

Mr Slobodan Simić,
kapetan, dipl. inž.
Vojna akademija,
Beograd

DETEKCIJA I PROCENA PARAMETARA NEPOZNATIH RADARSKIH SIGNALA S PROŠIRENIM SPEKTROM

UDC: 621.396.96/.97

Rezime:

U ovom radu je presretanje radarskih signala s proširenim spektrom upoređeno sa presretanjem konvencionalnih impulsnih radarskih signala. Prema literaturi [1–3] i iz izloženih primera može se zaključiti da novi presretački prijemnici moraju imati poboljšanu osetljivost za 10–30 dB, kako bi uspešno konkurisali novim radarskim sistemima s malom verovatnoćom presretanja. Jedan od načina na koji se to može postići jeste upotreba vrlo usmerenih antena, s visokim dobitkom. Digitalna obrada signala je drugi način poboljšanja osetljivosti. U radu je prikazan pregled postojećih algoritama za detekciju i procenu parametara nepoznatih radarskih signala sa proširenim spektrom. Dve najznačajnije grupe algoritama su: koherentne metode (pre-detection processing) i kroskorelacione metode (interferometarske).

Ključne reči: LPI radar, osetljivost prijemnika, procesno pojačanje, TB proizvod.

DETECTION AND PARAMETER ESTIMATION OF SPREAD SPECTRUM RADAR SIGNALS IN NON-COOPERATIVE CONTEXT

Summary:

In this paper the specialties in interception of spread spectrum radar signals are exposed in regard interception of conventional pulsed radar signals. According to [1–3] and exposed examples it follow that future intercept receivers need 10–30 db selectivity enhancement to cope with modern LPI radar systems. One way is to use narrow beam, high gain antennas. Another way is through signal processing. There is a review of existing algorithms in detection and parameter estimation of spread spectrum radar signals in non-cooperative context. Coherent methods and cross-correlation methods are put in the focus.

Key words: LPI radar, receiver sensitivity, processing gain, TB product.

Uvod

Većina konvencionalnih radara radi na impulsnom principu, koristeći kratkotrajne impulse, sa relativno visokom vršnom snagom, da bi se dobio jasan odziv na signal reflektovan od cilja u klateru. Za vojne primene neophodno je povećati robustnost i otpornost radara u složenom elektromagnetnom okruženju koje karakteriše postojanje namernih i nenamernih smetnji koje smanjuju projektovane mogućnosti radara.

Projektanti radara razmatraju nove tehnike sinteze talasnih oblika koje pružaju iste mogućnosti u pogledu detekcije ciljeva, ali ih je teže presresti. U literaturi se ovakvi radari nazivaju LPI (Low Probability of Intercept). Oni pokušavaju da detektuju ciljeve na većem rastojanju nego što presretački prijemnik može da detektuje radar. Smanjenje detektabilnosti znači da LPI tehnike zahtevaju širokopojasne modulacije. Širenje spektra radarskog signala ostvaruje se: frekvencijskim

skakanjem, kontinualnom promenom frekvencije (čip), modulacijom direktnom sekvencom i kombinacijom prethodna tri načina. S tačke gledišta presretača, sadašnja i buduća upotreba LPI tehnologije zahtevaju nove pristupe detekciji i presretanju ovih tipova radarskih signala.

Sofisticirani digitalni prijemnici koriste prostorno-vremensko-frekvencijske i korelacione tehnike, organizuju prikupljene podatke radi analize i generisanja ometačkog signala. Projektovanje novih ometačkih tehnika i procena karakteristika protivničkog radarskog sistema zahtevaju nove teorijske pristupe i brojne simulacije i modelovanja. Dakle, LPI radari koriste tehnike proširenog spektra koje im obezbeđuju dovoljno procesno pojačanje za upotrebu talasnih oblika otpornih na presretanje.

Za razliku od konvencionalnih radara koji rade s visokim odnosom signal/šum na ulazu u detektor, nivo LPI radarskog signala na ulazu u radarski detektor znatno je ispod nivoa šuma ($SNR_R \leq -40$ dB) [1]. Procesno pojačanje LPI radarskog prijemnika jednako je TB proizvodu upotrebljenog talasnog oblika. Ono omogućuje LPI radaru da neutrališe „ R^2 prednost“ koju presretački prijemnik ima u sukobu sa konvencionalnim impulsnim radarom. Prema tome, konvencionalni presretački prijemnik može registrovati LPI radar samo na vrlo kratkim rastojanjima. Da bi presretački prijemnik mogao detektovati LPI radar na istom rastojanju kao što može detektovati konvencionalni impulsni radar, on mora obezbediti procesno pojačanje jednako procesnom pojačanju radarskog prijemnika. To se jedino može ostvariti ukoliko

se izoluje LPI talasni oblik i procene njegovi parametri, kako bi se presretački prijemnik „prilagodio“ posmatranom signalu. Međutim, LPI radarski signal je teško potpuno izolovati kako bi se izdvojila njegova obeležja. Ovaj proces dodatno komplikuje činjenica da je LPI radarski signal pomešan sa impulsima konvencionalnih radara, čije su impulsne snage mnogo veće (do 60 dB iznad nivoa snage LPI radarskog signala).

Pored niskog nivoa snage, neodređenost oblika signala takođe doprinosi smanjenju verovatnoće njegovog presretanja. Teorijski, LPI radari koriste signale slične šumu, kako bi postigli „igličastu“ funkciju neodređenosti. Međutim, takvi talasni oblici generalno nisu povoljni za primene u radarima. Posebno nisu pogodni za detektovanje ciljeva s klatrom u pozadini, jer je teško postići kompatibilnost sa sistemom za selekciju pokretnih ciljeva (SPC). U praksi, LPI radari koriste prilično određene talasne oblike koji su, pored pogodnosti za radarske primene, pogodniji i za presretanje. Kontinualni signal sa linearnom frekvencijskom modulacijom ustalio se kao jedan od najpopularnijih LPI talasnih oblika. Faznokodirani talasni oblik je odnedavno u centru pažnje, zbog širokog frekvencijskog opsega i niskih bočnih lobova autokorelacione funkcije. Za LPI radare, kao i za konvencionalne radare, vrlo je važno da autokorelaciona funkcija primenjenog talasnog oblika ima niske nivoje bočnih lobova, kako bi se izbeglo maskiranje glavnih pikova malih ciljeva bočnim lobovima velikih ciljeva. Širina spektra, obrnuto srazmerna trajanju podimpulsa, određuje rezoluciju po daljini.

