



UNIVERZITET U BEOGRADU  
ELEKTROTEHNIČKI FAKULTET

RAZVOJ ALGORITAMA ZA DIGITALNE FREKVENCIJSKE RELEJE U  
USLOVIMA VELIKIH IZOBLIČENJA ULAZNIH SIGNALA

*- magistarski rad -*

*Kandidat :*

Željko R. Đurišić, dipl. inž.

*Mentor :*

Prof. dr Milenko Đurić

*Beograd, Novembar 2005. god.*

## SADRŽAJ

<b>1. UVOD</b> .....	3
<b>1.1</b> Definicija frekvencije u trofaznom elektroenergetskom sistemu.....	5
<b>1.2</b> Karakteristike ulaznih mernih signala za frekvencijske releje.....	10
<b>1.3</b> Pregled algoritma za digitalne frekvencijske releje .....	12
<b>2. MERENJE FREKVENCIJE PRIMENOM METODE NAJMANJIH KVADRATA</b> .....	14
<b>2.1</b> Merenje frekvencije nerekurzivnom metodom najmanjih kvadrata- osnovni model.....	14
<b>2.2</b> Merenje frekvencije nerekurzivnom metodom najmanjih kvadrata -iterativni algoritam .....	19
<b>2.3</b> Novi iterativni algoritam sa konstantnom matricom koeficijenata za brzu estimaciju frekvencije i amplitude mernih signala u EES-u.....	20
<b>2.3.1</b> Razvoj algoritma .....	20
<b>2.3.2</b> Logički blok dijagram algoritma sa konstantnom matricom koeficijenata .....	23
<b>2.4</b> Optimizacija algoritma sa konstantnom matricom koeficijenata .....	27
<b>2.4.1</b> Uslovi konvergencije algoritma.....	27
<b>2.4.2</b> Uticaj tačnosti merenja frekvencije na tačnost merenja amplitude osnovnog harmonika mernog signala .....	32
<b>2.5</b> Testiranje algoritma sa konstantnom matricom koeficijenata na računarski generisanim signalima .....	33
<b>2.5.1</b> Osetljivost algoritma na slučajni šum.....	33
<b>2.5.2</b> Osetljivost algoritma na prisustvo viših harmonika .....	37
<b>2.5.3</b> Dinamičke performanse algoritma .....	41
<b>2.6</b> Eksperimentalno testiranje algoritma sa konstantnom matricom koeficijenata .....	43
<b>2.6.1</b> Merenje frekvencije u niskonaponskoj distributivnoj mreži .....	43
<b>2.6.2</b> Merenje frekvencije i amplitude napona u izolovanom sistemu .....	46
<b>3. MERENJE FREKVENCIJE POMOĆU FOURIER-OVE I ZERO CROSSING METODE</b> .....	48
<b>3.1</b> Algoritam za merenje frekvencije kombinovanom Fourier-ovom i <i>zero crossing</i> metodom .....	49
<b>3.1.1</b> Modifikovana <i>zero crossing</i> metoda .....	52

3.2	Merenje frekvencije prostoperiodičnih signala primenom modifikovane <i>zero crossing</i> metode.....	54
3.3	Merenje frekvencije složenoperiodičnih signala primenom Fourier-ove i modifikovane <i>zero crossing</i> metode .....	60
3.3.1	Uticaj harmonijskih izobličenja mernog signala na performanse algoritma .....	61
3.3.2	Uticaj reda, faze i nivoa viših harmonika mernih signala na tačnost merenja osnovne frekvencije .....	68
3.3.3	Uticaj subharmonika i interharmonika mernog signala na tačnost merenja frekvencije .....	72
3.4	Uticaj slučajnog šuma na performanse algoritma .....	78
3.5	Uticaj promene amplitude mernog signala na performanse algoritma .....	83
3.6	Dinamičke performanse algoritma .....	87
3.7	Algoritam sa poboljšanim dinamičkim performansama .....	91
3.8	Algoritam za trofazno merenje frekvencije u elektroenergetskom sistemu .....	93
3.8.1	Logički blok dijagram algoritma za trofazno merenje frekvencije .....	96
3.9	Eksperimentalno testiranje algoritma .....	98
3.9.1	Merenje frekvencije signala sa velikim harmonijskim izobličenjima .....	99
3.9.2	Estimacija osnovne frekvencije trofaznog signala mrežnog napona.....	101
3.9.3	Usporedna analiza estimacije frekvencije mrežnog napona modifikovanom LES metodom i kombinovanom Fourier-ovom i <i>zero crossing</i> metodom.....	103
4.	<b>FOURIER-OV ALGORITAM SA ADAPTIVNOM ŠIRINOM PROZORA PODATAKA ZA ESTIMACIJU FAZORA MERNIH SIGNALA U EES-U .....</b>	<b>105</b>
4.1	Fourier-ov algoritam sa fiksnom širinom prozora podataka za estimaciju fazora mernih signala u EES-u.....	105
4.2	Uticaj odstupanja frekvencije na grešku merenja amplitude mernog signala Fourier-ovim algoritmom .....	106
4.3	Fourier-ov algoritam sa adaptivnom širinom prozora podataka za estimaciju fazora mernih signala promenljive frekvencije .....	111
4.4	Eksperimentalno testiranje algoritma .....	115
5.	<b>ZAKLJUČAK .....</b>	<b>118</b>
	<b>LITERATURA.....</b>	<b>122</b>

## 1. UVOD

Frekvencija je vrlo važan operativni parametar u elektroenergetskom sistemu (EES). Merenje frekvencije je neophodno za funkcionisanje sistema za: relejnu zaštitu, upravljanje, kontrolu i merenja u EES-u. Kao globalna sistemka veličina omogućava da se njenim merenjem, odnosno praćenjem, vrši kontrola i upravljanje balansom aktivnih snaga generisanja i potrošnje (uključujući i gubitke) u EES-u. S obzirom da je EES veoma dinamičan sistem, brza i tačna estimacija frekvencije omogućava pravovremene i pravilne kontrolne i upravljačke akcije, koje obezbeđuju stabilan rad agregata i mali nivo varijacije frekvencije oko nominalne vrednosti. Stalnost frekvencije pokazuje kvalitet organizovanosti regulacione rezerve, odnosno kvalitet upravljanja proizvodnjom u globalnom EES-u. Pri velikim poremećajima u sistemu (ispad velikih proizvodnih jedinica) u cilju održavanja stabilnosti nekada je neophodno vršiti potfrekvencijsko rasterećenje sistema. Da bi sistem potfrekvencijske zaštite bio efikasan često se pored tačnog merenja frekvencije vrši i merenje brzine njene promene. Potfrekvencijsko rasterećenje je posebno značajno u industrijskim mrežama, izolovanim sistemima i pri ostrvskom radu EES-a ili njegovih delova. Svi elementi u EES-u, uključujući i potrošnju, su projektovani za nominalnu frekvenciju. Odstupanje frekvencije od nominalne vrednosti može ugroziti rad nekih elemenata u EES-u, pa se oni štite nadfrekvencijskim i potfrekvencijskim relejima. U tom pogledu su posebno kritični sinhroni agregati u elektranama, za koje svako odstupanje frekvencije od nominalne vrednosti predstavlja opasno radno stanje zbog mogućnosti pojave mehaničkih rezonansi kod elemenata turbine.

U početku razvoja relejne zaštite koristili su se elektromehanički frekvencijski releji. Ovakvi releji rade na principu dvofaznog indukcionog motora [1]. Vrlo su robusni i pouzdani ali im je tačnost mala, reda 0,1 do 0,2 Hz [2]. Ovu generaciju releja nasledili su elektronski statički releji. Kod ove vrste releja frekvencija se meri detekcijom prolaska signala kroz nulu (*zero crossing* metodom). Ova tehnika se odlikuje velikom brzinom i preciznošću kod

prostoperiodičnih signala, ali, zbog mogućnosti višestrukih i lažnih prolazaka kroz nulu, nije direktno primenljiva kod signala koji sadrže šum i velika harmonijska izobličenja. Iz ovog razloga je kod statičkih frekvencijskih releja neophodno koristiti niskopropusne filtre mernih signala. I pored toga, ovakvi frekvencijski releji nemaju visoku pouzdanost.

Sa razvojem mikroprocesorskih digitalnih releja (releji treće generacije), merenje frekvencije u EES-u dobija posebnu važnost. Metode digitalnog procesiranja, odnosno estimacije, mernih signala (napona i struja) zahtevaju poznavanje njihove frekvencije. Greška u merenju frekvencije se odražava na grešku digitalnog merenja napona i struja [3], pa samim tim direktno utiče na red strujnih i naponskih zaštita. Promena frekvencije uzrokuje i promene rekatansi u sistemu, pa je njeno poznavanje bitno i za rad distantne zaštite. Dakle, tačno merenje frekvencije je neophodno za pravilno funkcionisanje kompletnog sistema digitalne relejne zaštite. S obzirom da se zaštitne funkcije najčešće aktiviraju kao posledica poremećaja (kvara) ili opasnih radnih stanja u EES-u, od posebne važnosti je pouzdano merenje frekvencije i u poremećenim odnosno havarijskim i posthavarijskim stanjima. U takvim okolnostima merni signali (naponi i struje) mogu po amplitudi znatno odstupati od nominalnih vrednosti uz velika talasna izobličenja. Algoritmi moraju obezbediti stabilnost i tačnost merenja frekvencije i pri procesiranju ovakvih mernih signala.

Algoritmi moraju obezbediti stabilnost i tačnost u širokom mernom opsegu. Za relejnu zaštitu u prenosnom i distributivnom sistemu obično se zahteva merni opseg u granicama  $f_n \pm 5$  Hz, gde je  $f_n$  nominalna frekvencija [4]. Kod relejne zaštite u izolovanim sistemima merni opseg frekvencije mora biti znatno širi jer su varijacije frekvencije veće. Kod digitalne generatorske zaštite merenje frekvencije mora biti pouzdano i tačno u vrlo širokom mernom opsegu (od 15 do 80 Hz) i velikim gradijentima njene promena, koji se javljaju pri puštanju generatora u rad ili pri njihovom ispadu iz sinhronizma [5]. Zajedničko za sve pobrojane zaštite je da zahtevaju pouzdane, brze i tačne algoritme za merenje frekvencije. Traženje optimalnog kompromisa između postavljenih oprečnih zahteva, uz uvažavanje realnih karakteristika mernih signala, čini problematiku razvoja algoritama za digitalno merenje frekvencije permanentno aktuelnom od samog početka razvoja mikroprocesorskih sistema za: zaštitu, upravljanje, merenje i monitoring u EES-u.

Algoritmi koji se koriste u komercijalnim digitalnim rejima predstavljaju proizvođačku tajnu i o njihovim slabostima i prednostima može se suditi samo kroz eksploataciona iskustva. Specifičnost ovih algoritama u odnosu na algoritme za digitalno merenje frekvencije u drugim granama elektrotehnike, npr. audiotehnici, je pre svega što oni treba da detektuju male devijacije frekvencije koje su posledica narušavanja balansa između aktivnih snaga u EES-u. Greška od

0,01 Hz (0,02% za 50 Hz signal) je često neprihvatljiva za relejnu zaštitu. Osim toga, mikroprocesorska relejna zaštita zahteva brze, jednostavne i hardverski malo zahtevne algoritme, pa različite tehnike digitalne obrade signala, koje su popularne u audiotehnici su ograničene ovim zahtevima.

U ovom radu su razvijene dve nove grupe algoritama za digitalno merenje frekvencije i amplitude mernih signala. Algoritmi su razvijeni korišćenjem nerekurzivne metode najmanjih kvadrata i kombinovane *Fourier*-ove metode i *zero crossing* tehnike. Osnovne pretpostavke pri razvoju ovih algoritama su: jednostavnost, stabilnost i tačnost u uslovima velikog prisustva šuma i viših harmonika u mernim signalima. Performanse algoritma su testirane na računarski generisanim signalima i na realnim signalima sa velikim harmonijskim izobličenjima i velikim varijacijama osnovne frekvencije.

## 1.1 Definicija frekvencije u trofaznom elektroenergetskom sistemu

Klasična definicija frekvencije  $f$  za proizvoljan periodični signal je data sledećom relacijom:

$$f = \frac{1}{T}, \quad (1.1)$$

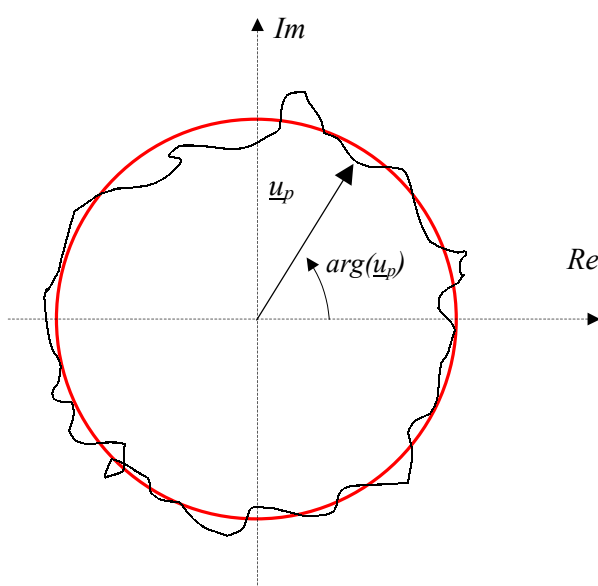
gde je  $T$  perioda signala [6]. U trofaznom EES-u definicija frekvencije nije jednoznačna. Definicija frekvencije se može vezivati za jedan naponski signal, shodno relaciji (1.1), ili se može definisati na osnovu obrtnog fazora napona kojeg formira sistem faznih napona:  $u_A, u_B, u_C$ . Obrtni kompleksni fazor  $\underline{u}_p(t)$  napona je definisan sledećom relacijom:

$$\underline{u}_p(t) = \frac{1}{\sqrt{3}} \left( u_A(t) + \underline{a} u_B(t) + \underline{a}^2 u_C(t) \right), \quad (1.2)$$

gde je  $\underline{a} = e^{j\frac{2\pi}{3}}$  kompleksni operator. Fazor  $\underline{u}_p(t)$  se može razložiti na dve komponente, realnu  $u_\alpha$  i imaginarnu  $u_\beta$ , primenom sledeće transformacije:

$$\begin{bmatrix} u_\alpha(t) \\ u_\beta(t) \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_A(t) \\ u_B(t) \\ u_C(t) \end{bmatrix}. \quad (1.3)$$

Obrtni fazor je fizički vezan za električnu brzinu obrtanja vektora indukcije u trofaznim obrtnim mašinama. U simetričnim trofaznim sistemima, u kojima nema harmonijskih izobličenja ili drugih poremećaja u naponima, hodograf fazora napona je krug, slika 1.3. U realnim uslovima u EES-u naponi su lokalne veličine koje odstupaju od idealnog simetričnog prostoperiodičnog oblika. Različiti stohastički poremećaji u EES-u i harmonijska izobličenja talasnih oblika napona uslovljavaju odstupanje putanje fazora napona od idealnog kruga. Na slici 1.1 je tankom linijom prikazana putanja fazora napona pri proizvoljnim stohastičkim poremećajima i prisustvu viših harmonika u faznim naponima.



**Slika 1.1** Obrtni fazor napona u trofaznom EES-u:

- pri poremećajima i prisustvu viših harmonika,
- idealni trofazni simetrični sistem napona.

Ugaona brzina obrtanja fazora napona predstavlja kružnu učestanost i direktno definiše frekvenciju kao izvod ugla rotacije fazora napona u vremenu  $t$ , prema sledećoj relaciji:

$$f(i, t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d}{dt} [\arg(\underline{u}_p(i, t))] \quad (1.4)$$

Relacija (1.4) definiše dinamičku frekvenciju u mernoj tački (čvoru)  $i$  u trofaznom EES [7]. Imajući u vidu lokalni karakter napona, iz relacije (1.4) proizilazi da frekvencija strogo

gledano nije globalna veličina u EES-u. Frekvencija merena u istom trenutku u dve električno udaljene tačke (čvorišta)  $i_1$  i  $i_2$  u EES-u ne moraju biti iste. Odnosno, relacija (1.4) definiše lokalnu dinamičku frekvenciju u proizvoljnom čvorištu  $i$  u EES-u.

Lokalni karakter dinamičke frekvencije u EES-u se može ilustrovati na primeru jednog dugačkog dalekovoda na koji se priključuje opterećenje. Ako se pretpostavi da je vod idealan onda fazori napona na njegovom početku i kraju pri praznom hodu koincidiraju i imaju istu frekvenciju. Ako se na kraju voda priključi opterećenje doći će do prelaznog procesa nakon kojeg će, u novom stacionarnom stanju, fazor napona na kraju voda kasniti za izvestan ugao za fazorom napona na početku voda [8]. Dakle, u prelaznom režimu srednja brzina obrtanja fazora napona na kraju voda je bila manja u odnosu na ugaonu brzinu fazora napona na početku voda. To znači, shodno relaciji (1.4), da je u toku trajanja prelaznog procesa dinamička frekvencija napona na kraju voda bila različita od frekvencije na početku voda. Pošto se u EES-u stalno dešavaju ovakvi mali poremećaji postoje stalne lokalne dinamičke varijacije frekvencije.

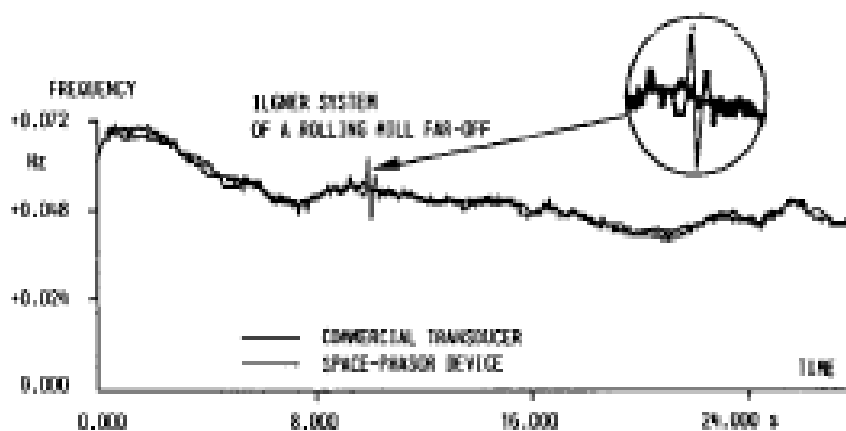
Globalni EES se, sa aspekta fizičkog razumevanja pojma dinamičke frekvencije, može posmatrati kao jedan analogni mehanički sistem. Električni generatori i motori u ovom mehaničkom ekvivalentu predstavljaju obrtne inercione mase (rotor i turbina sa osovinom kod generatora i rotor i obrtne inercione mase radne mašine kod motora) koje su preko torzionih opruga (namot statora) povezane elastičnim štapovima (dalekovodima) u jedinstveni mehanički sistem. Svakoj reaktansi u elektroenergetskoj mreži odgovara torziona opruga, čija krutost zavisi od njene induktivnosti i napona na njenim krajevima. Krutost opruge koja odgovara nekom generatoru zavisi od sinhronne reaktanse, pobude i napona na statorskim priključcima. Mehanička krutost štapova, kojima se ekvivalentiraju dalekovodi, zavisi od njihove pogonske induktivnosti i napona na njegovim krajevima. Električnoj potrošnji u analognom mehaničkom sistemu odgovara frikciona kočnica locirana na odgovarajućem štapu (vodu). Od aktivne snage potrošnje zavisi koliki je kočioni moment, odnosno koliko će se “štap” preko kojeg je potrošač vezan na EES uviti (ugao snage). Ako bi se sistem nalazio u stacionarnom stanju svi uglovi uvijanja bi bili fiksni i svi elementi bi rotirali istom ugaonom učestanošću. Međutim, u sistemu postoje stalni poremećaji (uključenja i isključenja potrošača, regulacija snage u elektranama, kvarovi i slično), pa elementi ekvivalentnog mehaničkog sistema srazmerno veličini poremećaja stalno osciluju. Elementi ovog “mehaničkog sistema” osciluju sa različitim međusobnim uglovima, odnosno obrću se sa ugaonim brzinama koje asinhrono pulsiraju oko neke zajedničke srednje brzine. Trenutna ugaona brzina ovih oscilacija na nekom mestu u sistemu je analogna dinamičkoj frekvenciji, a srednja (zajednička) brzina obrtanja elemenata u sistemu predstavlja osnovnu - globalnu frekvenciju u EES-u. Na osnovu ove analogije može se zaključiti da debalans aktivnih



snaga u EES-u izaziva elektromehaničke i elektromagnetske tranzijentne efekte koji dovode do stalnih lokalnih promena frekvencije.

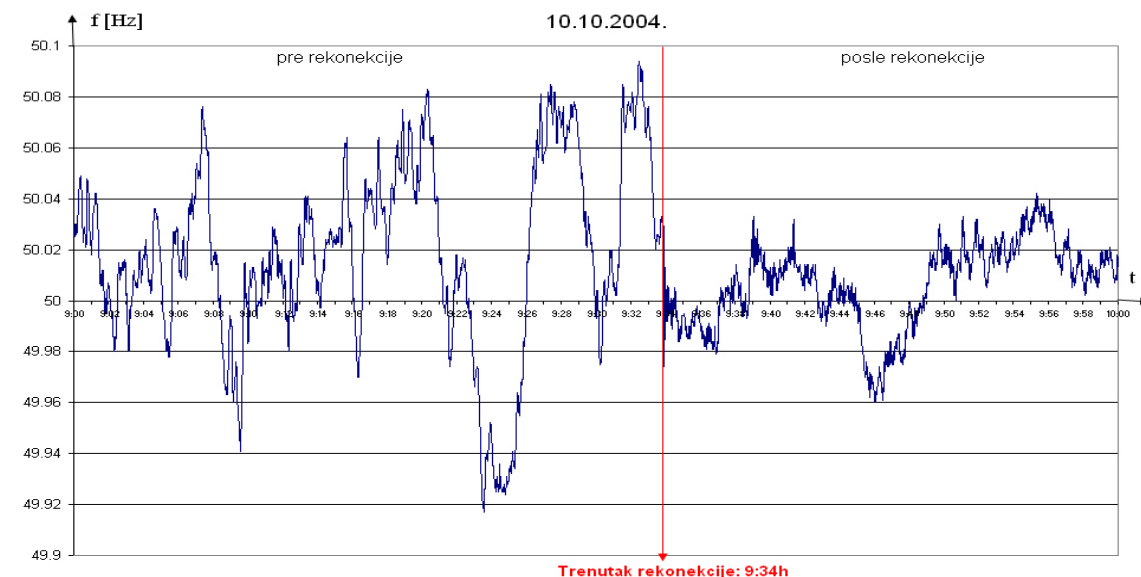
Pri velikim poremećajima u EES (ispad velikih proizvodnih jedinica) dolazi do velikih oscilacija ugla između fazora napona na okolnim čvorištima u EES-u. Ove oscilacije su relativno niske frekvencije, tipično 0,1 do 2 Hz. S obzirom da su tokovi aktivnih snaga u EES-u direktno vezani za ugaoni raskorak između fazora napona [8] dolazi do pojave njihanja tokova snaga. Njihanje snaga uslovljava pulsaciju momenta opterećenja generatora što dovodi do pojave mehaničkog njihanja rotora generatora što ugrožava stabilnost generatora, pri čemu su najviše pogođeni generatori koji se nalaze u EES-u u blizini poremećaja. Njihanje snaga se manifestuje na lokalne dinamičke pulsacije frekvencije. Detekcija njihanja snaga i tačno merenje srednje frekvencije u ovakvim okolnostima je posebno bitna za pravilno funkcionisanje relejne zaštite na vodovima [1] i zahteva posebne algoritme [9].

U literaturi se mogu naći polemike i diskusije vezane za način merenja dinamičke frekvencije u EES-u [7]. Prema autorima u radu [10] frekvencija merena na monofaznom signalu, prema relaciji (1.1), odgovara frekvenciji merenoj procesiranjem sva tri napona, relacija (1.4). U radu [7] prikazan je uporedni test merenja frekvencije u realnom EES-u u kome su autori pokazali da se dinamička frekvencija može meriti tačno samo praćenjem obrtnog fazora napona, odnosno trofaznim merenjem. Na slici 1.2, koja je u originalu preuzeta iz literature [7], prikazan je rezultat uporednog merenja frekvencije procesiranjem jednofaznog i trofaznog naponskog signala na 110 kV vodu pri isključenju udaljene valjaonice čelika. Zaključak sprovedenog testa je da se dinamička frekvencija u EES-u može pratiti jedino trofaznim merenjem.



**Slika 1.2** Dinamička frekvencija merena na jednom 110 kV vodu [2]

Koliko će lokalni poremećaji uticati na osnovnu frekvenciju u sistemu zavisi od krutosti sistema (ukupnih inercionih masa svih obrtnih mašina, veličine pogonskih i kočionih momenata i krutosti štapova u analognom mehaničkom modelu). Na slici 1.3 prikazana je vremenska promena osnovne frekvencije merene u EPS-u u vremenu spajanja prve i druge UCTE sinhronne zone. Slika je dobijena na osnovu srednjih dvosekundnih merenja frekvencije koja su vršena u Elektroenergetskom koordinacionom centru (EKC) u Beogradu.



**Slika 1.3** Osnovna frekvencija u EPS-u za vreme rekonekcije prve i druge UCTE sinhronne zone

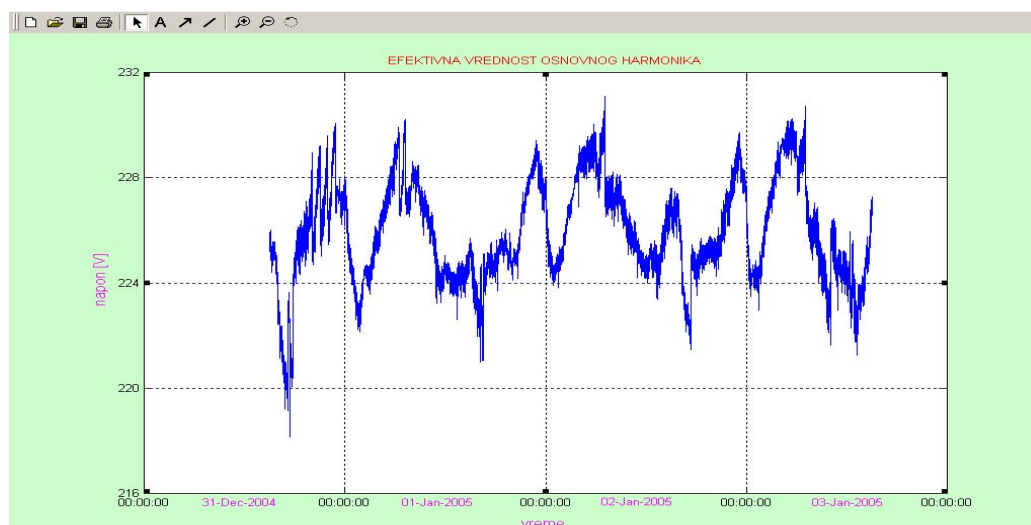
Jedinstveni EES je, nakon povezivanja prve i druge UCTE sinhronne zone, postao inertniji, pa su promene osnovne frekvencije u sistemu sporije. Spore promene omogućavaju lakše praćenje frekvencije i bolje upravljanje a samim tim i manje odstupanje frekvencije od nominalne vrednosti, odnosno bolji kvalitet frekvencije u EES-u. Osim toga, ispadi velikih proizvodnih jedinica u jedinstvenom EES-u manje utiču na promenu osnovne frekvencije jer je njihov relativni udeo u globalnom balansu snaga manji.

Za relejnu zaštitu, sistem za regulaciju (primarnu, sekundarnu i tercijernu) i kontrolu u EES-u od interesa je pre svega merenje osnovne frekvencije, jer je ona mera balansa aktivnih snaga u EES-u. Merenje frekvencije u sistemima relejne zaštite i upravljanja se može vršiti jednofazno ili trofazno. Prednost trofaznog merenja osnovne frekvencije je u pouzdanosti, jer daje informaciju i u slučaju jednofaznih i dvofaznih kvarova. Merenje dinamičke frekvencije može biti od značaja za monitoring i analizu ugroženosti dinamičke stabilnosti sinhronih generatora i vodova.

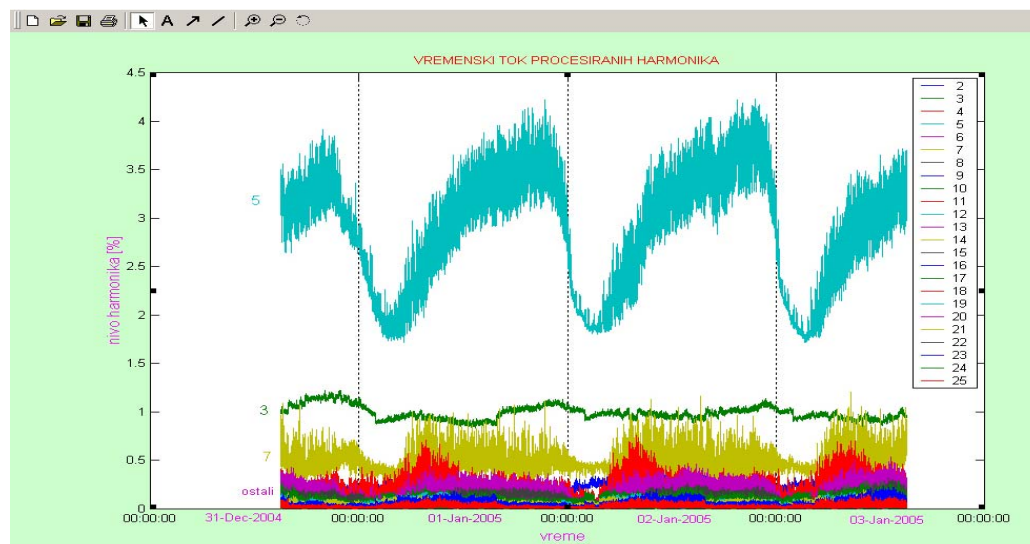
## 1.2 Karakteristike ulaznih mernih signala za frekvencijske releje

Iako je osnovna frekvencija u EES-u globalna veličina, ona se meri lokalno, procesiranjem napona ili struja. Merni signali u EES-u postaju sve više zagađeni šumom i višim harmonicima. Izvori šuma i viših harmonika postoje na svim naponskim nivoima u EES-u [11]. Sinhroni generatori kao najčešći izvor električne energije u EES-u, zbog nelinearnosti magnetskog kola i koncentrisanosti statorskog namota, generiše više harmonike napona koji se prenose u EES. Nelinearna magnetska kola transformatora, statički pretvarači u sistemima HVDC i različiti FACTS uređaji su najčešći izvori viših harmonika u prenosnom sistemu. Osim viših harmonika, pojedini uređaji sa statičkim elektronskim pretvaračima visoke prekidačke učestanosti generišu interharmonike i subharmonike kao i visokofrekventne impulse koji se manifestuju kao šum.

U distributivnom sistemu sve je više potrošača sa energetsom elektronikom koji zagađuju mrežu višim harmonicima struja i napona. Na slikama 1.4 i 1.5 prikazani su rezultati merenja efektivne vrednosti i amplitudskog nivoa harmonijskih izobličenja napona. Merenja su vršena originalnim merno-akvizicionim sistemom za vreme Novogodišnjih praznika u niskonaponskoj mreži u zgradi Elektrotehničkog fakulteta u Beogradu [12,13]. Na slici 1.5 jasno je uočljiva periodičnost promene dominantnih harmonijskih izobličenja (peti harmonik). Ova periodičnost je posledica rada elektronskih potrošača u domaćinstvima (TV, PC, audio uređaji i slično) [14]. U toku merenja u distributivnoj mreži praktično nije bilo industrijskih potrošača, pa se može očekivati da je ukupno harmonijsko izobličenje još veće kada su na mrežu priključeni i industrijski potrošači.



**Slika 1.4** Varijacije efektivne vrednosti napona u niskonaponskoj distributivnoj mreži



**Slika 1.5** *Vremenska promena amplitudskog nivoa viših harmonika napona u niskonaponskoj distributivnoj mreži (nivo harmonika je dat u odnosu na osnovni harmonik (100%))*

Osim potrošača i kompenzacione baterije kondenzatora, koje se masovno ugrađuju u distributivnoj mreži u cilju poboljšanja naponskih prilika, generalno pogoršavaju harmonijsku distorziju napona. Trend razvoja distribuiranih izvora električne energije doprinosi daljem povećanju harmonijskih izobličenja struja i napona, kao i pojavi propada i flikera napona [15]. Sa druge strane u nekim EES-ima, u koje spadaju i EPS i EPCG, nisu još uvek doneti propisi o ograničenju priključenja uređaja koji jako zagađuju EES višim harmonicima, što dovodi do nekontrolisanog priključenja ovakvih uređaja na distributivnu mrežu

Osim talasnih izobličenja mernih signala u EES-u njih karakterišu i česte i nagle promene amplitude osnovnog harmonika koje su najčešće posledica kvarova (kratkih spojeva) u EES-u. U uslovima kvara struje mogu biti nekoliko stotina puta veće od nominalne vrednosti i pored naizmenične komponente mogu sadržati jednosmernu vremenski promenljivu komponentu. S druge strane kratki spojevi uzrokuju brze propade napona i kod bliskih kratkih spojeva naponi mogu biti i nekoliko stotina puta manji od nominalne vrednosti. Delovanje sistema za automatsko ponovno uključanje (APU) uslovljava kratkotrajne beznaponske pauze pa su naponi diskontinualni merni signali.

Zagađenje mernih signala, pre svega napona kao osnovnih ulaznih veličina za frekvencijske releje, šumom i harmonijskim izobličenjima, kao i brze promene amplitude osnovnog harmonika ugrožavaju stabilnost i tačnost merenja osnovne frekvencije u EES-u. Ovakve karakteristike mernih signala onemogućavaju ili ograničavaju primenu nekih tradicionalnih i jednostavnih metoda za merenje frekvencije što iziskuje razvoj novih algoritama.

### **1.3 Pregled algoritama za digitalne frekvencijske releje**

U literaturi se može naći dosta algoritama za mikroprocesorsko merenje frekvencije u EES-u. Oni se temelje na različitim metodama i tehnikama digitalnog procesiranja signala. Najjednostavnija metoda je dobro poznata metoda prolaska kroz nulu (*zero crossing*). Ovo je osnovna metoda koja se koristi kod statičkih frekvencijskih releja [1]. S obzirom da su za detekciju frekvencije od interesa samo prolasci kroz nulu, sinusni merni signal se obično prevodi u pravougaoni signal [16]. Ova jednostavna metoda je pouzdana i tačna samo ako je signal prostoperiodičan. Jednosmerna komponenta, viši harmonici i šum, koji se javljaju kod mernih signala u EES-u, unose grešku i za ovakve merne signale ova metoda nije direktno primenljiva. Ipak, zbog svoje jednostavnosti nije napuštena i razvijeno je nekoliko algoritama za digitalne frekvencijske releje kroz različite modifikovane *zero crossing* tehnike [17,18]. Ovi algoritmi omogućavaju primenu *zero crossing* tehnike i u uslovima prisustva viših harmonika ali su hardverski znatno zahtevniji od osnovne metode [19]. U jednostavne, brze i hardverski malo zahtevne algoritme spadaju i algoritmi koji se zasnivaju na proceni frekvencije korišćenjem malog broja odbiraka [1,20,21,22]. Metode koje koriste mali broj odbiraka su generalno osetljive na harmonijsku distorziju mernog signala [1]. Ove metode se mogu koristiti za estimaciju frekvencije i kod složenoperiodičnih signala, ali je neophodno da u takvim algoritmima budu integrisani i digitalni filtri viših harmonika [22].

Razvoj mikroprocesora omogućio je da se koriste različite optimizacione metode koje zahtevaju veći broj odbiraka procesiranog signala. Algoritmi za estimaciju frekvencije bazirani na nerekurzivnoj i rekurzivnoj metodi najmanjih kvadrata su analizirani u literaturi [23-26]. Mana algoritama koji [23,24] je uzak merni opseg oko nominalne frekvencije. Ovo je u određenoj meri prevaziđeno u iterativnom algoritmu [25] ali je on procesorski vrlo zahtevan i u datom radu nisu u dovoljnoj meri ispitane njegove performanse. U algoritmu [26] korišćen je rekurzivni algoritam koji generalno ima relativno loše dinamičke performanse. Algoritam baziran na *Newton-Rapson*-ovoj optimizacionoj metodi je prikazan i testiran u [27], algoritam se odlikuje dobrom tačnošću i dinamičkim performansama ali je procesorski dosta zahtevan.

Većina algoritama koji se koriste kod savremenih multifunkcionalnih digitalnih releja za estimaciju frekvencije i praćenje fazora se bazira na diskretnoj *Fourier*-ovoj transformaciji (DFT). Neki od ovih algoritama su navedeni u literaturi [28 – 33]. Osnovna ideja kod ovih algoritama je da se primenom DFT izvrši filtriranje mernog signala i njegova dekompozicija na

dve ortogonalne rotirajuće komponente. Ove algoritme karakteriše relativno mala osetljivost na više harmonike u okolini nominalne frekvencije. Pri odstupanju frekvencije od nominalne (pretpostavljene) vrednosti javlja se periodična greška u merenju frekvencije [34] koja je srazmerna odstupanju frekvencije. Devijacija frekvencije povećava i grešku usled prisustva viših harmonika zbog tzv. "curenja spektra". Korišćenjem *Hamming*-ovog filtra [35] viši harmonici se jako prigušuju ali je ovaj filter osetljiv na jednosmernu komponentu i subharmonike. U literaturi [36 - 39] prikazani su algoritmi koji koriste *Kalman*-ove filtre. Ovi algoritmi imaju dobre karakteristike u pogledu šuma i viših harmonika, ali su procesorski dosta zahtevni i kod nesimetrije napona pri trofaznom merenju čine grešku [39]. U literaturi [40] prikazan je algoritam koji se bazira na DFT i *Prony*-evoj estimacionoj metodi.

U radu [41] testirane su performanse tri algoritma koji se baziraju na: *Prony*-evoj metodi [40], *Newton*-ovoj optimizacionoj tehnici [27] i *Taylor*-ovom razvoju u red [42]. Usporedna analiza je pokazala da *Prony*-eva metoda zauzima najviše procesorskog vremena i dosta je osetljiva na DC komponentu i više harmonike. Algoritam sa *Newton*-ovom metodom je manje osetljiv na DC komponentu i harmonijska izobličenja signala, ali je hardverski dosta zahtevan i ekonomski je neopravdano njegovo korišćenje u digitalnoj relejnoj zaštiti. *Taylor*-ova aproksimativna tehnika se pokazala kao računarski malo zahtevna. Da bi se ona uspešno primenjivala za realne signale neophodno je koristiti digitalne filtre. Algoritmi na bazi Parkove ( $\alpha\beta$ ) transformacije za merenje frekvencije u trofaznim sistemima su prikazani i analizirani u [7,43]. Prednost ovih algoritama je što procesiraju sva tri naponska signala. Međutim, njihove performanse se znatno pogoršavaju ako merni fazor sadrži inverznu komponentu [43].

U novije vreme razvijeni su i algoritmi za merenje frekvencije koji koriste kompleksne kompjuterske tehnike kao što su genetički algoritam [44] i neuralne mreže [45,46]. U literaturi [2, 47,48,49] je analizirano nekoliko algoritama za merenje frekvencije koji koriste različite filtre i tehnike digitalnog procesiranja signala i ovi algoritmi su uglavnom dosta procesorski zahtevni i u radovima su nedovoljno testirane njihove performanse u pogledu osetljivosti na više harmonike i šum.

Pregledom literature može se zaključiti da je razvijen veliki broj algoritama za digitalno merenje frekvencije u elektroenergetskom sistemu. Osnovna karakteristika za sve algoritme je suprotnost između brzine i tačnosti merenja [31]. Razvoj mikroprocesora i težnja da se dobije dovoljno brz i dovoljno tačan algoritam, koji je primenljiv za procesiranje realnih signala u EES-u, čini ovu problematiku permanentno aktuelnom. U ovom radu razvijena su i testirana dva nova algoritma za frekvencijske releje. Prvi se bazira na rekurzivnoj metodi najmanjih kvadrata, a drugi na nerekurzivnoj *Fourier*-ovoj (DFT) metodi i metodi prolaska kroz nulu (*zero crossing*).

## 2.

### **MERENJE FREKVENCIJE PRIMENOM METODE NAJMANJIH KVADRATA**

Metodu minimizacije sume kvadrata odstupanja (LES – *Least Error Squares*) je razvio Karl Gauss 1795. pokušavajući da izvrši predikciju kretanja planeta i kometa u Sunčevom sistemu na osnovu teleskopskih merenja. Danas se ova matematička tehnika široko primenjuje u svim naučnim disciplinama. Predstavlja osnovnu optimizacionu tehniku za estimaciju parametara pri numeričkom procesiranju signala u EES-u [50]. Postoji rekurzivna i nerekurzivna forma LES metode. Na bazi obe ove forme razvijeno je nekoliko algoritama za numeričko merenje frekvencije i ostalih parametara mernih signala u EES-u. U literaturi [1,23,24] prikazani su algoritmi koji su razvijeni na osnovu nerekurzivne LES metode. U literaturi [26] razvijen je algoritam koji se bazira na rekurzivnoj kompleksnoj formi LES metode. Osnovni nedostatak ovih algoritama je relativno uzak merni opseg oko pretpostavljene frekvencije. Ovaj nedostatak je prevaziđen uvođenjem povratne sprege po frekvenciji [25,51,52], čime je proširen merni opseg. Ovi algoritmi su hardverski zahtevni i teško je ostvariti zadovoljavajuću brzinu zbog iterativnog procesa u kojem je potrebno vršiti inverziju matrice relativno velikih dimenzija.

U ovom radu je prvo prikazan osnovni matematički model merenja frekvencije nerekurzivnom LES metodom. Na bazi iterativne forme tog modela [51,52] razvijen je i testiran novi algoritam [53] kojim je ubrzan iterativni postupak a zadržana tačnost. Matematički i logički model kao i osnovni rezultati testova su prikazani u ovom radu.

#### **2.1 Merenje frekvencije nerekurzivnom metodom najmanjih kvadrata – osnovni model**

Prema pretpostavci naponski signal, čija se frekvencija meri, u opštem slučaju je složenoperiodična funkcija vremena kako u stacionarnim tako i u poremećenim režimima kada može sadržati pored viših harmonika i jednosmernu komponentu. Iz tog razloga u ovoj analizi matematički model ulaznog naponskog signala u A/D konvertor ima analitičku formu definisanu sledećom relacijom:

$$v(t) = V_0 + \sum_{k=1}^M V_k \sin(k\omega t + \theta_k) + e(t), \quad (2.1)$$

gde su:

$v(t)$  – magnituda napona u trenutku  $t$ ,

$V_0$  – jednosmerna komponenta napona,

$\omega = 2\pi f$  - kružna učestanost osnovnog harmonika napona,

$M$  – najviši red harmonika u signalu napona,

$V_k$  – amplituda  $k$ -tog harmonika,

$\theta_k$  – faza  $k$ -tog harmonika,

$e(t)$  – aditivni signal greške.

Korišćenjem osnovnih trigonometrijskih jednakosti, prethodna relacija se može napisati u sledećem obliku:

$$v(t) = V_0 + \sum_{k=1}^M V_{rk} \sin(k\omega t) + \sum_{k=1}^M V_{ik} \cos(k\omega t) + e(t), \quad (2.2)$$

gde su:  $V_{rk} = V_k \cos \theta_k$ ,  $V_{ik} = V_k \sin \theta_k$  - realna i imaginarna komponenta  $k$ -tog harmonika, respektivno.

Razvojem trigonometrijskih funkcija  $\sin(k\omega t)$  i  $\cos(k\omega t)$  u *Taylor*-ov red u okolini pretpostavljene (nominalne) frekvencije  $\omega_0$  izraz (2.2) se može linearizovati. Linearizovana analitička forma signala napona, u okolini pretpostavljene frekvencije  $\omega_0$  je data sledećom relacijom:

$$v(t) = V_0 + \sum_{k=1}^M [V_{rk} \sin(k\omega_0 t) + V_{rk} \Delta\omega k t \cos(k\omega_0 t)] + \sum_{k=1}^M [V_{ik} \cos(k\omega_0 t) - V_{ik} \Delta\omega k t \sin(k\omega_0 t)] + e(t). \quad (2.3)$$

Relacija (2.3) se može formalno napisati u sledećoj jednostavnijoj formi:

$$v(t) = \sum_{j=1}^{4M} a_j(t) x_j + e(t), \quad (2.4)$$



gde su:  $a_j(t)$  - koeficijenti definisani relacijama (2.5), a  $x_j$  nepoznate definisane relacijama (2.6):

$$\begin{aligned}
 a_1 &= 1 \\
 a_{1+k} &= \sin(k\omega_0 t) \\
 a_{M+1+k} &= kt \cos(k\omega_0 t) \\
 a_{2M+1+k} &= \cos(k\omega_0 t) \\
 a_{3M+1+k} &= -kt \sin(k\omega_0 t) \\
 k &= 1, \dots, M
 \end{aligned}
 \tag{2.5}$$

$$\begin{aligned}
 x_1 &= V_0 \\
 x_{1+k} &= V_{rk} \\
 x_{M+1+k} &= V_{rk} \Delta\omega \\
 x_{2M+1+k} &= V_{ik} \\
 x_{3M+1+k} &= V_{ik} \Delta\omega \\
 k &= 1, \dots, M
 \end{aligned}
 \tag{2.6}$$

Na izlazu iz A/D konvertora za svaki od odbiraka signala napona može se napisati relacija (2.4). Ako se uoči  $m$  uzastopnih odbiraka koji čine tzv. prozor podataka, tada se ispisivanjem relacije (2.4) za svaki od odbiraka može formirati sistem od  $m$  jednačina, koji se može predstaviti u sledećoj matričnoj formi:

$$[v] = [a][x] + [e], \tag{2.7}$$

gde su:

$[v] = [v_1 \ v_2 \ \dots \ v_m]^T$  - vektor odbiraka koji čine prozor podataka,

$[e] = [e_1 \ e_2 \ \dots \ e_m]^T$  - vektor grešaka (odstupanja vrednosti odbiraka od pretpostavljenog modela signala),

$[x]_{(4M+1) \times 1}$  - vektor nepoznatih definisanih relacijama (2.6).

