

# Algoritam za estimaciju dinamičkih sinhrofazora i frekvencije

Ivan Jokić, Žarko Zečević i Božo Krstajić

**Apstrakt** — Elektroenergetski sistem, kao izrazito nelinearan i kompleksan sistem, mijenja svoje radne karakteristike kontinualno. Vremenom, kako raste potreba za električnom energijom, uslovljena uvećanjem potrošakog konzuma, rastu i proizvodni kapaciteti. Taj rast dovodi do sve većih zahtjeva u cilju očuvanja stabilnosti sistema. Uređaji za sinhronizovano mjerenje fazora (Synchronized Phasor Measurement Units), pronašli su svoju primjenu u modernim elektroenergetskim sistemima. U ovom radu je predložena metoda za mjerenje fazora i frekvencije, na osnovu mjerenog signala faznog napona/struje. Algoritam se bazira na primjeni Weighted Least Squares Constant Modulus algoritma. Rezultati simulacija pokazuju da predloženi pristup postiže veću tačnost estimacije u odnosu na razmatrane metode.

**Ključne reči**— Filtriranje; PMU; Sinhrofazori; WLSCMA

## I. UVOD

Trenutni razvoj elektroenergetskih sistema, uslovljen neprestanim povećanjem potrebe za električnom energijom, i, posljedično, rastom proizvodnih kapaciteta novih obnovljivih izvora električne energije, definiše stabilnost sistema kao prioritet u energetici. Sinhronizovano nagledanje svih bitnih parametara sistema, kako na lokalnom, tako i na regionalnom nivou omogućava uvid u sveukupno trenutno stanje sistema. Uređaji za sinhronizovano mjerenje fazora prepoznati su kao pouzdan i perspektivan pristup monitoringu sistema [1].

Distribuirani sistem za mjerenje WAMS (wide area measurement systems) uspostavljen je u cilju sprečavanja velikih otkaza mreže [1]. WAMS sistemi se baziraju na PMU uređajima. Podaci pojedinačnih PMU jedinica su vremenski sinhronizovani, uz pomoć GPS tehnologije, zahvaljujući čemu postoji mogućnost uvida u elektroenergetski sistem, kao cjelinu [2]. PMU uređaji estimiraju parametre modela signala, odnosno amplitudu, frekvenciju i fazni pomjeraj [3]-[4]. Cilj korišćenja PMU uređaja jeste mjerenje fazora, kako u stacionarnom režimu, tako i u dinamičkim uslovima. U posljednje vrijeme, realizuju se i primjene u zaštitnim aplikacijama [4]. U cilju uskaldivanja rada PMU uređaja, kreiran je standard C37.118.1 – 2011 [2].

Jedan od najčešće korišćenih algoritama za estimaciju sinhrofazora, jeste Furijeov digitalni filter, dužine jedne periode signala [5]. Algoritmi za estimaciju sinhrofazora, koji se temelje na DFT-u (Discrete Fourier Transform), usvajaju stacionaran model fazora nominalne frekvencije [6]. U toku računskog prozora, parametri fazora se smatraju konstantnim, odnosno vremenski nepromjenjivim. Usvajanje ovakvog modela osigurava tačna mjerenja u

stacionarnim uslovima u mreži, dok estimacije mogu postati nepouzdana u dinamičkim uslovima. Metode bazirane na DFT-u su robusne na više harmonike, dok ne pokazuju dovoljno tačne rezultate ukoliko frekvencija značajnije odstupa od nominalne vrijednosti, odnosno u prisustvu jednosmjerne komponente u mjerenjima [7]. Postoji znatan broj radova koji se bave prevazilaženjem nedostataka DFT metoda u slučaju nenominalne frekvencije [8]-[12]. Konačno, analiza tačnosti DFT metoda može se naći u [13]-[15]. U cilju otklanjanja opisanih nedostataka DFT metoda, pri estimaciji sinhrofazora u dinamičkim uslovima u mreži, koriste se Tejlorovi polinomi [16].

