Sc Momčilo Đorović,
potpukovnik, dipl. inž.
VP 4954, Danilovgrad

SIMULATOR TEKUĆEG PRIJEMNOG SIGNALA RADARSKOG SENZORA PREPREKA ZA NISKOLETEĆE PLATFORME (I)

UDC: 621.963.001.57

Rezime:

U radu je predložen matematički model simulatora tekućeg prijemnog signala radarskog senzora prepreka (RSP) za niskoleteće platforme (NLP). Odbirci tekućeg prijemnog signala nastaju sumiranjem anvelopa elementarnih signala — svih elementarnih doprinosa po rezolucionim ćelijama. Zbog kretanja NLP i skaniranja snopa zračenja antene, odbirci tekućeg prijemnog signala izračunavaju se za svaki impuls predajnog signala. Vreme se eksplicitno uzima u obzir računanjem trenutnog preseka DMT i snopa zračenja antene, odnosno selekciju vidljivih elementarnih površina.

Spektralna gustina i funkcija korelacije odbiraka tako nastalog slučajnog procesa $\xi_a(t)$ potpuno je određena 2D poljem specifične refleksne površine terena $\sigma_x(x, y)$. Elektrodinamički DMT, rađen za ovu namenu, ima sve relevantne parametre, koji su potrebni za opis ovog 2D polja.

Ključne reči: radarski senzor prepreka, niskoleteće platforme, matematički model, simulator prijemnog signala, odbirak tekućeg prijemnog signala, slučajni procesi.

COMPUTER SIMULATION MODEL OF OBSTACLE RADAR SENSORS FOR LOW-FLYING PLATFORMS

Summary:

A mathematical model of the simulation of current receiving signals from obstacle radar sensors for low-flying platforms is presented in this paper. Samples of a current receiving signal are formed by reflection/scattering of electromagnetic waves from all visual surfaces/scatters inside the resolutionary cells. Because of the low-flying platform moving and antenna scanning, the samples of the current receiving signal are determined for each impulse of the current transmitting signal. Time is explicitly taken into account through the selection of the visual elementary surfaces/scatters inside the resolutionary cells.

The spectral density and the correlation function of the sample formed in this random process $\xi_a(t)$ are completely determined by the 2D field radar scattering/cross section terrain $\sigma_x(x, y)$. The electrodynamic digital terrain model, developed for this purpose has all relevant parameters necessary for this 2D field description.

Key words: obstacle radar sensor, low-flying platform, mathematical model, computer simulator receiving signal, sample of current receiving signal, random process.

Uvod

Pojavom novih elektronskih komponentata i tehnika projektovanja ra-

darskih sistema (RS) na raspolaganju su sve veće mogućnosti u izboru parametara, a samim tim i potrebe za kompromisima se smanjuju. Međutim, po-

stavljanjem sve strožih operativnih zahteva, neminovno se nameće novi krug parametara i kompromisa.

Prvi korak ka približavanju optimalnoj konstrukciji RS za datu namenu je specificiranje njegovih realnih ciljnih performansi. Nakon tog koraka sledi sinteza RS, ili sinteza dva ili tri konkurentna rešenja — alternative, koje zadovoljavaju okvire zadatih: performansi, raspoloživih komponenata, finansijskih sredstava i raspoloživog vremena. Konačno, nakon što je RS projektovan, njegove se performanse analiziraju sa teorijskog stanovišta da bi se upravljalo njegovom uspešnom upotrebom, kao i da bi se odredili relevantni faktori eksperimentalne verifikacije.

Kao što nema propisanog »recepta« za projektovanje RS, tako nema ni jedinstvene metode kojom se mogu odrediti njegove optimalne karakteristike. Sinteza RS-a, koja započinje sa ciljevima misije, još uvek je više umetnost nego nauka, a raspoložive metode imaju za cilj samo da usmere one inženjere koji nisu razvili svoj vlastiti pristup projektovanju kroz praksu. Razlike u mišljenjima o relativnoj važnosti neopipljivih faktora, kao što su npr. pouzdanost i adaptivnost na različite uslove rada, često vode do sasvim različitih pristupa u projektovanju.

Najčešći od svih pristupa u sintezi RS je primena metode ekstrapolacije postojećih sistema. Ova metoda najviše zadovoljava, jer osigurava da RS, izabran za razvoj, bude jedan od onih koji zadovoljavajuće izvršava svoje sadašnje zadatke i obezbeđuje da se ti zadaci mnogo ne razlikuju od traženih u novoj specifikaciji. Većina »novih« zahteva zasnovana je na proširenju performansi postojećih sistema radi zadovoljenja nekih novih traženih zahteva.

U mnogim slučajevima primena ekstrapolacije je neplodotvorna jer je problem koji se rešava različit od onih koje rešavaju postojeći RS ili zato što

neka nova elektronska komponenta ili tehnika projektovanja omogućava novi pristup starom problemu. Direktna sinteza nove konstrukcije RS na osnovu zahtevanih performansi tada je najprikladnija. Ova metoda je zasnovana na tzv. sistemskom pristupu.

Razvoj matematičkih modela, koji opisuju fenomene iz oblasti radarske teorije, i brz razvoj računara opšte namene, presudno su uticali na to da su metode matematičkog modelovanja i simulacije na računaru postale dominantne u oblasti analize i sinteze radarskih sistema danas [1—7].

