

UTICAJ SMETNJI NA KARAKTERISTIKE DSP SISTEMA ZA SINHRONIZACIJU SA NOSIOCEM

D. Krstić, G. Jovanović, S. Zarkula, M. Paunović
Elektronski fakultet u Nišu

I UVOD

Zahvaljujući dobrim karakteristikama u izdvajanju malih signala iz šumova, kao i mogućnosti praćenja i obnavljanja nosećeg signala, PLL (Phase-Locked Loop) danas predstavlja sastavni deo uređaja za sinhronizaciju, demodulaciju, sintezu frekvencija i mnogih drugih. Međutim, konvencionalna PLL, koja se sastoji iz faznog detektora, filtra i naponom kontrolisanog oscilatora, ne omogućava istovremeno ostvarivanje osnovnih zahteva: dobro potiskivanje šumova uz dovoljno širok propusni opseg i brz prelazak u stabilan, sinhroni režim rada. Kao rezultat nastojanja da se izbegnu neka od ovih ograničenja kod PLL, pojavio se nov koncept petlje za sinhronizaciju faze [1]. Polazeći od ovog koncepta realizovan je sistem koji procenjuje frekvenciju i početnu fazu signala na osnovu numeričkog algoritma [2]. Rad sistema se zasniva na linearnoj aproksimaciji faze signala korišćenjem metoda najmanjih kvadrata. U ovom radu je predložen novi metod za izračunavanje frekvencije i početne faze signala. Ispitan je uticaj smetnji na karakteristike sistema zasnovanog na ovom metodu. Na osnovu rezultata simulacija pokazano je da sistem ima dobre osobine u pogledu potiskivanja šumova i izdvajanja nosioca, kao i brzini uspostavljanja stabilnog stanja.

II OPIS SISTEMA

U DSP (Digital Signal Processing) sistemu za sinhronizaciju faza ulaznog signala u k -tom odmeravanju iznosi:

$$\Phi(k) = \omega(k)kT + \theta_0(k) + n(k) \quad (1)$$

gde je $n(k)$ odmerak šuma. Primenom metoda najmanjih kvadrata dobija se najbolja linearna srednjekvadratna aproksimacija faze:

$$\hat{\Phi}(k) = \hat{\omega}(k)kT + \hat{\theta}_0(k) \quad (2)$$

na osnovu koje se može obnoviti ulazni signal.

DSP sistem za sinhronizaciju faze sa nosiocem se sastoji iz: arčit-detektora, bloka za procenu faze ulaznog signala i bloka za regenerisanje ulaznog signala.

Arčit-detektor u svakom trenutku kT ($T = 1/f_s$, f_s - frekvencija odmeravanja ulaznog signala) daje na svom izlazu brojnu vrednost procenjene faze ulaznog signala, $c(k)$, koja se nalazi u opsegu $[-\pi, \pi]$. Pošto je faza na izlazu arčit-detektora prekidna i periodična funkcija sa periodom 2π , svaki put kad se registruje prekid potrebno je izvršiti korekciju faze za 2π da bi se na posmatranom nizu od L odmeraka zadržala neprekidnost faze.

Na osnovu niza odmeraka $c(k-L+1), \dots, c(k)$, u bloku za procenu faze signala se određuje linearna aproksimacija tako što se izračunavaju brojne vrednosti frekvencije i početne faze signala u svakom trenutku kT prema izrazima:

$$\hat{\omega}(k) = \frac{L_2 \sum_{i=1}^L ic(k-L+i) - L_1 \sum_{i=1}^L c(k-L+i)}{D} \quad (3)$$

$$\hat{\theta}_0(k) = \frac{L_2 \sum_{i=1}^L c(k-L+i) - L_1 \sum_{i=1}^L ic(k-L+i)}{D} \quad (4)$$

gde su:

$$L_1 = \sum_{i=1}^L i, \quad L_2 = \sum_{i=1}^L i^2, \quad D = LL_2 - L_1^2$$

U ovom radu se predlaže modifikacija postupka za izračunavanje $\hat{\omega}(k)$ i $\hat{\theta}_0(k)$. Pokazuje se da se, polazeći od izraza (3) i (4), primenom kompleksne Z-transformacije mogu odrediti prenosne funkcije FIR-filtara, tako da važi:

$$\hat{\omega}(z) = H_{\omega}(z) C(z) = \frac{b_{\omega 0} + b_{\omega 1} z^{-1}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}} C(z) \quad (5)$$

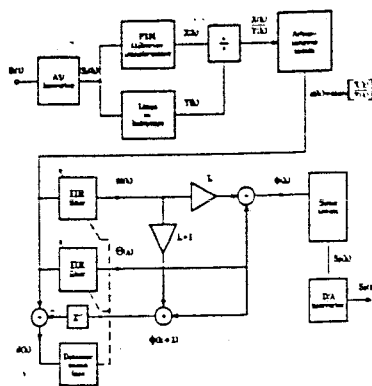
$$\hat{\theta}_0(z) = H_{\theta_0}(z) C(z) = \frac{b_{\theta_0 0} + b_{\theta_0 1} z^{-1}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}} C(z) \quad (6)$$

gde su koeficijenti odgovarajućih prenosnih funkcija dati vektorima:

$$[a_0, a_1, a_2] = [1, \frac{4}{L-2}, \frac{(L-1)(L-2)}{L+L^2}]$$

$$[b_{\omega 0}, b_{\omega 1}] = [\frac{6}{L+L^2}, -\frac{6}{L+L^2}]$$

$$[b_{\theta_0 0}, b_{\theta_0 1}] = [-\frac{2}{L}, \frac{8+2L}{L+L^2}]$$



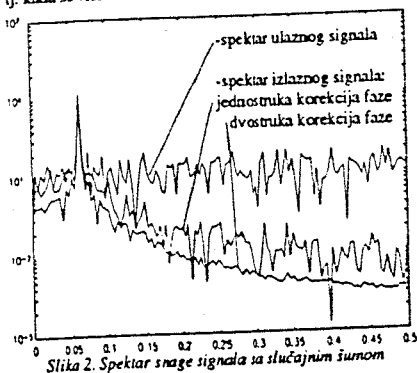
Slika 1. Blok šema kola za sinhronizaciju sa nosiocem

Na taj način se izračunavanje $\omega(k)$ i $\theta_o(k)$ u diskretnom vremenskom domenu svodi na filtriranje odmeraka faze u kompleksnom Z-domeanu.