Pored algoritama koji rade u frekvencijskom domenu, postoji velik broj tehnika koje posmatraju model signala u vremenskom domenu [17]. U [17] je predložena primjena Kalmanovog filtra za estimaciju dinamičkog modela fazora. Pokazano je da se razvojem modela fazora u Tejlorov red i korišćenjem samo prva dva člana razvoja može postići zadovoljavajuća tačnost dinamičkog fazora [17]. Njutnov iterativni metod takođe postiže veliku tačnost za širok opseg promjene frekvencije [18]. Pored nabrojanih metoda u vremenskom domenu, Pronijeva metoda takođe postiže dobre rezultate pri dinamičkim uslovima [5]. Vremenske metode su robusne na širinu prozora ukoliko je brzina odabiranja dovoljno velika, ali se kod njih pravi veća greška u procjeni frekvencije u odnosu na frekvencijske metode. Iz tog razloga se predlažu i hibridni metodi koji nastoje da iskoriste prednosti oba domena [20].

U [21] je predložena adaptivna metoda za estimaciju frekvencije trofaznog naponskog sistema kod koje se trofazni naponski signali Constant Modulus algoritmom (CMA) preslikavaju u kompleksni signal, nakon čega se vrši estimacija frekvencije. Ukoliko se Least Square CMA (LSCMA) algoritam primijeni na jednu fazu sistema, pokazano je da se pored frekvencije mogu estimirati i parametri sinhrofazora [22]. U ovom radu je predložen LSCMA algoritam sa modifikovanom funkcijom performanse, kod koje se različitim odbiricima signala unutar posmatranog prozora pridružuju različiti težinski koeficijenti. Na ovaj način se postiže veća tačnost algoritma u dinamičkim uslovima. U cilju smanjenja uticaja viših harmonika na estimaciju sinhrofazora, predložena je upotreba niskopropusnog filtra. Rezultati simulacija pokazuju da predloženi algoritam pokazuje bolje rezultate u odnosu na razmatrane metode u raznim scenarijima.

Rad je organizovan na sljedeći način: Sekcija II se bavi definisanjem problema estimacije sinhrofazora i predstavljanjem reprezentativnih metoda, koje su korištene za komparativnu analizu performansi. Predložena metoda je objašnjena u Sekciji III. U Sekciji IV su prikazani rezultati sprovedenih simulacija raznih testova, koji su definisani standardom [4]. Konačno, zaključak rada je dat u Sekciji V.

Ivan Jokić, Žarko Zečević i Božo Krstajić – Elektrotehnički fakultet, Univerzitet Crne Gore, Džordža Vašingtona bb, 81000 Podgorica, Montenegro (e-mails: [ivan.j@ac.me](mailto:ivan.j@ac.me), [zarkoz@ac.me](mailto:zarkoz@ac.me), [bozok@ac.me](mailto:bozok@ac.me)).

## II. ESTIMACIJA SINHFROFAZORA

Naponski/strujni signal u elektroenergetskom sistemu predstavlja zbir osnovnog harmonika (kosinusoida fundamentalne frekvencije), ostalih harmonika (interharmonici i viši harmonici), kao i prisutnog šuma. Kako je u pitanju nelinearan proces, svi parametri pomenutih komponenata signala su vremenski promjenjivi.

Osnovna komponenta naponskog signala faznog napona elektroenergetskog sistema, može se predstaviti sljedećim modelom:

$$v(n) = A_a \cos(\omega_o nT + \phi_0) = A_a \cos(2\pi f_o nT + \phi_0), \quad (1)$$

gdje je  $A_a$  amplituda signala,  $f_o$  je fundamentalna frekvencija,  $T$  je vremenska perioda odabiranja signala,  $\omega_o$  je ugaona frekvencija signala, dok je  $\phi_0$  fazni pomjeraj mjenjenog signala u odnosu na signal nominalne frekvencije.

Često se koristi fazorska reprezentacija signala:

$$V = \left( \frac{V_m}{\sqrt{2}} \right) e^{j\phi} = V_r + jV_i. \quad (2)$$

PMU uređaji se koriste za estimaciju parametara usvojenog modela fazora. Mjerenja sa pojedinačnih PMU uređaja su međusobno sinhronizovana, uz pomoć GPS tehnologije.

U literaturi je predložen veliki broj metoda koje se bave ovom problematikom, dok su u nastavku opisane dvije reprezentativne metode, od kojih jedna vrši estimaciju u vremenskom, a druga u frekvencijskom domenu.

Metode, koje su korištene u ovom radu, u cilju poređenja performansi, su u kratkim crtama prikazane u nastavku.