Pojam simulacije u ovom radu ima smisao zamene RS njegovim matematičkim modelom, koji dovoljno tačno i adekvatno opisuje fenomene koje on rešava, a koji se uz to može programirati na računaru. Osnova za razvoj računarskog programa koji simulira kompletan rad RS je njegova funkcija.

U dostupnoj literaturi iz ove oblasti [1—3], funkcionalna simulacija se realizuje na dosta grub način. Neinteraktivni program omogućava analizu uticaja niza parametara, ali se u radarskoj jednačini koriste unapred definisane funkcionalne zavisnosti izvedene statističkom analizom [2]

U novijim radovima [4—6], u zavisnosti od vrste problema koji se simulacijama istražuju, susreću se novi pristupi i modeli koji sve više odražavaju realno funkcionisanje sistema. Istovremeno, lepeza problema koji se na ovaj način istražuju je sve šira. Kreće se od statističkih karakteristika raspršenja elektromagnetskih talasa od površine terena [4], preko arhitekture i organizacije simulacionih modela RS [5], do specifičnih problema, kao što je primena interferencijske metode kod avionskog radara u modu ručnog izbegavanja prepreka [6].

Oblast iz koje se pokreću istraživanja — matematičko modelovanje RS i simulacija njihovog rada na računaru

dosta je razvijena. To se posebno odnosi na modele refleksije — raspršenja elektromagnetskih talasa od različitih vrsta terena, i analizu i sintezu RS.

Fenomenološka zasnovanost modela

U razvoju simulacionog modela radarskih senzora prepreka (RSP) za niskoteće platforme (NLP) pošlo se od pretpostavke da se NLP kreće pravolinijski, jednolikom brzinom $V_1 = \text{const.}$, i na minimalnoj relativnoj visini $h_0 = \text{const.}$ iznad površine terena (slika 1, a). S obzirom na relativno malu brzinu i udaljenost RSP od osmatrane površine terena, refrakcija elektromagnetskih talasa se zanemaruje. Prostor se osmatra impulsnim signalom dužine τ_i , s periodom ponavljanja f_i , talasne dužine λ , koji su prostorno (radarskom antenom) usmereni u tzv. igličasti snop zračenja nagnutim pod uglom ϵ u odnosu na horizontalan pravac leta.

Antena RSP skanira po elevaciji u sektoru $[\epsilon_d, \epsilon_g]$ u odnosu na horizontalan pravac leta. Dimenzije snopa zračenja antene su $\Delta\beta = \Delta\epsilon$ po azimutu i elevaciji respektivno.

Kako je u digitalnom modelu terena (DMT), specijalno formiranog za ovu namenu [10], površina terena aproksimirana skupom diskretnih elementarnih površina, jasno je da rezolucioni ćeliju čini podskup nepokretnih, prostorno nekoherentnih, elementarnih površina među kojima nema dominantnih raspršivača. Drugim rečima, signali raspršeni od elementarnih površina su nezavisni, a parcijalni tekući signali raspršeni od pojedinih rezolucioni ćelija ne sadrže stabilne komponente uslovljene relativno jakim koherentnim signalima raspršenim od određenih elementarnih površina koje se na njoj nalaze.

Zanemarujuće efekte drugog i viših redova difrakcije talasa, odnosno pod pretpostavkom da predajni signal trpi samo jednu transformaciju na putu RSP — teren — RSP, tekući prijemni signal na ulazu u prijemnik predstavlja sumu:

$$\dot{u}_{pr}(t) = \dot{u}_s(t) + \dot{u}_g(t) \quad (1)$$

gde je: $\dot{u}_s(t)$ — koristan tekući signal raspršen od osvetljenih elementarnih površina u m-toj rezoluciono ćeliji s centralnom elementarnom površinom

Sl. 1 — Fenomenologija modela RSP u modu automatskog praćenja terena

A_m (slika 2); $\dot{u}_s(t)$ — komponenta tekućeg signala formirana od drugih raspršivača, koja zajedno sa šumom prijemnika RSP deluje kao smetnja pri obradi signala $\dot{u}_s(t)$.

Na slici 2 prikazana je m-ta rezoluciona ćelija, dimenzija Δr po daljini i H_m po azimutu, u dva momenta vremena t_1 i t_2 . Rezolucione ćelije, koje formiraju tekući prijemni signal $\dot{u}_{pr}(t - \tau_{m+1} - T_i)$ i $\dot{u}_{pr}(t - \tau_{m+1})$, šrafirane su šrafurama pod različitim nagibima. Sa τ_{m+1} označeno je vreme odlaska i povratka signala, raspršenog od centralne površine A_m m-te rezolucione ćelije.

Površina m-te rezolucione ćelije određuje se pomoću izraza:

$$\Delta S = \Delta r \cdot H_m \quad (2)$$

$$\text{gde je: } \Delta r = (c \cdot \tau_i / 2) \cdot \sec \epsilon, \quad (3)$$

— dimenzija rezolucione ćelije po kosoj daljini, a njena širina, koja zavisi

gde je: $r_m = \sqrt{x_m^2 + (h_o - h_m)^2}$ — rastojanje između najbliže elementarne površine m-te rezolucione ćelije i RSP (slika 2).

