

METODE ZA UKLANJANJE NESTACIONARNIH OMETAČA KOD ŠUMNIH RADARA

Slobodan Đukanović, Miloš Daković**, Ljubiša Stanković****

Ključne riječi: Uklanjanje ometača, lokalna polinomijalna Fourier-ova transformacija, šumni radar, signal sa polinomijalnom fazom, proizvodna ambiguity funkcija višeg reda, kratkotrajna Fourier-ova transformacija.

Sažetak: Ovaj rad se bavi uklanjanjem ometača kod šumnih radara. Četiri metode su razmatrane, dve neparametarske i dve parametarske. Neparametarske metode su zasnovane na kratkotrajnoj Fourier-ovoj transformaciji (eng. *short-time Fourier transform* (STFT)) i lokalnoj polinomijalnoj Fourier-ovoj transformaciji (eng. *local polynomial Fourier transform* (LPFT)). STFT je najjednostavnija vremensko-frekvencijska (TF) metoda. Njen nedostatak je slaba rezolucija u TF ravni, odnosno slabe performanse kad se radi sa visoko nestacionarnim signalima. LPFT rešava problem rezolucije, ali po ceni povećane računске složenosti. U parametarskim metodama, faza ometača se modelira polinomom. Nakon estimacije koeficijenata polinoma, primljeni signal se demodulira kako bi se ometač prebacio u zonu učestanosti oko DC komponente. Ometač se dalje uklanja anuliranjem niskih frekvencija demoduliranog signala. Razmatraju se dve metode za estimaciju koeficijenata polinoma faze, ambiguity funkcija višeg reda (eng. *high-order ambiguity function* (HAF)) i proizvodna ambiguity funkcija višeg reda (eng. *product high-order ambiguity function* (PHAF)). Metoda zasnovana na HAF tehnici je računski vrlo efikasna, ali u prisustvu multikomponentnih signala dolazi do problema identifikacije komponenti. Ovaj problem se može rešiti pomoću PHAF.

1. UVOD

Šumni radari (eng. *noise radars*) poseduju veliki broj prednosti u odnosu na standardne radare. Prednosti uključuju jednoznačnu estimaciju ranga (eng. *range estimation*), visoka

* Doc. dr Slobodan Đukanović, Elektrotehnički fakultet Podgorica, Džordža Vašingtona b.b. 81000 Podgorica.

** Prof. dr Miloš Daković, Elektrotehnički fakultet Podgorica, Džordža Vašingtona b.b. 81000 Podgorica.

*** Prof. dr Ljubiša Stanković, Elektrotehnički fakultet Podgorica, Džordža Vašingtona b.b. 81000 Podgorica.

Rad predstavlja rezultat aktivnosti na projektu "Analiza nestacionarnih signala u vremensko-frekvencijskom domenu sa primjenom na radarske signale" koji finansira Ministarstvo prosvete i nauke Crne Gore.

otpornost na uticaj ambijentalnog šuma, mala verovatnoća presretanja signala, potiskivanje ometača, visoka elektromagnetska kompatibilnost. Primene šumnih radara uključuju nadzor kroz zidove (eng. *through wall surveillance*), detekciju i praćenje, Doppler estimaciju, polarimetriju, interferometriju [1]-[4].

Iako šumni radar inherentno uklanja uticaj ometača, njegove performanse mogu biti značajno degradirane ako primljeni signal sadrži vrlo jak ometač. Performanse šumnih radara se obično procenjuju u zavisnosti od odnosa peak-to-sidelobe (PSR) i jak ometač može značajno smanjiti PSR.

U ovom radu dajemo pregled četiri metode za uklanjanje nestacionarnih ometača kod šumnih radara [5]-[7]. Dve metode su neparametarske i dve su parametarske. Neparametarske metode koriste vremensko-frekvencijske (TF) alate. Činjenica da signali šumnih radara zauzimaju puno širi frekvencijski opseg od frekvencijski- ili fazno-modulisanih ometača opravdava upotrebu TF alata za tu svrhu. Linearne TF metode, kratkotrajna Fourier-ova transformacija (eng. *short-time Fourier transform* (STFT)) i lokalna polinomijalna Fourier-ova transformacija (eng. *local polynomial Fourier transform* (LPFT)) se koriste u [5]. Njihova implementacija je olakšana korišćenjem brze Fourier-ove transformacije (FFT). Metoda zasnovana na STFT je jednostavnija od one zasnovane na LPFT, ali njene su performanse znatno slabije u slučaju nestacionarnih ometača. S druge strane, metoda zasnovana na LPFT daje rezultate praktično nezavisne od nestacionarnosti ometača. Međutim, ova metoda zahteva veće računsku složenost usled procedure estimacije koeficijenta polinoma [8]. Parametarske metode su zasnovane na ambiguity funkciji višeg reda (eng. *high-order ambiguity function* (HAF)), čija je primena u predmetnu svrhu nedavno predložena u [6]. U tom radu, faza ometača se aproksimira polinomom. Dobijeni polinom kasnije služi za demodulaciju primljenog signala, kako bi se ometač koncentrisao u zoni frekvencija oko DC komponente. Primljeni signal se filtrira uklanjanjem niskih frekvencija tako dobijenog demodulisanog signala. Metoda je znatno niže računске složenosti u odnosu na one zasnovane na TF metodama. Ipak, ako je ometač višekomponentni signal, estimacija zasnovana na HAF-u je podložna uticaju kros-članova, nepoželjnih komponenti koje mogu maskirati komponente koje odgovaraju pojedinačnim komponentama signala, što dovodi do pogrešne estimacije parametara. Takođe, prisutan je i problem identifikacije komponenti u prisustvu više komponenti signala sa polinomijalnom fazom (eng. *polynomial-phase signal* (PPS)) koje imaju isti koeficijent najvišeg reda [9]. Takva situacija se može sresti kod multipath kanala. U cilju prevazilaženja ovog problema, metoda zasnovana na proizvodnoj ambiguity funkciji višeg reda (eng. *product high-order ambiguity function* (PHAF)) je predložena u [7].