### A. LES metoda

Least Error Square (LES) algoritam za estimaciju sinhfrozora predstavlja iterativni algoritam, koji se bazira se na LS metodi [2]. U ovoj metodi se koristi multikomponentni model mjenjenog signala:

$$\hat{\mathbf{Y}}(n) = \mathbf{A}\hat{\mathbf{V}}(n) + \boldsymbol{\varepsilon}(n) \quad (3)$$

gdje je  $\hat{\mathbf{Y}}(n)$  vektor mjenjenih odbiraka unutar prozora centriranog u trenutku  $n$ , matrica  $\mathbf{A}$  sadrži parametre korištenog modela,  $\hat{\mathbf{V}}(n)$  je vektor kolona koji sadrži estimirane vrijednosti fazora osnovnog i viših harmonika, dok  $\boldsymbol{\varepsilon}(n)$  predstavlja bijeli Gausov šum kojim se modeluju greške mjerenja i efekti kvantizacije [2]. Na osnovu (3), parametri sinhfrozora u trenutku  $n$  se estimiraju na sljedeći način:

$$\hat{\mathbf{V}}(n) = [\mathbf{A}^T \mathbf{A}]^{-1} \mathbf{A}^T \hat{\mathbf{Y}}(n). \quad (4)$$

Nakon proračuna fazora, devijacija od nominalne frekvencije se može estimirati na sljedeći način [2]:

$$\hat{f}(n) = \frac{\left( \arg\{\hat{\mathbf{V}}_n\} - \arg\{\hat{\mathbf{V}}_{n-K}\} \right) F_s}{2\pi K}, \quad (5)$$

gdje  $\arg\{\hat{\mathbf{V}}_n\}$  i  $\arg\{\hat{\mathbf{V}}_{n-K}\}$  predstavljaju fazne pomjeraje

proračunate u tekućem, odnosno prethodnom vremenskom prozoru,  $F_s$  predstavlja učestanost odabiranja, i  $K$  predstavlja udaljenost dva susjedna vremenska prozora u odbircima, koja zavisi od željene brzine reportovanja [2].

### B. DFT algoritam

U standardu za sinhfrozore se kao referentni algoritam za estimaciju sinhfrozora koristi dinamički FIR filtar baziran na DFT-u [4]. Parametri fundamentalne komponente se mogu estimirati koristeći sljedeću jednačinu:

$$\hat{V}(n) = \frac{2}{G} \sum_{k=-M/2}^{M/2} v(n+k) \times W(k) \times e^{-j(i+k)T\omega_0}. \quad (6)$$

U relaciji (6)  $\mathbf{W}$  predstavlja koeficijente FIR filtra,  $M$  je dužina prozora,  $\omega_0$  ima vrijednost nominalne frekvencije signala,  $T$  jeste perioda odabiranja,  $h(k)$  predstavlja Hamming-ov prozor, dok je  $G$  suma koeficijenata filtra [4]. Slično kao kod LES algoritma, frekvencija signala se estimira na osnovu proračunatog faznog pomjeraja u posljednje dvije iteracije.

## III. PREDLOŽENI ALGORITAM

Predložena metoda koristi model signala definisan u relaciji (1). U [21] je pokazano da postoje kompleksni koeficijenti  $W_1$  i  $W_2$ , takvi da važi sljedeća relacija:

$$r(nT) = e^{j(\omega nT + \phi)} = W_1 x(nT) + jW_2 x((n-\Delta)T), \quad (7)$$

gdje je  $\Delta$  vremensko kašnjenje u odbircima. Pokazuje se da pomenuti koeficijenti imaju sljedeće vrijednosti [21]:

$$W_1 = -\frac{e^{-j\omega T \Delta}}{A \sin \omega T \Delta}, \quad W_2 = \frac{j}{A \sin \omega T \Delta}. \quad (8)$$

Ako se pretpostavi da se parametri signala ne mijenjaju unutar prozora širine  $N+\Delta+1$ , tada se za posmatrani trenutak  $n$  koeficijenti  $W_1$  i  $W_2$  mogu odrediti minimizacijom funkcije performanse [21]:

$$J(n) = 1 - \left| \mathbf{W}^H(n) \mathbf{X}(n) \right|, \quad (9)$$

gdje je  $\mathbf{W}$  vektor koeficijenata  $W_1$  i  $W_2$ , dok je  $\mathbf{X}(n)$  matrica odgovarajućih odbiraka:

$$\mathbf{X}(n) = \begin{bmatrix} x(n-N/2) & x(n-N/2-\Delta) \\ \dots & \dots \\ x(n) & x(n-\Delta) \\ \dots & \dots \\ x(n+N/2) & x(n+N/2-\Delta) \end{bmatrix}. \quad (10)$$

Vektor  $\mathbf{W}$  koji zadovoljava (7) može se odrediti primjenom LSCMA (Least Square Constant Modulus) algoritma [21].

