

## STRUČNI ČLANCI

### ANALIZA AKVIZICIJE SIGNALA U SOFTVERSKOM GPS PRIJEMNIKU

Sokolović S. *Vlada*, Vojna akademija,  
Katedra logistike, Beograd

UDC: 007:527.621]:004

#### Sažetak:

*U radu je prikazana kritička analiza toka obrade signala u softverski realizovanom GPS prijemniku, kao i kritičko poređenje različitih arhitektura za obradu signala u okviru GPS prijemnika. Najpre je prikazana osnovna struktura GPS signala, a zatim i model softverskog prijemnika. Na osnovu prikazanog modela realizovan je prijemnik u programskom paketu MATLAB u kojem su izvršene simulacije obrade signala. Radi uporednog prikaza karakteristika pojedinih metoda početne sinhronizacije (akvizicije) signala prikazane su arhitekture obrade signala pojedinih metoda za implementaciju u softverskom prijemniku. Posebno su analizirani i opisani metodi serijske, paralelne i akvizicije pomoću metoda ciklične konvolucije signala. Na osnovu izvršene analize i prikupljenih podataka predložen je najprihvatljiviji metod akvizicije za implementaciju u softverskom GPS prijemniku. Celokupna obrada signala izvršena je na signalu L1 i podacima prikupljenim pomoću ulaznog kola SE4110.*

*Ključne reči: GPS, akvizicija, obrada signala, softverski prijemnik.*

#### Uvod

**R**azvoj prvih GPS (*Global Positioning System*) prijemnika zasnivao se na analognoj tehnologiji prijema i obrade signala. Savremena tehnologija omogućila je razvoj brzih mikroprocesora, što je pozitivno uticalo i na razvoj tehnologije izrade GPS prijemnika. Radi toga se neprekidno vrši analiza ponašanja i karakteristika GPS signala u raznim uslovima prostiranja elektromagnetnih talasa, kao i procesa akvizicije i praćenja signala sa satelita.

Povećanje fleksibilnosti i smanjenje cene GPS uređaja za komercijalnu upotrebu, uključujući i mobilne uređaje moguće je ostvariti primenom tehnologije softverskog radija (SDR, *Software Defined Radio*). Primenom SDR ostvaruje se mogućnost zamene pojedinih hardverskih komponenti u GPS prijemniku.

Obrada signala u okviru SDR realizuje se pomoću programabilnih DSP (*Digital Signal Processing*) ili FPGA (*Field Programmable Gate Array*) kola, što omogućava jednostavnu promenu algoritama digitalne obrade signala i jednostavnu promenu parametara prijemnika.

Osnovni cilj ovog rada je da se izvrši analiza početne sinhronizacije signala u softverski realizovanom GPS prijemniku. Na osnovu analize različitih metoda akvizicije izvršeno je poređenje rezultata akvizicije i predložen najprihvatljiviji metod za implementaciju u softverskom GPS prijemniku.

Analiza postupaka akvizicije izvršena je primenom stacionarnog prijemnika na signalu L1. Softverski GPS prijemnik, korišćen u ovom radu, realizovan je primenom programskog paketa MATLAB, u kojem je i simuliran tok obrade signala.

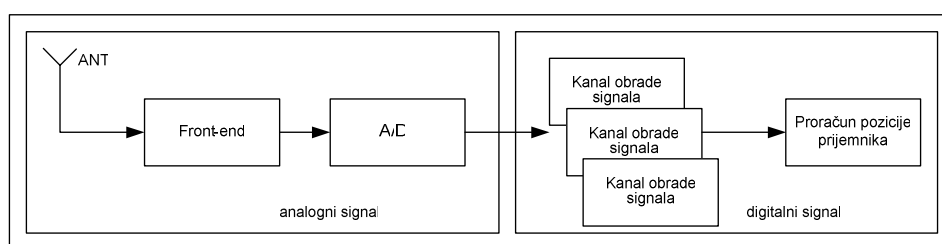
## Osnovne karakteristike GPS signala

Satelit emituje GPS signal na dve učestanosti,  $L_1$  (1575.42 MHz) i  $L_2$  (1227.6 MHz), od kojih je učestanost  $L_1$  primarna, a učestanost  $L_2$  sekundarna, korišćenjem CDMA (*Code Division Multiple Access*). Signali  $L_1$  i  $L_2$  modulirani su signalima proširenog spektra, koji čine jedinstvena pseudoslučajna PRN (*PseudoRandom Noise*) [6] sekvencu i navigaciona poruka. Na taj način, primenom CDMA tehnike (tehnika izdvajanja signala sa kodnom raspodelom), moguće je izdvojiti i detektovati signal sa odgovarajućeg satelita. U toku praćenja jednog signala, sa satelita koji se nalazi u vidnom polju GPS prijemnika, pomoću CDMA tehnike, GPS prijemnik generiše PRN sekvencu satelita koji se prati, uzimajući u obzir Doplerov efekat [2].

Učestanost  $L_1$  ( $154 f_0$ ) modulirana je pomoću dva PRN koda: prosti/akvizicijski C/A (*Coarse/Acquisition*) kod i precizni kod, P-kod (*Precision code*). C/A kod namenjen je za početnu akviziciju signala i omogućava grubo određivanje pozicije GPS prijemnika. Precizni kod rezervisan je za institucije vlade SAD. Pored navedenih PRN kodova, modulacija signala  $L_1$  vrši se i podacima koji predstavljaju navigacionu poruku. Signal učestanosti  $L_2$  ( $120 f_0$ ), u nekom vremenskom intervalu, može biti modulirana samo PRN P-kodom.

