

METODE UBLAŽAVANJA UTICAJA GREŠKE PROSTIRANJA SIGNALA PO VIŠE PUTANJA NA SATELITSKO POZICIONIRANJE

Marko Đogatović, Mirjana Stojanović, Milorad Stanojević
Univerzitet u Beogradu - Saobraćajni fakultet,
m.djogatovic@sf.bg.ac.rs, m.stojanovic@sf.bg.ac.rs, milorad@sf.bg.ac.rs

Sadržaj: *Jedan od najznačajnijih problema koji se javlja prilikom razvoja navigacionih prijemnika je robustnost algoritma sinhronizacije u odnosu na prostiranje signala po više putanja. Ovaj efekat uvodi grešku pri određivanju parametara sinhronizacije što se manifestuje lošijom ocenom položaja prijemnika. Prostiranje signala po više putanja je gotovo neizbežno kada je u pitanju satelitska navigacija, pošto se signal prilikom propagacije reflektuje sa različitih objekata na putanji. U radu će biti dat pregled najznačajnijih metoda koje se koriste za ublažavanje prostiranja po više putanja, kao i metoda razvijena od strane autora zasnovana na fitovanju vrhova korelacione funkcije.*

Ključne reči: *satelitski navigacioni sistemi, prostiranje po više putanja, praćenje signala*

1. Uvod

GNSS (*Global Navigation Satellite System*) prijemnik, nakon filtriranja i odabiranja primljenog signala, vrši njegovu obradu kroz dve sekvencijalne faze: sinhronizaciju i određivanje položaja. U fazi sinhronizacije se prate parametri signala trenutno vidljivih satelita (vremensko kašnjenje signala proširenog spektra i faza nosioca). Ovi parametri se koriste za dobijanje informacije o rastojanju između prijemnika i satelita. Obezbeđivanjem rastojanja do najmanje četiri satelita moguće je odrediti položaj prijemnika [1,2].

Sinhronizacija se vrši za signal sa svakog vidljivog satelita korišćenjem identičnih kanala. Kanal se sastoji od korelatora, diskriminatora, petlje kašnjenja i petlje nosioca. Korelator vrši integraciju signala na prijemu kod koga je uklonjen nosilac i koji je modulisan lokalnom replikom signala proširenog spektra. Vrednosti iz korelatora se dalje sprovode u diskriminator faze i kašnjenja. Diskriminator faze je uređaj koji određuje fazu nosioca, dok diskriminator kašnjenja određuje kašnjenje signala proširenog spektra. Vrednosti iz diskriminatora predstavljaju ulaze za *petlju kašnjenja* i *petlju nosioca* u kojima se izračunava frekvencija pseudoslučajnog signala i nosioca, respektivno [1,2].

Jedna od grešaka propagacije signala, koju je najteže ukloniti ili je makar ublažiti, je *prostiranje signala po više putanja (multipath)*. Ova greška utiče na parametre sinhronizacije što se manifestuje lošijom ocenom položaja prijemnika. Prostiranje signala

po više putanja je gotovo neizbežno kada je u pitanju satelitska navigacija, pošto se signal prilikom propagacije reflektuje sa različitih objekata na putanji [1,2].

U radu je dat pregled različitih metoda za ublažavanje prostiranja po više putanja i opisan algoritam PFME (*Peak Fitting Multipath Estimation*), realizovan od strane autora, koji ima funkciju diskriminatora i koji koristi metodu fitovanja vrhova korelacione krive da bolje oceni kašnjenje signala na prijemu i da ublaži uticaj prostiranja signala po više putanja.