Kada postoje amplitudske i fazne modulacije signala, LSCMA algoritam ne daje zadovoljavajuće rezultate, jer je izveden pod pretpostavkom da su parametri signala konstantni unutar posmatranog prozora. Da bi se postigle bolje performanse algoritma u dinamičkim uslovima,

funkcija performanse se može modifikovati na sljedeći način:

$$J(n) = 1 - \left| \mathbf{W}^H(n) \mathbf{G}^H \mathbf{G} \mathbf{X}(n) \right|, \quad (11)$$

gdje je  $\mathbf{G}$  dijagonalna matrica težinskih koeficijanata. Težinske koeficijente treba odabrati tako da se najveća težina daje odbirku u sredini prozora. Sa druge strane, što je odbirak udaljeniji od sredine prozora, njegov doprinos u estimaciji vektora  $\mathbf{W}$  treba da bude manji, odnosno, treba mu dati manji težinski koeficijent.

Vektor  $\mathbf{W}$  koji minimizuje funkciju performanse (11) se može naći na sljedeći način:

$$\begin{aligned} \mathbf{y}(n) &= \mathbf{X}(n) \mathbf{W}(n-K)^H / \left| \mathbf{W}(n-K)^H \mathbf{X}(n) \right| \\ \mathbf{W}(n) &= (\mathbf{G} \mathbf{X})^\dagger \mathbf{G} \mathbf{y}(n). \end{aligned} \quad (12)$$

Može se uočiti da vrijednost vektora  $\mathbf{W}(n)$  zavisi od vrijednosti istog vektora u prethodnom prozoru. Da bi se postigli bolji rezultati u dinamičkim uslovima, za posmatrani prozor, jednačinu (12) treba izračunati nekoliko puta, kako bi algoritam uspio da pronađe optimalno rješenje.

U proračunatim koeficijentima se nalaze informacije o parametrima usvojenog modela. Na osnovu (8), amplituda se može proračunati na sljedeći način:

$$\hat{a}(n) = \frac{\sin(\arg\{W_2(n)/W_1(n)\})}{|W_1(n)|}, \quad (13)$$

dok se frekvencija signala određuje pomoću sljedeće relacije:

$$\hat{f}(n) = \left| \pi/2 + \arg\{W_2(n)/W_1(n)\} / (2\pi T \Delta) \right|. \quad (14)$$

Koristeći proračunatu vrijednost koeficijenta  $W_2$ , kao i signal  $r(n)$ , može se proračunati trenutni fazni pomjeraj [21]:

$$\hat{\phi}(n) = \arg\{W_2(n)r(n)\}, \quad (15)$$

Predloženi algoritam izveden je pod pretpostavkom da sadrži samo osnovni harmonik. U cilju postizanja robusnosti na pojavu viših harmonika, ulazni signal najprije treba filtrirati niskopropusnim filtrom. Niskopropusni filter treba dizajnirati tako da ima jedinično pojačanje u okolini nominalne frekvencije, a da pritom što više slabi drugi harmonik. S obzirom na to da je u trenutku posmatranja dostupno po  $M/2$  budućih i starih odbiraka, za filtriranje je pogodno koristiti FIR filter čiji su koeficijenti jednaki koeficijentima impulsnog odziva idealnog filtra pomnoženog sa prozorskom funkcijom [23]:

$$g(n) = \sum_{m=-M/2}^{M/2} \frac{\sin(2\pi f_c T m)}{\pi m} h(m) \delta(n-m). \quad (16)$$

Sa  $h(m)$  je označena prozorska funkcija, a sa  $f_c$  presječna frekvencija u Hz. Odabir dužine filtra, presječne frekvencije i prozorske funkcije predstavlja kompromis između zahtjeva za ravnom karakteristikom u okolini nominalne učestanosti i veće selektivnosti u okolini presječne učestanosti.