Rad je organizovan u sedam sekcija. Principi šumnih radara su opisani u drugoj sekciji. Metode za uklanjanje ometača su predstavljene u trećoj i četvrtoj sekciji, dok je diskusija data u petoj sekciji. Rezultati simulacija su dati šestoj, a zaključci u sedmoj sekciji.

2. ŠUMNI RADARI

2.1 OSNOVE ŠUMNIH RADARA

Kod šumnih radara, detekcija mete i estimacija ranga se dobijaju pomoću korelacije poslatog i primljenog signala. Poslati signal je slučajni šum, dok primljeni signal

predstavlja oslabljenu i zakašnenu verziju poslatog signala. Pozicija maksimuma korelacije daje estimaciju ranga mete.

Pretpostavimo da je poslati signal $x(t)$ kompleksni Gauss-ov šum nulte srednje vrednosti i varijanse σ_x^2 . Realni i imaginarni deo šuma su nezavisne promenljive. Pretpostavićemo da je meta tačka (eng. *single point scatterer*) na udaljenosti r_0 duž linije vidljivosti radara. U tom slučaju, povratni signal će biti zakašnjen za vrednost $T_0=2r_0/c$ u odnosu na $x(t)$, gde je c brzina prostiranja elektromagnetnih talasa. Priljeni signal se može modelovati sa [5]:

$$y(t) = A_\sigma x(t - T_0) + \varepsilon(t) \quad (1)$$

gde je A_σ reflektivnost mete i $\varepsilon(t)$ je ambijentalni šum modelovan kao Gauss-ov proces nulte srednje vrednosti i varijanse σ_ε^2 . Signali $x(t)$ i $\varepsilon(t)$ su međusobno nekorelisani. Pretpostavićemo da je $A_\sigma=1$. Korelacija između poslatog i priljenog signala je data sa:

$$C(\tau) = \int_0^{T_{int}} y(t)x^*(t - \tau)dt, \quad (2)$$

gde je T_{int} vreme integracije. Pošto je T_{int} konačna veličina, $C(\tau)$ je slučajna promenljiva čija je srednja vrednost [6]:

$$E[C(\tau)] = T_{int} R_{xx}(\tau - T_0), \quad (3)$$

gde je $R_{xx}(\tau)$ autokorelaciona funkcija signala $x(t)$. S obzirom da važi $|R_{xx}(\tau)| \leq R_{xx}(0)$ [10], kašnjenje T_0 se može estimirati kao:

$$T_0 = \max_{\tau} |E[C(\tau)]|. \quad (4)$$

U diskretnom domenu, korelacija $C(\tau)$ se može napisati na sledeći način [3,4]:

$$C_k = \sum_{n=0}^{N-1} y(n)x^*(n-k) = \sum_{n=0}^{N-1} [x(n-m) + \varepsilon(n)]x^*(n-k), \quad (5)$$

gde $x(n)$, $y(n)$ i $\varepsilon(n)$ predstavljaju diskretne verzije signala $x(t)$, $y(t)$ i $\varepsilon(t)$, respektivno, dok celobrojni indeksi m i k odgovaraju T_0 i τ , respektivno. N je broj odbiraka i odgovara vremenu integracije T_{int} . Maksimum korelacije će se javiti za $k=m$.

Performanse korelacionog prijemnika šumnog radara se ocenjuju koristeći odnos PSR koji se definiše na sledeći način [3]:

$$\text{PSR} = \frac{E^2[C_{k=m}]}{\text{Var}[C_{k \neq m}]} \quad (6)$$

Zamenom (5) u (6) dobijamo [3], [4]:

$$\text{PSR} = \frac{N}{1 + \text{SNR}^{-1}}, \quad (7)$$

gde je $\text{SNR} = \sigma_x^2 / \sigma_\varepsilon^2$ odnos signal-šum (eng. *signal-to-noise ratio* (SNR)), pri čemu se termin šum odnosi na ambijentalni šum.

2.2 UTICAJ OMETAČA

Posmatrajmo primljeni signal u osnovnom opsegu $y(n)$, koji pored signala $x(n)$ i $\varepsilon(n)$ sadrži i ometač $I(n)$, tj.:

$$y(n) = x(n) + I(n) + \varepsilon(n), \quad (8)$$

pri čemu su sve tri komponente međusobno nekorelisane. U radu ćemo razmatrati model ometača sa konstantnom amplitudom, tj.:

$$I(n) = A e^{j\varphi(n)}, \quad (9)$$

gde su A i $\varphi(n)$ amplituda i faza ometača, respektivno. Odnos signal-ometać (eng. *signal-to-interference ratio* (SIR)) se definiše kao $\text{SIR} = \sigma_x^2 / A^2$. PSR primljenog signala je sad [6]:

$$\text{PSR} = \frac{N}{1 + \text{SNR}^{-1} + \text{SIR}^{-1}}, \quad (10)$$

što u slučaju vrlo jakih ometača, tj. kad je $\text{SIR} \ll 1$, može uzeti vrlo male vrednosti. U tom slučaju se primljeni signal mora filtrirati pre određivanja korelacije.

