

# Metode za določanje frekvence elektroenergetskega sistema

Marko Polak<sup>1</sup>, Bojan Grčar<sup>2</sup>, Jožef Ritonja<sup>2</sup>

<sup>1</sup> Elektro-Slovenija, d.o.o., Hajdrihova 2, 1000 Ljubljana

<sup>2</sup> Univerza v Mariboru, Fakulteta za elektrotehniko, računalništvo in informatiko, Smetanova 17, 2000 Maribor

E-pošta: marko.polak@eles.si

**Povzetek.** V prispevku je prikazan pregled metod za določanje frekvence elektroenergetskega sistema. Podrobneje so prikazane najbolj perspektivne metode: iterativna metoda najmanjše vsote kvadratov odstopanj, izboljšana diskretna Fourierjeva transformacija in dekompozicija v ortogonalne komponente. Predstavljene so teoretične osnove posameznih metod ter njihove prednosti in slabosti. Lastnosti posameznih metod so numerično ovrednotene z vidika natančnosti določitve frekvence, dinamike odziva na spremembe parametrov vhodnega signala in vpliv nemodeliranih komponent vhodnega signala (višje harmonske komponente, subharmonske komponente, merilni šum) na določitev frekvence. Metode smo testirali s testnimi signali, ki ponazarjajo različna stanja elektroenergetskega sistema.

**Ključne besede:** elektroenergetski sistem, določitev frekvence

## Methods for Power System Frequency Estimation

**Extended abstract.** One of the most important power system parameters is its frequency of sinusoidal quantities. It reflects the balance between the power system loads and generated active power that impacts the overall stability of a power system. There is no ideal (optimal) method for estimating the power frequency, because of variations in the power system signal deviation distortion from an ideal sinusoidal waveform. The paper provides a survey of methods for estimation of the periodical signal frequency. Three methods are presented in detail: iterative least-error square method, smart discrete Fourier transformation and orthogonal decomposition. Theoretical basis of these methods are presented with an emphasis on the derived algorithm and their properties are numerically evaluated in terms of accuracy, convergence speed and sensitivity to random disturbances. Their efficiency is presented for a nominal operating state (Fig. 1), operating state with a high rate of high harmonics, subharmonics and noise (Fig. 2) and disconnection of a large load from the power system (Fig. 3). Results of the analysed methods are compared.

**Keywords:** power system, frequency estimation

### 1 Uvod

Frekvenca spremenljivk stanja elektroenergetskega sistema (EES) je eden najpomembnejših parametrov EES. Na podlagi spreminjanja frekvence lahko sklepamo na usklajenost med proizvedeno in porabljeno delovno močjo v EES, prav tako pa je frekvenca tudi pomemben kazalnik stabilnosti EES. Poleg pomena za vodenje sistema je poznavanje frekvence pomembno tudi za kontrolo kakovosti električne energije in pravilno delovanje numeričnih relejev. Zaradi odstopanja od nazivne frekvence lahko v digitalnem procesiranju vhodnih signalov pride do znatnih

pogreškov in s tem do izostalega ali nepotrebne delovanja zaščitnih relejev.

Zaradi manjšega ali večjega odstopanja oblik periodičnih signalov EES od popolne sinusne oblike, določitev frekvence periodičnega signala ni preprosta naloga. Glede na namen uporabe delimo metode za določitev frekvence periodičnega signala na:

- počasne in
- hitre.

Počasne metode potrebujejo daljše časovno okno za določitev frekvence, hitre pa uporabljajo kratko podatkovno okno, kar vpliva na natančnost določitve frekvence in občutljivost na nemodelirane komponente vhodnega signala.

Nadalje delimo počasne metode na stacionarne, ki imajo počasnejši odziv na spremembe parametrov vhodnega signala, in tranzientne, ki imajo hitrejši odziv, vendar so manj natančne. Tranzientne so namenjene določitvi frekvence pri prehodnih pojavih v EES, torej pri hitrih spremembah parametrov vhodnih signalov. V normalnem obratovalnem stanju EES, ko se parametri signala ne spreminjajo ali se spreminjajo počasi, pa so primerne stacionarne metode. Uporabljajo se v napravah vodenja, meritev, zaščitnih napravah, sinhronizatorjih, lokatorjih napak ...

Članek obravnava stacionarne metode za izračun frekvence periodičnih signalov. Podan je pregled znanih metod. Na podlagi teoretičnih analiz in numeričnih izračunov smo izbrali tri metode, ki dajejo najboljše rezultate.