$[a]_{m \times (4M+1)}$  - matrica koeficijenata, definisanih na osnovu relacije (2.5) za odgovarajuće diskretne vremenske trenutke odabiranja.

Frekvencija odabiranja  $f_s$  ( $f_s=1/T$ ) je konstantna, pa su odbirci signala napona ekvidistantni, odnosno međusobno pomereni za periodu odabiranja  $T$ . Koeficijenti matrice  $[a]$  se računaju za diskretne vremenske trenutke prema sledećim relacijama:

$$\left. \begin{aligned} a_1(n) &= 1, \\ a_{1+k}(n) &= \sin(k\omega_0 nT), \\ a_{M+1+k}(n) &= knT \cos(k\omega_0 nT), \\ a_{2M+1+k}(n) &= \cos(k\omega_0 nT), \\ a_{3M+1+k}(n) &= -knT \sin(k\omega_0 nT), \\ n &= 1, 2, \dots, m. \end{aligned} \right\} \quad (2.8)$$

Sistem jednačina (2.7) ima ukupno  $4M+1$  nepoznatu. Osnovna pretpostavka kod primene LES metode je da se promenljive  $x_j$  ( $j=1,2,\dots,4M+1$ ), odnosno elementi vektora  $[x]$  u relaciji (2.6), ne menjaju u okviru prozora podataka. Iz tog razloga kod primene LES metode teži se kratkim prozorima podataka. Minimalna širina prozora podataka treba da obuhvati  $m_{min}=4M+1$  odbiraka da bi sistem jednačina (2.7) imao jedinstveno rešenje. Obično je širina prozora podataka veća od minimalne, odnosno sistem je redundantan ( $m>4M+1$ ) jer se time obezbeđuje veća stabilnost proračuna u uslovima prisustva šuma i viših harmonika u procesiranom signalu. U pogledu zadovoljenja ove pretpostavke i očuvanja regularnosti matrične jednačine (2.7) pogodno je ići sa što većom frekvencijom odabiranja.

Sušтина metode najmanjih kvadrata je da se nađe optimalna procena vektora nepoznatih  $[x]$  tako da elementi vektora grešaka  $[e]$  budu minimalni. Kompletan matematički aparat kojim se sprovodi ova metoda je dat u [1,23,24] i on daje optimalnu procenu vektora nepoznatih  $[x]^*$  prema relaciji:

$$[x]^* = \{[a]^T [a]\}^{-1} [a]^T [v] = [A][v], \quad (2.9)$$

gde je  $[A]$  leva pseudoinverzna matrica matrice  $[a]$ . Elementi matrice  $[A]$  zavise od periode odabiranja  $T$  i pretpostavljene učestanosti  $\omega_0$  i mogu se unapred proračunati. Ova matrica se čuva u memorijskom prostoru estimatora frekvencije i za njeno računanje se ne troši procesorsko vreme.

Nakon optimalne procene elemenata vektora  $[x]$ , mogu se izračunati: jednosmerna komponenta napona, efektivne vrednosti i početne faze (računate u odnosu na prvi odbirak u prozoru podataka) osnovnog i svih viših harmonika koji su obuhvaćeni modelom signala (2.1) i odstupanje učestanosti  $\Delta\omega$  od pretpostavljene vrednosti  $\omega_0$ . Proračun ovih parametara se vrši na osnovu sledećih relacija:

$$V_0 = x_1, \quad V_k = \sqrt{V_{rk}^2 + V_{ik}^2} = \sqrt{x_{1+k}^2 + x_{2M+1+k}^2}, \quad k = 1, 2, \dots, M \quad (2.10a)$$

$$\theta_k = \arctg\left(\frac{x_{2M+k+1}}{x_{k+1}}\right), \quad k = 1, 2, \dots, M \quad (2.10b)$$

$$\Delta\omega = \frac{V_{rk} \Delta\omega}{V_{rk}} = \frac{x_{M+1+k}}{x_{1+k}}, \quad k = 1, 2, \dots, M \quad (2.10c)$$

$$\Delta\omega = \frac{V_{ik} \Delta\omega}{V_{ik}} = \frac{x_{3M+1+k}}{x_{2M+1+k}}, \quad k = 1, 2, \dots, M \quad (2.10d)$$

$$|\Delta\omega| = \sqrt{\frac{x_{M+1+k}^2 + x_{3M+1+k}^2}{x_{1+k}^2 + x_{2M+1+k}^2}}, \quad k = 1, 2, \dots, M \quad (2.10e)$$

Na osnovu relacija (2. 10c) i (2.10d) (obično se primenjuju na osnovni harmonik ( $k=1$ ) jer je on po pretpostavci dominantan u signalu) može se odrediti odstupanje frekvencije u tekućem prozoru podataka od pretpostavljene vrednosti  $\omega_0$  po znaku i po modulu. Relacija (2.10e) određuje apsolutno odstupanje učestanosti ali ne daje informaciju o njegovom znaku. Izračunavanjem odstupanja učestanosti od pretpostavljene vrednosti izvršena je optimalna procena učestanosti  $\omega$  osnovnog harmonika mernog signala, odnosno:

$$\omega = \omega_0 + \Delta\omega \quad (2.11)$$

Performanse ovog algoritma su testirane u [23,24,54]. Tačnost određivanja frekvencije osnovnom LES metodom zavisi od toga koliko se pretpostavljena učestanost razlikuje od merene. Na osnovu sprovedenih testova pokazalo se da je tačnost zadovoljavajuća u relativno uskom opsegu oko nominalne (pretpostavljene) vrednosti  $\omega_0$ , odnosno algoritam je praktično primenljiv za merenje frekvencije koja je bliska nominalnoj vrednosti. Ovo je i osnovni nedostatak ovog algoritma.

## **2.2 Merenje frekvencije nerekurzivnom metodom najmanjih kvadrata – iterativni algoritam**

Naprednija ideja u pogledu primene metode najmanjih kvadrata za merenje frekvencije je uvođenje povratne sprege po frekvenciji. Ova iterativna metoda je opisana i testirana u [51,52]. Osnovna ideja je da se iterativno koriguje vrednost frekvencije  $\omega_0$ , čime se postiže da se u svakom narednom koraku (iteraciji) frekvencija sa kojom se vrši linearizacija modela napona približava njenoj stvarnoj vrednosti. Na ovaj način linearizovana forma (2.4) signala vernije predstavlja stvarni signal, a time se i tačnije vrši proračun svih nepoznatih, pa i same frekvencije. Ovakvim postupkom se može postići, u odgovarajućim broju iteracija, zahtevana tačnost proračuna frekvencije. Iterativni algoritam je matematički formulisan sledećim relacijama:

$$[x_i]=[A_i(\omega_{i-1})][v_i] \quad (2.12)$$

$$[x_{i+1}]=[A_{i+1}(\omega_i)][v_{i+1}] \quad (2.13)$$

$$\omega_i = \omega_{i-1} + \Delta\omega_i, \quad (2.14)$$

gde su:

$\omega_{i-1}$ ,  $\omega_i$  – estimirana vrednost frekvencije u ( $i-1$ )-oj, odnosno  $i$ -toj iteraciji, respektivno;

$[A_i(\omega_{i-1})]$ ,  $[A_i(\omega_i)]$  – leve pseudo-inverzne matrice koeficijenata proračunate za  $\omega_{i-1}$ , odnosno  $\omega_i$ , respektivno;

$[x_i]$ ,  $[x_{i+1}]$  – optimalna procena vektora nepoznatih u ( $i-1$ )-oj i  $i$ -toj iteraciji, respektivno;

$\Delta\omega_i$  – korekcija vrednosti frekvencije koja je estimirana u prethodnoj, ( $i-1$ )-oj, iteraciji.

Uslov zaustavljanja iterativnog procesa opisanog relacijama (2.12 – 2.14) je da tekuća proračunata korekcija frekvencije bude manja od unapred zadate vrednosti. Ovakvi algoritmi mogu dovesti do “zaglavljenja” iterativnog procesa ako u tekućem prozoru podataka  $[v_i]$  ima više odbiraka koji ne zadovoljavaju pretpostavljeni model signala i ako je zahtevana tačnost velika. U cilju eliminacije ovakvih mogućnosti i ubrzanja algoritma u iterativnom procesu se može vršiti aktuelizacija prozora podataka nakon svakog koraka iteracije. Ovaj iterativni algoritam je opisan relacijama (2.12a i 2.13a) i on daje procenu frekvencije nakon svakog novog prozora podataka, odnosno nakon svakog koraka iteracije.

$$[x_i]=[A_i(\omega_{i-1})][v_i], \quad \omega_i = \omega_{i-1} + \Delta\omega_i, \quad (2.12a)$$

$$[x_{i+1}]=[A_{i+1}(\omega_i)][v_{i+1}], \quad \omega_{i+1} = \omega_i + \Delta\omega_{i+1}. \quad (2.13a)$$



U relaciji (2.15) matrica  $[a_i]$  je predstavljena u najopštijoj formi, tj. pretpostavljeno je da su modelom signala napona obuhvaćeni jednosmerna komponenta, osnovni harmonik i svi viši harmonici do reda  $M$ . Broj vrsta matrice se može smanjiti ako se neki harmonici koji se ne pojavljuju u signalu (npr. parni) izostave iz modela signala napona. Broj kolona matrice odgovara broju odbiraka u prozoru podataka  $m$ .

Da bi se formirala optimalna procena vektora nepoznatih  $[x_i]$  potrebno je, shodno relaciji (2.9), izračunati matricu  $[A_i]$  prema sledećoj matricnoj relaciji:

$$[A_i] = \left( \left\{ [a_i]^T [a_i] \right\} \right)^{-1} \cdot \left( [a_i]^T \right) = \begin{bmatrix} A_{11}(\omega_{0i}) & A_{12}(\omega_{0i}) & \dots & A_{1m}(\omega_{0i}) \\ A_{21}(\omega_{0i}) & A_{22}(\omega_{0i}) & \dots & A_{2m}(\omega_{0i}) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ A_{(4M+1)1}(\omega_{0i}) & A_{(4M+1)2}(\omega_{0i}) & \dots & A_{(4M+1)m}(\omega_{0i}) \end{bmatrix}_{(4M+1) \times m} \quad (2.16)$$

Sada se može, koristeći relaciju (2.16), napisati relacije (2.9) u razvijenoj formi koja je predstavljena sledećom relacijom:

$$\begin{bmatrix} x_{1i} \\ x_{2i} \\ \dots \\ x_{(M+2)i} \\ \dots \\ x_{(2M+2)i} \\ \dots \\ x_{(3M+2)i} \\ \dots \\ x_{(4M+1)i} \end{bmatrix}^* = \begin{bmatrix} A_{11}(\omega_{0i}) & A_{12}(\omega_{0i}) & \dots & A_{1m}(\omega_{0i}) \\ A_{21}(\omega_{0i}) & A_{22}(\omega_{0i}) & \dots & A_{2m}(\omega_{0i}) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ A_{(M+2)1}(\omega_{0i}) & A_{(M+2)2}(\omega_{0i}) & \dots & A_{(M+2)m}(\omega_{0i}) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ A_{(2M+2)1}(\omega_{0i}) & A_{(2M+2)2}(\omega_{0i}) & \dots & A_{(2M+2)m}(\omega_{0i}) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ A_{(3M+2)1}(\omega_{0i}) & A_{(3M+2)2}(\omega_{0i}) & \dots & A_{(3M+2)m}(\omega_{0i}) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ A_{(4M+1)1}(\omega_{0i}) & A_{(4M+1)2}(\omega_{0i}) & \dots & A_{(4M+1)m}(\omega_{0i}) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{1i} \\ v_{2i} \\ \dots \\ v_{ki} \\ \dots \\ v_{mi} \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

Proračun korekcije frekvencije  $\Delta\omega_i$  u odnosu na tekuću frekvenciju  $\omega_{0i}$  može se vršiti na osnovu relacija (2.10c) i (2.10d). U matricnoj jednačini (2.17) su naznačene vrste (osim prve i poslednje) koje figurišu u proračunu korekcije frekvencije na osnovu komponenti fazora osnovnog harmonika napona (relacije (2.10c) i (2.10d) za  $i=1$ ). Obe jednačine (2.10c) i (2.10d) definišu odstupanje frekvencije i po znaku i po vrednosti. Dakle, u proračunu frekvencije aktivne su samo dve vrste tekuće matrice  $[A_i]$ . Međutim, za pouzdanu estimaciju frekvencije potrebno je pratiti četiri vrste u matrici  $[A_i]$ , (dve koje se odnose na relaciju (2.10c) i dve koje zahteva

relacija (2.10d)). U toku procesiranja signala može se dogoditi da prvi, odnosno referentni odbirak u prozoru podataka odgovara (ili bude blizak) trenutku prolaska fazora osnovnog harmonika napona kroz nulu ili kroz temenu vrednost, pa time jedna od tekućih komponenti fazora osnovnog harmonika (realna ili imaginarna) postaje jednaka (ili bliska) nuli. U takvim okolnostima jedna od jednačina (2.10c) ili (2.10d) postaje u numeričkom smislu nedefinisana (deljenje dva broja bliska nuli), pa se ne može koristiti za proračun frekvencije. Korišćenjem relacije (2.10e) može se izbeći ovakva greška, ali ova relacija ne daje znak odstupanja frekvencije, pa je nekorisna. Rešenje je da se prate obe komponente fazora, a proračun frekvencije vrši prema onoj komponenti koja je za aktuelni prozor podataka po modulu veća.

U iterativnom procesu, elementi matrice identifikovanih vrsta, kao i ostali elementi matrice  $[A_i]$ , se moraju iznova proračunavati jer se koriguje frekvencija  $\omega_{0i}$  u odnosu na koju se računaju. To zahteva, imajući u vidu dimenzije matrice  $[a_i]$ , relativno komplikovan i glomazan matrični račun koji zahteva znatno procesorskog vreme. Osnovna ideja je da se unapred izračunaju matrice  $[A_i]$  za niz ekvidistantnih vrednosti frekvencije  $\omega_{0i}$  u definisanom mernom opsegu oko nominalne vrednosti. Iz svake od izračunatih matrica  $[A_i]$  se mogu formirati submatrice koje sadrže samo četiri vrste koje su dovoljne za estimaciju frekvencije u okolini tekuće bazne frekvencije oko koje se vrši linearizacija modela signala. Formirane submatrice bi se poređale u jedinstvenu matricu  $[A^*]$  koja bi obuhvatala celokupni merni opseg. Tako formirana matrica bi se unela u memorijski deo digitalnog zaštitnog ili mernog uređaja i na odgovarajući način adresirala. U iterativnom postupku bi se vršila identifikacija odgovarajuće submatrice čija bazna frekvencija najbliže odgovara tekućoj frekvenciji proračuna. Dalji računarski proces estimacije frekvencije se praktično svodi na jednostavne i procesorski malo zahtevne operacije.

Broj submatrica  $N$  koje su uključene u matricu  $[A^*]$  zavisi od širine mernog opsega frekvencije ( $\omega_{max} - \omega_{min}$ ) i koraka promene  $\Delta\omega_0$  bazne frekvencije, odnosno rezolucije sa kojom se pokriva merni opseg. Ako su submatrice u pogledu koraka frekvencije ekvidistantne, onda je broj submatrica u matrici  $[A^*]$  definisan sledećom relacijom:

$$N = \frac{\omega_{max} - \omega_{min}}{\Delta\omega_0}, \quad (2.18)$$

pri čemu je potrebno parametre  $\omega_{max}$ ,  $\omega_{min}$  i  $\Delta\omega_0$  odabrati tako da je  $N$  ceo broj.

Relacijom (2.19) je predstavljena opšta forma matrice  $[A^*]$ . Na osnovu prethodne analize može se zaključiti da su dimenzije matrice  $[A^*]$  -  $4N \times m$ .

$$[A^*] = \begin{bmatrix} A_{21}(\omega_{\min}) & A_{22}(\omega_{\min}) & \dots & A_{2m}(\omega_{\min}) \\ A_{(M+2)1}(\omega_{\min}) & A_{(M+2)2}(\omega_{\min}) & \dots & A_{(M+2)m}(\omega_{\min}) \\ A_{(2M+2)1}(\omega_{\min}) & A_{(2M+2)2}(\omega_{\min}) & \dots & A_{(2M+2)m}(\omega_{\min}) \\ A_{(3M+2)1}(\omega_{\min}) & A_{(3M+2)2}(\omega_{\min}) & \dots & A_{(3M+2)m}(\omega_{\min}) \\ \hline A_{21}(\omega_{\min} + \Delta\omega_0) & A_{22}(\omega_{\min} + \Delta\omega_0) & \dots & A_{2m}(\omega_{\min} + \Delta\omega_0) \\ A_{(M+2)1}(\omega_{\min} + \Delta\omega_0) & A_{(M+2)2}(\omega_{\min} + \Delta\omega_0) & \dots & A_{(M+2)m}(\omega_{\min} + \Delta\omega_0) \\ A_{(2M+2)1}(\omega_{\min} + \Delta\omega_0) & A_{(2M+2)2}(\omega_{\min} + \Delta\omega_0) & \dots & A_{(2M+2)m}(\omega_{\min} + \Delta\omega_0) \\ A_{(3M+2)1}(\omega_{\min} + \Delta\omega_0) & A_{(3M+2)2}(\omega_{\min} + \Delta\omega_0) & \dots & A_{(3M+2)m}(\omega_{\min} + \Delta\omega_0) \\ \hline A_{21}(\omega_{\min} + 2\Delta\omega_0) & A_{22}(\omega_{\min} + 2\Delta\omega_0) & \dots & A_{2m}(\omega_{\min} + 2\Delta\omega_0) \\ A_{(M+2)1}(\omega_{\min} + 2\Delta\omega_0) & A_{(M+2)2}(\omega_{\min} + 2\Delta\omega_0) & \dots & A_{(M+2)m}(\omega_{\min} + 2\Delta\omega_0) \\ A_{(2M+2)1}(\omega_{\min} + 2\Delta\omega_0) & A_{(2M+2)2}(\omega_{\min} + 2\Delta\omega_0) & \dots & A_{(2M+2)m}(\omega_{\min} + 2\Delta\omega_0) \\ A_{(3M+2)1}(\omega_{\min} + 2\Delta\omega_0) & A_{(3M+2)2}(\omega_{\min} + 2\Delta\omega_0) & \dots & A_{(3M+2)m}(\omega_{\min} + 2\Delta\omega_0) \\ \hline \dots & \dots & \dots & \dots \\ \hline A_{21}(\omega_{\max}) & A_{22}(\omega_{\max}) & \dots & A_{2m}(\omega_{\max}) \\ A_{(M+2)1}(\omega_{\max}) & A_{(M+2)2}(\omega_{\max}) & \dots & A_{2m}(\omega_{\max}) \\ A_{(2M+2)1}(\omega_{\max}) & A_{(2M+2)2}(\omega_{\max}) & \dots & A_{2m}(\omega_{\max}) \\ A_{(3M+2)1}(\omega_{\max}) & A_{(3M+2)2}(\omega_{\max}) & \dots & A_{2m}(\omega_{\max}) \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

Bitno je primetiti da dimenzije matrice  $[A^*]$  direktno ne zavise od nivoa harmonika koji su uključeni u model signala. Maksimalni red harmonika koji se opservira je ograničen učestanošću odabiranja shodno teoremi o odabiranju. To znači da u pretpostavljenom matematičkom modelu signala (2.1), pored osnovne učestanosti i jednosmerne komponente mogu biti uključeni svi viši harmonici do reda  $M_{max}$ , koji je definisan sledećom relacijom:

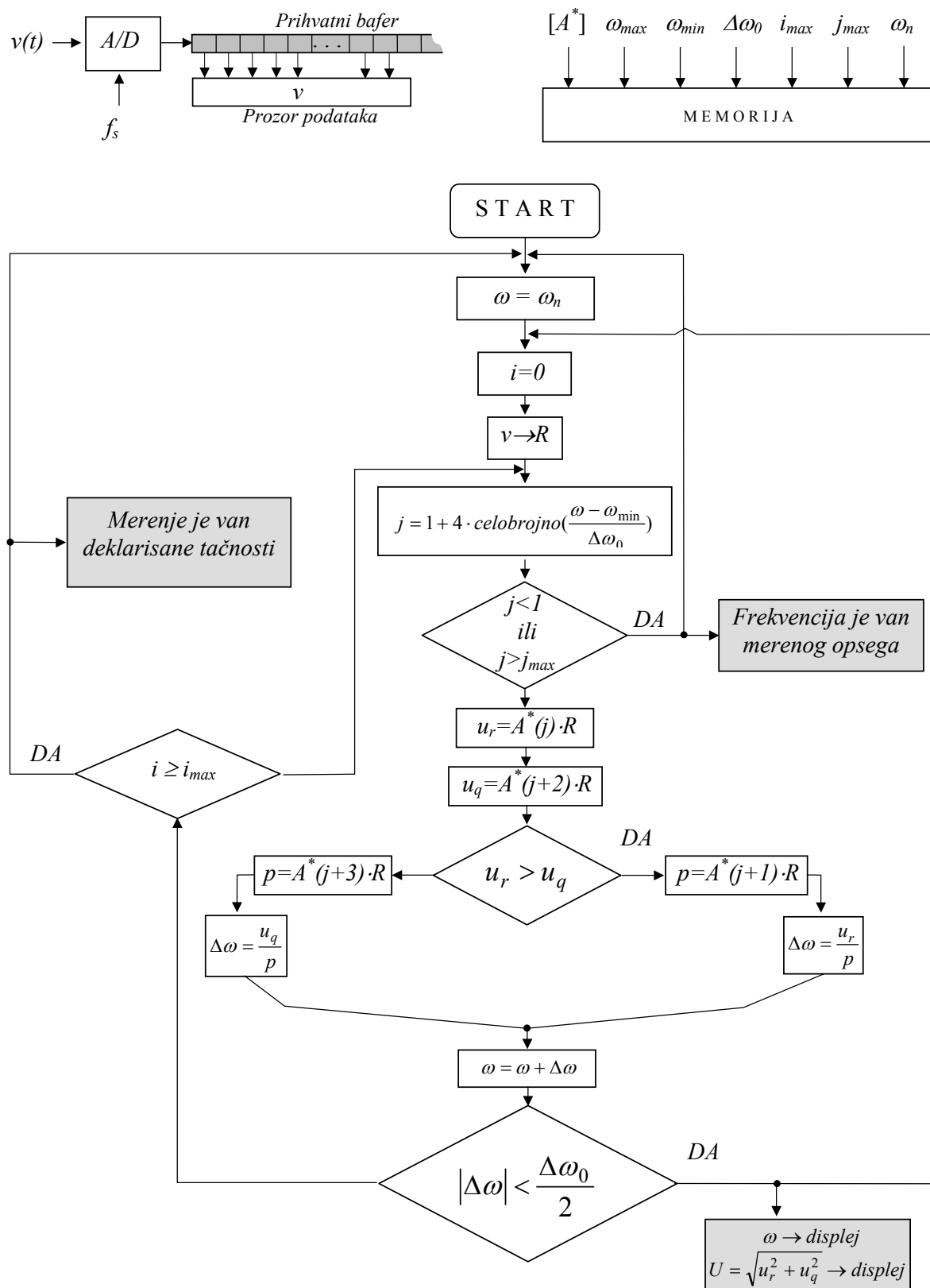
$$M_{max} = \text{celobrojno} \left( \frac{f_s}{2f_{max}} \right), \quad (2.20)$$

gde je  $f_{max} = 2\pi\omega_{max}$  gornja granica mernog opsega.

### 2.3.1 Logički blok dijagram algoritma sa konstantnom matricom koeficijenata

Na osnovu formiranog matematičkog modela može se definisati relativno jednostavan algoritam za estimaciju frekvencije u EES-u. Matematički model omogućava i merenje amplitude osnovnog harmonika mernog signala, shodno relaciji (2.10a) za  $k=1$ , pa predloženi algoritam predstavlja i estimator osnovnog harmonika napona. Logička blok šema algoritma za merenje frekvencije i amplitude osnovnog harmonika napona je prikazana na slici 2.1.





Slika 2.1 Logički blok dijagram algoritma sa konstantnom matricom koeficijenata za estimaciju frekvencije i amplitude osnovnog harmonika mernog signala

Oznake na slici 2.1 imaju sledeće značenje:

$\omega_{min}$ ,  $\omega_{max}$  – donja i gornja granica opsega merenja frekvencije kojeg pokriva matrica  $[A^*]$ ,

$\Delta\omega_0$  – korak frekvencije u matrici  $[A^*]$ ,

$\omega_n$  – nominalna frekvencija,

$i$  – brojač iteracija,

$i_{max}$  – maksimalni dopušteni broj iteracija u proračunu frekvencije,

$j$  – pokazivač aktuelne vrste u matrici koeficijenata  $[A^*]$ ,

$j_{max}$  - maksimalna dozvoljena brojna vrednost pokazivača vrsta ( $j_{max} = N - 3 = \frac{\omega_{max} - \omega_{min}}{\Delta\omega_0} - 3$ ),

$R, p$  – radni registri,

$v$  – registar za smeštanje odbiraka iz tekućeg prozora podataka,

$u_r, u_q$  – registri za smeštanje tekuće realne i imaginarnе komponente fazora osnovnog harmonika napona, respektivno,

$\omega$  - aktuelna frekvencija u proračunu,

$\Delta\omega$  - aktuelna korekcija frekvencije proračunate u prethodnoj iteraciji (koraku).

Predloženi algoritam je baziran na pretpostavci da se frekvencija signala može smatrati konstantnom u vremenskom intervalu koji odgovara širini prozora podataka. Frekvencija odabiranja i širina prozora podataka su nepromenljive i unapred definisane veličine. Inicijalizacija merenja frekvencije se ostvaruje postavljanjem radne frekvencije na vrednost  $\omega_n$ . Na osnovu te vrednosti se automatski setuje pokazivač  $j$  na prvu vrstu submatrice matrice  $[A^*]$  koja odgovara nominalnoj frekvenciji  $\omega_n$ . Sukcesivnim množenjem vrsta iz identifikovane submatrice sa tekućim vektorom odbiraka se započinje iterativni postupak estimacije frekvencije. U definisanom algoritmu u toku iterativnog postupka vektor prozora podataka se ne aktuelizuje, što odgovara relacijama (2.12 – 2.14). Algoritam se može dodatno ubrzati ako se primeni logika koja odgovara relacijama (2.12a) i (2.13a) ali su njegove dinamičke performanse i tačnost slabije u odnosu na rešenje dato na slici (2.1).

Zaustavljanje iterativnog postupka u algoritmu na slici 2.1 je predviđeno u tri slučaja i to:

- 1) Izračunata frekvencija je po modulu manja od polovine koraka matrice  $\Delta\omega_0$ . U ovom slučaju nije moguće dalje popravljavanje aktuelne frekvencije u proračunu. Rezultat merenja je korektan i predstavlja zbir frekvencije proračunate u prethodnom koraku i aktuelne korekcije frekvencije  $\Delta\omega$ . Uzima se novi prozor podataka, radna frekvencija se zadržava na izračunatu vrednost i započinje se novi iterativni proces estimacije.

- 2) Tekuća frekvencija ( $\omega$ ) izlazi van mernog opsega koji pokriva matrica  $[A^*]$ . *Signalizira se "probijanje" mernog opsega. Uzima se novi prozor podataka i setuje se frekvencija na inicijalnu vrednost ( $\omega = \omega_n$ ). Nastavlja se estimacija.*
- 3) Broj iteracija je veći od maksimalno predviđenog. *Ovo ograničenje je uvedeno iz razloga eliminacije mogućnosti "zaglavljivanja", kao i uslova spore konvergencije iterativnog postupka. Postupak oporavka u ovakvim slučajevima je restart algoritma kao u slučaju 2. ili se može zadržati proračunata frekvencija u prethodnom koraku i aktuelizovati prozor podataka.*

Predloženo logičko rešenje algoritma, slika 2.1, može se dalje modifikovati u cilju zadovoljenja određenih performansi mernog sistema (selektivno povećanje tačnosti, brzine i pouzdanosti). Matricu koeficijenata  $[A^*]$  je moguće formirati sa promenljivim korakom  $\Delta\omega_0$ , tako da u okolini nominalne frekvencije (npr. u opsegu (49,5÷50,5) Hz) korak  $\Delta\omega_0$  bude relativno mali, a van ovog opsega se može ići sa većim korakom. Ovakvim formiranjem matrice  $[A^*]$  se postiže veća tačnost estimatora frekvencije u opsegu normalnih radnih frekvencija u sistemu, a da se pri tom značajno ne poveća red matrice  $[A^*]$ . U cilju povećanja stabilnosti konvergencije algoritma moguće je limitirati ili ponderisati skok pokazivača  $j$ , čime se može izbeći eventualna oscilatorna konvergencija u procesu estimacije frekvencije. U tom smislu može biti prihvatljivo rešenje sa konstantnim (minimalnim) skokom pokazivača ( $j_{min}=4$ ). Ovakav pristup generalno usporava estimaciju u slučaju brzih i velikih promena frekvencije, ali je za estimatore koji se koriste u EES-u opravdan jer je gradijent i nivo promene osnovne frekvencije u sistemu i pri većim poremećajima relativno mali, pa algoritam može pratiti i sa jediničnim skokom promene frekvencije. Na ovaj način se izbegava proračun pokazivača  $j$  u svakom koraku iteracije, potrebno je pratiti samo znak aktuelnog odstupanja frekvencije i proveravati uslove zaustavljanja iterativnog postupka. Ovako organizovan algoritam ima veću stabilnost i manje zahtevano procesorsko vreme.

Kompletan algoritam se bazira na relativno malom broju najjednostavnijih matematičkih operacija koje nisu zahtevne u računarskom pogledu te se kao takav odlikuje velikom brzinom i malim zahtevima u pogledu hardvera. Predloženi algoritam, u cilju određivanja frekvencije, vrši estimaciju komponenti fazora osnovnog harmonika napona, pa on istovremeno predstavlja i estimator fazora napona [55]. Algoritam se može proširiti i za merenje amplituda određenih viših harmonika ako su oni potrebni za realizaciju nekih zaštitnih funkcija (npr. drugog harmonika struje za blokiranje diferencijalne zaštite transformatora ili trećeg harmonika kod generatorskih zaštita).

## **2.4 Optimizacija algoritma sa konstantnom matricom koeficijenata**

U prethodnom odeljku definisana je opšta forma algoritma za brzu estimaciju frekvencije, pri čemu je pretpostavljeno da su frekvencija odabiranja i širina prozora podataka fiksni, ali nije definisano kako treba postaviti ove parametre za konkretna merenja. Osim toga, neophodno je ispitati u kakvoj međusobnoj vezi stoje tačnost merenja frekvencije i korak matrice  $\Delta\omega_0$ , kao i mogući opseg merenja frekvencije (tj granične učestanosti ( $\omega_{min}$  i  $\omega_{max}$ ) u matrice koeficijenata  $[A^*]$ ) koji obezbeđuje pouzdanu konvergenciju iterativnog postupka. Postavljanje ovih parametara nije jednoznačno, pa je u cilju optimizacije modela potrebno izvršiti kompleksne analize, pri čemu kriterijum optimizacije definiše sama uloga, odnosno zahtevane performanse, mernog (zaštitnog) uređaja. U ovom odeljku biće utvrđen uticaj navedenih parametara na osnovne performanse estimatora frekvencije, što može predstavljati podlogu za optimizaciju u konkretnim aplikacijama.

### **2.4.1 Uslovi konvergencije algoritma**

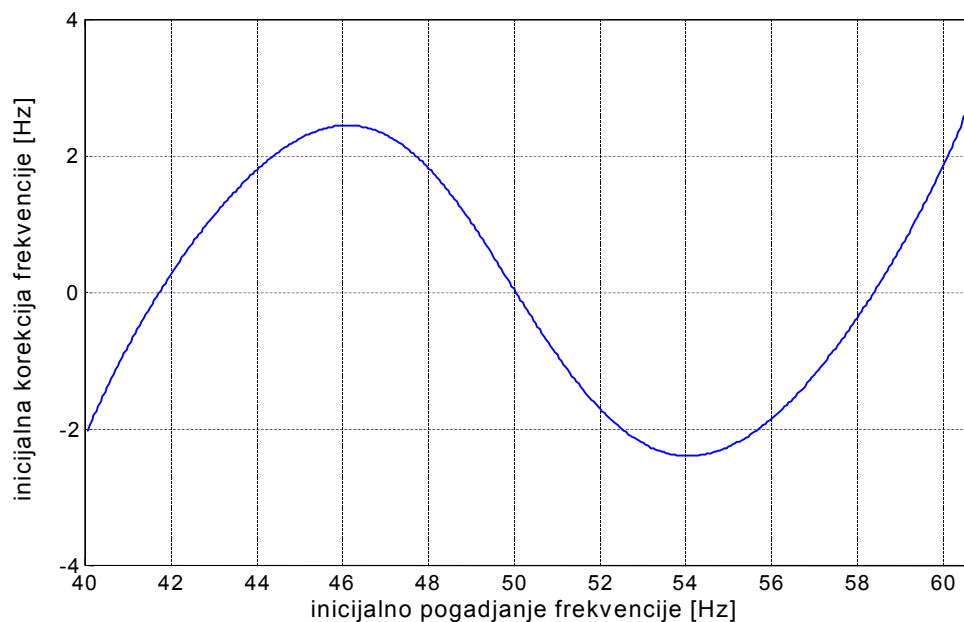
Primena metode najmanjih kvadrata za merenje frekvencije podrazumeva pretpostavku da se signal može aproksimirati linearnom formom oko pretpostavljene vrednosti frekvencije osnovnog harmonika procesiranog signala. U iterativnom postupku, kakav je predložen u ovom radu, se ostvaruje približavanje početnog pogađanja frekvencije ka tačnoj vrednosti čime se ostvaruje ispunjenje takve pretpostavke sa određenom tačnošću. Međutim, ukoliko se inicijalno pogađanje frekvencije znatno razlikuje od tačne vrednosti, linearna aproksimacija postaje sve grublja i može biti ugrožena konvergentnost iterativnog postupka, odnosno, iz linearizovanog modela u okolini takve inicijalne frekvencije više nije moguće pouzdano odrediti pravilan znak korekcije frekvencije. Iz tog razloga neophodno je utvrditi u kom opsegu u okolini nominalne frekvencije je moguća pouzdana konvergentnost iterativnog postupka, odnosno utvrditi merni opseg metode.

U cilju utvrđivanja mernog opsega izvršene su računarske simulacije sa prostoperiodičnim 50Hz test signalom:

$$u = 100 \sin(2\pi \cdot 50 \cdot t) . \quad (2.21)$$

Simulacije su vršene tako što je menjano inicijalno pogađanje frekvencije signala i merena korekcija estimirane frekvencije signala izračunata u prvom koraku iteracije. Korak promene

inicijalne frekvencije je  $\Delta f_0 = 0,1$  Hz, i on odgovara koraku frekvencije formirane matrice koeficijenata  $[A^*]$ . Na slici 2.2 je prikazan rezultat simulacije u kojoj je frekvencija odabiranja  $f_s = 1000$  Hz i širina prozora podataka  $T_w = 0,06$  s (tri periode signala).

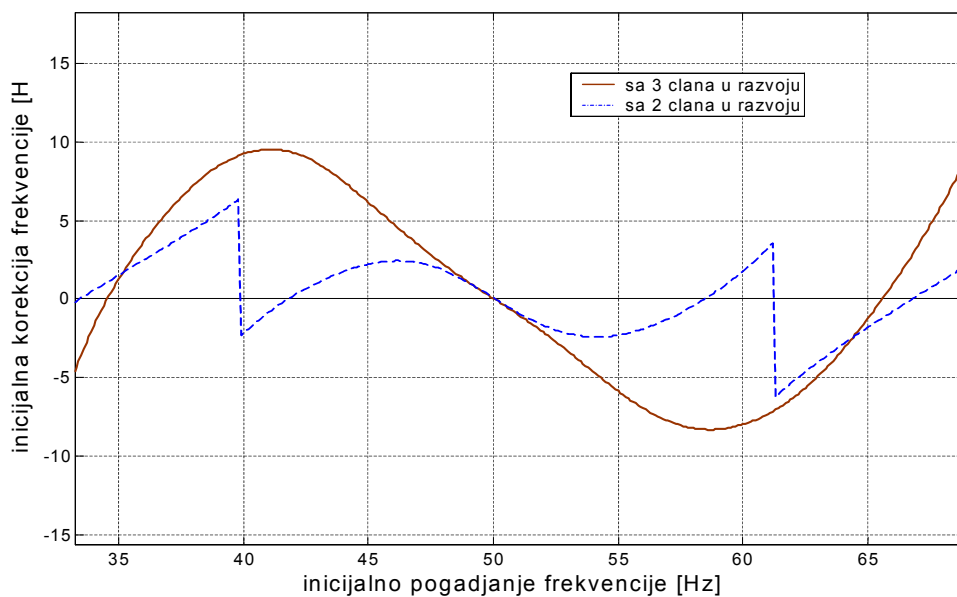


**Slika 2.2** Korekcija frekvencije u prvom koraku iteracije u funkciji inicijalnog pogađanja

Na osnovu rezultata simulacije, može se zaključiti da je, za definisani prostoperiodični signal (2.21) i podešene parametre procesiranja, teorijski opseg konvergencije (41,5÷58,5) Hz. Realni opseg u kome estimator može pravilno da funkcioniše je nešto uži. U slučaju da, usled nekog poremećaja, tekuća frekvencija u iterativnom postupku padne u zonu blisku graničnim mernim vrednostima, tekuća korekcija frekvencije biva relativno mala, pa postoji realna opasnost da se algoritam zaustavi po kriterijumu 1) i pogrešno izračuna frekvenciju. Može se usvojiti da je opseg pouzdane konvergencije u testiranom slučaju (43÷57) Hz.

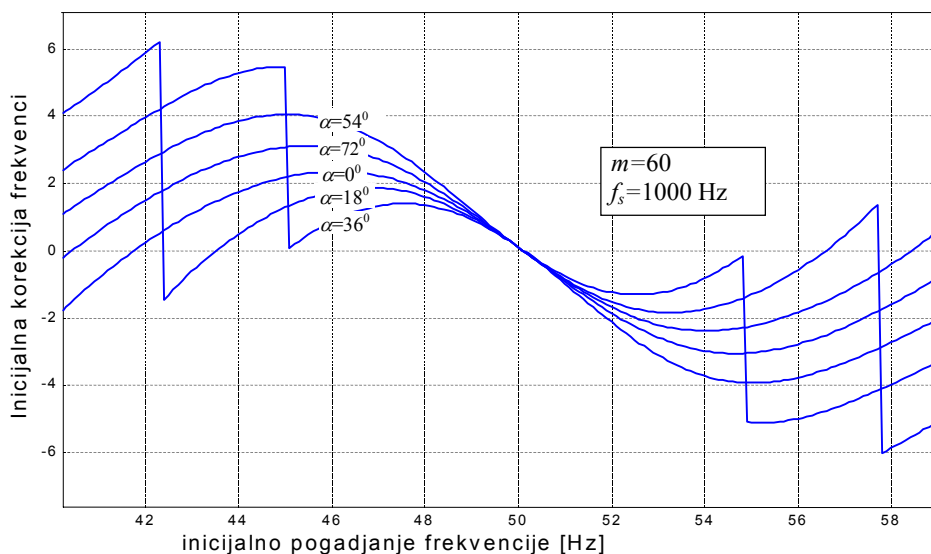
Proširenje mernog opsega može se izvršiti tako što se pri linearizaciji signala, razvojem u *Taylor*-ov red, uključi i kvadratni član (treći član). Uporedna analiza prethodne simulacije sa matricom  $[A^*]$  koja je formirana sa uvažavanjem dva, odnosno tri člana u razvoju je prikazana na slici 2.3. Uvođenjem trećeg člana *Taylor*-ovog reda u model (2.3) znatno se proširuje opseg merenja frekvencije, ali će kasnije analize pokazati da je kvadratni član vrlo osetljiv na šumove u signalu, pa je iz tog razloga neprihvatljiv. Skokovita promena u dijagramu koji odgovara jednostavnijoj linearizovanoj formi je posledica programske promene načina estimacije

frekvencije. U opsegu od 49 do 62 Hz estimacija frekvencija je za dati signal vršena prema jednačini (2.10c), a van ovog opsega prema jednačini (2.10d).



**Slika 2.3** Merni opseg estimatora frekvencije za različite modele signala

Na slici 2.4 prikazano je kako se menja opseg merenja i popravka inicijalne frekvencije kada prozor podataka "klizi" po mernom signalu (2.21).

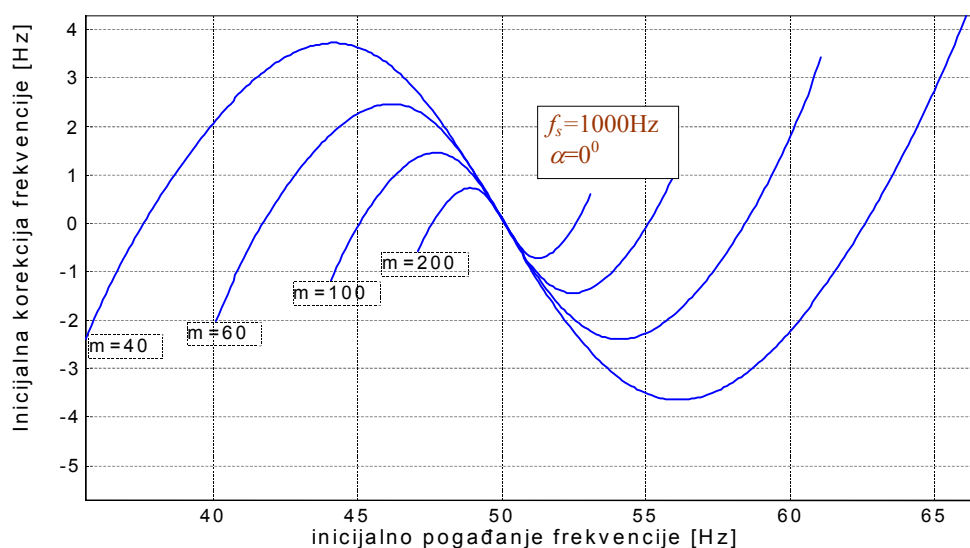


**Slika 2.4** Zavisnost inicijalne korekcije frekvencije od početne faze signala ( $\alpha$ )

Na osnovu slike 2.4 može se konstatovati da se merni opseg menja u zavisnosti od položaja prozora podataka, odnosno početne faze signala računata u odnosu na prvi odbirak u prozoru podataka. Pri porastu početne faze od  $0^0$  do  $45^0$ , merni opseg se pomera ka većim frekvencijama, dok se njegova širina malo menja. Za početne faze od  $45^0$  do  $90^0$  merni opseg se pomera ka nižim frekvencijama. Pošto je pozicija prozora podataka proizvoljna u toku estimacije, odnosno početna faza je  $\alpha \in (0^0 \div 360^0)$ , treba za merni opseg uzeti minimalnu i maksimalnu frekvenciju iz familije krivih na slici 4 (krive za uglove  $90^0$  do  $360^0$  se poklapaju sa odgovarajućim iz date familije). Za konkretno izabrane parametre estimatora opseg pouzdanog merenja frekvencije je  $(50 \pm 4)$  Hz.

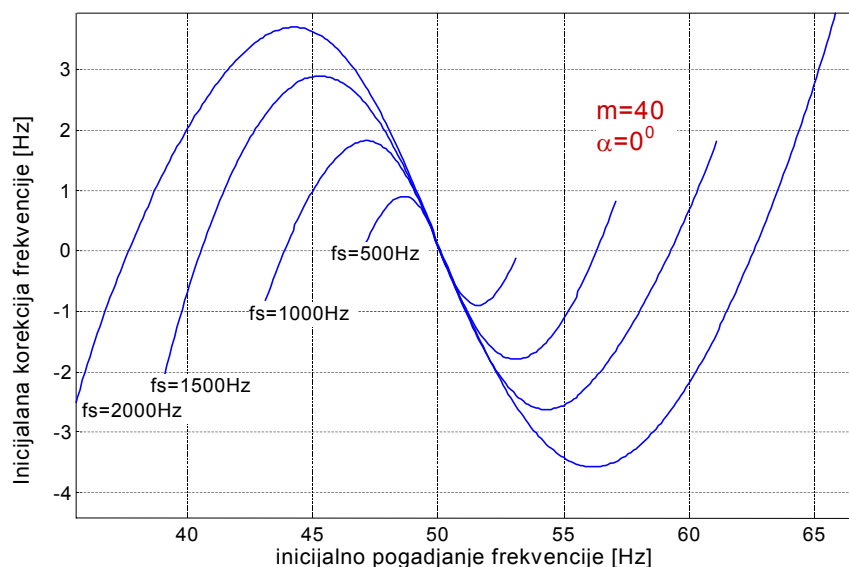
Nagib krive korekcije frekvencije, odnosno intenzitet popravke frekvencije u prvom koraku iteracije takođe zavisi od faze signala odnosno položaja prozora podataka. Na osnovu slike 2.4, može se konstatovati da je za sve vrednosti inicijalne frekvencije, iz opsega u kome algoritam konvergira, korekcija estimirane frekvencije u prvom koraku iterativnog postupka manja ili bliska razlici između inicijalne i stvarne frekvencije signala. To obezbeđuje jednosmernu, brzu i stabilnu konvergenciju iterativnog postupka.

Prethodna analiza je pokazala da je opseg maksimalnog odstupanja frekvencije tokom iterativnog postupka u odnosu na tačnu frekvenciju relativno uzak, pa je potrebno analizirati mogućnosti proširenja opsega pouzdane konvergencije. U narednom testu je analiziran uticaj širine prozora podataka na širinu mernog opsega. Model signala i parametri su isti kao u prethodnoj analizi, s tim što je varirana širina prozora podataka od 2 do 10 perioda (od  $m=40$  do  $m=200$  odbiraka po prozoru podataka). Rezultati simulacije su prikazani na slici 2.5.



**Slika 2.5** Zavisnost širine mernog opsega od širine prozora podataka

Da bi se utvrdilo da li na širinu mernog opsega utiče broj odbiraka ili broj perioda koje obuhvata prozor podataka izvršen je sledeći test: model signala je definisan relacijom (2.21), broj odbiraka u prozoru podataka je nepromenljiv i iznosi  $m=40$ , frekvencija odabiranja je menjana u opsegu od 500 Hz do 2000 Hz. Rezultati testa su prikazani na slici 2.6.