3. NEPARAMETARSKIE METODE

3.1 KRATKOTRAJNA FOURIER-ova TRANSFORMACIJA

STFT signala $x(n)$, u oznaci $\text{STFT}_x(n, k)$, se dobija kao Fourier-ova transformacija proizvoda signala $x(n)$ i prozorske funkcije $w(n)$ [11], tj.:

$$\text{STFT}_x(n, k) = \sum_{m=-N/2}^{N/2} x(n+m)w(m)e^{-j\frac{2\pi}{N}mk} = \text{DFT}[x(n+m)w(m)], \quad (11)$$

gde N predstavlja broj frekvencijskih odbiraka korišćenih pri računanju DFT. Prozorska funkcija je obično realna i zadovoljava $w(0)=1$. Iz (11) se jednostavno može dobiti inverzna relacija:

$$x(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \text{STFT}_x(n, k). \quad (12)$$

Rečima, signal $x(n)$ se može dobiti iz svoje STFT sumiranjem vrednosti STFT po svim frekvencijama za dato n .

3.2 LOKALNA POLINOMIJALNA FOURIER-ova TRANSFORMACIJA

LPFT predstavlja generalizaciju STFT. Diskretni oblik LPFT M -tog reda signala $x(n)$ se definiše na sledeći način [12]:

$$\begin{aligned} \text{LPFT}_x^M(n, k) &= \sum_{m=-N/2}^{N/2} x(n+m)w(m)e^{-j\sum_{i=1}^M \omega_i \frac{m^{i+1}}{(i+1)!}} e^{-j\frac{2\pi}{N}mk} \\ &= \text{DFT}[x(n+m)w(m)e^{-j\sum_{i=1}^M \omega_i \frac{m^{i+1}}{(i+1)!}}], \end{aligned} \quad (13)$$

gde $w(m)$ i N imaju isto značenje kao u (11), dok je ω_i i -ti parametar transformacije. Relacija (13) ukazuje da se LPFT signala dobija slično STFT, tj. kao pomeranjem prozora $w(m)$ duž modulisanog signala:

$$x(n+m)e^{-j\sum_{i=1}^M \omega_i \frac{m^{i+1}}{(i+1)!}}$$

i traženjem DFT proizvoda modulisanog signala i prozora na datoj poziciji.

Kao i STFT, LPFT je linearna transformacija i originalni signal se, u trenutku n , može rekonstruisati na sledeći način [8]:

$$x(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \text{LPFT}_x^M(n, k). \quad (14)$$

Parametri LPFT $\omega_i, i=1,2,\dots,M$, se određuju tako da predmetni signal (u našem slučaju ometač) bude optimalno koncentrisan u TF ravni. U tom smislu, u [8] je razvijen algoritam za estimaciju parametara koji održava kompleksnost pretrage na razumnom nivou. Štaviše, pokazano je da LPFT drugog reda daje rezultate praktično nezavisne od nestacionarnosti ometača, čime se eliminiše potreba za traženjem koeficijenata višeg reda.

3.3 VREMENSKI PROMJENLJIVO FILTRIRANJE I BINARNA MASKA

Signali šumnih radara zauzimaju znatno širi frekvencijski opseg od frekvencijski- ili fazno-modulisanih smetnji. Uklanjanje ometača se stoga može izvršiti u TF ravni primenom binarne maske koja ima vrednost nula u svim TF tačkama gde se ometač ne može zanemariti. Teorijski, ometač postoji u svakoj TF tački, ali ima značajnu vrednost samo u uskom opsegu oko trenutne frekvencije ometača. Binarna maska se, dakle, može definisati sa:

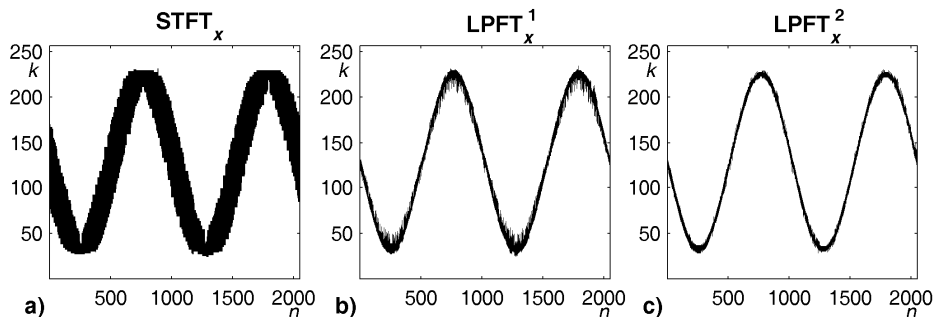
$$B(n,k) = \begin{cases} 0, & \text{ometač postoji u } (n,k) \\ 1, & \text{inače.} \end{cases} \quad (15)$$

Filtrirani primljeni signal se dobija koristeći sledeće relacije:

$$x^f(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \text{STFT}_x(n,k) B(n,k) \quad (16)$$

$$x^f(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \text{LPFT}_x^M(n,k) B(n,k). \quad (17)$$

Pored ometača, binarna maska uklanja i deo korisnog signala. Zato je od velike važnosti da oblast koja se anulira binarnom maskom bude što manja. Kod STFT, ovo je vrlo teško postići jer oblast koja se anulira zavisi od nestacionarnosti ometača [8]. Izborom prozorske funkcije se donekle može uticati na veličinu oblasti koja se uklanja. Sa druge strane, kod LPFT se pravilnim odabirom parametara može postići da se trenutna širina opsega nestacionarnog ometača unutar posmatranog prozora svede na širinu opsega stacionarnog ometača.



Slika 1. Binarna maska dobijena kod a) STFT, b) LPFT prvog reda, i c) LPFT drugog reda. Nulte vrednosti maske su prikazane crnom bojom. n -vreme, k -frekvencija.