U radu su prikazani postojeći algoritmi za detekciju i procenu parametara radarskih signala sa proširenim spektrom. Značaj algoritama iz ove grupe u procesu presretanja i ometanja LPI radara je dvojak. Prvo, presretački prijemnik, pridružen ometaču, mora detektovati LPI radar. Ako LPI radar detektuje platformu na kojoj se nalazi ometač pre nego što presretački prijemnik s te platforme detektuje LPI radar, onda će efikasnost ometačkog sistema biti znatno umanjena. U suprotnom, ako ometački sistem započne ometanje pre nego što radar detektuje platformu na kojoj je smešten, onda će ometač moći da neutrališe LPI radar. Drugi problem u vezi s ometanjem LPI radara odnosi se na efikasnost primenjenog ometačkog talasnog oblika. Pošto LPI radar emituje signal u vrlo širokom frekvencijskom opsegu, koristeći talasne oblike slične šumu, nekorelisani ometački signal biće neefikasan, makar zauzima isti frekvencijski opseg kao radarski signal. Uzrok je prilagođeni filter na strani radarskog prijemnika koji će samo u slučaju pojave korelisnog signala na svom ulazu, na izlazu proizvesti uzak impuls, znatno veće vršne snage od snage signala na ulazu u filter. Može se zaključiti da ometač koji koristi kvazibeli ili impulsni šum neće imati uspeha pri ometanju LPI radara. Prema tome, ometač mora obezbediti određeni stepen korelisanosti sa LPI talasnim oblikom kako bi ometanje bilo uspešno.

Karakteristike LPI radarskog predajnika

Konvencionalni radari koriste koherentni niz nemodulisanih impulsa koji

ima nezavisnu kontrolu rezolucije po daljini i po Dopleru. Pored toga, prozor daljine, dobijen pomoću ovog talasnog oblika, nema bočne lobove. Osnovni nedostatak primene koherentnog niza impulsa je visok odnos vršne snage prema srednjoj snazi signala emitovanog iz predajnika. Srednja snaga određuje detekcionu sposobnost radara. Pri visokoj srednjoj snazi i kratkim impulsima (dobra rezolucija po daljini) predajnik mora obezbediti visoku vršnu snagu, što zahteva primenu vakuumskih cevi i visokih napona. S druge strane, konvencionalni presretački prijemnik može lako detektovati emisiju s visokom vršnom snagom. Za impulsne predajnike definiše se faktor popunjenosti (duty cycle), d_c , kao odnos srednje snage, P_s , prema vršnoj snazi, P_v :

$$d_c = \frac{P_s}{P_v} \quad (1)$$

Faktor popunjenosti se takođe može izračunati kao:

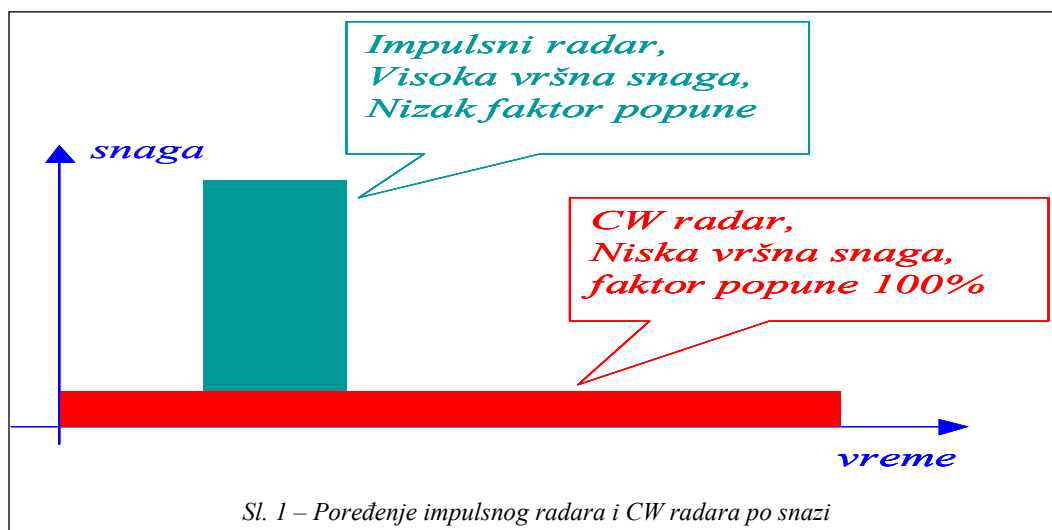
$$d_c = \frac{T}{T_i} \quad (2)$$

gde je T_i period ponavljanja impulsa (vreme između dva uzastopna impulsa), a T širina predajnog impulsa, odnosno njegovo trajanje. Tipična vrednost faktora popunjenosti za osmatračke i navigacione radare je $d_c = 0,01$ (srednja snaga je 1% od vršne snage). S druge strane, kod modulisanih CW signala (Continuous Wave) količnik srednje i vršne snage jednak je jedinici, što odgovara faktoru popunjenosti od 100%. Ova činjenica omogućuje predajniku da radi sa znatno nižom vršnom snagom, uz jednaka detekci-

ona svojstva kao radari s koherentnim nizom impulsa. Da bi se očuvala rezoluciona svojstva, ovi signali s visokim faktorom popune moraju biti modulirani unutar impulsa pomoću neke od poznatih tehnika.

Na slici 1 ilustrovano je poređenje po snazi impulsnog i CW radara. CW radari rade s niskom snagom, kontinualno raspoređenom, a impulsni radari s visokim vršnim snagama. Oba radara imaju ista detekciona svojstva, jer im je ukupna izračena energija jednaka (srednja snaga im je jednaka). Ovakve CW signale teže je presretati od jasno uočljivih pikova. Zbog toga LPI radari rade s visokim faktorima popune i niskim vršnim snagama. Ključ očuvanja rezolucioni svojstva je kompresija impulsa. Pojmu kompresija impulsa (Pulse Compression) u radarima ekvivalentan je pojam širenja spektra (SS – Spread Spectrum) u komunikacijama. Jedno vreme su se razvijali nezavisno, a danas čine jedinstvenu teorijsku oblast s različitim aspektima primene u konkretnim komunikacionim i radarskim sistemima.

U radarskoj teoriji je poznat protivrečan zahtev da signal istovremeno ima što širi spektar (radi postizanja što bolje rezolucije) i da što duže traje (da bismo postigli što veću energiju za datu vršnu snagu, tj. da bismo povećali domet). Kompromis između ovih zahteva može se ostvariti uvođenjem kompresije radarskog impulsa, odnosno širenjem spektra radarskog signala. U osnovi kompresije impulsa jeste postupak unutarimpulsne modulacije signala nosioca. Termin kompresija impulsa potiče od načina rada prijemnika, koji modulirani niz podimpulsa ukupne dužine T na svom ulazu pretvara u uski impuls trajanja T_c na svom izlazu, uz očuvanje ukupne energije. Vršna snaga ulaznog impulsa mnogo je manja od vršne snage izlaznog impulsa, ali im je ukupna energija jednaka. U skladu s tim, LPI radarski signali mogu se dobiti sledećim najčešće korišćenim postupcima [1]: linearna FM (čirp), nelinearna FM (nelinearni čirp), kontinualni signal sa FM (FMCW), frekvencijsko skakanje – Kostasovi nizovi, digitalna fazna modu-



lacija (bifazno i polifazno kodiranje), kombinovano fazno-frekvencijsko kodiranje (PSK-FSK), pseudoslučajno kodiranje, polarizaciona modulacija.