2. Model signala na prijemu

Nakon filtriranja i odabiranja signal na prijemu će glasiti [3]:

$$r(k) = \sum_{l=0}^{L-1} a_l(k) \tilde{q}(k - \tau_l(k)) e^{j\varphi_l(k)} + \tilde{w}(k), \quad (1)$$

pri čemu je L broj reflektovanih komponenti signala (uključujući i direktnu), $a_l(k)$, $\tau_l(k)$ i $\varphi_l(k)$ su amplituda, kašnjenje i faza svake pojedinačne komponente (za direktnu komponentu, $l=0$), respektivno, $\tilde{q}(k)$ filtrirani pseudoslučajni signal, dok je $\tilde{w}(k)$ filtrirani aditivni beli šum. Signal $\tilde{q}(k)$ pre filtriranja označavamo sa $q(k)$ i on glasi [3]:

$$q(k) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} d_n \sum_{s=0}^{N_{sym}-1} c_{s,n} g(kT_s - nT_{sym} - sT_c) \quad (2)$$

gde je d_n vrednost bita navigacione poruke, $c_{s,n}$ je s -ta vrednost pseudoslučajne kodne sekvence n -tog bita, T_{sym} je vreme trajanja bita i $g(t)$ je talasni oblik modulišućeg signala. Jedan bit se sastoji od N_{sym} čipova trajanja T_c . Period odabiranja je T_s . Talasni oblik modulišućeg signala za BPSK (GPS C/A) i CBOC(m,n,ρ,\pm) (Galileo E1B) modulisan signale je dat u [3].

Nakon uklanjanja nosioca, modulisanja lokalnom replikom i integracije signala izlaz iz korelatora će glasiti [3]:

$$R(\bar{\tau}) = \sum_{l=0}^{L-1} a_l R_0(\bar{\tau} - \tau_l) e^{j\varphi_l} + \eta(\bar{\tau}), \quad (3)$$

gde je $R_0(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{q}(t) q(t - \tau) dt$ funkcija autokorelacije lokalne replike, dok je $\bar{\tau}$ kašnjenje lokalne replike sa kojom se signal na prijemu moduliše. Smatraćemo da su za period integracije parametri a_l , τ_l i φ_l konstanti. Sa $\eta(\bar{\tau})$ je označen preostali šum na izlazu iz korelatora.

3. Metode ublažavanja prostiranja signala po više putanja

Postoji više tehnika za ublažavanje prostiranja po višestrukim putanjama, međutim, u ovom radu naglasak će biti na klasičnim, korelatorskim tehnikama [1,2]. Za ocenu efikasnosti algoritma pri ublažavanju prostiranja po više putanja koristićemo anvelopu greške prostiranja po više putanja kod koje se signal posmatra bez šuma i sa jednom reflektovanom komponentom signala pored direktne komponente ($L=2$). Amplituda reflektovane komponente je za 6 dB oslabljena u odnosu na amplitudu

direktnu komponentu, dok je faza reflektovane komponente u fazi ili u kvadraturnoj fazi u odnosu na direktnu komponentu.

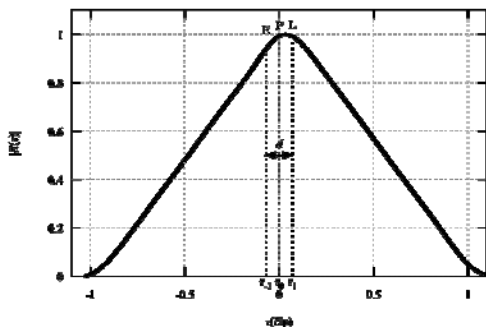
3.1 EML diskriminator

EML (rani minus kasni, *Early Mean Late*) je prva metoda korišćena za ublažavanje prostiranja po više putanja. Ovaj diskriminator koristi dva korelatora za formiranje funkcije diskriminatora čija nula određuje kašnjenje signala na prijemu [1,2,4]. Ova funkcija se naziva i S-krivom. Definiše se na sledeći način:

$$D_{EML} = |R(\bar{\tau}_{-1})| - |R(\bar{\tau}_1)|, \quad (4)$$

pri čemu su $|R(\bar{\tau}_{-1})|$ i $|R(\bar{\tau}_1)|$ vrednosti ranog i kasnog korelatora, respektivno. Utvrđeno je da se smanjivanjem razmaka između korelatora (0,05-0,2 čipa) poboljšavaju karakteristike diskriminatora u pogledu ublažavanja prostiranja signala po više putanja.