## Model softverskog GPS prijemnika

Blok-šema softverskog GPS prijemnika prikazana je na slici 1. Prijemnik je realizovan kroz dva osnovna bloka. Blok u kojem se vrši obrada analognog signala i blok u kojem se vrši obrada digitalnog signala. Prvi blok realizuje se fizički i služi za prihvatanje signala sa satelita, filtriranje, spuštavanje signala na MF i konverziju u digitalni oblik. U drugom bloku vrši se akvizicija GPS signala, praćenje sinhronizacije, detekcija, dekodiranje i proračun pozicije prijemnika. Drugi blok realizuje se softverski.

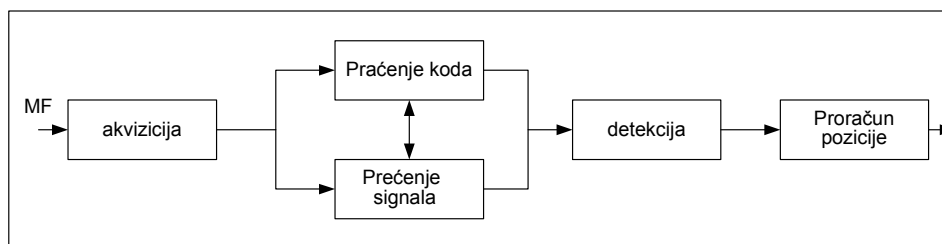


Slika 1 – Blok-šema softverskog prijemnika

U radu je korišćeno ulazno kolo SE4110, izrađeno u ASIC tehnologiji, pomoć kojeg su prikupljeni podaci za obradu.

## Akvizicija GPS signala

Nakon ulaznog kola, gde se signal digitalizuje, sledi softverska obrada signala. Blok-šema softverskog dela prijemnika prikazana je na slici 2.



Slika 2 – Blok-šema obrade signala u softverskom delu prijemnika

Radi detekcije navigacionih podataka prijemnik mora najpre da obezbedi detekciju prisustva GPS signala. Kada se ustanovi prisustvo signala procesom akvizicije neophodno je odrediti učestanost nosioca i Doplerovu učestanost ( $f_d$ ), kao parametre neophodne za dalji proces obrade signala.

Promenljiva vrednost učestanosti nosioca posledica je kretanja prijemnika i satelita. Brzina kretanja satelita iznosi oko 929 m/s i glavni je uzročnik nastajanja Doplerovog pomeraja učestanosti nosioca [2]. Za signal na učestanosti L1,  $f_d$  izračunava se prema sledećoj jednačini:

$$f_d = \frac{f_{L1} v_s}{c} = \frac{1575.42 \cdot 929}{3 \cdot 10^8} \approx 4.9 \text{ KHz} \quad (1)$$

gde su  $v_s$  – brzina kretanja satelita,  $c$  – brzina svetlosti.

Na osnovu prethodne jednačine za stacionarne prijemnike opseg pretraživanja  $f_d$  uzima se u granicama  $\pm 5$  kHz. Ukoliko se prijemnik nalazi na avionu tada se opseg pretraživanja kreće u granicama  $\pm 10$  kHz, jer brzina kretanja aviona ima znatan uticaj na učestanost signala. Na ulaz bloka akvizicije dovodi se signal nakon A/D konverzije u ulaznom kolu, na MF učestanosti, pri čemu sadrži signale sa više satelita. Svi ti signali modulirani su različitim C/A kodom, pri čemu je početak svakog bloka C/A koda različit, kao i  $f_d$  nosioca u svakom od signala. Zadatak bloka akvizicije jeste da prepozna signal sa svakog od satelita, odredi početak sekvence C/A koda, utvrdi učestanost nosioca i fazu C/A koda.

Demodulacijom signala nastaje BPSK (*Binary Phase Shift Keying*) modulisan signal kojem je relativno lako odrediti učestanost. Ova dva podatka, učestanost i početak sekvence C/A koda, prosleđuju se u blok sinhronizacije signala kao početni elementi podešavanja kola sinhronizacije.

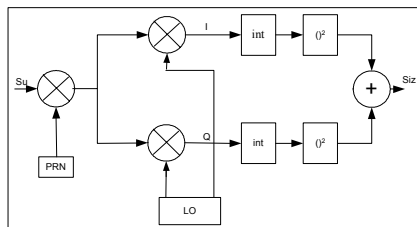
U softverskom prijemniku akvizicija se vrši na bloku podataka. Trajanje bita navigacionih podataka iznosi 20 ms ili 20 perioda C/A koda [5]. Zato maksimalni blok podataka treba da iznosi 10 ms. U 20 ms moguće je da samo jednom nastane promena faze bita navigacionih podataka, odnosno promena faze signala. Ukoliko se uzme kao blok podataka od 10 ms moguće je da promena faze nastane samo jednom, ali sigurno neće nastati i u sledećih 10 ms. U ovom periodu od 10 ms, ukoliko nastane promena faze signala, proširenje spektra signala nije veliko. Recimo da promena faze nastane u 5 ms tada je širina spektra signala  $(2/5 \cdot 10^{-3}) = 400$  Hz. Ovakav pik može biti detektovan, odnosno početak sekvence C/A koda određen.