Bitno je naglasti da je filter (16) simetričan, te da ima nultu faznu karakteristiku. Na ovaj način se ne unosi fazno kašnjenje prilikom filtriranja. Sa druge strane, ukoliko se amplitudska karakteristika na nominalnoj frekvenciji razlikuje od jedinice, potrebno izvrši korekciju estimarane amplitude:

$$\hat{a}_k(n) = \frac{\hat{a}(n)}{A_g(\omega)}, \quad (17)$$

gdje je  $A_g(\omega)$  vrijednost amplitude filtra na učestnosti  $\omega$ :

$$A_g(\omega) = \sum_{m=-M/2}^{M/2} \frac{\sin(2\pi f_c T m)}{\pi m} h(m) e^{-j\omega m T}. \quad (18)$$

#### IV. REZULTATI SIMULACIJA

Simulacije su izvršene u skladu sa standardom [4]. Korištena je frekvencija odabiranja signala od 1250 Hz, i brzina izvještavanja od 50 izvještaja u sekundi. Za predloženi metod je korištena dužina računskog prozora od 70 odbiraka. U slučaju algoritma koji se bazira na LES metodi, odnosno DFT-u, korištene su dužine prozora od 50, odnosno 280 odbiraka. U predloženoj metodi, usvojeno je kašnjenje signala od 5 odbiraka, dok je Kaiser-ov prozor korišten kao težinska funkcija. Broj koeficijanata niskopropusnog filtra je 200, presječna frekvencija je 80Hz, pri čemu je korišten Hann-ov prozor. Kod LSCMA algoritma, korišteni su parametri iz [22].

U slučaju raznih vrijednosti frekvencije signala, u opsegu 50Hz  $\pm$  5Hz, vrijednosti TVE greške (*Total Vector Error*) [4], date su u Tabeli I. Rezultati pokazuju da metoda bazirana na DFT-u, pokazuje najveće vrijednosti TVE greške. Predložena metoda pokazuje veliku tačnost u razmatranom režimu rada.

TABELA I  
TVE U STACIONARNOM STANJU, ZA RAZNO F

$f$ (Hz)	Opseg frekvencije		Maksimalna TVE	
	+/- 5 Hz		1%	
	Pred. M.	DFT	LES	LSCMA
45	9.831e-07	0.0306	4.921e-12	4.633e-06
50	6.256e-07	0.0349	8.222e-12	2.737e-06
55	1.089e-06	0.0208	7.784e-12	2.13e-06

U Tabeli II su prikazane vrijednosti TVE greške u stacionarnom režimu, za razne vrijednosti amplitude, u skladu sa standardom [4]. Od svih razmatranih metoda, predložena metoda postiže najtačnije rezultate, dok DFT metoda pokazuje najveću grešku u estimaciji.

U Tabeli III je prikazana FE greška (*Frequency Error*), u stacionarnom stanju, za vrijednosti frekvencije, korištene u Tabeli I. Metoda predložena u standardu pravi značajnu grešku u estimaciji, kada frekvencija odstupa od nominalne vrijednosti, dok predložena metoda autora postiže sveukupno najtačniju estimaciju. U poređivu grešku prikazuje i LES metoda.

Vrijednosti TVE, odnosno FE greške, za slučaj linearne funkcije frekvencije od vremena (rampa promjena frekvencije) prikazane su u Tabeli IV i Tabeli V, respektivno. U ovom testu, najveću tačnost, odnosno najmanje vrijednosti TVE greške pokazuju LES metoda i

predložena metoda, gdje blagu prednost u tačnosti postiže LES metoda. Kada je u pitanju FE greška, dvije razmatrane metode imaju izraženo manju tačnost u odnosu na predloženu metodu.

TABELA II  
TVE U STACIONARNOM STANJU, ZA RAZNO A

A (p.u.)	Opseg		Maksimalno TVE	
	10% - 200%		1%	
	Pred. M.	DFT	LES	LSCMA
0.1	6.256e-12	0.0349	7.764e-12	2.737e-06
0.8	6.256e-12	0.0349	7.764e-12	2.737e-06
1.2	6.256e-12	0.0349	7.757e-12	2.737e-06
2.0	6.256e-12	0.0349	7.757e-12	2.737e-06

TABELA III  
FE, U STACIONARNOM STANJU, ZA RAZNO F

f (Hz)	Opseg		Maksimalno FE	
	+/- 5 Hz		0.005 Hz	
	Pred. M.	DFT	LES	LSCMA
45	2.061e-13	0.0028	5.826e-13	1.798e-06
50	2.274e-13	7.816e-14	5.414e-13	1.142e-06
55	1.634e-13	0.0019	1.137e-13	1.217e-06