**Slika 2.6** *Zavisnost širine mernog opsega frekvencije prostoperiodičnog signala od frekvencije odabiranja*

Na osnovu dijagrama na slikama 2.5 i 2.6 može se konstatovati da širina mernog opsega frekvencije zavisi od broja perioda procesiranog signala koji obuhvata prozor podataka. Dakle, sa aspekta širine mernog opsega pogodnije je ići sa što kraćim prozorom podataka. Za fiksnu frekvencija odabiranja, kraći prozor podataka znači i manji broj odbiraka u prozoru podataka, pa je, u fazi projektovanja estimatora, potrebno voditi računa i o minimumu odbiraka u prozoru podataka. Minimalan broj odbiraka sa kojim program može korektno raditi mora obuhvatiti bar jednu celu periodu merenog signala i obezbediti regularnost matrične jednačine (2.9), tj. Mora biti zadovoljeno:

$$m_{\min} \geq \max \left\{ 4M + 1, \frac{f_s}{f_{\min}} \right\}, \quad (2.22)$$

gde je  $f_{\min}$  donja granična merna frekvencija osnovnog harmonika, a  $M$  broj viših harmoničnih komponenti koje se opserviraju.



Na osnovu prethodne analize može se izvršiti i optimizacija u pogledu rezolucije matrice koeficijenta  $[A^*]$ . U cilju zauzimanja što manjeg memorijskog prostora pogodno je da matrica bude što je moguće manjih dimenzija. Već je rečeno da broj kolona matrice odgovara broju procesiranih odbiraka u prozoru podataka, dok broj vrsta zavisi od širine mernog opsega i koraka bazne frekvencije  $\Delta f_0$ . Ukoliko je korak frekvencije veći to je odstupanje tekuće frekvencije u poslednjem koraku iteracija u opštem slučaju veće, pa je tačnost estimacije manja. Međutim, na osnovu slike 2.4 može se zaključiti da ako tekuća frekvencije u poslednjem koraku padne u okolinu  $\pm 0,25$  Hz oko tačne vrednosti frekvencije (u analiziranom slučaju 50 Hz), estimacija u tom koraku praktično daje tačnu vrednost frekvencije. Može se zaključiti da matrica koeficijenta  $[A^*]$  može biti napravljena sa korakom  $\Delta f_0=0,25$  Hz a da pri tom daje tačnost koja je određena samom metodom. Ipak, zbog procesiranja realnih signala koji mogu sadržati više harmonike i šum u daljoj analizi biće korišćen korak  $\Delta f_0=0,1$ Hz.

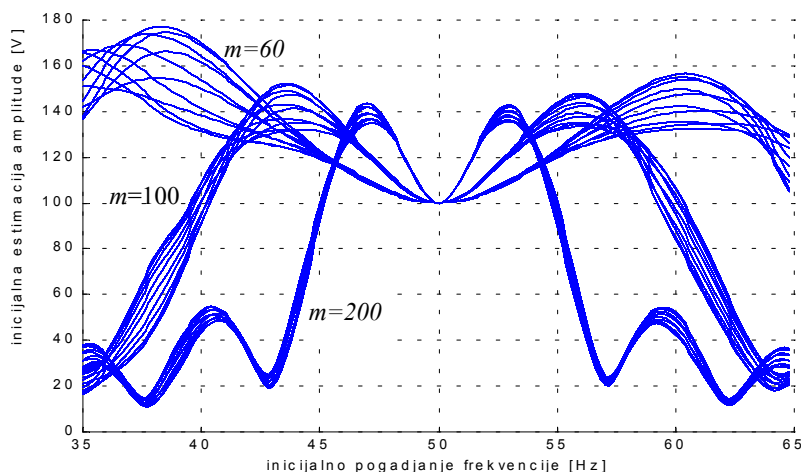
Nivo harmonika koji se opservira ne utiče na širinu mernog opsega. Najviši red harmonika  $M_{max}$  koji se može korektno procesirati je određen relacijom (2.20). Ukoliko nije zadovoljena relacija (2.20) ili (2.22) matrica  $[A^*]$  je singularna.

#### **2.4.2 Uticaj tačnosti merenja frekvencije na tačnost merenja amplitude osnovnog harmonika mernog signala**

Matrica koeficijenta  $[A^*]$  sadrži submatrice koje se odnose na realnu i imaginarnu komponentu fazora osnovnog harmonika napona. Korišćenjem relacija (2.10a i 2.10b) predloženi algoritam se može iskoristiti i za estimaciju fazora napona [55,56]. Kod većine digitalnih mernih uređaja potrebno je poznavati frekvenciju mernog signala da bi se mogla estimirati njegova amplituda. Iako su razvijani algoritmi za merenje napona koji su malo osetljivi na sistemске promene frekvencije [57], za jednostavne estimatore amplitude potrebno je što tačnije poznavanje frekvencije. Uticaj greške u merenju frekvencije na grešku merenja napona, struje i ostalih veličina u sistemu naročito je izražen kod signala koji sadrže velika harmonijska izobličenja. Iz ovih razloga estimator frekvencije je integrisan u gotovo sve merne i zaštitne uređaje koji se koriste u elektroenergetskom sistemu i u slučaju kada ti uređaji nisu namenjeni za merenje frekvencije.

U narednom testu analizirano je kako greška u merenju frekvencije utiče na tačnost merenja amplitude procesiranog signala predloženim algoritmom. Na slici 2.7 prikazan je nivo greške u prvoj

iteraciji estimacije amplitude prostoperiodičnog signala (2.21) u zavisnosti od inicijalne frekvencije estimatora za različite širine prozora podataka.



**Slika 2.7.** Inicijalna estimacija amplitude signala u zavisnosti od inicijalnog pogadjanja frekvencije za različite širine prozora podataka (tri, pet i deset perioda signala)

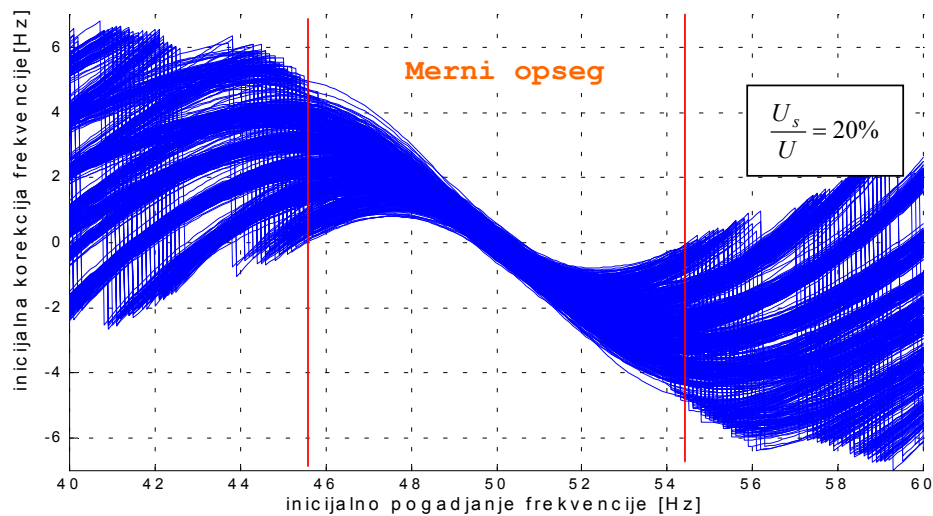
Na osnovu slike 2.7 može se zaključiti da greška u estimaciji frekvencije unosi i grešku u estimaciji amplitude. U okolini nominalne frekvencije greška u estimaciji napona uzrokovana greškom u estimaciji frekvencije je pozitivna. Osetljivost estimatora amplitude na grešku u proceni frekvencije je izraženija ako je širina prozora podataka veća, pa je i u tom pogledu bolje ići sa užim prozorom podataka. Greška u merenju napona bi bila znatno veća ako bi signal sadržao i više harmonike.

## **2.5 Testiranje algoritma sa konstantnom matricom koeficijenata na računarski generisanim signalima**

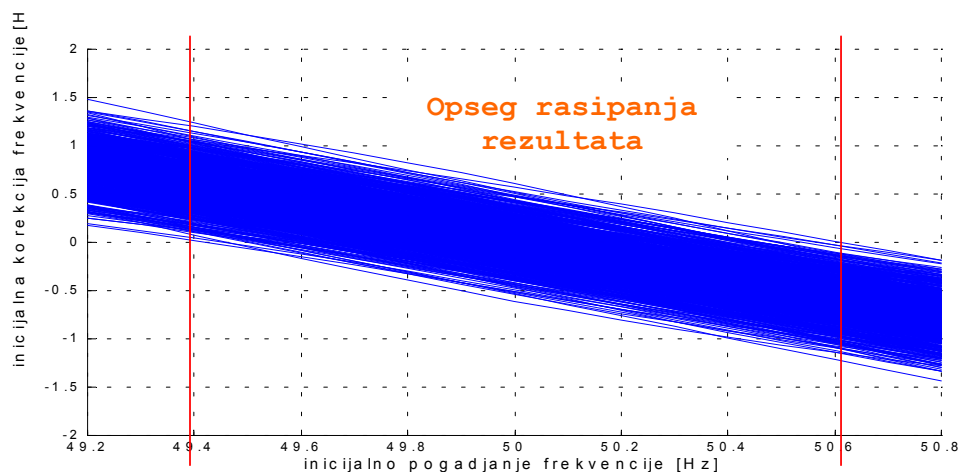
### **2.5.1 Osetljivost algoritma na slučajni šum**

U realnom signalu uvek je prisutan određeni šum. Pri čemu šum predstavljaju sve one harmonijske komponente u signalu koje nisu deklarisanе u linearizovanom modelu, uključujući i subharmonike. Izvor šuma je prisutan u samom EES (nelinearni potrošači, korona, razni indukovani signali i slično) ali i sam proces A/D konverzije unosi određenu kvantizacionu grešku koja se manifestuje kao šum [58]. Dakle za sagledavanje ponašanja estimatora pri procesiranju realnog signala potrebno je analizirati njegovu osetljivost na slučajni šum.

Test osetljivosti estimatora na šum je sproveden tako što je u test signal (2.21) aditivno uključen beli šum. Metodologija određivanja osetljivosti estimatora na šum je prikazana na primeru signala (2.21) sa aditivnim belim šumom čiji amplitudski nivo iznosi 20% od amplitude korisnog signala. Ovakav signal je procesiran sa estimatorom čiji su parametri podešeni na:  $f_s=1000$  Hz,  $m=60$ . Analiza je sprovedena tako što je prozor podataka "klizio" preko definisanog signala sa pomakom od po jednog odbirka u vremenu od  $t=1$ s. Za svaki položaj prozora podataka je varirano pogađanje frekvencije od 40 Hz do 60 Hz sa korakom 0,1 Hz (korak matrice) i računata odgovarajuća korekcija frekvencije. Rezultati testa su prikazani na slici 2.8. Na osnovu slike može se utvrditi i rasipanje rezultata estimirane frekvencije oko tačne vrednosti ( $f=50$ Hz), slika 2.9.



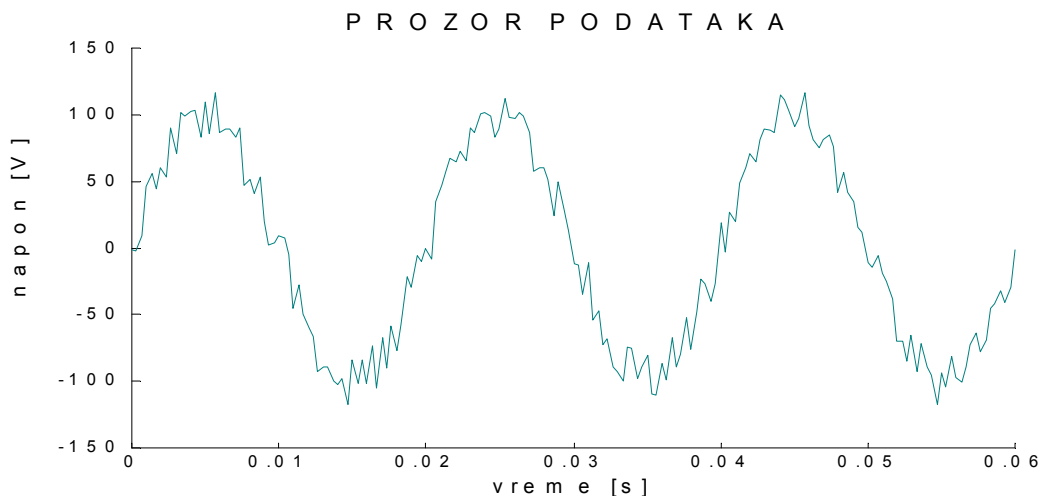
**Slika 2.8** Širina mernog opsega u uslovima jakog zagađenja signala slučajnim šumom



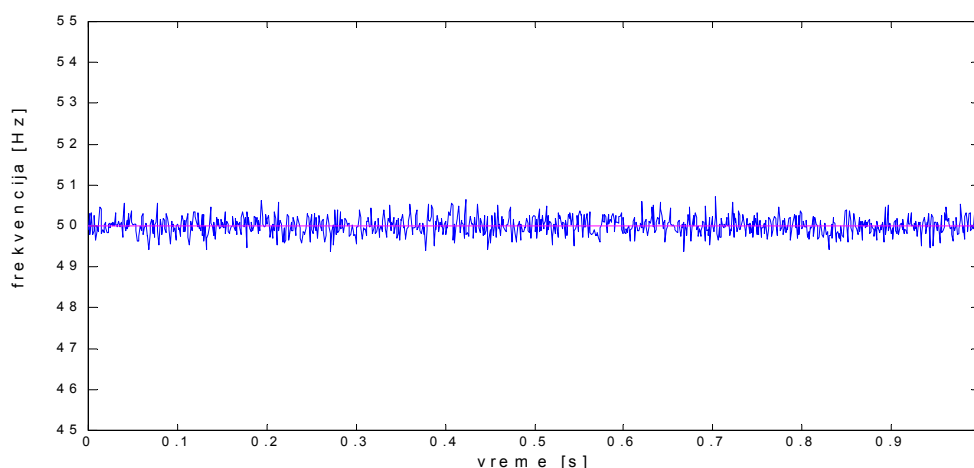
**Slika 2.9** Opseg rasipanja rezultata estimacije frekvencije u uslovima jakog šuma

Na osnovu prethodne analize može se konstatovati da stabilnost konvergencije iterativnog procesa nije ugrožena ni u uslovima prisustva velikog nivoa belog šuma u procesiranom signalu. Rezultat estimacije se u konkretnom slučaju može naći u opsegu  $(50 \pm 0,62)$  Hz, tj maksimalna greška je  $\pm 0,62$  Hz.

Izgled signala i vremenski tok estimirane frekvencije iz prethodne analize su prikazani na slikama 2.10 i 2.11, respektivno.

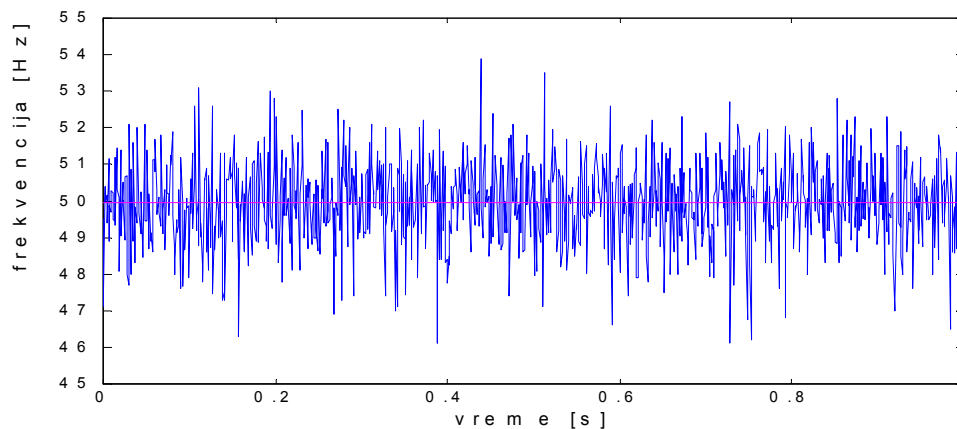


**Slika 2.10** Vremenski oblik procesiranog signala



**Slika 2.11** Vremenski tok estimirane frekvencije sa dva člana u linearizovanom modelu signala

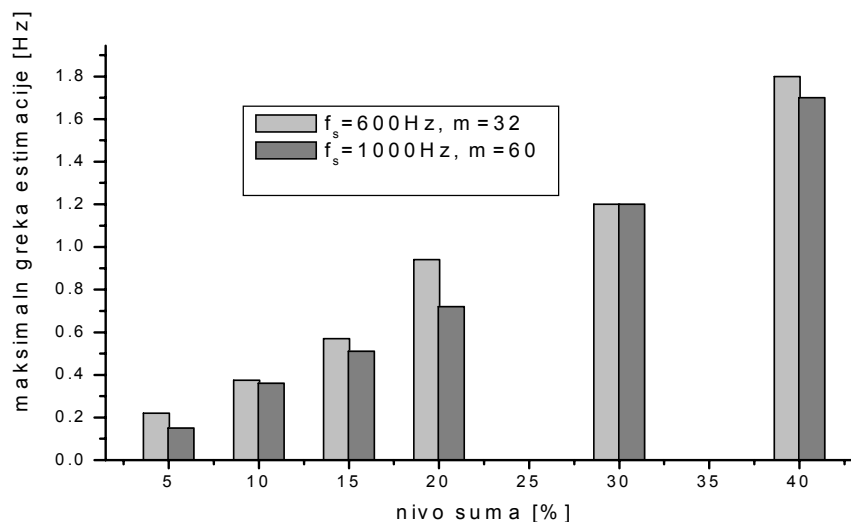
Na slici 2.12 je, u cilju poređenja, prikazan tok frekvencije za isti signal, kada je matrica  $[A^*]$  formirana sa uvažavanjem kvadratnog člana u *Taylor*-ovom razvoju.



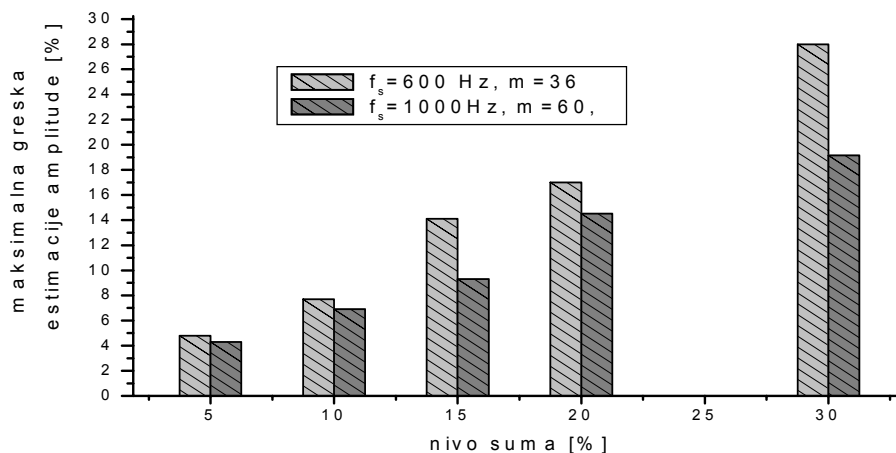
**Slika 2.12** Vremenski tok estimirane frekvencije sa tri člana u linearizovanom modelu signala

Na osnovu uporedne analize dijagrama toka frekvencije datih na slikama 2.11 i 2.12 može se zaključiti da je uključivanje trećeg člana u razvoj modela signala (2.2) sa aspekta osjetljivosti na šum neprihvatljivo.

Da bi se odredila zavisnost nivoa greške estimatora frekvencije u odnosu na nivo aditivnog belog šuma u mernom signalu sprovedeno je niz testova u kojima je menjan nivo šuma i merene maksimalne greške na jednosekundnom intervalu estimacije prema definisanoj metodologiji. Rezultati analize prikazani su dijagramom na slici 2.13. Uporedo sa merenjem frekvencije vršeno je i merenje amplitude napona. Na slici 2.14 prikazana je zavisnost greške u merenju amplitude napona od nivoa šuma u mernom signalu [56].



**Slika 2.13** Maksimalna apsolutna greška merenja frekvencije za 50 Hz merni signal pri različitom nivou aditivnog belog šuma



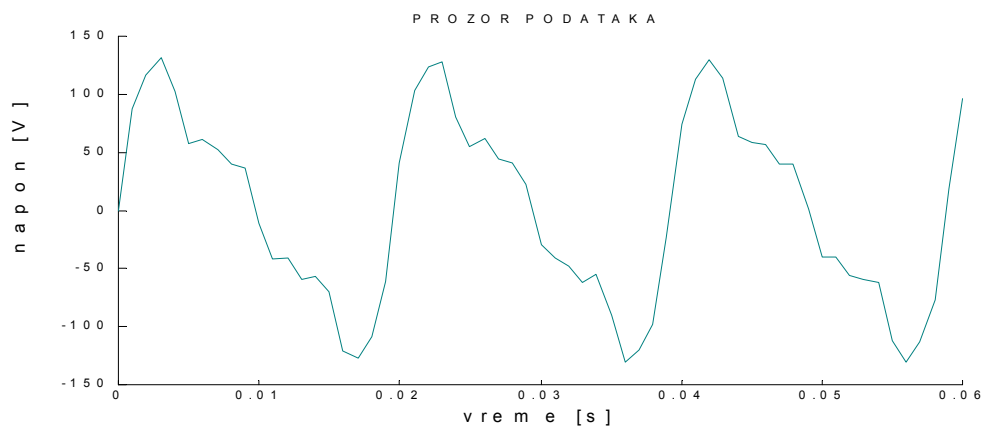
**Slika 2.14.** *Maksimalna greška merenja amplitude mernog signala u funkciji nivoa šuma za 50 Hz osnovni signal*

Na osnovu sprovedenih testova može se zaključiti da postoji približno linearna zavisnost između nivoa šuma i grešaka u estimaciji amplitude i frekvencije. Merni opseg estimatora frekvencije nije u većoj meri ugrožen šumom do nivoa 30%. Iznad ovog nivoa šuma opseg pouzdanog rada estimatora se sužava, da bi iznad 40%-og nivoa šuma bili mogući prozori podataka u kojima nisu zadovoljeni uslovi konvergentnosti. Analizom se pokazalo da se izvesno smanjenje osetljivosti estimatora na šum može postići sa većom frekvencijom odabiranja i (ili) većom širinom prozora podataka, odnosno sa većim brojem odbiraka u prozoru podataka. Takođe se usrednjavanjem nekoliko uzastopnih merenja može značajno smanjiti greška usled šuma.

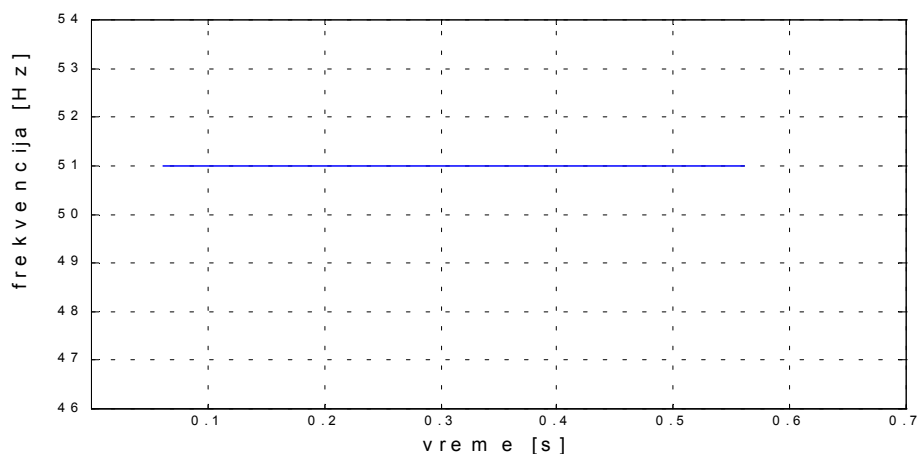
### 2.5.2 Osetljivost algoritma na prisustvo viših harmonika

Merenje frekvencije signala u kome postoji određeni nivo viših harmoničnih komponenti se uspešno može vršiti predloženim algoritmom. Ako nivo harmonika opserviran matricom  $[A^*]$  pokriva sve harmonične komponente koje su prisutne u procesiranom signalu, onda estimator daje potpuno tačnu frekvenciju signala, što je potvrđeno u narednom testu. Korišćen je sledeći složenoperiodični signal: osnovni harmonik 51 Hz (100%), drugi harmonik – 40%, treći harmonik – 30%, sedmi harmonik – 10%. Vremenski oblik definisanog test signala prikazan je na slici 2.15. Estimator je podešen na:  $m=60$  i  $f_s=1000$  Hz. Matrica  $[A^*]$  je formirana tako da pokriva opseg od 46 Hz do 54 Hz sa korakom  $\Delta f_0=0,1$  Hz, pri čemu su u njoj aktivne sve

harmonične komponente zaključno sa 7-im harmonikom. Inicijalno pogađanje frekvencije je u algoritmu podešeno na  $f_0=50$  Hz. Rezultat estimacije frekvencije je prikazan na slici 2.16.



**Slika 2.15** Vremenski oblik procesiranog složenoperiodičnog signala osnovne frekvencije 51 Hz

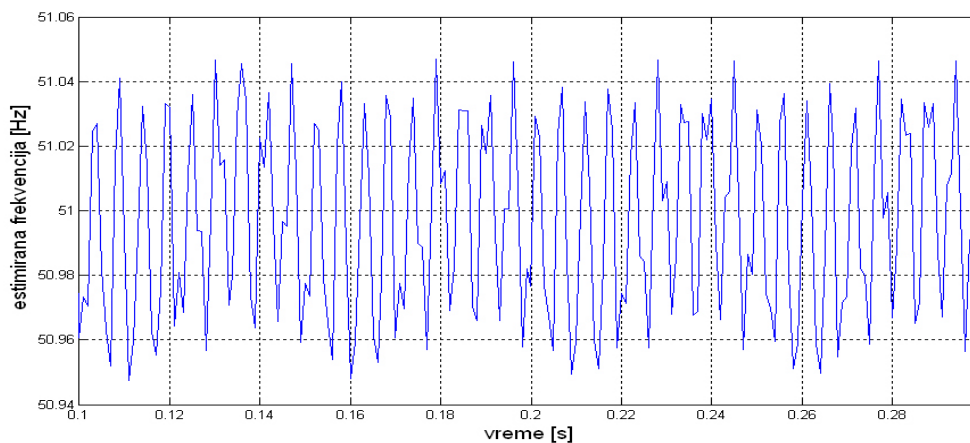


**Slika 2.16** Vremenski tok estimirane frekvencije

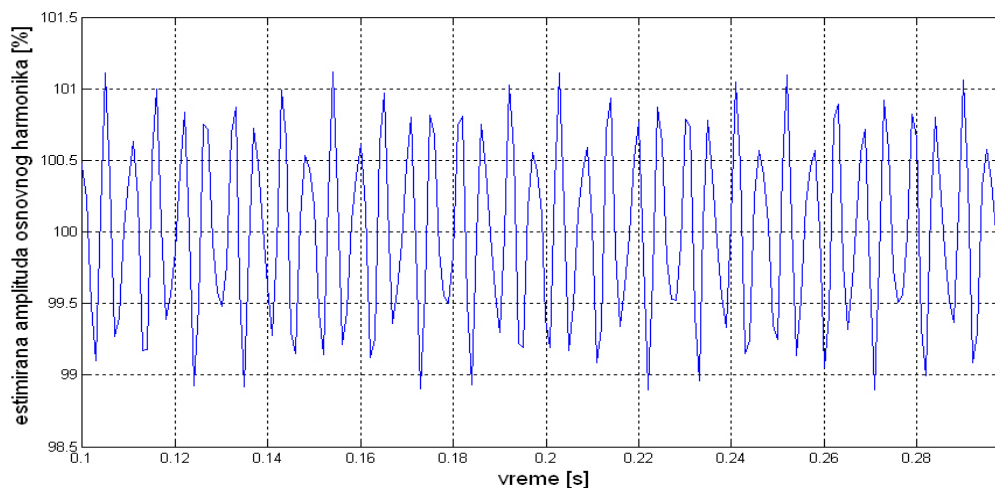
Ukoliko merni signal sadrži više harmonike koji nisu uključeni u model signala (2.1) onda algoritam u opštem slučaju pravi grešku u merenju frekvencije i amplitude mernog signala. Na slici 2.17 i 2.18 prikazan je vremenski tok estimirane frekvencije i amplitude osnovnog harmonika za merni signal:

$$u = U_{1m} \sin(2\pi \cdot 51 \cdot t) + kU_{1m} \sin(n \cdot 2\pi \cdot 51 \cdot t + \varphi_n), \quad (2.23)$$

gde su, za dati test, pretpostavljene sledeće brojne vrednosti:  $U_{1m}=100\%$ ,  $k=20\%$ ,  $n=15$ ,  $\varphi_n=0^0$ . Estimator je podešen na:  $m=60$  i  $f_s=1000$  Hz. Matrica  $[A^*]$  je formirana tako da pokriva opseg od 45 Hz do 55 Hz sa korakom  $\Delta f_0=0,1$  Hz, pri čemu su u njoj aktivne sve harmonične komponente zaključno sa 9. harmonikom.



**Slika 2.17** Estimirana frekvencija osnovnog harmonika složenoperiodičnog signala



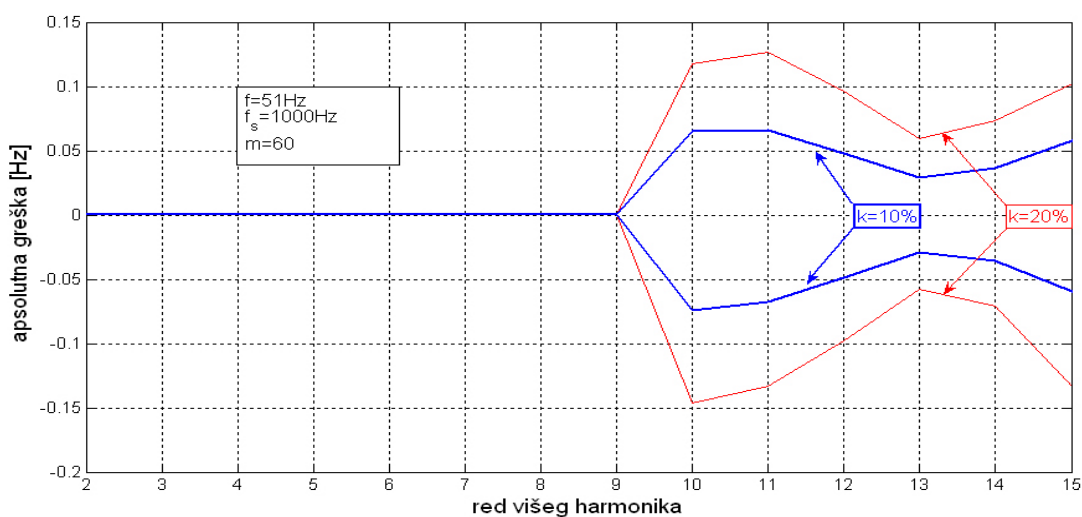
**Slika 2.18** Estimirana amplituda osnovnog harmonika složenoperiodičnog signala

Nivo greške merenja frekvencije i amplitude osnovnog harmonika napona, koju uzrokuju viši harmonici koji nisu obuhvaćeni u matrici  $[A^*]$ , zavisi od sledećih faktora: reda i nivoa višeg



harmonika koji nije uključen u model, uklapanja osnovne periode mernog signala u širinu prozora podataka i broja odbiraka u prozoru podataka.

Na slici 2.19 prikazan je opseg greške merenja frekvencije osnovnog harmonika koju uzrokuju viši harmonici različitog reda i amplitudskog nivoa. Test je sproveden tako što je u korišćenom modelu mernog signala (2.23) menjan red harmonika ( $n$ ). Za svaki red harmonika menjana je njegova početna faza ( $\varphi_n$ ) u skokovima od  $\pi/8$  u cilju pronalaženja najnepovoljnijeg slučaja. Za najnepovoljniju početnu fazu računata je maksimalna apsolutna greška (pozitivna i negativna) merenja frekvencije osnovnog harmonika. Test je sproveden za dva amplitudska nivoa ( $k$ ). Parametri estimatora su isti kao u prethodnom testu.



**Slika 2.19** Opseg greške merenja frekvencije složenoperiodičnog mernog signala za različiti red i nivo višeg harmonika

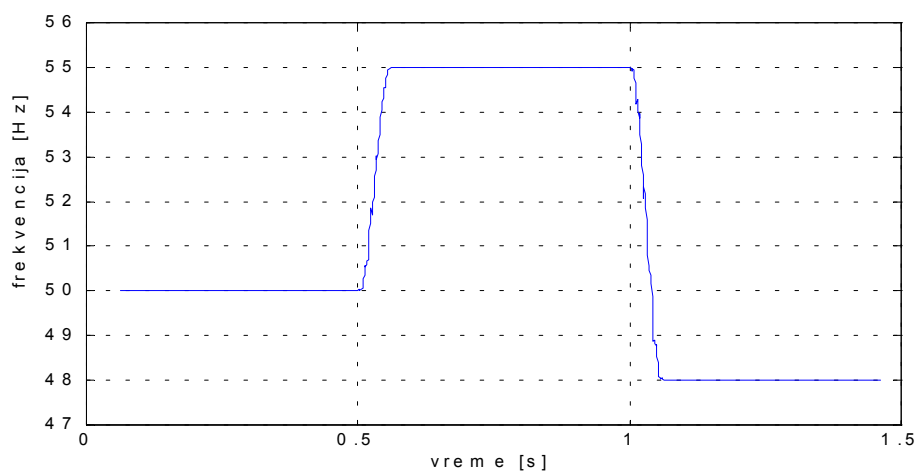
Na osnovu slike 2.19 može se zaključiti da viši harmonici koji nisu uključeni u model signala uzrokuju grešku merenja frekvencije koja je srazmerna njihovom amplitudskom nivou. Osim greške, pri procesiranju ovakvih signala ugrožena je i stabilnost iterativnog procesa pa se algoritam često zaustavlja po kriterijumu 3 (vidi stranu 26). Nivo greške u merenju frekvencije i amplitude osnovnog harmonika za određeni nivo i red harmonika zavisi od odnosa osnovne periode mernog signala i širine prozora podataka. Ako u prozor podataka staje ceo broj osnovnih perioda signala onda je merenje potpuno tačno bez obzira na red i nivo viših harmonika u mernom signalu. Ako je u prozoru podataka sadržan razlomljen broj merenih perioda onda se javlja greška koja zavisi od reda, faze i nivoa višeg harmonika, kao i od širine prozora podataka. U prethodnom testu je širina prozora podataka  $T_w=0,06\text{s}$  i u njega se uklapaju tri periode 50Hz

ulaznog signala. Frekvencija simuliranog signala je 51 Hz pa se u prozor podataka uklapa 3,06 osnovnih perioda. Necelobrojno uklapanje osnovnih perioda mernog signala uzrokuje grešku ako u mernom signalu postoje viši harmonici. Koji će harmonik imati najveći uticaj na grešku zavisi od konkretnog slučaja neuklapanja i amplitudskog nivoa harmonika. Zaključak je da širina prozora podataka treba da bude odabrana tako da sadrži ceo broj perioda koje odgovaraju nominalnoj frekvenciji u EES-u. Na taj način se greška usled varijacije osnovne frekvencije i prisustva harmonika reda većeg od  $M$  minimizuje.

### 2.5.3 Dinamičke performanse algoritma

U cilju utvrđivanja dinamičkih performansi algoritma koji je predložen u ovom radu izvršena su dva simulaciona testa:

**Test 1:** Simuliran je prostoperiodični ulazni signal čija se frekvencija u trenutku  $t_1=0.5s$  odskočno (trenutno) menja sa 50Hz na 55Hz, a zatim, u trenutku  $t_2=1s$ , sa 55 Hz na 48 Hz. Estimacija je vršena sa parametrima:  $m=60$  i  $f_s=1000$  Hz. Matrica  $[A^*]$  je formirana tako da pokriva opseg od 44 Hz do 56 Hz sa korakom  $\Delta f_0=0,1$  Hz, pri čemu su u njoj aktivne sve harmonične komponente zaključno sa 7-im harmonikom. Rezultati simulacije su prikazani na slici 2.20.



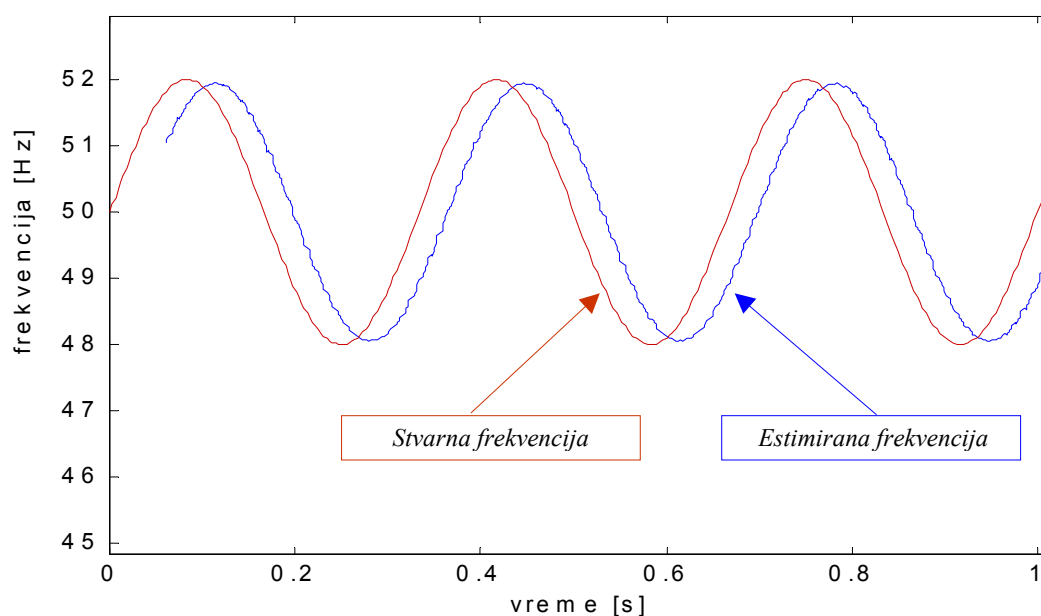
**Slika 2.20** Estimacija odskočno promenljive frekvencije signala

U slučaju velikih i trenutnih promena frekvencije, koje inače nisu realne u EES-u, algoritam zadržava stabilnost rada. Brzina uspostavljanja novog stanja pri odskočnoj promeni frekvencije odgovara širini prozora podataka.

**Test 2:** Simuliran je ulazni merni signal čija se frekvencija prostoperiodično menja sa amplitudom  $\Delta f_{\max}=2$  Hz oko nominalne frekvencije  $f_n=50$  Hz. Učestanost pulsacije frekvencije signala je  $\Delta f=3$  Hz. Opšta matematička forma test signala izražena je sledećom relacijom:

$$u = 100 \sin \left( 2\pi \int_0^t (f_n + \Delta f_{\max} \sin(2\pi \Delta f \cdot t)) \cdot dt \right) = 100 \sin \left( 2\pi f_n t - \frac{\Delta f_{\max}}{\Delta f} \cos(2\pi \Delta f \cdot t) + \frac{\Delta f_{\max}}{\Delta f} \right). \quad (2.24)$$

Parametri estimatora su kao u testu 1. Rezultati simulacije su prikazani na slici 2.21.



**Slika 2.21** Estimacija frekvencije koja prostoperiodično pulsira

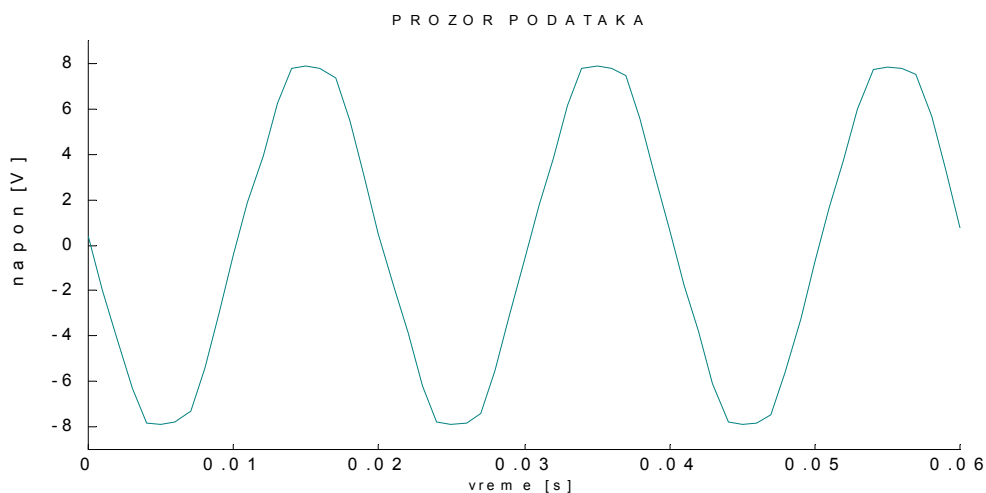
Na osnovu slike 2.21 može se zaključiti da estimator efikasno prati promene frekvencije procesiranog signala. Kašnjenje estimacije u odnosu na realno vreme odgovara širini prozora podataka, dakle ono je unapred poznato. Takođe je prisutna i određena greška u proceni amplitude oscilovanja frekvencije i ta greška je uvek takva da je estimirana amplituda promene frekvencija manja od stvarne. Razlog postojanja ove greške je što se frekvencija signala menja u okviru prozora podataka, pa je polazna pretpostavka o nepromenljivosti parametara u okviru prozora podataka u izvesnoj meri ugrožena. Zapravo, algoritam računa srednju vrednost frekvencije u prozoru podataka pa je zato estimirana amplituda promene frekvencije manja od stvarne. Ako bi se upotrebio estimator sa užim prozorom podataka ova greška bi bila manja i obrnuto.

## 2.6 Eksperimentalno testiranje algoritma sa konstantnom matricom koeficijenata

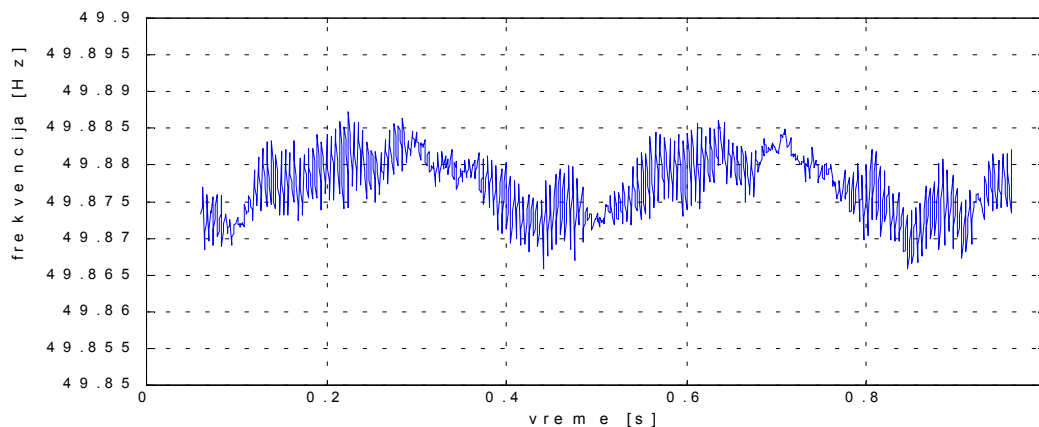
Verifikovanje mogućnosti praktične implementacije algoritma je izvršeno kroz testove na realnim signalima. Testovi su izvršeni na signalima mrežnog napona snimljenim u niskonaponskoj distributivnoj mreži. U cilju utvrđivanja ponašanja estimatora u uslovima velikih poremećaja u EES-u izvršeni su i testovi na laboratorijski generisanim signalima napona čija se amplituda i frekvencija menjaju.

### 2.6.1 Merenje frekvencije u niskonaponskoj distributivnoj mreži

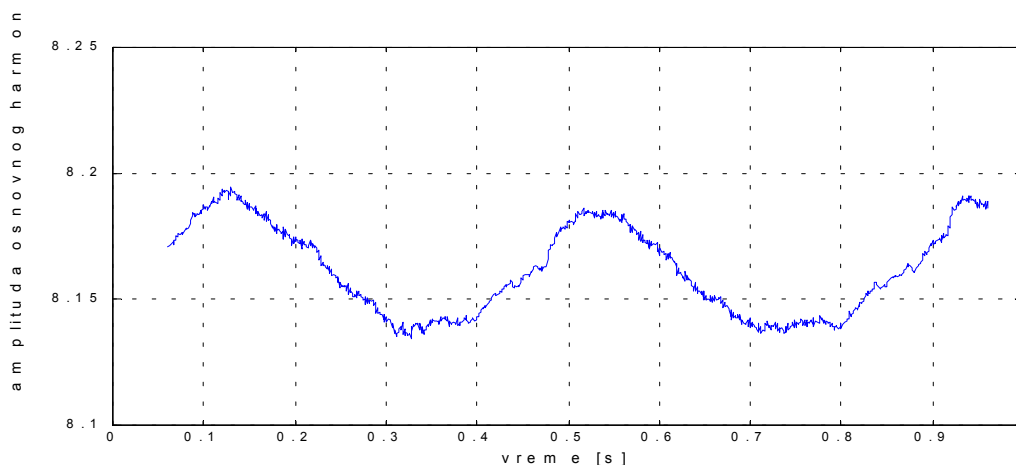
**Test 1:** Ulazni signal je mrežni napon koji je pomoću transformatora po amplitudi prilagođen A/D konvertoru. Napon je snimljen u zgradi Elektrotehničkog fakulteta u Beogradu. Vremenski oblik signala napona na ulazu u A/D konvertor je prikazana na slici 2.22. Iz talasnog oblika se može zaključiti da u signalu napona postoji izvestan nivo viših harmonika. Vremenski tokovi estimirane frekvencije i amplitude osnovnog harmonika napona su prikazani na slikama 2.23 i 2.24, respektivno. Parametri estimatora u ovom testu su:  $f_s=1000$  Hz i  $m=60$  (tri periode za 50 Hz merni signal). Matrica  $[A^*]$  je formirana tako da pokriva opseg od 45 Hz do 55 Hz sa korakom  $\Delta f_0=0,1$  Hz, pri čemu su u njoj aktivne sve harmonične komponente zaključno sa devetim harmonikom.