Scenario sukoba LPI radar – presretač – ometač

Protekli period karakteriše razvoj velikog broja impulsnih radara, samonavedenih projektila, navigacionih i ostalih borbenih sistema u mikrotalasnom području. Odnedavno su razvijeni noviji sistemi koji koriste talasne oblike s visokim faktorom popune (HDC – High Duty Cycle) ili, pak, kontinualne talasne oblike – CW. Teži se korišćenju dugih signala, male vršne snage koji nove borbene sisteme čine manje ranjivim. Redukcija impulsne snage, do nivoa reda veličine srednje snage, čini težim (ne i nemogućim) presretanje ovakvih sistema. Domet radara nije degradiran zahvaljujući činjenici da ga određuje izračena energija na cilju, a ne vršna snaga. CW radari imaju vršnu snagu 30 db nižu od vršne snage impulsnih radara sa $d_c = 0,001$. Na primer, uz trajanje impulsa 1 mikrosekunda i period ponavljanja impulsa 1 milisekunda, faktor popunjenosti iznosiće $d_c = 0,001$. Niža vršna snaga daje prednost radaru u sukobu radar – presretač.

LPI radari koriste dugotrajne talasne oblike i kompresiju impulsa. Međutim, stariji sistemi će se još uvek koristiti. Prema tome, EW sistemi moraju operisati u prisustvu obe vrste signala, kratkotrajnih, s visokom vršnom snagom, i dugotrajnih, s niskom vršnom snagom. Postojeći EW prijemnici su optimizirani za prethodno elektromagnetsko okruženje,

dok se od sledeće generacije EW opreme zahteva da bude osposobljena za borbu protiv novih sistema. Presretanje, odnosno detekcija prisustva ovakvih talasnih oblika i procena njihovih parametara mora se obaviti na kvalitativno drugačiji način od presretanja kratkotrajnih impulsa, s visokom vršnom snagom.

Uspešnost delovanja presretačkog prijemnika protiv LPI radara najčešće se meri faktorom uspešnosti α , koji se definiše kao odnos maksimalne daljine s koje presretački prijemnik može detektovati LPI radar i maksimalne daljine na kojoj radar može detektovati platformu s presretačkim prijemnikom. Faktor uspešnosti veći od jedinice ($\alpha > 1$) znači da je presretač u prednosti, dok je pri vrednosti ovog faktora manjoj od jedinice ($\alpha < 1$) prednost na strani radara. Da bi se analizirao faktor uspešnosti, odnosno utvrdili parametri radarskog i presretačkog sistema od kojih taj faktor zavisi, treba poći od radarske jednačine.

Snaga signala reflektovanog od cilja na ulazu u radarski prijemnik obrnuto je srazmerna 4. stepenu rastojanja do cilja, R_R .

$$S_R = \frac{P_i G_T G_R \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 R_R^4 L_R} \quad (3)$$

gde je:

P_i – impulsna snaga emitovanog signala;
 G_T i G_R – dobici predajne i prijemne radarske antene, u pravcu glavnog snopa;
 λ – talasna dužina na kojoj radi radar;
 σ – radarska refleksna površina cilja;
 L_R – ukupni gubici snage signala u radarskom sistemu.

Snaga signala koji emituje radar, na ulazu u presretački prijemnik, iznosi:

$$S_E = \frac{P_i G_{TE} G_E \lambda^2}{(4\pi)^2 R_E^2 L_E} \quad (4)$$

gde je:

G_{TE} – dobitak radarske antene u pravcu presretača;

G_E – dobitak antene presretačkog prijemnika;

L_E – ukupni gubici snage signala u presretačkom prijemniku.

Iz izraza (4) vidi se da je snaga signala koji emituje radar, na ulazu u presretački prijemnik, obrnuto srazmerna 2. stepenu rastojanja do presretačkog prijemnika R_E . U sukobu radar – presretač, ova činjenica omogućuje prednost presretaču. U literaturi se sreće i pod nazivom „ R^2 prednost“, a izraženija je pri presretanju radara većeg dometa.

Osetljivost prijemnika određuje minimalni nivo snage signala na ulazu u prijemnik, pri kojoj on ispravno radi. Količnik osetljivosti presretačkog prijemnika i osetljivosti radarskog prijemnika, izražen preko minimalnog potrebnog odnosa signal/šum na ulazima presretačkog i radarskog prijemnika, SNR_{Ein} i SNR_{Rin} biće:

$$\delta = \frac{S_{Emin}}{S_{Rmin}} = \frac{kT_0 B_E F_E}{kT_0 B_R F_R} \cdot \left(\frac{SNR_{Ein}}{SNR_{Rin}} \right) \quad (5)$$

gde je:

k – Bolcmanova konstanta ($k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ J/K),

T_0 – standardna temperatura ($T_0 = 290$ K).

Sa B_R je označena širina propusnog opsega radarskog prijemnika, i prilagođena je širini frekvencijskog opsega koji zauzima korišćeni talasni oblik. B_E označava širinu propusnog opsega presretač-

kog prijemnika, koja je, načelno, mnogo veća od širine propusnog opsega radarskog prijemnika, $B_E \gg B_R$. Faktori šuma presretačkog i radarskog prijemnika označeni su sa F_E i F_R .

Količnik osetljivosti presretačkog prijemnika i osetljivosti radarskog prijemnika može se izraziti i preko odnosa signal/šum na izlazima iz detektora u presretačkom prijemniku i detektora u radarskom prijemniku, SNR_{Eout} i SNR_{Rout} :

$$\delta = \frac{F_E B_E}{F_R B_R} \cdot \left(\frac{SNR_{Eout}}{SNR_{Rout}} \right) \cdot \left(\frac{PG_R}{PG_E} \right) \quad (6)$$

gde su PG_E i PG_R procesna pojačanja presretačkog prijemnika i radarskog prijemnika, pri čemu je:

$$PG_E = \frac{SNR_{Eout}}{SNR_{Ein}}, \quad PG_R = \frac{SNR_{Rout}}{SNR_{Rin}} \quad (7)$$

Izražena u decibelima, u situaciji kada nema procesnog pojačanja, minimalna potrebna snaga signala na ulazu u prijemnik predstavlja zbir snage šuma na ulazu u prijemnik, faktora šuma, zahtevanog odnosa signal/šum na izlazu iz prijemnika. Ukoliko prijemnik ostvari određeno procesno pojačanje, koje obezbeđuje primenjivanje tehnike proširenog spektra na strani radarskog predajnika, smanjuje se nivo minimalne potrebne snage na ulazu u prijemnik, odnosno osetljivost prijemnika poboljša se za iznos ostvarenog procesnog pojačanja. Na osnovu izraza (5), ukoliko se zamene vrednosti konstanti, izrazi za osetljivost presretačkog prijemnika i osetljivost radarskog prijemnika mogu se pisati u decibelskom obliku kao:

$$S_{Emin[dB]} = [-114 \text{ dBm} + 10 \cdot \log(B_E [\text{MHz}])] + F_{E[dB]} + SNR_{Eout} - PG_{E[dB]} \quad (8)$$

$$S_{Rmin[dB]} = [-114 \text{ dBm} + 10 \cdot \log(B_R [\text{MHz}])] + F_{R[dB]} + SNR_{Rout} - PG_{R[dB]} \quad (9)$$

To je ilustrovano na slici 2.

