

## ZONA DETEKCIJE RADARA POD DEJSTVOM AKTIVNOG OMETANJA

Poručnik *Vlada Sokolović*, dipl. inž., sokosv@yahoo.com, Vojna akademija,  
poručnik *Veselin Popović*, dipl. inž., veskopopovic@yahoo.com, 126. centar VOJIN

### Rezime:

*U radu su simulirane karakteristike radara u prisustvu samozaštitnog ometača i ometača iz zone. Promenom parametara radara, ometača i njihovog međusobnog položaja korisnik može lako da uoči promene karakteristika radara. Pri simulaciji signal ometača simuliran je preko temperature šuma sistema. Termički šum prijemnika i antene takođe je uračunat. Simulirana je antena pravougaonog oblika sa uniformnom raspodelom polja u vertikalnoj ravni i Tejlorovom raspodelom polja u horizontalnoj ravni. Uticaj višestrukog prostiranja talasa takođe je uračunat, jer znatno utiče na karakteristike radara.*

*Ključne reči: radar, ometač, šum, antena, propusni opseg, višestruko prostiranje.*

### RADAR DETECTION ZONE UNDER ACTIVE JAMMING

#### Summary:

*The performance of a radar in the presence of a standoff and a self-jammer is simulated. By varying the radar and jammer parameters and geometry, the user can study the effects of the jammer on the radar performance. The temperature is used in the radar equation to access the impact of jammer power on the radar SNR. The thermal noise introduced by the receiver and antenna can also be included. The antenna is a rectangular aperture uniformly illuminated in elevation and represented by a sampled aperture with a Taylor distribution in azimuth. Multipath (i. e. the interference of a ground-reflected wave with the direct wave) can significantly affect the radar performance.*

*Key words: radar, jammer, noise, antenna, bandwidth, multipath.*

## Uvod

Masovna upotreba radara u sistemima naoružanja nametnula je potrebu upotrebe elektronskih sredstava za degradiranje njihovih osnovnih parametara. Sredstva i postupci koji se primenjuju pripadaju elektronskoj

borbi, odnosno elektronskim dejstvima. Elektronska dejstva imaju za cilj da smanje verovatnoću detekcije i povećaju verovatnoću lažnog alarma radara i time onemogućavaju pravilnu detekciju ciljeva.

Cilj ovog rada je da analizom elektronskih dejstava pokaže uticaj elektronskih dejstava na bitne karakteristike radara. Pomoću matematičkog modela i programskog paketa *radom* detaljno su opisani parametri radara i ometača neophodni za analizu uticaja elektronskih dejstava, pri primeni šumnih smetnji. Rezultat analize prikazan je na konkretnom primeru radara TPS-63.

## Osnovi radarske teorije

Jedna od najvažnijih jednačina za analizu karakteristika radara je radarska jednačina (1):

$$S = \frac{PGA_{ef}\sigma}{(4\pi)^2 R^4}. \quad (1)$$

Minimalna snaga korisnog signala  $S_{min}$  koja se na osnovu određenih kriterijuma može detektovati u smeši signal/šum određuje maksimalni doomet radara:

$$R_{max} = 4 \sqrt{\frac{PG^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 S_{min}}}. \quad (2)$$

### *Detekcija pojedinačnog impulsa*

Iako se detekcija vrlo retko obavlja na osnovu jednog reflektovanog impulsa, u nastavku je prikazan model za računanje faktora detekcije za pojedinačan impuls.

Naime, prema ovoj metodi, problem detekcije paketa sa proizvoljnim brojem impulsa može se svesti na problem detekcije pojedinačnog impulsa od nefluktuirajućeg cilja (M tip cilja).

U opštem slučaju važi:

$$P_d = F(q, P_{la}), \quad (3)$$

gde je  $q$  – potreban odnos signal/šum u prijemniku radara (faktor detekcije).

U praksi je obično potrebno odrediti potreban odnos signal/šum za unapred date verovatnoće detekcije i lažnog alarma, što se može postići rešavanjem prethodne jednačine po  $q$ , i tada se dobija  $q = q(P_d, P_{la})$ .

Minimalna snaga korisnog signala u prijemniku radara prikazana je sledećom jednačinom:

$$S_{\min} = kT_s B q(P_d, P_{la}), \quad (4)$$

gde je:  $k$  – Bolcmanova konstanta,  $T_s$  – temperatura šuma sistema,  $B$  – frekvencijski opseg prijemnika.

Ako se (4) uvrsti u radarsku jednačinu dobija se:

$$R = \sqrt[4]{\frac{PG^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 kT_s B q(P_d, P_{la})}} = R(\sigma, P_d, P_{la}). \quad (5)$$

### Antiradarska jednačina

Za definisanje antiradarske jednačine moraju se prethodno uvesti neki neophodni parametri.

*Parametri radara:*

- $P_s$  – impulsna snaga radara,
- $G_s$  – maksimalni dobitak antene radara,
- $F_s$  –  $(\varphi, \theta)$  normalizovana vrednost dijagrama zračenja antene radara,
- $B_s$  – širina spektra signala na koji je podešen ulazni filter prijemnika,
- $A_s$  – efektivna površina otvora antene data kao:

$$A_s = \frac{G_s \lambda^2}{4\pi}. \quad (6)$$

*Parametri ometača:*

- $P_j$  – impulsna snaga ometača,
- $G_j$  – maksimalni dobitak antene ometača,
- $F_j$  –  $(\varphi, \theta)$  normalizovana vrednost dijagrama zračenja antene ometača,
- $B_j$  – širina spektra signala ometača,
- $D_j$  – udaljenost ometača od radara.

Generalno važi da je gustina snage zračenja koju stvara ometač u okolini antene radara data kao [8]:

$$P_j = \frac{P_j G_j}{4\pi D_j^2} A_s F_s^2(\phi_j, \theta_j) F_j^2(\phi_j, \theta_j) \gamma_j \frac{B_s}{B_j} \Gamma_{js, radar}^2 10^{-0.1\alpha L_j}. \quad (7)$$

gde su:  $\alpha$  – koeficijent slabljenja (dB/km) na rastojanju  $L_j$  (km),  $G_{js}$  – faktor prostiranja talasa između radara i ometača.

Intenzitet korisnog signala na ulazu prijemnika radara je [8]:

$$P_s = \frac{P_s G_s}{4\pi D_s^2} \frac{\sigma}{4\pi D_s^2} A_s \Gamma_s^4 10^{-0.2\alpha L_j} \quad (8)$$

Na osnovu jednačina (7) i (8) dobija se odnos snaga na ulazu u prijemnik:

$$k = \frac{P_j}{P_s} = \frac{P_j G_j}{P_s G_s} \frac{B_s}{B_j} F_s^2(\phi_j, \theta_j) F_j^2(\phi_s, \theta_s) \gamma_j \frac{4\pi D_s^4 \Gamma_j^2}{\sigma D_j^2 \Gamma_s^4} 10^{0.1\alpha L_j} \quad (9)$$

Iz jednačine (9) vidi se da na efikasnost ometanja bitno utiče i koeficijent polarizacije  $\gamma$  koji govori o usklađenosti polarizacija antene radara i signala ometača.