**Slika 2.22** Vremenski oblik ulaznog test signala napona u estimator



Slika 2.23 Vremenski tok estimirane frekvencije



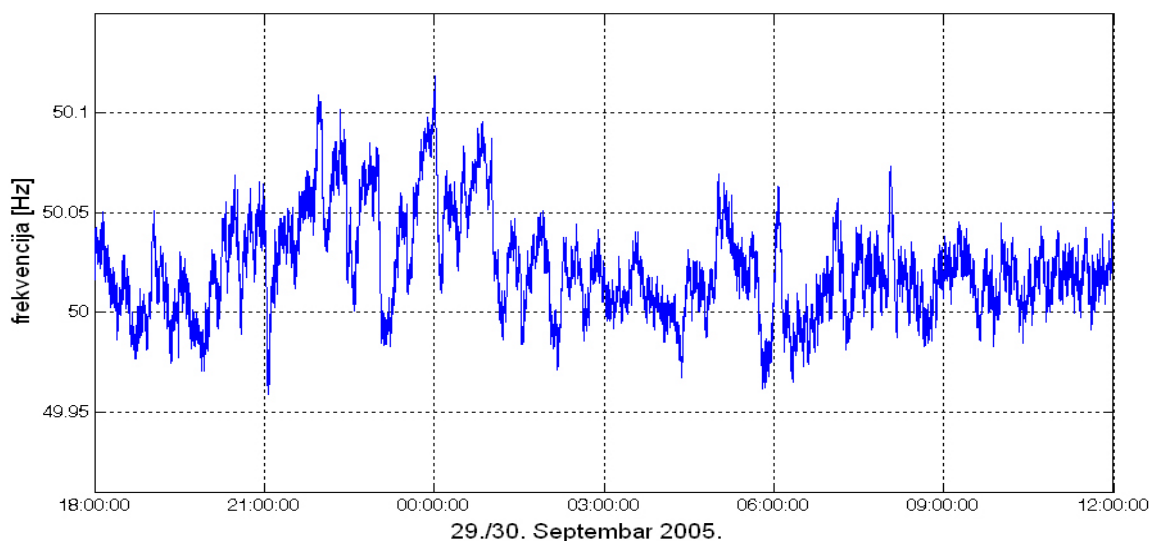
Slika 2.24 Vremenski tok estimirane amplitude osnovnog harmonika napona

Analizirajući dijagrame napona i frekvencije može se zaključiti da je proces estimacije bio stabilan. Tačnost estimirane frekvencije je proveravana uporednim merenjem sa komercijalnim digitalnim frekvencometrom visoke klase tačnosti (proizvođača *Hewlett Packard*). Merenja sa HP frekvencometrom su, za analizirani signal, pokazivala frekvenciju od 49,877 Hz, što odgovara srednjoj vrednosti frekvencije koju je dao estimator na merenom vremenskom intervalu.

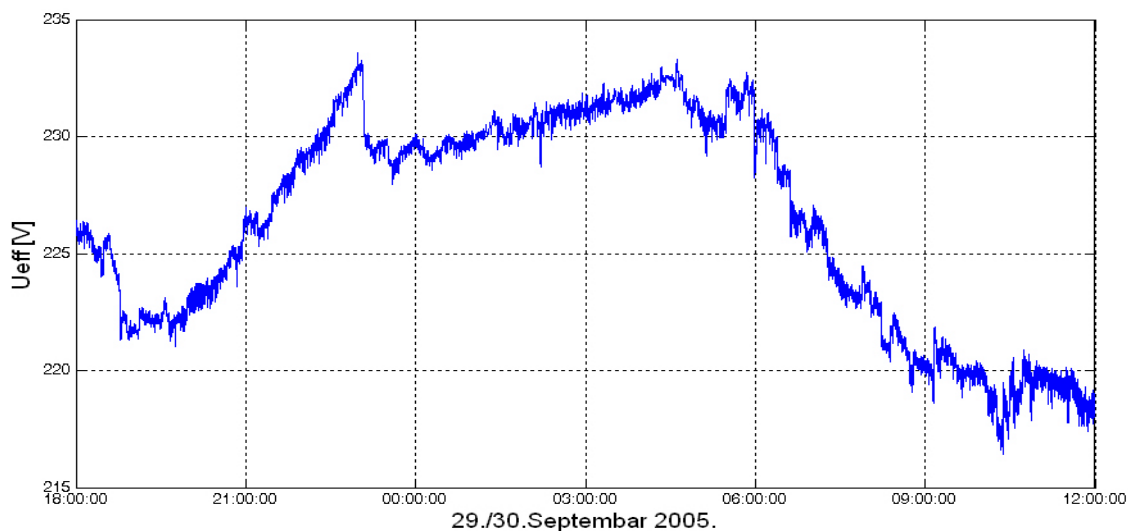
Niskofrekventne pulsacije u estimiranoj frekvenciji i amplitudi mogu biti posledica greške koju unosi neka niskofrekventna harmonijska komponenta u naponu koja nije obuhvaćena modelom signala ili su posledica stvarnih nihanja snage u sistemu u toku merenja.

**Test 2:** Merena je frekvencija i efektivna vrednost osnovnog harmonika napona u niskonaponskoj mreži (utičnici) u zgradi Elektrotehničkog fakulteta u Beogradu na vremenskom intervalu od 18 sati. Merenja su vršena u *off-line* režimu tako što su skokovito uzimani prozori podataka dužine 40ms ( $m=440$ ) i sukcesivno procesirani. Obradivano je oko 10 prozora

podataka u sekundi. Frekvencija odabiranja je bila  $f_s=11000\text{Hz}$ . Procesirani su svi harmonici do reda 25. Rezultati merenja frekvencije su prikazani na slici 2.25, a efektivne vrednosti osnovnog harmonika napona na slici 2.26. Rezultati predstavljaju srednje trosekundne vrednosti.



**Slika 2.25** Vremenski tok estimirane srednje trosekundne frekvencije u EES-u

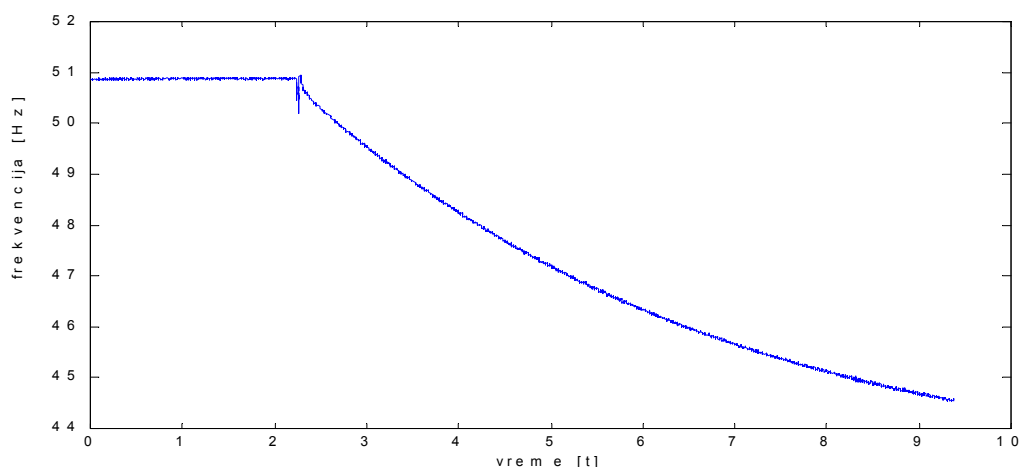


**Slika 2.26** Vremenski tok estimirane srednje trosekundne efektivne vrednosti osnovnog harmonika napona u niskonaponskoj instalaciji na Elektrotehničkom fakultetu u Beogradu

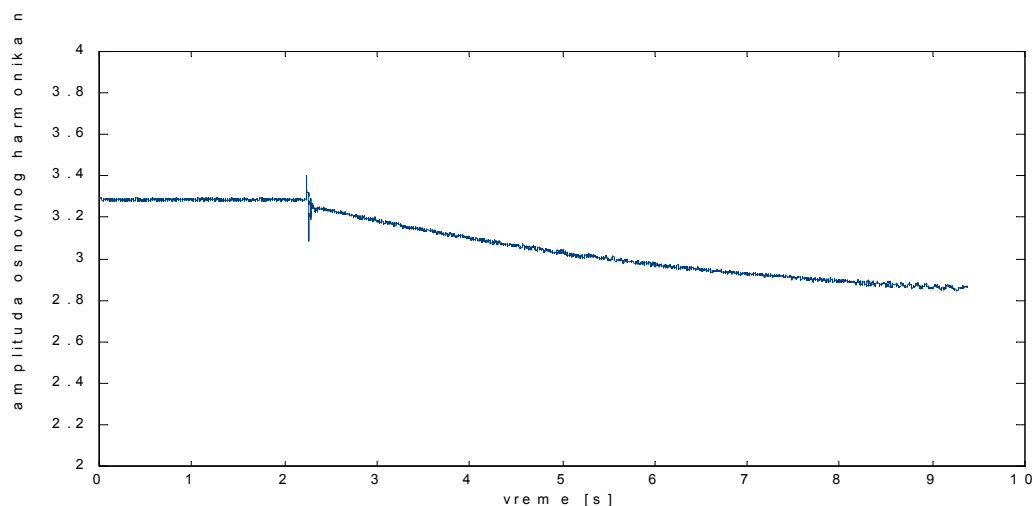
Analizom rezultata merenja na slikama 2.25 i 2.26 može se zaključiti da je estimacija bila stabilna bez obzira na varijacije napona na mernom mestu i frekvencije u EES-u. Merenja potvrđuju praktičnu primenljivost algoritma u sistemima zaštite i upravljanja ali i za različite digitalne merne uređaje u EES-u [12,13].

## 2.6.2 Merenje frekvencije i amplitude napona u izolovanom sistemu

**Test 1:** Ulazni signal je napon koji je u laboratorijskim uslovima generisan pomoću motor-generatorске grupe (jednosmerni motor – trofazni sinhroni generator sa konstantnom pobudom). Na priključke sinhronog generatora koji se nalazi u praznom hodu je naglo priključeno opterećenje, što je dovelo do opadanja frekvencije i napona. Parametri estimatora u procesiranju test signala su:  $m=80$ ,  $f_s=1600$  Hz, matrica  $[A^*]$  je formirana tako da pokriva opseg od 40 Hz do 55 Hz sa korakom  $\Delta f_0=0,1$  Hz, pri čemu su u njoj aktivne sve harmonične komponente zaključno sa 11-om harmonikom. Inicijalna frekvencija u iterativnom postupku je 50 Hz. Rezultati estimacije frekvencije i amplitude napona su prikazani na slikama 2.27 i 2.28, respektivno.

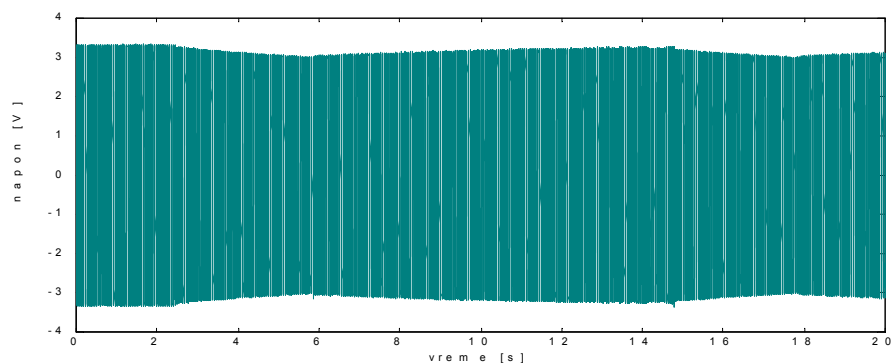


**Slika 2.27** Estimirana frekvencija na priključcima sinhronog generatora pri uključanju potrošača

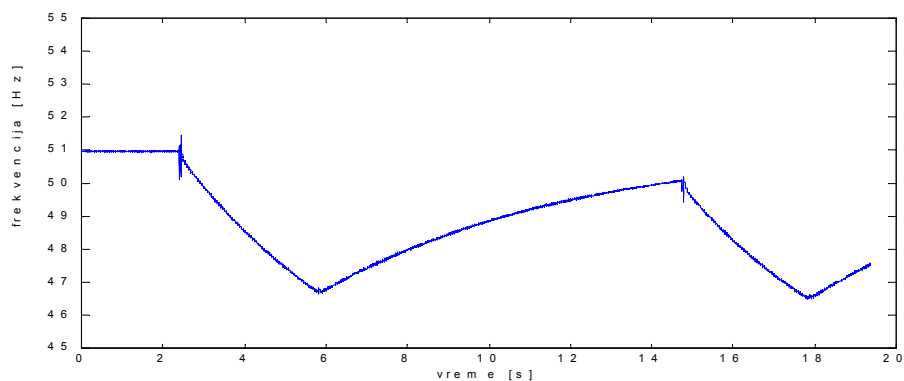


**Slika 2.28** Estimirana amplituda napona na priključcima generatora pri uključanju potrošača

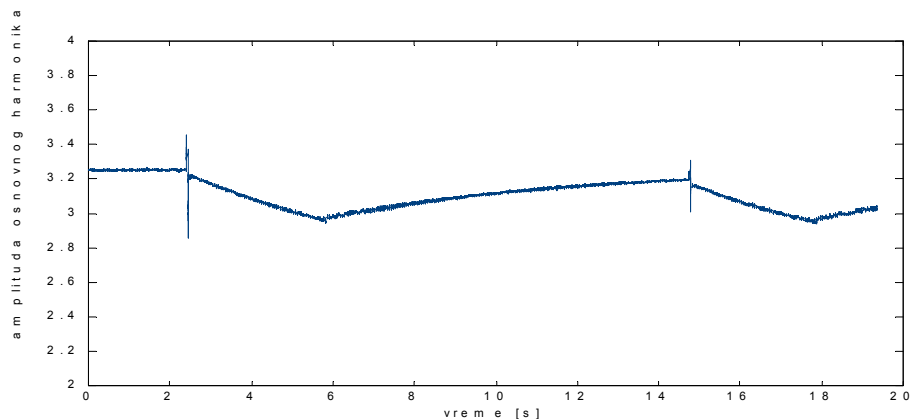
**Test 2:** U ovom testu korišćena je motor generatorska grupa kao i u prethodnom testu. Opterećenje na priključcima generatora je sukcesivno uključivano i isključivano. Vremenski tok test signala je prikazan na slici 2.29. Rezultati simulacije su prikazani na slikama 2.30 i 2.31.



**Slika 2.29** Vremenski oblik test signala



**Slika 2.30** Vremenski tok estimirane frekvencije osnovnog harmonika test signala



**Slika 2.31** Estimirana amplituda osnovnog harmonika test signala

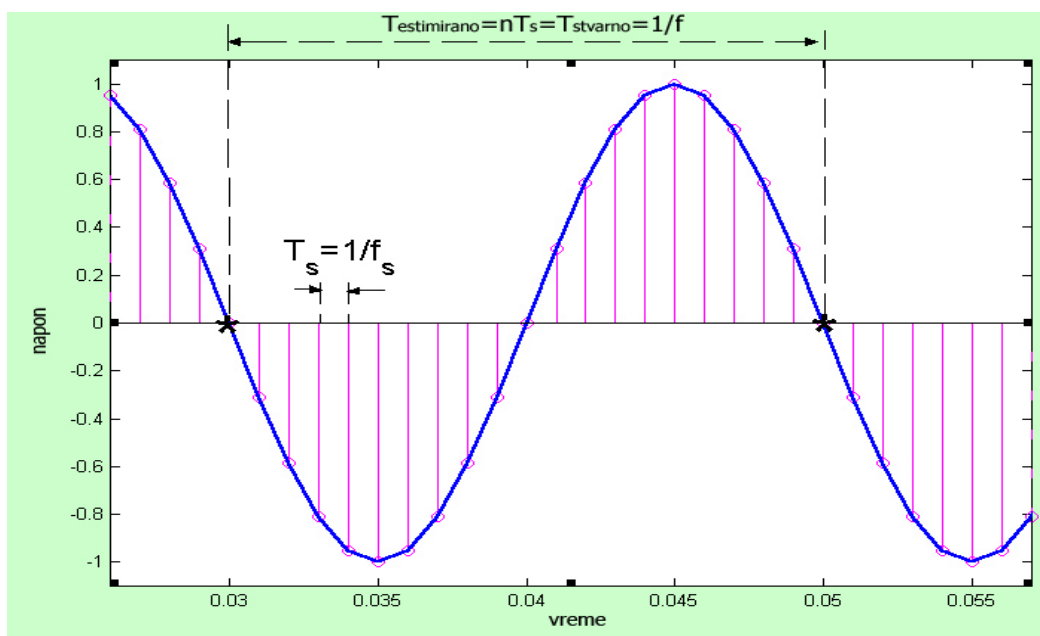
Prethodni testovi pokazuju dobre dinamičke osobine algoritma u uslovima velikih varijacija frekvencije i amplitude mernog signala, pa je algoritam primenljiv i za zaštitu u izolovanim sistemima.



### 3.

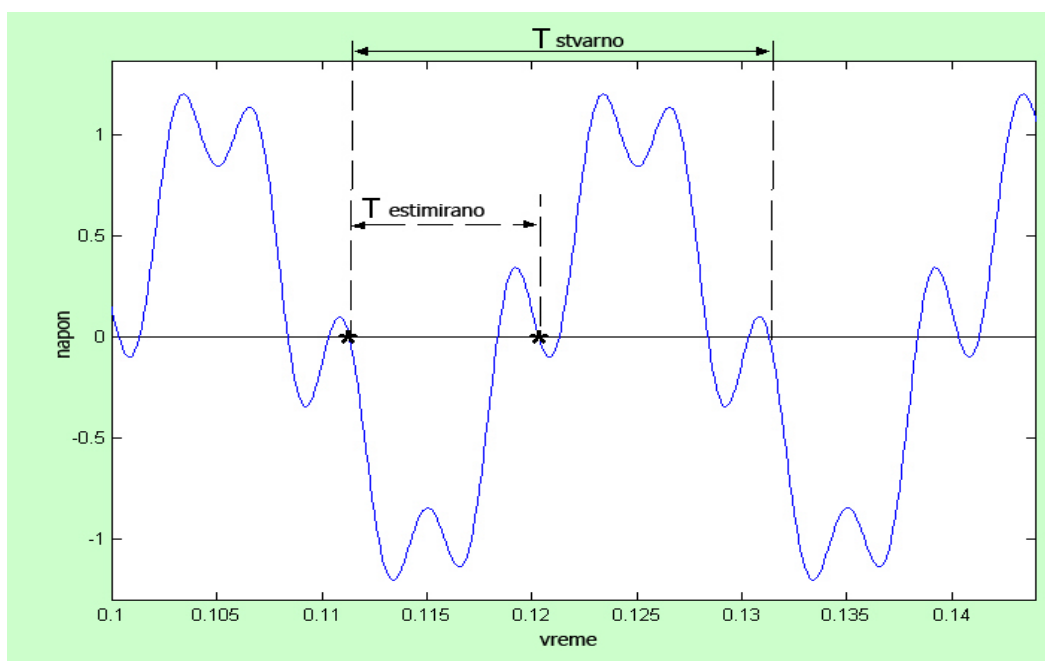
## MERENJE FREKVENCIJE POMOĆU FOURIER-OVE I ZERO CROSSING METODE

Jedna od najjednostavnijih i hardverski malo zahtevnih tehnika za merenje frekvencije je dobro poznata metoda prolaska kroz nulu (*zero crossing*). Zasniva se na određivanju dužine periode mernog signala brojanjem odbiraka koji mogu stati u periodu procesiranog signala, slika 3.1.



**Slika 3.1** *Princip digitalnog merenja frekvencije prostoperiodičnog signala zero crossing metodom*

Ako je signal složenoperiodičan, odnosno ako sadrži više harmonike ili šum, može se lako desiti da se unutar periode osnovnog harmonika pojave višestruki ili "lažni" prolasci kroz nulu, što dovodi do pogrešnog određivanja dužine periode i netačnog izračunavanja frekvencije. Na slici 3.2 ilustrovana je greška merenja frekvencije složenoperiodičnog signala direktnom primenom *zero crossing* tehnike. Može se zaključiti da *zero crossing* tehnika nije primenljiva za direktno merenje frekvencije u EES-u.



**Slika 3.2** Greška pri merenju frekvencije složenoperiodičnog signala zero crossing metodom

U ovom odeljku biće prikazan jedan novi algoritam u kojem se kombinuje *Fourier*-ova metoda i *zero crossing* tehnika [59,60]. Nerekurzivna *Fourier*-ova metoda se koristi kao digitalni filter za generisanje pomoćnih signala osnovne frekvencije. *Zero crossing* metoda primenjena je na jednu od ortogonalnih *Fourier*-ovih komponenti ili na računski signal koji je dobijen kombinovanjem *Fourier*-ovih komponenti [61].

### **3.1 Algoritam za merenje frekvencije kombinovanom *Fourier*-ovom i *zero crossing* metodom**

Posmatra se signal  $x(t)$  oblika:

$$x(t) = X_m \cos(\omega t + \varphi) + R(t) . \quad (3.1)$$

Parametri signala su:  $X_m$  - maksimalna vrednost osnovnog harmonika,  $\omega=2\pi f$ -osnovna ugaona frekvencija,  $f$  - osnovna frekvencija,  $\varphi$  - početna faza osnovnog harmonika i  $R(t)$  - deo signala koji se sastoji od sume viših harmonika.

Merni signal (3.1) se može predstaviti diskretnim *Fourier*-ovim redom [1,62]:

$$\underline{X} \cong \frac{2}{m} \left[ \sum_{n=1}^m x_n \cos\left(\frac{\omega_f T_f}{m} n\right) - j \sum_{n=1}^m x_n \sin\left(\frac{\omega_f T_f}{m} n\right) \right] = A + jB, \quad (3.2)$$

gde su:  $\underline{X}$  – procena fazora osnovnog harmonika mernog signala  $x(t)$ ,  $f_f$  - pretpostavljena frekvencija osnovnog harmonika mernog signala,  $m$  - broj odbiraka u periodu  $T_f$  (perioda koja odgovara frekvenciji  $f_f$ ),  $x_n$  -  $n$ -ti odbirak signala,  $A$  i  $B$  realna i imaginarna komponenta fazora  $\underline{X}$ .

Relacija (3.2) se može napisati u zgodnijem matičnom obliku:

$$\underline{X} = [\text{COS}][x]^T + j[\text{SIN}][x]^T = A + jB, \quad (3.3)$$

gde je  $[x]$  vektor odbiraka u aktuelnom prozoru podataka:

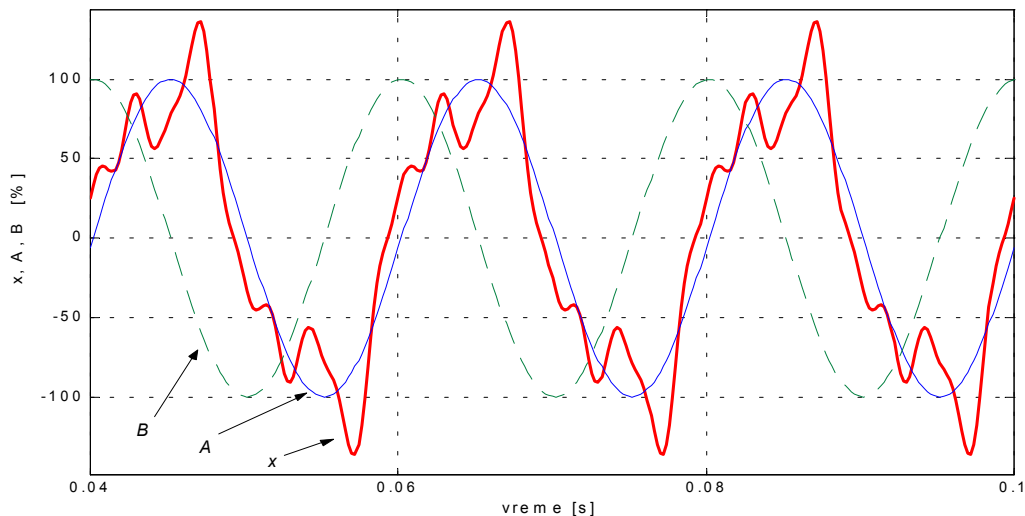
$$[x] = [x_1 \quad x_2 \quad x_3 \quad \dots \quad x_m], \quad (3.4)$$

vektori  $\text{COS}$  i  $\text{SIN}$  se formiraju za pretpostavljenu frekvenciju mernog signala ( $f_f$ ) i zadatu frekvenciju odabiranja ( $f_{odab}$ ) signala  $x(t)$ , prema relacijama:

$$\text{COS} = \frac{2}{m} \left[ \cos\left(\frac{2\pi}{m}\right) \quad \cos\left(2\frac{2\pi}{m}\right) \quad \dots \quad \cos\left((m-1)\frac{2\pi}{m}\right) \quad 1 \right] \quad (3.5)$$

$$\text{SIN} = \frac{2}{m} \left[ \sin\left(\frac{2\pi}{m}\right) \quad \sin\left(2\frac{2\pi}{m}\right) \quad \dots \quad \sin\left((m-1)\frac{2\pi}{m}\right) \quad 0 \right]. \quad (3.6)$$

Signal koji se procesira treba odabirati sa periodom odabiranja  $T_{odab} = \frac{T_f}{m}$ , odnosno, pretpostavljena perioda odabiranja  $T_f$  mora sadržati ceo broj perioda odabiranja. Realna i imaginarna komponenta  $A$  i  $B$  u relaciji (3.3) su periodične funkcije vremena. Ako su osnovna frekvencija mernog signala (3.1) i pretpostavljena frekvencija u *Fourier*-ovom redu jednake ( $m \cdot T_{odab} = T_f = T = 1/f$ ), onda su  $A(t)$  i  $B(t)$  prostoperiodične ortogonalne funkcije sa frekvencijom jednakom  $f$ . Ako je  $T_f \neq T$  funkcije  $A(t)$  i  $B(t)$  su složenoperiodične ali im je frekvencija osnovnog harmonika opet  $f$ . Radi ilustracije na slici 3.3 prikazan je signal  $x$  koji sadrži 100% prvog, 30% trećeg i 10% devetog harmonika (proizvoljnih početnih faza) zajedno sa odgovarajućim ortogonalnim *Fourier*-ovim komponentama  $A$  i  $B$ , koje su dobijene korišćenjem relacija (3.3 – 3.6) za  $f_f = f = 50\text{Hz}$ .



**Slika 3.3** Originalni signal ( $x$ ) i njegove Fourier-ove komponente ( $A$  i  $B$ )

Vektori  $SIN$  i  $COS$  se mogu, za pretpostavljenu frekvenciju  $f_f$ , unapred formirati i smestiti u memorijske registre releja. Na ovaj način se estimacija *Fourier*-ovih komponenti  $A$  i  $B$  svodi samo na sukcesivno skalarno množenje fiksnih vektora i aktuelnog prozora podataka, relacija (3.3). Vektor (3.4) treba organizovati kao jednu FIFO strukturu. Nakon uzimanja svakog novog odbirka mernog signala  $x_{novo}$  treba izvršiti aktualizaciju vektora (3.4) reindexiranjem njegovih članova na sledeći način:  $x_1=x_2$ ,  $x_2=x_3$ , ...,  $x_m=x_{novo}$ . Tako se dobija "klizeći" prozor, a odbirci signala tretiraju se kao skalari. Za svaki prozor podataka relacija (3.3) daje po jedan odbirak za komponente  $A$  i  $B$ .

Ortogonalne komponente *Fourier*-ovog reda su mnogo "čistije" u odnosu na originalni signal i ne sadrže višestruke ili "lažne" prolaskе kroz nulu. Primenom *zero crossing* metode na jednu od komponenti  $A(t)$  ili  $B(t)$  može se estimirati frekvencija originalnog signala.

Mogu se definisati sledeći algoritamski koraci za određivanje frekvencije procesiranog signala:

1. Vršī se A/D konverzija signala sa definisanom periodom odabiranja ( $T_{odab} = \frac{T_f}{m} = \frac{1}{mf_f}$ ),

gde su  $T_f=1/f_f$  - pretpostavljena perioda (ili frekvencija) signala (za 50 Hz signal  $T_f=0,02s$ ) i  $m$  - broj odbiraka u periodu koji figuriše u *Fourier*-ovom algoritmu.

2. Kontinuirano se (za svaki odbirak signala) izračunava jedna od *Fourier*-ovih komponenti, prema relaciji (3.3).

3. Vršiti se brojanje odbiraka  $n$  koji staju u periodu odabranog računskog signala ( $A(t)$  ili  $B(t)$ ), praćenjem promene znaka signala pri prelazu iz, recimo, pozitivne u negativnu poluperiodu.

4. Kako je  $f_f = \frac{1}{mT_{odab}}$ , frekvencija signala je:

$$f = \frac{1}{nT_{odab}} = f_f \frac{m}{n}. \quad (3.7)$$

### 3.1.1 Modifikovana zero crossing metoda

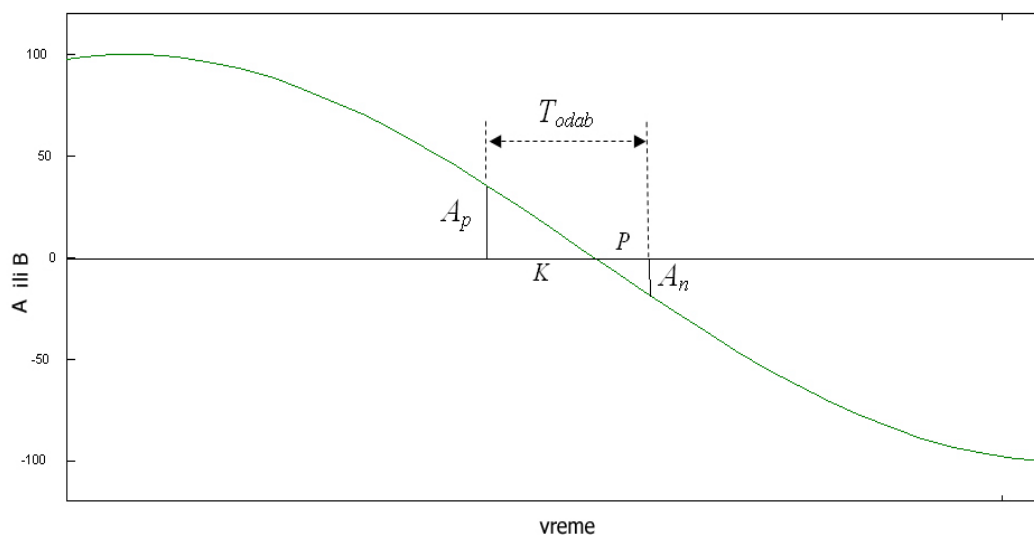
Prethodno definisan algoritam ima određena ograničenja. Kada se frekvencije  $f$  i  $f_f$  razlikuju, onda se u periodu računskih signala ne uklapa ceo broj odbiraka, odnosno  $n$  može biti necelobrojan broj. Ovo neuklapanje izaziva grešku  $\xi$  u merenju periode računskog signala opisanom klasičnom *zero crossing* tehnikom:

$$\xi = T - T', \quad (3.8)$$

gde je  $T=1/f=nT_{odab}$  izmerena perioda a  $T'=1/f'$  stvarna perioda procesiranog signala. U graničnom slučaju maksimalna greška  $\xi_{max}$  odgovara periodi odabiranja,  $\xi_{max} \rightarrow T_{odab} = 1/f_{odab}$ , pa je maksimalna greška u merenju frekvencije  $\Delta f_{max}$ :

$$\Delta f_{max} = \lim_{\xi \rightarrow T_{odab}} (f - f') = \frac{f'}{1 + \frac{f_{odab}}{f'}}. \quad (3.9)$$

Ako je  $f_{odab} \gg f'$  neuklapanje celog broja perioda u periodu procesiranog signala neće izazvati veliku grešku. Međutim, frekvencije odabiranja koje se najčešće koriste u digitalnoj relejnoj zaštiti su reda nekoliko kHz, pa neuklapanje broja odbiraka u periodu izaziva neprihvatljivo veliku grešku (za 50 Hz signal i  $f_{odab}=1000$  Hz maksimalna greška je oko 2,5 Hz). Zato je neophodno modifikovati prethodni algoritam. Modifikacija *zero crossing* metode je ilustrovan na slici 3.4 na kojoj je prikazana okolina prolaska procesiranog signala kroz nulu (*zero crossing*).



**Slika 3.4** Korekcija zero crossing algoritma

Na slici 3.4 su naznačeni poslednji pozitivan odbirak  $A_p$  u prethodnoj periodi i prvi negativan odbirak  $A_n$  u narednoj periodi. U oblasti prolaska procesiranog signala kroz nulu, funkcija  $A(t)$  (ili  $B(t)$ ) mogu se aproksimirati pravom linijom. Zato važe sledeći odnosi za veličine sa slike 3.4:

$$\frac{A_p}{K} = -\frac{A_n}{P} \quad \text{i} \quad K + P = 1 \quad (3.10)$$

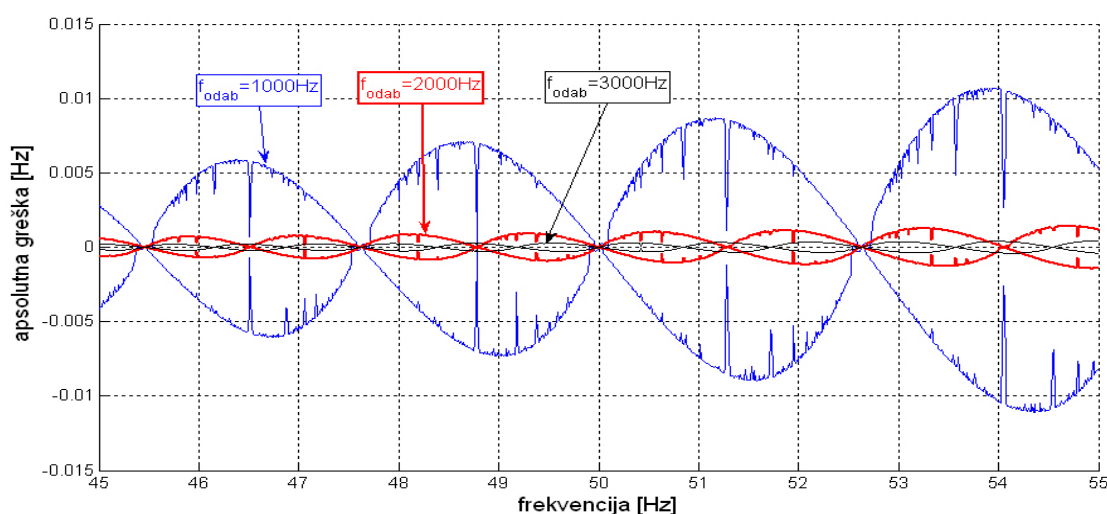
Iz (3.10) sledi:

$$P = -\frac{A_n}{A_p - A_n} \quad \text{i} \quad K = \frac{A_p}{A_p - A_n} . \quad (3.11)$$

Sada se može modifikovati 3. algoritamski korak na sledeći način. Kada se prvi put detektuje prelaz iz pozitivne u negativnu poluperiodu broj ( $P < 1$ ) se dodeljuje prvom odbirku u brojaču. Kada se detektuje sledeći prelaz iz pozitivne u negativnu poluperiodu broj ( $K < 1$ ) se dodeljuje poslednjem odbirku, a broj ( $P < 1$ ) prvom odbirku u narednoj periodi. Svakom odbirku između  $A_n$  i  $A_p$  unutar jedne periode dodeljuje se jedinica. Zbir  $P + K$ , iz iste periode može biti različit od 1. Zbog toga broj odbiraka u periodu računskog signala  $n$  u relaciji (3.7) može biti razlomljen broj. Prikazanom modifikacijom algoritmu se višestruko povećava tačnost.

### 3.2 Merenje frekvencije prostoperiodičnih signala primenom modifikovane zero crossing metode

Da bi se mogao analizirati uticaj harmonijskih izobličenja i šuma na merenje frekvencije nekog signala potrebno je poznavati grešku *zero crossing* metode pri obradi prostoperiodičnih signala. Ova greška spada u klasu sistematskih grešaka i posledica je aproksimativne linearizacije mernog signala u okolini prolaska kroz nulu. Na slici 3.5 prikazan je nivo greške u merenju frekvencije  $f$  prostoperiodičnog signala modifikovanom *zero crossing* metodom za različite frekvencije odabiranja  $f_{odab}$ .



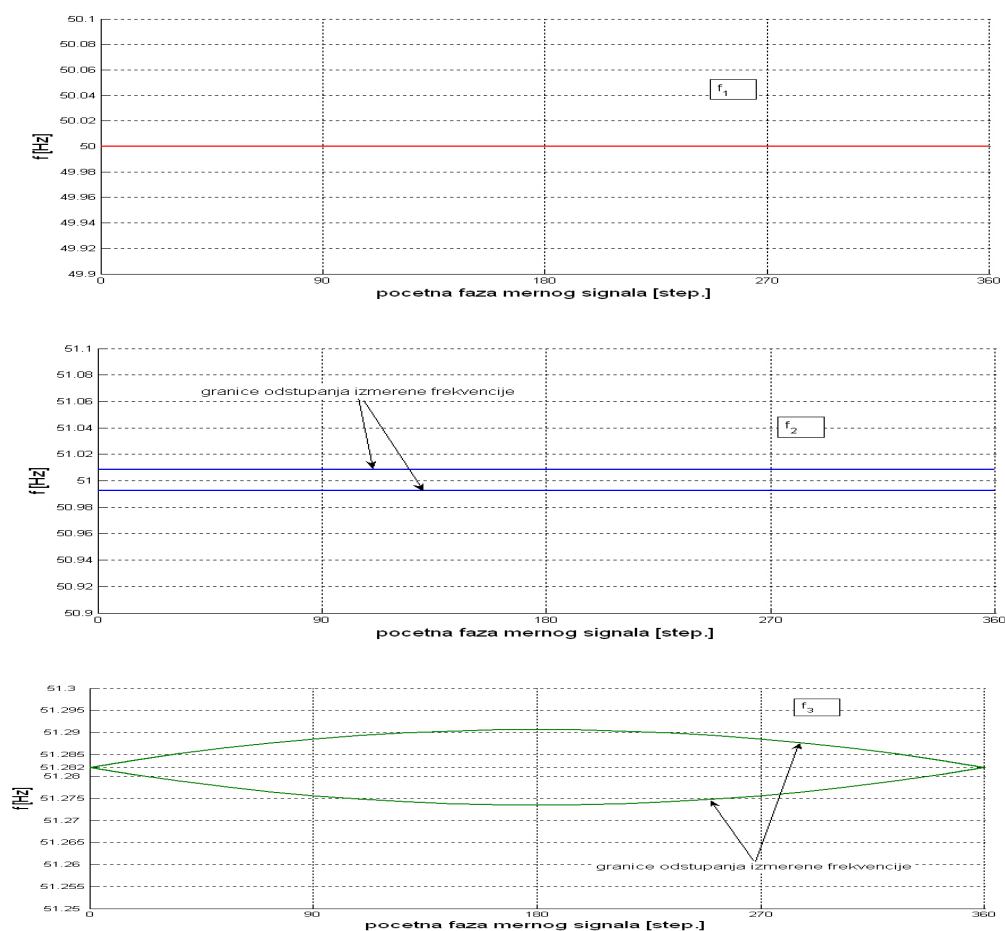
**Slika 3.5** Nivo greške pri merenju frekvencije  $f$  prostoperiodičnog mernog signala modifikovanom *zero crossing* tehnikom za različite frekvencije odabiranja  $f_{odab}$ .

Slika 3.5 je dobijena varijacijom frekvencije prostoperiodičnog mernog signala od 45 do 55 Hz sa korakom od 0,01Hz. Za svaku frekvenciju signal je procesiran modifikovanom *zero crossing* tehnikom na intervalu 2s. Mereno je maksimalno odstupanje izmerene frekvencije od stvarne, odnosno maksimalna sistematska greška. Analizirajući sliku 3.5 može se zaključiti da sistematska greška modifikovane *zero crossing* tehnike zavisi od odnosa frekvencije odabiranja i merene frekvencije. Ukoliko je odnos veći greška je manja, jer je broj perioda odabiranja koje se uklapaju u merenu periodu veći. Ako se u periodu prostoperiodičnog signala uklapa ceo broj perioda odabiranja greška je jednaka nuli.

Greška merenja je jednaka nuli i ukoliko su odbirci  $A_p$  i  $A_n$  na slici 3.4 međusobno jednaki (po apsolutnoj vrednosti), što je zadovoljeno ako merena perioda prostoperiodičnog signala sadrži ceo broj polovina perioda odabiranja i ako je početna faza signala jednaka nuli. Ovo se

objašnjava činjenicom da je prostoperiodični signal simetričan u odnosu na tačku prolaska kroz nulu, pa se tačka preseka signala i njegove linearne aproksimacije za  $|A_p| = |A_n|$  nalazi u nuli. Iz tog razloga na slici 3.5 postoje “propadi” pri određenim frekvencijama. Za  $|A_p| \neq |A_n|$  tačke prolaska signala i njegove linearne aproksimacije kroz nulu su različite i ta razlika uzrokuje grešku u merenju frekvencije.

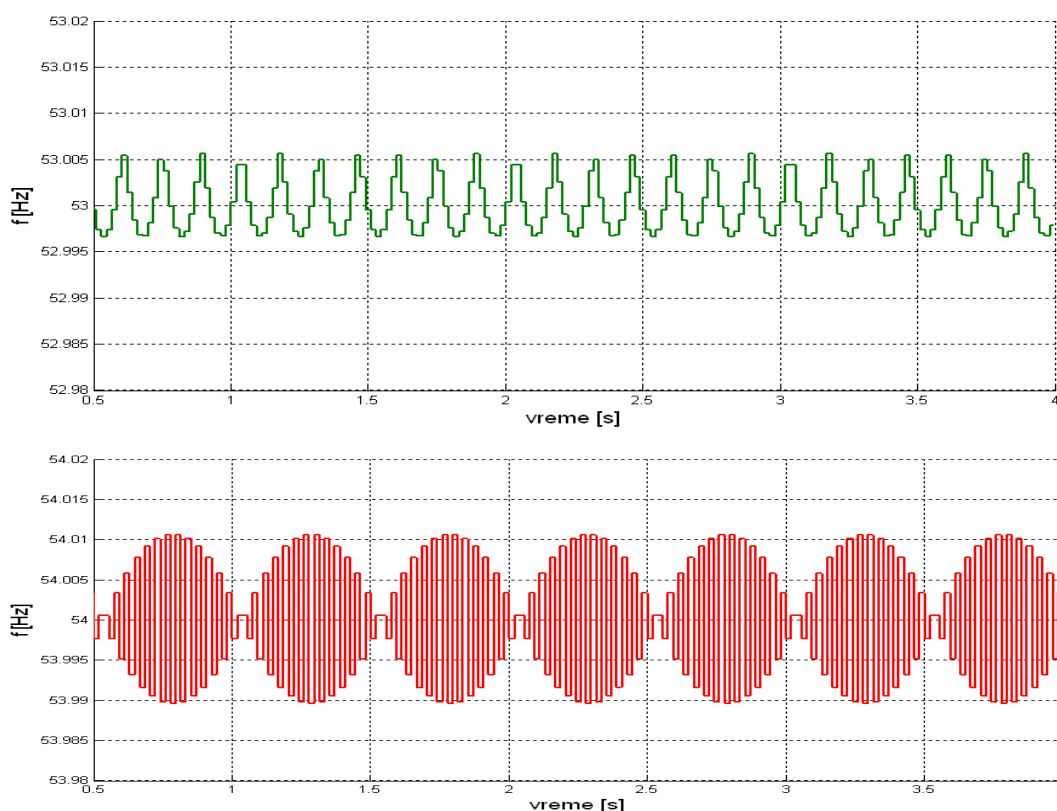
Prethodni zaključci su testirani za različite početne faze mernog signala. Na slici 3.6 je prikazan opseg greške pri merenju frekvencije za tri prostoperiodična signala koji imaju frekvencije:  $f_1 = 50\text{Hz}$ ;  $f_2 = 51\text{Hz}$ ;  $f_3 = 51,28205\text{Hz}$ . Frekvencija odabiranja je  $f_{odab} = 1000\text{Hz}$ . U periodu prvog signala uklapa se ceo broj perioda odabiranja ( $1000/50=20$ ), perioda drugog signala sadrži razlomljen broj perioda odabiranja ( $1000/51=19,608$ ), perioda trećeg signala sadrži ceo broj poluperioda odabiranja ( $1000/51,28205=19,5$ ). Za sva tri merna signala varirana je početna faza od 0 do  $2\pi$  i meren opseg greške na intervalu od 2 s.



**Slika 3.6** Opseg greške merenja frekvencije za tri karakteristična prostoperiodična signala za različite početne faze.