Pregled metod je podan v poglavju 2. Izbrane metode so podrobneje teoretično predstavljene v poglavju 3, njihova numerična analiza pa je podana v poglavju 4. V poglavju 5 je podan sklep.

## 2 Pregled metod za določitev frekvence EES

Pregled posameznih metod za izračun frekvence obravnava nekaj člankov ([1], [2], in [3]), vendar v nobenem pregled ni celovit in kritično ovrednoten.

Za določitev frekvence se najdlje uporabljajo metode na podlagi tehnike prehoda skozi nič [1]. Zelo razširjene so metode, ki temeljijo na diskretni Fourierjevi transformaciji [4] in metodi najmanjših kvadratov [5]. Drugačen pristop so metode, ki temeljijo na uporabi filtra z zarezno [6]. Predstavljenih je veliko metod, ki uporabljajo Kalmanove filtre [2]. Za izračun frekvence je na več načinov prirejena tudi Newtonova metoda [7]. Določitev frekvence EES je mogoča tudi z razstavitvijo signala na ortogonalne komponente [8]. Posebna skupina metod uporablja za določitev frekvence EES metode fazno zaključene zanke [9]. V manjši meri zasledimo tudi uporabo Sezijeve metode, Min-Norm metode, Pronyjeve metode, uporabo Novelovega sistema, demodulacijskega koncepta ter metod z uporabo valjčne transformacije in nevronskih omrežij.

Na podlagi pregleda člankov, dobljenih rezultatov numeričnih izračunov in števila različnih izpeljank metod smo izbrali osem skupin metod, ki dajejo najboljše rezultate. Te so:

- metode tehnike prehoda skozi nič,
- metode najmanjše vsote kvadratov odstopanj,
- diskretna Fourierjeva transformacija,
- Kalmanov filter,
- Newtonova metoda,
- adaptivni zarezni filter,
- metoda fazno zaključene zanke in
- dekompozicija v ortogonalne komponente.

Te metode smo podrobno numerično ovrednotili glede na naslednja merila:

- natančnost določitve frekvence sinusnega vhodnega signala pri različnih vrednostih frekvence (stacionarna točnost),
- hitrost konvergence metode pri spremembah frekvence in amplitude vhodnega sinusnega signala (dinamika odziva),
- vpliv nemodeliranih komponent vhodnega signala (višje harmonske komponente, subharmonske komponente, merilni šum) na natančnost določitve frekvence,
- vpliv prostih parametrov metode na njene lastnosti (natančnost, hitrost konvergence).

Numerično ovrednotenje smo opravili s signali, ki ustrezajo različnim obratovalnim stanjem EES.

Rezultati podrobnega numeričnega ovrednotenja posameznih metod kažejo, da nobena metoda ni najboljša glede na vsa navedena merila. Zato smo za podrobno predstavitev izbrali metode, ki dajejo v povprečju najboljše rezultate. Te so:

- iterativna metoda najmanjše vsote kvadratov odstopanj (LES),
- izboljšana diskretna Fourierjeva transformacija (SDFT) in
- dekompozicija v ortogonalne komponente (OD).

## 3 Teoretične osnove izbranih metod

### 3.1 Iterativna metoda najmanjše vsote kvadratov odstopanj - LES

Metoda [5] temelji na minimizaciji vsote kvadratov pogreška med dejansko in predpostavljeno obliko signala, tj. signalnim modelom. Signalni model predstavlja naslednji izraz:

$$u(t) = U_{DC} + \sum_{m=1}^M U_m \cos(m\omega t + \varphi_m) + e(t), \quad (1)$$

Kjer so  $e(t)$  nemodelirane subharmonske in harmonske komponente in merilni šum.

Z uporabo trigonometrijskih enačb lahko zapišemo:

$$u(t) = U_{DC} + \sum_{m=1}^M U_m \sin(m\omega t) + \sum_{m=1}^M U_{im} \cos(m\omega t) + e(t), \quad (2)$$

kjer je:  $U_m = U_m \cos(\varphi_m)$  – realna komponenta  $m$ -te harmonske komponente in

$U_{im} = U_m \sin(\varphi_m)$  – imaginarna komponenta  $m$ -te harmonske komponente.