U santimetarskom talasnom području i za širine dijagrama usmerenosti antene $\Delta\beta \approx 1^\circ$ do 3° , širina m-te rezolucione ćelije može se izraziti kao:

$$H_m = 2 \cdot r_m \cdot \Delta\beta. \quad (5)$$

Parcijalni tekući prijemni signal $\dot{u}_{pr}(t)$ nastaje sumiranjem raspršenih elektromagnetskih talasa od svih »osvetljenih« i »vidljivih« elementarnih površina terena unutar rezolucionih ćelija, od kojih se ne mogu izdvojiti doprinosi elementarnih površina.

Može se zaključiti da izbor dimenzija elementarnih površina (Δx , Δy) DMT zavisi od tehničkih parametara RSP (τ_i , $\Delta\beta$, $\Delta\epsilon$). U suštini, dimenzije elementarnih površina ne smeju da budu veće od dimenzija rezolucionih ćelija (Δr , H_m). Inače, u zavisnosti od na-

Sl. 2 — Šematski prikaz rezolucionih ćelija u odnosu na projekciju pravca leta NLP

od širine dijagrama usmerenosti antene po azimutu na nivou pola snage ($\Delta\beta$), iznosi:

$$H_m = 2 \cdot r_m \cdot \operatorname{tg}(\Delta\beta/2), \quad (4)$$

mene modela, sa stanovišta ekonomije računarskih resursa (potrebna memorija i broj računarskih operacija), pri simulaciji signala, optimalan odnos

postiće se u slučaju kada je elementarna površina terena jednaka rezolucionalnoj ćeliji radara.

Matematički model tekućeg prijemnog signala

Matematički model tekućeg prijemnog signala raspršenog od elementarnih površina m-te rezolucione ćelije sa centralnom tačkom A_m (slika 2) razvijen je pod pretpostavkom da:

— je trajektorija leta pravolinijska u horizontalnoj ravni, a brzina $V_l = \text{const.}$;

— antena skanira po elevaciji jednolikom brzinom u sektoru (ϵ_d, ϵ_g) oko pravca leta po sledećem zakonu:

$$\epsilon_d(t) = \epsilon_0 + \epsilon(t); \quad \epsilon(t) = \int_0^t \Omega_a(\tau) d\tau,$$

gde je: ϵ_0 — horizontalni pravac leta NLP; $\Omega_a(\tau)$ — brzina skaniranja antene; $\epsilon(t)$ — pomak antene od pravca leta za vreme t ;

— tekuće rastojanje između NLP i centralne tačke A_m m-te rezolucione ćelije osmatranog terena iznosi $r_l(t)$ (slika 3). Ovo rastojanje može se izraziti kao:

$$r_l(t) = r_m(t) \approx r_{mo} + \frac{V_l^2 \cdot t^2}{2 \cdot r_{mo}}$$

Sl. 3 — Geometrijski odnosi elementarnih površina u rezolucionalnoj ćeliji

gde je: $r_{mo} = r_m(0) = \sqrt{(x_m + \Delta r/2)^2 + h_l^2} \dots$; x_m — daljina do najbližih elementarnih površina m-te rezolucione ćelije.

Neka kompleksna anvelopa predajnog impulsnog signala ima oblik:

$$\dot{u}_{pd} = U_0 \cdot \exp(j\phi_0) \cdot \sum_v g_i \cdot (t - vT_i),$$

$$v = 0, \pm 1, \pm 2, \quad (6)$$

gde je funkcija modulacije predajnog

$$\text{signala } g_i = \begin{cases} 1, & t \in [0, \tau_i] \\ 0, & t \notin [0, \tau_i] \end{cases} \quad (7)$$

Odbirak tekućeg prijemnog signala formiraju sve »osvetljene« elementarne površine unutar m-te rezolucione ćelije (slika 3) u horizontalnoj ravni $Q_z X_z Y_z$, gde je A_m centralna površina s koordinatama $(x_m + \Delta r/2, 0, x_m)$.

Kompleksna anvelopa elementarnog signala, raspršenog od elementarne površine s koordinatama (x, y) , na ulazu u prijemnik RSP ima oblik:

$$\dot{u}(t, x, y) = U_a \cdot G_a^2(t) \cdot \epsilon(x, y) \cdot \exp[jt\omega_a(t)] \cdot \sum_v g_i[t - vT_i - \tau(x)] \quad (8)$$

gde je: U_a — faktor, koji uzima u obzir amplitudu U_0 , koeficijent pojačanja primopredajne antene i slabljenja na trasi u oba smera;

$\tau(x) = 2 \cdot \sqrt{(x^2 + h^2)}/c$ kašnjenje raspršenog signala ($x = x_m + \Delta r/2$, $h = h_l - h_m$);

$$\omega_a(t) = - \frac{4 \cdot \pi \cdot V_l^2 \cdot t}{\lambda \cdot r_{mo}} \quad (9)$$

kružna modulaciona frekvencija raspršenog signala;

$\epsilon(x, y) = \sqrt{\sigma_0(x, y)} \cdot \exp(j\Phi_{xy})$ slučajan kompleksan broj, koji karakteriše proces raspršenja elektromagnetskih talasa od elementarne površine terena $\sigma_0 = \sigma(x, y) \cdot \Delta s$;

$\Delta s = \Delta x \cdot \Delta y$ površina elementarne površine u horizontalnoj ravni i slučajne faze $\Phi_{xy} = \phi_0 + \phi_{xy} - 4 \cdot \pi \cdot r_{mo}/\lambda$;

φ_{xy} — pomak faze zbog raspršenja na elementarnoj površini;

$G_a(t)$ — normiran snop zračenja antene — uzima se da je istog iznosa za sve elementarne površine unutar rezolucione površine, uz pretpostavku da faza $\Phi_{xy} = \arg \epsilon(x, y)$ ima uniformnu distribuciju na intervalu 0 do 2π , a da distribucija modula $|\epsilon(x, y)| = \sqrt{\sigma_0(x, y)}$ zavisi od vrste vegetacije na datoj elementarnoj površini i upadnog ugla elektromagnetskog talasa na istu;

$M\{\epsilon(x, y)\} = 0$ matematičko očekivanje.