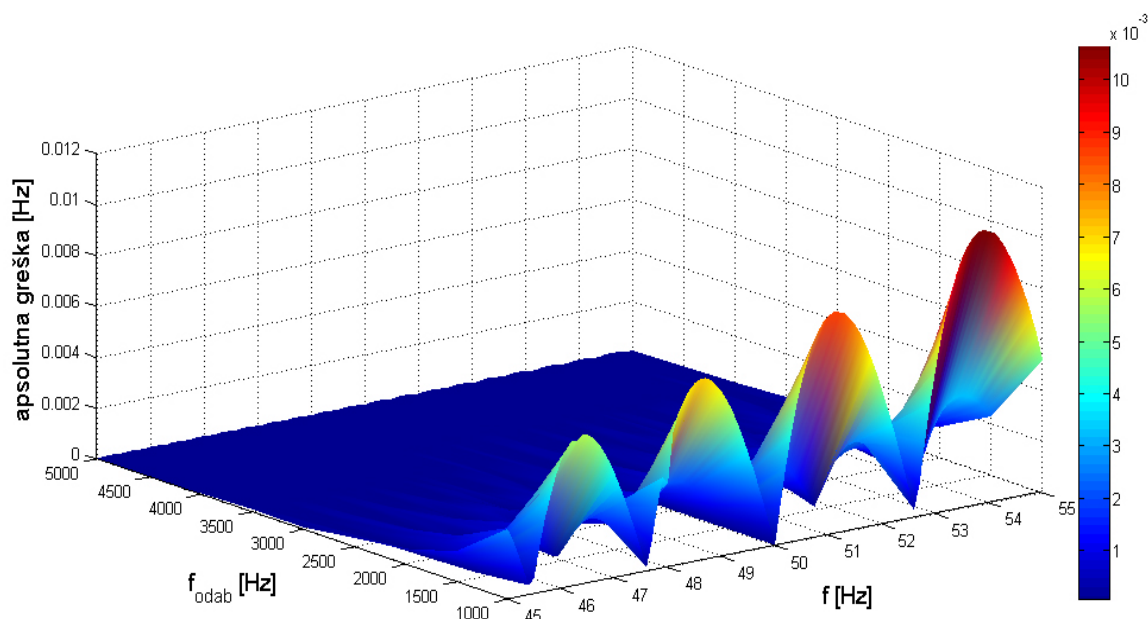


Na osnovu rezultata prikazanih na slici 3.6 može se zaključiti da greška u merenju frekvencije u slučaju uklapanja celog broja perioda odabiranja u merenu periodu je jednaka nuli i ne zavisi od faze signala. Ovo se objašnjava činjenicom da se pri proizvoljnoj fazi mernog signala prelamaju dve periode odabiranja. Za obe postoji greška pri određivanju  $K$  i  $P$  (slika 3.4) ali se one međusobno poništavaju, tako da je u zbiru uvek  $P_1 + K_2 = T_{odab}$  ( $P_1$  odgovara početku periode a  $K_2$  kraju periode). Za sve druge slučajeve u kojima odnos merene periode i periode odabiranja nije ceo broj greška pulsira u zavisnosti od promene faze signala u odnosu na odbirke  $A_p$  i  $A_n$ . Na osnovu ove analize i činjenice da je početna faza signala proizvoljna može se zaključiti da obvojnice maksimalne greške merenja frekvencije na slici 3.5 bi bile glatke krive (ne bi postojali “propadi”) ako bi varirali i početnu fazu mernog signala. Pri kontinualnom procesiranju nekog prostoperiodičnog signala kod kojeg je razlomljen broj perioda odabiranja sadržanih u merenoj periodu, odbirci  $A_p$  i  $A_n$  u okolini prolaska kroz nulu će periodično menjati vrednost, pa će postojati pulsacije greške u vremenu. Na slici 3.6a prikazan je vremenski tok merenja frekvencije za dva prostoperiodična merna signala čije su frekvencije  $f_1=53\text{Hz}$  i  $f_2=54\text{Hz}$ . Učestanost pulsacije greške zavisi od uklapanja perioda odabiranja u merenu periodu.



**Slika 3.6a** Vremenski tok merene frekvencije za dva prostoperiodična merna signala čije su frekvencije  $f_1=53\text{Hz}$  i  $f_2=54\text{Hz}$ . Frekvencija odabiranja je  $f_{odab}=1000\text{Hz}$ .

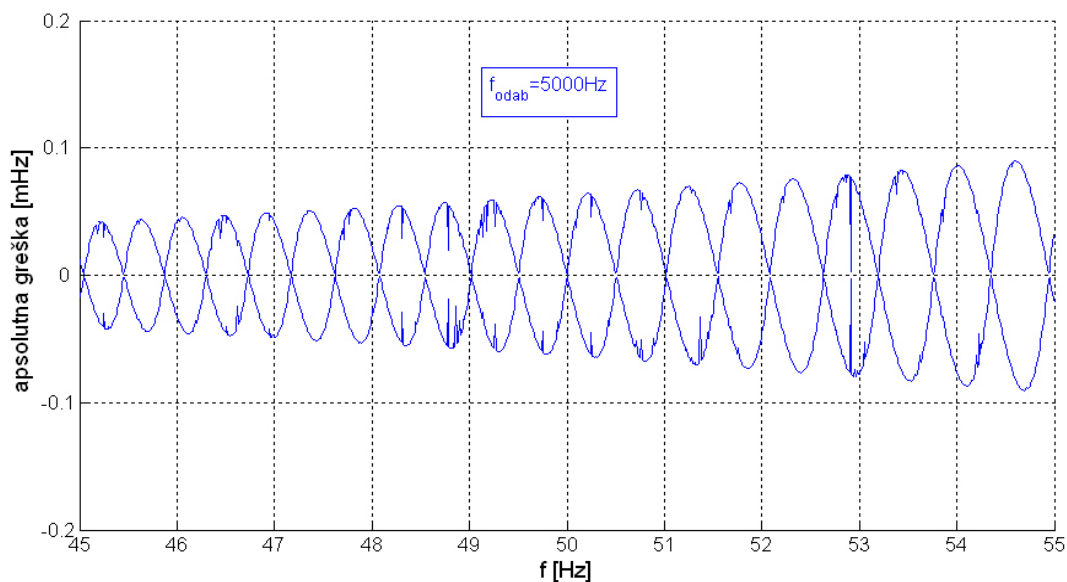
Za merenje frekvencije je posebno bitna maksimalna greška koja se može javiti u toku merenja. Maksimalna greška zavisi isključivo od odnosa frekvencije odabiranja i merene frekvencije. Na slici 3.5 prikazane su granice greške za tri različite frekvencije odabiranja. Da bi se bolje uočila zavisnost nivoa maksimalne greške merenja frekvencije od frekvencije odabiranja na slici 3.7 je prikazana maksimalna greška (po apsolutnoj vrednosti) merenja frekvencije prostoperiodičnog signala u okolini nominalne frekvencije (50Hz) za više frekvencija odabiranja koje su varirane sa korakom od 500Hz.



**Slika 3.7** Nivo apsolutne greške merenja frekvencije  $f$  prostoperiodičnog signala modifikovanom zero crossing metodom za različite frekvencije odabiranja  $f_{odab}$

Na osnovu slike 3.7 može se zaključiti da je maksimalna greška merenja frekvencije prostoperiodičnih signala veća ako je veća frekvencija mernog signala, odnosno manji broj odbiraka po merenoj periodi. Ako je frekvencija odabiranja  $f_{odab} \geq 2000\text{Hz}$  onda je maksimalna apsolutna greška oko  $\leq 1\text{mHz}$ , za  $0 < f \leq 55\text{Hz}$ .

Ukoliko je potrebno vršiti precizna merenja frekvencije potrebno je raditi sa većom frekvencijom odabiranja. Na slici 3.8 prikazan je nivo greške merenja frekvencije prostoperiodičnog signala u okolini nominalne vrednosti (50Hz) za frekvenciju odabiranja 5000Hz. Može se uočiti da je maksimalna sistematska greška u ovom slučaju ispod 0,1 mHz ako je frekvencija mernog signala  $f \leq 55\text{Hz}$ .



**Slika 3.8** Greška merenja frekvencije zero crossing metodom za prostoperiodični signal učestanosti  $f$  za frekvenciju odabiranja 5000Hz.

Ukoliko postoje ograničenja u pogledu frekvencije odabiranja, tačnost algoritma se može povećati tako što se vrši prebrojavanje odbiraka sadržanih u više uzastopnih perioda. Potrebno je formirati registar dužine  $N$  u kome se pamte brojevi odbiraka  $n_i$  u poslednjih  $N$  perioda.

$$N = [n_1 \quad n_2 \quad n_3 \quad \dots \quad n_N]^T \quad (3.12)$$

Nakon odbrojavanja novog broja odbiraka  $n_{novo}$  aktualizuje se registar (3.12) renumeracijom članova, odbacivanjem prvog člana i dodavanjem nove vrednosti, odnosno:  $n_1 = n_2$ ,  $n_2 = n_3$ , ...,  $n_N = n_{novo}$ . Nakon svake aktuelizacije registra nađe se srednja aritmetička vrednost za sadržaj registra (3.12):

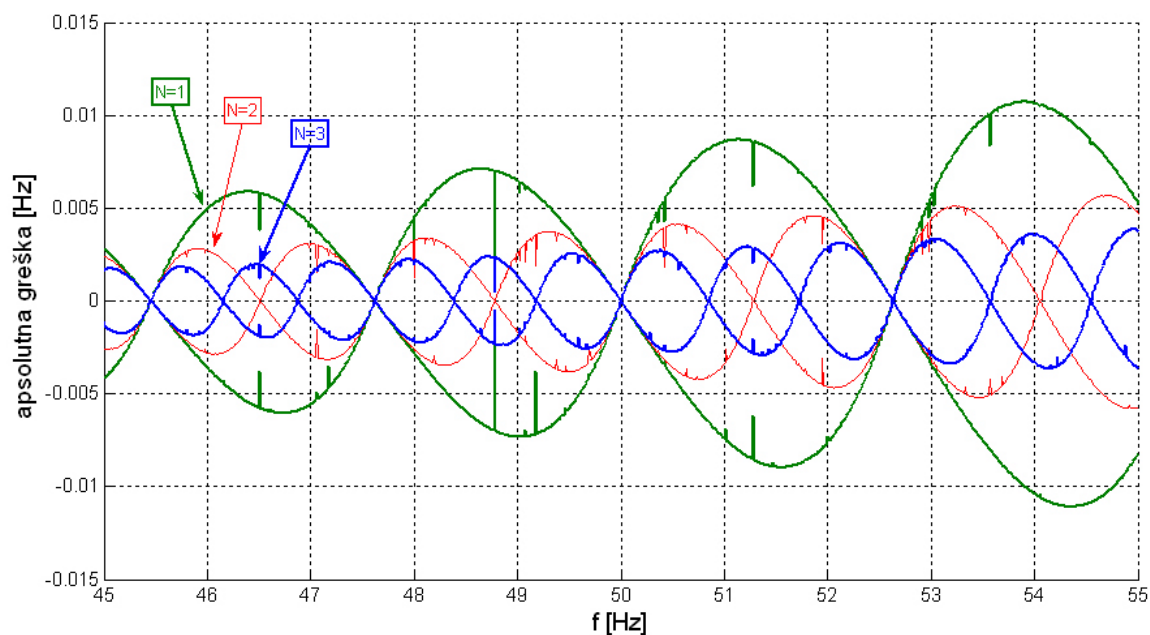
$$n_s = \frac{n_1 + n_2 + \dots + n_N}{N}, \quad (3.13)$$

Algoritam izračunava frekvenciju nakon svake periode procesiranog signala, kao srednju vrednost u poslednjih  $N$  perioda.

$$f = f_f \frac{m}{n_s}. \quad (3.14)$$

Za praktičnu primenu modifikovanog *zero crossing* algoritma potrebna su dva registra dužine  $m$  i jedan dužine  $N$ , što znači da su potrebni veoma mali memorijski resursi. Algoritam je jednostavan i zahteva znatno manje procesorskog vremena u odnosu na većinu metoda (poređenje u pogledu procesorskog vremena za nekoliko algoritama koji se temelje na različitim metodama je dato u [41]) i dovoljno je brz za primenu u relejnoj zaštiti.

Na slici 3.9 prikazan je nivo maksimalne greške za slučaj kada se frekvencija meri prebrojavanjem odbiraka na jednoj ( $N=1$ ), dve ( $N=2$ ) i tri ( $N=3$ ) periode prostoperiodičnog mernog signala učestanosti  $f$ . Frekvencija odabiranja je  $f_{odab}=1000\text{Hz}$ .



**Slika 3.9** Nivo apsolutne greške merenja frekvencije  $f$  prostoperiodičnog signala modifikovanom *zero crossing* metodom za različiti broj perioda usrednjavanja  $N$

Može se zaključiti da se usrednjavanjem prema relaciji 3.13 može tačnost merenja značajno povećati. Loša strana usrednjavanja jeste ugrožavanje dinamičkih performansi algoritma, pa je usrednjavanje na više perioda dobro rešenje ukoliko se ne zahteva velika brzina odziva algoritma na promene frekvencije. Poređenjem slika 3.5 i 3.9 može se zaključiti da se bolji efekti u pogledu povećanja tačnosti algoritma postižu povećanjem frekvencije odabiranja, nego srazmernim povećanjem broja perioda usrednjavanja. Maksimalna greška pri merenju frekvencije prostoperiodičnog signala u opsegu do  $f=55\text{Hz}$  pri frekvenciji odabiranja  $f_{odab}=1000\text{Hz}$  sa usrednjavanjem na dve periode ( $N=2$ ) je oko 0,006Hz (slika 3.9), dok je pri  $f_{odab}=2000\text{Hz}$  bez usrednjavanja (slika 3.5) greška oko 0,002Hz. U oba slučaja procesira se isti

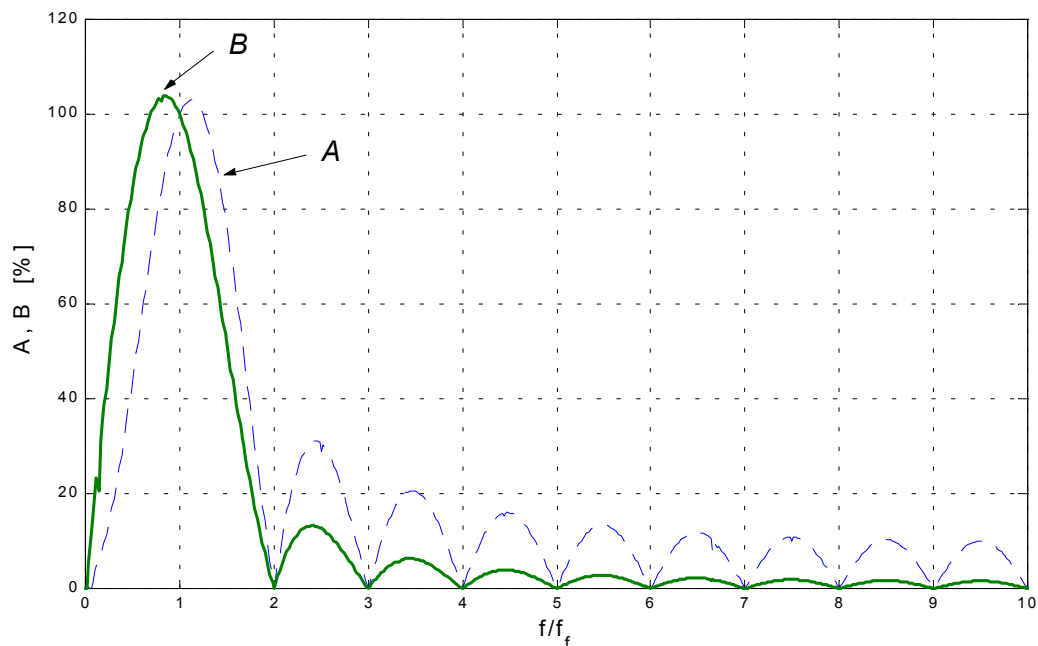
broj odbiraka *zero crossing* metodom. Efekat povećanja frekvencije odabiranja na smanjenje greške je dvostruk, sa jedne strane povećava se broj perioda odabiranja koje stanu u merenu periodu, a sa druge strane smanjuje se interval na kojem se vremenski oblik signala aproksimira pravom, pa je greška same aproksimacije manja. Kod povećavanja broja perioda na kojima se vrši prebrojavanje odbiraka smanjuje se samo relativni udeo greške usled linearne aproksimacije dok se sama greška ne smanjuje. Ovo je razlog zašto se ne postižu isti efekti u pogledu tačnosti sa povećanjem broja perioda usrednjavanja  $N$  i sa proporcionalnim povećanjem frekvencije odabiranja.

### **3.3 Merenje frekvencije složenoperiodičnih signala primenom Fourier-ove i modifikovane zero crossing metode**

Ukoliko signal (3.1) sadrži celobrojne više harmonike u odnosu na pretpostavljenu frekvenciju  $f_f$  onda su komponente  $A(t)$  i  $B(t)$  prostoperiodične funkcije čija je osnovna frekvencija  $f$ . Ukoliko su u signalu (3.1) sadržani interharmonici (odnosno harmonici koji ne predstavljaju celobrojan umnožak pretpostavljene frekvencije) u odnosu na frekvenciju  $f_f$ , onda su signali  $A(t)$  i  $B(t)$  složenoperiodični ali je njihova osnovna frekvencija ponovo  $f$ .

U realnim uslovima u EES-u, gde postoje harmonijska izobličenja u mernom signalu, komponente  $A(t)$  i  $B(t)$  su uvek složenoperiodične jer frekvencija u sistemu varira pa se viši harmonici koji su celobrojni u odnosu na stvarnu osnovnu frekvenciju  $f$  javljaju kao necelobrojni harmonici (interharmonici) u odnosu na pretpostavljenu frekvenciju  $f_f \neq f$ . Dakle, u uslovima prisustva viših harmonika u mernom signalu, razlika između stvarne i pretpostavljene frekvencije u *Fourier*-ovom razvoju dovodi do harmonijskog izobličenja komponenti  $A(t)$  i  $B(t)$  što utiče na grešku pri merenju frekvencije *zero crossing* metodom. Greška je veća ukoliko je harmonijsko izobličenje procesiranih signala veće. Iz tog razloga je potrebno analizirati filtarske osobine komponenti  $A(t)$  i  $B(t)$ , da bi se ustanovilo koju je od ovih komponenti bolje koristiti za merenje frekvencije u uslovima prisustva viših harmonika i varijacije frekvencije mernog signala.

Na slici 3.10 prikazane su amplitudske karakteristike za komponente  $A(t)$  i  $B(t)$ . Karakteristike su formirane tako što je u prostoperiodičnom mernom signalu amplitude 100% menjana frekvencija  $f$  od 0÷500 Hz sa korakom 1 Hz i za svaku vrednost frekvencije  $f$  su računane amplitude komponenti  $A(t)$  i  $B(t)$  za fiksnu pretpostavljenu frekvenciju  $f_f=50$  Hz. Frekvencija odabiranja je  $f_{odab}=1000$  Hz.



**Slika 3.10** Amplitudske karakteristike sinusnog (B) i kosinusnog (A) Fourier-ovog filtra

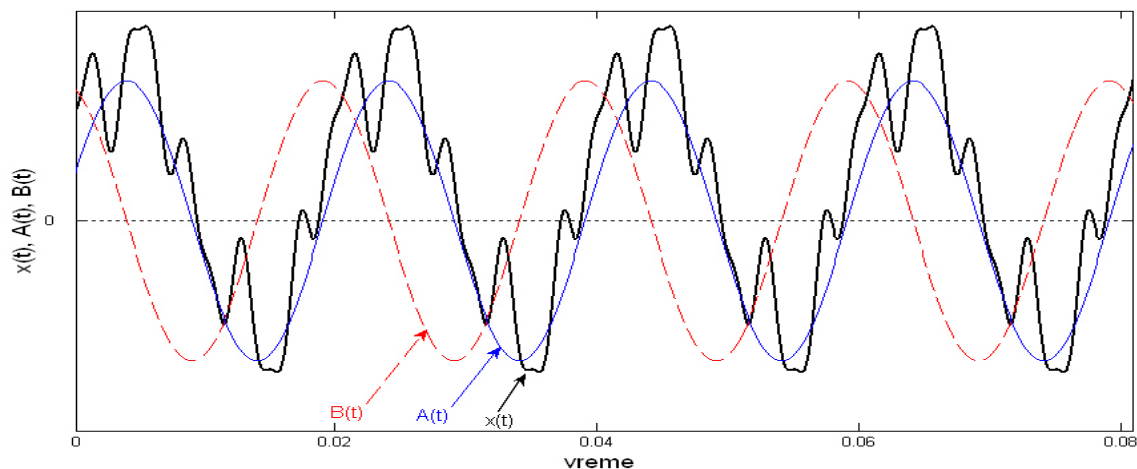
Na osnovu slike 3.10 može se zaključiti da sinusni filter (B) bolje filtrira interharmonike od kosinusnog filtra, dok kosinusni filter (A) bolje filtrira subharmonike (harmonike čiji je red manji od 1).

### 3.3.1 Uticaj harmonijskih izobličenja mernog signala na performanse algoritma

Ukoliko se pretpostavljena frekvencija u *Fourier*-ovom razvoju poklapa sa frekvencijom osnovnog harmonika mernog signala i sinusni i kosinusni filter u potpunosti filtriraju sve više harmonike, slika 3.10. U ovom slučaju viši harmonici u mernom signalu ne utiču na grešku merenja. Ovo je potvrđeno kroz sledeći test. Simuliran je proizvoljan složenoperiodični merni signal:

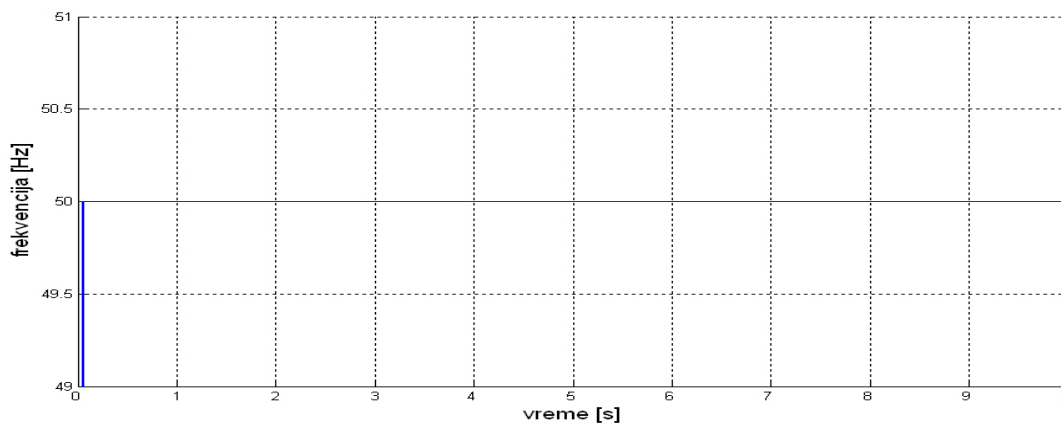
$$u = 20 + 100\sin(2\pi ft) + 5\sin(2 \cdot 2\pi ft + 1) + 20\sin(3 \cdot 2\pi ft + 1.2) + 30\sin(5 \cdot 2\pi ft - 1.7) + 15\sin(9 \cdot 2\pi ft). \quad (3.15)$$

Na slici 3.11 prikazan je talasni oblik mernog signala, koji odgovara analitičkom izrazu (3.15), i odgovarajućih *Fourier*-ovih ortogonalnih komponenti A i B. Signal je procesiran predloženim algoritmom za:  $f_f=f=50\text{Hz}$ ,  $f_{odab}=1000\text{ Hz}$ , bez usrednjavanja ( $N=1$ ).



**Slika 3.11** Vremenski oblik mernog signala (3.15) i odgovarajućih Fourier-ovih komponenti  $A$  i  $B$  za  $f_f = f = 50\text{Hz}$

Na slici 3.12 prikazan je vremenski tok estimirane frekvencije mernog signala prikazanog na slici 3.11 za  $f_f = f = 50\text{Hz}$  i  $f_{odab} = 1000\text{Hz}$ .

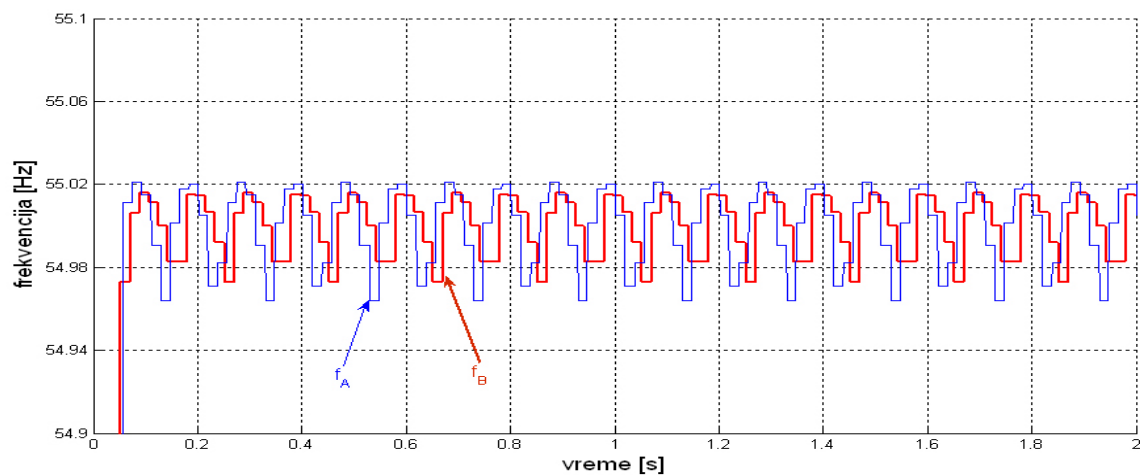


**Slika 3.12** Vremenski tok estimirane frekvencije  $f$  osnovnog harmonika mernog signala (3.15) za  $f_f = f = 50\text{Hz}$

U ovom slučaju procesiranjem bilo koje od *Fourier*-ovih komponenti ( $A$  ili  $B$ ) modifikovanom *zero crossing* metodom dobija se tačna frekvencija jer se u osnovnu periodu mernog signala uklapa ceo broj perioda odabiranja, pa je *zero crossing* metode potpuno tačna, slike 3.5 i 3.7.

Ako se pretpostavljena frekvencija u *Fourier*-ovom razvoju  $f_f$  razlikuje od osnovne frekvencije  $f$  mernog signala, onda će, na osnovu slike 3.10, doći do “ucurivanja” viših

harmonika u *Fourier*-ove komponente  $A$  i  $B$ . Nivo harmonijskog zagađenja je veći za kosinusnu ( $A$ ) nego za sinusnu ( $B$ ) komponentu. Iz tog razloga je tačnost merenja frekvencije bolja ako se procesira sinusna komponenta. Na slici 3.13 prikazani su rezultati simulacionog testa merenja frekvencije procesiranjem kosinusne i sinusne komponente signala (3.15) za  $f=55\text{Hz}$  i  $f_f=50\text{Hz}$ . Frekvencija odabiranja je  $f_{odab}=1000\text{Hz}$  i  $N=1$ .



**Slika 3.13** Vremenski tok estimirane frekvencije  $f$  mernog signala (3.15) procesiranjem sinusne ( $f_B$ ) i kosinusne ( $f_A$ ) komponente za  $f=55\text{Hz}$ ;  $f_f=50\text{Hz}$ ;

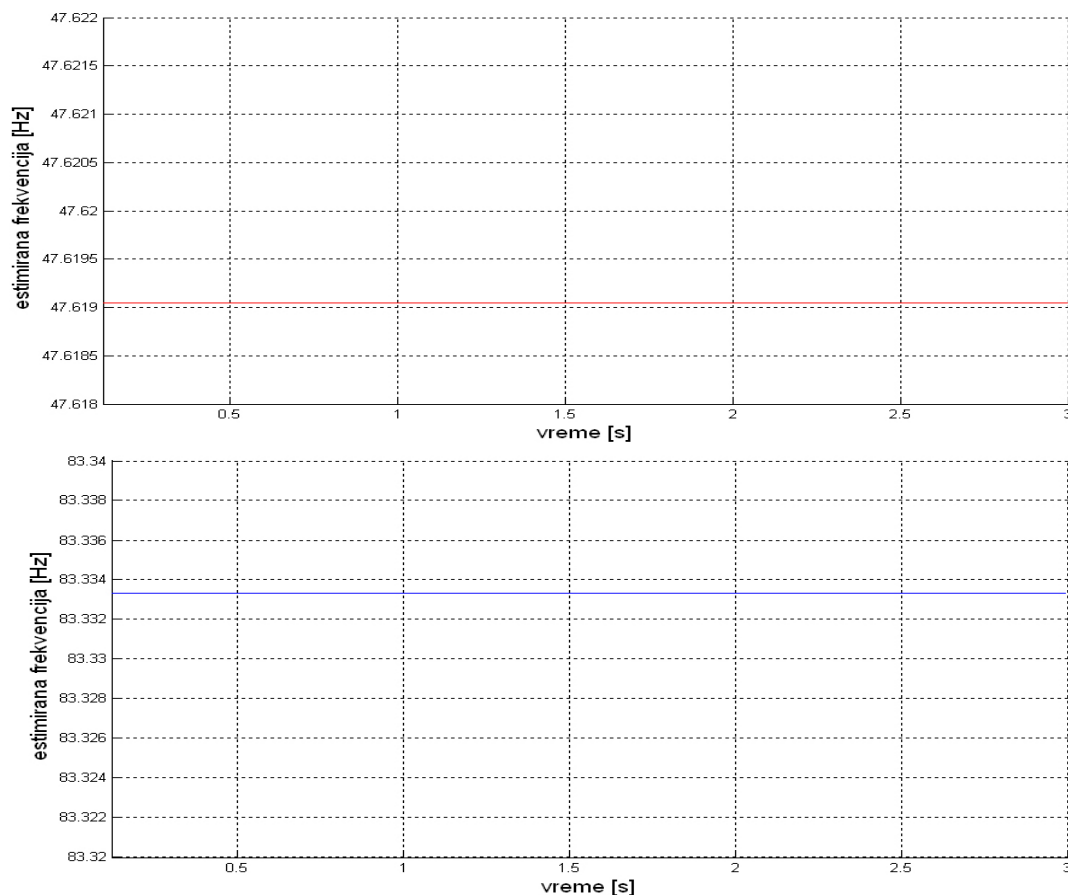
Analizom rezultata prikazanih na slici 3.13 može se ustanoviti da greška u estimaciji frekvencije *zero crossing* metodom je znatno manja ako se procesira sinusna komponenta ( $B$ ). Maksimalna greška u prethodnom testu je oko  $0.025\text{Hz}$  ako se procesira sinusna komponenta, odnosno oko  $0,036\text{Hz}$  ako se procesira kosinusna komponenta.

Ako merni signal sadrži celobrojne više harmonike, kao što je pretpostavljeno u modelu (3.15), i ako se pretpostavljen i stvarna učestanost osnovnog harmonika mernog signala razlikuju, onda komponente  $A$  i  $B$  sadrže takođe celobrojne više harmonike istog reda ali znatno manjeg procentualnog učešća, slika 3.10.

Ukoliko osnovna perioda procesirane komponente (osnovna perioda mernog signala) sadrži ceo broj perioda odabiranja onda celobrojni viši harmonici u procesiranoj *Fourier*-ovoj komponenti ne utiču na estimaciju frekvencije modifikovanom *zero crossing* metodom. Odnosno, u ovim slučajevima merenje frekvencije je tačno bez obzira na nivo i fazu viših harmonika u mernom signalu. Ovo je potvrđeno kroz dva testa. Procesiran je složenoperiodični merni signal (3.15) za dve osnovne učestanosti  $f'=47,619\text{Hz}$  i  $f''=83,3333\text{Hz}$ . Učestanost odabiranja je u oba slučaja  $f_{odab}=1000\text{Hz}$ , a pretpostavljena učestanost u *Fourier*-ovom razvoju je



$f_f=50\text{Hz}$ . Odabrane frekvencije osnovnog harmonika mernog signala su karakteristične jer osnovna perioda signala sadrži ceo broj perioda odabiranja za obe simulirane frekvencije ( za  $f'=47,619\text{Hz}$  sadrži  $m=21$ , a za  $f''=83,3333\text{Hz}$  sadrži  $m=12$  perioda odabiranja). Rezultati testa su prikazani na slici 3.14.



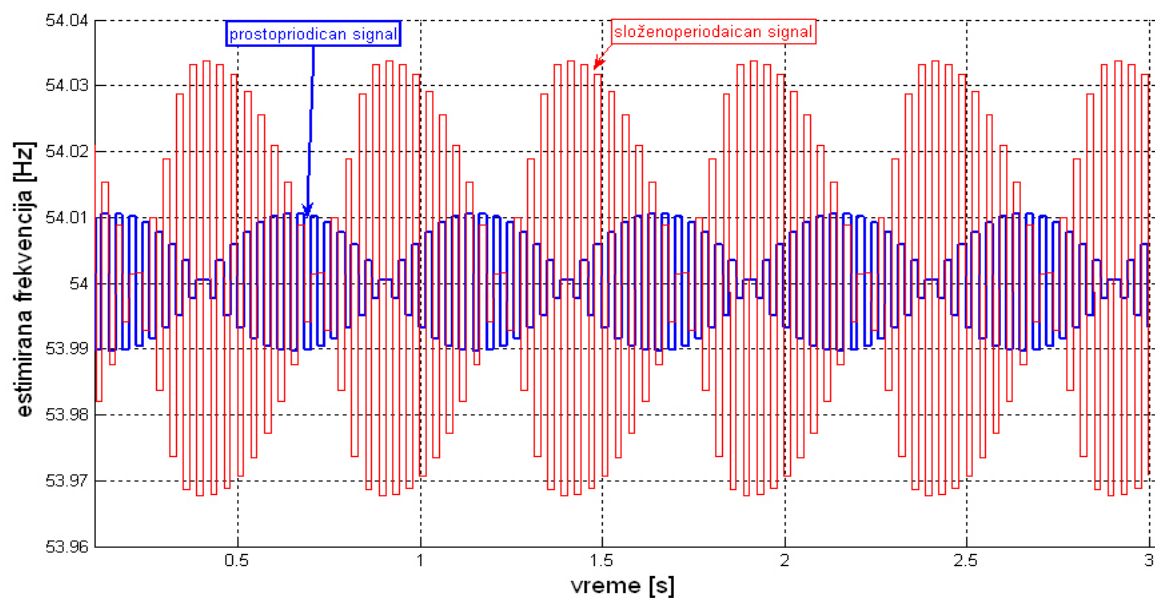
**Slika 3.14** Estimirana frekvencija dva složenoperiodična signala čije osnovna perioda sadrži ceo broj perioda odabiranja. Učestanost odabiranja je  $f_{odab}=1000\text{Hz}$ , a pretpostavljena učestanost u Fourier-ovom razvoju je  $f_f=50\text{Hz}$

Viši harmonici utiču na izobličenje *Fourier*-ovih komponenti ali one zadržavaju osnovnu periodu jednaku osnovnoj periodi mernog signala bez obzira na razliku između pretpostavljene i stvarne učestanosti mernog signala. Dakle, posledice greške u merenju frekvencije kombinovanom *Fourier*-ovom i *zero crossing* metodom su isključivo vezane za grešku *zero crossing* metode. Celobrojni viši harmonici deformišu talasni oblik signala ali ne utiču na njegovu periodičnost, odnosno, rastojanje između prolazaka kroz nulu mernog signala odgovara periodu njegovog osnovnog harmonika. Iz ovog razloga *zero crossing* tehnika ne pravi grešku u

merenju frekvencije ako se uklapa ceo broj perioda odabiranja u osnovnu periodu procesirane komponente, što je slučaj u primerima na slici 3.14.

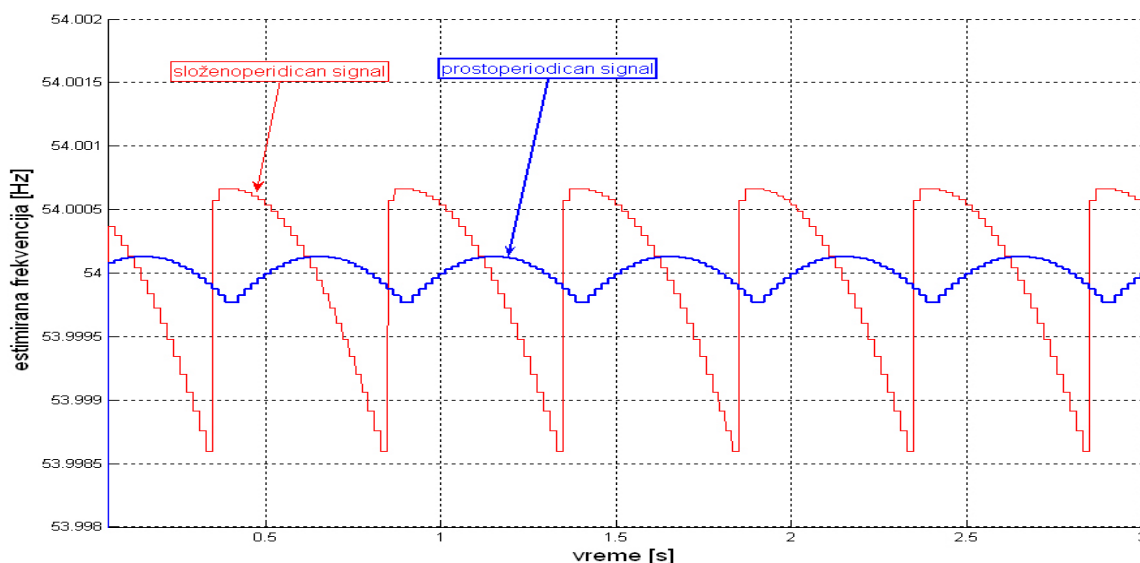
Ukoliko se u osnovnu periodu procesirane komponente mernog signala ne uklapa ceo broj perioda odabiranja prisustvo viših harmonika povećava grešku *zero crossing* metode, koja u ovom slučaju inače postoji i kada je signal prostoperiodičan, slika 3.7. Uzrok greške koju unose viši harmonici u merenju frekvencije modifikovanom *zero crossing* metodom je posledica ugrožavana linearne aproksimacije procesiranog signala ( $A$  ili  $B$ ) u okolini prolazaka kroz nulu. Viši harmonici izobličavaju signal tako da je na širini periode odabiranja veća varijacija prvog izvoda mernog signala, što povećava grešku koja se pravi linearnom aproksimacijom signala  $A(t)$  ili  $B(t)$  u okolini prolaska kroz nulu, relacije 3.10 i 3.11.

Na slici 3.15 prikazan je vremenski tok estimirane frekvencije *zero crossing* metodom primenjenom na sinusnu komponentu ( $B$ ) prostoperiodičnog i složenoperiodičnog signala (3.15) iste osnovne učestanosti  $f=54\text{Hz}$ . Procesirana komponenta  $B$  je dobijena za pretpostavljenu frekvenciju  $f_f=50\text{Hz}$ . Učestanost odabiranja je  $f_{odab}=1000\text{Hz}$ .

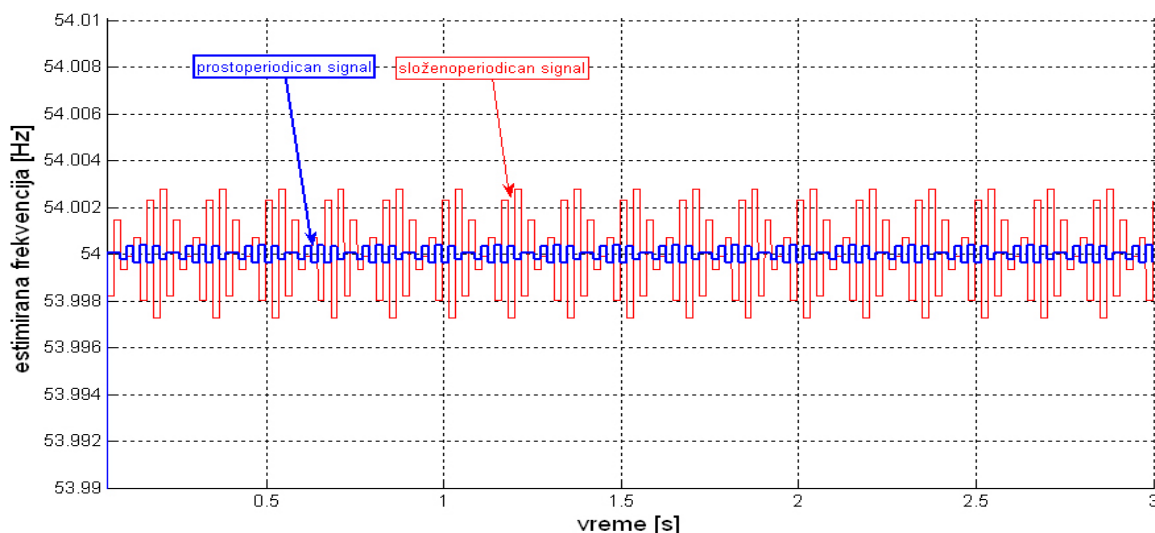


**Slika 3.15** Vremenski tok estimirane frekvencije *zero crossing* metodom primenjenom na sinusnu komponentu ( $B$ ) prostoperiodičnog i složenoperiodičnog signala (3.15) za  $f=54\text{Hz}$ ,  $f_f=50\text{Hz}$ .  $f_{odab}=1000\text{Hz}$ .

Na slici 3.16 i 3.17 prikazan je vremenski tok estimirane frekvencije za signale iz prethodnog testa ali sa učestanošću odabiranja  $f_{odab}=2000\text{Hz}$  i  $f_{odab}=3000\text{Hz}$ , respektivno.



**Slika 3.16** Vremenski tok estimirane frekvencije zero crossing metodom primenjenom na sinusnu komponentu (B) prostoperiodičnog i složenoperiodičnog signala (3.15) za  $f=54\text{Hz}$ ,  $f_f=50\text{Hz}$ .  $f_{odab}=2000\text{Hz}$ .

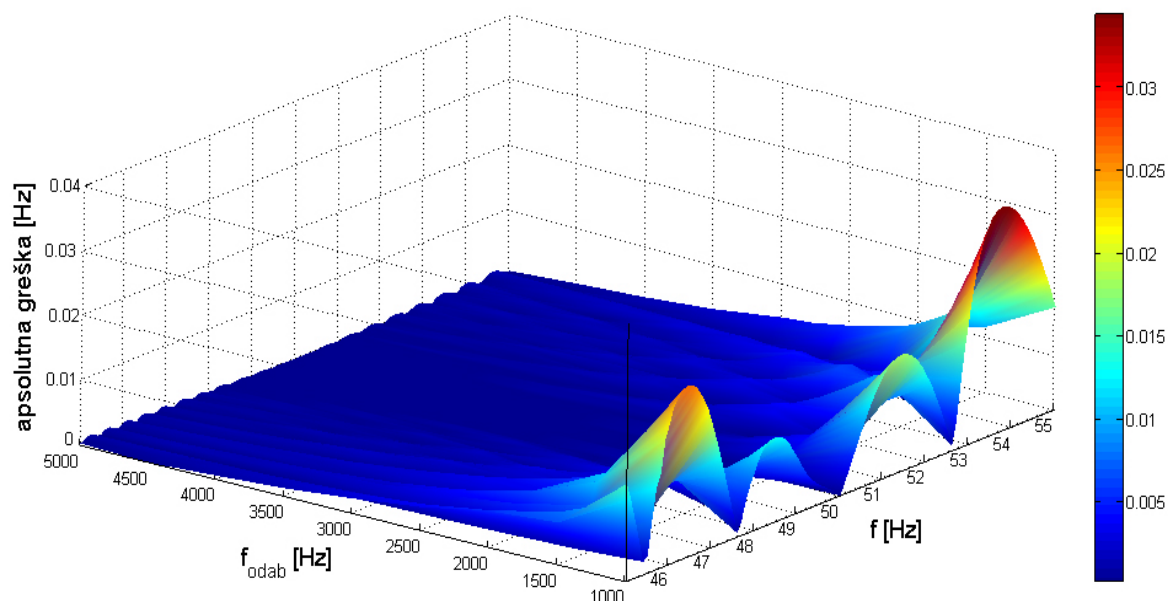


**Slika 3.17** Vremenski tok estimirane frekvencije zero crossing metodom primenjenom na sinusnu komponentu (B) prostoperiodičnog i složenoperiodičnog signala (3.15) za  $f=54\text{Hz}$ ,  $f_f=50\text{Hz}$ .  $f_{odab}=3000\text{Hz}$ .

Analizirajući slike 3.15 do 3.17 može se zaključiti da viši harmonici bitno utiču na povećanje greške zero crossing metode. Nivo maksimalne greške u datom primeru je: za slučaj  $f_{odab}=1000\text{Hz}$  oko  $0.035\text{Hz}$ , za  $f_{odab}=2000\text{Hz}$  oko  $0,0013\text{Hz}$  i za  $f_{odab}=3000\text{Hz}$  oko  $0,003\text{Hz}$ . Ovakva zavisnost greške od frekvencije odabiranja se može objasniti na osnovu slike 3.5. Za

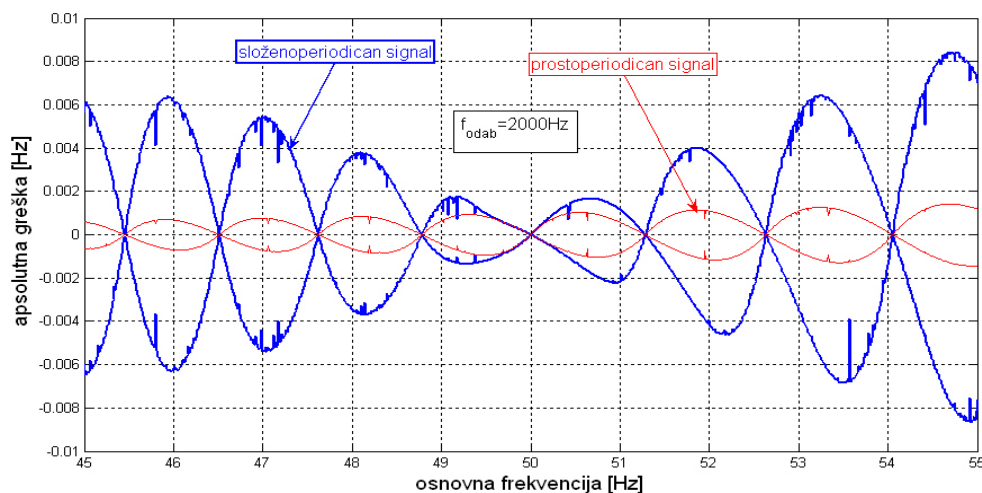
učestanost procesirane komponente od 54Hz, frekvencije odabiranja  $f_{odab}=1000\text{Hz}$  i  $f_{odab}=3000\text{Hz}$  su bliske najnepovoljnijim vrednostima u pogledu tačnosti *zero crossing* algoritma (najlošije se uklapaju periode odabiranja u merenu periodu). Za  $f_{odab}=2000\text{Hz}$  se skoro potpuno uklapa ceo broj perioda odabiranja u mernu periodu, pa je greška najmanja.

Na slici 3.18 prikazan je nivo apsolutne greške merenja frekvencije pri procesiranju sinusne komponente složenoperiodičnog mernog signala (3.15) za različite osnovne frekvencije  $f$  i različite učestanosti odabiranja. Pretpostavljena učestanost pri formiranju sinusne *Fourier*-ove komponente je  $f_f=50\text{Hz}$ .



