tome se analiziraju odzivi sistema kada se frekvencija signala, na ulazu frekvencijskog diskriminatora, menja tako da ima karakter odskočne funkcije $u(t-t_0)$, u prvom slučaju, a zatim kao nagibna funkcija, u drugom slučaju.

Na Sl. 4 prikazana je amplitudna karakteristika pojasnog propusta opisanog funkcijom prenosa $G_{PP}(s)$. Jasno se uočava njegova centralna frekvencija $\omega_0=750Hz$.

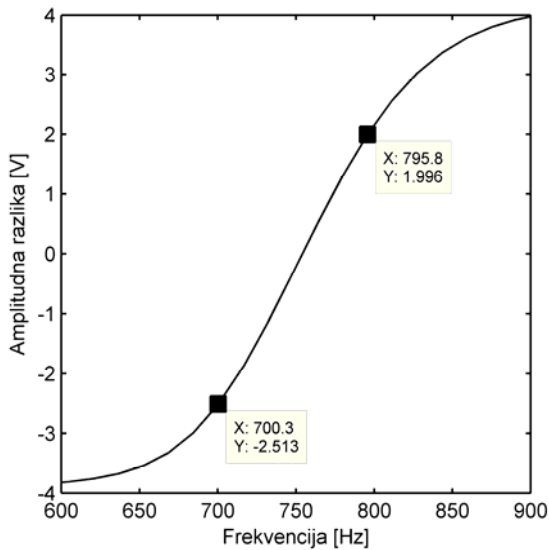
Sl. 5 prikazuje karakteristiku prenosa frekvencijskog diskriminatora koja je dobijena kao razlika amplitudnih karakteristika niskopropusnog i visokopropusnog filtera. Karakteristika opisuje zavisnost napona ΔU na njegovom izlazu od frekvencije signala koji prolazi kroz navedene filtere.

Imajući u vidu linearnost ove karakteristike u oblasti oko centralne frekvencije ω_0 testiran je model frekvencijskog diskriminatora u kojem je celokupan deo predstavljen funkcijama prenosa $G_{PP}(s)$, $G_{VP}(s)$ i $G_{NP}(s)$ opisan proporcionalnim elementom, odnosno funkcijom prenosa $G_D(s)=K$.

Koordinate tačaka koje su označene markerima u obliku kvadrata na Sl. 5 jasno ukazuju da je vrednost koeficijenta $K=0,0527$ V/Hz. U tom slučaju, za razliku od prikaza na Sl. 2, kompletan podsistem može da se predstavi strukturnim dijagramom prikazanim na Sl. 6. kad je ulaz predstavljen kompleksnim likom $\Omega_r(s)$ frekvencije ω_r , a ne signalom $\sin(\omega_r t)$.



Slika 4. Amplitudna karakteristika pojasnog propusta.



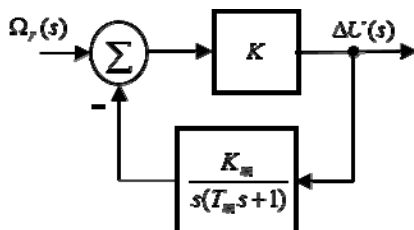
Slika 5. Karakteristika prenosa diskriminatora.

Istovremeno je simbol mešača zamenjen simbolom sumatora tako da se dobija standardni prikaz strukturnog blok dijagrama na osnovu kojeg se može odrediti funkcija spregnutog prenosa

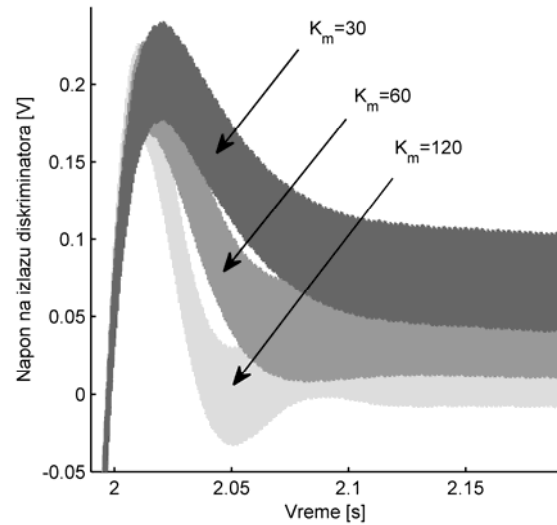
$$G_{SP}(s) = \frac{\Delta U(s)}{\Omega_r(s)} = \frac{1}{K_m} \frac{s(0,1s+1)}{\frac{1,8975}{K_m}s^2 + \frac{18,9753}{K_m}s + 1} \quad (12)$$