Treba primetiti da je procesno pojačanje presretačkog prijemnika, po pravilu, manje od procesnog pojačanja radarskog prijemnika. U idealnom slučaju, kada presretački prijemnik potpuno poznaje talasni oblik LPI radara, on može ostvariti procesno pojačanje jednako procesnom pojačanju radarskog prijemnika.

Maksimalna daljina presretanja postiže se pri nivou snage signala na ulazu jednakom osetljivosti presretačkog prijemnika, a maksimalni domet radara kada je nivo snage signala na ulazu jednak osetljivosti radarskog prijemnika.

$$R_{Emax} = \sqrt{\frac{P_i G_{TE} G_E \lambda^2}{(4\pi)^2 S_{Emin} L_E}},$$

$$R_{Rmax} = \sqrt[4]{\frac{P_i G_T G_R \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 S_{Rmin} L_R}} \quad (10)$$

Ukoliko se zamene vrednosti konstanti, izraz (10) može se pisati u decibelskom obliku kao:

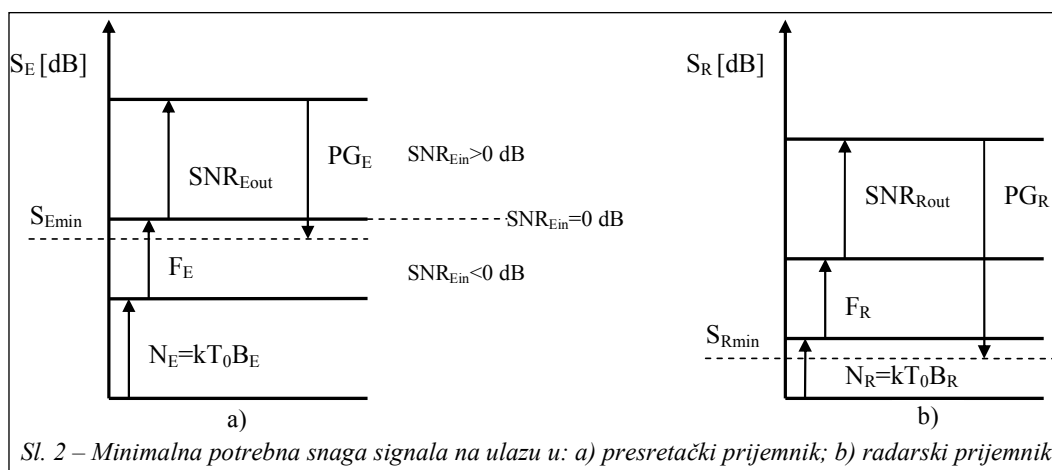
$$2 R_{Emax[dB]} = p_i + g_{te} + g_e + 2\lambda_{dB} - 22 \text{ dB} - S_{Emin[dB]} - L_{E[dB]} \quad (11)$$

$$4 R_{Rmax[dB]} = p_i + g_t + g_r + 2\lambda_{dB} + \sigma_{dB} - 33 \text{ dB} - S_{Rmin[dB]} - L_{R[dB]} \quad (12)$$

Faktor uspešnosti presretačkog prijemnika definiše se kao odnos maksimalne daljine presretanja i maksimalnog dometa radara i iznosi:

$$\alpha = \frac{R_{Emax}}{R_{Rmax}} = R_{Rmax} \left(\frac{1}{\delta} \cdot \frac{4\pi}{\sigma} \cdot \frac{G_{TE} G_E}{G_T G_R} \cdot \frac{L_E}{L_R} \right)^{1/2} \quad (13)$$

Odnos osetljivosti radarskog prijemnika i osetljivosti presretačkog prijemnika δ nalazi se u imeniocu. To znači da u slučaju lošije osetljivosti presretačkog prijemnika u odnosu na osetljivost radarskog prijemnika odnos δ raste, pa se smanjuje faktor uspešnosti. S druge strane, faktor uspešnosti direktno je srazmeran dometu radara R_{Rmax} , što znači da su



Sl. 2 – Minimalna potrebna snaga signala na ulazu u: a) presretački prijemnik; b) radarski prijemnik

radari velikog dometa pogodni za presretanje i ne mogu se svrstati u LPI radare bez obzira na talasni oblik koji koriste.

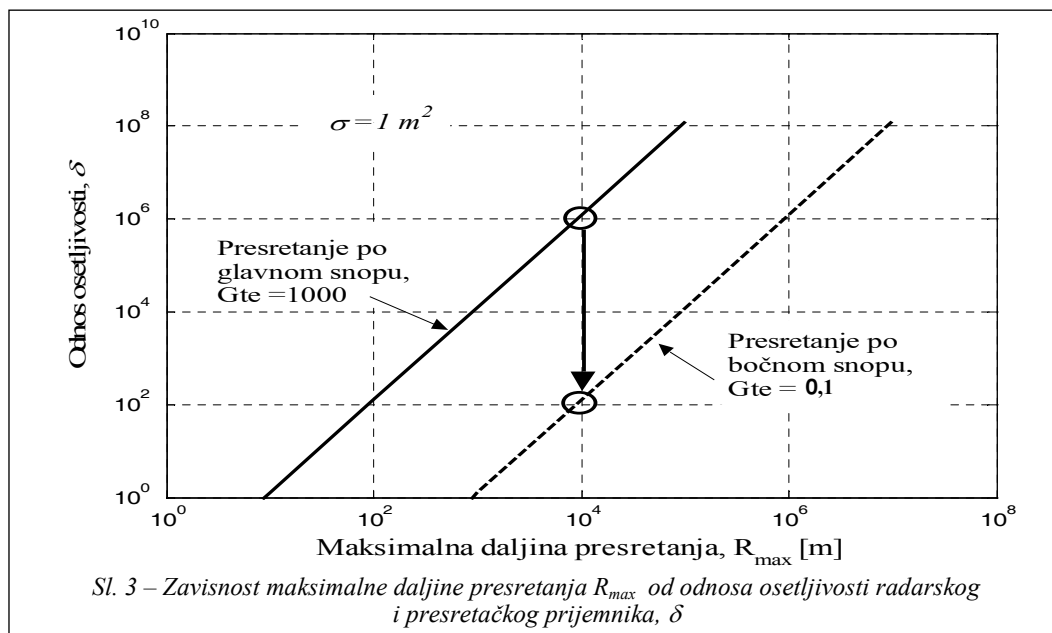
Ako je $\alpha < 1$, onda se takav radar smatra tihim radarom (quiet radar). U prethodnom, kao i u graničnom slučaju $\alpha = 1$, radar ne može biti otkriven s većeg rastojanja nego što je njegov maksimalni domet. Ako je $\alpha = 1$, iz (13) sledi:

$$R_{Rmax} = \left(d \cdot \frac{s}{4p} \cdot \frac{G_T G_R}{G_{TE} G_E} \cdot \frac{L_R}{L_E} \right)^{1/2} \quad (14)$$