III ANALIZA I REZULTATI

U idealnom slučaju, kada je šum $n(k) = 0$, a frekvencija i početna faza ulaznog signala nisu izračunati tačne vrednosti frekvencije i početne faze nakon samo dva koraka ($k = 1, 2$). Međutim, prilikom prenosa, kada dolazi do izobličenja signala pod uticajem šuma, ili do varijacije frekvencije i faze kao posledica modulacije, $\bar{\omega}(k)$ i $\bar{\theta}_o(k)$ postaju funkcije vremena. Da bi se iz tako primljenog signala mogao izdvojiti nosilac, potrebno je umanjiti varijacije $\bar{\omega}(k)$ i $\bar{\theta}_o(k)$. Razmotrimo uticaj šuma i modulacije na karakteristike izdvojenog signala.

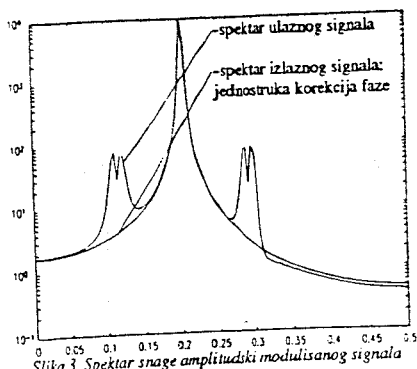
Slika 2. pokazuje da se primenom opisanog sistema ostvaruje značajno potiskivanje slučajnog šuma. Bolji rezultati se postižu primenom kaskadne sprege dva IIR filtra, tj. kada se vrši dvostruka korekcija faze signala.



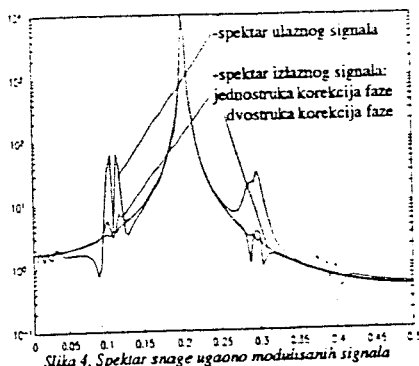
Slika 2. Spektar snage signala sa slučajnim šumom

Sa slike 3. se može videti da opisani sistem dobro potiskuje bočne opsege koji su posledica amplitudske modulacije ulaznog signala.

Primenom ovog sistema se mogu umanjiti i varijacije frekvencije i faze ugaono modulisanih signala



Slika 3. Spektar snage amplitudski modulisanog signala



Slika 4. Spektar snage ugaono modulisanih signala

(slika 4.), čime je omogućeno izdvajanje nosioca iz primljenog signala.

IV ZAKLJUČAK

U ovom radu je ispitana osetljivost DSP sistema za sinhronizaciju sa nosiocem na različite vrste izobličenja. Predložena je novi algoritam za izračunavanje $\omega(k)$ i $\theta_o(k)$ koji se bazira na primeni metoda najmanjih kvadrata u aproksimaciji faze. Pokazano je da se, primenom sistema zasnovanog na ovom algoritmu, postiže dobro potiskivanje šuma i omogućava izdvajanje nosećeg signala. Pri tome se bolji rezultati dobijaju ako se aproksimacija vrši nad većim brojem odmeraka faze ulaznog signala L. Gornja granična frekvencija signala koji se može obraditi ovim sistemom određena je trajanjem računskih operacija koje se izvršavaju prilikom izračunavanja $\bar{\omega}(k)$ i $\bar{\theta}_o(k)$. S obzirom na opisane karakteristike i mogućnosti, predloženi sistem se može koristiti u uređajima za sinhronizaciju, izdvajanje nosioca i umnožavanje frekvencije, a uz izvesne modifikacije i u demodulaciji ugaono modulisanih signala.

LITERATURA

- [1] M. Hagiwara, M. Nakagawa: *DSP type Novel Phase Synchronizer with the Method of Least Squares*, IEEE Transactions of Consumer Electronics, vol. 35, No. 4, pp. 814-819, November 1989.
- [2] D. Krstić, G. Jovanović: *Realizacija DSP sinhronizacione petlje metodom najmanjih kvadrata na procesoru TMS320C25*, 1 konferencija TELSIKS, Niš, 1993.

Autori se zahvaljuju Ministarstvu za nauku i tehnologiju republike Srbije na finansijskoj podršci projekta SATV, KTV i HDTV u okviru koga je realizovan ovaj rad.

Abstract: This paper deals with the DSP system for phase synchronization. Different types of distortion are taken into consideration and their effects on the output signal characteristics have been researched. The results of this research indicate that the proposed system has superior characteristics both to noise rejection and signal evaluation.

NOISE EFFECTS ON CHARACTERISTICS OF THE DSP SYNCHRONIZATION SYSTEM, D. Krstić, G. Jovanović, S. Zarkula, M. Paunović