TABELA IV  
TVE ZA SLUČAJ RAMPA FUNKCIJE FREKVENCIJE

[Hz/s]	Brzina rampa f-je		Maksimalno TVE	
	Rf=+- 1 Hz/s		1%	
	Pr. M.	DFT	LES	LSCMA
-1.0	0.0515	0.2357	0.0507	0.052
1.0	0.0512	0.2344	0.0495	0.0487

TABELA V  
FE ZA SLUČAJ RAMPA FUNKCIJE FREKVENCIJE

[Hz/s]	Brzina rampa f-je		Maksimalno FE	
	Rf=+-1 Hz/s		0.005 Hz/s	
	Pr. M.	DFT	LES	LSCMA
-1.0	0.0028	0.0114	0.0114	0.024
1.0	0.0028	0.0112	0.0116	0.024

Za potrebe simulacije dinamičkih uslova, koristi se sljedeći model signala, u skladu sa standardom [2]:

$$X_a = X_m [1 + k_x \cos(\omega t)] \times \cos[\omega_0 t + k_a \cos(\omega t - \pi)], \quad (19)$$

gdje je  $X_m$  amplituda signala, koeficijenti predstavljaju koeficijente amplitudske i fazne modulacije, respektivno, dok je  $\omega$  ugaona frekvencija modulacije signala.

Vrijednosti TVE pri amplitudskim modulacijama, su prikazane u Tabeli VI. Predložena metoda postiže vidljivo bolju tačnost u odnosu na razmatrane metode. Rezultati FE greške istog testa su prikazani u Tabeli VII i pokazuju da su tačnosti estimacije predložene metode i DFT metode uporedive, dok su znatno veće od algoritma baziranog na LES metodi.

Drugi tip modulacije, predložen u standardu, jeste fazna modulacija [4]. U Tabeli VII i Tabeli IX su prikazane vrijednosti TVE i FE greške, respektivno. Na osnovu rezultata može se primijetiti da je tačnost predložene metode

znatno bolja od tačnosti ostalih razmatranih metoda.

TABELA VI  
TVE ZA SLUČAJ AMPLITUDSKE MODULACIJE

fm [Hz]	Parametri $k_x, k_a$		Maksimalno TVE	
	$k_x=0.1 ; k_a=0$		3 %	
	Pr. M.	DFT	LES	LSCMA
0.1	1.093e-04	0.0349	0.009	0.0154
0.5	0.002	0.035	0.049	0.1084
1	0.0077	0.038	0.1	0.2201
2	0.0351	0.0633	0.21	0.4614
3	0.0882	0.1641	0.3488	0.7449
4	0.1682	0.4004	0.5431	1.0958
5	0.2622	0.8041	0.7758	1.4965

TABELA VII  
FE ZA SLUČAJ AMPLITUDSKE MODULACIJE

f [Hz]	Parametri $k_x, k_a$		Maksimalno FE	
	$k_x=0.1 ; k_a=0$		0.3 Hz	
	Prop. M.	DFT	LES	LSCMA
0.1	1.333e-07	6.569e-09	7.787e-06	0.0057
0.5	3.726e-06	1.075e-06	2.385e-04	0.0394
1	1.352e-05	8.121e-06	9.495e-04	0.0781
2	6.209e-05	5.654e-05	0.0038	0.1481
3	1.611e-04	1.517e-04	0.0083	0.2062
4	3.171e-04	2.558e-04	0.0142	0.2499
5	5.129e-04	3.082e-04	0.0204	0.2725

TABELA VIII  
TVE ZA SLUČAJ FAZNE MODULACIJE

fm [Hz]	Parametri $k_x, k_a$		Maksimalno TVE	
	$k_x=0 ; k_a=0.1$		3 %	
	Pr. M.	DFT	LES	LSCMA
0.1	5.235e-05	0.035	2.199e-04	2.963e-04
0.5	0.0014	0.0358	0.006	0.0072
1	0.0055	0.0403	0.0241	0.0303
2	0.0209	0.0712	0.0957	0.1168
3	0.0431	0.1691	0.2157	0.2518
4	0.0689	0.3871	0.3801	0.4204
5	0.0977	0.7540	0.5916	0.6202

TABELA IX  
FE ZA SLUČAJ FAZNE MODULACIJE

fm [Hz]	Parametri $k_x, k_a$		Maksimalno FE	
	$k_x=0 ; k_a=0.1$		0.3 Hz	
	Pr. M.	DFT	LES	LSCMA
0.1	1.679e-05	6.737e-05	6.747e-05	1.29e-04
0.5	4.399e-04	0.0017	0.0017	0.0035
1	0.0018	0.0068	0.0068	0.0138
2	0.0071	0.027	0.0271	0.0528
3	0.016	0.0606	0.0607	0.1123
4	0.0285	0.1073	0.1075	0.1852
5	0.0451	0.1671	0.1607	0.2706

U Tabeli X, odnosno Tabeli XI, prikazane su vrijednosti TVE, odnosno FE greške, u slučaju prisustva harmonika. Predložena metoda postiže značajno manje vrijednosti TVE greške u odnosu na ostale razmatrane metode, i uporedive

vrijednosti FE greške sa prezentovanim metodama.