Izrazom (19) definisan je maksimalan domet LPI radara, pri kojem još uvek nije moguće presretanje njegovog signala (samozaštitna daljina). To je ujedno i maksimalna daljina presretanja, $R_{max} = R_{Emax} = R_{Rmax}$. Radi ilustracije (14) razmotrimo presretanje jednog LPI radara po glavnom snopu ($G_T = G_{TE} = 1000$ odnosno $g_t = g_{te} = 30$ dB) i po bočnom sno-

pu ($G_{TE} = 0,1$ odnosno $g_{te} = -40$ dB). Ako se zanemare gubici snage signala u radarskom prijemniku i gubici snage signala u presretačkom prijemniku ($L_R = L_E = 1$), ako se uzme u obzir presretački prijemnik sa izotropnom antenom ($G_E = 1$) i pretpostavi da radarska refleksna površina cilja iznosi $\sigma = 1$ m², dobija se zavisnost maksimalne daljine presretanja od odnosa δ , prikazana na slici 3.

Na slici se vidi velika razlika u potrebnom odnosu osetljivosti δ , neophodna da bi maksimalna daljina presretanja ostala nepromenjena u oba slučaja presretanja, po glavnom snopu i po bočnom snopu. Na primer, zahtevani odnos osetljivosti δ iznosi 60 dB za $R_{max} = 10$ km u slučaju presretanja po glavnom snopu. Ako presretanje po glavnom snopu nije moguće, pa se pred presretački prijemnik postavi zahtev da presretne ovaj radar na istom rastojanju, ali po bočnom snopu (to je neophodno u situaciji kada su i radar i



presretački prijemnik na zemlji), presretački prijemnik mora smanjiti odnos osetljivosti δ sa 60 dB na 20 dB, odnosno poboljšati svoju osetljivost za 40 dB. Jedan od načina na koji se to može postići jeste povećanje procesnog pojačanja presretačkog prijemnika PG_E iz (7) i (8), što je, uglavnom, teško moguće ostvariti bez sofisticiranih tehnika obrade signala.

U slučaju, na primer, presretanja po glavnom snopu ($g_t = 30$ dB) i presretanja po bočnom snopu (pretpostavimo da radar ima antenu sa niskim bočnim lobovima reda -40 dB, pa je $g_{tc} = -10$ dB) konvencionalnog impulsnog radara koji koristi nemodulisane impulse trajanja $T = 1$ μ s i ne obezbeđuje prijemniku procesno pojačanje $-PG_{R[dB]} = PG_{E[dB]} = 0$ dB. Vrednosti ostalih parametara radara i presretačkog prijemnika su: $\lambda = 5$ cm $\Rightarrow \lambda_{dB} = -13$ dB, $SNR_{Rout} = SNR_{Eout} = 12$ dB, $F_R = 6$ dB, $F_E = 6$ dB, $P_i = 10$ kW $\Rightarrow p_i = 70$ dBm, $B_R = 1$ MHz, $B_E = 20$ MHz (200 MHz, 2GHz), $L_E = L_R = 0$ dB, $\sigma = 3$ m², $\sigma_{dB} = 4,77$ dB, $g_t = g_r = 30$ dB, $g_c = 0$ dB

Osetljivost presretačkog prijemnika je važna karakteristika koja se uzima u obzir pri projektovanju EW sistema. Prijemnik za presretanje radarskih signala generalno se odlikuje širokim RF opsegom, mnogo puta većim od frekvencijskog opsega koji zauzima radarski signal koji treba presresti. To je neophodno kako bi se prevazišao problem zbog nepoznavanja frekvencije signala nosioca iz radarskog predajnika koji treba detektovati. S druge strane, presretačkom prijemniku se omogućuje istovremena borba protiv više različitih tipova radarskih predajnika. Sužavanjem propusnog opsega presretačkog prijemnika do minimalne vrednosti omogućuje mu se maksi-

malna osetljivost, ali se, istovremeno, povećava broj kanala ako je frekvencijski opseg koji treba pokriti ostao nepromenjen. Na primer, frekvencijski opseg od 16 GHz može se pokriti sa 8 podopsega od po 2 GHz, zatim se svaki od ovih podopsega pokriva sa po 10 novih od po 200 MHz i, na kraju, svaki od njih pokriven je sa po 10 novih od po 20 MHz. Ovim postupkom dati frekvencijski opseg pokriva se sa $8 \times 10 \times 10 = 800$ kanala (channelized receiver [2]). Shodno (8) i (9) osetljivosti presretačkog i radarskog prijemnika iznosiće:

$$S_{Emin} = [-114 + 13] \text{ dBm} + 6 \text{ dB} + 12 \text{ dB} = -83 \text{ dBm}$$

$$S_{Rmin} = [-114 + 0] \text{ dBm} + 6 \text{ dB} + 12 \text{ dB} = -96 \text{ dBm}$$

Ukoliko se ostane na 80 kanala po 200 MHz, osetljivost presretačkog prijemnika iznosiće:

$$S_{Emin} = [-114 + 23] \text{ dBm} + 6 \text{ dB} + 12 \text{ dB} = -73 \text{ dBm}$$

U slučaju 8 kanala sa po 2 GHz osetljivost presretačkog prijemnika se dalje smanjuje i iznosi:

$$S_{Emin} = [-114 + 33] \text{ dBm} + 6 \text{ dB} + 12 \text{ dB} = -63 \text{ dBm}$$

Ukoliko se u (11) i (12) zamene vrednosti, dobijaju se odgovarajuće daljnje prikazane u tabeli 1.

Razmotrimo sada modifikaciju prethodnog radara koja podrazumeva smanjenje impulsne snage predajnog signala N puta, a produženje njegovog trajanja N puta, zatim uvođenje kompre-

sije impulsa, na primer, primenom faznog kodiranja signala na predaji, uz trajanje podimpulsa jednako trajanju impulsa originalnog radara. U tom slučaju rezoluciona svojstva radara se neće promeniti, jer se širina zauzetog frekvencijskog opsega nije promenila. Međutim, radarski prijemnik sada može da ostvari procesno pojačanje, dok presretnički prijemnik nema tu mogućnost, ukoliko se primljeni signal dodatno ne obradi ili se, pak, ne upotrebi znatno usmerenija antena. Na primer, primena polifazne Frankove sekvence, dužine $N = 256$ na predaji, omogućuje radarskom prijemniku da ostvari procesno pojačanje u iznosu $PG_{R[dB]} = 10 \cdot \log_{10}(256) = 24$ dB, koje nemodifikovani presretnički prijemnik ne može ostvariti, pa ostaje $PG_{E[dB]} = 0$ dB. Impulsna snaga radara sada iznosi $p_i = 46$ dBm, osetljivost radarskog prijemnika je poboljšana za iznos procesnog pojačanja i iznosi $S_{Rmin[dB]} = -122$ dBm, dok se osetljivost presretničkog prijemnika nije promenila. Imajući to u vidu, u (11) i (12) zamenjene su vrednosti parametara, pa su izračunate odgovarajuće daljine prikazane u tabeli 1.