Izraz (2) lineariziramo z razvojem funkcij  $\sin(m\omega t)$  in  $\cos(m\omega t)$  v Taylorjevo vrsto v okolici nazivne krožne frekvence  $\omega_0$ . Z upoštevanjem prvih dveh členov Taylorjeve vrste dobimo:

$$u(t) = U_{DC} + \sum_{m=1}^M [U_m \sin(m\omega_0 t) + U_{im} \Delta\omega m t \cos(m\omega_0 t)] + \sum_{m=1}^M [U_{im} \cos(m\omega_0 t) - U_m \Delta\omega m t \sin(m\omega_0 t)] + e(t) \quad (3)$$

kjer je  $\Delta\omega = \omega - \omega_0$ . En. (3) lahko zapišemo v skrajšani obliki:

$$u(t) = \sum_{h=1}^{4M} a_h(t) z_h + e(t), \quad (4)$$

kjer so  $a_h(t)$  koeficienti in  $z_h$  neznanke, definirane kot:

$$\begin{aligned} a_1(t) &= 1 & z_1 &= U_{DC} \\ a_{1+m}(t) &= \sin(m\omega_0 t) & z_{1+m} &= U_m \\ a_{M+1+m}(t) &= m t \cos(m\omega_0 t) & z_{M+1+m} &= U_m \Delta\omega \\ a_{2M+1+m}(t) &= \cos(m\omega_0 t) & z_{2M+1+m} &= U_{im} \\ a_{3M+1+m}(t) &= -m t \sin(m\omega_0 t) & z_{3M+1+m} &= U_{im} \Delta\omega \end{aligned} \quad (5)$$

$m = 1, \dots, M$

Pri tem je  $\Delta\omega = \omega - \omega_0$ . Če zapišemo (5) za  $M$  odtipkov v izbranem časovnem oknu, dobimo sistem enačb:

$$\mathbf{u} = \mathbf{a}\mathbf{z} + \mathbf{e}. \quad (6)$$

Sistem rešimo glede na vektor neznanek  $\mathbf{z}$ , tako da bo pogrešek  $\mathbf{e}$  minimalen v kvadratičnem smislu. Dobimo:

$$\mathbf{z} = (\mathbf{a}^T \mathbf{a})^{-1} \mathbf{a}^T \mathbf{u} = \mathbf{A} \mathbf{u}, \quad (7)$$

Ko izračunamo neznanke, lahko določimo odstopanje frekvence od nazivne vrednosti:

$$\Delta f = \frac{1}{2\pi} \Delta \omega = \frac{1}{2\pi} \frac{U_m \Delta \omega}{U_m} = \frac{1}{2\pi} \frac{z_{M+1+m}}{z_{1+m}} \quad (8)$$

ali

$$\Delta f = \frac{1}{2\pi} \Delta \omega = \frac{1}{2\pi} \frac{U_m \Delta \omega}{U_m} = \frac{1}{2\pi} \frac{z_{3M+1+m}}{z_{2M+1+m}} \quad (9)$$

Zaradi linearizacije funkcij sinus in kosinus je metoda natančna v relativno ozkem območju okrog nazivne frekvence. Za izboljšanje natančnosti in za razširitev merilnega območja uporabimo v posameznem trenutku  $k$  več iteracij gornje metode (v vsaki iteraciji uporabimo za točko, v kateri se izvaja linearizacija, izračunano frekvenco v predhodni iteraciji).

### 3.2 Izboljšana diskretna Fourierjeva transformacija - SDFT

Določitev posameznih harmonskih komponent s pomočjo osnovne diskretne Fourierjeve transformacije (DFT) je pri odstopanju frekvence od nazivne vrednosti netočna, izboljšana diskretna Fourierjeva transformacija (SDFT) [4] pa to odstopanje frekvence upošteva. Osnovna DFT je namenjena izračunu harmonskih komponent signala, SDFT pa omogoča tudi izračun frekvence vhodnega signala.

Predpostavimo sinusni vhodni signal z dodano  $m$ -to harmonsko komponento. Pri tipanju vhodnega signala s frekvenco tipanja ( $50N$ ) Hz, kjer 50 pomeni nazivno frekvenco  $f_0 = 50$  Hz in je  $N$  enak številu odtipkov v periodi osnovne harmonske komponente nazivne frekvence, dobimo zaporedje odtipkov:

$$u(k) = U_1 \cos(2\pi f \frac{k}{50N} + \varphi_1) + U_m \cos(m 2\pi f \frac{k}{50N} + \varphi_m). \quad (10)$$

V fazorski notaciji lahko (10) zapišemo v obliki:

$$u(k) = \frac{\bar{u}_1 e^{j\frac{2\pi}{N}k} + \bar{u}_1^* e^{-j\frac{2\pi}{N}k}}{2} + \frac{\bar{u}_m e^{jm\frac{2\pi}{N}k} + \bar{u}_m^* e^{-jm\frac{2\pi}{N}k}}{2}. \quad (11)$$