**Slika 3.18** Nivo greške merenja frekvencije pri procesiranju sinusne komponente složenoperiodičnog mernog signala (3.15) za različite osnovne frekvencije  $f$  i različite učestanosti odabiranja  $f_{odab}$ .

Uporednom analizom slika 3.7 i 3.18 može se zaključiti da viši harmonici povećavaju grešku *zero crossing* metode proporcionalno grešci pri procesiranju prostoperiodičnog signala. Na osnovu slike 3.18 može se zaključiti da je nivo greške merenja frekvencije u opsegu frekvencija koje su od interesa za zaštitne uređaje u EES-u prihvatljiv ako je  $f_{odab} \geq 2000\text{Hz}$ . Da bi se ovaj zaključak kvalitativno jasnije uočio, na slici 3.19 je prikazan uticaj viših harmonika na povećanje greške *zero crossing* metode za slučaj procesiranja sinusne komponente ( $f_f=50\text{Hz}$ ) složenoperiodičnog signala (3.15) za različite osnovne učestanosti i fiksnu frekvenciju odabiranja  $f_{odab}=2000\text{Hz}$ .



**Slika 3.19** Uticaj viših harmonika na grešku zero crossing metode za različite osnovne frekvencije mernog signala i fiksnu frekvencije odabiranja  $f_{odab}=2000\text{Hz}$ .

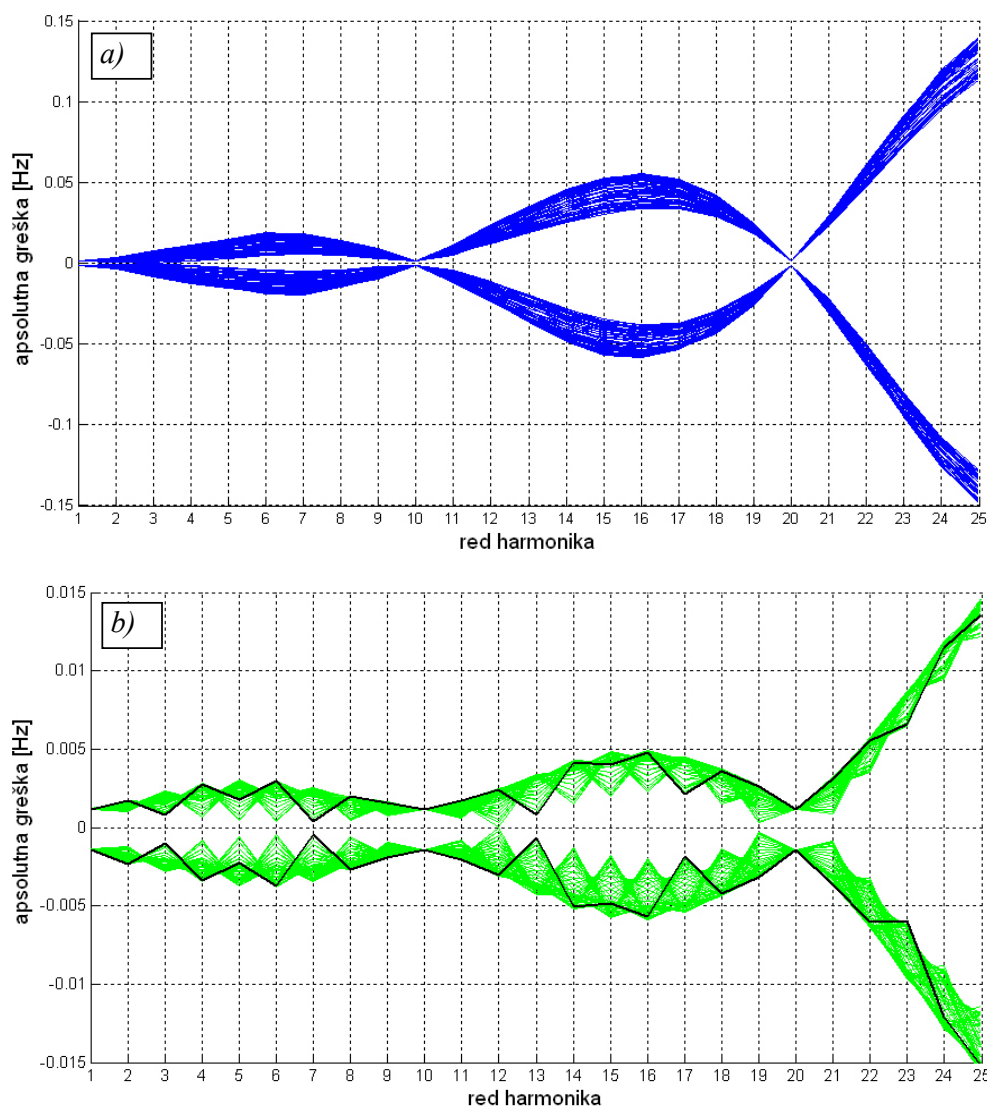
Na osnovu prethodne analize može se zaključiti da je uticaj viših harmonika na grešku zero crossing metode veći ukoliko se pretpostavljena frekvencija u *Fourier*-ovom razvoju i osnovna frekvencija mernog signala više razlikuju. Objasnjenje se može sprovesti na osnovu analize filtarskih karakteristika za procesiranu sinusnu komponentu  $B$ , slika 3.10. Svako odstupanje merene frekvencije od pretpostavljene vrednosti omogućava ucurivanje viših harmonika u procesiranu komponentu  $B$  i slabljenje osnovnog harmonika. U opsegu najčešćih promena frekvencije u EES-u (49.8 Hz do 50.2 Hz) algoritam je vrlo malo osetljiv na više harmonike.

### 3.3.2 Uticaj reda, faze i nivoa viših harmonika mernih signala na tačnost merenja osnovne frekvencije

S obzirom na prirodu greške u merenju frekvencije koju uzrokuju viši harmonici u mernom signalu, a imajući u vidu i filtarske karakteristike *Fourier*-ovih komponenti (slika 3.10), logično je očekivati da harmonici različitog reda u različitoj meri utiču na grešku merenja frekvencije predloženim algoritmom. U cilju utvrđivanja kako pojedini harmonici utiču na grešku merenja frekvencije sprovedeno je nekoliko testova. U tim testovima korišćen je model složenoperiodičnog signala (3.16), koji pored osnovnog harmonika sadrži jedan viši harmonik reda  $r$ , faze  $\varphi_r$  i amplitude  $U_r=k \cdot U_1$ , gde je  $U_1=100\%$  amplituda osnovnog harmonika mernog signala.

$$u(t) = U_1 \sin(2\pi f \cdot t + \varphi_1) + kU_1 \sin(2\pi \cdot rf \cdot t + \varphi_r) \quad (3.16)$$

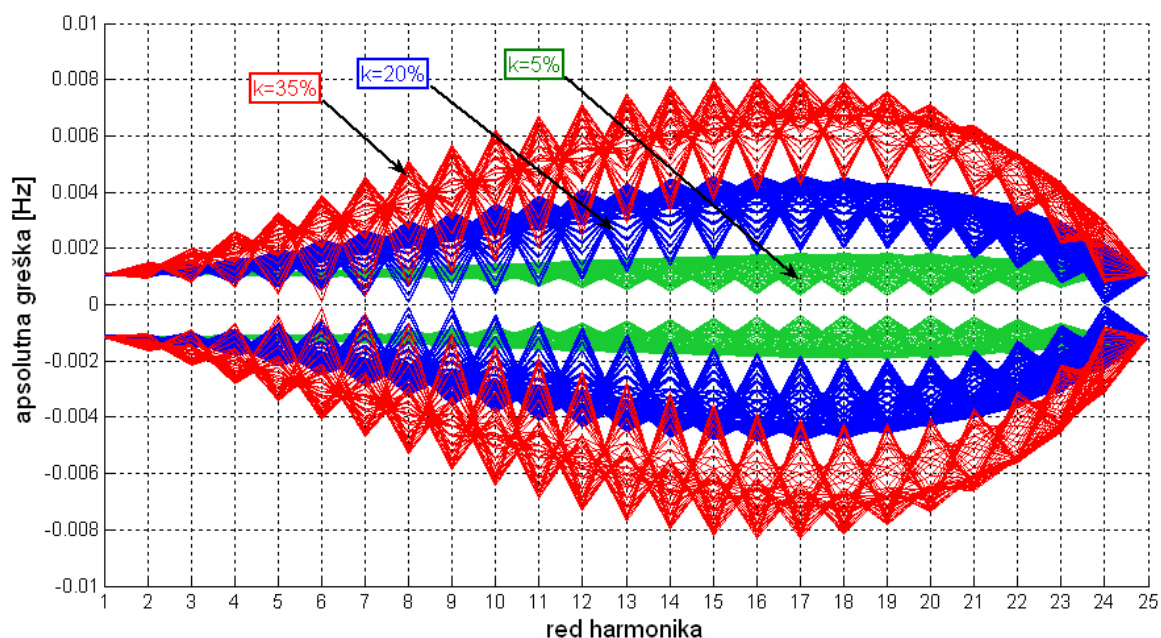
U cilju utvrđivanja kako red i početni ugao harmonika utiču na grešku zero crossing metode procesirane su odvojeno kosinusna ( $A$ ) i sinusna ( $B$ ) komponenta koje, za pretpostavljenu učestanost  $f_f=50\text{Hz}$  i učestanost odabiranja  $f_{odab}=2000\text{Hz}$ , odgovaraju modelu signala (3.16). U korišćenom modelu mernog signala (3.16) parametri osnovnog harmonika su fiksni ( $f=55\text{Hz}$ ,  $\varphi_1=0$ ), dok je variran red harmonika  $r$  od 2 do 25, pri čemu je amplitudski nivo harmonika u odnosu na osnovni harmonik održavan na konstantnu vrednost  $k=20\%$ . Za svaki harmonik varirana je njegova početna faza  $\varphi_r$  u opsegu 0 do  $2\pi$  sa korakom  $\pi/30$  i merena maksimalna greška u intervalu 3s. Dobijene familije krivih prikazane su na slici 3.20.



**Slika 3.20** Uticaj reda i faze višeg harmonika na maksimalnu grešku merenja frekvencije pri procesiranju: a) kosinusne komponente ( $A$ ); b) sinusne komponente ( $B$ ); mernog signala (3.16)

Na osnovu slike 3.20 može se zaključiti da greška u merenju frekvencije kombinovanom *Fourier*-ovom i *zero crossing* metodom zavisi od reda i faze harmonika. Greška je za red veličine veća ako se procesira kosinusna komponenta, što je u skladu sa amplitudskim karakteristikama na slici 3.10. Greška zavisi od početne faze višeg harmonika, ali ta zavisnost nije jako izražena. Na slici 3.20.b su posebno (crnom debelom linijom) izvučene granice greške za proizvoljnu fazu viših harmonika. Zaključuje se da različiti harmonici pri različitim početnim fazama imaju maksimalan uticaj na grešku merenja frekvencije. Uočava se tendencija da harmonici višeg reda imaju jači uticaj na grešku merenja frekvencije. Prema slici 3.10 nivo slabljenja viših harmonika *Fourier*-ovim filtrima *A* i *B* je proporcionalan redu harmonika. S druge strane, što je veći red harmonika veća je greška linearizacije u okolini prolaska signala kroz nulu, odnosno veća je greška *zero crossing* metode. Ova dva oprečna faktora čine da greška u merenju frekvencije bude u prihvatljivim granicama za širok spektar viših harmonika koji zagađuju merni signal.

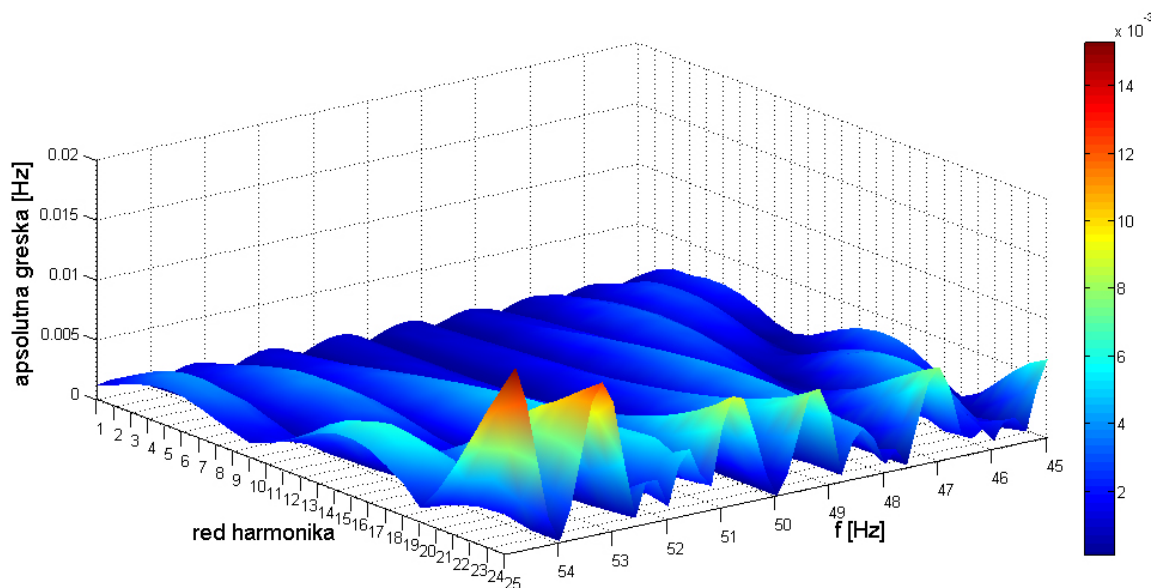
U narednom testu je analiziran uticaj nivoa pojedinih viših harmonika na nivo greške algoritma za merenja frekvencije. Test je sproveden za tri amplitudska nivoa harmonika  $k=5\%$ ,  $20\%$  i  $35\%$ . Korišćen je isti algoritam, metodologija i merni signal kao u prethodnom testu, s tom razlikom što je osnovna frekvencija mernog signala  $52\text{Hz}$ . Na slici 3.21 prikazani su rezultati testa u kojem je procesirana sinusna komponenta.



**Slika 3.21** Uticaj nivoa  $k$ , reda i faze harmonika na maksimalnu grešku merenja frekvencije pri procesiranju sinusne komponente  $B$  složenoperiodičnog signala (3.16) za  $f=52\text{Hz}$

Analizom slike 3.21 može se zaključiti da algoritam zadržava stabilnost i visoku tačnost i za jako procentualno učešće harmonika. U naponskim mernim signalima u normalnim radnim stanjima nivo viših harmonika je obično ispod 5% [13,14], pa je njihov uticaj na tačnost algoritma relativno mali. Uporednom analizom slike 3.20 i odgovarajuće familije krivih na slici 3.21 ( $k=20\%$ ) može se zaključiti da je nivo maksimalne greške znatno niži u slučaju datom na slici 3.21. Ovaj zaključak je u skladu sa slikom 3.19 koja se odnosi na tačno određeni složenoperiodični signal (3.15), ali se kvalitativno može uopštiti za sve više harmonike.

Na slici 3.22 prikazan je uticaj reda viših harmonika na grešku merenja frekvencije za različite osnovne učestanosti mernog signala  $f$  i fiksnu učestanost odabiranja  $f_{odab}=2000\text{Hz}$ . Pretpostavljena učestanost je takođe fiksna  $f_f=50\text{Hz}$ . Za svaki harmonik varirana je njegova početna faza, a prikazana greška predstavlja najnepovoljniji slučaj. Amplitudski nivo harmonika je 20%.



**Slika 3.22** Uticaj reda harmonika na grešku merenja osnovne frekvencije  $f$  složenoperiodičnog signal (3.16). Greška se odnosi na najnepovoljniji fazni stav i amplitudski nivo  $k=20\%$ .

Ako u nekom mernom signalu postoji dominantan viši harmonik onda se može na osnovu slike 3.22 proceniti koliki je njegov uticaj na grešku merenja frekvencije. Na primer, u mrežnom naponu u EES-u po pravilu je dominantan 5-ti harmonik [13,14]. Na osnovu slike 3.22 može se zaključiti da greška koju on uzrokuje neće preći 0,002Hz (za amplitudski nivo do 20% i odabrane parametre estimatora) u opsegu promene osnovne frekvencije  $50\pm 5\text{Hz}$ . Ukoliko se neki



od parametara estimatora promeni (npr. učestanost odabiranja ili pretpostavljena frekvencija) promeniće se uticajnost nekog od harmonika na grešku merenja frekvencije, na ovaj način moguće je odabrati parametre estimatora tako da dominantni harmonik bude malo uticajan na grešku merenja frekvencije.

### **3.3.3 Uticaj subharmonika i interharmonika mernog signala na tačnost merenja frekvencije**

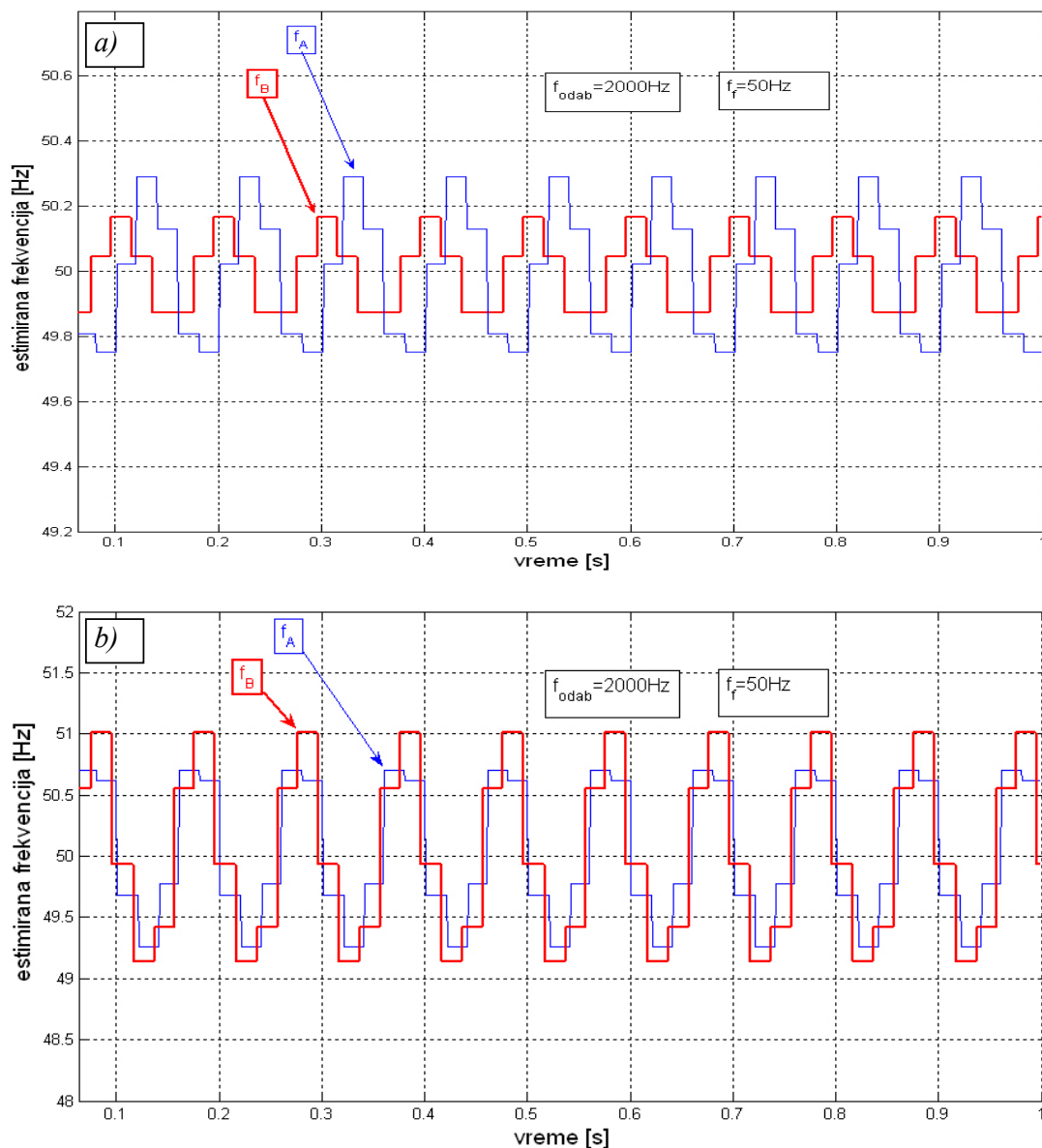
Interharmonici predstavljaju više harmonike čija je frekvencija necelobrojan umnožak osnovne frekvencije. Subharmonici su takođe necelobrojni harmonici ali je njihova frekvencija manja od osnovne (red im je manji od 1) [14,63].

Postoji niz klasa uređaja u EES-u koji generišu interharmonike i subharmonike struja. To su različiti uređaji sa energetsom elektronikom (ciklokonvertori, invertori, statički uređaji za kompenzaciju neaktivne snage, statički uređaji u sistemima HVDC i dr.) [63]. Subharmonike u EES-u najčešće uzrokuju asinhrona periodična opterećenja, kao što su naprimer visoke peći i kompresorska postrojenja sa asinhronim motorima. Ovakvi potrošači generišu i interharmonike i subharmonike, što se najlakše može objasniti kroz sledeći primer. Potrošač čije opterećenje pulsira sa učestanošću  $\omega_m$  može se modelovati impedansom  $R(t) = 1 - c \cdot \sin(\omega_m t)$  [r.j.], gde je  $c < 1$  mera pulsiranja opterećenja. Ako se pretpostavi da je ovakav potrošač priključen na prostoperiodičan napon učestanosti  $\omega \neq \omega_m$  i amplitude 1 r.j, onda je relativna vrednost struja u napojnom vodu potrošača:

$$i(t) = \frac{v(t)}{R(t)} = \frac{\sin(\omega t)}{1 - c \cdot \sin(\omega_m t)} = \sin(\omega t) \cdot (1 + c \cdot \sin(\omega_m t) + c^2 \cdot \sin^2(\omega_m t) + c^3 \cdot \sin^3(\omega_m t) + \dots) \quad (3.17)$$

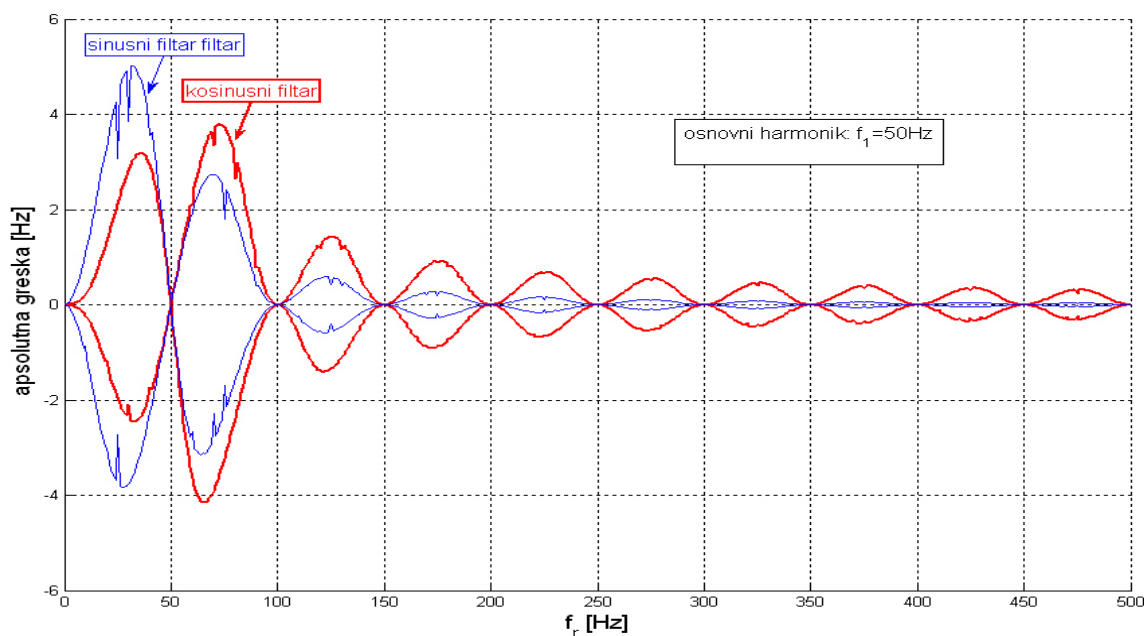
Koristeći osnovne trigonometrijske jednakosti može se pokazati da talasni oblik struje (3.17) pored osnovnog harmonika sadrži i harmonijske komponente čije su frekvencije  $(\omega \pm \omega_m)$ ,  $(\omega \pm 2\omega_m)$ ,  $(\omega \pm 3\omega_m)$ ,... , koji predstavljaju interharmonike i subharmonike. U slaboj mreži koja napaja ovakve potrošače interharmonici i subharmonici struje stvaraju padove napona odgovarajuće učestanosti, pa se na taj način talasna izobličenja struje infiltriraju i u napone u čvorištima u blizini potrošača. Iz tog razloga je potrebno analizirati uticaj ovakvih necelobrojnih harmonika napona na tačnost algoritma za merenje frekvencije.

U analizama je korišćen model signala 3.16. U prvom testu, slika 3.23-a, pretpostavljeno je da meri signal, pored osnovnog harmonika ( $f=50\text{Hz}$ ), sadrži interharmonik  $f_r=rf=1,8f=90\text{Hz}$  čiji je amplitudski nivo  $k=10\%$  i početna faza  $\varphi_k=0$ . Procesirane su sinusna i kosinusna komponenta signala za  $f_f=50\text{Hz}$  i  $f_{odab}=2000\text{Hz}$  bez usrednjavanja ( $N=1$ ). Drugi test, slika 3.23-b, je sproveden sa istim parametrima kao i prethodni s tom razlikom sto je umesto interharmonika pretpostavljeno da meri signal sadrži subharmonik  $f_r=rf=0,8f=40\text{Hz}$ .



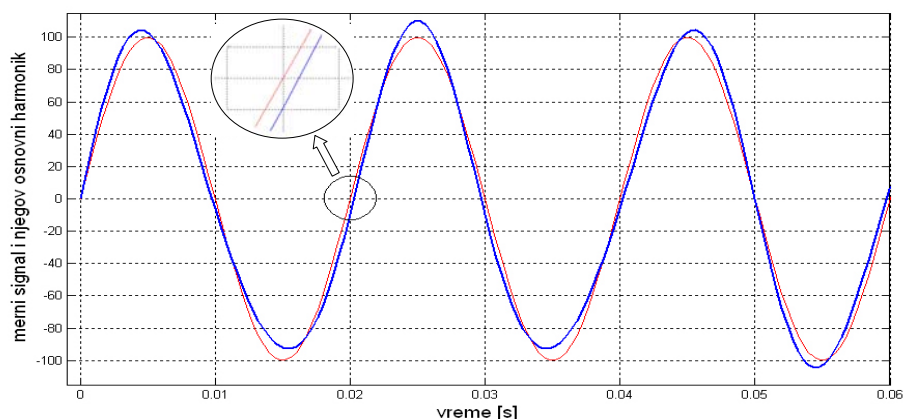
**Slika 3.23** Uticaj necelobrojnih harmonika na grešku merenja frekvencije: a) osnovni signal 100% + interharmonik 90Hz,10%; b) osnovni signal 100% + subharmonik 40Hz, 10%.

Na osnovu sprovedenog testa može se zaključiti da je jako izražen uticaj necelobrojnih harmonika na grešku merenja osnovne frekvencije kombinovanom *Fourier*-ovom i *zero crossing* metodom. Interharmonike bolje filtrira sinusni filter, dok subharmonike bolje filtrira kosinusni filter, slika 3.10, što utiče na tačnost merenja frekvencije *zero crossing* metodom. Na slici 3.24 prikazani su uporedno granice opsega greške merenja frekvencije sinusnog i kosinusnog filtra ( $f_f=50\text{Hz}$ ,  $f_{odab}=2000\text{Hz}$ ) za merne signale koji su zagađeni harmonicima različite učestanosti i amplitudskog nivoa  $k=20\%$ .



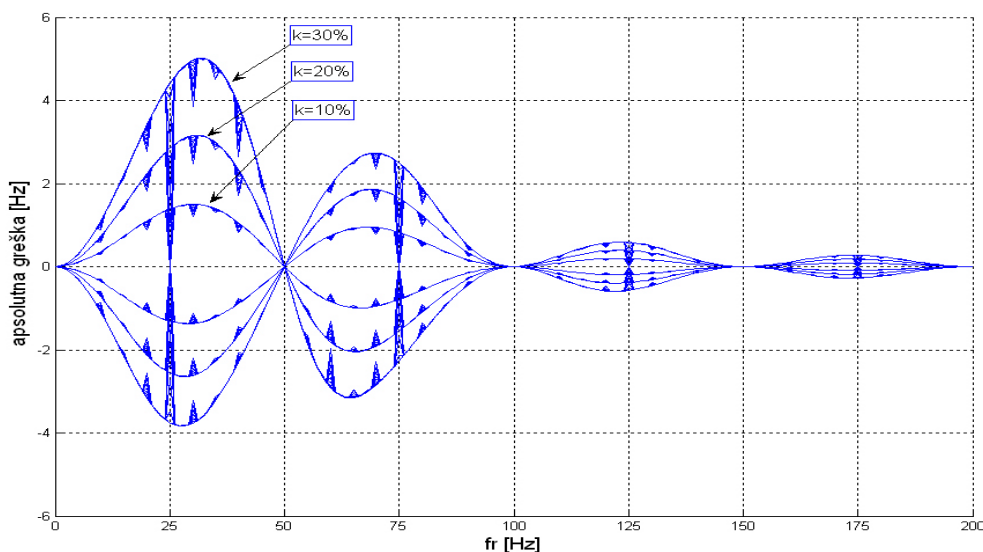
**Slika 3.24** Greške merenja frekvencije za sinusni i kosinusni filter ( $f_f=50\text{Hz}$ ) za merne signale koji su zagađeni necelobrojnim harmonikom učestanosti  $f_r$ .

Greška merenja frekvencije se praktično ne menja sa promenom učestanosti odabiranja, tj. karakteristike koje su prikazane na slici 3.24 se poklapaju za sve učestanosti  $f_{odab} \geq 1000\text{Hz}$ . Jak uticaj necelobrojnih harmonika na grešku algoritma kao i nezavisnost te greške od frekvencije odabiranja može se objasniti samom prirodom izobličenja mernog signala usled prisustva interharmonika i subharmonika. U osnovnu periodu mernog signala se ne uklapa ceo broj perioda subharmonika i interharmonika, pa, za razliku od celobrojnih harmonika, necelobrojnih harmonici pomeraju nesimetrično prolasku signala kroz nulu. Na slici 3.25 prikazan je talsani oblik složenoperiodičnog signala, koji sadrži pored osnovnog harmonika i 10% subharmonika frekvencije 90Hz, i njegov osnovni harmonik.



Slika 3.25 Merni signal zagađen interharmonikom 90Hz, 10% i njegov osnovni harmonik 50Hz.

Uticaj necelobrojnih harmonika na grešku merenja frekvencije nije samo vezan za grešku *zero crossing* metode, kao što je to slučaj kod celobrojnih harmonika, već je dominantno posledica nesimetričnog pomeranja prolaska signala kroz nulu koju uzrokuju interharmonici i subharmonici. To objašnjava i činjenicu da frekvencija odabiranja ne utiče na grešku merenja. Sa povećanjem frekvencije odabiranja smanjuje se samo greška linearizacije, koja je zanemarljivo mala u odnosu na grešku usled pomeranja prolaska kroz nulu. Imajući u vidu činjenicu da su filtarske osobine i sinusnog i kosinusnog filtra najslabije za subharmonike i niskofrekventne interharmonike, slika 3.10, i u računskim mernim signalima  $A(t)$  i  $B(t)$  se javljaju nedovoljno oslabljeni subharmonici i interharmonici koji uzrokuju relativno veliku grešku u merenju frekvencije osnovnog harmonika. Na slici 3.26 prikazan je uticaj amplitudskog nivoa i frekvencije necelobrojnih harmonika na grešku merenja frekvencije.

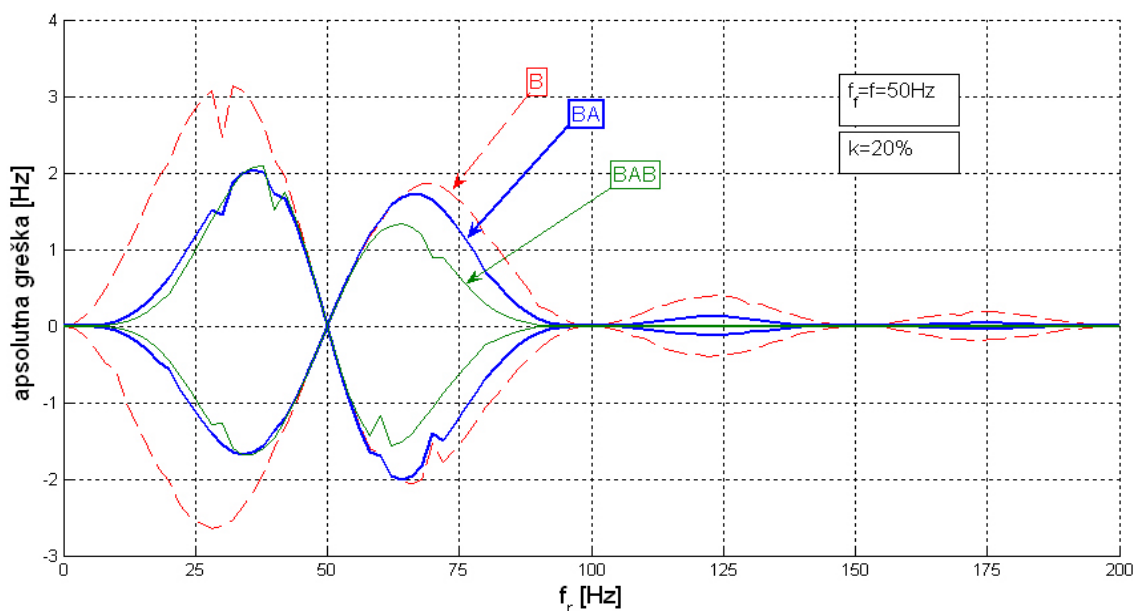


Slika 3.26 Uticaj nivoa necelobrojnih harmonika na maksimalnu grešku merenja frekvencije.

U prethodnom testu procesirana je sinusna komponenta ( $f_f=f=50\text{Hz}$ ). Za svaku učestanost subharmonika  $f_r$  menjana je početna faza tog harmonika. Pokazalo se da samo pri nekim karakterističnim učestanostima ima uticaj početna faza na grešku merenja frekvencije. Zaključak je da subharmonicima i interharmonicima čija je frekvencija u opsegu  $50\text{Hz}<f_r<100\text{Hz}$  bitno utiču na grešku merenja frekvencije. Greška se ne može smanjiti povećanjem učestanosti odabiranja.

U prethodnim primerima pretpostavljeno je da se osnovna učestanost ne menja i da je jednaka pretpostavljenoj ( $f_f=f=50\text{Hz}$ ). Ako se osnovna učestanost menja u nekim realnim granicama njene promene ( $50\pm 5\text{Hz}$ ) onda se nivo maksimalne greške praktično ne razlikuje u odnosu na sliku 3.26.

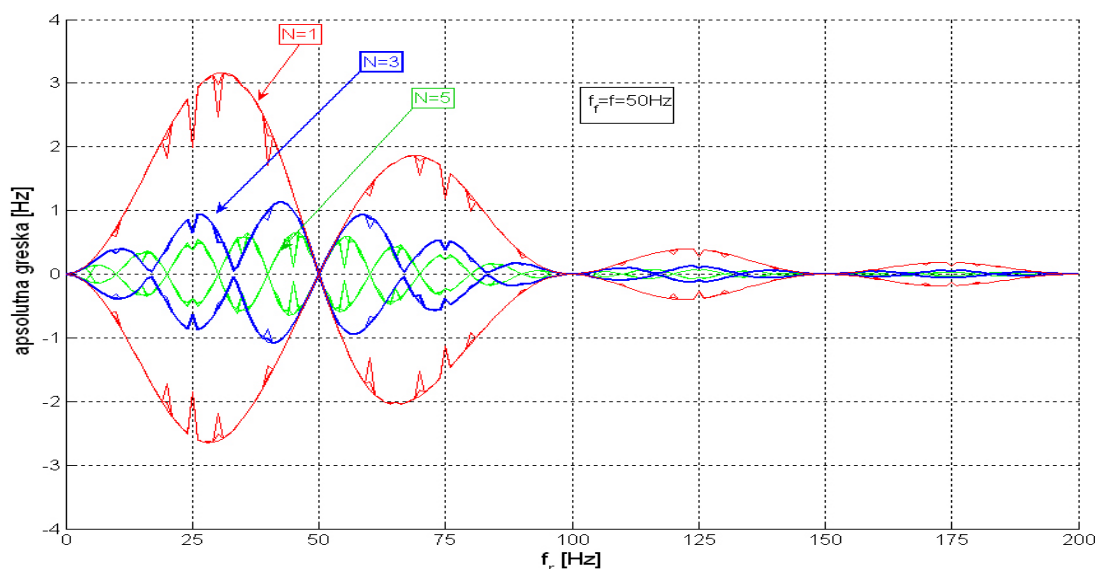
U narednom testu analiziran je algoritam sa kaskadnim *Fourier*-ovim filtrom. S obzirom da sinusna i kosinusna komponenta nejednako filtriraju subharmonike i interharmonike ideja je da se napravi kaskadni filter. Sinusna komponenta, koja se dobija prema relaciji 3.3, se množi sa vektorom kosinusa 3.5, tako se dobija novi računski signal *BA* koji se procesira *zero crossing* metodom. Na slici 3.27 prikazan je uporedni test merenja frekvencije primenom modifikovane *zero crossing* metode na sinusni (*B*) signal i na signale *BA* i *BAB* (koji je dobijen na izlazu iz trostrukog kaskadnog filtra  $B+A+B$ ). Ulazni merni signal sadrži pored osnovnog harmonika i harmonijsku komponentu frekvencije  $f_r$  (koja je varirana od 0 do 200Hz) i amplitude  $k=20\%$ .



**Slika 3.27** Uticaj kaskadnog filtriranja na tačnost merenja osnovne frekvencije signala koji pored osnovnog harmonika  $f=50\text{Hz}$  sadrži necelobrojni harmonik frekvencije  $f_r$  i amplitude  $k=20\%$

Na osnovu slike 3.27 može se zaključiti da se kaskadnim povezivanjem sinusnog i kosinusnog filtra može značajno smanjiti greška usled prisustva interharmonika (i celobrojnih harmonika) čiji je red veći od 2. Uticaj kaskadnog filtriranja na subharmonike i niskofrekventne ( $r < 2$ ) interharmonike je značajno manji. Kaskadnim filtriranjem se slabe dinamičke performanse algoritma i povećava procesorsko vreme.

Greška u merenju frekvencije se može smanjiti ako se vrši prebrojavanje odbiraka na više perioda osnovnog harmonika (usrednjavanje prema relaciji 3.12-3.14 za  $N > 1$ ). Na slici 3.28 prikazan je uticaj usrednjavanja na grešku merenja frekvencije.



**Slika 3.28** Uticaj usrednjavanja  $N$  na grešku merenja frekvencije za različite učestanosti necelobrojnih harmonika, amplitudskog nivoa  $k=20\%$ , koji su sadržani u mernom signalu.

Uporednom analizom slika 3.27 i 3.28 može se zaključiti da usrednjavanje u poređenju kaskadnim filtriranjem ima bolje efekte na smanjenje greške uzrokovane subharmonicima i niskofrekventnim interharmonicima. Kaskadno filtriranje je efikasnije kod suzbijanja greške koju uzrokuju viši harmonici i interharmonici.

Ukoliko u mernom signalu postoji subharmonik ili niskofrekventni interharmonik učestanosti  $f_r$  koja se približno može proceniti, onda treba odabrati broj perioda usrednjavanja  $N$  tako da je:

$$N \approx n \cdot \text{celobrojno} \left( \frac{f_f}{f_r} \right), \quad (3.18)$$

gde je  $n$  proizvoljan prirodni broj. Na ovaj način se može značajno povećati tačnost algoritma i u slučajevima jakog prisustva određenog niskofrekventnog necelobrojnog harmonika.

### **3.4 Uticaj slučajnog šuma na performanse algoritma**

U realnim mernim signalima uvek je prisutan određeni šum. Šum može biti posledica rada različitih uređaja sa energetsom elektronikom visoke prekidačke učestanosti, korone na vodovima i opremi i drugih stohastičkih pojava u EES. U šum spadaju i svi viši harmonici i interharmonici čija je frekvencija veća od 5000Hz. Osim spoljašnjeg šuma koji je prisutan u ulaznom mernom signalu, šum generiše i sam A/D konvertor u vidu kvantizacione greške (tzv. kvantizacioni šum) koja zavisi od broja bita A/D i veća je ako se kvantizacija vrši sa manjim brojem bita.

Šum u mernom signalu uzrokuje “lažne“ prolaskе kroz nulu i time onemogućava direktnu primenu *zero crossing* tehnike za merenje frekvencije. I ostali algoritmi za digitalno merenje frekvencije i amplitude mernog signala nisu imuni na šum, pa analiza uticaja šuma na algoritam predstavlja standardni test.

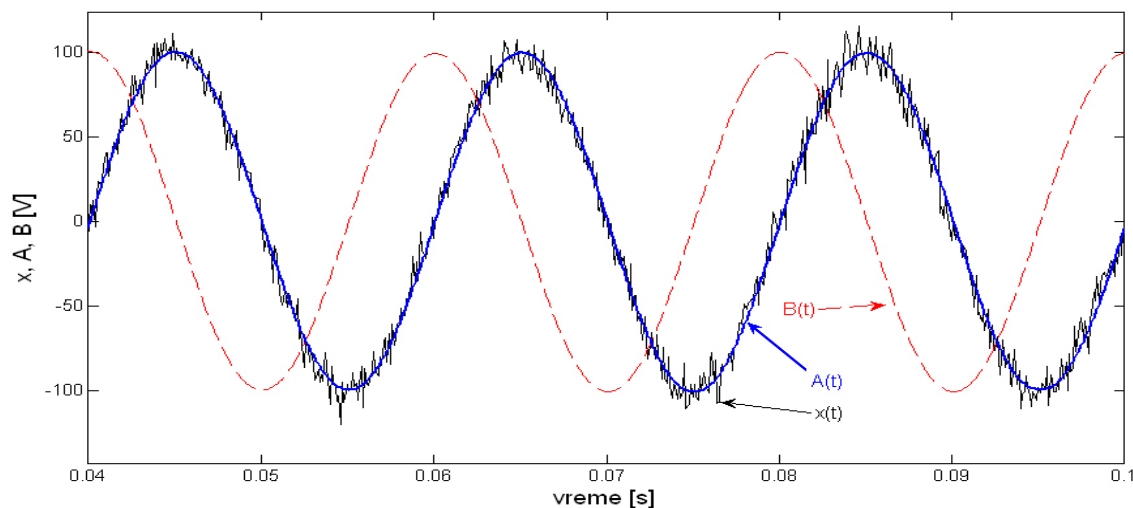
Test osetljivosti kombinovane *Fourier*-ove i *zero crossing* metode na šum je sproveden tako što je na prostoperiodični signal frekvencije 50 Hz superponiran *Gauss*-ov šum. Šum je generisan pomoću generatora slučajnih brojeva (*random generator*) u programskom paketu Matlab. Nivo šuma u odnosu na korisni signal je zadavan u dB u skladu sa sledećom jednačinom:

$$SNR = 20 \log \frac{A}{\sqrt{2}\sigma}, \quad (3.19)$$

gde su: SNR - odnos signal-šum (*Signal to Noise Ratio*) izražen u dB,  $A$  - amplituda osnovnog harmonika signal,  $\sigma$  - standardna devijacija šuma koja je zadavana kao ulazni parametar za generator slučajnih brojeva.

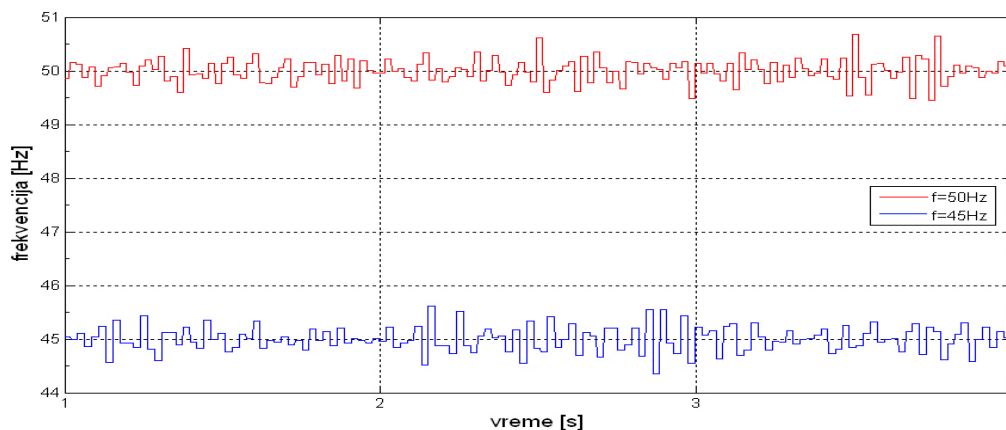
Na slici 3.29 prikazan je test signal koji je jako zagađen slučajnim šumom i odgovarajuće *Fourier*-ove komponente. Može se uočiti da komponente jako filtriraju šum tako da se kod njih, za realne merne signale u EES-u, ne javlja mogućnost lažnog prolaska kroz nulu. S obzirom na ovu činjenicu primena *zero crossing* metode na estimirane *Fourier*-ove komponente sasvim je pouzdana u pogledu merenja frekvencije osnovnog harmonika signala. Ipak, šum unosi određenu

grešku u estimaciji frekvencije. U narednim testovima analiziran je uticaj pojedinih parametara u procesiranju signala na nivo greške merenja frekvencije.