Slika 1 prikazuje osnovni koncept EML diskriminatora. Sa slike se vidi da su vrednosti ranog i kasnog korelatora, $|R(\bar{\tau}_{-1})|$ i $|R(\bar{\tau}_1)|$, vrednosti odbiraka funkcije korelacije uzete u trenucima $\bar{\tau}_{-1}$ i $\bar{\tau}_1$, respektivno. Razmak između ova dva odbirka iznosi $d = \bar{\tau}_1 - \bar{\tau}_{-1}$.



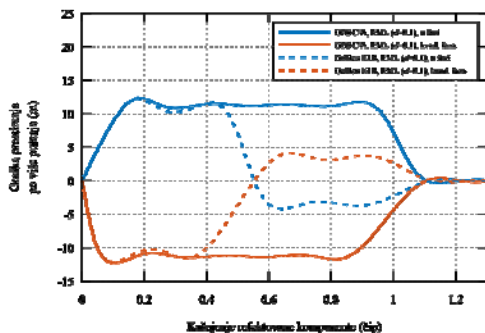
Slika 1. Osnovni koncept EML diskriminatora

Vrednost diskriminatora dobijena korišćenjem izraza (1) se koristi u slučaju nekoherentne petlje kašnjenja. Postoje i drugi načini za dobijanje vrednosti diskriminatora i mogu se videti u [1].

Na slici 2 su prikazane anvelope greške prostiranja po više putanja EML ($d=0,1$ čip) diskriminatora za GPS/CA i Galileo E1B signal u situaciji kada nema reflektovanog signala i šuma i u situaciji kada je prisutna reflektovana komponenta ($\tau_1 = 0,2$ čip) i aditivni beli šum ($C/N_0 = 45$ dB-Hz).

3.2 $\Delta\Delta$ diskriminator

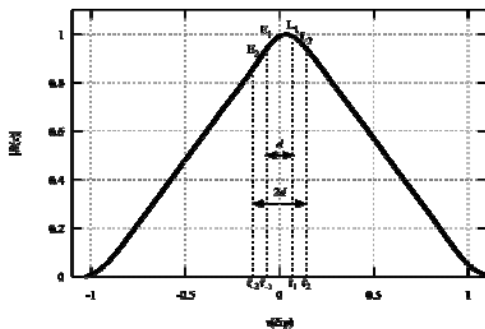
Oznaka $\Delta\Delta$ (dvostruko delta, *Double Delta*) se koristi za jednu vrstu diskriminatora koji se formira sa dva para korelatora umesto jednog para kao što je to kod EML korelatora [5].



Slika 2. Anvelopa greške prostiranja po više putanja za EML ($d=0,1$ čip) diskriminator (GPS/CA i Galileo E1B signal)

Navedeni koncept se koristi za dobijanje dve vrste diskriminatora sa sličnim performansama: HRC (*High Resolution Correlator*) i StrobeTM (razvijen od strane Ashtech Inc.) [5]

U principu $\Delta\Delta$ diskriminator se dobija linearnom kombinacijom dva rana i dva kasna korelatora. Osnovni koncept je prikazan na slici 3 pri čemu se korelacija $R(\tau)$ koristi da prikaže poziciju dva rana korelatora (označena sa $E1 = |R(\bar{\tau}_{-1})|$ i $E2 = |R(\bar{\tau}_{-2})|$) i dva kasna korelatora ($L1 = |R(\bar{\tau}_1)|$ i $L2 = |R(\bar{\tau}_2)|$). Razmak između $E1$ i $L1$ je označen sa $d = \bar{\tau}_1 - \bar{\tau}_{-1}$, dok se za razmak između $E2$ i $L2$ podrazumeva da je $2d = \bar{\tau}_2 - \bar{\tau}_{-2}$.