S pomočjo DFT lahko zapišemo osnovno harmonsko komponento vzorčenega signala  $u(k)$  s pomočjo enačbe:

$$\hat{u}(k) = \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} u(k+n) \exp\left(-j \frac{2\pi n k}{N}\right), \quad (12)$$

kjer indeks  $k$  pomeni trenutni odtipek. Če vstavimo (11) v (12) in pri tem upoštevamo  $f = f_0 + \Delta f$ , dobimo:

$$\begin{aligned} \hat{u}(k) &= \frac{\bar{u}_1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \exp\left(j 2\pi(50 + \Delta f) \frac{k+n}{50N}\right) \exp\left(-j \frac{2\pi n k}{N}\right) + \\ &+ \frac{\bar{u}_1^*}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \exp\left(-j 2\pi(50 + \Delta f) \frac{k+n}{50N}\right) \exp\left(-j \frac{2\pi n k}{N}\right) + \\ &+ \frac{\bar{u}_m}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \exp\left(j 2\pi(50 + \Delta f) \frac{m(k+n)}{50N}\right) \exp\left(-j \frac{2\pi n k}{N}\right) + \\ &+ \frac{\bar{u}_m^*}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \exp\left(-j 2\pi(50 + \Delta f) \frac{m(k+n)}{50N}\right) \exp\left(-j \frac{2\pi n k}{N}\right) \end{aligned} \quad (13)$$

Poenostavljeno lahko izraz zapišemo kot:

$$\hat{u}(k) = A_k + B_k + C_k + D_k. \quad (14)$$

Za trenutek  $k+1$  velja:

$$\begin{aligned} A_{k+1} &= A_k a & B_{k+1} &= B_k a^{-1} \\ C_{k+1} &= C_k a^m & D_{k+1} &= D_k a^{-m} \end{aligned} \quad (15)$$

pri čemer smo za  $a$  vpeljali izraz:

$$a = \exp\left(j \left( \frac{\pi}{50N} (2\Delta f + 100) \right)\right). \quad (16)$$

S pomočjo faktorja  $a$  lahko določimo frekvenco. V ta namen izrazimo  $a$  z  $\hat{u}(k)$ . Zapišemo:

$$\hat{u}(k+1) = A_k a + B_k a^{-1} + C_k a^m + D_k a^{-m} \text{ in} \quad (17)$$

$$\hat{u}(k+2) = A_{k+1} a + B_{k+1} a^{-1} + C_{k+1} a^m + D_{k+1} a^{-m}. \quad (18)$$

En. (17) in (18) na obeh straneh pomnožimo z  $a^m$ :

$$a^m \hat{u}(k+1) = A_k a^{1+m} + B_k a^{-1+m} + C_k a^{2m} + D_k, \quad (19)$$

$$a^m \hat{u}(k+2) = A_{k+1} a^{1+m} + B_{k+1} a^{-1+m} + C_{k+1} a^{2m} + D_{k+1}. \quad (20)$$

Odštejemo (14) od (19) in (17) od (20):

$$\begin{aligned} \hat{y}(k) &= a^m \hat{u}(k+1) - \hat{u}(k) = \\ &= A_k (a^{1+m} - 1) + B_k (a^{-1+m} - 1) + C_k (a^{2m} - 1) \end{aligned} \quad (21)$$

$$\begin{aligned} \hat{y}(k+1) &= a^m \hat{u}(k+2) - \hat{u}(k+1) = \\ &= A_{k+1} (a^{1+m} - 1) + B_{k+1} (a^{-1+m} - 1) + C_{k+1} (a^{2m} - 1) \end{aligned} \quad (22)$$

Na podoben način se znebimo členov  $C_k$  in  $B_k$ . Dobimo:

$$a \hat{z}(k+1) - \hat{z}(k) = A_k (a^2 - 1) (a^{1+m} - 1), \quad (23)$$

$$a \hat{z}(k+2) - \hat{z}(k+1) = A_{k+1} (a^2 - 1) (a^{1+m} - 1), \quad (24)$$

kjer je  $\hat{z}(k) = a \hat{v}(k+1) - \hat{v}(k)$  in  $\hat{v}(k) = a^{-m} \hat{y}(k+1) - \hat{y}(k)$ .