**Slika 3.29** Vremenski oblik test signala  $x$ , osnovne učestanosti 50Hz, zagađenog Gaus-ovim šumom ( $SNR=20dB$ ) i odgovarajućih računskih Fourier-ovih komponenti  $A$  i  $B$

Na slici 3.30 prikazan je rezultat estimacije frekvencije signala prikazanog na slici 3.29 za dve vrednosti osnovne učestanosti signala 50 Hz i 45 Hz. U oba slučaja korišćen je isti aditivni signal šuma  $SNR=20dB$ . Procesirana je sinusna komponenta ( $B$ ) sa pretpostavljenom frekvencijom  $f_f=50$  Hz (u oba slučaja). Učestanost odabiranja prilikom estimacije frekvencije je  $f_{odab}=1000$  Hz a rezultati nisu usrednjavani ( $N=1$ ).

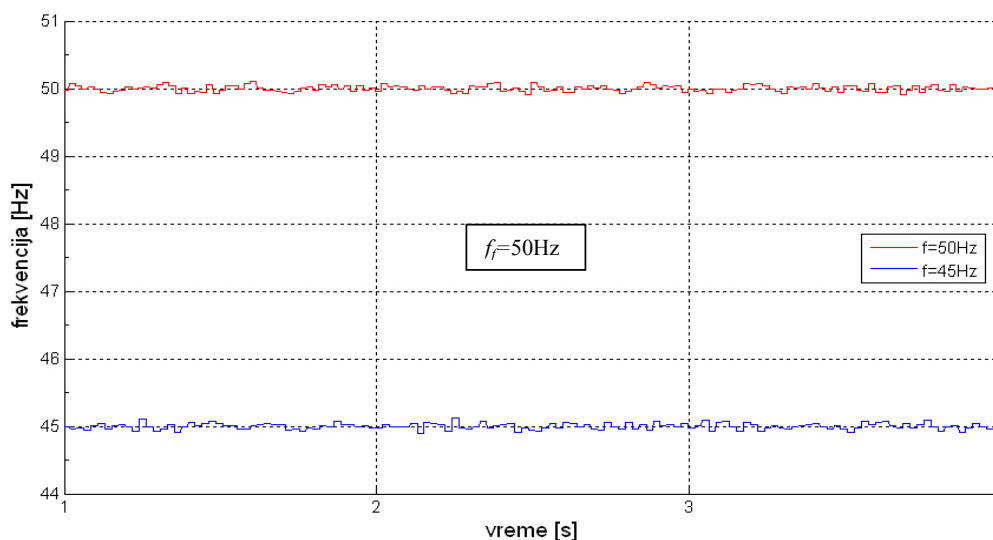


**Slika 3.30** Vremenski tok estimirane frekvencije za dva signal koji su jako zagađeni istim slučajnim šumom ( $SNR=20dB$ )



Na osnovu slike 3.30 može se zaključiti da je algoritam pouzdan i u slučaju jakog prisustva belog šuma u mernom signalu. Maksimalna greška u merenju frekvencije u oba data primera iznosi oko  $\pm 0,7$  Hz. Razlika između pretpostavljene ( $f_f=50$  Hz) i stvarne frekvencije praktično ne utiče na grešku uzrokovanu belim šumom.

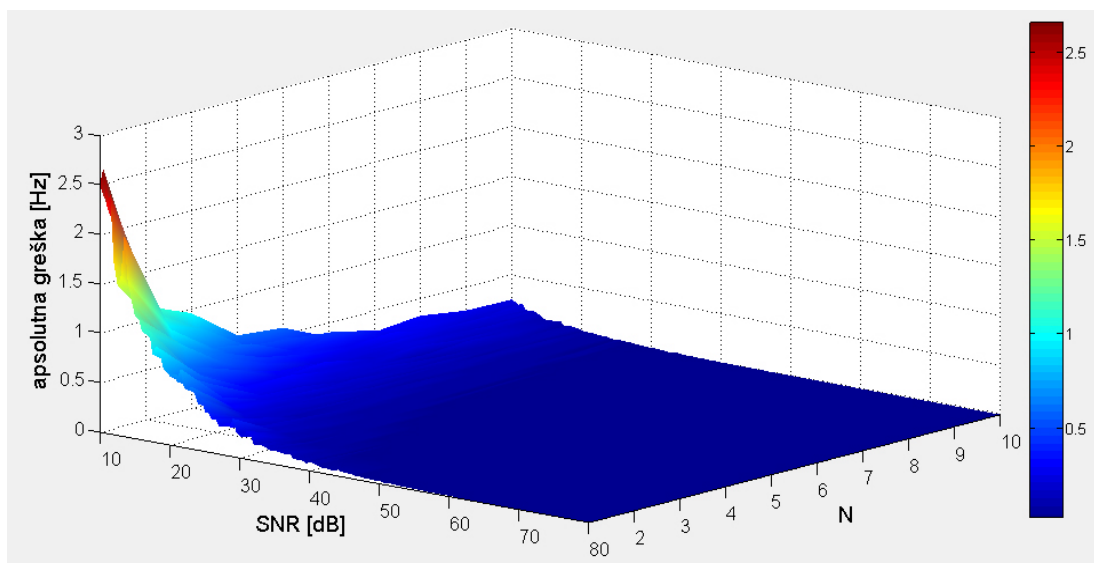
Na nivo greške u merenju frekvencije usled prisustva šuma u mernom signalu utiče više parametara. Nivo greške može se višestruko smanjiti ako se vrši usrednjavanje merenja na nekoliko perioda. Na slici 3.31 prikazan je rezultat merenja frekvencije za signale koji su procesirani u prethodnom primeru sa prebrojavanjem odbiraka na  $N=5$  perioda (0,1 s), ostali parametri estimatora su isti kao u prethodnom primeru (slika 3.30).



**Slika 3.31** Vremenski tok estimirane frekvencije za signale koji su jako zagađeni slučajnim šumom ( $SNR=20$ dB) sa usrednjavanjem na  $N=5$  perioda

Usrednjavanjem je nivo greške merenja frekvencije višestruko smanjen i u datim primerima maksimalna greška je oko 0,1 Hz, što je, s obzirom na pretpostavljeni nivo šuma, sasvim prihvatljiva tačnost. Dakle, na račun smanjenja brzine odziva algoritma može se povećati njegova tačnost.

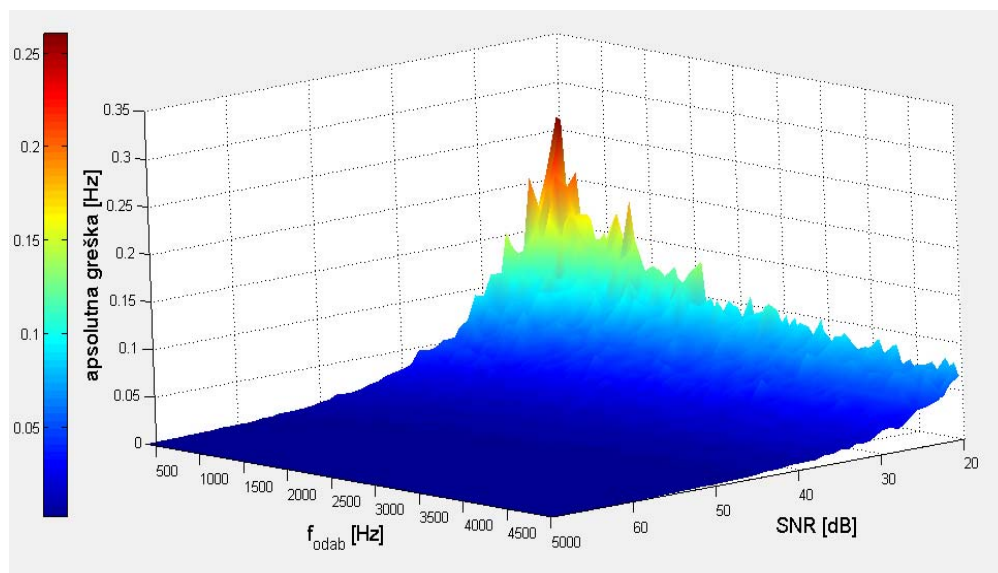
U narednom testu analiziran je uticaj nivoa šuma na maksimalnu grešku merenja frekvencije za različite intervale usrednjavanja. Procesirana je sinusna komponenta ulaznog signala osnovne frekvencije  $f=f_f=50$ Hz. Test je sproveden variranjem odnosa signal šum ( $SNR$ ) i intervala usrednjavanja ( $N$ ) pri konstantnoj učestanosti odabiranja  $f_{odab}=1000$  Hz. Rezultati testa su prikazani na slici 3.32.



**Slika 3.32** Uticaj nivoa belog šuma u mernom signalu na grešku merenja frekvencije za različit broj perioda usrednjavanja  $N$

Na osnovu slike 3.32 može se zaključiti da se sa relativno malim brojem perioda usrednjavanja  $N$  može višestruko povećati tačnost. Za praktičnu primenu algoritma dovoljno je ići sa usrednjavanjem na  $N=3$  periode. Može se zaključiti da je uticaj šuma na grešku u merenju frekvencije osetan za  $SNR \leq 40$  dB. U EES-u nivo šuma u naponskim signalima je u normalnim radnim stanjima  $SNR \geq 70$  dB. Maksimalna greška u merenju frekvencije uzrokovana šumom  $SNR=70$  dB pri  $f_{odab}=1000$  Hz je oko 3 mHz ako se ne vrši usrednjavanje ( $N=1$ ), odnosno ispod 0,5 mHz ako se vrši usrednjavanje na  $N=3$  periode (0,1s). Ovako procenjene greške usled šuma treba dodati na sistematsku grešku *zero crossing* metode ako je  $f \neq f_f$ , prema analizama sprovedenim u prethodnim odeljcima.

Na slici 3.33 prikazan je uticaj frekvencije odabiranja na tačnost algoritma u uslovima prisustva šuma u mernom signalu. Test je sproveden tako što je na prostoperiodični merni signal učestanosti 50 Hz aditivno dodavan beli šum čija je standardna devijacija  $\sigma$  menjana od 7,07 do 0,0224 što odgovara promeni  $SNR$  od 20 do 70 dB za pretpostavljenu amplitudu osnovnog harmonika mernog signala od 100%. Učestanost odabiranja je varirana od 500 do 5000 Hz u skokovima od po 50 Hz. Za svaki odabrani  $SNR$  i svaku učestanost odabiranja merena je maksimalna greška koja se pojavi u toku trajanja merenja od 6 s. Usrednjavanje je pri svim merenjima u toku varijacije navedenih parametara bilo  $N=3$  perioda. Pretpostavljena učestanost osnovnog harmonika signala je takođe fiksna  $f_f=f=50$  Hz.



**Slika 3.33** Nivo maksimalne greške u merenju frekvencije za različiti nivo šuma u mernom signalu i različitu učestanost odabiranja

Na osnovu prethodnog testa može se zaključiti da je u pogledu tačnosti povoljnije procesiranje sa većim brojem odbiraka po periodu mernog signala. Uticaj frekvencije odabiranja na tačnost algoritma je dvostruka. Sa jedne strane veća učestanost odabiranja poboljšava filtarska svojstva pri dekompoziciji mernog signala *Fourier*-ovom metodom, a sa druge strane povećava tačnost modifikovane *zero crossing* metode.

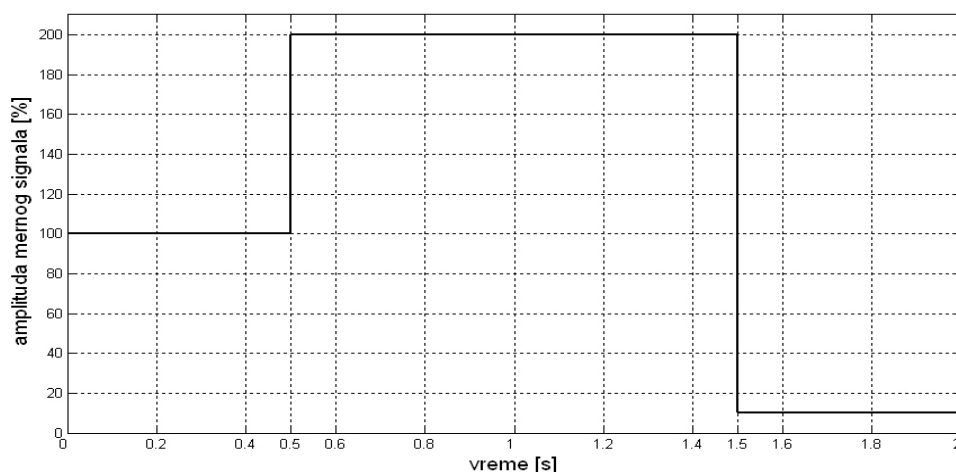
Zaključak je da se greška merenja frekvencije usled šuma u ulaznom signalu može smanjivati povećanjem učestanosti odabiranja i/ili povećanjem intervala (broja perioda) na kojem se prebrojavaju odbirci *zero crossing* tehnikom.

U literaturi [54] je testiran uticaj belog šuma na tačnost algoritama koji se baziraju na rekurzivnoj i nerekurzivnoj *Newton*-ovoj metodi, rekurzivnoj metodi najmanjih kvadrata i *Fourier*-ovoj metodi. Poređenjem tih rezultata sa analizom koja je sprovedena u ovom radu može se zaključiti da je greška merenja frekvencije uzrokovana šumom uglavnom slična kod svih algoritama. Strogo gledano greška je najmanja kod kombinovane *Fourier*-ove i *zero crossing* metode. Sličan zaključak je i u pogledu poređenja ove metode sa algoritmima koji su testirani u [41] (u ovom radu su uporedno testirani *Newton*-ov, *Taylor*-ov i *Prony*-ev metod). Treba uočiti da je algoritam koji je predložen u ovom radu najjednostavniji i najmanje procesorski zahtevan, a u uz to, u pogledu osetljivosti na šum spada u red najmanje osetljivih algoritama.

### 3.5 Uticaj promene amplitude mernog signala na performanse algoritma

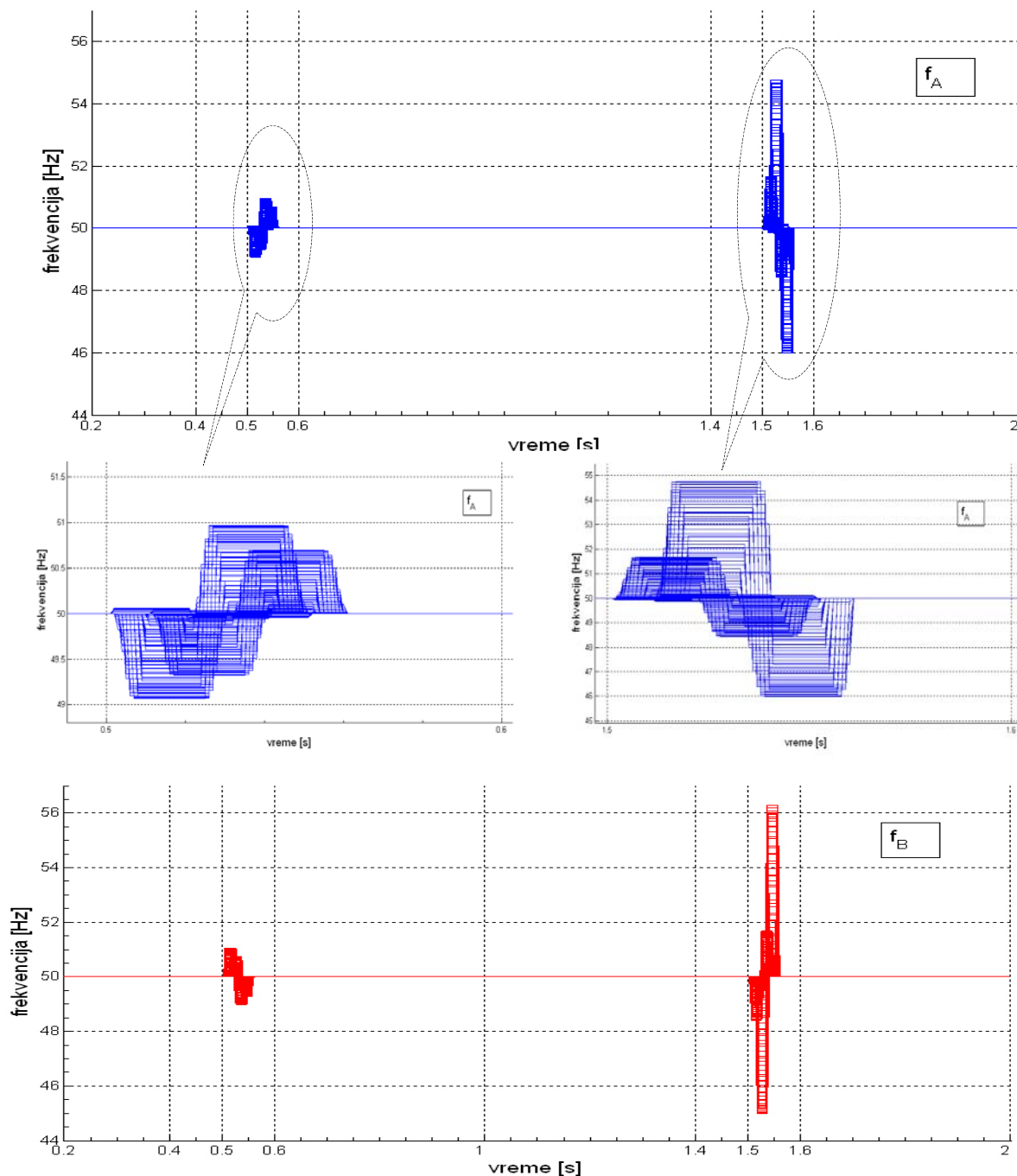
Kao što je u uvodu rečeno merenje frekvencije u EES-u se vrši uglavnom procesiranjem napona. Amplituda osnovnog harmonika napona u EES-u se može menjati u vrlo širokim granicama. Najčešći uzroci promene napona su varijacije opterećenja kao i kvarovi u EES-u koji mogu uzrokovati brze i velike promene amplitude napona. Na promene napona utiče i rad sistema za regulaciju prenosnog odnosa u regulacionim trafostanicama kao i sistema za kompenzaciju neaktivne snage. Za razliku od frekvencije napon je lokalna veličina i može mnogo brže menjati, naročito ako su promene izazvane kvarom (kratkim spojem), kada se amplituda napona može praktično trenutno smanjiti nekoliko desetina puta. Ovakve brze promene ugrožavaju stabilnost i tačnost algoritama za estimaciju frekvencije.

U narednom testu analizirana je stabilnost i tačnost estimatora frekvencije u slučaju trenutne promene amplitude mernog signala. Simuliran je prostoperiodični signal učestanosti  $f=50\text{Hz}$  čija se amplituda menja kao na slici 3.34.



**Slika 3.34** Simulirana promena amplitude prostoperiodičnog test signala učestanosti  $f=50\text{Hz}$

U cilju poređenja, frekvencija je merena procesiranjem i sinusne i kosinusne komponente koje su formirane za pretpostavljenu učestanost  $f_f=f=50\text{ Hz}$ . U sprovedenom testu varirana je faza napona u trenucima promene njegove amplitude. Dobijene krive odziva estimatora su prikazane na slici 3.35.

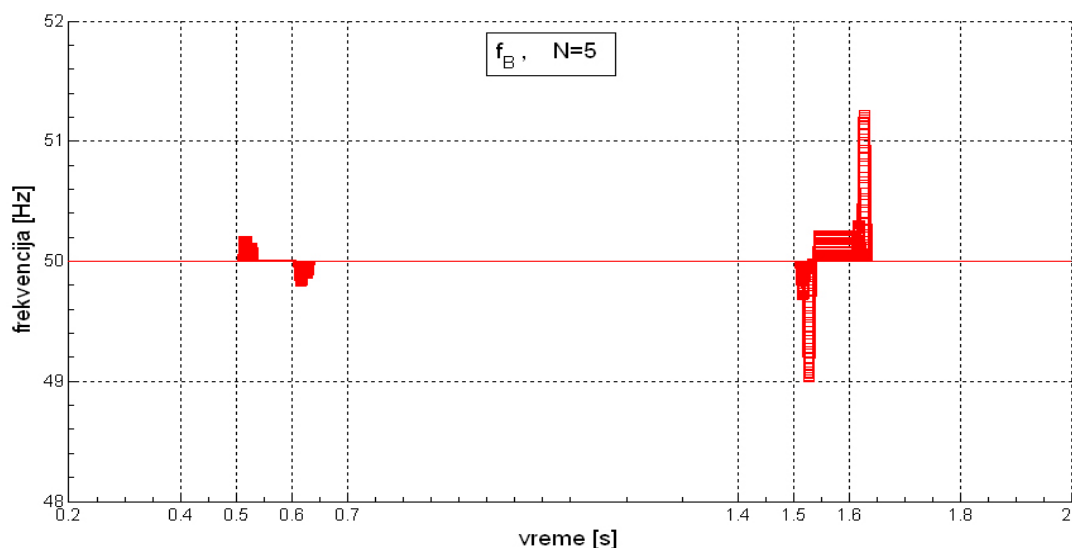


Slika 3.35 Estimirana frekvencija kosinusne ( $f_A$ ) i sinusne ( $f_B$ ) komponente prostoperiodičnog test signala učestanosti 50Hz pri trenutnim promenama njegove amplitude koje odgovaraju slici 3.34.

Pri naglim i velikim promenama amplitude mernog signala algoritam za merenje frekvencije zadržava stabilnost, ali pravi grešku u estimaciji frekvencije za prve dve periode nakon poremećaja, slika 3.35. Nivo greške zavisi od veličine promene amplitude i faze signala u

trenutku poremećaja. Maksimalna greška je nešto veća kod procesiranja sinusne komponente i suprotnog je znaka za istu fazu signala u odnosu na procesiranje kosinusne komponente. S obzirom na nivo greške koju čini algoritam i realnost pretpostavljenih poremećaja u mernom signalu potrebno je analizirati mogućnost smanjenja uticaja brzih promena amplitude na grešku merenja frekvencije.

Relativno velika greška u merenju frekvencije koja se može javiti pri propadima ili skokovima napona u EES-u se ne može efikasno eliminisati usrednjavanjem shodno relacijama (3.12 – 3.14). Na slici 3.36 prikazana je estimirana frekvencija sinusne komponente prostoperiodičnog test signala za slučaj usrednjavanja na  $N=5$  perioda.



**Slika 3.36** Estimirana frekvencija koja odgovara slici 3.35 za slučaj usrednjavanja prema relacijama (3.12 – 3.14) za  $N=5$  perioda

Analizirajući sliku 3.36 može se zaključiti da se usrednjavanjem greška značajno smanjuje ali istovremeno i vremenski razvlači, pa ovakvo usrednjavanje nije pogodno. S obzirom da su greške pri procesiranju sinusne i kosinusne komponente komplementarne (slika 3.35) moguće je grešku smanjiti ukoliko se uporedo procesiraju obe komponente i frekvencija računa kao srednja vrednost njihove frekvencije. Međutim, zbog faznog raskoraka između sinusne i kosinusne komponente nije moguće značajnije smanjiti grešku. Pored toga, nedostatak ovog algoritma je duplo veće zahtevano procesorsko vreme zbog uporednog procesiranja dva signala  $A$  i  $B$ .

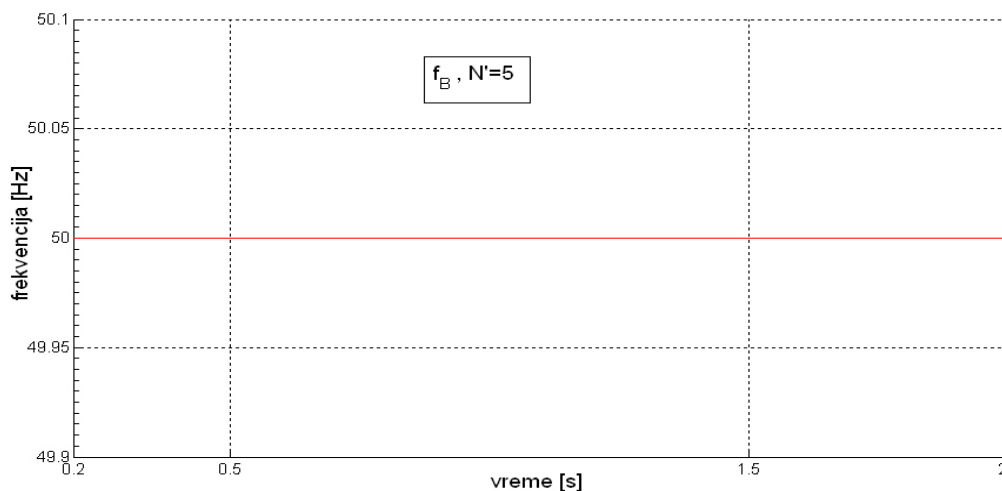
Osetljivost algoritma na brze promene amplitude mernog signala moguće je eliminisati posebnim načinom usrednjavanja (postfiltriranja) merenja koja se sprovode procesiranjem jedne

od *Fourier*-ovih komponenti, npr. sinusne, na dužini jedne periode. Imajući u vidu da je znak greške merenja frekvencije u dve uzastopne periode nakon promene amplitude signala uvek različit, ideja je da se vrši usrednjavanje uzastopnih merenja na tri ili više perioda, tako da se odbace najveća i najmanja vrednost frekvencije u intervalu usrednjavanja od  $N$  perioda, a za ostalih  $N-2$  periode se nađe aritmetička sredina. Ova metoda postfiltriranja, koja spada u klasu metoda robusne estimacije, je definisana sledećom relacijom:

$$f = \frac{\sum_{i=1}^N f_i - \max(f_1 \ f_2 \ \dots \ f_N) - \min(f_1 \ f_2 \ \dots \ f_N)}{N - 2}, \quad N \geq 3, \quad (3.17)$$

gde su  $f_i$  ( $i=1,2, \dots, N$ ) estimirane frekvencije procesirane *Fourier*-ove komponente modifikovanom *zero crossing* metodom u poslednjih  $N$  perioda.

Na slici 3.20 prikazan je rezultat merenja frekvencije za prostoperiodični signal čija se amplituda menja kao na slici 3.17 i početna faza od 0 do  $2\pi$  za slučaj postfiltriranja prema relaciji 3.17 za  $N=5$ .



**Slika 3.37** Estimirana frekvencija koja odgovara slici 3.35 za slučaj postfiltriranja prema relaciji (3.17) za  $N=5$  perioda

Primenom usrednjavanja merenja prema relaciji (3.17) u potpunosti se eliminiše osetljivost algoritma na skokovite promene amplitude mernog signala. Razlika između relacije (3.17) i relacija (3.12 – 3.14) u pogledu poboljšanja tačnosti algoritma zbog prisustva šuma je relativno mala jer oba algoritma suštinski vrše usrednjavanje na istom broju perioda. Prednost usrednjavanja

prema relacijama (3.12 – 3.14) je što se *zero crossing* primenjuje za ceo interval usrednjavanja u jednom koraku, za šta je potrebno manje procesorskog vremena. Postfiltriranje prema relaciji (3.17) zahteva proračun frekvencije posle svake periode procesirane komponente. Pored toga, potrebno je vršiti permanentno komparaciju merenja u  $N$  perioda, pa je ovakvo postfiltriranje računarski zahtevnija od usrednjavanja prema relaciji (3.13). Prednost postfiltriranja (3.17) je, što povećava robusnost algoritma, jer eliminiše grube greške koje se mogu pojaviti pri poremećajima parametara mernog signala, pa se može favorizovati za slučaj merenja frekvencije u EES.

### **3.6 Dinamičke performanse algoritma**

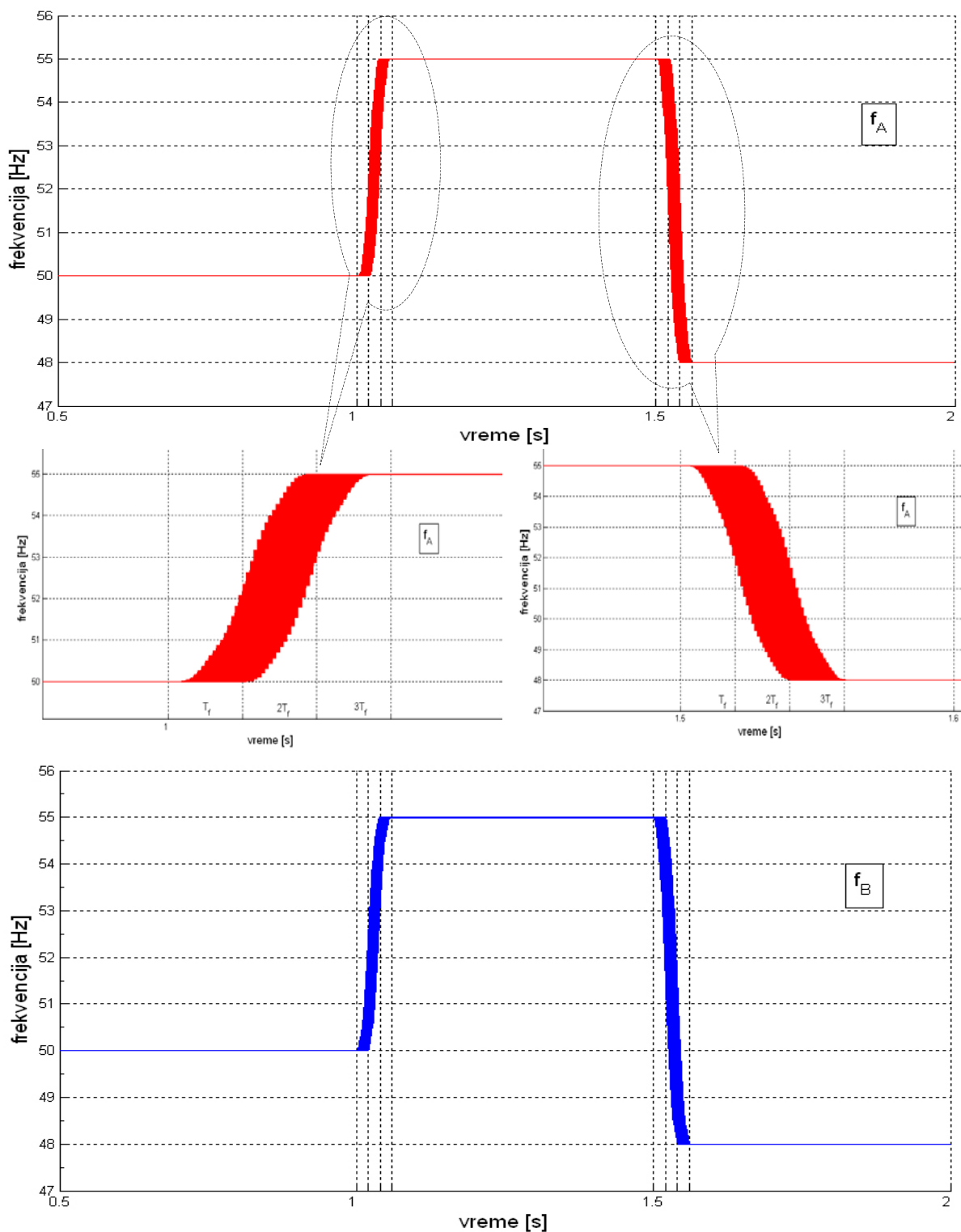
Pored pouzdanosti i tačnosti, mera kvaliteta estimatora frekvencije je brzina odziva na promenu merene frekvencije. Zahtevana brzina odziva zavisi od uloge estimatora u EES-u. Za primenu u sistemima za automatsko potfrekvencijsko rasterećenje zahtevana brzina odziva je 100 do 200ms [41], dok kod sistema za upravljanje ona može biti i veća.

U cilju utvrđivanja dinamičkih performansi razvijenog algoritma sprovedeno je nekoliko testova. Merenja su vršena sa računarski generisanim signalima i sa realnim signalima. U ovom odeljku biće prikazani rezultati simulacionih merenja sa računarski generisanim signalima, dok će rezultati testiranja algoritma na realnim signalima biti prikazani u odeljku 3.9.

U pogledu promene frekvencije za stabilnost algoritma najveći poremećaj predstavljaju nagli propadi ili skokovi osnovne frekvencije. U EES-u se ovakve promene stalno dešavaju i posledica su isključenja (ispada) proizvodnih ili potrošačkih kapaciteta. S obzirom da je osnovna frekvencija u EES-u direktno vezana za brzinu obrtanja rotora generatora koji su priključeni na EES fizički su nemoguće njene trenutne promene. Cilj sledećeg testa je utvrđivanje stabilnosti algoritma i njegove brzine odziva na promenu frekvencije, pa je pretpostavljeno da se frekvencija trenutno menja. Sve ostale, realno moguće promene frekvencije u okolini nominalne vrednosti manje ugrožavaju stabilnost algoritma.

Procesiran je prostoperiodični ulazni signal čija se frekvencija u trenutku  $t_1=1$ s odskočno (trenutno) menja sa 50Hz na 55Hz, a zatim, u trenutku  $t_2=1,5$ s, sa 55Hz na 48Hz. Pretpostavljena frekvencija signala je  $f_f= 50$ Hz, a učestanost odabiranja  $f_{odab}= 1000$ Hz. S obzirom da je trenutak promene frekvencije u EES-u stohastičan u testu je varirana faza ulaznog signala u trenutku promene frekvencije. Faza je varirana u opsegu  $0\div 2\pi$  sa koracima od po  $1^0$ . Dobijene familije krivih odziva algoritma za slučaj procesiranja sinusne komponente ( $f_A$ ) i kosinusne komponente ( $f_B$ ) bez usrednjavanja ( $N=1$ ) su prikazane na slici 3.38.





**Slika 3.38** Frekvencija merena procesiranjem sinusne ( $f_A$ ) i kosinusne komponente ( $f_B$ ) pri odskočnim promenama frekvencije prostoperiodičnog mernog signala za različite faze signala u trenutku poremećaja

Na osnovu rezultata testa prikazanih na slici 3.38 može se zaključiti da je algoritam stabilan i pri ovakvim nerealnim promenama osnovne frekvencije mernog signala. Brzina kojom algoritam iskonvergira na novu vrednost frekvencije zavisi od faze mernog signala (a time i faze odgovarajuće procesirane komponente  $A$  ili  $B$ ) u trenutku promene njegove frekvencije. Dinamičke karakteristike obe komponente ( $A$  i  $B$ ) su iste. Za neke faze brže konvergira algoritam sa sinusnom komponentom a za neke sa kosinusnom komponentom. Minimalna i maksimalna brzina konvergencije algoritma se može analizirati posmatrajući klizeći prozor podataka pri skoku frekvencije sa  $f_1=50\text{Hz}$  na  $f_2=55\text{Hz}$ . Algoritam je iskonvergirao ako su sve tačke u periodu komponente koja se procesira dobijene od odbiraka koji odgovaraju “novoj” učestanosti  $f_2$ . Za formiranje prve tačke za komponente  $A$  i  $B$  (relacija 3.3) koje potiču isključivo od odbiraka signala učestanosti  $f_2$  potrebna je jedna perioda  $T_f$  koja odgovara pretpostavljenoj frekvenciji  $f_f$ . Najpovoljniji slučaj je ako izračunata vrednost odgovara prvoj tački nakon mernog prolaska analizirane komponente kroz nulu, pa je za novi merni prolazak potrebno vreme koje odgovara periodu  $T_2=1/f_2$ . Može se zaključiti da je u opštem slučaju promene frekvencije minimalno vreme konvergencije:

$$\Delta t_{\min} = T_f + T_2 \quad . \quad (3.18)$$

U datom primeru minimalno vreme konvergencije iznosi  $\Delta t_{\min}=0,2\text{ms}+0,18\text{ms}=0,38\text{ms}$ .

Da bi se dobilo maksimalno vreme konvergencije treba dodati i potrebno vreme da se završi perioda procesirane komponente započeta pre promene frekvencije. Nakon nastanka poremećaja perioda procesirane komponente se popunjava tačkama koje se računaju na osnovu starih i novih odbiraka, tako da se po njenom završetku dobija rezultat koji je između frekvencija  $f_1$  i  $f_2$ . Najnepovoljniji slučaj u pogledu brzine konvergencije je da se prozor podataka nije u potpunosti ispunio odbircima koji odgovaraju frekvenciji  $f_2$  u trenutku detekcije završetka započete periode. U graničnom slučaju u trenutku završetka započete periode prozor podataka može sadržati samo jedan stari odbirak i  $m-1$  novih odbiraka. U tom slučaju potrebno je procesirati još jednu periodu mernog signala pre formiranja periode u kojoj bi sve tačke bile izračunate sa odbircima koji odgovaraju frekvenciji  $f_2$ . Na osnovu ove analize može se zaključiti da je maksimalno vreme odziva estimatora  $\Delta t_{\max}$  pri promeni frekvencije sa  $f_1=1/T_1$  na  $f_2=1/T_2$  uz pretpostavljenu frekvenciju  $f_f=1/T_f$ :

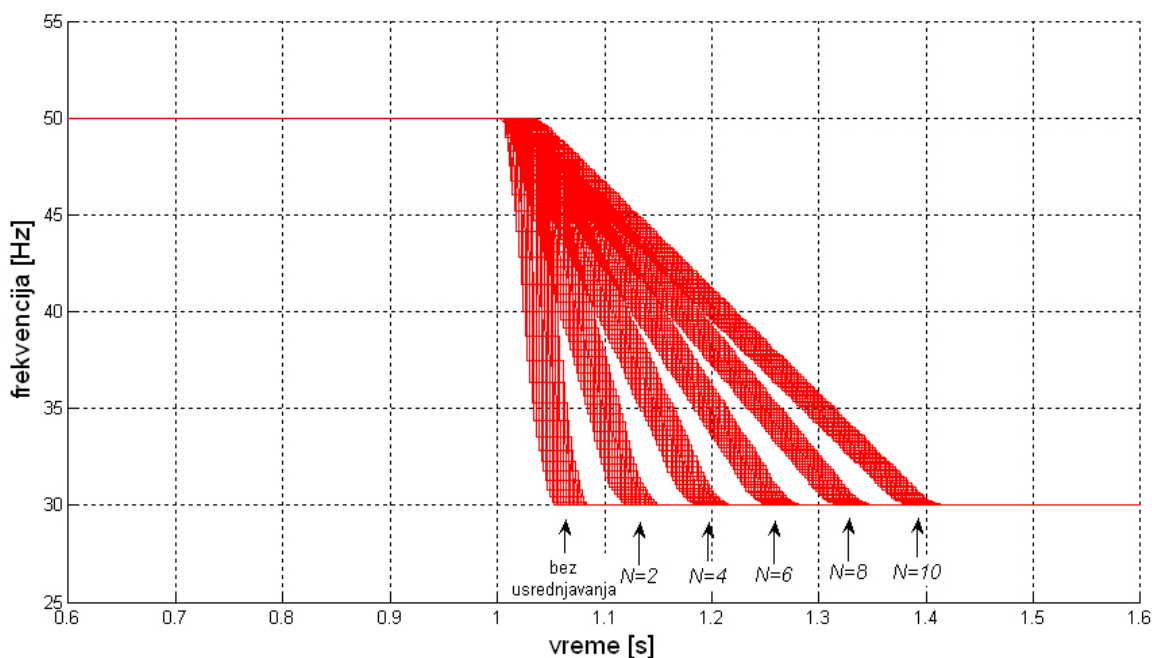
$$\Delta t_{\max} \approx T_f + 2T_2 \quad , \quad \text{za } N=1. \quad (3.19)$$

Iz relacije (3.19) sledi da je maksimalno vreme konvergencije algoritma u analiziranom slučaju veće pri smanjenju frekvencije nego za slučaj povećanja, što se može uočiti na slici 3.18. S obzirom da su varijacije učestanosti u EES-u u relativno uskom opsegu oko nominalne (pretpostavljene) učestanosti može se zaključiti da je maksimalno vreme konvergencije algoritma ako se ne vrši usrednjavanje (postfiltriranje)  $\Delta t_{\max} \approx 3T_f$ .

Ako se vrši usrednjavanje (postfiltriranje) na  $N$  perioda onda se maksimalno vreme konvergencije povećava za  $N \cdot T_2$ , odnosno:

$$\Delta t_{\max} = T_f + (N + 2)T_2, \text{ za } N > 1. \quad (3.20)$$

Na slici 3.39 ilustrovani su rezultati merenja frekvencije prostoperiodičnog signala pri odskočnoj promeni frekvencije, sa  $f_1=50\text{Hz}$  na  $f_2=30\text{Hz}$ , za različiti broj perioda usrednjavanja  $N$ . Pretpostavljena frekvencija signala je  $f_f = 50\text{Hz}$ , a frekvencija odabiranja  $f_{odab}=1000\text{Hz}$ . Frekvencija je merena procesiranjem sinusne komponente za različite faze ( $0 \div 2\pi$ ) mernog signala u trenutku promene frekvencije.



**Slika 3.39** Konvergencija algoritma pri odskočnoj promeni frekvencije prostoperiodičnog mernog signala sa 50Hz na 30Hz za različiti broj perioda usrednjavanja  $N$  i pri različitim fazama ( $0 \div 2\pi$ ) mernog signala u trenutku poremećaja

### 3.7 Algoritam sa poboljšanim dinamičkim performansama

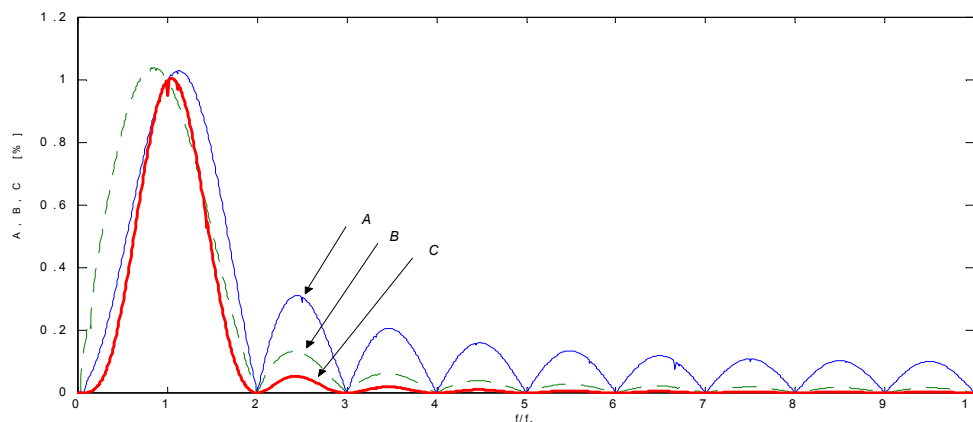
Procesiranjem ortogonalnih komponenti *Fourier*-ovog reda *zero crossing* metodom vrši se proračun srednje frekvencije na dužini periode signala (na  $N$  perioda ako se vrši usrednjavanje). Za potrebe nekih sistema relejne zaštite i upravljanja potrebno je pratiti i gradient promene osnovne frekvencije, pa je kod brzih promena proračun na jednoj periodu spor i unosi sistematsku grešku u proračun gradijenta. U ovom odeljku analiziran je algoritam koji ima poboljšane dinamičke performanse [61].

Proračunavaju se obe ortogonalne komponente *Fourier*-ovog reda, prema relacijama (3.3 – 3.6). U modifikovanom *zero crossing* algoritmu se prate prolasci kroz nulu računskog signala  $C(t)$  koji se dobija kontinuiranim množenjem estimiranih odbiraka ortogonalnih komponenti  $A$  i  $B$ , prema relaciji:

$$C = A \cdot B = [\text{COS}][x]^T [\text{SIN}][x]^T \quad (3.21)$$

Signal  $C(t)$  ima dvostruko veću učestanost od učestanosti komponenti koje ga formiraju ( $A(t)$  i  $B(t)$ ), odnosno od osnovne učestanosti signala  $x(t)$ . Merenjem dužine periode signala  $C(t)$  *zero crossing* metodom određuje se dužina poluperiode signala  $x(t)$ . Algoritam se može još ubrzati ako se prolasci kroz nulu prate na nivou poluperiode signala  $C$ , odnosno na dužini četvrtine periode mernog signala ali greška *zero crossing* metode postaje veća.

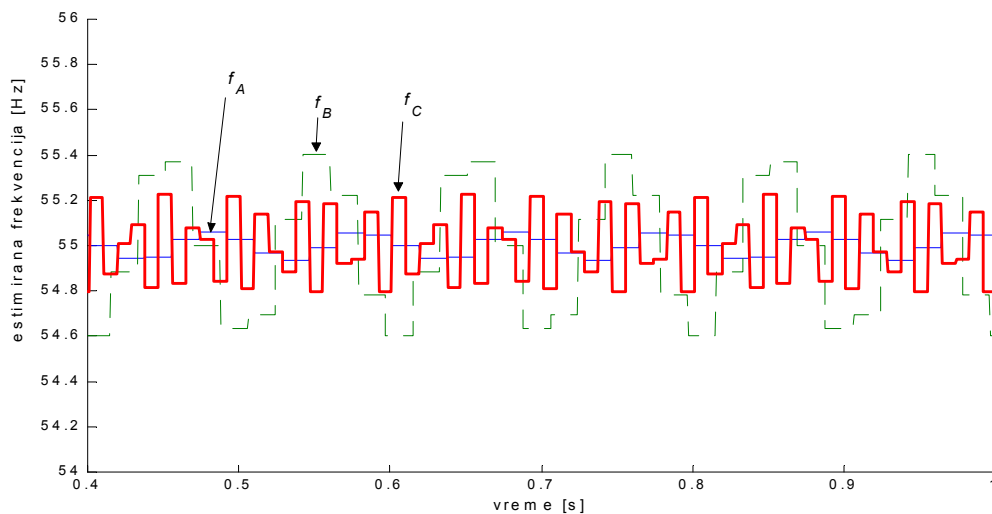
Na slici 3.40 prikazan je uporedni amplitudski spektar *Fourier*-ovih komponenti  $A$ ,  $B$  i računskog signala  $C$  koji je po amplitudi skaliran, tako da pri  $f=f_f$  svi signali imaju amplitudu  $A_m=B_m=C_m=X_m=1$  r.j.



**Slika 3.40** Amplitudske karakteristike kosinusnog ( $A$ ), sinusnog ( $B$ ) i računskog ( $C$ ) *Fourier*-ovog signala

Analizirajući amplitudske karakteristike na slici 3.40 može se zaključiti da računski signal  $C$  ima dobre filtarske osobine. Slabljenje osnovnog harmonika sa odstupanjem učestanosti mernog signala od pretpostavljene učestanosti je simetrično i izraženije je nego kod komponenti  $A$  i  $B$ .