Slika 3. Vrednosti odbiraka korelacije na izlazu iz korelatora i razmak između odbiraka $\Delta\Delta$ diskriminatora

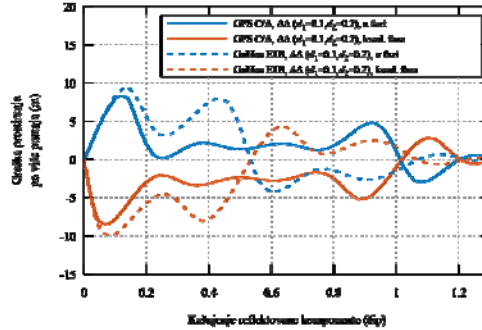
Vrednost $\Delta\Delta$ diskriminatora se dobija kao linearna kombinacija vrednosti dva EML diskriminatora, odnosno, kao linearna kombinacija razlika ranih i kasnih korelatora $E1 - L1 = |R(\bar{\tau}_{-1})| - |R(\bar{\tau}_1)|$ i $E2 - L2 = |R(\bar{\tau}_{-2})| - |R(\bar{\tau}_2)|$ na sledeći način :

$$D_{\Delta\Delta} = A \cdot D_{EML_1} - B \cdot D_{EML_2} \quad (5)$$

$$= A \cdot (|R(\bar{\tau}_{-1})| - |R(\bar{\tau}_1)|) - B \cdot (|R(\bar{\tau}_{-2})| - |R(\bar{\tau}_2)|).$$

Uobičajene vrednosti za koeficijente A i B su 1 i 0,5 (HRC) ili 2 i 1 (Strobe), respektivno.

Na slici 4 su prikazane anvelope greške prostiranja po više putanja $\Delta\Delta$ ($d_1=0,1$ čip, $d_2=0,2$ čip) diskriminatora za GPS/CA i Galileo E1B signala za scenario kada nema reflekovano signala i šuma i za scenario kada je prisutna reflektovana komponenta ($\tau_1 = 0,2$ čip) i aditivni beli šum ($C/N_0 = 45$ dB-Hz).



Slika 4. Anvelope greške prostiranja po više putanja za $\Delta\Delta$ ($d_1=0,1$ čip, $d_2=0,2$ čip) diskriminator (GPS/CA i Galileo E1B signal)

3.3 ELS diskriminator

Princip određivanja korekcije pseudorastojanja je prikazan na slici 5. Funkcija korelacije, $R(\tau)$, prikazana na slici, može biti koherentna ili nekoherentna. Sa slike je moguće primetiti da je vrh autokorelacione funkcije poremećen usled uticaja prostiranja po više putanja. Nagib na ranoj strani vrha je označen sa a_1 , dok je nagib na kasnoj strani vrha označen sa a_2 . Razmak između prvog ranog i prvog kasnog korelatora iznosi d [6]. Korišćenjem informacija o nagibu moguće je izvesti sledeći izraz za grešku praćenja, D_{ELS} :

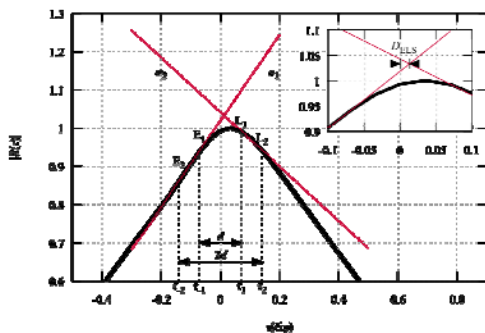
$$D_{ELS} = \frac{2(|R(\bar{\tau}_1)| - |R(\bar{\tau}_2)|) + d(a_1 + a_2)}{2(a_1 - a_2)}, \quad (6)$$

za koju korelatori treba da budu pomereni da bi se vrh nalazio u centru između korelatora. Nagibi a_1 i a_2 se izračunavaju korišćenjem sledećih izraza: $a_1 = \frac{|R(\bar{\tau}_2)| - |R(\bar{\tau}_1)|}{\bar{\tau}_2 - \bar{\tau}_1}$,

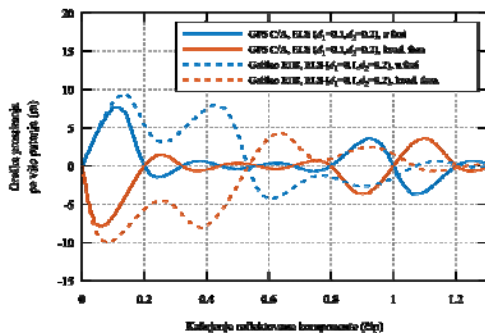
$a_2 = \frac{|R(\bar{\tau}_1)| - |R(\bar{\tau}_2)|}{\bar{\tau}_1 - \bar{\tau}_2}$. Greška praćenja je apcisa tačke preseka dve prave linije (nagiba a_1 i a_2).