TABELA X  
TVE ZA SLUČAJ POSTOJANJA HARMONIKA

$f_2$ [Hz]	Amplituda $A_2$		Maksimalno TVE	
	$A_2=0.1$ %		1 %	
	Pr. M.	DFT	LES	lcma
100	0.0101	0.0347	4.921e-12	0.036
150	1.766e-04	0.0322	0.2796	7e-3
200	6.376e-06	0.0336	0.2057	1e-3
350	3.354e-06	0.0347	0.0721	1e-7

TABELA XI  
FE, ZA SLUČAJ POSTOJANJA HARMONIKA

$f_2$ [Hz]	Amplituda $A_2$		Maksimalno FE	
	$A_2=0.1$ %		0.025 Hz	
	Pr. M.	DFT	LES	lscma
100	7.949e-04	6.395e-14	9.592e-13	1e-13
150	1.353e-04	7.816e-14	1.172e-12	1e-13
200	9.237e-13	8.526e-14	1.464e-12	1e-13
350	5.045e-13	7.105e-14	3.169e-12	1e-13

## V. ZAKLJUČAK

U radu je predložen novi pristup za estimaciju sinhrofazora koji se bazira na transformaciji realnog sinusnog signala u kompleksni signal koristeći WLSCMA algoritam. Koeficijenti transformacije sadrže informacije o amplitudi i frekvenciji fazora, dok se na osnovu dobijenog kompleksnog signala vrši estimacija faze. Kod predloženog pristupa je potrebno izvršiti niskopropusno fitiranje napona i struja, kako bi se smanjio uticaj viših harmonika. Predloženi algoritam zadovoljava sve kriterijume IEEE standarda C37.118.1-2011. Rezultati simulacija pokazuju da predloženi pristup u svim simuliranim scenarijima pokazuje sličnu ili veću tačnost u odnosu na razmatrane algoritme.

## ZAHVALNICA

Dio istraživanja je podržan od Ministarstva nauke i prosvjete Crne Gore i BIO-ICT Centra izvrsnosti.

## LITERATURA

- [1] Arulampalam Atputharajah, Tapan Kumar Saha, „Power System Blackouts – Literature review“, Fourth International Conference on Industrial and Information Systems, ICIIS 2009, 28-31 Dec. 2009.
- [2] Sarasij Das, Tarlochan Sighu, “A Simple Synchrophasor Estimation Algorithm Considering IEEE Standard C37.118.1-2011 and Protection Requirements”, IEEE TRANSACTIONS ON INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT, vol. 62, no. 10, Oct. 2013.
- [3] Aranya Chakraborty, Pramod P. Khargonekar, “Introduction to Wide-Area Control of Power Systems”, American Control Conference (ACC), Jun. 17-19, 2013.
- [4] IEEE Standard for Synchrophasor Measurements for Power Systems, IEEE Standard C37.118.1-2011 (Revision of IEEE Standard C37.118-2005).
- [5] Jose Antonio de la O Serna, Senior Member, IEEE, “Synchrophasor Estimation Using Prony’s Method”, IEEE Trans. On Instrumentation and Measurement, Vol. 62, No. 8, Avg 2013.
- [6] J. A. de la O Serna and K. Martin, “Improving phasor measurements under power system oscillations,” IEEE Trans. Power Syst., vol. 18, no. 1, pp. 160–166, Feb. 2003.
- [7] Sarasij Das, Tarlochan Sighu, “A Simple Synchrophasor Estimation Algorithm Considering IEEE Standard C37.118.1-2011 and

