

Dragiša Krstić
Goran Jovanović
Slavica Zarkula
Elektronski Fakultet u Nišu

Novi metod za faznu sinhronizaciju sa nosiocem na bazi DSP primenom LSPA

A new DSP type of Phase Synchronization with Carrier using a LSPA Method

Sadržaj: U radu je dat novi tip petlje za sinhronizaciju sa nosiocem na bazi digitalnog procesiranja signala (DSP) primenom polinomske aproksimacije metodom najmanjih kvadrata (LSPA). U ovoj novoj petlji, faza signala na ulazu dobija se u granicama $[-\pi, +\pi]$, kao i faza ulaznog signala. To se postiže primenom LSPA na periodičnoj fazi, a ne na stalno rastućoj funkciji, kao u [4].

Abstract: In this paper a new DSP type of phase synchronization with carrier using least squares polynomial approximation (LSPA) method is presented. In this method, the phase of the output signal is within the interval $[-\pi, +\pi]$. The phase of the input signal is in the same interval, too. This is realised by using LSPA on periodical phase instead on always increasing function as it was proposed in: [4]

1. Uvod

Za dobijanje nosećih ili pilotskih signala i sinhronizaciju, kao što je poznato, koristi se PLL petlja. Ona se može realizovati kao analogna (APLL) ili kao digitalna (DPLL), a pored obnavljanja nosećih signala uspešno se koristi za detekciju ugaono moduliranih signala. Danas, PLL petlja je nezaobilazni deo mnogih telekomunikacionih sistema, FM radio prijemnika, TV prijemnika, sintetizatora frekvencije i drugo, pa nije ni čudo što je velika pažnja u literaturi posvećena ovoj problematici [1], [2].

Tri osnovna parametra određuju osobine PLL petlje: brzina ulaska u sinhronizaciono stanje, širina opsega hvatanja i potiskivanje šumova. Kod PLL petlje ovi zahtevi ne mogu biti istovremeno ispunjeni. Petlja sa brzim ulaskom u stabilno

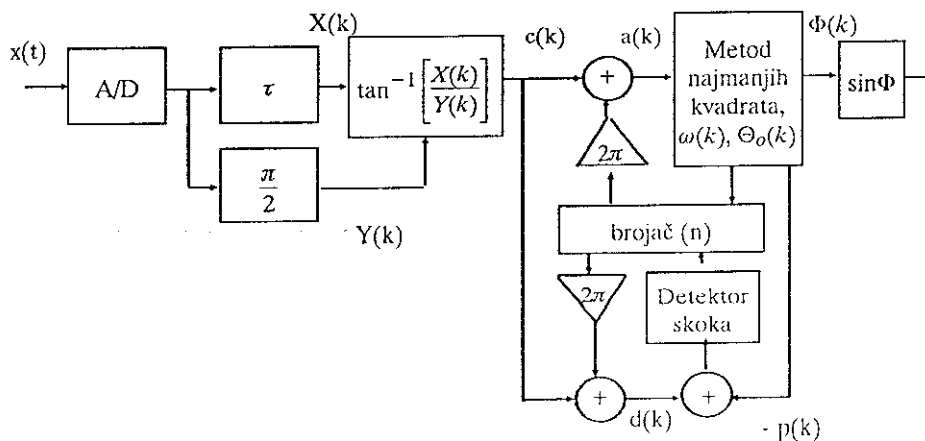
stanje treba da ima širok propusni opseg, što je u suprotnosti sa zahtevom za dobro potiskivanje šumova. Zato, odgovarajuća primena zahteva i odgovarajući kompromis.