Ovim postupkom ne menjaju se ni domet radara niti njegova rezoluciona svojstva, a maksimalna daljina presretnička se znatno smanjuje.

Radi realnijeg modela primljenog signala potrebno je izračunati odnos signal/šum na ulazu u detektor presretničkog prijemnika (na izlazu iz linearnog dela prijemnika). Pošto prijemnik nema problema sa detektovanjem radarskog signala po glavnom snopu u ovom slučaju, razmotrićemo odnos signal/šum u slučaju detekcije po bočnom snopu i to pri srednjoj osetljivosti od -73 dB (prijemni kanal širine 200 MHz). Snaga signala na ulazu u presretnički prijemnik S_E računa se na osnovu izraza (4), pa je traženi odnos signal/šum $\rho = S_E / kT_0 B_E F_E$. Ako u ovaj izraz zamenimo vrednosti parametara, za daljine radar – presretnički $R_E = 100$ km i 200 km dobijaju se vrednosti odnosa signal/šum prikazane u tabeli 2.

U tabeli je razmatrana i impulsna snaga radara od 1W, što je tipično za LPI radare koji koriste talasne oblike sa TB proizvodima reda 10 000 [1]. Prijemnik tog radara ostvaruje procesno pojačanje reda 40 dB, pa je moguće postići isti do-

Tabela 1

Domet radara i maksimalne daljine presretnička konvencionalnog radara i LPI radara

Impulsna snaga radara	Domet radara [km]		Maksimalna daljina presretnička [km]					
	$\sigma = 40 \text{ m}^2$	$\sigma = 4 \text{ m}^2$	$S_{Emin} = -63 \text{ dBm}$		$S_{Emin} = -73 \text{ dBm}$		$S_{Emin} = -83 \text{ dBm}$	
			gl. snop	b. snop	gl. snop	b. snop	gl. snop	b. snop
39 W (N = 256) $d_c = 0,25$	42,2	23,7	35	0,35	112	11,2	350	3,5
19 W (N = 512) $d_c = 0,5$			24	0,24	78	0,78	248	2,48
9 W (N = 1024) $d_c = 1$			17	0,17	55	0,55	175	1,75
10 kW $d_c = 0,001$	42,2	23,7	560	5,6	1780	17,8	5620	56,2

Tabela 2

Vrednosti odnosa signal/šum na ulazima u detektore presretačkog prijemnika i radarskog prijemnika za različite daljine radar – presretač i različite impulsne snage radara

		Impulsna snaga radara				
		10 kW	39 W	19 W	9 W	1 W
SNR _{E_{in}} [dB]	R _E = 25 km	39 dB	15 dB	12 dB	8,5 dB	-1 dB
	R _E = 100 km	27 dB	3 dB	0 dB	-3,5 dB	-13 dB
	R _E = 200 km	21 dB	-3 dB	-6 dB	-10 dB	-19 dB
SNR _{R_{in}} [dB] $\sigma = 4 \text{ m}^2$	R _R = 25 km	9 dB	-15 dB	-18 dB	-21 dB	-31 dB

met kao sa prethodno pomenutim verzijama, koji iznosi oko 25 km za cilj efektivne radarske površine $\sigma = 4 \text{ m}^2$. Međutim, u ovakvim radarima treba izvršiti veoma složenu obradu signala, pa su oni u praksi još uvek malobrojni.

Metode detekcije i procene parametara LPI radarskih signala

Iz izloženih primera može se zaključiti da novi EW prijemnici moraju imati poboljšanu osetljivost za 10–30 dB, kako bi se uspešno nosili s novim LPI sistemima. Jedan način kojim se to može postići je upotreba vrlo usmerenih antena, s visokim dobitkom. Tom prilikom javlja se problem zbog toga što su neophodni brojni prijemni kanali kako bi se pokrio dati uglovni sektor. Broj prijemnika i antena jednak je dobitku antena, što znači 10–1000. Digitalna obrada signala je drugi način poboljšanja osetljivosti. Načelno, postoje dve strategije EW prijemnika. Prva od njih je detektovanje LPI radarskih talasnih oblika, pri kojem se koristi samo energija primljenog signala. Prednost ove strategije je činjenica da performanse detektora uglavnom ne zavise od talasnog oblika. Druga strategija

je detektovanje bazirano na specifičnostima radarskog signala, čime se postiže veća efikasnost. Međutim, uvođenje agilnih parametara na strani predajnika može smanjiti efikasnost ove strategije. U skladu sa definisanim strategijama, metode digitalne obrade signala, razvijene u ovu svrhu, dele se na tri osnovne grupe:

- nekoherentne metode (radiometar), koje koriste srednju snagu primljenog signala, dobijenu usrednjavanjem na intervalu reda trajanja integracije u radarskom prijemniku (reda milisekundi). Ovim metodama signal se ne obrađuje pre detektora ovojnice, već nakon njega (post-detection processing). Na taj način moguće je ostvariti procesno pojačanje 10–15 dB;

- koherentne metode, koje koriste „skoro prilagodene“ filtere. Primer je Wigner-Houghova transformacija za LFM signale [6]. Termin „koherentan“ govori da se signal obrađuje pre detektora ovojnice (pre-detection processing). Metode iz ove klase obezbeđuju procesno pojačanje 10–25 dB;

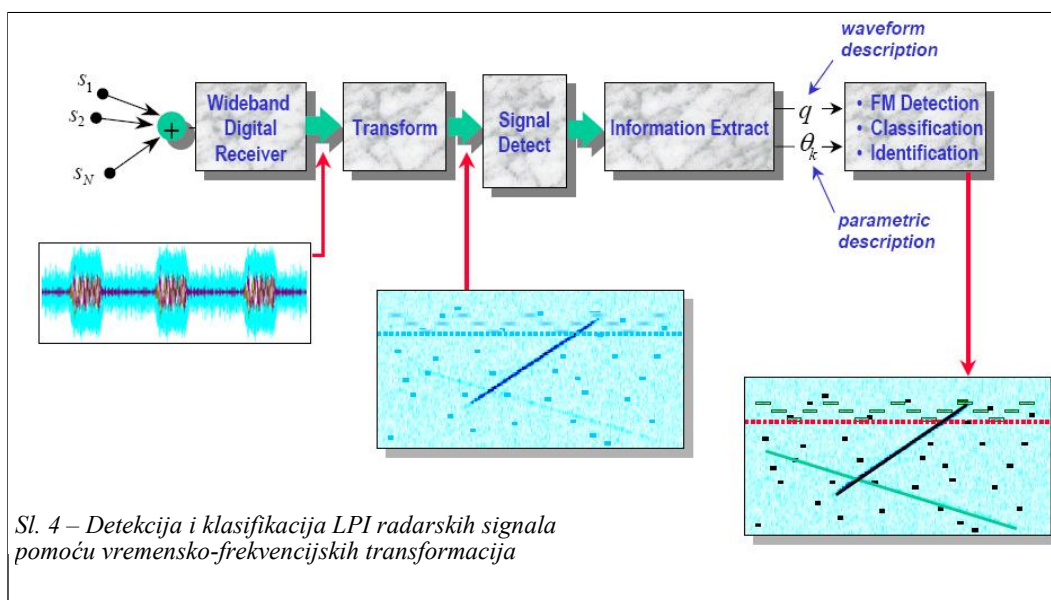
- kroskorelacione metode (interferometar), kao poseban oblik koherentnih metoda, koje zahtevaju dva kanala sa dve antene (antenski niz).