## Analiza radarske antene

U analizi reflektorskih antena koriste se tri metode: metoda geometrijske optike, aperturna metoda i metoda strujne raspodele na reflektoru. Aperturna metoda predstavlja kombinaciju geometrijske optike i fizičke optike. Naime, metodama geometrijske optike nalazi se raspodela polja u otvoru antene, a zatim se metodama fizičke optike (difrakcije) računa polje u dalekoj zoni. Ova metoda daje za praksu zadovoljavajuće rezultate, što je primenjeno i u ovom radu. Prikazan je najprostiji primer pravougao-nog oblika  $S = ab$  sa takozvanom separabilnom raspodelom polja[3].

$$E_0(x, y) = E_m f_1(x) f_2(y), \quad (10)$$

gde je  $E_m$  maksimalna vrednost polja, dok su  $f_1$  i  $f_2$  normalizovane, bezdimenzionone raspodele.

Može se utvrditi da od svih ekvifaznih raspodela, uniformna amplitudna raspodela daje najuži snop zračenja i najveći dobitak, ali sa visokim nivoom bočnog loba od oko  $-13,2$  dB, što je posledica naglog pada raspodele sa jedinične vrednosti na nultu vrednost na krajevima antene. Da bi se nivo bočnog loba smanjio raspodela mora da opada ka krajevima antene. Nažalost, tada dolazi do proširenja glavnog loba i pada dobitka, pa se mora tražiti kompromis. Jedan od opšteprihvaćenih kompromisa je takozvana Tejlorova raspodela.

*Efikasnost zračenja antene*  $\eta_1$  računa se na osnovu faktora iskorišćenja koji zavise od funkcije raspodele polja u otvoru antene [2]. U programu se raspodela polja zasniva na Tejlorovoj raspodeli, što znači da efikasnost zavisi od nivoa bočnog loba  $G_s$ , što se može videti iz priložene tabele. Izraz

za izračunavanje efikasnosti dat je u (11), a faktori iskorišćenja  $\eta_x, \eta_y$  računaju se prema izrazima u tabeli 1.

$$e_a = \eta_x \eta_y. \quad (11)$$

Tabela 1

Faktor iskorišćenja antene za pojedine funkcije raspodele polja

Funkcija raspodele polja	Faktor iskorišćenja $\eta_x, \eta_y$	Konstanta širine snopa, K
Uniformno pravougaona	1	0,886
Uniformno kružna	1	1,02
Tipa $\cos$	0,80	1,19
Tipa $\cos^2$	0,67	1,27
Tejlorova funkcija	$1+0,011(G_s+15)+$ $+(0,008(G_s+15))^2$	$0,9-0,0135(G_s+15)$
Tipa $\csc^2$	$\eta_c = \frac{\eta_y}{L_{cs}}$	

\* $L_{cs}$  – je takozvani  $\csc^2$  gubitak.

Pored maksimalnog dobitka  $G_m$  antene u radarskoj tehnici definiše se i dobitak antene  $G$  u proizvoljnom pravcu, što će biti iskorišćeno za opis dijagrama zračenja antene.

$$G = G(\theta, \varphi) = G_m g(\theta, \varphi), \quad (12)$$

gde je  $G_m = \frac{4\pi}{\lambda^2} A_{ef}$ .

Efektivna površina antene srazmerna je geometrijskoj, tako da se može pisati [3]:

$$A_{ef} = \rho A_{geom}, \quad (13)$$

gde je:  $\rho$  tzv. koeficijent iskorišćenja otvora antene, koji zavisi od raspodele polja u otvoru antene.

Podrazumeva se pravougaoni oblik reflektorske antene, pri čemu su  $W_{az}$  i  $W_{el}$  dimenzije otvora antene. Normalno na površinu antene postavljena je z osa, tako da je antena uvek pozicionirana na cilj. Raspodela polja po elevaciji je uniformna, a po azimutu Tejlorova. Apertura je izdvojena sa 0,5 talasnih dužina signala i uzeto je minimalno 5 odbiraka. Ukoliko zadati nivo bočnih lobova prelazi  $-15\text{dB}$  primenjuje se uniformna raspodela polja po azimutu. Potiskivanje zadnjih lobova izraženo je kosinus-kvadratnom formom [6]:

$$EF = (1 - Bll) \cos^2(\theta / 2) + Bll, \quad (14)$$

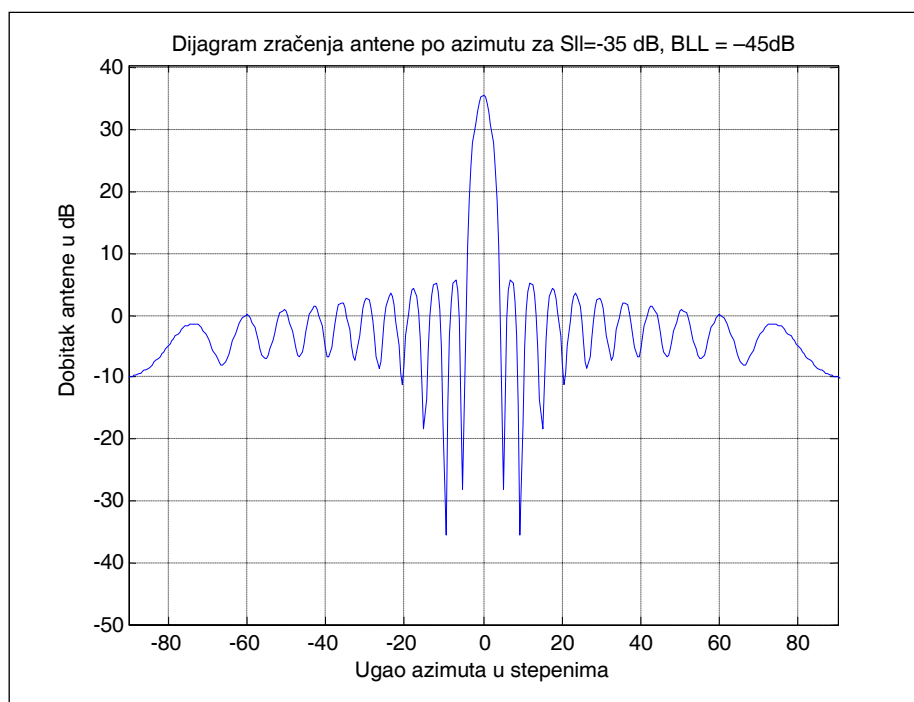
gde je  $Bll = 10^{(Bll\text{dB} / 20)}$  a  $Bll\text{dB}$  relativni nivo zadnjih lobova u [dB].