Na slici 1. su prikazane binarne maske dobijene u slučaju eliminisanja sinusno-FM ometača, pri čemu su razmatrane tri transformacije, STFT, LPFT prvog i LPFT drugog reda. Oblast koja se eliminiše je prikazana crnom bojom. Kao što je očekivano, kod STFT je ta oblast najveća. Sa druge strane, kod LPFT drugog reda, ta oblast je najmanja i praktično ima istu širinu u svakom vremenskom trenutku.

Postupak dobijanja binarne maske je detaljno opisan u [5]. U ovom radu ćemo koristiti tip 2 binarne maske, kod koje se, u datom vremenskom trenutku, ometač eliminiše anuliranjem frekvencijskih komponenti koje sadrže ometač počev od frekvencije maksimuma spektra. Frekvencijske komponente se anuliraju sve dok ne dođemo od praga određenog statističkim karakteristikama primljenog signala bez šuma, koje se dobijaju iz tački STFT-e primljenog signala gde se uticaj ometača može zanemariti.

4. PARAMETARSKJE METODE

4.1 AMBIGUITY FUNKCIJA VIŠEG REDA

U parametarskoj analizi nestacionarnih signala, najčešće korišćeni model je PPS model. Po Weierstrass-ovoj teoremi, svaka kontinualna funkcija se na datom intervalu može modelovati polinomom [10]. Mi ćemo koristiti ovaj pristup za modelovanje faze signala.

Posebno popularan metod za estimaciju PPS parametara je zasnovan na HAF [13,14]. Da bi definisali HAF, prvo ćemo definisati multilag trenutni moment višeg reda (eng. *multilag high-order instantaneous moment* (ml-HIM)) signala $x(n)$, $n=0, 1, \dots, N-1$, kao:

$$\begin{aligned}
 x_1(n) &= x(n) \\
 x_2(n; \tau_1) &= x_1(n + \tau_1)x_1^*(n - \tau_1) \\
 x_3(n; \tau_2) &= x_2(n + \tau_2; \tau_1)x_2^*(n - \tau_2; \tau_1) \\
 &\dots \\
 x_p(n; \tau_{p-1}) &= x_{p-1}(n + \tau_{p-1}; \tau_{p-2})x_{p-1}^*(n - \tau_{p-1}; \tau_{p-2}),
 \end{aligned} \tag{18}$$

gde su $\tau_i = [\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_i]$, $i=1, 2, \dots, P-1$, skupovi korišćenih vremenskih pomeraja (eng. lags). Multilag HAF (ml-HAF) se definiše na sledeći način:

$$X_P(f; \tau_{P-1}) = \sum_{n=0}^{N-2\sum_{k=1}^{P-1}\tau_k-1} x_P(n; \tau_{P-1}) e^{-j2\pi fn}. \quad (19)$$

U originalnoj definiciji HAF-a [13,14], svi vremenski pomeraji τ_i su isti. U slučaju kad je $x(n)$ PPS P -tog reda, tj.:

$$x(n) = A e^{j2\pi \sum_{m=0}^P a_m (n\Delta)^m}, \quad (20)$$

gde je A amplituda signala, a_m koeficijenti polinoma i Δ korak odabiranja signala, ml-HIM P -tog reda tog signala je kompleksna sinusoida čija je frekvencija [9]:

$$f = 2^{P-1} \Delta^P P! a_P \prod_{k=1}^{P-1} \tau_k. \quad (21)$$

Korišćenjem ove osobine, koeficijent a_P se može estimirati korišćenjem tehnika za maksimizaciju periodograma [15,16]. Dobijena estimacija koeficijenta a_P , u oznaci α_P^e , se može iskoristiti da se signal $x(n)$ demoduliše množenjem sa $\exp(-j2\pi \alpha_P^e (n\Delta)^P)$, kako bi se red faze smanjio za jedan. Procedura se ponavlja dok se ne estimiraju svi koeficijenti [14].

Kada je $x(n)$ multikomponentni PPS u zapisu:

$$x(n) = \sum_{k=1}^K A_k e^{j2\pi \sum_{m=0}^P a_{k,m} (n\Delta)^m}, \quad (22)$$

gde su $a_{k,m}$ koeficijenti polinoma k -te komponente, ml-HIM P -tog reda će sadržati K sinusoida, poznatih kao auto-članovi. Frekvencija svakog auto-člana je proporcionalna koeficijentu najvišeg reda faze odgovarajuće PPS komponente, kao što je dato sa (21). Pošto je ml-HIM nelinearna transformacija, ona će, pored auto-članova, sadržati i kros-članove. Kada su koeficijenti najvišeg reda nekih od komponenata isti, odgovarajući kros-članovi će biti kompleksne sinusoidne [9]. Neki od pikova u ml-HAF-u će tad odgovarati kros-članovima, što može dovesti do nepouzdanosti estimacije frekvencije auto-članova.

4.2 PROIZVODNA AMBIGUITY FUNKCIJA VIŠEG REDA

Kros-članovi prisutni kod HAF-a se značajno mogu potisnuti koristeći PHAF [9]. Kod PHAF-a se koristi Q skupova vremenskih pomeraja:

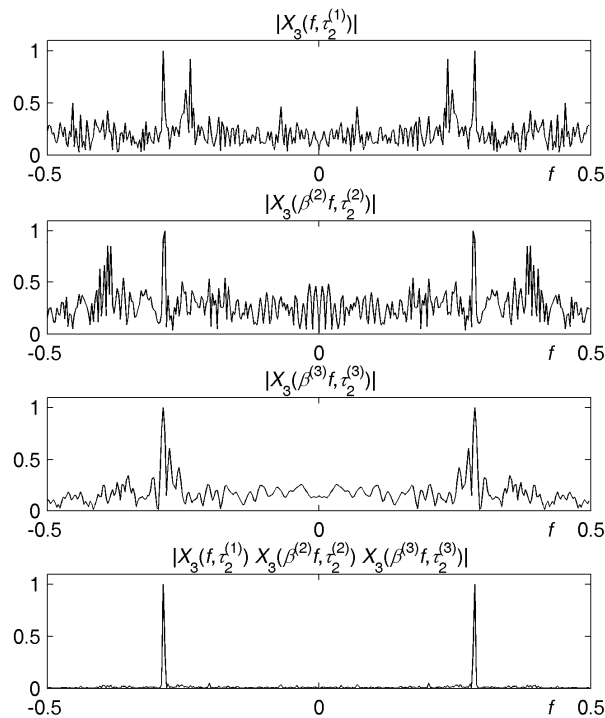
$$\mathbf{T}_{p-1}^Q = [\boldsymbol{\tau}_{p-1}^{(1)}, \boldsymbol{\tau}_{p-1}^{(2)}, \dots, \boldsymbol{\tau}_{p-1}^{(Q)}], \quad (23)$$

gde je $\boldsymbol{\tau}^{(q)} = [\tau^{(q)}_1, \tau^{(q)}_2, \dots, \tau^{(q)}_{p-1}]$, $q=1, 2, \dots, Q$. PHAF se definiše kao proizvod Q ml-HAF-ova, tj.:

$$X_P^Q(f; \mathbf{T}_{p-1}^Q) = \prod_{q=1}^Q X_p(\beta^{(q)} f; \boldsymbol{\tau}_{p-1}^{(q)}), \quad (24)$$

gde je β koeficijent skaliranja frekvencije dat sa:

$$\beta^{(q)} = \prod_{k=1}^Q \frac{\tau_k^{(q)}}{\tau_k^{(1)}}. \quad (25)$$



Slika 2. Tri ml-HAF-a (gornja tri crteža), dobijeni korišćenjem različitih skupova pomeraja, i njihov proizvod (dno). Spektri su normalizovani po amplitudi i frekvenciji.

Skaliranjem po frekvenciji se postiže da se kod svih ml-HAF-ova auto-član pojavljuje na istoj frekvenciji i ta frekvencija je proporcionalna proizvodu $\tau_1^{(1)} \tau_2^{(1)} \dots \tau_{p-1}^{(1)}$.

Sa druge strane, frekvencije kros-članova se nakon skaliranja ne nalaze na istim pozicijama [9]. Proizvod Q ml-HAF-ova stoga naglašava auto-članove, dok potiskuje kros-članove. Ova situacija je prikazana na slici 2, gde imamo 3 ml-HAF-a i njihov proizvod. Posmatrani signal je zbir dva PPS-a trećeg reda sa amplitudom 1. Čak i u slučaju kad nema šuma, kros-članovi mogu u potpunosti prekriti auto-članove (gornje tri slike). Slika na dnu pokazuje koliko su auto-članovi proizvoda naglašeni u odnosu na kros-članove.

Optimalni pomeraji za ml-HAF P -tog reda su međusobno jednaki i iznose:

$$\tau_{opt} = \frac{N}{2P}. \quad (26)$$

4.3 UKLANJANJE OMETAČA KORISTEĆI HAF I PHAF

Prema Weierstrass-ovoj teoremi, faza signala $\varphi(n)$ se može aproksimirati polinomom na datom vremenskom intervalu. U ovom radu ćemo vršiti aproksimaciju faze polinomom trećeg stepena. Dobijeni polinom služi za demodulaciju primljenog signala, kako bi ometač koncentrisali oko DC komponente. Za slučaj idealne aproksimacije, u demodulisanim signalu čitav ometač se nalazi u okviru DC komponente. Ometač se dalje potiskuje anuliranjem niskih frekvencija koje sadrže ometač.

Algoritam uklanjanja ometača je dat u nastavku [6,7].

Korak 1: Estimirati koeficijente α_1 , α_2 i α_3 polinoma koji aproksimira fazu $\varphi(n)$ koristeći HAF/PHAF i proceduru estimacije opisanu ispod (21). Označimo dobijene estimacije se α_1^e , α_2^e i α_3^e .

Korak 2: Formirati estimaciju faze $\theta(n) = \alpha_1^e(n\Delta) + \alpha_2^e(n\Delta)^2 + \alpha_3^e(n\Delta)^3$ i demodulisati primljeni signal u skladu sa:

$$y_\theta(n) = y(n)e^{-j2\pi\theta(n)}. \quad (27)$$

Korak 3: Odrediti DFT signala $y_\theta(n)$, tj. $Y_\theta(k) = \text{DFT}[y_\theta(n)]$. Ukoliko demodulisani ometač zauzima najviše K niskih frekvencija u $Y_\theta(k)$, ukloniti ga anuliranjem tih frekvencija, što rezultuje u filtriranom spektru $Y_\theta^f(k)$. Signal bez ometača se dobija kao:

$$y^f(n) = \text{IDFT}[Y_\theta^f(k)]e^{j2\pi\theta(n)}, \quad (28)$$

gde IDFT[] predstavlja operator inverzne DFT. Sa druge strane, ukoliko demodulisani ometač zauzima više od K niskih frekvencija u $Y_\theta(k)$, podeliti razmatrani interval na dve polovine i ponoviti korake 1-3 na obe polovine

pojedinačno. Ukoliko je dužina jedne polovine manja od najmanje razmatrane dužine, ne deliti interval već anulirati sve frekvencije koje sadrže ometač i rekonstruisati signal bez ometača na osnovu (28).

Naglašavamo da se opisani algoritam primenjuje i kod HAF i kod PHAF uklanjanja ometača.