Kada su dva korelatora na jednakom rastojanju od vrha, vrednost D_{ELS} diskriminatora je jednaka nuli. Kada vrednost D_{ELS} diskriminatora nije jednaka nuli onda može da se iskoristi kao ulaz u petlju kašnjenja koja će održavati vrh korelacione funkcije na sredini između ranog i kasnog korelatora [6].

Na slici 6 su prikazane anvelope greške prostiranja po više putanja ELS ($d_1=0,1$ čip, $d_2=0,2$ čip) diskriminatora za GPS/CA i Galileo E1B signala za scenario kada nema reflekovano signala i šuma i za scenario kada je prisutna reflektovana komponenta ($\tau_1 = 0,2$ čip) i aditivni beli šum ($C/N_0 = 45$ dB-Hz).



Slika 5. Određivanje kašnjenja primenom ELS ($d=0,1$ čip, $2d=0,2$ čip) diskriminatora



Slika 6. Anvelopa greške prostiranja po više putanja za ELS ($d=0,1$ čip, $2d=0,2$ čip) diskriminator (GPS/CA i Galileo E1B signal)

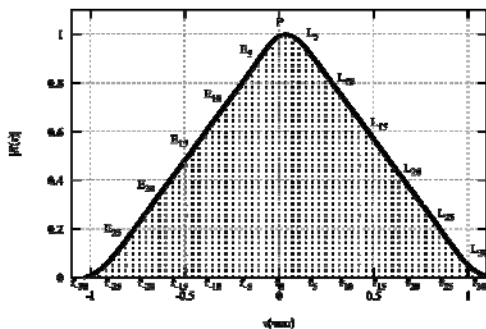
3.4 MEDLL diskriminator

Petlja ocene kašnjenja prostiranja po više putanja (MEDLL, *Multipath Estimation Delay Lock Loop*) je uglavnom namenjena smanjenju uticaja greške prostiranja po više putanja putem ocene parametara signala (amplituda, kašnjenja pseudoslučajnog signala i faze nosioca). MEDLL zahteva veći broj korelatora po kanalu (10 ili više) [7] da bi bio u stanju da precizno odredi oblik korelacione funkcije čiji je oblik promenjen zbog postojanja reflektovanih komponenti signala. Vrednosti signala na izlazu iz korelatora označićemo sa $R(\bar{\tau}_i)$. Kašnjenje lokalne replike koji se kombinuje sa

primljenim signalom u svakom od korelatora ćemo označiti sa $\bar{\tau}_i$, $i = -\frac{N_{corr}}{2}, \dots, \frac{N_{corr}}{2}$.

Inače, $R(\tau)$, prikazana na slici 7, mora da bude koherentna korelaciona funkcija.

Primenom unapred određene, referentne korelacione funkcije traži se ona kombinacija parametara signala kojima će se najbolje oponašati oblik korelacione funkcije ulaznog signala. Precizna referentna korelaciona funkcija je veoma značajna za ispravno funkcionisanje MEDLL algoritma i meri se u odsustvu šuma i prostiranja po više putanja korišćenjem simulatora signala [7]



Slika 7. Vrednosti odbiraka korelacije na izlazu iz korelatora i razmak između odbiraka MEDLL diskriminatora

MEDLL algoritam koristi dekompoziciju korelacione funkcije na korelacione funkcije pojedinačnih signala (bilo da se radi o direktnom ili reflektovanim signalima). MEDLL ocenjuje amplitudu (a_i), kašnjenje (τ_i) i fazu (φ_i) svake komponente korišćenjem kriterijuma maksimalne verodostojnosti na sledeći način:

$$F(a_i, \tau_i, \varphi_i) = \int_{t-T}^t \|r(t) - s(t)\|^2 dt. \quad (7)$$

Svaka ocenjena komponenta se oduzima od izmerene korelacione funkcije. Po završetku ovog procesa, ostaje samo ocena korelacione funkcije direktne komponente nad kojom se primenjuje EML diskriminator čime se dobija ocena greške kašnjenja direktne komponente [7].