Konačno, u izraz ulaze maksimalni dobitak antene i efikasnost antene čiji su proračuni prethodno prikazani [6]:

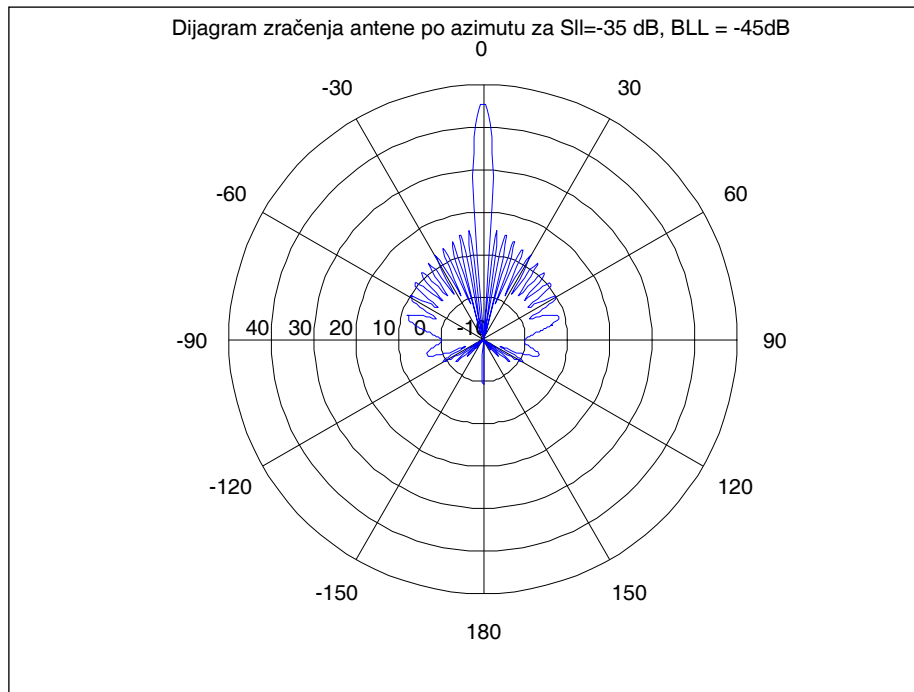
$$G(\theta_{el}, \varphi_{az}) = \underbrace{\frac{4\pi(W_{az}W_{el})e \cdot e_A}{\lambda^2}}_{\equiv G_{max}} \times \underbrace{\times Taylor^2(W_{az}, k \sin \theta \sin \varphi, nbar, Sll dB) \cdot EF^2 \sin^2 c^2 \left( \frac{kW_{el}}{2} \sin \theta \cos \varphi \right)}_{\equiv f_i^2}$$

pri čemu  $f_i$  predstavlja normalizovanu vrednost dijagrama zračenja antene.

Na slici 1 prikazan je dijagram zračenja antene radara TPS-63, u pravougaonoj ravni. Sa ovog dijagrama vidi se da je dobitak glavnog loba antene oko 35dB i da se prvi bočni lobovi nalaze na oko -30dB. Može se izračunati i širina dijagrama zračenja na -3dB maksimalne vrednosti dobitka antene.



Slika 1 – Dijagram zračenja antene radara TPS-63 prikazan u pravougaonoj ravni



Slika 2 – Dijagram zračenja antene radara TPS-63 prikazan u polarnoj ravni

Na slici 2 prikazan je dijagram zračenja antene radara TPS-63 u polarnoj ravni. Sa ovog dijagrama vidi se celokupan izgled dijagrama zračenja antene u azimutalnoj ravni.

## Gubici u sistemu

Posebnu vrednost razvijenog računarskog modela predstavlja mogućnost analize uticaja različitih gubitaka, u procesu radarskog osmatranja, na karakteristike radarskog sistema.

Postoji nekoliko uzroka koji utiču na smanjenje raspoložive energije signala na ulazu u prijemni kanal radara. To su [1]:

- a) gubici u predajniku, ( $L_t$ , engl. „transmission line loss“),
- b) gubici na anteni, disipativni gubici ( $L_a$ , engl. „dissipative loss“) i gubici zbog oblika dijagrama zračenja ( $L_n$ , engl. „pattern constant“),
- c) gubici u atmosferi ( $L_\alpha$ , engl. „atmospheric attenuation“),
- d) gubici u prijemnom voduu ( $L_r$ , engl. „receiving line loss“),
- e) gubici zbog oblika dijagrama zračenja ( $L_p$ , engl. „beamshape loss“).

U grupu gubitaka koji nastaju u toku obrade primljenog radarskog signala spadaju [1]:

- a) *faktor podešenosti filtra* ( $M$ , engl. „filter matching factor“),
- b) *gubitak integracije* ( $L_i$ , engl. „integration loss“),
- c) *gubici propadanja* ( $L_c$ , engl. „collapsing loss“),
- d) *gubici fluktuacije* ( $L_f$ , engl. „fluctuation loss“),
- e) *gubici usled CFAR detekcije* ( $L_g$ , engl. „CFAR loss“),
- f) *gubici usled nepoklapanja po daljini* ( $L_{er}$ , engl. „range straddling loss“),
- g) *gubici zbog nepoklapanja po uglu* ( $L_{ea}$ , engl. „angle straddling loss“),
- h) *gubici zbog zamračenja* ( $L_{ec}$ , engl. „eclipsing loss“),
- i) *ostali gubici u obradi* ( $L_x$ , engl. „miscellaneous loss“).

### Temperatura šuma sistema

Temperatura šuma sistema je koncept koji objedinjuje sva tri izvora termičkog šuma u prijemnom kanalu radara (antena – prijemni vod – prijemnik) u jedan ekvivalentni šum koji vlada na priključku antene, tako da se prijemni kanal može smatrati idealnim.

Temperatura šuma sistema računa se prema jednačini [1]:

$$T_s = T_a + T_r + L_r T_e, \quad (15)$$

gde pojedine komponente imaju sledeće značenje:

– *temperatura šuma antene*:  $T_a = (0,88T_{a'} - 254)/L_a + 290$ ,

$T_{a'}$  – temperatura neba,

$L_a$  – disipativni (omski) gubici unutar antene;

– *temperatura prijemnog voda*:  $T_r = T_{tr}(L_r - 1)$ ,

$T_{tr}$  – fizička temperatura prijemnog voda,

$L_r$  – gubici u prijemnom vodu;

– *temperatura prijemnika*:  $T_e = T_0(F_n - 1)$ ,

$T_0$  – referentna temperatura (290 K),

$F_n$  – faktor šuma prijemnika.

Uticaj efekta prostiranja na domet radara

Osnovni efekti koji utiču na realni domet radara jesu *refrakcija, slabljenje u atmosferi, refleksija od tla i difrakcija na površinskim objektima* duž putanje radarskog snopa.

Radi određivanja regiona u kojem se izračunavaju efekti prostiranja potrebno je izračunati veličinu koja se naziva referentni domet radara. To je maksimalni potencijalni domet radara, pod pretpostavkom da je obrada energije signala koja postoji na ulazu radarskog prijemnika idealna. Pri



proračunu referentnog dometa uzima se da je potreban odnos signal/šum 12 dB i da su uslovi prostiranja idealni, tj. da nema slabljenja u atmosferi.

Jednačina za izračunavanje referentnog dometa je [1]:

$$R_x = \frac{1}{2} \sqrt[4]{\frac{P_a t_o G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 k T_0 F_n L_t L_r}} \quad (16)$$

### *Refrakcija*

Refrakcija nastaje usled nehomogenosti atmosfere, a označava efekat povijanja radarskog snopa naviše ili naniže pri prolasku kroz troposferu i jonosferu, u zavisnosti od vrednosti indeksa refrakcije. Refrakcija utiče na dijagram pokrića i na tačnost merenja koordinata cilja.