Metode koherentne detekcije

Otkako se koriste novi širokopojasni talasni oblici, LPI radari pokušavaju da onemoguće proces detekcije i demodulacije u EW prijemnicima, od kojih se, s druge strane, zahteva veliko procesno pojačanje da bi se detektovala LPI emisija i procenili parametri signala. Procena parametara je neophodna radi kasnije klasifikacije radara. Pri klasifikaciji se zahteva sortiranje signala u grupe sa sličnim parametrima (klasterizacija). Frekvencija signala nosioca, širina frekvencijskog opsega, period ponavljanja impulsa, tip modulacije, trenuci nailaska signala, samo su neki od parametara po kojima se jedan signal razlikuje od drugog. Kada se obavi korelacija procenjenih parametara s parametrima signala iz baze podataka (identifikacija), može da se pređe u režim praćenja signala, a zatim da se definiše i sprovodi optimalna strategija ometanja otkrivenog LPI radara.

Kao osnovna alatka za procenu parametara predajnika, na početku je korišćena Furijeova analiza zasnovana na FFT-u. Iz ove osnovne alatke izvedene su druge, kompleksnije tehnike obrade signala, kao što su STFT (Short-Time Fourier Transform), čiji je cilj praćenje parametara signala tokom vremena. Sa povećanjem računskih mogućnosti digitalnih procesora u prijemnicima, razvijene su sofisticiranije tehnike, vremensko-frekvencijske i bifrekvencijske distribucije, koje omogućuju prepoznavanje raznovrsnih modulacionih tehnika koje koriste LPI radari. Ove tehnike uključuju Wignerovu distribuciju i njene izravnote verzije [4, 6, 12], statistike višeg reda [8], QMF banke [9] i ciklostacionarnu analizu [10].

Na slici 4 prikazana je opšta šema ES prijemnika koji detektuje i klasifikuje LPI radarske signale pomoću vremensko-frekvencijskih transformacija (VFT). Signal se preslikava iz vremenskog domena (jed-



Sl. 4 – Detekcija i klasifikacija LPI radarskih signala pomoću vremensko-frekvencijskih transformacija

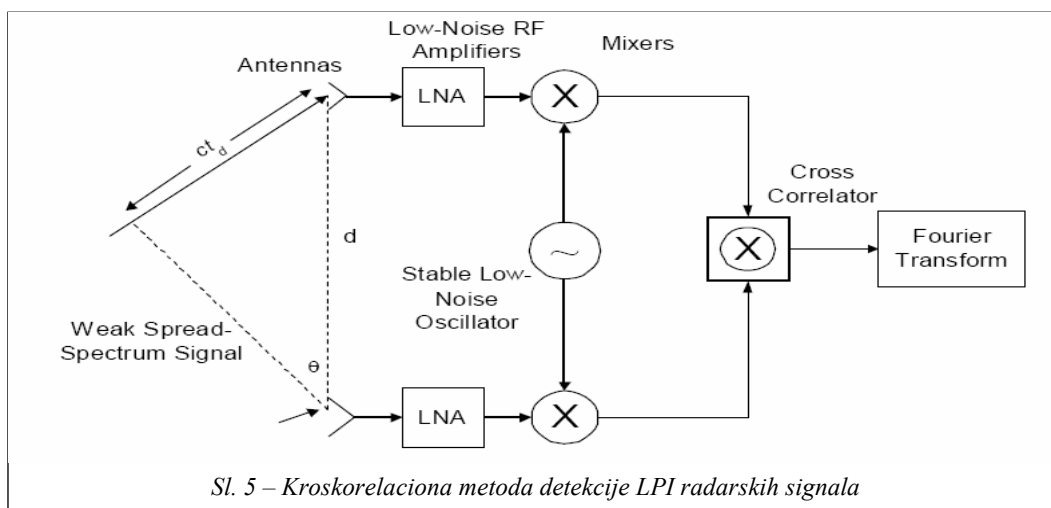
nodimenzionalni) u vremensko-frekvencijski domen (dvodimenzionalni). Na taj način šum se „razliva“ u vremensko-frekvencijsku ravan, dok se signal koncentriše oko tačkaka koje predstavljaju vremensku lokalizaciju njegovih spektralnih komponenata. Ove tačke biće istaknute u odnosu na tačke koje potiču od šuma i pri niskim odnosima signal/šum (reda -10 dB), pa je za detekciju i estimaciju parametara signala moguće efikasno primeniti neki od algoritama iz oblasti digitalne obrade slike. Ukoliko se radi o FM signalu, tačke koncentracije signala grupišu se u linije, pa algoritmi za detekciju pravih linija u slici, Houghova ili Radonova transformacija, daju dobre rezultate pri detektovanju ovakvih signala i procene njihovih parametara [6, 7].

Rekonstrukcija signala nakon detekcije i procene njegovih parametara, odnosno projektovanje prilagođenog filtera, poznato je u literaturi kao „deramping“. U radu [4] opisan je ovaj postupak za linearni FM signal, dok je opštiji metod predložen u [5]. Da bi sintetički signal mogao da se upotrebi za ometanje LPI radara, on mora biti dobro korelisan sa

originalnim talasnim oblikom. To znači da parametri signala treba da budu precizno procenjeni. U algoritmima zasnovanim na vremensko-frekvencijskim transformacijama tačnost procene parametara signala određuju rezolucija (po vremenu i frekvenciji) i interferencija. Linearne VFT (spektrogram, skalogram) jednostavno se izračunavaju, ne sadrže kroskomponente, ali imaju lošiju rezoluciju od kvadratnih VFT čije izračunavanje je složenije. S druge strane, kvadratne VFT sadrže kroskomponente kojih nema u originalnom signalu. Ravnanjem (smoothing) Wignerove distribucije dobijaju se brojne druge kvadratne VFT sa manje izraženom interferencijom, ali i lošijom rezolucijom od WD.