U prvom koraku algoritma, trenutna frekvencija (eng. *instantaneous frequency* (IF)) se aproksimira parabolom na čitavom intervalu od N odbiraka. Ukoliko je aproksimacija dovoljno dobra, ometač se uklanja na opisan način. U suprotnom, signal se deli na dve polovine i IF ometača se estimira na oba podintervala pojedinačno, prvo levom a posle desnom. Smanjenjem širine intervala smanjuje se i IF varijacija. Ukoliko je IF estimacija dobijena za levu polovinu (prvih $N/2$ odbiraka) dovoljno dobra, filtriramo levu polovinu. Ukoliko aproksimacija nije dobra, delimo levu polovinu na njenu levu i desnu polovinu.

Parametar K u algoritmu predstavlja broj niskofrekvencijskih komponenti, počev od DC komponente, koje koristimo u kriterijumu aproksimacije IF ometača polinomom. Naime, ako je aproksimacija idealna, sav ometač će biti koncentrisan u DC komponenti signala $y_\theta(n)$ i tada je potrebno eliminisati samo jednu ($K=1$), DC komponentu tog signala radi uklanjanja ometača. Međutim, u realnosti, aproksimacija ne može biti idealna iz nekoliko razloga. Prvo, tačnost estimiranja koeficijenata je ograničena Cramér-Rao donjom granicom. Drugo, estimacija koeficijenata višeg reda utiče na estimaciju koeficijenata nižeg reda (tzv. propagacija greške). Treće, nepolinomijalna IF se ne može idealno aproksimirati polinomom. Stoga zaključujemo da će, nakon demodulacije, ometač biti distribuiran na više frekvencija oko DC komponente signala $y_\theta(n)$. Eksperimentalnim putem smo utvrdili da je $K=3$ dobar kompromis, odnosno smatraćemo da je aproksimacija IF ometača parabolom dovoljno dobra ako maksimalno tri frekvencije (DC i po jedna sa strane) signala $y_\theta(n)$ sadrže ometač, a u drugim se može zanemariti.

Predloženi algoritam se jednostavno može proširiti i na slučaj multikomponentnih signala, tj. signala oblika:

$$I(n) = \sum_{i=1}^M A_i e^{j\varphi_i(n)}, \quad (29)$$

gde A_i i $\varphi_i(n)$ predstavljaju amplitudu i fazu i -te komponente, respektivno, i M predstavlja broj komponenti. Pretpostavljajući da je broj komponenti M poznat [9,17], komponente ometača se mogu uklanjati jedna za drugom, počev od najjače. Procedura je data u nastavku.

Korak 1: Postaviti $p=1$.

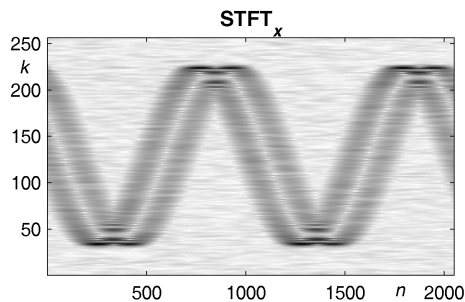
Korak 2: Ukoliko je $p=M$, ići na korak 4. U suprotnom, estimirati koeficijente faze α_1 , α_2 i α_3 najjače komponente i formirati estimaciju faze $\theta(n)$ kao u prethodnom algoritmu, tj. $\theta(n) = \alpha_1 e^{(n\Delta)} + \alpha_2 e^{(n\Delta)^2} + \alpha_3 e^{(n\Delta)^3}$.

Korak 3: Demodulisati primljeni signal i ukloniti najjaču komponentu ometača anuliranjem najviše K niskih frekvencija demodulisanog signala. Rekonstruisati signal u skladu sa (28). Povećati p za 1 i ići na korak 2.

Korak 4: Estimirati $\theta(n)$ poslednje komponente i demodulisati primljeni signal koristeći dobijenu estimaciju. Ukoliko demodulisana komponenta ometača zauzima najviše K niskih frekvencija, ukloniti je anuliranjem tih frekvencija i rekonstruisati signal u skladu sa (28). U suprotnom, izvršiti korake 1-3 za levu i desnu polovinu primljenog signala. Ukoliko je dužina jedne polovine manja od najmanje razmatrane dužine, ne deliti interval već anulirati sve frekvencije koje sadrže ometač i rekonstruisati signal bez ometača na osnovu (28).

5. DISKUSIJA

Parametarske metode su okarakterisane znatno manjom kompleksnošću u odnosu na neparametarske. Posmatrajući algoritam za uklanjanje ometača opisan u prethodnoj sekciji, kao i složenost HAF-a i PHAF-a, vidimo da je ukupna složenost parametarskih metoda $O(M \log_2 N)$, gde $O()$ predstavlja veliko- O zapis. Sa druge strane, složenost metoda zasnovanih na STFT i LPFT je $O(N^2 \log_2 N)$ [8,18]. Ipak, složenost metode zasnovane na LPFT je uvek veća od složenosti metode zasnovane na STFT usled procedure za estimaciju parametara.



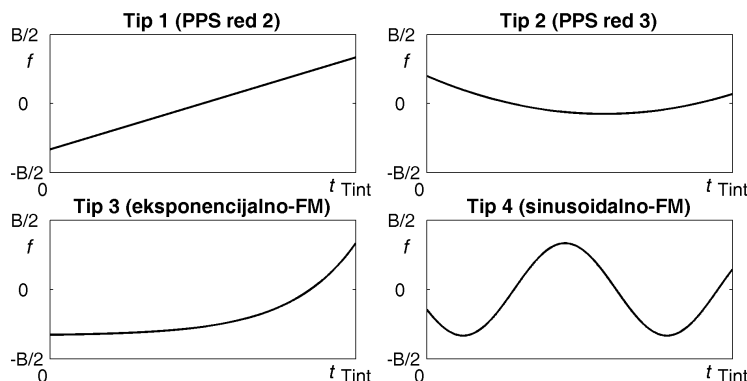
Slika 3. STFT primljenog signala koji sadrži sinusoidalno-FM ometač propušten kroz multipath kanal.