Efekat refrakcije modeluje se uvođenjem faktora efektivnog prečnika Zemlje  $K_e$ . Ako se nehomogena atmosfera želi zameniti homogenom (bez refrakcije) potrebno je uvesti korigovani poluprečnik Zemlje  $r'_z$  koji je jednak [1]:

$$r'_z = K_e r_z, \quad (17)$$

gde je  $r_z = 6370$  km stvarni poluprečnik Zemlje, a  $K_e$  faktor efektivnog prečnika Zemlje koji u ovom slučaju treba da ima vrednost 4/3.

### *Slabljenje u atmosferi*

Atmosferske čestice (vazduh, padavine, oblaci, magla, itd.) uzrokuju gubitak energije radarskog signala usled efekata apsorpcije i raspršenja. Slabljenje radarskog signala u normalnoj atmosferi zanemarivo je na nižim frekvencijama (ispod 1 GHz), dok na višim postaje značajno. Ako postoje padavine, koeficijent slabljenja imaće dodatnu komponentu. Kiša i mokr sneg znatno povećavaju slabljenje, dok suv sneg, magla i oblaci imaju manji uticaj na slabljenje.

Slabljenje u atmosferi je funkcija koeficijenta slabljenja  $k_a$  (na nivou mora), daljine do cilja  $R$  i efektivne dužine putanje na nivou mora  $R_a$ . Efektivna dužina putanje na nivou mora zavisi od ugla elevacije cilja i predstavlja dužinu koja ima isto slabljenje kao putanja sa zadatom eleva-

cijom kroz celu atmosferu. Pošto se cilj nalazi na konstantnoj visini, njegova elevacija računa se prema izrazu [1], [2]:

$$\sin \theta_t = \frac{h_t - h_r}{R} - \frac{R}{2K_e r_z}, \quad (18)$$

gde su:

$h_r$  – visina na kojoj se nalazi centar faznog fronta radarske antene,

$R$  – daljina do cilja,

$R_z = 6370$  km – poluprečnik Zemlje,

$K_e$  – faktor efektivnog prečnika Zemlje,

$\theta_t$  – ugao elevacije cilja.

Efektivna elevacija cilja  $\theta_{ef}$  iznosi:

$$\theta_{ef} = \theta_t + \frac{2,5 \cdot 10^{-4}}{\theta_t + 0.028}, \quad (19)$$

gde je potrebno elevaciju cilja  $\theta_t$  zadati u radijanima.

Efektivna dužina putanje na nivou mora računa se na osnovu jednačine:

$$R_a = \frac{3,0}{\sin \theta_{ef}} [\text{km}], \quad (20)$$

Koeficijent slabljenja u slučaju padavina računa se prema relaciji:

$$k'_a = r_p k_{ap} + k_a, \quad (21)$$

gde su:

$k'_a$  – ukupno slabljenje u atmosferi,

$r_p$  – brzina padanja,

$k_{ap}$  – koeficijent slabljenja za određenu vrstu padavina,

$k_a$  – slabljenje u čistoj atmosferi.

Konačno, ukupni gubici u atmosferi dobijaju se prema sledećem izrazu [1]:

$$L_\alpha = k'_a R_a \left(1 - e^{-\frac{R}{R_a}}\right). \quad (22)$$

Vrednost slabljenja u atmosferi, koja će biti korišćena pri proračunu temperature neba, računa se za domet radara do 500 km i ta se vrednost smatra konstantnom na celom intervalu  $0 < R < 500$  km. Koeficijent sla-

bljenja u čistoj atmosferi  $k_a$ , kao i koeficijenti slabljenja u slučaju kiše i snega  $k_{ap}$  (normalizovani brzinom padavina) izražavaju se u dB/km i prikazani su u tabeli 2.

Tabela 2

Koeficijenti slabljenja u atmosferi

Opseg	UHF	L	S	C	X	K <sub>u</sub>	K	K <sub>a</sub>	V	W		
f [GHz]	0,4	1,3	3	5,5	10	15	22	35	60	95	140	240
k <sub>a</sub> [dB/km]	0,01	0,0012	0,015	0,017	0,024	0,055	0,3	0,14	35	0,8	1	15
k <sub>ap</sub> (kiša)	0	0,0003	0,0013	0,008	0,037	0,083	0,23	0,57	1,3	2	2,3	2,2
k <sub>ap</sub> (sneg)	0	0,0003	0,0013	0,008	0,002	0,004	0,008	0,015	0,03	0,06	0,006	0,08

U nastavku izvršenja programa zadata je vrednost faktora galaktičkog i solarnog šuma koji predstavlja komponentu temperature neba. Vrednost tog parametra postavljena je na  $K_g = 3 \cdot 10^8$ , što znači da ovi šumovi imaju normalnu vrednost.

$$\text{Temperatura ovih šumova je [1]: } T_g = \frac{K_g}{f^{2.5}} + T_1, \quad (23)$$

gde je  $f$  – frekvencija nosioca [MHz], a  $T_1 = 5$  K. Zatim se proračunava temperatura neba, koja pored galaktičke komponente ima i komponentu usled atmosfere  $T_{pa}$ :

$$T_{pa} = 290 \left( 1 - \frac{1}{\sqrt{L_\alpha}} \right). \quad (24)$$

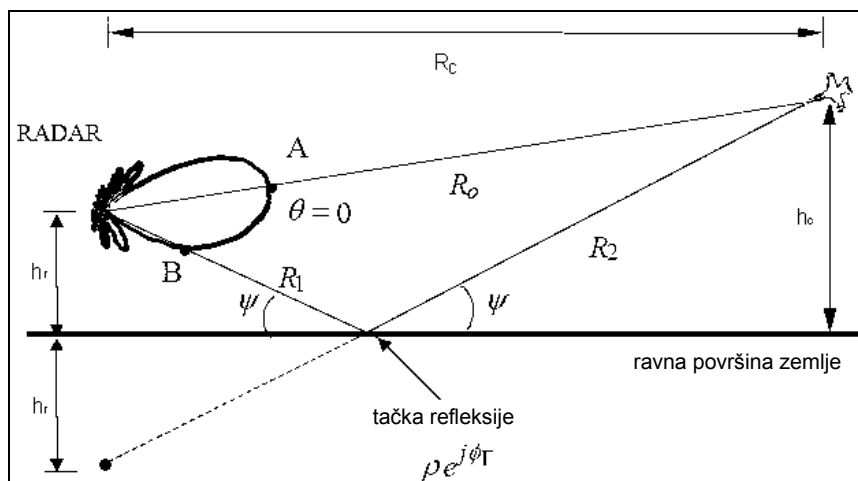
$$\text{Temperatura neba je: } T'_a = T_g + T_{pa}. \quad (25)$$

### Refleksija od tla i difrakcija

Refleksija od tla izaziva modifikaciju oblika dijagrama zračenja (lepezasta struktura) u odnosu na dijagram zračenja u slobodnom prostoru, što utiče na domet, a usled efekta višestrukog prostiranja javljaju se greške merenja koordinata cilja. Efekti refleksije i difrakcije mogu se modelovati preko veličine koja se naziva faktor oblika prostiranja.