Integracijom izraza (8) po promenljivoj y u granicama $[-H_m/2, H_m/2]$, uz pretpostavku da je proces raspršenja frekvencijski nezavisna dimenzija za deo rezolucione ćelije $H_m \cdot \Delta x$ (vidi sliku 3), dobija se izraz za kompleksnu anvelopu raspršenog signala:

$$\dot{u}(t, x) = \dot{U}_a(t) \cdot \xi(t, x) \sum_v g_i[t - vT_i - \tau(x)] \quad (10)$$

gde je:

$$\dot{U}_a(t) = U_a^2 \cdot G_a(t) \cdot \exp[jt\omega_a(t)] \quad (11)$$

$$\xi(t, x) = \int_{-H_m/2}^{H_m/2} \epsilon(x, y) \exp[jt\Omega(x, y)] dy \quad (12)$$

$$\Omega(x, y) = \omega(t, x, y) - \omega_a(t), \\ x = x_m + \Delta r/2. \quad (13)$$

U izrazu (13) funkcija $\omega(t, x, y)$ izražava frekvencijsku modulaciju signala na elementarnoj površini, koja se nalazi na m -toj rezoluciono ćeliji s koordinatama (x, y) . Na osnovu izraza (9) funkcija $\Omega(x, y)$ može se izraziti približnim izrazom:

$$\Omega(x, y) = \frac{4\pi V_1^2}{\lambda} \left(\frac{t}{r_{m0}} + \frac{t + x/V_1}{r_{xy}} \right) \approx \\ \approx - \frac{4\pi V_1}{\lambda r_{m0}} \cdot x \quad (14)$$

Činilac $\dot{U}_a(t)$ uzima u obzir uticaje svih relevantnih faktora na promenu prijemnog signala (10) koji je približ-

no jednak za sve elementarne površine — raspršivače u m -toj rezoluciono ćeliji.

Iz izraza (12) i (13) vidi se da se predajni signal (6) transformiše u reflektovani — raspršeni signal (10) s širim spektrom ili raspršenjem po frekvenciji.

Parcijalni tekući signal, koji nastaje u procesu transformacije — raspršenja predajnog signala od m -te rezolucione ćelije dimenzija $\Delta r \cdot H_m$ (vidi sliku 3), određuje se integracijom izraza (10) po prostornoj promenljivoj x u granicama $[x_m, x_{m+1}]$:

$$\dot{u}_a(t) = \dot{V}_a \cdot \eta_a(t), \quad (15)$$

$$\eta_a(t) = \sum_v \int_{x_m}^{x_{m+1}} \xi(t, x) \cdot g_i[t - vT_i - \tau(x)] dx. \quad (16)$$

Analizom izraza (16) dolazi se do zaključka da dužina (τ_a) raspršenog impulsnog signala $\dot{u}_a(t)$ (15), u odnosu na dužinu predajnog impulsa τ_i , raste:

$$\tau_a = \tau_{m+1} - \tau_m + \tau_i, \quad (17)$$

gde je:

$$\tau_m = \sqrt{x_m^2 + h_0^2}/c. \quad (18)$$

Zbog toga se radarski ciljevi koji transformišu predajne signale, tako što ih šire po vremenu, obično nazivaju ciljevi s disperzijom po kašnjenju (daljini) ili disperzioni ciljevi.

Na primer, jedna od mogućih realizacija modula $|\eta_a(t)|$ izraza (15) koji karakteriše slučajnu modulacionu komponentu signala $\dot{U}_a(t)$, prikazana je na slici 4 za tri perioda impulsnog signala ($v=0, 1, 2$), gde se sa $t_{v(m+1)}$ označavaju momenti vremena $t_{v(m+1)} = v \cdot T_i + \tau_{m+1}$.

Vremenske i frekvencijske promene odbiraka tekućeg prijemnog signala koje, uglavnom, zavise od raspršnih osobina ciljeva po frekvenciji i kašnjenju, menjaju oblik impulsnih signala

$\dot{u}_a(t)$ od perioda do perioda. Taj proces je ilustriran na slici 4, gde je, poredjenja radi, za svaki period prijemnog impulsnog signala T_i nanet i oblik impulsa $|\dot{\eta}_a(t)|$ za $v=0$.