Očigledno, podešavanjem koeficijenta statičkog pojačanja K_m može se uticati na dinamičke karakteristike sistema kao i veličinu geške u stacionarnom stanju. Negovim povećanjem prigušenje postaje manje. S obzirom da sistem poseduje nulu u koordinatnom početku stacionarno stanje ima vrednost nula kada pobuda ima oblik odskočne funkcije, $\omega_r = \omega_0 + 8u(t-t_0)$. Za slučaj pobude signalom koji nakon trenutka t_0 ima oblik nagibne funkcije $\omega_r = \omega_0 + 8(t-t_0)$ odziv je, u stacionarnom stanju, konačan i opada sa povećanjem ovog koeficijenta.

Sl. 7 i 8 prikazuju odzive sistema u slučaju kada je modelom obuhvaćena i dinamika filtera $G_{PP}(s)$, $G_{VP}(s)$ i $G_{NP}(s)$. Prikazani rezultati dobijeni su, kao što je već navedeno, pri različitim vrednostima koeficijenta K_m .



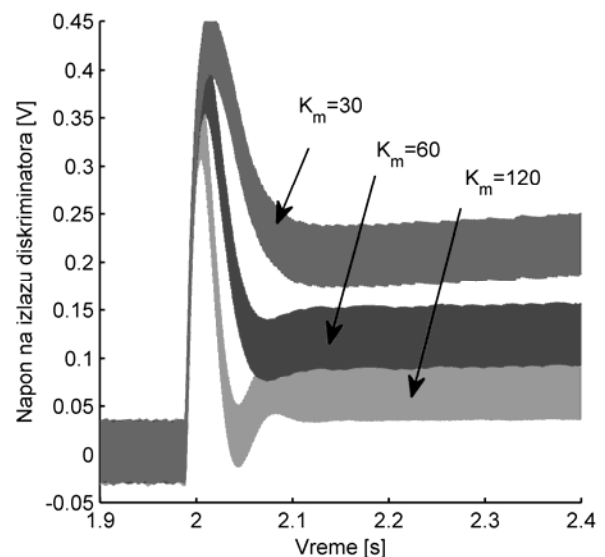
Slika 6. Strukturni blok dijagram aproksimiranog podsistema



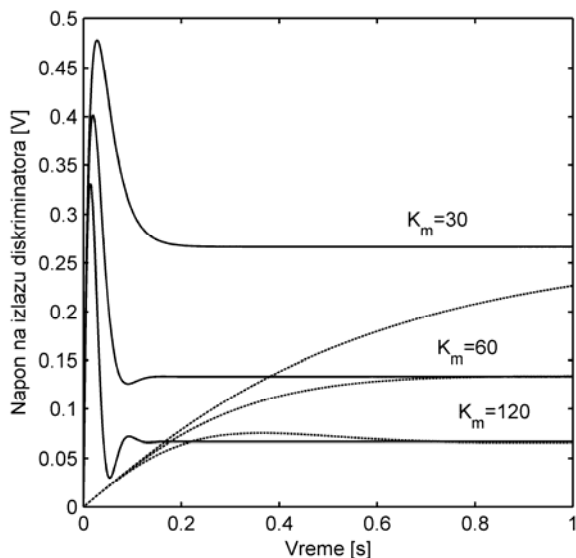
Slika 7. Odziv kada je pobuda u obliku odskočne funkcije

Analizom rezultata na ovim slikama jasno se uočava da su dinamika promena kao i vrednosti registrovanog odziva u stacionarom stanju u skladu sa komentarom uticaja vrednosti koeficijenta K_m .

Sa namerom da se utvrdi u kojoj meri funkcija prenosa (12) može da se primeni kao aproksimacija modela opisanog podsistema za praćenje cilja po brzini realizovani su testovi čiji su rezultati prikazani na Sl. 9 i 10. Na Sl. 9 isprekidanim linijama prikazani su odzivi sistema dobijeni zanemarenejm dinamika filtera $G_{PP}(s)$, $G_{VP}(s)$ i $G_{NP}(s)$, odnosno aproksimacijom $G_D(s) = K_m$.