U proračunu karakteristika radara faktor oblika prostiranja (F, engl. „pattern propagation factor“) daje odnos snage signala koja bi postojala na kraju putanje snopa zračenja u slobodnom prostoru prema trenutno postojećoj snazi.

Faktor prostiranja ulazi u brojilac radarske jednačine i to kao četvrti stepen ( $F^4$ ), jer se mora uzeti u obzir dvostruka putanja koju prelazi elektromagnetni talas.



Slika 3 – Refleksija signala sa ravnog tla

Na slici 3 prikazan je osnovni model refleksije sa ravnog tla na osnovu kojeg se vrši proračun uticaja refleksije.

Ukupno električno polje koje se formira na cilju sada je zbir električnog polja direktnog i reflektovanog talasa [4], [6]:

$$|E_{tot}| = \left| \underbrace{E_{dir}}_{DIREKTNI} + \underbrace{E_{ref}}_{REFLEKTOVANI} \right| = \left| F_T(\theta_A) \frac{e^{-jkR_0}}{4\pi R_0} \left[ 1 + \underbrace{\rho e^{j\phi_T}}_{\equiv F} \frac{f_t(\theta_B)}{f_t(\theta_A)} e^{-jk\Delta R} \right] \right|. \quad (26)$$

Ukoliko su faktori prostiranja dati u obliku:

$$\begin{aligned} f(\theta_d) &= f_d e^{-j\beta_d}, \\ f(\theta_r) &= f_r e^{-j\beta_r}, \end{aligned} \quad (27)$$

gde su  $f_d$  i skalarni magnitude, a  $\beta_d$  i  $\beta_r$  fazni stavovi signala direktnog i reflektovanog talasa i ukoliko je  $\alpha$  razlika ovih uglova, može se pisati:

$$F = f_d \left| 1 + \frac{f_r}{f_d} e^{-j\alpha} \right|. \quad (28)$$

Ukoliko je antena pozicionirana na cilj, onda je  $f_d(\theta_d) = 1$ . Prime-nom Ojlerove teoreme, gde je  $e^{j\phi} = \cos \phi + j \sin \phi$ , dobijamo konačnu jednačinu [4]:

$$F = \left| \sqrt{1 + x^2 + 2x \cos \alpha} \right|, \text{ gde je } x = \frac{\rho f_r}{f_d}. \quad (29)$$

### Maksimalni domet radara

U slučaju proračuna maksimalnog dometa u idealnim uslovima prostira-nja iskorišćen je uslov da je temperatura sistema  $T_s = T_0$  (gde je  $T_0 = 290$  [K]).

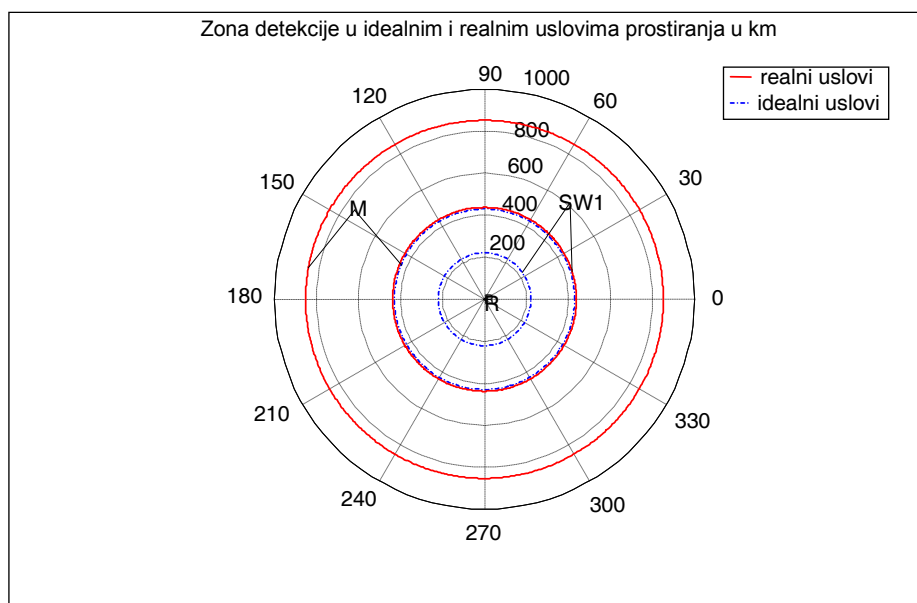
Na slici 4 prikazan je grafički interfejs programskog paketa radom koji je razvijen za potrebe simulacije elektronskih dejstava šumnim smet-njama. U osnovni prozor mogu se uneti parametri radara ometača i cilja neophodni za proračun.

The screenshot shows the 'radom' software interface with the following sections:

- PARAMETRI RADARSKE ANTENE:**
  - polarizacija: H, V, R, L (radio buttons)
  - V [o/min]: 10
  - SLL (dB): -35
  - širina aperture (m): 4.8
  - BLL (dB): -45
  - visina aperture (m): 5.3
  - visina (m): 4
- CILJ:**
  - tip cilja: Sw1 (dropdown)
  - rrp (m<sup>2</sup>): 1
  - magnituda: 1
  - visina (m): 1000
  - faza (deg): 120
- REFLEKSIVNOST:** (Empty section)
- PARAMETRI RADARA:**
  - Pr (dB): 50
  - Gr (dB): 10
  - BW (MHz): 10
  - širina imp (mic.s): 13
  - faktor suma prij.: 10
  - Tp (k): 500
  - Pla: 1e-6
  - Pd: 0.95
  - prf (Hz): 375
  - f (GHz): 1.3
- STACIONARNI OMETAC:**
  - polarizacija: H, V, R, L (radio buttons)
  - PjGj (W): 100000
  - BW (MHz): 20
  - azimut (deg): 0
  - daljina (km): 500
  - visina (m): 10
- SAMOZASTITNI OMETAC:**
  - polarizacija: H, V, R, L (radio buttons)
  - PjGj (W): 1000
  - BW (MHz): 100
  - Qi (dB): -5
- Buttons:** START, STOP
- Results:**
  - MAKSIMALNI DOMET RADARA U REALNIM USLOVIMA PROSTIRANJA U [KM]: 220.5662
  - MAKSIMALNI DOMET RADARA U IDEALNIM USLOVIMA PROSTIRANJA U [KM]: 437.5286

Slika 4 – Interfejs programa *radom* pomoću kojeg su realizovane simulacije

Maksimalni domet radara u idealnim i realnim uslovima prostiranja prikazan je na slici 5. I u jednom i u drugom slučaju vidi se da efekat prostiranja, kao i gubici u sistemu predaje i prijema, koji se ispoljavaju preko temperature šuma sistema, bitno utiču na domet radara. Pri simulaciji dometa radara simulirani cilj bio je Markumovog tipa i tipa Sverling 1 koji se najčešće koristi u analizama.