Kroskorelacione metode

Na slici 5 prikazana je uopštena blok-šema kroskorelacionih (interferometrijskih) metoda. Dakle, zahtevaju se dva prijemna kanala s dve antene, a metode se zasnivaju na činjenici da su šumovi iz dva različita prijemna kanala međusobno ne-



Sl. 5 – Kroskorelaciona metoda detekcije LPI radarskih signala

korelisani. Efikasnost ovih algoritama ne zavisi od tipa modulacije [3, 11]. Podjednako su efikasni i za fazno kodirane i za frekvencijski modulisane radarske signale. Ove metode obezbeđuju procenu ugla dolaska radarskog zračenja, učestanosti signala nosioca i širine frekvencijskog opsega. Što je veći TB proizvod analiziranog signala, to je algoritam uspješniji, jer je izraženiji pik u kroskorelaciji, ali je u tom slučaju izračunavanje algoritma složenije. Nedostatak predstavlja nemogućnost prepoznavanja tipa modulacije i zahtevna obrada signala. Pri velikim TB proizvodima, sa trenutno raspoloživim hardverom nije moguće izračunati kroskorelaciju (širokopojasna kroskorelacija) u realnom vremenu [3].

Zaključak

U sukobu konvencionalnog impulsnog radara i presretačkog sistema, presretački prijemnik nema problem pri detektovanju radara s velikih udaljenosti po glavnom snopu, a često i po bočnim snopovima radarske antene. Razlog je činjenica da radar mora emitovati signale dovoljno velike impulsne snage da bi se oni mogli detektovati i nakon refleksije od cilja. To znači da elektromagnetski talas razdaljinu između radara i cilja prelazi dvaput, dok se propagacija između radara i presretačkog prijemnika obavlja samo jednom. Faktor uspešnosti presretača α definiše se kao količnik maksimalne daljine presretanja i maksimalnog dometa radara, $\alpha = R_{E_{max}}/R_{R_{max}}$. Ovaj faktor je direktno srazmeran maksimalnom dometu radara, a obrnuto srazmeran odnosu osetljivosti presretačkog i radarskog prijemnika. Zaštićenom zonom naziva se

deo prostora iz kojeg presretački prijemnik može detektovati radar, dok radar ne može detektovati platformu na kojoj je smešten presretački sistem. Granicu zaštićene zone određuje jedinični faktor uspešnosti presretača, $\alpha = 1$.

LPI radari pokušavaju da smanje faktor uspešnosti presretača, do vrednosti što niže ispod jedinice. U tom slučaju radar je u prednosti, jer može detektovati platformu s presretačkim prijemnikom na većem rastojanju nego što presretač može detektovati radar (to see and not be seen). To je moguće postići ukoliko se upotrebe talasni oblici s velikim vrednostima TB proizvoda, koji radarskom prijemniku omogućuju ostvarivanje velikih vrednosti procesnog pojačanja (40 dB), jer se tako povećava osetljivost radarskog prijemnika. S druge strane, to dopušta radarskom predajniku da radi s niskim vršnim snagama, a da se ne degradiraju performanse radara. Ukoliko presretački prijemnik ne ostvari dovoljno procesno pojačanje, maksimalna daljina presretanja biće znatno smanjena. Dakle, da bi se presretački prijemnik uspešno nosio sa ovakvom vrstom radara, on mora ostvariti određeno procesno pojačanje.

Istraživanja se, načelno, kreću u dva pravca. Prvi podrazumeva upotrebu vrlo usmerenih antena, sa visokim dobitkom. Problem koji se tom prilikom javlja jeste potreba za velikim brojem prijemnih kanala, kako bi se pokrio dati uglovni sektor. Broj prijemnika i antena jednak je dobitku antena, što znači 10–1000. Drugi način poboljšanja osetljivosti postiže se kroz digitalnu obradu signala.

Načelno, postoje dve strategije EW prijemnika. Prva od njih podrazumeva detekciju LPI radarskih talasnih oblika, kada

se koristi samo energija primljenog signala. Prednost ove strategije je činjenica da performanse detektora uglavnom ne zavise od talasnog oblika. Druga strategija podrazumeva detekciju baziranu na specifičnostima radarskog signala, čime se postiže veća efikasnost. Međutim, uvođenje agilnih parametara na strani predajnika može smanjiti efikasnost ove strategije.

U skladu sa definisanim strategijama, metode digitalne obrade signala, razvijene u ovu svrhu, dele se na tri osnovne grupe: nekoherentne metode (radiometarske), koherentne metode (pre-detection processing) i kroskorelacione metode (interferometarske).

Izvršena je uporedna analiza karakteristika dve najvažnije grupe algoritama: grupe koherentnih metoda i grupe kroskorelacionih metoda. Na osnovu izvršene analize zaključeno je da koherentne metode omogućuju procenu šireg skupa parametara u odnosu na kroskorelacione metode. Međutim, primenom kroskorelacionih metoda na LPI radarske signale ostvaruje se veće procesno pojačanje pri detekciji u odnosu na primenu koherent-

nih metoda. Ono je utoliko veće što je TB proizvod analiziranog signala veći.

Literatura:

- [1] Pace, P. E.: Detecting and Classifying Low Probability of Intercept Radar, Artech House, Norwood, M. A, USA, 2004.
- [2] Schleher, D. C.: Electronic Warfare in the Information Age, Artech House, Norwood, MA, USA, 1999.
- [3] Wiley, R. G.: The Future of EW and Modern Radar Signals, Proc. of IEEE AESS, November, 2004.
- [4] Ong, P. G., Teng, H. K.: LPI Radar Detector, M.S. Thesis, Naval Postgraduate School, Monterey USA, March, 2001.
- [5] Cornu, C., Ioana, C., Quinquis, A.: Characterization of LPI Waveforms using Polynomial Phase Signal Modeling, International Conference on Radar Systems, RADAR 2004.
- [6] Moriatakis, M. P. F.: Feature Extraction of Intra-Pulse Modulated Signals using Time-Frequency Analysis, Proc. of IEEE.
- [7] Jennison, B. K.: Detection of Polyphase Pulse Compression Waveforms using the Radon-Ambiguity Transform, Proc. of IEEE AESS, Vol. 39, No 1, January, 2003.
- [8] Taboada, F. L.: Detection and Classification Of Low Probability Of Intercept Radar Signals Using Parallel Filter Arrays and Higher Order Statistics, M. S. Thesis, Naval Postgraduate School, Monterey USA, September, 2002.
- [9] Farrell, T. and Prescott, G.: A Nine-Tile Algorithm for LPI Signal Detection Using QMF Filter Bank Trees, Proc. of IEEE MILCOM, 1996.
- [10] Lima, A. F., Jr.: Analysis of low probability of intercept radar signals using cyclostationary processing, M. S. Thesis, Naval Postgraduate School, Monterey USA, September, 2002.
- [11] Houghton, A. W., Reeve, C. D.: Spread Spectrum Signal Detection using a Cross Correlation Receiver, VI International Conference of Radio Receivers and Associated Systems, September 1995, Bath, UK.
- [12] Simić, S., Zrnić, B.: Primena Vignerove distribucije u digitalnoj obradi radarskih signala, Naučnotehnički pregled, vol. LII, br. 2, 2002.