Ograničenje dužine bloka podataka zbog posledica Doplerovog efekta na C/A kodu ima znatno manji uticaj u odnosu na prethodni slučaj. Ukoliko je, recimo, maksimalna korelacija usklađenih C/A kodova jednaka 1, tada je korelacioni pik jednak 0,5 za C/A kodove pomerene za  $1/2$ . To odgovara oko 6 dB nižoj vrednosti korelacionog pika. Ukoliko je maksimalno neslaganje C/A sekvenci  $1/2$  čipa tada je maksimalni  $f_d$  za učestanost čipova C/A koda jednak 6,4 Hz. U vremenskom domenu to iznosi  $(1/2 \cdot 6,4) = 78$  ms. Ovo vremensko ograničenje mnogo je duže od 10 ms, te je zbog toga 10 ms uzeto kao blok obrade podataka [5].

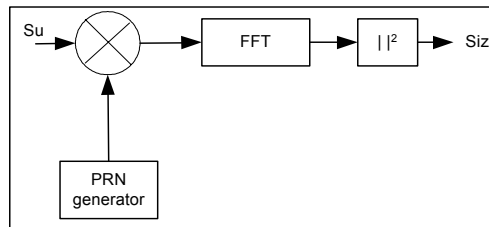
U radu su analizirani sledeći metodi akvizicije, odnosno pretraživanja signala: serijsko pretraživanje, paralelno pretraživanje i ciklična konvolucija. Cilj teorijske analize pojedinih metoda jeste da omogući izbor najprihvatljivijeg metoda u realizaciji softverskog GPS prijemnika.

### Serijsko i paralelno pretraživanje signala

Jedan od metoda realizacije bloka akvizicije jeste putem serijskog pretraživača čija je blok-šema prikazana na slici 4. Serijska akvizicija je prva metoda korišćena u akviziciji CDMA tehnika prenosa signala. Ovaj metod još uvek ima primenu u pojedinim hardverskim prijemnicima. Na slici 5 prikazana je blok-šema paralelnog pretraživanja.



Slika 3 – Blok šema serijskog pretraživača signala



Slika 4 – Blok-šema paralelnog pretraživača signala

Kao što je prikazano na slici 3, ulazni signal množi se PRN sekvencom. Generator PRN sekvence ima mogućnost promene faze od 1 do 1023 čipa. Nakon množenja PRN sekvencom množi se sa lokalno generisanom replikom signala nosioca. Nakon toga nastaju dva signala I i Q, fazno pomereni za  $\pi/2$ .

U slučaju potpune sinhronizacije celokupna energija signala nalazi se u okviru I komponente. Realno to nije slučaj zato što se faza ulaznog signala ne zna unapred. Iz tog razloga neophodno je vršiti pretraživanje u obe grane. U procesu korelacije koji sledi vrši se ispitivanje sinhronizacije signala iz lokalnog oscilatora LO sa ulaznim signalom. Kada korelacioni pik pređe određeni prag smatra se da je postignuta sinhronizacija signala, tj. da je detektovano prisustvo signala za određenu PRN, nakon čega se signal dalje odvodi u blok praćenja sinhronizacije, sa svim izmerenim parametrima.

Algoritam serijskog pretraživanja odvija se u dva pravca: prebrisavanje učestanosti oko  $MF \pm 10$  kHz sa korakom od 500 Hz i pretraživanje faze čipa od ukupno 1023. Ukupan broj kombinacija izračunava se na osnovu jednačine (2) [4].

$$1023 \left( 2 \frac{10000}{500} + 1 \right) = 1023 * 41 = 41943 - \text{kombinacija} \quad (2)$$

Na osnovu prikazane jednačine izračunava se broj koraka operacija koje prijemnik treba da uradi radi ispitivanja prisutnosti signala sa svih satelita. Očigledno je da je to veoma veliki broj kombinacija, što predstavlja i osnovni nedostatak ovakvog načina pretraživanja.

S obzirom na to da serijsko pretraživanje zahteva dugo vreme pretrage pristupa se nekim drugim metodama akvizicije signala. Ukoliko bi bilo moguće izdvojiti bilo koji parametar, učestanost ili fazu, i implementirati u proces paralelnog pretraživanja, proces akvizicije bio bi znatno ubrzan [2,4].

Metod paralelnog pretraživanja, prikazan na slici 4, zasniva se na Furijerovoj transformaciji ulaznog signala iz vremenskog u domen učestanosti. Ulazni signal dolazi do množača gde se množi sa replikom iz PRN generatora koji ima mogućnost promene faze sekvence u rasponu od 1 do 1023, za sve moguće signale paralelno.

Nakon toga vrši se Furijerova transformacija signala. Spektar ovog signala nalazi se oko centralne MF učestanosti nosioca. Ukoliko faze signala nisu usklađene spektar ovog signala pomen je u odnosu na centralnu MF učestanost nosioca.