Izrazi (15) i (16) su opšti za tekuće prijemne signale koji se sastoje od signala raspršenih od površine terena $\dot{u}_s(t)$ i šuma prijemnika $\dot{u}_g(t)$. Broj parcijal-

zu između njegovih vrednosti i prostorno-vremenskih koordinata. Jedna od takvih karakteristika je uzajamna kovarijaciona funkcija $\dot{K}_{ab}(t_1, t_2)$ parcijalnih tekućih signala $\dot{u}_a(t)$, $\dot{u}_b(t)$ dveju rezolucioni ćelija ΔS_a i ΔS_b s centralnim elementarnim površinama $A_m(x_m, 0, h_m)$, $B_k(x_k, 0, h_k)$. Uzajamni položaj rezolucioni ćelija prikazan je na slici 5. Na

Sl. 4 — Anvelopa amplitude odbiraka tekućeg prijemnog signala

Matematički model odbiraka tekućeg prijemnog signala zasnovan je na vektorskom sumiranju elementarnih signala nastalih refleksijom — raspršenjem elektromagnetskih talasa od svih »vidljivih« elementarnih površina — raspršivača unutar rezolucioni ćelija. Formiranje odbiraka tekućeg prijemnog signala vrši se, dakle, sumiranjem anvelopa elementarnih signala, odnosno, svih elementarnih doprinosa po rezolucioni ćelijama. Zbog kretanja NLP i skaniranja snopa zračenja antene, odbirci tekućeg prijemnog signala izračunavaju se za svaki impuls tekućeg prijemnog signala. Vreme se eksplicitno uzima u obzir računanjem trenutnog preseka DMT i snopa zračenja antene, odnosno selekcijom »vidljivih« elementarnih površina.

nih sabiraka po v u izrazu (16) određen je odnosom vremena osvetljavanja rezolucione ćelije (T_{os}) i perioda predajnog impulsnog signala (T_i).

Statističke karakteristike tekućeg prijemnog signala

Poznavanje tekućeg prijemnog signala podrazumeva poznavanje njegovih statističkih karakteristika koje, po zakonima verovatnoće, uspostavljaju ve-

osnovu relacija (15) i (16) izraz za uzajamnu korelacionu funkciju ima oblik:

$$\begin{aligned} \dot{K}_{ab}(t_1, t_2) = & M\{\dot{u}_a(t) \cdot \dot{u}_b(t)\} = \dot{U}_a(t_1) \cdot \\ & \cdot \dot{U}_b^*(t_2) \sum_v \sum_{i, x_m, x_k}^{x_{m+1}, x_{k+1}} \int \int M\{\xi(t_1, x) \cdot \\ & \cdot \xi^*(t_2, x)\} \cdot g_i[t - vT_i - \tau(x)] \cdot \\ & \cdot g_i[t - iT_i - \tau(x')] dx \cdot dx' \end{aligned} \quad (19)$$

gde se $\dot{U}_b(t)$ određuje pomoću izraza analognog (15), a i , kao i v , poprima vrednosti $i=0, \pm 1, \pm 2, \dots$. Simbol $M\{\diamond\}$ označava operaciju matematič-

kog očekivanja od izraza koji se nalazi u zagradama, a $(\diamond)^*$ — kompleksno-konjugovani par.

Dužina impulsa τ_b signala $\dot{u}_b(t)$ jednaka je τ_a (17), pri čemu je $\tau_b \ll T_i$. Svaki impuls signala $\dot{u}_a(t)$ za bilo koju vrednost relativnog kašnjenja $\tau = t_2 - t_1$ vremenski se poklapa sa samo jednim impulsom $\dot{u}_b(t)$. Polazeći od te činjenice, kao i svojstva prostorne nekoherentnosti površine terena:

$$\begin{aligned} M\{\dot{\xi}(t_1, x) \cdot \dot{\xi}^*(t_2, x')\} = \\ = M\{\dot{\xi}(t_1, x') \cdot \dot{\xi}^*(t_2, x')\} \cdot \delta(x - x') \end{aligned} \quad (20)$$

gde je: $\delta(\diamond)$ — Dirakova (Dirac) delta funkcija, izraz (19) možemo pisati i drugačije:

$$\dot{K}_{ab}(t_1, t_2) = \begin{cases} \dot{U}_a(t_1) \cdot \dot{U}_b^*(t_2) \sum_{v=x_k}^{x_{m+1}} M\{\dot{\xi}(t_1, x)\} \cdot g_i[t_1 - vT_i - \tau(x)] \cdot \\ \cdot g_i[t_1 - vT_i + \Delta\tau - \tau(x)] dx, & \tau \in [l \cdot T_i - \tau_d, l \cdot T_i + \tau_d] \\ 0, & \tau \notin [l \cdot T_i - \tau_d, l \cdot T_i + \tau_d] \end{cases} \quad (21)$$

— znak broja τ, τ_{m+1}, τ_k izračunava se pomoću izraza (18). Pretpostavka je, a što se jasno vidi i sa slike 5, da je $x_m < x_k < x_{m+1}$.

Pomoću izraza (7), (19), (20), (21) i odnosa sa slike 5 lako se može dokazati da je relacija (19) funkcija kovarijanse tekućeg parcijalnog signala $\dot{u}_d(t)$ nove rezolucione ćelije ΔS_d , koju formiraju uzajamno preklapljenе ćelije ΔS_a i ΔS_b :

$$\begin{aligned} K_{ab}(t_1, t_2) = K_d(t_1, t_2) = \\ = M\{\dot{U}_d(t_1) \cdot \dot{U}_d^*(t_2)\}, \end{aligned} \quad (22)$$

Razmotrimo osnovne slučajeve upotrebe opšteg izraza (21) uzajamne kovarijacione funkcije parcijalnih tekućih signala $\dot{u}_a(t)$ i $\dot{u}_b(t)$.