Z deljenjem (23) in (24) dobimo:

$$\frac{a \hat{z}(k+2) - \hat{z}(k+1)}{a \hat{z}(k+1) - \hat{z}(k)} = \frac{A_{k+1}}{A_k} = a. \quad (25)$$

V (25) vstavimo  $\hat{u}$  in z numerično metodo poiščemo rešitev za  $a$ . Frekvenco vhodnega signala izračunamo iz  $a$ :

$$f = 50 + \Delta f = \cos^{-1}(\operatorname{Re}(a)) \frac{50N}{2\pi}. \quad (26)$$

Iz (25) se vidi, da za določitev  $f$  potrebujemo pet zaporednih vrednosti  $\hat{u}$ , torej  $\hat{u}(k)$ ,  $\hat{u}(k+1)$ ,  $\hat{u}(k+2)$ ,  $\hat{u}(k+3)$  in  $\hat{u}(k+4)$ , ki jih izračunamo s pomočjo osnovne DFT.

### 3.3 Dekompozicija v ortogonalne komponente - OD

S pomočjo ortogonalnih filtrov izračunamo ortogonalni komponenti vhodnega signala in ju nato uporabimo v algoritmu za izračun frekvence. Predpostavimo naslednji signalni model [8] v časovno diskretni obliki:

$$u(k) = U \cos(\omega k t_s + \varphi). \quad (27)$$

Za izračun ortogonalnih komponent uporabimo filtra, ki imata fazni karakteristiki premaknjeni za  $\pi/2$  pri vseh frekvencah vhodnega signala. To pomeni, da sta ortogonalna za vse frekvence. Ortogonalna filtra sta kosinusni in sinusni funkciji. Na izhodu iz filtrov dobimo ortogonalna signala:

$$y_c(k) = \sum_{n=0}^{N-1} u(k-n) \cos(\omega_0 n t_s) \quad \text{in} \quad (28)$$

$$y_s(k) = \sum_{n=0}^{N-1} u(k-n) \sin(\omega_0 n t_s), \quad (29)$$

kjer je  $\omega_0$  nazivna krožna frekvenca in N pomeni red filtra, ki je enak številu odtipkov v periodi osnovne harmonske komponente nazivne frekvence. Izhodna signala lahko zapišemo tudi kot:

$$y_c(k) = |F_c(\omega)| U \cos(k \omega t_s + \varphi + \alpha(\omega)) \quad (30)$$

$$y_s(k) = |F_s(\omega)| U \sin(k \omega t_s + \varphi + \alpha(\omega)), \quad (31)$$

kjer je  $|F(\omega)|$  ojačenje filtra. Ponavadi filtra načrtujemo tako, da imata enako ojačenje pri nazivni frekvenci. Pri drugih frekvencah sta ojačenja različni, zaradi česar sta različni tudi amplitudi izhodnih ortogonalnih signalov. Modificirana metoda [8], ki jo opisuje nadaljevanje, odpravlja to pomanjkljivost.

Zapišimo funkcijo, ki je proporcionalna frekvenci in amplitudi vhodnega signala:

$$g_h(\omega) = y_c(k)(y_s(k) - y_s(k-h)) - y_s(k)(y_c(k) - y_c(k-h)) \quad (32)$$

En. (30) in (31) vstavimo v (32) in poenostavimo. Dobimo:

$$g_h(\omega) = U^2 |F_c(\omega)| |F_s(\omega)| \sin(h \omega t_s). \quad (33)$$

Funkcijo  $g_h(\omega)$  zapišemo za dve različni zakasnitvi h in v ter poiščemo njuno razmerje:

$$\frac{g_v(\omega)}{g_h(\omega)} = \frac{\sin(v \omega t_s)}{\sin(h \omega t_s)}. \quad (34)$$

Vidimo, da je (34) neodvisna od ojačenja filtrov. Če izberemo  $v = 2h$ , dobimo preprosto enačbo za izračun frekvence:

$$\frac{g_{2h}(\omega)}{g_h(\omega)} = 2 \cos(h \omega t_s). \quad (35)$$

Z vstavitvijo (32) v (35) dobimo izraz za frekvenco:

$$f = \frac{1}{2\pi h t_s} \cdot \arccos \left( 0,5 \frac{y_s(k)y_c(k-2h) - y_c(k)y_s(k-2h)}{y_s(k)y_c(k-h) - y_c(k)y_s(k-h)} \right). \quad (36)$$

Zaradi lastnosti kosinusne funkcije lahko izberemo zakasnitev h v območju od 1 do N/4. Izbira h neposredno vpliva na hitrost, natančnost in občutljivost izračuna frekvence. Avtorji so v [8] pokazali, da dobimo najnatančnejše rezultate pri  $h = N/4$ , kjer pa je metoda najpočasnejša. Ker so pri manjših h pogreški večji, smo v simulacijah uporabljali zakasnitev N/4. Ker N pomeni tudi razmerje med frekvenco tipanja in nazivno frekvenco prvega harmonika vhodnega signala, mora biti razmerje N/4 naravno število.