Analizom 1 ms signala ukupan broj odbiraka nalazi se kao 1/1000 od učestanosti odabiranja. Ukoliko je učestanost odabiranja  $f_s = 10 \text{ MHz}$  onda je broj odbiraka  $N = 10000$ . Za diskretnu Furijerovu transformaciju dužine 10 000, prvih  $N/2$  odbiraka predstavlja učestanosti od 0 do  $f_s/2$ . Rezolucija učestanosti izračunava se prema jednačini (3):

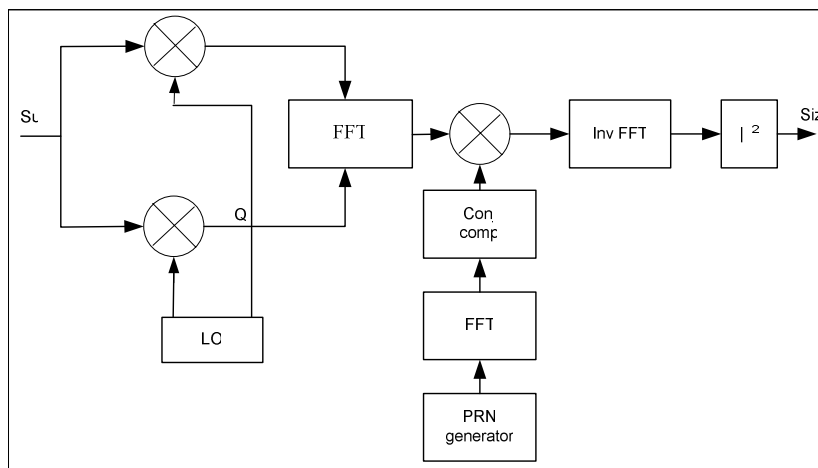
$$\Delta f = \frac{f_s / 2}{N / 2} = \frac{f_s}{N} = \frac{10 \text{ MHz}}{10000} = 1 \text{ kHz} \quad (3)$$

Za razliku od metode serijskog pretraživanja, gde je rezolucija 500 kHz, u ovoj metodi pretraživanje rezolucijom od 1 kHz je znatno brže. U metodi serijskog pretraživanja, gde se vrši pretraživanje i po fazi koda i učestanosti nosioca, u paralelnom pretraživanju vrši se pretraživanje ili po učestanosti ili fazi koda. Pretraživanje signala po učestanosti, na osnovu jednačine (2), pokazuje da je broj koraka jednovremenog pretraživanja svih signala jednak 1023. To pokazuje da je znatno brži od serijskog pretraživača. Posledica toga je transformacija signala iz vremenskog u domen učestanosti, pri čemu nastaju gubici od 1,1 dB. Ukupno vreme obrade iznosi 10 ms [4,5].

### *Ciklična konvolucija*

Ukoliko signal prođe kroz linearni i vremenski invarijantni sistem izlazni signal može se izračunati u vremenskom domenu konvolucijom ili u domenu učestanosti korelacijom. U daljem tekstu objašnjen je metod ciklične korelacije kroz Furijerovu transformaciju [1,8].

Na slici 5 prikazana je blok-šema paralelnog pretraživača faze koda u kojem je realizovana ciklična korelacija. Ulazni signal u blok pretraživanja množi se sa lokalno generisanim signalom, nakon čega nastaju I i Q signal u fazi i kvadraturi. Ova dva signala kombinuju se na ulazu u blok DFT i čine kompleksni signal  $x(n) = I(n) + jQ(n)$ .



Slika 5 – Blok-šema paralelnog pretraživanja faze koda [4]

DFT ovog signala množi se konjugovanom DFT lokalno generisane PRN sekvence. Njihov proizvod prevodi se u vremenski domen u bloku IFFT. Apsolutna vrednost signala na izlazu predstavlja korelaciju ulaznog signala i PRN sekvence. Ukoliko je na izlazu prisutan korelacioni pik, njegov indeks označava fazu ulaznog signala.

Na slici 6 prikazan je proces dvodimenzionalnog pretraživanja signala po učestanosti i fazi koda. Celokupan opseg pretraživanja podeljen je na ćelije, tako da svaka ćelija predstavlja određeni PRN kod za odgovarajući  $f_0$  ofset. Signal nastao korelacijom dovodi se na detektor sa unapred postavljenim pragom odlučivanja radi donošenja odluke o prisustvu signala. Ukoliko je korelacija uspešna nastavlja se dalji proces obrade. Obrada signala vrši se istovremeno za signale sa svih satelita. Faza koda pretražuje se u inkrementima od  $\frac{1}{2}$  čipa, a pretraživanje učestanosti nosioca zavisi od rezolucije odabiranja signala, jer prijemnik daje korelaciju za svaki odbirak.

Prilikom pretrage svake ćelije formira se anvelopa  $\sqrt{I^2 + Q^2}$  koja se poredi sa pragom detekcije u detektoru. Ukoliko signal prebacuje prag odlučivanja odvodi se u blok praćenja. Prag detekcije ujedno predstavlja i nivo šuma i postavlja se na osnovu spektralne gustine snage šuma i dozvoljene verovatnoće greške. Ukupno vreme obrade iznosi 1 ms [5], koliko je i trajanje jedne sekvence C/A koda.