Nedavno je predloženo novo rešenje sistema za izdvajanje nosećeg signala i sinhronizaciju faze (PS) na bazi digitalnog procesiranja signala (DSP) primenom metoda najmanjih kvadrata (MLS) [4]. U sistemu za faznu sinhronizaciju metodom najmanjih kvadrata (PS-MLS) najpre se detektuje trenutna faza \tan^{-1} detektorom [3], koja je u obliku testeraste funkcije, u opsegu od $[-\pi, +\pi]$. Ovakva se funkcija faze dopunjava do linearno rastuće funkcije, pa se kao takva vodi u blok za predikciju, gde se vrši izračunavanje faze sinhronizacionog signala. U bloku za poređenje se poredi faza sa prediktovanom, pa se zbog testerastog oblika ulazne faze, na osnovu razlike između njih upravlja blokom za linearizaciju faze. Ovako dobijen sistem samo na izgled poseća na PLL petlju, mada nema niskofrekventni filter ni VCO, već se faza izlaznog signala dobija računskim putem. Pokazano je da se kod PS-MLS petlje, tri ključna parametra za PLL petlju, sada mogu rešiti uspešnije.

U PS-MLS petlji koju su definisali Hagjwara i Nakagawa [4], faza ulaznog signala je stalno rastuća funkcija u blokovima dužine L zadnjih izmerenih trenutnih vrednosti faze, pa faza raste do $n2\pi$, gde je n broj perioda koji čine osnovni blok za primenu metoda najmanjih kvadrata. U ovom radu su predložene modifikacije, PS-MLS petlje tako da se faza izlaznog signala sada nalazi u opsegu $[-\pi, +\pi]$, bez obzira da li je blok za primenu metode najmanjih kvadrata ograničen ili ne. To, drugim rečima, znači da se uvodi nova aproksimacija metodom najmanjih kvadrata greške, koja se odnosi na periodične funkcije. Na ovaj način se, pomoću tabele za $\sin \Phi$, dobija trenutna vrednost izlaznog signala, bez prethodnog dodatnog računanja. Takođe, blok šema nove PS-MLS petlje je jednostavnija a algoritam za izračunavanje brži.

2.PS-MLS petlja

Na slici 1. prikazana je PS-MLS petlja [4].



Slika 1.

Ulazni signal $x(t)$ za petlju sa slike 1. je

$$x(t) = A \sin(\omega t + \Theta_0) + n(t) \quad (1)$$

gde je A amplituda, ω kružna učestanost, Θ_0 početna faza, a $n(t)$ Gausov šum.

Posle odmeravanja i kvantizacije signala na izlazu A/D konvertora dobija se

$$x(k) = A \sin(\omega kT + \Theta_0) + n(k) \quad (2)$$

gde je $T=1/f_s$ perioda signala za odmeravanje, čija je frekvencija f_s .

Signal na izlazu iz pomerača faze, tj. Hilbetovog transformatora, je

$$y(k) = A \cos(\omega kT + \Theta_0) + n'(k) \quad (3)$$

gde je $n'(k)$ Gausov šum pomeren za 90° .

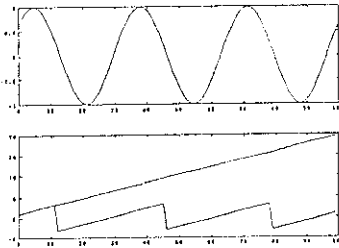
Kolo \tan^{-1} računa trenutnu vrednost faze tj.

$$c(k) = \tan^{-1} \left[\frac{X(k)}{Y(k)} \right] \quad (4)$$

Vrednosti za $c(k)$ su u opsegu $[-\pi, +\pi]$, pa se faza dobija kao periodična funkcija. Vrednosti $c(k)$ se mogu dobiti pomoću tabele y kojoj su upisane vrednosti ugla čije su adrese određene vrednostima $X(k)$, $Y(k)$. Da bi se dobila stalno rastuća faza, bez skokova, upotrebljen je detektor skoka, slika 1, koji omogućava da se dobije

$$d(k) = c(k) + 2\pi n \quad (5)$$

gde je n redni broj periode ulaznog signala.



Slika 2.