## 4 Rezultati

Opravljen je bilo podrobno numerično ovrednotenje metod, izbranih v poglavju 2. Metode smo preizkusili z značilnimi signali, s katerimi smo simulirali različna stanja v EES. Prikazana je učinkovitost metod v primeru:

- normalnega obratovalnega stanja EES,
- obratovalnega stanja EES z več višjimi harmonskimi komponentami, subharmonsko komponento in merilnim šumom v vhodnem signalu in
- odklopa večjega bremena v EES.

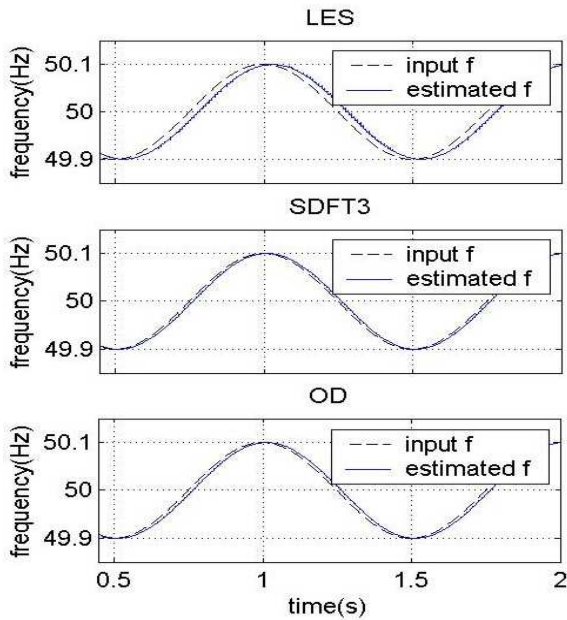
Metode smo ovrednotili glede na merila navedena v poglavju 2.

Z obsežnim testiranjem metod smo izkustveno določili parametre metod, pri katerih dobimo najboljše rezultate. Te parametre smo uporabili pri numeričnem vrednotenju metod (tabela 1).

Na sliki 1 so prikazani odzivi metod na vhodni signal, s katerim smo ponazorili normalno obratovalno stanje EES. Frekvenca vhodnega signala se malo spreminja, prisotna je tudi tretja harmonska komponenta. Spreminjanje frekvence vhodnega signala smo ponazorili s sinusno funkcijo male amplitude in frekvence.

Metoda	Parameter	Opis
LES	M=3	najvišja stopnja upoštevanega harmonika
	$N_w = 3N$	dolžina podatkovnega okna
SDFT <sub>3</sub>	m=3	upoštevana harmonska komponenta
NM	M=3	najvišja stopnja upoštevanega harmonika
	$N_w = 2N$	dolžina podatkovnega okna
	$i_{MAX} = 2$	maksimalno število iteracij
OD	h=N/4	zakasnitev
N označuje število odtipkov v periodi prve harm. komponente		

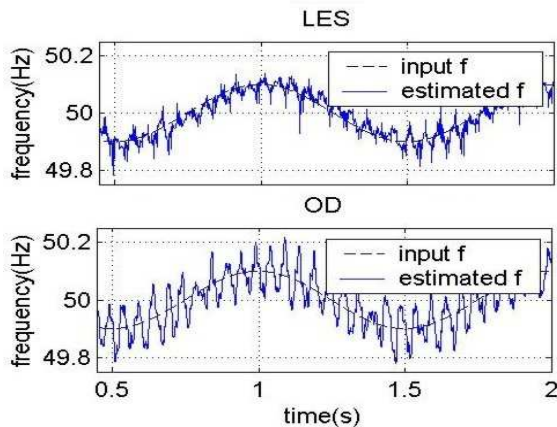
Tabela 1: Parametri metod, uporabljeni pri simulacijah  
Table 1: Method parameters used in simulations



Slika 1: Izračunana frekvenca za vhodni signal:  
 Figure 1: Estimated frequency for the input signal:  
 $u(t) = 1\cos(2\pi f t) + 0,02\cos(3 \cdot 2\pi f t)$ ,  
 $f = 50 + 0,1\cos(2\pi 1t)\text{Hz}$ ,  $f_s = 1000\text{ Hz}$ .