Sl. 5 — Geometrijski odnos dve susedne rezolucione ćelije s prekrivanjem

Ovde je $l = \text{sign} \tau \cdot \text{int}[(|\tau| + \tau_d)/T_i] = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$; $\tau_d = \tau_i + \tau_{m+1} - \tau_k$; $\tau_d \leq \tau_a$; $\Delta\tau = l \cdot T_i - \tau$, $|\Delta\tau| \leq \tau_d$; $\tau = t_2 - t_1$; $\text{sign } \tau$

Uzajamna kovarijaciona funkcija za diskretni model parcijalnog tekućeg signala. Princip rada RSP i digitalna

simulacija pretpostavlja poznavanje iznosa tekućih odmeraka signala $\dot{u}(t)$ u diskretnim trenucima vremena $t_{i(m+1)} = i \cdot T_i + \tau_{m+1}$, ($i=0, \pm 1, \pm 2, \dots$), kojima odgovara istovremeno raspršenje elektromagnetskih talasa od svih elementarnih površina u rezolucionoj ćeliji (površina ΔS_a). U trenucima $t_{i(m+1)}$ parcijalni tekući signal (15) može se opisati izrazom:

$$\dot{u}_a(t) = \dot{U}_a(t_{i(m+1)}) \cdot \dot{\eta}_a(t_{i(m+1)}), \quad (23)$$

gde je:

$$\dot{\eta}_a(t_{i(m+1)}) = \int_{x_m}^{x_{m+1}} \xi(t_{i(m+1)}, x) \cdot dx. \quad (24)$$

Parcijalne vrednosti procesa $|\dot{\eta}_a(t)|$ u diskretnim vremenskim trenucima $t_{i(m+1)}$ predstavljeni su na slici 4 impulsima nulte dužine i amplitudom iznosa $|\dot{\eta}_a(t_{i(m+1)})|$.

Uvrštavanjem u izraz (21) vrednosti argumenata $t_1 = t_{i(m+1)}$, $t_2 = t_{q(m+1)}$ diskretnih parcijalnih signala $\dot{u}_a(t_{i(m+1)})$, $\dot{u}_b(t_{q(m+1)})$, izraz za uzajamnu kovarijacionu funkciju $\dot{K}_{ab}(t_{i(m+1)}, t_{q(m+1)})$ pomoću izraza (7), (20) i (22), možemo izraziti u obliku:

$$\begin{aligned} \dot{K}_{ab}(t_{i(m+1)}, t_{q(m+1)}) &= \dot{U}_a(t_{i(m+1)}) \cdot \\ &\cdot \dot{U}_b^*(t_{q(m+1)}) \cdot \dot{K}_{\xi ab}(t, t+\tau) \cdot \delta(t - t_{i(m+1)}) \cdot \\ &\cdot \delta(t + \tau - t_{q(m+1)}) \end{aligned} \quad (25)$$

$$\dot{K}_a(t_1, t_2) = \begin{cases} \dot{U}_a(t_1) \cdot \dot{U}_a^*(t_2) \sum_{v=x_m}^{x_{m+1}} M\{\xi(t_1, x) \cdot \xi^*(t_2, x)\} \cdot g_i[t_1 - vT_i - \tau(x)] \cdot \\ \cdot g_i[t_1 - vT_i + \Delta\tau - \tau(x)] dx, & \tau \in [lT_i - \tau_a, lT_i + \tau_a] \\ 0, & \tau \notin [lT_i - \tau_a, lT_i + \tau_a] \end{cases} \quad (30)$$

$$\begin{aligned} \dot{K}_{\xi ab}(t, t+\tau) &= M\{\dot{\xi}_a(t) \cdot \dot{\xi}_b^*(t)\} = \\ &= M\{\dot{\xi}_d(t) \cdot \dot{\xi}_d^*(t+\tau)\} = \dot{K}_{\xi d}(t, t+\tau) \end{aligned} \quad (26)$$

gde $\delta(t)$ ima isti smisao, kao i $\delta(x)$ u izrazu (20); $\dot{K}_{\xi b}(t, t+\tau)$ je uzajamna funkcija kovarijacije procesa $\dot{\xi}_a(t)$ i $\dot{\xi}_b(t)$; $\dot{K}_{\xi d}(t, t+\tau)$ — funkcija kovarijacije procesa $\dot{\xi}_d(t)$.

Odbirci slučajnih procesa $\dot{\xi}_a(t)$, $\dot{\xi}_b(t)$ i $\dot{\xi}_d(t)$, uzimajući u obzir (12) i (24), mogu se odrediti pomoću izraza:

$$\begin{aligned} \dot{\xi}_a(t) &= \int_{x_m}^{x_{m+1}} \dot{\xi}(t, x) \cdot dx = \int_{x_m - H_m/2}^{x_{m+1} H_m/2} \dot{\xi}_{\varepsilon 0}(x, y) \cdot \\ &\cdot \exp[jt\Omega(x, y)] \cdot dx \cdot dy \end{aligned} \quad (27)$$

$$\begin{aligned} \dot{\xi}_b(t) &= \int_{x_k}^{x_{k+1}} \dot{\xi}(t, x) \cdot dx = \int_{x_k - H_k/2}^{x_{k+1} H_k/2} \dot{\xi}_{\varepsilon 0}(x, y) \cdot \\ &\cdot \exp[jt\Omega(x, y)] \cdot dx \cdot dy \end{aligned} \quad (28)$$

$$\begin{aligned} \dot{\xi}_d(t) &= \int_{x_{m+1}}^{x_k} \dot{\xi}(t, x) \cdot dx = \int_{x_k - H_k/2}^{x_{m+1} H_k/2} \dot{\xi}_{\varepsilon 0}(x, y) \cdot \\ &\cdot \exp[jt\Omega(x, y)] \cdot dx \cdot dy \end{aligned} \quad (29)$$

Oni odgovaraju slučajnoj modulaciji tekućih parcijalnih signala, raspršenog impulsnog signala od rezolucionih ćelija ΔS_a , ΔS_b i ΔS_d . Jedna realizacija slučajnog procesa $|\dot{\xi}_a(t)|$, ilustracije radi, prikazana je na slici 4.