Slika 8. Odziv kada je pobuda u obliku nagibne funkcije

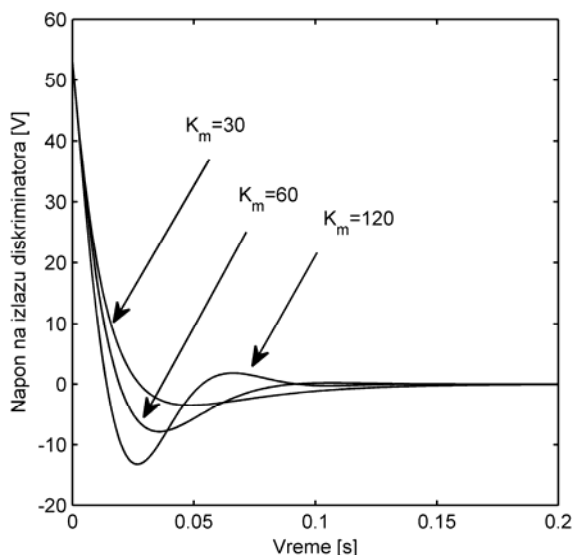


Slika 9. Odziv aproksimiranog sistema na pobudu nagibnom funkcijom

Neslaganje u dinamici prelaznog procesa zahtevalo je da se usvoji funkcija prenosa sa drugačijim paramterima

$$G_{SP}(s) = \frac{\Delta U(s)}{\Omega_r(s)} = \frac{1}{K_m} \frac{s(0,09s + 1)}{0,0136 \frac{s^2}{K_m} + 1,3554 \frac{s}{K_m} + 1} \quad (13)$$

Tako je ostvarena dinamika prikazana punom linijom na Sl. 9 koja odgovara dinamici odziva na Sl. 8.



Slika 10. Odziv aproksimiranog sistema na pobudu odskočnom funkcijom

Vremenska konstanta je smanjena približno dvanaest puta. Istovremeno je uveden značajno manji koeficijent prigušenja sa vrednošću $\zeta = 0,5314$. Odzivi na pobudu odskočnom funkcijom, prikazani na Sl. 10, ukazuju na pojavu ekstremno velikih vrednosti tokom prelaznog procesa koji se mogu prevazići uvođenjem odgovarajućeg ograničavača na izlazu. Na taj način dobija se aproksimativni model funkcije prenosa drugog reda koji zadovoljava potrebe modeliranja u pogledu dinamike procesa i stacionarnog stanja.

v. Zaključak

Rezultati testova pokazuju da opisani matematički model omogućava simulaciju procesa praćenja cilja po brzini. S obzirom da frekvencijski diskriminator karakteriše značajno brža dinamika u odnosu na servo mehanizam koji koriguje frekvenciju lokalnog oscilatora usvojen je model opisan funkcijom prenosa drugog reda. Odsustvo nemodelirane dinamike izaziva neslaganja u pogledu karaktera prelaznog stanja koja se prevazilaze adekvatnim izborom vrednosti parametara modela nižeg reda. Pri tome se javlja novi problem u vidu pojave izuzetno velikih vrednosti u odzivu aproksimativnog modela kada je pobuđen signalom u obliku odskočne funkcije. Imajući u vidu da je odziv u stacionarnom stanju na ovu pobudu jednak nuli problem se može prevazići primenom odgovarajućeg ograničavača na izlazu sistema. Konačan odabir reda aproksimativnog modela kao i verifikaciju njegovih parametara treba izvesti nekom od metoda identifikacije sistema. U konkretnom primeru podešavanja su obavljena u skladu sa praktičnim iskustvom autora.

Literatura

- [1] Milorad Bogdanović, Osnove radarske teorije, Centar vojnih škola Vojske Jugoslavije, Vojnotehnička akademija VJ, 1997, pp. 144-153.
- [2] Papic Veljko D, Djurovic Zeljko M, Kovacevic Branko D, "Adaptive Doppler-Kalman filter for radar systems", IEE Proceedings Vision Image and signal Processing, vol. 153, pp 379-387, 2006.
- [3] David E. Johnson, Harry P. Moore, A handbook of active filters, 3rd ed., Prentice-Hall, New Jersey, 1980.
- [4] D. E. Hildreth, Synthesizer for Binaural CW Reception, Ham Radio, Nov. 1975, p 46-48.

abstract

This paper describes a system for tracking aerial targets. It is accentuated by a description of the subsystem that provides its monitoring by speed. Simulation and analysis of the operation of this system is realized on the basis of a mathematical model defined by appropriate transfer function in the complex domain. Neglecting dynamics of certain parts of the subsystem, a model of a lower order that approximates its behavior sufficiently well has been developed. The quality of the approximation has been tested and confirmed using standard signal such as a step and ramp function.

SUBSYSTEM MODEL FOR AERIAL TRAGET TRACKING BY SPEED

Goran Dikic, Stojadin Manojlovic, Davorin Mikluc