Detektor skoka reaguje samo ako se prekorače zadati pragovi promene faze između dva uzastopna stanja, kao na slici 2, i upravlja se pomoću razlike $d(k)-p(k)$, gde je $p(k)$ predikovana vrednost faze ulaznog signala u trenutku kT . Ona se nalazi metodom najmanje kvadratne greške. Pošto je faza prostoperiodičnog signala linearna funkcija vremena to je

$$p(k) = \omega(k-1)T + \Theta_0(k-1) \quad (6)$$

gde su ω i Θ_0 velične koje se nalaze metodom najmanjih kvadrata, iz uslova da je

$$\sum_{i=1}^k (a(i) - \Phi(i))^2 = \min. \quad (7)$$

Diferenciranjem jednačine (7) po Θ_0 i ω dobija se sistem jednačina

$$\frac{d}{d\Theta_o} \sum_{i=1}^k (a(i) - \Phi(i))^2 = 0 \quad (8)$$

$$\frac{d}{d\omega} \sum_{i=1}^k (a(i) - \Phi(i))^2 = 0 \quad (9)$$

Rešavanjem sistema jednačina (8) i (9) sledi

$$\omega(k) = \frac{k \sum_{i=1}^k i a(i) - \sum_{i=1}^k i \sum_{i=1}^k a(i)}{k \sum_{i=1}^k i^2 - \left(\sum_{i=1}^k i \right)^2} \frac{1}{T} \quad (10)$$

$$\Theta_o(k) = \frac{\sum_{i=1}^k i^2 \sum_{i=1}^k a(i) - \sum_{i=1}^k i \sum_{i=1}^k i a(i)}{k \sum_{i=1}^k i^2 - \left(\sum_{i=1}^k i \right)^2} \quad (11)$$

Po izračunavanju (10) i (11), faza izlaznog signala dobija se rešavanjem polinoma prvog reda (jednačina prave), čiji su koeficijenti $\omega(k)$ i $\Theta_o(k)$, tj.

$$\Phi(k) = \omega(k)kT + \Theta_o(k) \quad (12)$$

U jednačinama (10) i (11) sumirane se vrši počev od jedinice, pa kako broj tačaka stalno raste, to bi posle izvesnog vremena dovelo do prekoračenja maksimalne brojne vrednosti koja se može upisati u memoriju signal procesora [4]. Zbog toga se metoda najmanjih kvadrata primenjuje na unapred utvrđen broj L zadnjih vrednosti faze. U tom slučaju jednačine (10) i (11) se modifikuju i dobijaju sledeći oblik

$$\omega(k) = \frac{L \sum_{i=1}^L i a(k-L+i) - L_1 \sum_{i=1}^L a(k-L+i)}{D} \frac{1}{T} \quad (13)$$

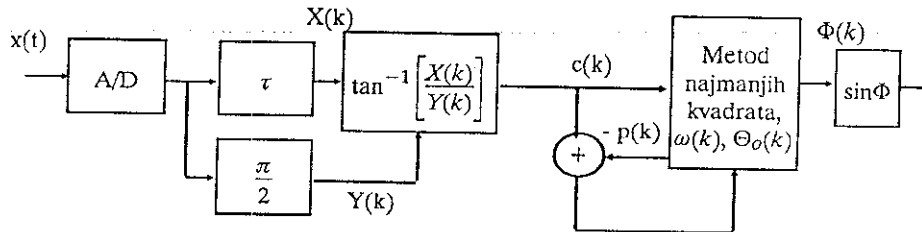
$$\Theta_o(k) = \frac{L_2 \sum_{i=1}^L a(k-L+i) - L_1 \sum_{i=1}^L i a(k-L+i)}{D} \quad (14)$$

gde je $L_1 = \sum_{i=1}^L i = \frac{L(L+1)}{2}$, $L_2 = \sum_{i=1}^L i^2 = \frac{L(L+1)(2L+1)}{6}$ i $D = LL_2 + L_1^2$.

Ograničavanjem dužine bloka, na kome je primenjen metod najmanjih kvadrata, sume koje sadrže samo element vremena mogu se pretstaviti konstantama L_1 , L_2 i D što značajno skraćuje postupak izračunavanja faze.

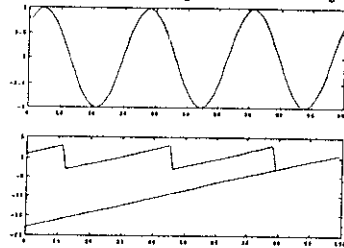
3. Modifikovana PS-MLS petlja

Modifikovana PS-MLS petlja je predstavljena na slici 3.



Slika 3.