Na slici 8 su prikazane anvelope greške prostiranja po više putanja MEDLL (151 korelator) diskriminatora za GPS/CA i Galileo E1B signala za scenario kada nema reflektovanog signala i šuma i za scenario kada je prisutna reflektovana komponenta ($\tau_1 = 0,2$ čip) i aditivni beli šum ($C/N_0 = 45$ dB-Hz).

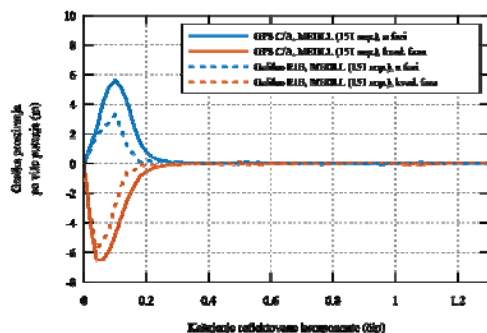
3.5 PFME algoritam

PFME (*Peak Fitting Multipath Estimation*) algoritam, kao i MEDLL algoritam, koristi korelacionu funkciju koja se dobija kada se zakašnjene lokalne replike kombinuju sa primljenim signalom uklonjenog nosioca. Prepostavka je da će prijemnik u jednom kanalu imati N_{corr} raspoloživih korelatora (slika 7). Kašnjenje lokalne replike koja se kombinuje sa primljenim signalom u svakom od korelatora ćemo označiti sa $\bar{\tau}_i$, $i = -\frac{N_{corr}}{2}, \dots, \frac{N_{corr}}{2}$ [8]. Kao i kod MEDLL algoritma, $R(\tau)$, mora da bude koherentna korelaciona funkcija.

Ovde ćemo detaljno opisati novi algoritam, PFME, koji korišćenjem fitovanja vrhova korelacione funkcije signala na prijemu uz primenu neke od metoda direktne pretrage nalazi krivu sa ocenjenim parametrima \hat{a}_i , $\hat{\tau}_i$ i $\hat{\varphi}_i$. U skladu sa teorijom maksimalne verodostojnosti dobijene vrednosti minimizuju sledeću funkciju cilja:

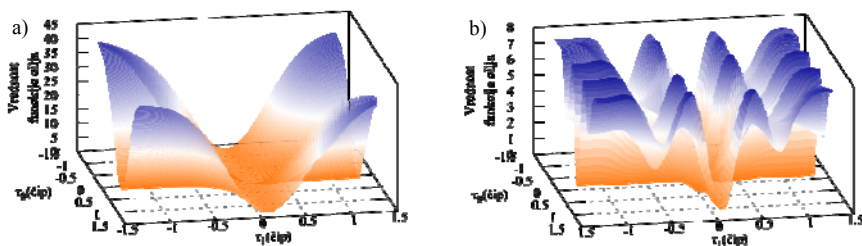
$$F(a_l, \tau_l, \varphi_l) = \sum_{i=-\frac{N_{corr}}{2}}^{\frac{N_{corr}}{2}} \left| R(\bar{\tau}_i) - \sum_{l=0}^{L-1} a_l R_0(\bar{\tau}_i - \tau_l) e^{j\varphi_l} \right|^2, \quad (8)$$

pri čemu je sa $R_0(\tau)$ označena autokorelaciona funkcija koja može biti zadata tabelarno ili analitički. Algoritmom 1 je prikazana funkcija cilja PFME metode [8]. Ca \mathbf{A}^\dagger je označena pseudo-inverzna matrica matrice \mathbf{A} koja može da se izračuna na sledeći način $\mathbf{A}^\dagger = (\mathbf{A}^T \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^T$.