Propuštanjem ometača kroz multipath kanal se dobija multikomponentni ometač. Ukoliko se vremena dolaska multipath komponentni ne razlikuju puno, IF trajektorije komponenti će biti međusobno bliske u TF ravni. Jedna ovakva situacija je prikazana na slici 3, gde primljeni signal sadrži sinusoidalno-FM ometač i verziju tog ometača zakašnjenu za $N/15$. Kada se IF trajektorije seku u TF ravni ili su vrlo bliske, LPFT metod nije u stanju da optimizuje trenutnu širinu opsega komponenti, što rezultuje u većoj TF oblasti koja se uklanja [8] i većem delu korisnog signala koji se eliminiše. Performanse metoda zasnovanih na HAF i PHAF ne zavise od preseka komponenti u TF ravni.

6. SIMULACIJE

Posmatrajmo šumni radar čiji je propusni opseg $B=102.4$ MHz, dužina impulsa $T_{int}=20$ μs . U osnovnom opsegu, primljeni signal je odabran Nyquist-ovom frekvencijom tako da je

korak odabiranja $\Delta=1/B$. Jedan impuls tako sadrži $N=2048$ odbiraka. Pretpostavimo da primljeni signal sadrži šum sa $\text{SNR}=1/10$ (ili -10 dB).



Slika 4. Trenutne frekvencije razmatranih tipova ometača.

Performanse metoda su evaluirane u odnosu na nekoliko tipova ometača. Trenutne frekvencije razmatranih ometača su date na slici 4. Gornja dva tipa su PPS ometači (drugi i treći PPS red), dok su donja dva ometača eksponencijalno- i sinusno-FM modulirani signali.

U računanju STFT i LPFT, korišćen je Hanning-ov prozor sa 128 odbiraka. Pri računanju HAF-a, korišćeni su vremenski pomeraji u skladu sa (26). PHAF je dobijen kao proizvod 5 HAF-ova. Za računanje PHAF-a trećeg reda korišćeni su pomeraji $\tau^{(1)}_2=(341,341)$, $\tau^{(2)}_2=(309,373)$, $\tau^{(3)}_2=(298,384)$, $\tau^{(4)}_2=(277,405)$ i $\tau^{(5)}_2=(213,469)$, dok su za računanje PHAF-a drugog reda korišćeni $\tau^{(1)}_1=512$, $\tau^{(2)}_1=544$, $\tau^{(3)}_1=555$, $\tau^{(4)}_1=576$ i $\tau^{(5)}_1=640$.

PSR vrednosti u primerima su dobijene nakon 500 simulacija i date su u tabeli 1.

Tabela 1. Numeričke PSR vrednosti dobijene pri uklanjanju ometača korišćenjem STFT, LPFT, HAF i PHAF metoda.

	STFT	LPFT	HAF	PHAF
Tip 1	168.37	174.70	179.24	179.23
Tip 2	168.93	172.79	178.82	178.89
Tip 3	158.72	165.09	165.34	167.02
Tip 4	154.26	167.72	168.31	168.40
Tip 1 + Tip 2	155.36	165.12	146.64	176.52
Tip 2 + Tip 2 _{mult}	141.35	159.08	118.80	168.24

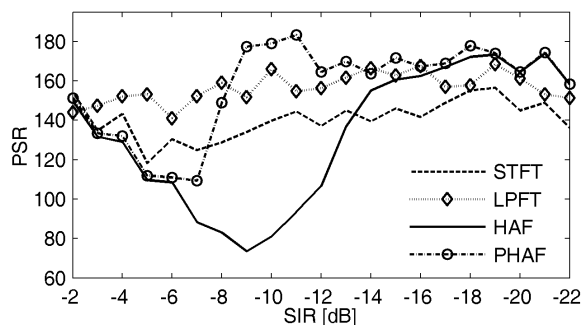
Primer 1. U ovom primeru razmatramo monokomponentne ometače čije su frekvencije date na slici 4. Za svaki ometač važi $\text{SIR}=1/100$ (ili -20 dB). Sa ovom vrednošću SIR, analitičke vrednosti PSR za primljeni signal bez ometača i sa ometačem su 186.18 i 18.45,

respektivno. Numeričke PSR vrednosti su prikazane u tabeli 1. PSR rezultati dobijeni za HAF i PHAF su za nijansu bolji od onih dobijenih za STFT i LPFT.

Primer 2. Ovde razmatramo dva multikomponentna ometača. Prvi je dvokomponentni ometač čije su komponente tipa 1 i 2 sa slike 4, okarakterisane sa SIR=-19 dB i -20 dB, respektivno. Drugi ometač je dvokomponentni signal dobijen propuštanjem ometača tipa 2 kroz multipath kanal. Direktna i zakašnjena verzija primljenog ometača su okarakterisane sa SIR=-19 dB i -20 dB, respektivno, dok je kašnjenje $N/7$. Dobijene PSR vrednosti za ova dva ometača su data u poslednja dva reda table 1.

Uočimo da se LPFT metod ponaša približno jednako za svaki ometač. Za drugi multikomponentni ometač performanse su mu za nijansu slabije, što je posledica činjenice da su komponente bliske u TF ravni, pa je optimizacija širine pojedinih komponenti onemogućena [8].