Iz slike 1 je razvidno, da vse metode zelo dobro sledijo pravi vrednosti, nekoliko večjo zakasnitev ima le LES. Simulacije so pokazale, da vse metode natančno določajo frekvenco vhodnega signala tudi, če odstopa od nazivne vrednosti in so v signalu prisotne majhne količine višjih harmonskih komponent. Večja ko je amplituda nihanja frekvence, večje je odstopanje od prave vrednosti.

V drugem primeru smo vhodnemu signalu dodali deterministične in stohastične motnje. Rezultata metod LES in OD sta prikazana na sliki 2.



Slika 2: Izračunana frekvenca za vhodni signal:  
 Figure 2: Estimated frequency for the input signal:

$$u(t) = 1\cos(2\pi f t) + 0,02\cos(3 \cdot 2\pi f t) + 0,01\cos(7 \cdot 2\pi f t) + 0,005\cos(0,5 \cdot 2\pi f t) + 0,005 \cdot \text{belišum},$$

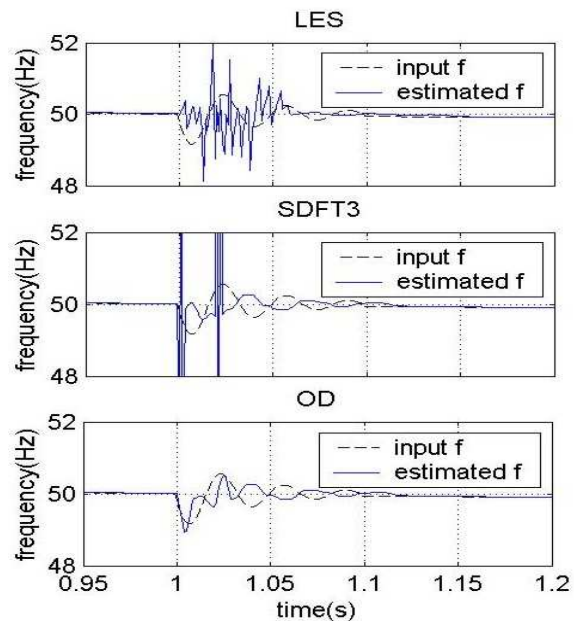
$$f = 50 + 0,1\cos(2\pi 1t)\text{Hz}, f_s = 1000\text{ Hz}.$$

Razvidno je, da se natančnost zelo poslabša. Rezultat metode SDFT<sub>3</sub> je tako rekoč neuporaben, ker v izračunani frekvenci nastopajo nihanja velikosti nekaj Hz, zato rezultata SDFT<sub>3</sub> ne prikazujemo. Preostali metodi imata približno enako odstopanje od prave vrednosti. Uporabnost rezultata je mogoče zelo izboljšati z uporabo glajenja izhodnega signala – ocenjene frekvence, vendar pa glajenje vnaša v izračun dodatno zakasnitev.

Za ovrednotenje hitrosti in dinamike metod smo simulirali odklop večjega bremena v EES. Ta signal bolj realno posnema realne razmere v EES. Pri takšnem dogodku v EES frekvenca hitreje zaniha, v trenutku pa nastane sprememba amplitude. Rezultati so prikazani na sliki 3.

Razvidno je, da vse metode po prehodnem pojavu dovolj hitro in natančno ocenijo vhodno frekvenco. V času prehodnega pojava pri SDFT<sub>3</sub> in LES nastanejo veliki prenehaji. Najboljši dinamični odziv ima OD.

Iz prikazanih simulacij lahko sklepamo, da ima najboljše rezultate OD. Vse metode so zelo občutljive na nemodelirane komponente vhodnega signala. Nobena metoda v času prehodnega pojava ne določa pravilno vhodne frekvence. Metode zadovoljivo določajo frekvence samo v normalnem obratovalnem stanju EES, kjer je relativno malo višjih harmonskih komponent, subharmonskih komponent in merilnega šuma, ter so spremembe frekvence relativno majhne in počasne.



Slika 3: Izračunana frekvenca za vhodni signal:  
 Figure 3: Estimated frequency for the input signal:

$$u(t) = U \cos(2\pi f t) + 0,02U \cos(3 \cdot 2\pi f t),$$

$$f = \begin{cases} 50 + 0,1 \cos(2\pi 1t) \text{ Hz}, & t < 1\text{s} \\ 50 + 1e^{-25t} \cos(2\pi 30t) \text{ Hz}, & 1 \leq t < 1,1\text{s} \\ 50 + 0,1 \cos(2\pi 1t) \text{ Hz}, & t \geq 1,1\text{s} \end{cases}$$

$$U : 1 \rightarrow 1,5(\text{p.u.}) \text{ pri } t = 1\text{s}, f_s = 1000 \text{ Hz.}$$

## 5 Sklep

Iz opravljenih numeričnih izračunov je razvidno, da ima vsaka metoda svoje dobre in slabe lastnosti, pri izbiri metode pa iščemo kompromis med hitrostjo, natančnostjo in občutljivostjo. Dodatno so metode občutljive na izbiro utežnostnih parametrov, dolžine podatkovnega okna, števila iteracij in signalnega modela metode. S temi parametri lahko bistveno vplivamo na posamezne lastnosti metod.