Slika 8. Anvelopa greške prostiranja po više putanja za MEDLL (151 korelator) diskriminator (GPS/CA i Galileo E1B signal)

Na slikama 9 a) i 9 b) su prikazane vrednosti funkcije cilja za GPS/CA i Galileo E1B signale za $L = 2$, kada je reflektovana komponenta u fazi sa direktnom komponentom. Sa slike 9 a) se vidi da funkcija cilja ima dva minimuma u zavisnosti od toga da li je kašnjenje direktne komponente označeno sa τ_0 ili τ_1 . Za razliku od GPS/CA signala vrednost funkcije cilja Galileo E1B signala ima više lokalnih minimuma (slika 9 b)). Zbog toga je neophodno inicijalizovati parametre i što je moguće više približiti ih rešenju.



Slika 9: Vrednost funkcije cilja PFME algoritma za GPS/CA a) i Galileo E1B b) signala pri čemu je reflektovana komponenta u fazi sa direktnom komponentom

Algoritam 2 opisuje algoritam ocene parametara signala (PFME) primenom fitovanja vrhova.

Na slici 10 su prikazane anvelope greške prostiranja po više putanja PFME algoritma (151 korelator) diskriminatora za GPS/CA i Galileo E1B signala za scenario kada nema reflektovanog signala i šuma i za scenario kada je prisutna reflektovana komponenta ($\tau_i = 0,2$ čip) i aditivni beli šum ($C/N_0 = 45$ dB-Hz). Za nalaženje minimuma funkcije cilja korišćena je metoda direktne pretrage Huk-Dživs (Hooke-Jeeves).

Algoritam 1: *Funkcija cilja*

Ulaz: $R(\bar{\tau}_i), L, \tau_i$

Izlaz: F, a_i и φ_i

1: $\mathbf{A} = [R_0(\bar{\tau}_i - \tau_i) + jR_0(\bar{\tau}_i - \tau_i)]_{N_{corr} \times L}$, /* Inicijalizacija parametara */

2: $\mathbf{r} = [R(\bar{\tau}_i)]^T$

3: $\mathbf{p} = \mathbf{A}^\dagger \mathbf{r}, a_i = |\mathbf{p}|, \varphi_i = \arg \mathbf{p}$

4: $F = \|\mathbf{r} - \mathbf{A}\mathbf{p}\|^2$

Algoritam 2: *Algoritam PFME*

Ulaz: $R(\bar{\tau}_i), L$

Izlaz: $\hat{a}_i, \hat{\tau}_i$ и $\hat{\varphi}_i, l = 0, \dots, L-1$

1: $R^0(\bar{\tau}_i) = R(\bar{\tau}_i)$

2: $\hat{\tau}_0 = \arg \max_{\bar{\tau}} |R^0(\bar{\tau})|, \hat{a}_0 = |R^0(\hat{\tau}_0)|, \hat{\varphi}_0 = \arg R^0(\hat{\tau}_0)$

3: $l = 0$

4: **repeat until** $l < L$

5: $l = l + 1$

6: $R^l(\bar{\tau}_i) = R^{l-1}(\bar{\tau}_i) - \hat{a}_{l-1} R_0(\bar{\tau}_i - \hat{\tau}_{l-1}) e^{j\hat{\varphi}_{l-1}}, i = -\frac{N_{corr}}{2}, \dots, \frac{N_{corr}}{2}$

7: $\hat{\tau}_l = \arg \max_{\bar{\tau}} |R^l(\bar{\tau}_i)|, \hat{a}_l = |R^l(\hat{\tau}_l)|, \hat{\varphi}_l = \arg R^l(\hat{\tau}_l)$

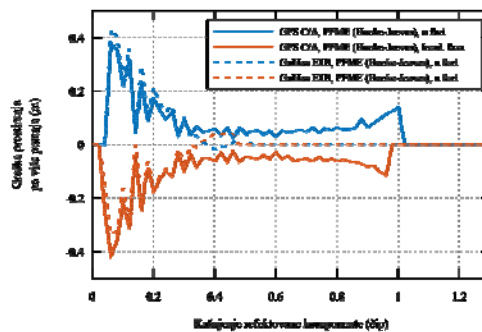
8: **end**

/* Ocena parametara fitovanjem vrhova */

9: Primenom neke metode direktne pretrage nad funkcijom cilja F sa početnim ocenama kašnjenja $\hat{\tau}_i$ i odbircima

korelacije $R(\bar{\tau}_i)$ nalazimo lokalni minimum $(\hat{a}_i, \hat{\tau}_i, \hat{\varphi}_i)$

10: Sortiramo $(\hat{a}_i, \hat{\tau}_i, \hat{\varphi}_i)$ po $\hat{\tau}_i$ u rastućem redosledu.