Glavnu novinu u modifikovanoj PS-MLS petlji predstavlja novi način linearizacije faze. Ako blok za izračunavanje faze sadrži više perioda ulaznog signala, skokovi u faznoj karakteristici se ispravljaju tako što se, pri detektovanom skoku, vrši translacija prave umanjivanjem $\Theta_o(k)$ za 2π . Postupak se u okviru jednog bloka ponavlja onoliko puta, koliko perioda ulaznog signala blok sadrži. Na ovaj način se u k-tom trenutku linearizovana funkcija faze nalazi u opsegu od $[-\pi, +\pi]$, što omogućava direktnu primenu funkcije $\sin \Phi$ da bi se generisao izdvojeni noseći signal. Izmenjeni postupak linearizacije je predstavljen na slici 4.



Slika 4.

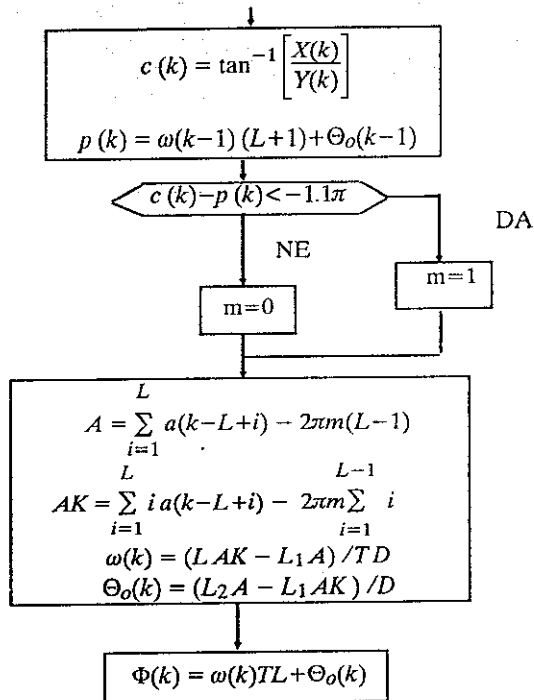
U blok šemi više ne postoji brojač, koji je bio namenjen brojanju skokova faze u bloku, jer oduzimanjem po 2π od prethodno dobijenih faza, u tom delu proces linearizacije je završen, pa je brojanje skokova nepotrebno.

Navedene modifikacije značajno skraćuju proces izračunavanja faze (oko 30%), što se može videti iz algoritma sa slike 5. Inače, rezultat u

pogledu brzine ulaska u stacionarno stanje, ptiskivanje šumova kao i opseg hvatanja petlje ostaju isti kao u nemodifikovanoj PS-MLS petlji.

4. Zaključak

U ovom radu je opisan novi tip petlje za sinhronizaciju sa nosiocem na bazi digitalnog procesiranja signala primenom metode najmanjih kvadrata. Pri tome, u ovoj novoj petlji faza izlaznog signala nalazi se u intervalu $[-\pi, +\pi]$, a algoritam za njeno funkcionisanje znatno je prostiji nego u [4]. To je postignuto tako što je polinomska aproksimacija, odnosno linearizacija faze u smislu minimalne kvadratne greške primenjena na testerastoj a ne na stalno rastućoj fazi.



Slika 5.

* * *

Autori se zahvaljuju Fondu za tehnološki razvoj republike Srbije na finansiskoj podršci projekata SATV i HDTV u okviru koga je realizovan ovaj rad.

5. Literatura

- [1] S.C. Gupta, Phase Locked Loops, Proc. IEEE, vol. 63, pp. 291-306, Feb. 1975.
- [2] W.C. Lindsey and C.M. Chie, A Survey of Digital Phase Locked Loops, Proc. IEEE, vol. 69, pp. 410-431, April 1981.
- [3] M. Hagiwara and M. Nakagawa, Digital Signal Processing Type Stereo FM Receiver, IEEE Transactions on Consumer Electronics, vol. CE-32, N^o. 1, pp. 37-43, February 1986.
- [4] M. Hagiwara and M. Nakagawa, DSP type novel Phase Synchronizer with the Method of Least Squares, IEEE Transactions on Consumer Electronics, vol. 35, N^o. 4, pp. 814-819, November 1989.