Optimalne metode, ki bi v vseh razmerah obratovanja dala najboljše rezultate, ni. Zato je treba dobro poznati razmere, v katerih bo metoda delovala, in na podlagi le-teh izbrati ustrezno metodo. Numerični izračuni kažejo, da je pri vseh metodah nujna uporaba vhodnih in izhodnih filtrov za odpravo motenj. Zavedati se moramo, da s filtri vnašamo dodatno časovno zakasnitev.

Pri nadaljnjem delu bomo vrednotili metode z realnimi signali EES in pri tem iskali metodo z najboljšimi lastnostmi za posamezen primer uporabe.

## 6 Literatura

- [1] M. M. Begović, P. M. Djurić, S. Dunlap, A. G. Phadke, Frequency Tracking in Power Networks in the Presence of Harmonics, *IEEE trans. on Power Delivery*, Vol. 8, No. 2, April 1993, str. 480 – 486
- [2] A. Routray, A. K. Pradhan, K. P. Rao, A Novel Kalman Filter for Frequency Estimation of Distorted Signals in Power Systems, *IEEE trans. on instrumentation and measurement*, Vol. 51, No. 3, June 2002, str. 469 – 479
- [3] D. W. T. Thomas, M. S. Woolfson, Evaluation of Frequency Tracking Methods, *IEEE trans. on Power Delivery*, Vol. 16, No. 3, July 2001, pp. 367 – 371
- [4] J. Yang, C. Liu, A precise Calculation of Power System Frequency, *IEEE trans. on Power Delivery*, Vol. 16, No. 3, July 2001, str. 361 – 366
- [5] M. Đurić, Ž. Đurišić, Algoritam za brzo estimacijo frekvencije u elektroenergetskom sistemu, *ELEKTROPRIVREDA*, br. 1, 2004, str. 15 – 30
- [6] L. Hsu, R. Ortega, G. Damm, A Globally Convergent Frequency Estimator, *IEEE trans. on Automatic Control*, Vol. 44 No. 4, April 1999, str. 698 – 713
- [7] V. V. Terzija, M.B. Djurić, B.D. Kovačević, Voltage Phasor and Local System Frequency Estimation Using Newton Type Algorithm, *IEEE trans. on Power Delivery*, Vol. 9, No. 3, July 1994, str. 1368 – 1374

- [8] J. Szafran, W. Rebizant, Power System Frequency Estimation, *IEE Proc.-Gener. Transm. Distrib.*, Vol. 145, No. 5, September 1998, str. 578 – 582
- [9] V. Kaura, V. Blasko, Operation of a Phase Locked Loop System Under Distorted Utility Conditions, *IEEE trans. on industry applications*, Vol. 33, No. 1, January/February 1997, str. 58 – 63

**Marko Polak** se je rodil leta 1973. Leta 1998 je diplomiral in leta 2006 magistriral na Fakulteti za elektrotehniko, računalništvo in informatiko Univerze v Mariboru. Od leta 1998 je zaposlen v podjetju Elektro-Slovenija, d.o.o., kjer dela kot inženir za vzdrževanje. Predmet njegovega raziskovalnega dela je vzdrževanje in obratovanje el.eng. sistema.

**Bojan Grčar** se je rodil leta 1952. Leta 1978 je diplomiral, leta 1983 magistriral in leta 1990 doktoriral na Fakulteti za elektrotehniko, računalništvo in informatiko Univerze v Mariboru, kjer je redni profesor. Predmet njegovih raziskav so zaščita, dinamika in vodenje el.eng. sistema.

**Jožef Ritonja** se je rodil leta 1964. Leta 1986 je diplomiral, leta 1989 magistriral in leta 1997 doktoriral na Fakulteti za elektrotehniko, računalništvo in informatiko Univerze v Mariboru, kjer dela kot asistent. Predmet njegovega raziskovalnega dela so obratovanje, dinamika in vodenje el.eng. sistema.