### Precizno određivanje učestanosti signala nosioca

Kada je C/A kod detektovan i odstranjen iz signala ostaje BPSK modulisan signal. Neka je najveća komponenta u spektru signala amplitude  $X_m(k)$  u trenutku  $m$  u okviru 1 ms signala, a  $k$  učestanost te komponente. Faza ovog signala nalazi se uz pomoć DFT iz jednačine koja sledi.

$$\theta_m(k) = \tan^{-1} \left( \frac{I_m(X_m(k))}{R_e(X_m(k))} \right) \quad (4)$$

Neka se u kratkom trenutku  $n$ , nakon trenutka  $m$ , pojavi još jedan korelacioni pik, tako da se učestanost u kratkom intervalu relativno neće promeniti. Tada je faza ove komponente prikazana sledećom jednačinom:

$$\theta_n(k) = \tan^{-1} \left( \frac{I_m(X_n(k))}{R_e(X_n(k))} \right) \quad (5)$$

Ove dve faze signala iskorišćene su za fino određivanje učestanosti signala pomoću jednačine (6).

$$f = \frac{\theta_n(k) - \theta_m(k)}{2\pi(n - m)} \quad (6)$$

Ova jednačina omogućuje mnogo bolje podešavanje učestanosti signala nego u slučaju DFT. Radi zadržavanja učestanosti signala nosioca na konstantan nivo između ove dve komponente u trenucima  $n$  i  $m$ , fazna razlika  $\theta_n - \theta_m$  mora biti manja od  $2\pi/5$  [5,7]. Vremenski opseg konstantne učestanosti za maksimalnu faznu razliku od  $2\pi$  iznosi  $1/(n-m)$ . Neka je amplituda odbirka u  $k$ -tom trenutku  $X(k)$  nešto veća od  $X(k-1)$ . Razlika u učestanosti ova dva signala može biti maksimalno 500 Hz [4,5]. Međutim, neka su učestanosti signala  $X(k)$  i  $X(k-1)$  međusobno bliže i veće od učestanosti signala  $X(k+1)$ . Pri određivanju precizne učestanosti, faza signala može biti između  $X(k-1)$  i  $X(k)$  ili  $X(k)$  i  $X(k+1)$ .

### Poređenje metoda akvizicije

Sinhronizacija PSS u praksi je veoma složen problem, jer su korišćene dugačke sekvence, odnos (S/N) na ulazu u prijemnik je nizak, a često je potrebno izvršiti sinhronizaciju u prisustvu interferirajućeg signala. Osnovni parametar za poređenje različitih postupaka sinhronizacije je srednje vreme sinhronizacije. Konvencionalno, smatra se da je sistem za ostvarivanje početne sinhronizacije optimalan ako se sinhronizacija ostvaruje sa zadatom verovatnoćom u što kraćem vremenu.



Tabela 1

Vreme početne sinhronizacije u zavisnosti od primenjene metode obrade

Primenjena metoda	Vreme izvršenja (ms)	Broj operacija
Serijsko pretraživanje	87	41943
Paralelno pretraživanje	10	1023
Ciklična konvolucija	1	41

Poređenjem svih metoda pretraživanja ciklična konvolucija (paralelno pretraživanje faze koda) svodi se na pretraživanje opsega od  $41 f_d$  učestanosti sekvence u najkraćem vremenu izvršenja svih operacija. Ovom metodom postiže se i znatno bolja rezolucija učestanosti i faze koda, jer daje korelaciju svakog odbirka. Iz tabele 1 vidi se da je primenom metode ciklične konvolucije potrebno izvršiti najmanji broj operacija za ispitivanje svih kombinacija pretraživanja signala. Na taj način ovaj metod je najprihvatljiviji za realizaciju akvizicije u softverskom GPS prijemniku. Primena serijskog pretraživanja u softverskoj realizaciji zahtevala bi veći broj memorijskih lokacija za smeštanje podataka pri akviziciji za razliku od metoda paralelnog pretraživanja ili ciklične konvolucije.

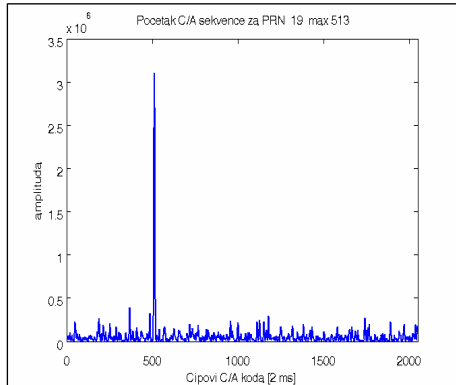
Radi sagledavanja toka obrade signala i dobijenih rezultata pomoću metode ciklične konvolucije, u tabeli 2 prikazani su rezultati merenja na osnovu signala snimljenih 31. 10. 2008. godine u 19.00 časova. Prikazano je 7 detektovanih signala i vrednosti izmerene faze i MF učestanosti nosioca. U drugoj koloni prikazana je PRN sekvencsa sa određenog satelita. Za svaki signal određena je Doplerova učestanost i ofset koda izražen u čipovima.