Slika 5 – Zona detekcije radara u idealnim i realnim uslovima prostiranja za cilj tipa M i SW1

## Elektronsko ometanje

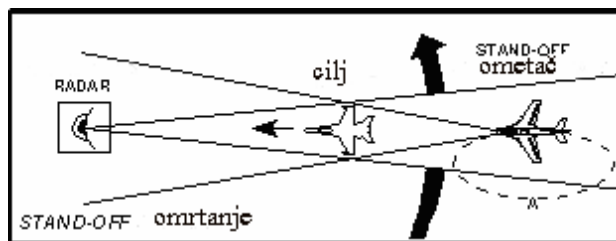
Elektronska dejstva predstavljaju skup mera i postupaka usmerenih na degradiranje karakteristika elektronskih uređaja. Elektronska dejstva imaju za cilj da smanje verovatnoću detekcije i povećaju verovatnoću lažnog alarma i na taj način onemoguće pravilnu detekciju radara.

Ukoliko su poznati svi potrebni parametri mogu se primeniti uskopojasne smetnje. Tada je odnos širine spektra smetnji i signala  $B_j/B_s = 1$ .

Što se tiče tehničke realizacije postoje šumne i impulsne smetnje. Šumne smetnje zaslepljuju, a impulsne stvaraju lažne ciljeve. Za uspešnu primenu šumnih smetnji potrebno je koristiti razne taktičke postupke koji će doprineti još većoj efikasnosti. Primena odgovarajućih taktičkih postupaka zavisi od konkretne situacije. Taktički postupci su:

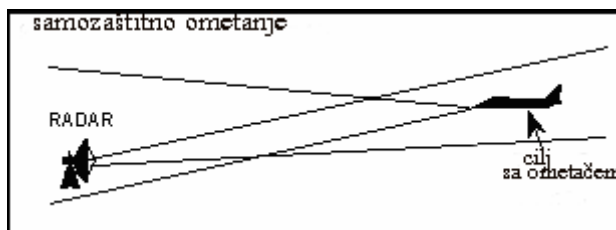
- ometanje iz zone (engl. „stand off jamming“),
- ometanje van borbenog poretka (engl. „escort jamming“),
- ometanje iz borbenog poretka (engl. „self-screening/self-protection jamming“),
- kooperativno ometanje (engl. „kombinacija više postupaka istovremeno“).

Ometanje iz zone predstavlja taktički postupak, kao na slici 6, pri kojem se ometanje vrši iz zone koja nije izložena dejstvu sistema oružja protivnika, a sa ciljem da se smanji efikasnost sistema naoružanja protivnika. Za izvršenje ovog ometanja potrebne su velike snage (1–2 kW srednje snage po opsegu), jer se ometanje vrši po bočnim snopovima dijagrama zračenja prijemne antene radara.



Slika 6 – Taktički postupak ometanja iz zone

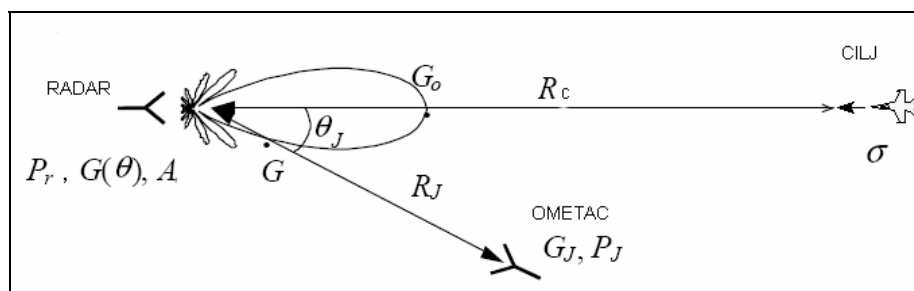
Ometanje iz borbenog poretka u slučaju jednog aviona naziva se samozaštitno ometanje, kao na slici 7, a u slučaju grupe aviona naziva se zavesno ometanje. Svaki moderan avion snabdeven je sistemom samozaštitnog ometanja, a pri dejstvu u grupi ukupna snaga se povećava.



Slika 7 – Taktički postupak ometanja iz borbenog poretka – samozaštitno ometanje

Parametar koji karakteriše efikasnost ometanja naziva se dubina prodora kroz protivničku PVO  $R_{bt}$ . Dubina prodora predstavlja kosu daljinu od ometača do radara na kojoj su smetnje još uvek efikasne, tj. radar ne dobija podatke o cilju, a posle ove daljine može da izmeri koordinate cilja i omogući dejstvo po njemu.

U analizi su obrađena dva načina ometanja šumom i to ometanje iz zone i ometanje iz poretka sa taktičkom situacijom kao na slici 8.



Slika 8 – Taktička situacija položaja radara i ometača

### Ometanje iz zone

Ometanje iz zone može biti posredstvom ometača koji se nalazi na zemlji ili na avionu. Pošto se takav ometač najčešće nalazi dosta daleko od radara prihvaćen je princip da se smatra stacionarnim u odnosu na radar, tj. da se nalazi pod konstantnim azimutom. Jednačina koja pokazuje kolika je snaga koju prima radar od ometača je [6]:

$$P_{rj} = \left( \frac{P_j G_j}{4\pi R_j^2} \right) \left( \frac{\lambda^2 G(\theta_j)}{4\pi} \right) = \frac{P_j G_j \lambda^2 G(\theta_j)}{(4\pi R_j)^2} \gamma_j, \quad (30)$$

gde su:

- $P_j G_j$  – efektivna izračena snaga ometača u pravcu radara,
- $R_j$  – daljina ometača,
- $G(\theta_j)$  – dobitak antene radara na azimutu ometača.

Smatrajući da je dobitak antene po glavnom lobu, koji se nalazi na cilju,  $G_0 \equiv G(\theta = 0) = G_{\max}$ , snaga reflektovanog, korisnog signala data je kao:

$$P_r = \frac{P_t G_0^2 \lambda^2 \sigma G_p}{(4\pi)^3 R_t^4}, \quad (31)$$

gde je  $G_p$  generalizovano procesno pojačanje u toku obrade signala. Odnos korisnog signala i signala ometača prikazan je kao [6]:

$$SJR = \frac{S}{J} = \frac{P_r}{P_{rj}} = \left( \frac{P_t G_0}{P_j G_j} \right) \left( \frac{R_j^2}{R_t^4} \right) \left( \frac{\sigma}{4\pi} \right) \left( \frac{G_0}{G(\theta_j)} \right). \quad (32)$$