Slika 10: Anelopa greške prostiranja po više putanja za PFME (Hooke-Jeeves, 151 korelator) diskriminator (GPS/CA i Galileo E1B signal)

4. Zaključak

U radu je dat pregled najčešće korišćenih korelatoriskih tehnika i prikazan je algoritam za praćenje kašnjenja komponenti GNSS signala zasnovan na metodi fitovanja

vrhova korelacione funkcije signala na prijemu uz primenu neke od metoda direktne pretrage (PFME, *Peak Fitting Multipath Estimation*). Algoritam je detaljno opisan i analizom anvelopa greške prostiranja po više putanja utvrđena je njegova efikasnost u pogledu ocene kašnjenja u odnosu na ostale prikazane algoritme. Ispostavlja se da novi algoritam, pri uslovima koje zahteva anvelopa greške prostiranja po više putanja, daje značajno manju grešku u odnosu na sve prikazane korelatorske tehnike.

Literatura

- [1] Eds. E. D. Kaplan, and C. J. Hegarty, *Understanding GPS: Principles and Applications*. London, UK: Artech House, 2006.
- [2] P. Misra, and P. Enge, *Global Positioning System: Signals, Measurements, and Performance*. New York, NYS: Ganga-Jamuna Press, 2006.
- [3] M. Z. H Bhuiyan., E. S., Lohan, and M. Renfors, "Code Tracking Algorithms for Mitigating Multipath Effects in Fading Channels for Satellite-Based Positioning", *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, vol. 2008 (863629), 2008.
- [4] A. J. van Dierendonck, P. Fenton, and T. Ford, "Theory and Performance of Narrow Correlator Spacing in a GPS Receiver," *Navigation: Journal of the Institute of Navigation*, vol. 6, num. 3, pp. 265-283, 1992.
- [5] H. So, G. Kim, T. Lee, S. Jeon, and C. Kee, "Modified High-Resolution Correlator Technique for Short-Delayed Multipath Mitigation," *Journal of Navigation*, vol. 32, num. 3, pp. 523 - 542, 2009.
- [6] B. R. Townsend, and P. C. Fenton, "A Practical Approach to the Reduction of Pseudorange Multipath Error in a L1 GPS Receiver," *Proceedings of the 7th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation (ION GPS 1994)*, pp. 143-148, 1994.
- [7] R. D. J. van Nee, "The Multipath Estimating Delay Lock Loop", *IEEE Second International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications (ISSSTA '92)*, Yokohama, Japan, pp. 39-42, 1992.
- [8] M. S. Đogatović, M. Stojanović, and M. Stanojević, "Praćenje kašnjenja GNSS signala primenom metode fitovanja", *Zbornik XLIII simpozijuma o operacionim istraživanjima (SYM-OP-IS 2016)*, Tara, pp. 597-600, 2016.

Abstract: *One of the most important problems that arises when developing the GNSS receiver is robustness of synchronization algorithm in relation to the signal multipath propagation. This effect is introducing an error in determining the synchronization parameters which is manifested by worse estimation of the position of the receiver. Multipath is almost unavoidable when it comes to satellite navigation, because the signal during propagation is reflected from different objects in the path. In the paper will be given an overview of the most significant methods that are used for multipath mitigation, and the method developed by the authors based on the peak fitting of the correlation function.*

Keywords: *satellite navigation systems, multipath mitigation, signal tracking*

**INFLUENCE OF MULTIPATH MITIGATION
METHODS ON SATELLITE POSITIONING**
Marko Đogatović, Mirjana Stojanović, Milorad Stanojević