Tabela 2

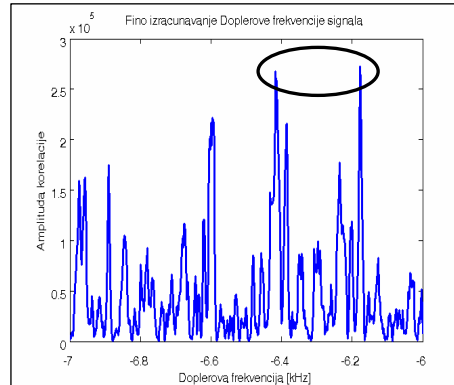
Signali sa satelita prisutni na ulazu u prijemnik, detektovani u procesu akvizicije

Kanal	PRN	MF (Hz)	Doplerov ofset (Hz)	Ofset koda (čip)
1	19	3.84068e+004	7	513
2	14	4.02487e+004	1849	3063
3	11	4.19736e+004	3574	1488
4	22	3.66820e+004	-1718	4701
5	32	4.19033e+004	3503	4990
6	3	3.61513e+004	-2249	2114
7	6	3.60108e+004	-2389	344

Na slici 6 prikazana je korelacija merenog signala i lokalno generisane replike za PRN 19 iz tabele 2. Pored utvrđivanja koji je PRN u pitanju, u ovom slučaju PRN 19, potrebno je odrediti i početak C/A sekvence.



Slika 6 – Korrelacija ulaznog signala i lokalne replike

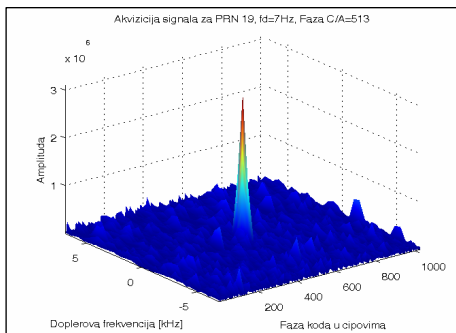


Slika 7 – Precizno određivanje učestanosti signala nosioca

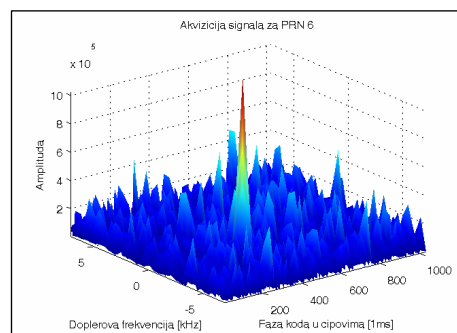
Na slici 6 maksimum korelacije postiže se na 513. čipu, što označava početak C/A sekvence. Pored toga, treba utvrditi fazu koda i učestanost signala nosioca. Učestanost signala ispitivana je u opsegu  $\pm 7$  kHz oko centralne MF signala, sa koracima od 500 Hz zbog uticaja Doplerovog efekta. Međutim, to je gruba rezolucija.

Na slici 7, na primeru signala PRN 6 iz tabele 2, prikazan je postupak preciznog određivanja učestanosti nosioca. Gruba rezolucija od 500 Hz propustiće prisustvo signala između  $-6$  kHz, odnosno  $-6.5$  kHz.

Na slici 7 vide se dve jake amplitude signala između ove dve učestanosti. Poređenjem njihovih faza i amplituda utvrđuje se precizna učestanost signala nosioca na osnovu jednačine (6).



Slika 8 – Detekcija signala za PRN 19



Slika 9 – Rezultat akvizicije za prag detekcije 2.5

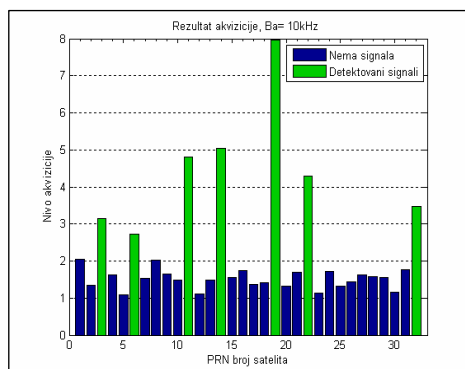
Na slici 8 prikazan je detektovani signal za PRN 19. Pik pokazuje položaj detektovanog signala u celokupnom opsegu pretraživanja. Mere-

nja pokazuju da  $f_d$  iznosi 7 Hz, a faza C/A koda 513 čipa. S obzirom na to da za stacionarne prijemnike  $f_d$  ne prelazi 5 kHz, maksimalni opseg pretraživanja postavljen je na  $MF \pm 5$  kHz. Sa slike 8 se vidi da je signal relativno jak u odnosu na prisutni šum, jer su bočni lobovi mnogo ispod maksimalnog pika.

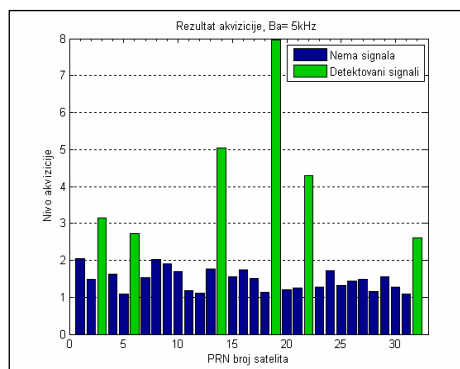
Na slici 9 prikazan je detektovani signal za PRN 6. S obzirom na to da je amplituda detektovanog signala mnogo manja u odnosu na PRN19, cilj je da se pokaže kako izgleda akvizicija signala sa manjim odnosom S/N. Na slici 9 prikazani su visoki bočni lobovi nastali procesom korelacije kao posledica šuma. Izmerena Doplerova učestanost ovog signala iznosi  $-2249$  Hz, a faza koda 344 čipa.