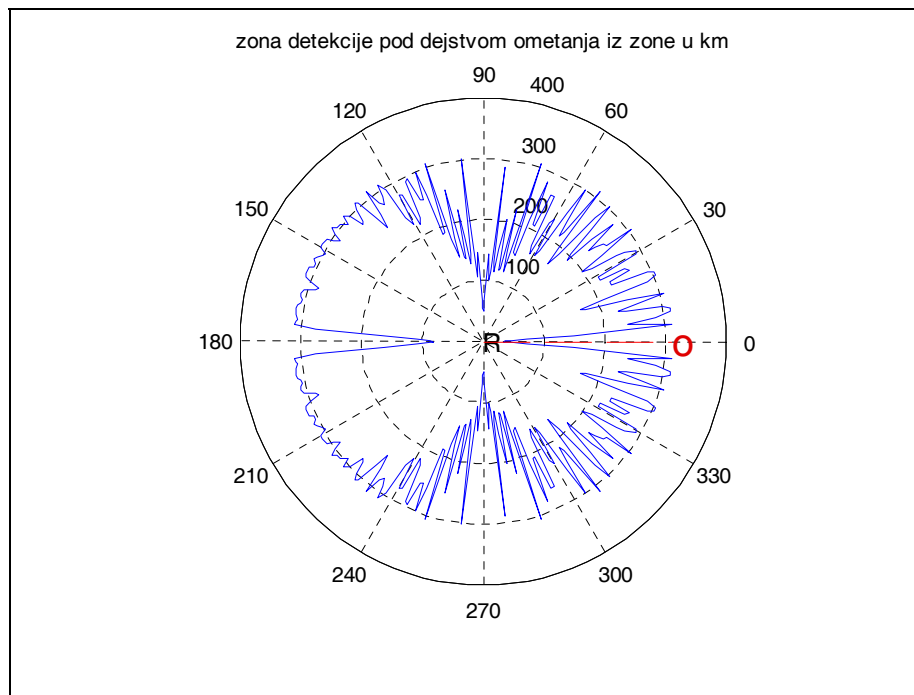
Uticaj ometanja može se efikasno modelovati kroz temperaturu, kao  $N_0 \equiv P_{rj} = kT_j B_n$ , tako da izraz za  $P_{rj}$  dobija oblik:

$$P_{rj} = \frac{P_j G_j G(\theta_j) \lambda^2}{(4\pi R_j)^2} \gamma_j \left( \frac{B_n}{B_j} \right) \quad (33)$$

Temperatura koja se pritom stvara na strani radara iznosi:

$$T_j = \frac{P_{rj}}{kB_n} = \frac{P_j G_j G(\theta_j) \lambda^2 \gamma_j}{(4\pi R_j)^2 kB_j}. \quad (34)$$

Ova temperatura ulazi u sastav celokupne temperature šuma sistema. Na sledećoj slici prikazan je primer zone detekcije radara pod dejstvom ometanja iz zone.



Slika 9 – Zona detekcije radara TPS-63 pod dejstvom ometanja iz zone

Na slici 9 prikazan je uticaj šumnog ometanja iz zone na oblast detekcije radara. Vidi se da je najveći efekat dejstva ispoljen na glavnom lobu zbog najvećeg dobitka antene na tom pravcu. Efekat je izražen i po

bočnim lobovima. Efekat dejstva po zadnjim lobovima u realnoj situaciji nije toliko izražen, a posledica je simulacije. Takođe, vidi se kolika je zona zamračenja, gledano po uglu azimuta, u kojoj radar ne može da detektuje cilj, i kolika je dubina prodora, odnosno granica gde su korisni signal i signal ometanja jednaki.

### Ometanje iz poretka

S obzirom na to da radar na daljini otkrivanja teško može da razdvoji bliske ciljeve, tako da se oni nalaze u istoj rezolucionoj ćeliji, smatra se da se eskortno ometanje može svesti na princip samozaštitnog ometanja. Jedan od najčešće primenjivanih principa izračunavanja dometa radara pod dejstvom ometanja jeste pomoću modela šuma, gde šum ima karakter kvazibelog šuma koji se superponira sa termičkim šumom prijemnika. Efekat ovog načina ometanja ispoljava se kroz porast ukupne spektralne snage šuma u prijemnom kanalu radara sa  $N_0$  na  $N_0 + J_0$ , gde je  $J_0$  spektralna gustina snage ometačkog signala data sa [1]:

$$J_0 = \frac{P_j G_j G(\theta) \lambda^2 F_j^2}{(4\pi)^2 B_j R_j^2 L_{aj}} \gamma_j, \quad (35)$$

gde su:

$P_j$  – snaga ometača,

$G_j$  – dobitak antene ometača u pravcu radara,

$G(\theta)$  – dobitak prijemne antene radara,

$F_j^2$  – karakteristika prostiranja na pravcu ometač – radar,

$L_{aj}$  – slabljenje kroz atmosferu na pravcu ometača,

$B_j$  – širina spektra ometačkog signala,

$\gamma_j$  – faktor polarizacije.

Proizvod  $P_j G_j$  često se u literaturi označava kao *ERP* (engl. „Effective Radiation Power“), što predstavlja efektivnu snagu ometača izračenu ka radaru. Uticaj ometača na domet radara može se uzeti u obzir preko porasta temperature šuma sistema  $T_s$ . Doprinos temperaturi šuma sistema računa se prema sledećoj jednačini [1]:

$$T_j = \frac{P_j G_j G(\theta) \lambda^2 F_j^2 \gamma_j}{(4\pi)^2 k B_j R_j^2 L_{aj}}, J_0 = k T_j \Rightarrow T_j = \frac{J_0}{k}. \quad (36)$$

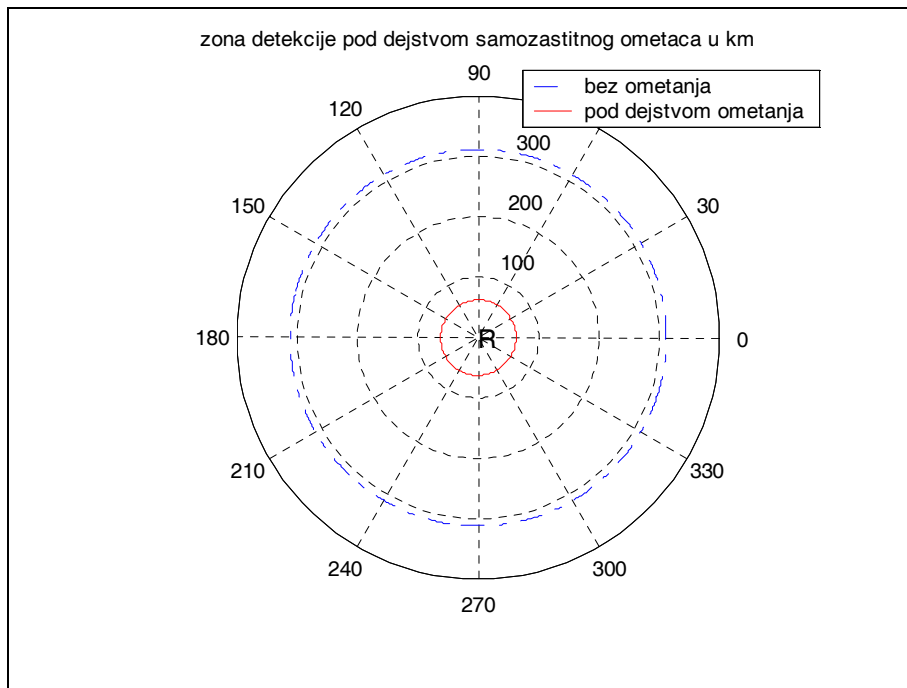
Sada je ukupna temperatura šuma u prijemnom kanalu radara:

$$T_{uk} = T_s + T_j. \quad (37)$$

Uticaj odstupanja ometačkog šuma od idealne Gausove prirode modeluje se faktorom kvaliteta smetnje  $Q_j$ . Ako šum odstupa od idealne raspodele  $Q_j$  uzima vrednost manju od jedinice, dok je u suprotnom  $Q_j=1$ . Faktor kvaliteta šuma uzima se u obzir pri određivanju temperature šuma smetnje na sledeći način:

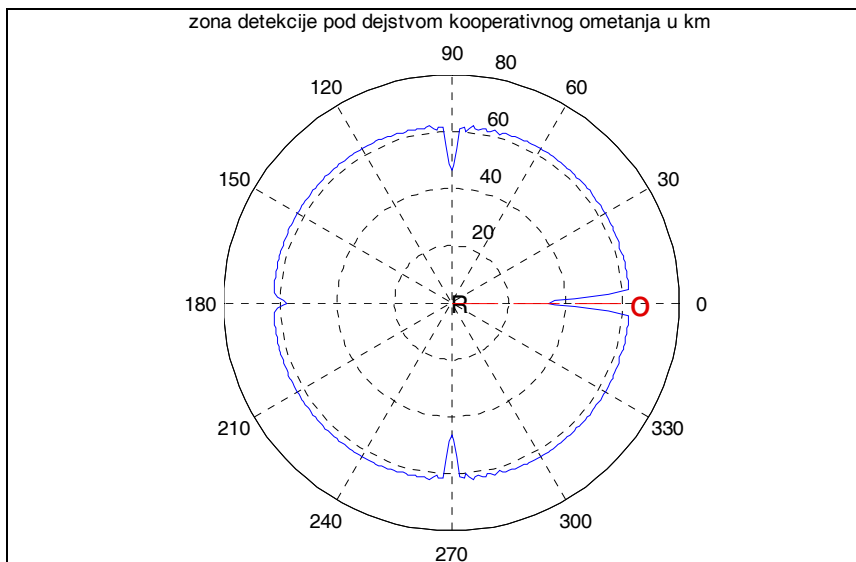
$$T_j = \frac{Q_j P_j G_j G(\theta) \lambda^2 F_j^2 F_p^4}{(4\pi)^2 k B_j R_j^2 L_{cj}} \quad (38)$$

Pošto se samozaštitni ometač nalazi podvešan na avionu, tj. samom cilju, podrazumeva se da se nalazi u glavnom lobu dijagrama zračenja antene, a tu je najveći dobitak antene. Posledica toga je velika efikasnost ovog tipa ometanja, što je prikazano na slici 10.



Slika 10 – Zona detekcije radara TPS-63 sa i bez uticaja samozaštitnog ometanja

Na slici 11 prikazan je primer kooperativnog ometanja, odnosno združenog dejstva ometanja iz zone i ometanja iz poretka. Na taj način zona detekcije radara pomerena je daleko na strani radara, a efekat maskiranja veoma je efikasan.



Slika 11 – Zona detekcije radara TPS-63 pod dejstvom kooperativnog ometanja

Ukoliko je  $B_j < B_n$  ometač će pokrivati samo deo spektra radarskog signala, što znači da će biti manje efikasan u maskiranju ciljeva nego u slučaju kada je širina spektra signala ometača jednaka širini spektra korisnog signala. Podrazumeva se da je propusni opseg prijemnika podešen na širinu spektra korisnog signala.

Ako je polarizacija talasa koju zrači ometač različita od polarizacije antene radara, efikasnost smetnji biće smanjena. U tabeli 3 dat je koeficijent usklađenosti polarizacija antene i prijemnog talasa ometača,  $0 < F_p \leq 1$ . U tabelama 4, 5 i 6 prikazane su karakteristike ometača koji se koriste za ometanje iz zone, eskortno ometanje i samozaštitno ometanje respektivno.

Tabela 3

Koeficijent usklađenosti polarizacija signala radara i ometača

Polarizacija antene radara	Polarizacija signala ometača	Faktor usklađenosti $F_p$
H	H	1,0
H	V	0,1
HiliV	RiliL	0,5
V	V	1,0
V	H	0,1
R	R	0,5
R	L	1,0
RiliL	ViliH	0,5
L	L	0,5
L	R	1,0

Parametri SOJ ometača namenjenih ometanju iz zone

Tabela 4

Udaljenost ometača od radara $R_j$	10–1000 km
Visina ometača	0–30 km
ERP $P_j G_j$	$1-10^6$ W
Kvalitet šuma ometača $Q_j$	-10–0 dB
Širina propusnog opsega ometača $B_j$	1–1000 MHz
Polarizacija ometača	H, V, R, L

Parametri ESJ ometača namenjenih ometanju van borbenog poretka

Tabela 5

Udaljenost ometača od cilja $R_c$	-100–100 km
ERP $P_j G_j$	$1-10^6$ W
Kvalitet šuma ometača $Q_j$	-10–0 dB
Širina propusnog opsega ometača $B_j$	1–1000 MHz
Polarizacija ometača	H, V, R, L

Parametri SSJ ometača namenjenih ometanju iz borbenog poretka

Tabela 6

ERP $P_j G_j$	$1-10^4$ W
Kvalitet šuma ometača $Q_j$	-10–0 dB
Širina propusnog opsega ometača $B_j$	1–1000 MHz
Polarizacija ometača	H, V, R, L

## Zaključak

Rad pokazuje na koji način elektronska dejstva utiču na promenu karakteristika radara. Kroz matematički model programskog paketa *radom* opisani su svi neophodni parametri za analizu rada radara i ometača. Pokazano je koji od parametara radara su podložni uticaju elektronskih dejstava i u kojoj meri. Izvršena je detaljna analiza ometanja, šumnim smetnjama, pomoću stacionarnih i samozaštitnih ometača. Pored tehničkih karakteristika ometača prikazani su i osnovni taktički postupci elektronskih dejstava.

Pouzdanost rezultata dobijenih analizom zasniva se na pouzdanosti jednačina korišćenih u radu. Dobijeni rezultati ne odgovaraju u potpunosti realnoj situaciji, pre svega zbog raznih aproksimacija u modelu, ali zato mogu dati procenu realne situacije sa zadovoljavajućim rezultatima.

## Literatura

- [1] Barton, D. K., *Modern Radar System Analysis*, Artech House, Norwood, 1988.
- [2] Barton, D. K., *Modern Radar System Software*, User manual, Artech House, Norwood, 1992.

- [3] Zatkalik, J., *Radiolokacija I deo*, IP „Nauka“ Beograd, 1995.
- [4] Blake, L. V., *Radar Range-Performance Analysis*, Artech House, Norwood, 1986.
- [5] *Antenna Radiation Pattern*, Artech House, Norwood, 1986.
- [6] Sokolović, V., *Analiza karakteristika radara pod dejstvom aktivnog ometanja*, Diplomski rad, VA OL, Beograd, 2003.
- [8] Vakin, S., Shustov, L. N., Dunwell, R., *Fundamentals Of Electronic Warfare*, Artech House, Norwood, 2001.