Primer 3. U ovom primeru razmatramo ometač koji sadrži dve komponente koje su PPS signali trećeg reda. Prva komponenta je tipa 2 sa slike 4, dok druga ima različite sve polinomijalne koeficijente. PSR je izračunat u odnosu na SIR prve komponente, pri čemu je druga komponenta za 1 dB slabija. Dobijene PSR krive su prikazane na slici 5, pri čemu se SIR menja od -2 dB do -22 dB, sa korakom od 1 dB. U odnosu na HAF metod, PHAF daje znatno bolje rezultate za vrednost SIR između -6 dB i -19 dB. Između -7 dB i -14 dB ta je razlika vrlo velika, što je posledica pogrešne estimacije kod HAF-a usled uticaja šuma i više komponenti. Pad u performansama PHAF metode oko -8 dB je usled nelinearnosti PHAF-a. STFT i LPFT metode su linearne i stoga nemaju problem kros-članova. Ipak, iznad 8 dB, PHAF daje bolje rezultate.



Slika 5. Poređenje tehnika za uklanjanje ometača u slučaju dvokomponentnog ometača. SIR predstavlja SIR jače komponente. SIR druge komponente je za 1 dB manji.

7. ZAKLJUČAK

U radu smo razmatrali uklanjanje ometača kod šumnih radara. Predložene metode se dele na neparаметarske i parametarske. Neparаметarske su zasnovane na TF analizi, konkretnije na primeni linearnih TF metoda STFT i LPFT. Iako je najjednostavnija, STFT metoda ima slabe performanse pri radu sa visoko nestacionarnim signalima. LPFT, sa druge strane, daje

dobre rezultate pri radu sa ovakvim signalima, ali po ceni povećane računске složenosti. Kod parametarskih metoda, faza ometača se modelira polinomom. Za aproksimaciju koeficijenata modelirajućeg polinoma koristimo HAF i PHAF. Dobijeni polinom služi za demodulaciju primljenog signala, kako bi ometač koncentrisali u zoni frekvencija oko DC komponente i eliminisali ga anuliranjem tih frekvencija. Metoda zasnovana na HAF je računski vrlo efikasna, ali u prisustvu multikomponentnih signala dolazi do problema identifikacije komponenti. Ovaj problem se rešava koristeći PHAF.

LITERATURA

- [1] R. M. Narayanan, Y. Xu, P. D. Hoffmeyer, and J. O. Curtis, "Design, performance, and applications of a coherent ultra-wideband random noise radar," *Optical engineering*, vol. 37, no. 6, pp. 1855–1869, June 1998.
- [2] M. Dawood and R. M. Narayanan, "Receiver operating characteristics for the coherent UWB random noise radar," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 37, no. 2, pp. 586–594, April 2001.
- [3] S. R. Axelsson, "Noise radar for range/Doppler processing and digital beamforming using low-bit ADC," *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 41, no. 12, pp. 2703–2720, December 2003.
- [4] S. R. Axelsson, "Noise radar using random phase and frequency modulation," *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 42, no. 11, pp. 2370–2384, November 2004.
- [5] M. Daković, T. Thayaparan, S. Djukanović, and Lj. Stanković, "Time-frequency-based non-stationary interference suppression for noise radar systems," *IET Radar, Sonar & Navigation*, vol. 2, no. 4, pp. 306–314, August 2008.
- [6] S. Djukanović, M. Daković, T. Thayaparan, and Lj. Stanković, "Method for non-stationary jammer suppression in noise radar systems," *IET Signal Processing*, vol. 4, no. 3, pp. 305–313, June 2010.
- [7] S. Djukanović and V. Popović, "A parametric method for multicomponent interference suppression in noise radars," submitted to *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*.
- [8] Lj. Stanković and S. Djukanović, "Order adaptive local polynomial FT based interference rejection in spread spectrum communication systems," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 54, no. 6, pp. 2156–2162, December 2005.
- [9] S. Barbarossa, A. Scaglione, and G. B. Giannakis, "Product high-order ambiguity function for multicomponent polynomial phase signal modeling," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 46, no. 3, pp. 691–708, March 1998.
- [10] A. Papoulis and U. S. Pillai, *Probability, random variables, and stochastic processes*. McGraw Hill Higher Education; 4th edition, 2002.
- [11] F. Hlawatsch and B.-B. G. Faye, "Linear and quadratic time-frequency signal representations," *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 9, no. 2, pp. 21–67, April 1992.
- [12] V. Katkovnik, "A new form of the Fourier transform for time-varying frequency estimation," *Signal Processing*, vol. 47, no. 2, pp. 187–200, November 1995.
- [13] S. Peleg and B. Porat, "Estimation and classification of polynomial phase signals," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 37, no. 2, pp. 422–430, March 1991.
- [14] S. Peleg and B. Friedlander, "The discrete polynomial-phase transform," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 43, no. 8, pp. 1901–1914, August 1995.

- [15] Y. V. Zakharov, V. M. Baronkin, and T. C. Tozer, "DFT-based frequency estimators with narrow acquisition range," *IEE Proceedings Communications*, vol. 148, no. 1, pp. 1–7, February 2001.
- [16] E. Aboutanios and B. Mulgrew, "Iterative frequency estimation by interpolation on Fourier coefficients," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 53, no. 4, pp. 1237–1242, April 2005.
- [17] S. Peleg and B. Friedlander, "Multicomponent signal analysis using the polynomial-phase transform," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 32, no. 1, pp. 378–387, January 1996.
- [18] X. Ouyang and M. G. Amin, "Short-time Fourier transform receiver for nonstationary interference excision in direct sequence spread spectrum communications," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 49, no. 4, pp. 851–863, April 2001.