Postavljanje praga detekcije ima bitnu ulogu pri donošenju odluke o detekciji signala. Pri ispitivanju relativno slabih signala moguća je pojava lažnog alarma zbog čega je bitno postaviti odgovarajući prag odlučivanja. Prag detekcije postavlja se na osnovu srednje snage šuma i verovatnoće lažnog alarma.

Na slikama 10 i 11 prikazani su detektovani signali u procesu pretraživanja. Rezultati merenja detektovanih signala prikazani su u tabeli 2. Na pomenutim slikama vidi se da u zavisnosti od opsega pretraživanja Doplerovih učestanosti, u kojima se vrši pretraživanje signala, neki signali mogu biti detektovani, a neki ne.

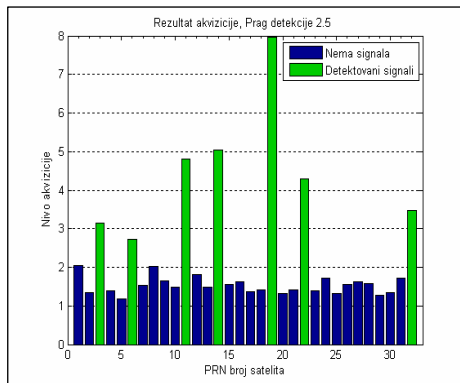


Slika 10 – Rezultat pretraživanja signala u opsegu pretraživanja  $MF \pm 5$  kHz

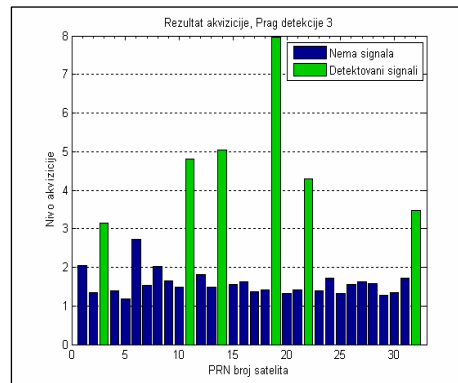


Slika 11 – Rezultat pretraživanja signala u opsegu pretraživanja  $MF \pm 2.5$  kHz

Na slici 11 prikazan je rezultat za opseg pretraživanja  $MF \pm 2.5$  kHz. Za razliku rezultata na slici 10, gde je opseg pretraživanja signala  $MF \pm 5$  kHz, vidi se da signal sa satelita PRN11 nije detektovan, jer  $f_d$  za PRN11 iznosi 3574 Hz. S obzirom na to da za stacionarne prijemnike  $f_d$  ne prelazi 5 kHz, maksimalni opseg pretraživanja postavljen je na  $MF \pm 5$  kHz.



Slika 12 – Rezultat akvizicije za prag detekcije 2.5



Slika 13 – Rezultat akvizicije za prag detekcije 3

Na slici 12 i slici 13 prikazani su rezultati akvizicije za različite pragove detekcije. U prethodnim analizama prag detekcije bio je postavljen na 2.5 [4,7]. Na slici 12 prikazani su rezultati akvizicije za prag detekcije 2.5.

Na slici 13 prikazan je rezultat akvizicije za signal sa pragom detekcije 3. Tom prilikom nema detekcije signala za PRN 6, jer nivo signala ne prelazi zadati prag odlučivanja.

Prag detekcije ne sme se preterano smanjivati jer može doći pojave lažnog alarma, tj. biće detektovan nepostojeći signal. U tabeli 3 prikazani su rezultati pretraživanja i početne sinhronizacije, akvizicije, kada je prag detekcije 2. Za razliku od slučaja kada je prag detekcije 2.5, sada je detektovano prisustvo još dva signala. Detektovani signali za PRN1 i PRN8 prikazani su u tabeli 3, pod rednim brojem 8 i 9. U ovim signalima, zbog relativno male srednje snage signala, izražen je uticaj šuma, te iz njih ne mogu biti detektovani navigacioni podaci. Na ovom primeru pokazan je značaj pravilnog postavljanja praga detekcije. Najpogodnije rešenje jeste postavljanje adaptivnog praga detekcije signala.

Tabela 3

Rezultati akvizicije signala za prag detekcije 2

Kanal	PRN	MF	Doplerov ofset (Hz)	Ofset koda (čip)
1	19	3.84068e+004	7	513
2	14	4.02487e+004	1849	3063
3	11	4.19736e+004	3574	1488
4	22	3.66820e+004	-1718	4701
5	32	4.19033e+004	3503	4990
6	3	3.61513e+004	-2249	2114
7	6	3.60108e+004	-2389	344
8	1	7.59395e+003	-45994	3378
9	8	9.65439e+003	-48054	3950

## Zaključak

Dve osnovne komponente prijemnika, realizovanog primenom SDR tehnologija, jesu ulazno kolo i softver za obradu signala. Drugi deo GPS prijemnika predstavlja softver za digitalnu obradu signala. Različiti algoritmi za realizaciju akvizicije i praćenja GPS signala pokazuju fleksibilnost softverskog prijemnika u pogledu obrade signala radi određivanja najprihvatljivijeg rešenja, uz uslov što preciznijeg određivanja pozicije prijemnika.

Kao najpogodniji metod za realizaciju akvizicije određen je metod sa primenom ciklične konvolucije zbog mogućnosti preciznog merenja učestanosti signala i kratkog vremena obrade. Metodom ciklične konvolucije postiže se dobra rezolucija merenja učestanosti signala, jer se dobija korelacija za pomeraj u vremenu trajanja jednog perioda odabiranja signala.