Kovarijaciona funkcija $K_{ab}(t_1, t_2) = K_d(t_1, t_2) = M$ parcijalnog tekućeg signala $\dot{u}(t)$, zadatog relacijama (15) i (16), dobija se zamenom $x_k = x_m$, $x_k = x_m$ i $\dot{u}_a(t)$ u izrazu (19):

gde se τ_a izračunava pomoću izraza (17) i (18). Kovarijaciona funkcija diskretnog parcijalnog signala $\dot{u}_a(t_{i(m+1)})$, oblika (23), na sličan način kao i u izrazu (25) i (26) ima oblik:

$$\begin{aligned} \dot{K}_a(t_{i(m+1)}, t_{q(m+1)}) &= \dot{U}_a(t_{i(m+1)}) \cdot \\ &\cdot \dot{U}_a^*(t_{q(m+1)}) \cdot \dot{K}_{\xi a}(t, t+\tau) \cdot \delta(t-t_{i(m+1)}) \cdot \\ &\cdot \delta(t+\tau-t_{q(m+1)}) \end{aligned} \quad (31)$$

$$\dot{K}_{\xi a}(t, t+\tau) = M\{\dot{\xi}_a(t) \cdot \dot{\xi}_b^*(t+\tau)\}. \quad (32)$$

Ovde se odbirci slučajnog procesa $\dot{\xi}_a(t)$ zadaju relacijom (27).

Parcijalni tekući signali $\dot{u}_a(t)$, $\dot{u}_b(t)$ i $\dot{u}_d(t)$ su odbirci nekoherentnog slučajnog procesa. Istovremeno, za izotropne, prostorno-nekoherentne površine terena odbirci slučajnog procesa $\dot{\xi}_a(t)$, $\dot{\xi}_b(t)$ i $\dot{\xi}_d(t)$ često imaju stacionarni karakter. Analizom izraza (12), (13), (14), (27), (28), (29), za realne vrednosti V_1 , r_{om} , λ , i relativno male dimenzije rezolucione ćelije RSP-a (Δr , H_m), može se prikazati da su odbirci procesa usko-pojasni, s nultim matematičkim očekivanjem i korelacionim funkcijama koje ne zavise od vremenske koordinate t . Na primer, ako je proces $\dot{\xi}_a(t)$ $M\{\dot{\xi}_a(t)\}=0$, iz izraza (32) imamo:

$$\dot{K}_{\xi a}(t, t+\tau) = \dot{K}_{\xi a}(\tau) = \dot{R}_{\xi a}(\tau), \quad (33)$$

gde je $\dot{R}_{\xi a}(\tau)$ — funkcija korelacije posmatranog procesa.

Spektralna gustina $F_{\xi a}(\Omega)$ procesa $\dot{\xi}_a(t)$ dobija se Furijerovom (Furijer)

transformacijom korelacione funkcije $\dot{R}_{\xi a}(\tau)$:

$$F_{\xi a}(\Omega) = F\{\dot{R}_{\xi a}(\tau)\} = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{R}_{\xi a}(v) \cdot \exp(-j\Omega v) dv,$$

ili, uzimajući u obzir relacije (20), (29), (32) i (33), može se pisati da je:

$$F_{\xi a}(\Omega) = \int_{x_m}^{x_{m+1}} S_{FX}(\Omega, x) \cdot dx, \quad (34)$$

gde je:

$$\begin{aligned} S_{FX}(\Omega, x) &= F\{\dot{R}_{\xi x}(v, x)\} = \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \dot{R}_{\xi x}(v, x) \cdot \exp(-j\Omega v) dv, \\ \dot{R}_{\xi x}(v, x) &= M\{\dot{\xi}(t, x) \cdot \dot{\xi}^*(t+v, x)\}. \end{aligned} \quad (35)$$

Funkcija (35) ima veoma važnu ulogu u teoriji radio-lokacije. Njen fizički smisao može se objasniti ako se primeni na naš zadatak. Ako u funkciji $S_{FX}(\Omega, x)$ y i τ zamene mesta, gde je $\tau = 2\sqrt{(x^2 + h^2)}/2c$, dobija se nova funkcija $S_{FT}(\Omega, \tau)$ koja odgovara funkciji raspršne površine terena i karakteriše disperziju gustine snage raspršenog signala u koordinatama frekvencija — kašnjenje (vreme).

Koristeći izraz (14), zamenimo promenljivu Ω sa x u izrazu (35). Tako transformisana funkcija $S_{xy}(x, y)$, u slučaju površine reljefa terena, čije su elementarne površine nepokretne u pravougaonom koordinatnom sistemu, potpuno opisuje specifičnu radarsku površinu $\sigma_x(x, y)$ u zavisnosti od prostornih koordinata x i y [9].