- Protection Requirements”, IEEE TRANSACTIONS ON INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT, vol. 62, no. 10, Oct. 2013.
- [8] G. Benmouyal, “System and algorithm for exact compensation of fundamental phasors”, Aug. 23., 2005, Patent 6 934 654.
- [9] D. J. Hoeweler, A. A. M. Esser, J. P. Lyons, G. B. Kliman, R. A. A. Koegi, and M. G. Adamiak, “Method and apparatus for exact compensation of phasor estimation”, Oct. 31, 200x, Patent 6 141 196.
- [10] G. Benmouyal, “An adaptive sampling interval generator for digital relaying,” IEEE Trans. Power Del., vol. 4, no. 3, pp. 1602–1609, Jul. 1989.
- [11] G. C. Zweigle, L. S. Anderson, A. Guzman-casillas “Apparatus and method for estimating synchronized phasors at predetermined times referenced to an absolute time standard in an electrical system”, Jan. 20, 2009, Patent 7 480 580 B2.
- [12] D. Hart, D. Novosel, H. Yi, B. Smith, and M. Egolf, “A new frequency tracking and phasor estimation algorithm for generator,” IEEE Trans. Power Del., vol. 12, no. 3, pp. 1064–1073, Jul. 1997.
- [13] D. Macii, D. Petri, and A. Zorat, “Accuracy analysis and enhancement of DFT-based synchrophasor estimators in off-nominal conditions,” IEEE Trans. Instrum. Meas., vol. 61, no. 10, pp. 2653–2664, Oct. 2012.
- [14] G. Barchi, D. Macii, and D. Petri, “Accuracy of one-cycle DFT-based synchrophasor estimators in steady-state and dynamic conditions,” in Proc. IEEE Int. Instrum. Meas. Technol. Conf., May 2012, pp. 1529–1534.
- [15] D. Macii, D. Petri, and A. Zorat, “Accuracy of DFT-based synchrophasor estimators at off-nominal frequencies,” in Proc. IEEE Int. Workshop AMPS, Sep. 2011, pp. 19–24.
- [16] J. A. de la O Serna, “Dynamic phasor estimates for power system oscillations,” IEEE Trans. Instrum. Meas., vol. 56, no. 5, pp. 1648–1657, Oct. 2007.
- [17] P. Zarchan, H. Musoff, and F. K. Lu, Fundamentals of Kalman Filtering: A Practical Approach, 3rd ed. AIAA (American Institute of Aeronautics & Ast, Sep. 2009.
- [18] J. A. de la O Serna and J. Rodríguez, “Instantaneous dynamic phasor estimates with Kalman filter,” IEEE PES General Meeting, Minneapolis, MN, 2010, pp. 1-6.
- [19] V. V. Terzija, M. B. Djuric, B. D. Kovacevic, “Voltage phasor and local system frequency estimation using Newton type algorithm,” IEEE Trans. Power Del., vol. 9, no. 3, pp. 1368–1374, Jul. 1994.
- [20] C. Qian and M. Kezunovic, “Dynamic synchrophasor estimation with modified hybrid method,” 2016 IEEE Power & Energy Society Innovative Smart Grid Technologies Conference (ISGT), Minneapolis, MN, 2016, pp. 1-5.
- [21] Ž. Zečević, B. Krstajić, T. Popović, “Improved frequency estimation in unbalanced three-phase power system using coupled orthogonal constant modulus algorithm”, IEEE Transactions on Power Delivery, Volume: PP, Issue: 99, June 2016.
- [22] Ž. Zečević, T. Popović, Z. Uskoković, B. Krstajić, “Synchrophasor and Frequency Estimation Algorithm”, *ETF Journal of Electrical Engineering*, vol. 22, No. 1, 103- 110, 2016, ISSN 0354-8653.
- [23] A. V. Oppenheim, R. W. Schaffer, J. R. Buck, Discrete-time signal processing, Prentice Hall, Upper Saddle River, N.J., 1999.

## ABSTRACT

Power system, as a highly nonlinear and complex system, changes its operational conditions continuously. As demand for electrical energy is growing constantly, by expanding the consumer consumption, there is also a growth of producing capacity. That makes the stability of the grid as a high challenge. Synchronized phasor measurement and Phasor Measurement Units (PMUs) have become a subject of interest in modern power systems. The algorithm proposed in this paper estimates the phasors, based on the measured samples of the phase voltage/current signal. The algorithm uses WLSCMA (Weighted Least Squares Constant Modulus Algorithm). Simulation results conducted in the paper show that proposed algorithm has better performances, compared to the considered ones.

## Dynamic synchrophasor and frequency estimation algorithm

Ivan Jokić, Žarko Zečević and Božo Krstajić