Ukoliko je učestanost odabiranja 8.184 MHz onda postoji 8000 različitih faza signala. Na taj način preciznost određivanja faze koda znatno se povećava u odnosu na metod serijskog ili paralelnog pretraživanja.

Dodatnu prednost metode ciklične konvolucije u procesu akvizicije predstavlja brzina obrade signala, pošto se u ovom slučaju lokalna replika signala generiše samo jednom, a zatim se izračunava korelacija sa promenljivim ulaznim signalom.

Preciznost određivanja učestanosti nosioca i Doplerove učestanosti, primenom ciklične konvolucije sa većim brojem faza signala, vrši se sa preciznošću do 2 Hz, poređenjem susednih faza signala.

## Literatura

- [1] Dukić, L. M., *Principi Telekomunikacija*, Akademska misao, Beograd, 2008.
- [2] Misra, P., Enge P., *Global Positioning System, signals, measurements and performance*, Ganga-Jamuna Press, 2006.
- [3] Kaplan, E., *Understanding GPS Principles and Applications*, MitreCorporation, Bedford MA, 1996.0
- [4] Render, P., Kai, B., *Software-Defined GPS and Galileo Receiver*, Birkhauser, 2006.
- [5] Bao, J., Tsui, Y., *Fundamentals of Global Positioning System Receivers*, John Wiley & Sons, New Jersey, 2005.
- [6] Radojević, S., Ćurčić, J., *Razvoj Globalnih Satelitskih Navigacionih Sistema*, Vojnotehnički glasnik br. 3, str. 111–126, Beograd, 2009.
- [7] Meyr, H., Moeneclaey M., *Synchronization, Channel Estimation, and Signal Processing*, John Wiley & Sons, New York, 1998.
- [8] Marvin, K., *Spread Spectrum Communication Handbook*, McGraw-Hill, New York 1994.

## ANALYSIS OF SIGNAL ACQUISITION IN GPS RECEIVER SOFTWARE

### Summary:

*This paper presents a critical analysis of the flow signal processing carried out in GPS receiver software, which served as a basis for a critical comparison of different signal processing architectures within the GPS receiver.*

*It is possible to achieve Increased flexibility and reduction of GPS device commercial costs, including those of mobile devices, by using radio technology software (SDR, Software Defined Radio). The SDR application can be realized when certain hardware components in a GPS receiver are replaced.*

*Signal processing in the SDR is implemented using a programmable DSP (Digital Signal Processing) or FPGA (Field Programmable Gate Array) circuit, which allows a simple change of digital signal processing algorithms and a simple change of the receiver parameters.*

*The starting point of the research is the signal generated on the satellite the structure of which is shown in the paper. Based on the GPS signal structure, a receiver is realized with a task to extract an appropriate signal from the spectrum and detect it. Based on collected navigation data, the receiver calculates the position of the end user.*

*The signal coming from the satellite may be at the carrier frequencies of L1 and L2. Since the SPS is used in the civil service, all the tests shown in the work were performed on the L1 signal.*

*The signal coming to the receiver is generated in the spread spectrum technology and is situated below the level of noise. Such signals often interfere with signals from the environment which presents a difficulty for a receiver to perform proper detection and signal processing. Therefore, signal processing technology is continually being improved, aiming at more accurate and faster signal processing.*

*All tests were carried out on a signal acquired from the satellite using the SE4110 input circuit used for filtering, amplification and signal selection. The samples of the received signal were forwarded to a computer for data post processing, i. e. the whole receiver is software implemented in a MATLAB software package.*

*One of the processes during the signal processing is the initial synchronization (acquisition), where a signal is detected and the carrier frequency is determined as well as the phase sequence code and the carrier Doppler frequency. The acquisition aim is to determine, in the shortest time possible, the parameters of the detected signals and forward them to the next block in synchronization. Depending on the speed and accuracy of the signal parameter determination, different methods of acquisition are applied in practice.*

*The paper presents the methods of serial, parallel and cyclic convolution. For comparison purposes, the architectures of signal processing of particular methods for implementation in receiver software are shown.*

*All measurements were performed on the same signal under the same conditions. On the basis of the tests performed, a detailed analysis of the collected data was carried out and the most acceptable acquisition method for implementation in software GPS receiver was proposed. Because of a relatively high level of noise at the receiver entrance and the received signal interference, the comparison of the results has been done on the basis of the analytical results and the mean time of signal synchronization.*

*The measurement results are shown in tables for easy comparison. The results of measurements using the proposed method are presented as well.*

*The technology of receiver software allows the user to access easily to the architecture of the receiver and therefore allows a simple change of parameters. The influence of the parameters on the process of signal acquisition is also shown in the paper. The graphic presentation shows how and to what extent some of the parameters affect the process of the receiver signal processing.*

*All listed acquisition methods are used in practice. The proposed method is the most suitable for application in software receivers. Based on the analysis, a constructor can apply an adequate acquisition method, depending on the requirements of the final user.*

*Key words: GPS, acquisition, signal processing, software receiver.*

Datum prijema članka: 05. 10. 2009.

Datum dostavljanja ispravki rukopisa: 07. 10. 2009.

Datum konačnog prihvatanja članka za objavljivanje: 08. 10. 2009.