Spektralna gustina $F_{\xi a}(\Omega)$ u funkciji korelacije $\dot{R}_{\xi a}(\tau)$ odbiraka slučajnog procesa $\dot{\xi}_a(t)$, koje su povezane relacijom $\dot{R}_{\xi a}(\tau) = F^{-1}\{F_{\xi a}(\Omega)\}$, potpuno je određena poljem 2D specifične radarske refleksne površine terena $\sigma_x(x, y)$. Elektrodinamički DMT [10], specijalno razvijen za ovu namenu, ima sve relevantne parametre koji su potrebni za opis polja 2D. Na osnovu poznatih dimenzija elementarnih površina i njihovih uglova nagiba u prostoru, određuju se upadni uglovi elektromagnetskih talasa, odnosno ugaona zavisnost srednje specifične radarske površine za odgovarajuće raspršivače.

Zaključak

U obezbeđenju sigurnog leta NLP one se opremaju radarskim senzorskim preprekama, čija je funkcija, u ovoj misiji, detekcija prepreka na terenu i merenje njihovih udaljenosti do NLP i uglova pod kojima se one sa njih vide.

Prvi korak ka približavanju optimalnoj konstrukciji svakog RS, pa samim tim i RSP za NLP, za datu namenu je specifikacija njihovih realnih ciljnih performansi. Nakon tog koraka sledi sinteza RS, ili sinteza dva ili tri konkurentna rešenja — alternative, koje zadovoljavaju postavljene okvire: performanse, raspoložive komponente, finansijska sredstva i vreme. Konačno, nakon što je RS projektovan, njegove se performanse analiziraju sa teorijskog stanovišta da bi se što uspešnije upravljalo njegovom upotrebom i da bi se odredili relevantni faktori eksperimentalne verifikacije.

Kako do danas nema propisanog »recepta« za projektovanje RS, tako nema ni jedinstvene metode kojom se određuju njihove optimalne karakteristike. Otuda i sasvim različiti pristupi u projektovanju, odnosno sintezi RS.

Razvoj matematičkih modela, koji opisuju fenomene iz oblasti radarske teorije, i brz razvoj računara opšte namene, presudno su uticali na to da su metode matematičkog modelovanja i simulacije na računaru postale

dominantne u oblasti analiza i sinteza RS danas [1—7].

U radu je predložen matematički model simulatora tekućeg prijemnog signala pogodnog za analizu i sintezu RSP za NLP. Formiranje odbiraka tekućeg prijemnog signala zasnovano je na vektorskom sumiranju anvelopa elementarnih signala, nastalih refleksijom — raspršenjem od svih »osvetljenih«, a »vidljivih« elementarnih površina unutar rezolucionih ćelija. Zbog kretanja NLP i skaniranja snopa zračenja antene, odbirci tekućeg prijemnog signala izračunavaju se za svaki impuls predajnog signala. Vreme se eksplicitno uzima u obzir kroz računanje trenutnog preseka DMT i snopa zračenja antene, odnosno selekciju »vidljivih« elementarnih površina.

Spektralna gustina $F_{\xi a}(\Omega)$ u funkciji korelacije $R_{\xi a}(\tau)$ odbiraka slučajnog procesa $\xi_a(t)$, koja su povezane relacijom $R_{\xi a}(\tau) = F^{-1}\{F_{\xi a}(\Omega)\}$, potpuno je određena poljem 2D specifične radarske refleksne površine terena $\sigma_x(x, y)$. Elektrodinamički DMT [10], specijalno razvijen za modelovanje RSP za NLP, ima sve relevantne parametre koji su potrebni za opis ovog polja 2D terena. Na osnovu poznatih dimenzija elementarnih površina i njihovih uglova nagiba u prostoru, određuju se upadni uglovi elektromagnetskih talasa, odnosno ugaona zavisnost srednje specifične radarske površine za odgovarajuće raspršivače.

Literatura:

- [1] Blake, I. V.: Fortran computer program to calculate range of a pulse radar, NRL Report — 7448, August 28, 1972.
- [2] Mitchell, R. L.: Radar signal simulations, Artech House, Dedham, 1976.
- [3] Leonov, A. I.: Modelirovanie v radiolokaciji, »Sovjetskoe radio«, Moskva, 1979.
- [4] Suresh-Babu, B. N.: Simulation of correlated clutter environment, Conference Proceedings, Computer Simulations, Montreal, Quebec, July 1987., pp 246—250.
- [5] Cynemen, J. J.: Radar computer simulation architecture & organization, Conference Proceedings, Computer Simulations, Montreal, Quebec, July 1987., pp 241—245.
- [6] Potter, K. E.: Experimental desing study of an airborne interferometer for terrain avoidance, Conference Proceedings, Computer Simulations, Montreal, Quebec, July 1987., pp 508—512.
- [7] Kostić, A., Kovačević, B., Radosavljević, Lj., Stanković, S. & Živojinović, V.: Funkcionalna simulacija radara, Naučno-tehnički pregled, № 7—8, 1991., str. 49—55.
- [8] Rigel, M. B.: An advanced computer calculation of ground clutter in airborne pulse-doppler radar, Proceedings of the IEEE NAECON-77, Dayton, 1981., pp 921—928.
- [9] Beloglazov, I. N., Džandžagova, G. I., & Čigin, G. P.: Osnovi navigacii po geofizičeskim poljam, Nauka, Moskva, 1985.
- [10] Đorović, M.: Digitalni model terena za modeliranje radarskih senzora prepreka na niskoletećim platformama, Naučno-tehnički pregled, № 7—8, 1991., str. 56—63.