Na slici 3.41 prikazani su rezultati uporednog testa estimacije frekvencije *zero crossing* metodom primenjenom na sinusnu komponentu ( $B$ ), na kosinusnu komponentu ( $A$ ) i na odgovarajući računski signal ( $C$ ) složenoperiodičnog signala  $x(t)$ : 100% osnovni harmonik, 30% treći, 20% peti i 10% subharmonik učestanosti 10 Hz. Početne faze svih harmonika su proizvoljne. Osnovna učestanost signala je  $f=55$  Hz,  $f_{odab}=1000$  Hz. Pretpostavljena učestanost je  $f_f=50$ Hz za slučaj procesiranja komponenti  $A$  i  $B$ , odnosno  $f_f=100$ Hz za slučaj procesiranja računskog signala  $C$ .

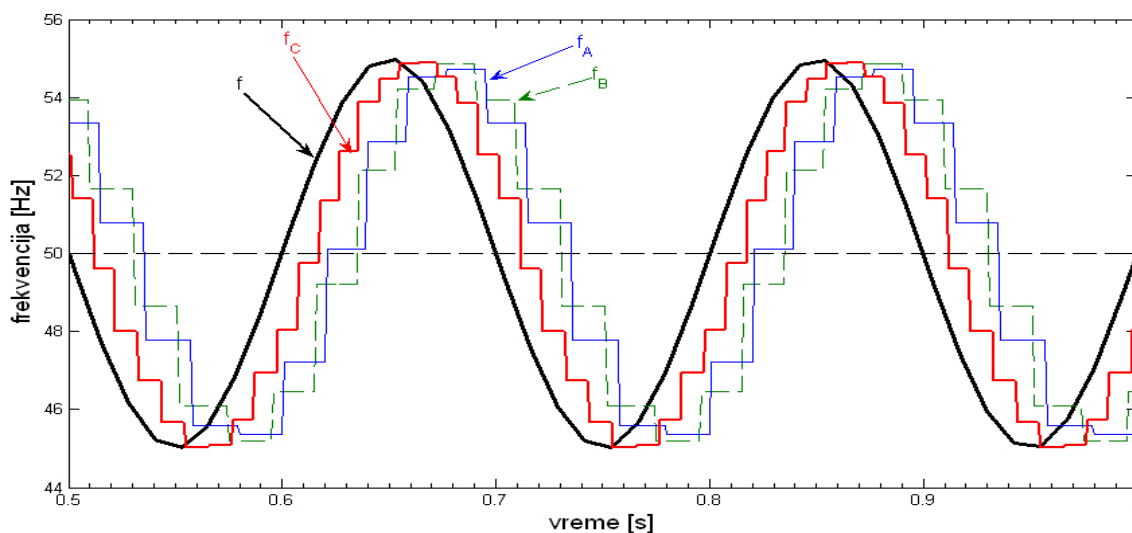


**Slika 3.41** *Uporedni test estimacije frekvencije složenoperiodičnog signala zero crossing metodom primenjenom na sinusnu ( $B$ ), kosinusnu ( $A$ ) i računsku ( $C$ ) Fourier-ovu komponentu*

Računski signal  $C$  omogućava da se frekvencija estimira nakon svake poluperiode mernog signala. Signal  $C$  je zbog dvostruke učestanosti osjetljiviji na greške pri procesiranju *zero crossing* metodom, pa je za postizanje veće tačnosti potrebno da frekvencija odabiranja bude što veća. Pored toga, pri odstupanju osnovne frekvencije složenoperiodičnog signala od pretpostavljene vrednosti greška u merenju frekvencije može biti veća nego kod procesiranja komponenti  $A$  i  $B$  jer je izraženije slabljenje osnove komponente signala. Takođe je ovaj algoritam osjetljiviji na šum jer se množenjem komponenti šum uvećava. Prednost ovog

estimatora je brzina odziva na promene učestanosti i mogućnost estimacije gradijenta frekvencije sa većom tačnošću.

Na slici 3.42 prikazan je rezultat uporednog testa estimacije frekvencije  $f$  prostoperiodičnog signala čija frekvencija pulsira oko nominalne vrednosti  $f_n=50$  Hz sa učestanošću  $\Delta f=5$  Hz i amplitudom pulsacija  $\Delta f_{max}=5$  Hz. Merni signal je analitički predstavljen relacijom (2.21). Frekvencija je merena primenom modifikovane *zero crossing* tehnike na obe *Fourier*-ove komponente ( $A$  i  $B$ ) i računski signal  $C$ . Učestanost odabiranja u sprovedenom testu je  $f_{odab}=1000$ Hz a pretpostavljena frekvencija  $f_f=50$ Hz.



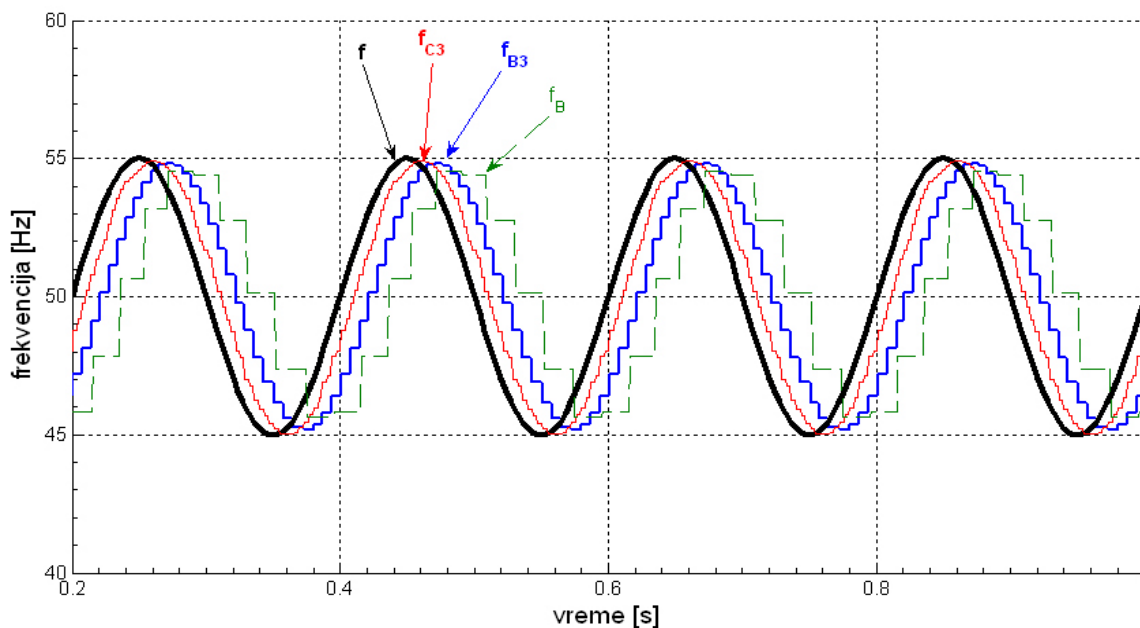
**Slika 3.42** Uporedni test dinamičkih performansi estimatora frekvencije primenom modifikovane *zero crossing* tehnike na *Fourier*-ove komponente  $A$  i  $B$  i računskim signalom  $C$

Odziv algoritma sa računskim signalom je duplo brži od onog koji procesira ortogonalne komponente  $A$  i  $B$ . Nedostatak ovog algoritma je osetljivost na šum i veće zahtevano procesorsko vreme, jer je potrebno pratiti obe *Fourier*-ove komponente.

### 3.8 Algoritam za trofazno merenje frekvencije u elektroenergetskom sistemu

Algoritmi koji su u prethodnim poglavljima opisivani i testirani su podrazumevali jedan ulazni merni signal. Digitalni frekvencijski releji su obično integralni deo (u softverskom smislu) multifunkcionalnih releja koji za potrebe sprovođenja različitih zaštitnih funkcija procesiraju sva tri napona i sve tri struje na mernom mestu u EES-u.

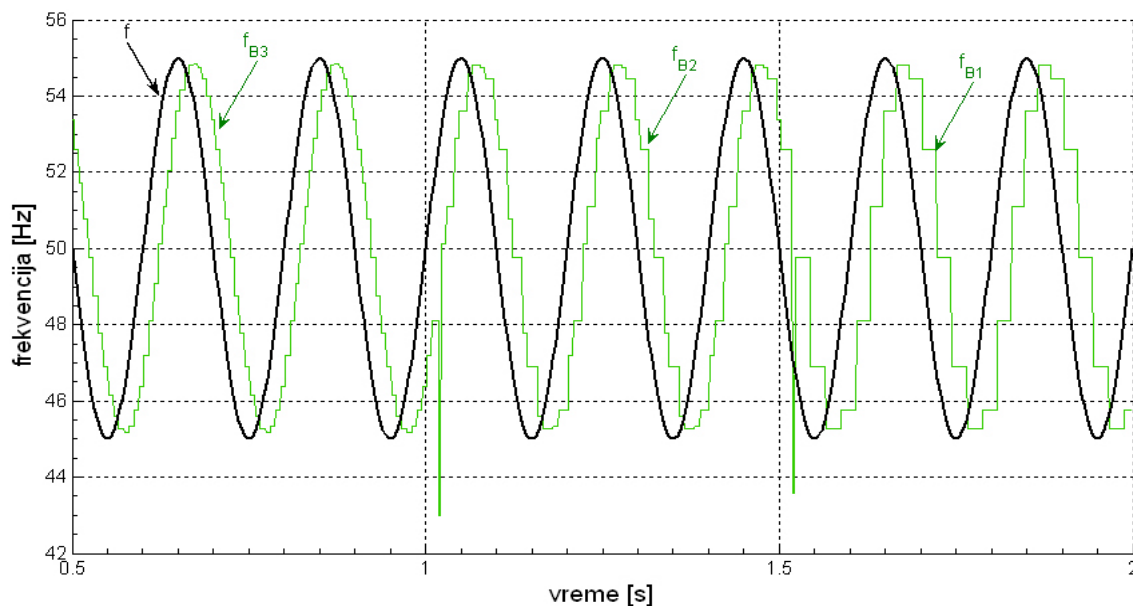
U ovom odeljku rada razvijen je i testiran algoritam za trofazno merenje frekvencije. Ideja je da se sva tri napona (fazni ili međufazni) permanentno procesiraju *Fourier*-ovom metodom, shodno relaciji (3.3). Od šest dobijenih komponenti odaberu se tri, sinusne ili kosinusne koje formiraju trofazni signal. Svaka od dobijenih komponenti nosi informaciju o frekvenciji ali sa vremenskim pomerajem koji odgovara faznom uglu od  $\frac{2\pi}{3}$ , odnosno trećini merene periode. Modifikovanom *zero crossing* tehnikom se meri dužina perioda, prema relaciji (3.7), za sva tri signala. Informacija o frekvenciji se ažurira nakon detekcije prolaska kroz nulu za bilo koji od tri signala, a to znači nakon svake trećine periode merene frekvencije. Na ovaj način se znatno poboljšavaju dinamičke karakteristike algoritma. Dinamičke performanse algoritma se mogu dalje poboljšati ako se za svaki ulazni napon formira veštački signal (3.21). Primenom *zero crossing* tehnike na dobijeni trofazni računski signal dvostruke učestanosti, informacija o frekvenciji se ažurira na svakih  $T/6$ , što za merni signal u okolini 50Hz iznosi oko 3,5 ms. Na slici 3.43 prikazan je uporedni test merenja frekvencije  $f$  signala koji je korišćen u prethodnom testu (slika 3.42) procesiranjem: samo jedne (monofazne) sinusne komponente ( $f_B$ ), trofaznog signala kojeg čine sve tri sinusne komponente ( $f_{B3}$ ) i trofaznog računskog signala (3.21) dvostruke učestanosti ( $f_{C3}$ ).



**Slika 3.43** Stvarna frekvencija  $f$  i estimirane frekvencije:  $f_B$  - procesiranjem monofazne sinusne komponente,  $f_{B3}$  - procesiranjem sve tri sinusne komponente (trofazno merenje) i  $f_{C3}$  - procesiranjem trofaznog računskog signala dobijenog prema relacije 3.21

Uporednom analizom rezultata merenja na slici 3.43 može se zaključiti da se trofaznim merenjem frekvencije znatno poboljšavaju dinamičke karakteristike algoritma. Procesiranjem trofaznog računskog signala  $C$  estimirana frekvencija se znatno približava kontinualnoj krivoj sa kašnjenjem merenja od  $T/2$ , pa se sa ovakvim algoritmom može dosta precizno pratiti i gradijent promene osnovne frekvencije u EES-u.

Osim poboljšanja dinamičkih performansi algoritma, trofazno merenje frekvencije ima i niz drugih prednosti u odnosu na monofazno merenje. Procesiranjem sva tri fazna signala algoritam omogućava merenje frekvencije i u slučaju monofaznih i dvofaznih kvarova (prekida provodnika i kratkih spojeva) jer je za njegov rad minimalno potreban jedan signal. Gubitkom jednog ili dva ulazna signala algoritam gubi samo dinamičke performanse ali zadržava stabilnost i tačnost. Na slici 3.44 prikazani su rezultati testa u kojem je simulirano merenje frekvencije pri jednofaznom kvaru (gubitak jednog naponskog signala) koji se desio u trenutku  $t=1s$ , a zatim u trenutku  $t=1,5s$  prerastao u dvofazni kvar (gubitak dva naponska ulazna signala). Da bi se uočila promena dinamičkih karakteristika korišćen je ulazni signal kao u prethodna dva testa. Parametri estimatora su takođe kao u prethodnim testovima.

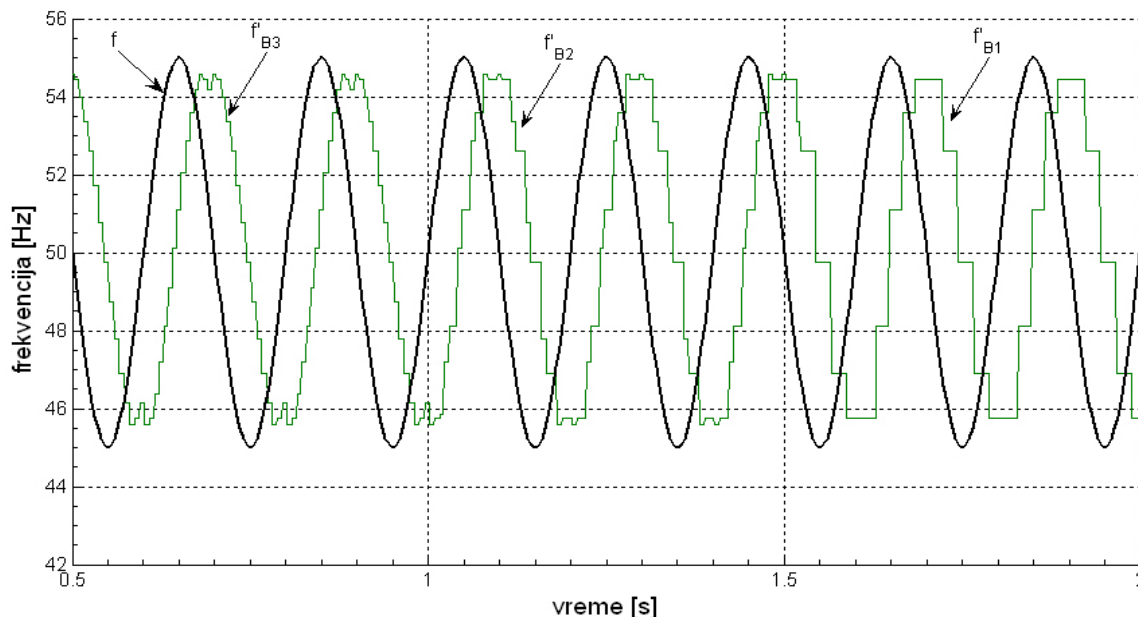


**Slika 3.44** Stvarna ( $f$ ) i estimirana frekvencija: pre kvara ( $f_{B3}$ ), nakon jednofaznog kvara ( $f_{B2}$ ) i nakon dvofaznog kvara ( $f_{B1}$ )

U prethodnom testu kvar je simuliran trenutnim gubitkom signala. U testu je menjana faza signala u trenutku nastanka kvara. Na slici 3.44 prikazan je slučaj kada trenutni gubitak napona izaziva najveći poremećaj u merenju frekvencije. Da bi algoritam zadržao robusnost i pri



ovakvim poremećajima može se izvršiti postfiltriranje merenja na tri periode mernog signala, prema relaciji (3.17). Na slici 3.45 prikazan je rezultat estimacije frekvencije procesiranjem signala iz prethodnog testa sa postfiltriranjem na tri periode.

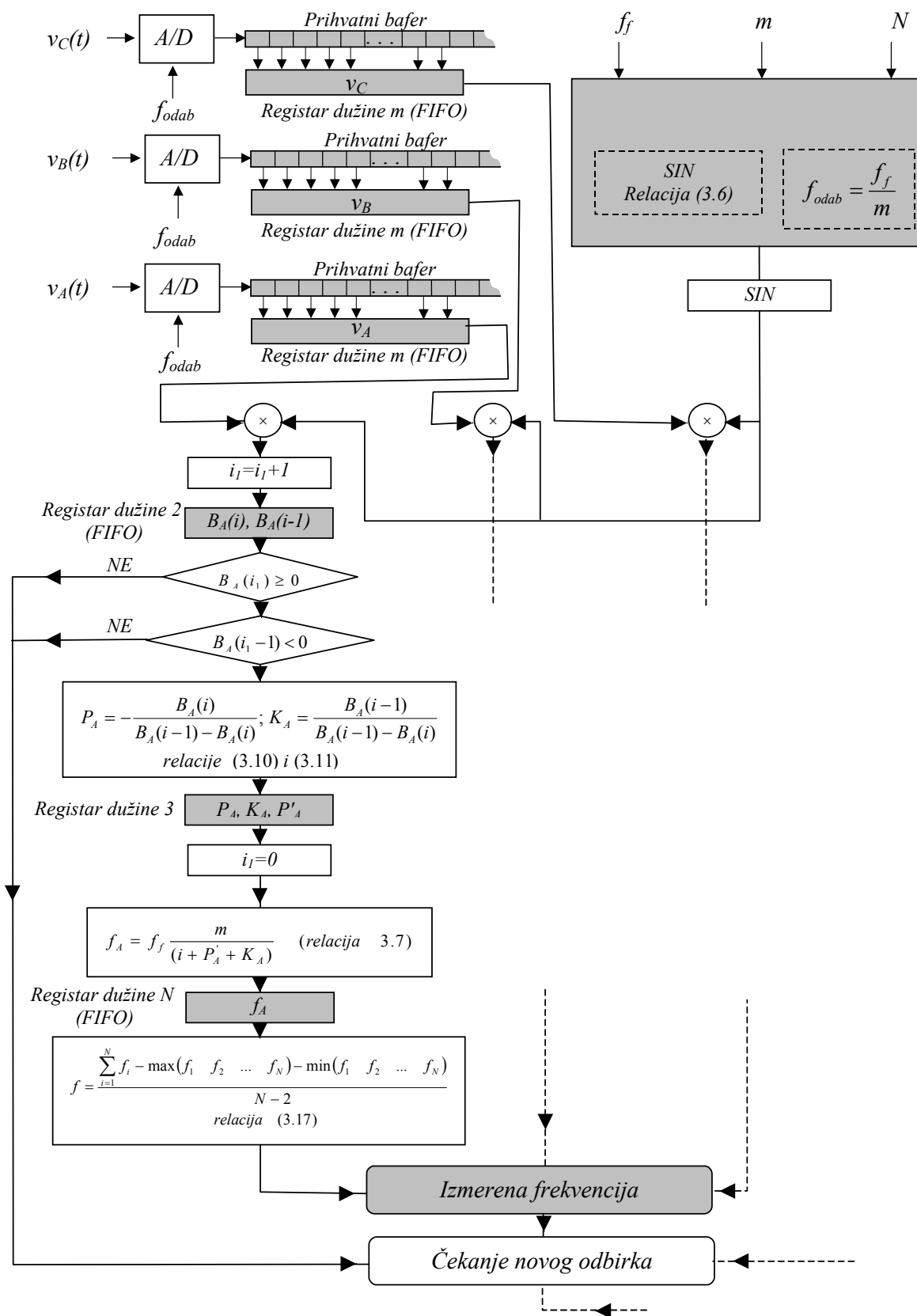


**Slika 3.45** Stvarna ( $f$ ) i estimirana frekvencija sa postfiltriranjem prema relaciji (3.17) za  $N=3$  periode: pre kvara ( $f'_{B3}$ ), nakon jednofaznog kvara ( $f'_{B2}$ ) i nakon dvofaznog kvara ( $f'_{B1}$ )

Postfiltriranjem prema relaciji 3.17 algoritam za trofazno merenje frekvencije je postao robusniji ali i sporiji. Na ovaj način algoritam prati srednju frekvenciju svake komponente na tri uzastopne periode. S obzirom da se vrši trofazno merenje, frekvencija se ažurira nakon svake trećine periode ali sa kašnjenjem od tri periode merenog signala. Ovakvim algoritmom se ne može pratiti brza promena frekvencije, što se može videti i na slici 3.45. Ipak za većinu primena u EES-u robusnost algoritma je najčešće zahtevana performansa.

### 3.8.1 Logički blok dijagram algoritma za trofazno merenje frekvencije

Algoritam za trofazno merenje frekvencije u EES-u ima prednost nad monofaznim merenjem jer je robusniji, tačniji i ima bolje dinamičke performanse. Sa druge strane, trofazno merenje je hardverski zahtevnije jer se procesiraju tri merna signala. Na slici 3.46 prikazan je logički blok dijagram algoritma za trofazno merenje frekvencije procesiranjem sinusnih komponenti sa postfiltriranjem na  $N$  perioda.



Slika 3.46 Logički blok dijagram algoritma za trofazno merenje frekvencije

Na slici 3.46 detaljno je prikazan algoritam za procesiranje jednog naponskog ulaznog signala. Ostala dva naponska ulaza se procesiraju na identičan način. Sva tri ulazna signala potrebno je odabirati sinhrono sa fiksnom frekvencijom odabiranja  $f_{odab}$ . Sva tri signala potrebno je procesirati, prema prikazanom algoritmu, u toku trajanja periode odabiranja. Zbog faznog pomeraja između mernih signala, *zero crossing* procedura može biti aktivna samo za jednu komponentu  $B_j$  ( $j=1,2$  ili  $3$ ). To znači da će u ostale dve grane se samo vršiti proračun nove tačke za odgovarajuću komponentu  $B_j$  ( $j=1,2$  i  $3$ ) i inkrementirati odgovarajući brojači  $i_j$  ( $j=1,2$  i  $3$ ). Brojač služi za sprovođenje *zero crossing* algoritma i broji ceo broj perioda u odgovarajućoj *Fourier*-ovoj komponenti (u prikazanom algoritmu odabrana je sinusna komponenta). Brojač se očitava kad se detektuje prolazak kroz nulu procesiranog računskog signala sa negativne na pozitivu poluperiodu. Na očitano vrednost se dodaje razlomljena perioda odabiranja koja se formira prema relacijama (3.10) i (3.11). Brojač se resetuje. Izračunava se frekvencija u završenoj periodu i vrši njeno usrednjavanje korišćenjem prethodnih  $N-1$  izračunatih vrednosti za tu fazu, shodno relaciji (3.17). Na ovaj način se u normalnim uslovima ciklički dobijaju merene vrednosti frekvencije od komponenti koje odgovaraju različitim fazama. Ukoliko dođe do prekida jedne ili dve faze algoritam nastavlja merenje procesiranjem dva, odnosno jednog ulaznog signala. U ovim slučajevima tačnost se zadržava ali se sporije osvežava registar u koji se smešta rezultat merenja frekvencije. Po normalizaciji napajanja algoritam nastavlja trofazno merenje.

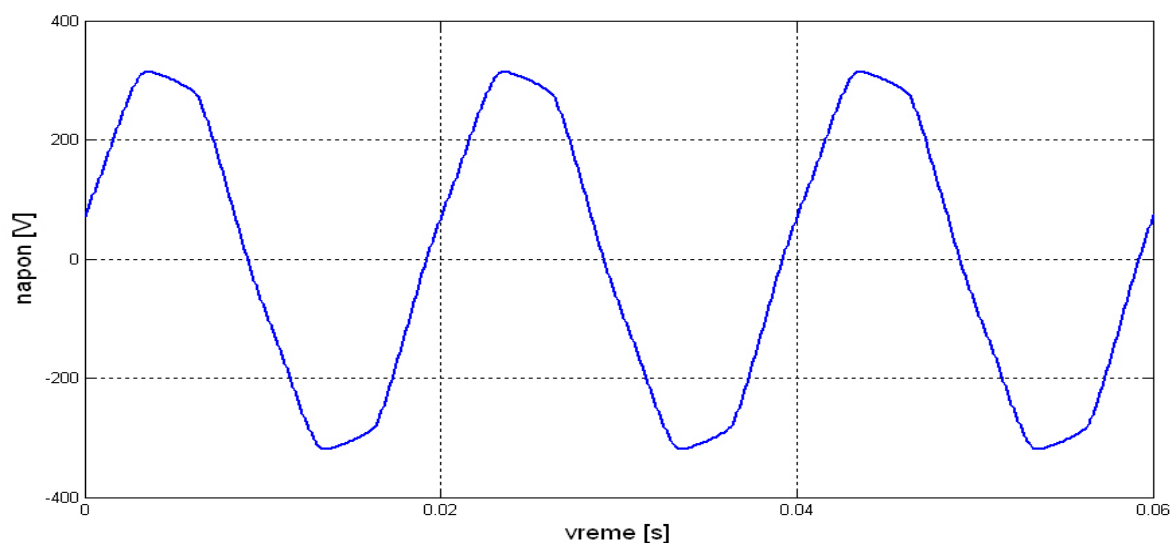
Ovako realizovan algoritam je hardverski malo zahtevan i za njegovu realizaciju je potrebno svega nekoliko pomeračkih registara (A/D konvertori su zajednički ulazni organ za sve merno zaštitne algoritme u zaštitnom multifunkcionalnom uređaju). Algoritam se realizuje sa relativno malo najjednostavnijih algebarskih operacija te je malo zahtevan u pogledu procesorskog vremena.

### **3.9 Eksperimentalno testiranje algoritma**

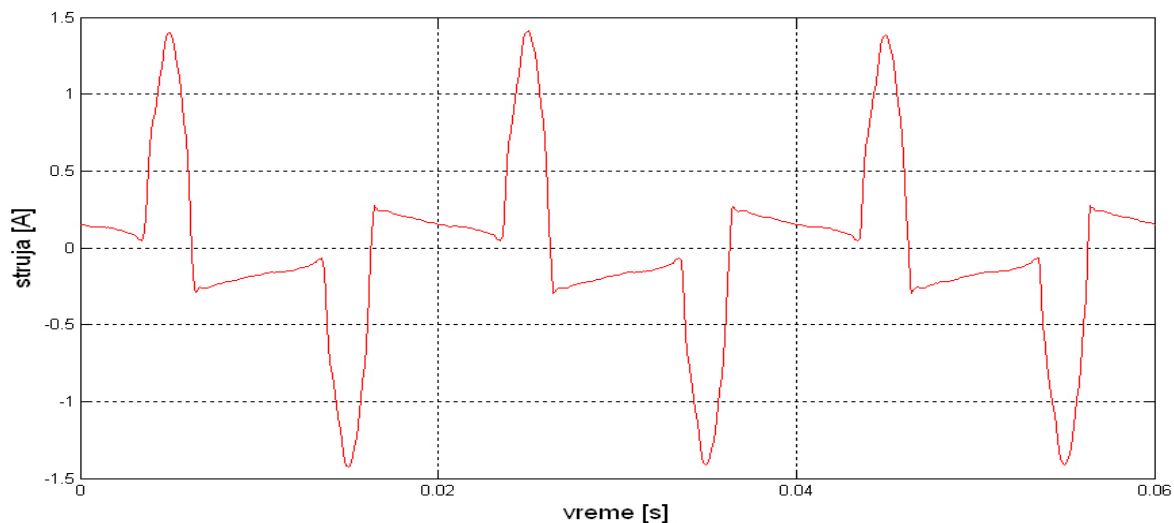
U cilju sagledavanja praktične primenljivosti razvijenih algoritama u ovom odeljku je izvršena eksperimentalna potvrda ustanovljenih performansi algoritama kroz nekoliko testova na realnim mernim signalima. Svi merni signali su snimani i digitalizovan sa originalnim merno-akvizicionim sistemom na bazi personalnog računara [12] sa šesnaestobitnim A/D konvertorom. Signali su direktno snimani bez analognih ulaznih filtara. Digitalizovani signali su obrađivani u softverskim programima koji su napisani u programskom paketu MATLAB prema razvijenim algoritmima.

### 3.9.1 Merenje frekvencije realnih signala sa velikim harmonijskim izobličenjima

U ovom eksperimentu testirane su performanse algoritma u slučaju realnih ulaznih mernih signala koji su jako zagađeni višim harmonicima. Izvršeno je sinhrono snimanje dva merna signala i to: mrežnog napona merenog na utičnici na koju je vezan personalni računar i struje u priključnom kablju računara. Talasni oblici ovih mernih signala prikazani su na slikama 3.47 i 3.48.

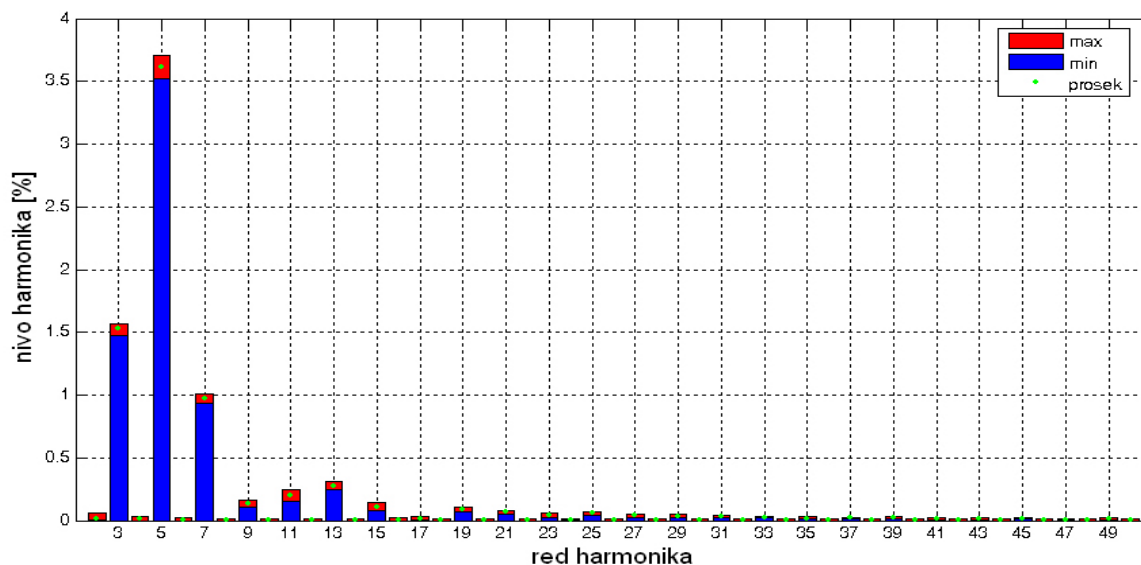


**Slika 3.47** *Talasni oblik mrežnog napona na priključcima personalnog računara*

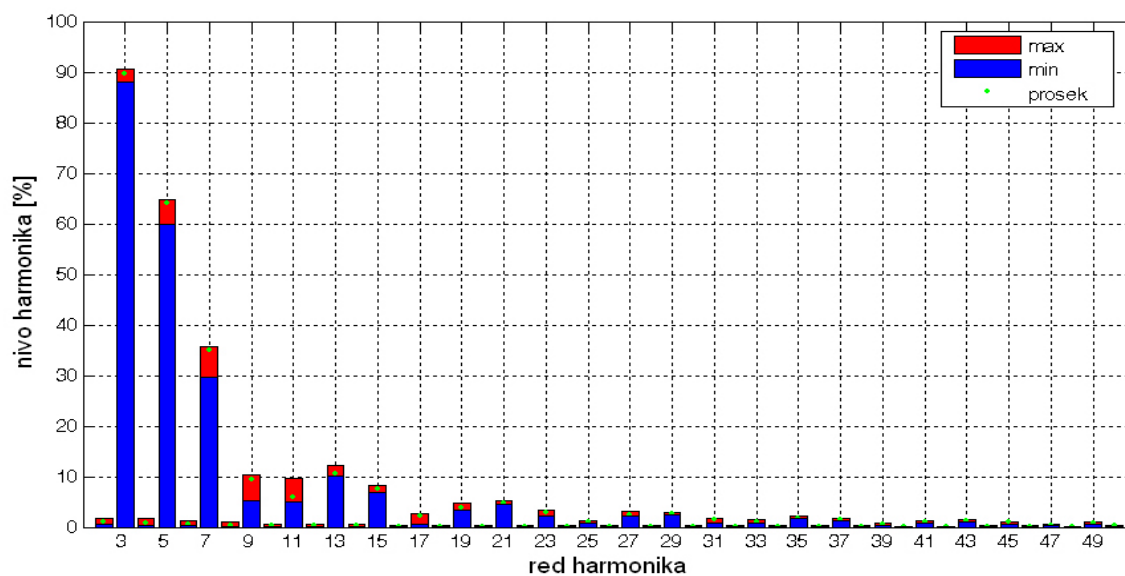


**Slika 3.48** *Talasni oblik struje u provodnicima priključnog kabla personalnog računara*

S obzirom da je signal struje, slika 3.48, posledica napona, slika 3.47, oba signala imaju istu periodu osnovnog harmonika. Signal napona ima relativno malo harmonijsko izobličenje, slika 3.49, dok signal struje ima veliku ukupnu harmonijsku distorziju sa jako izraženim trećim harmonikom, slika 3.50. Harmonijska analiza signala, slike 3.49 i 3.50, izvršena je pomoću originalnog sistema za kontrolu kvaliteta električne energije [12].

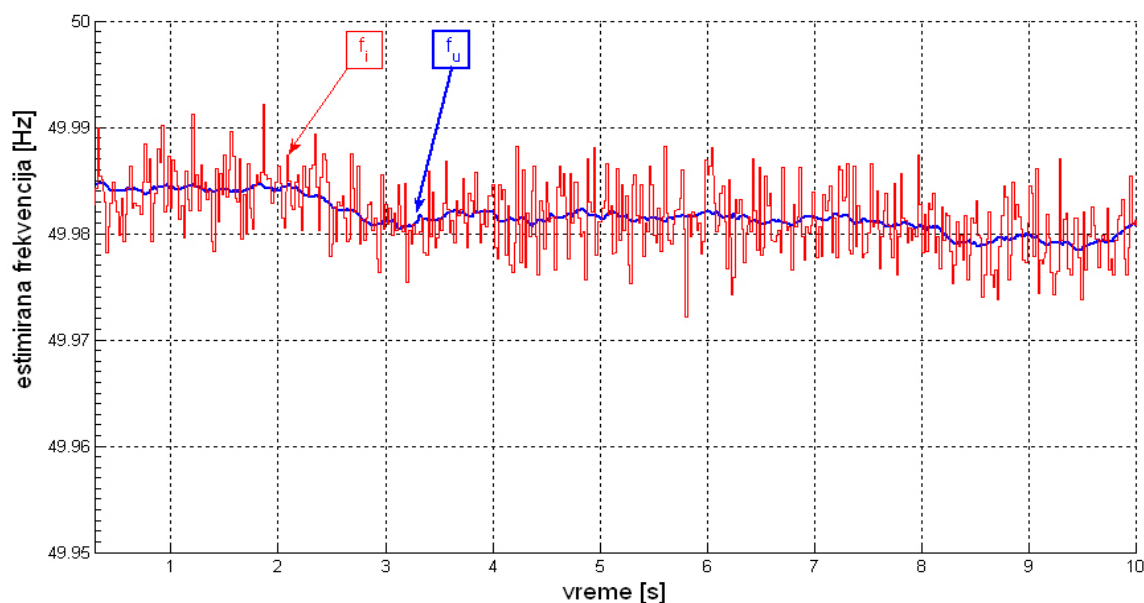


**Slika 3.49** Amplitudski nivo viših harmonika mrežnog napona čiji je talasni oblik priazan na slici 3.47. Nivo harmonika je definisan u odnosu na osnovni harmonik (100%).



**Slika 3.50** Amplitudski nivo viših harmonika struje napajanja personalnog računara čiji je talasni oblik priazan na slici 3.48. Nivo harmonika je definisan u odnosu na osnovni harmonik (100%).

Na slici 3.51 prikazan je vremenski tok estimirane frekvencije kada je ulazni signal napon ( $f_u$ ) i kada je ulazni signal struja personalnog računara ( $f_i$ ). Frekvencija odabiranja signala je  $f_{odab}=2600\text{Hz}$ , procesirane su je sinusne komponente signala sa pretpostavljenom frekvencijom  $f_f=50\text{Hz}$ . Pri procesiranju za oba signala je vršeno usrednjavanje estimirane frekvencije prema relaciji (3.17) za  $N=10$ .

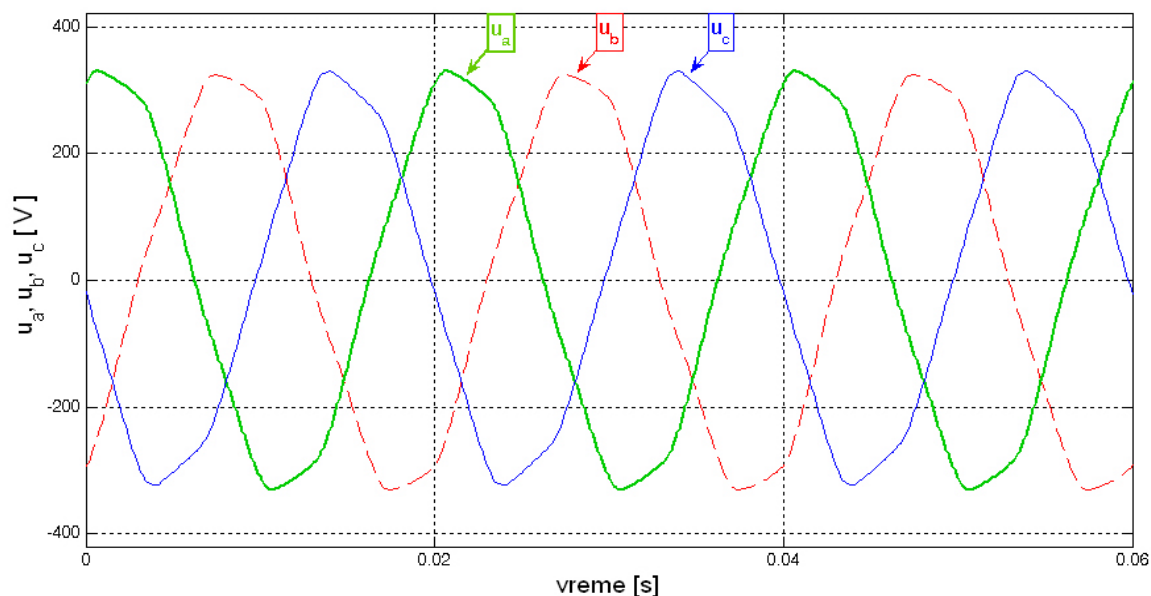


**Slika 3.51** Estimirana frekvencija osnovnog harmonika napona ( $f_u$ ) i struje ( $f_i$ ) personalnog računara

Uporednom analizom estimirane frekvencije  $f_u$  i  $f_i$  na slici 3.51 može se zaključiti da je algoritam vrlo robusan u pogledu osetljivosti na više harmonike. Razlika između estimirane frekvencije napona i struje je manja od 0,01Hz, iako je struja jako harmonijski izobličena.

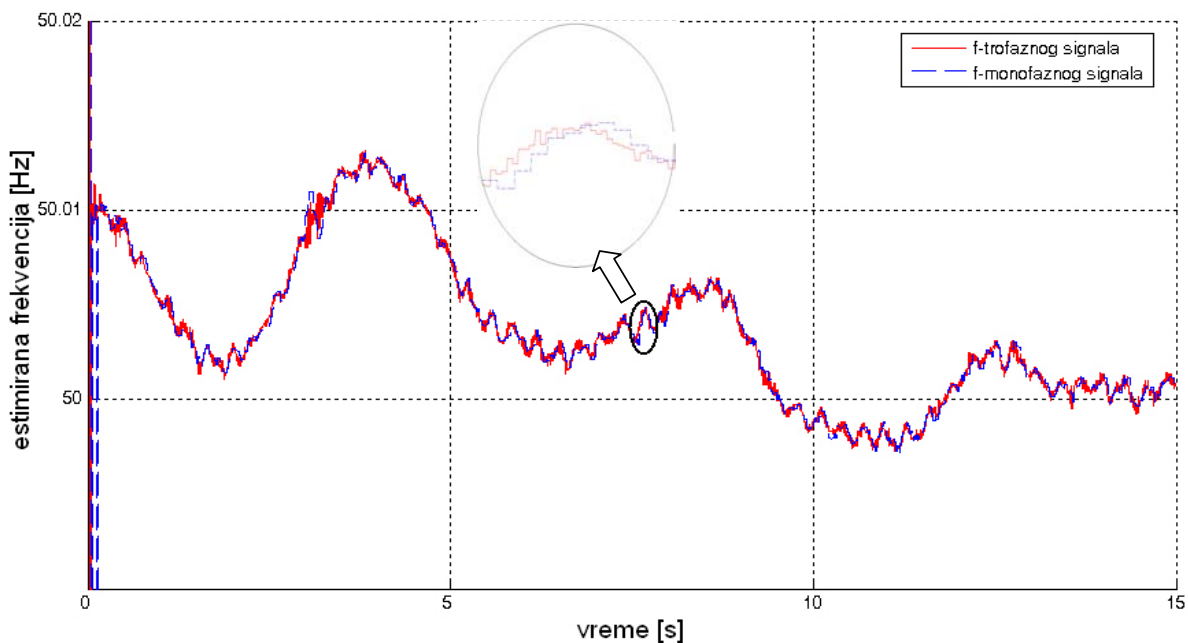
### 3.9.2 Estimacija osnovne frekvencije trofaznog signala mrežnog napona

U ovom eksperimentu je testiran algoritam za trofazno merenje frekvencije čija je logička blok šema data na slici 3.46. Algoritam je primenjen na trofazni signal napona, slika 3.52, koji je snimljen u niskonaponskoj distributivnoj mreži sa frekvencijom odabiranja  $f_{odab}=2600\text{Hz}$ . Pretpostavljena frekvencija u *Fourier*-ovom razvoju je  $f_f=50\text{Hz}$ , što odgovara klizećem prozoru podataka širine  $m=52$  odbirka. Pri estimaciji frekvencije korišćeno je usrednjavanje merenja prema relaciji (3.17) za  $N=5$ .



Slika 3.52 Vremenski oblik trofaznog signala napona koji je korišćen u eksperimentu. Napon je snimljen u niskonaponskoj distributivnoj mreži.

U cilu poređenja, na slici 3.53 dat je vremenski tok estimirane frekvencije kada se procesira trofazni signal i kada se procesira monofazni signal ( $u_a$ ). U oba slučaja parametri estimatora i usrednjavanje su isti.

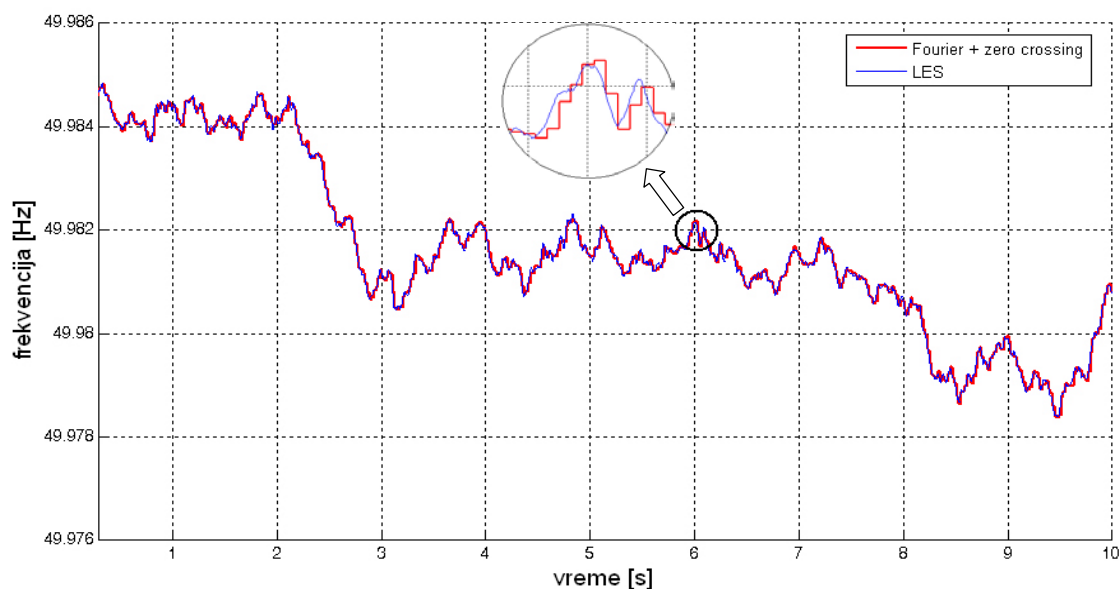


Slika 3.53 Vremenski tok estimirane frekvencije procesiranjem trofaznog i monofaznog ulaznog signala mrežnog napona prikazanog na slici 3.52

Analizom rezultata na slici 3.53 može se zaključiti da je u oba slučaja proces estimacije frekvencije bio stabilan. Jasno se mogu uočiti niskofrekventne pulsacije frekvencije, koje se javljaju u EES-u. Uporednom analizom vremenskog toka estimiranih frekvencija može se uočiti brži odziv algoritma koji procesira trofazni signal u odnosu na algoritam sa monofaznim signalom. Imajući ovo u vidu, kao i prednosti trofaznog algoritma u pogledu pouzdanosti u slučajevima gubitka jedne ili dve faze, može se favorizovati algoritam za trofazno merenje frekvencije u sistemima relejne zaštite i upravljanja u EES-u.

### **3.9.3 Uporedna analiza estimacije osnovne frekvencije mrežnog napona modifikovanom LES metodom i kombinovanom Fourier-ovom i zero crossing metodom**

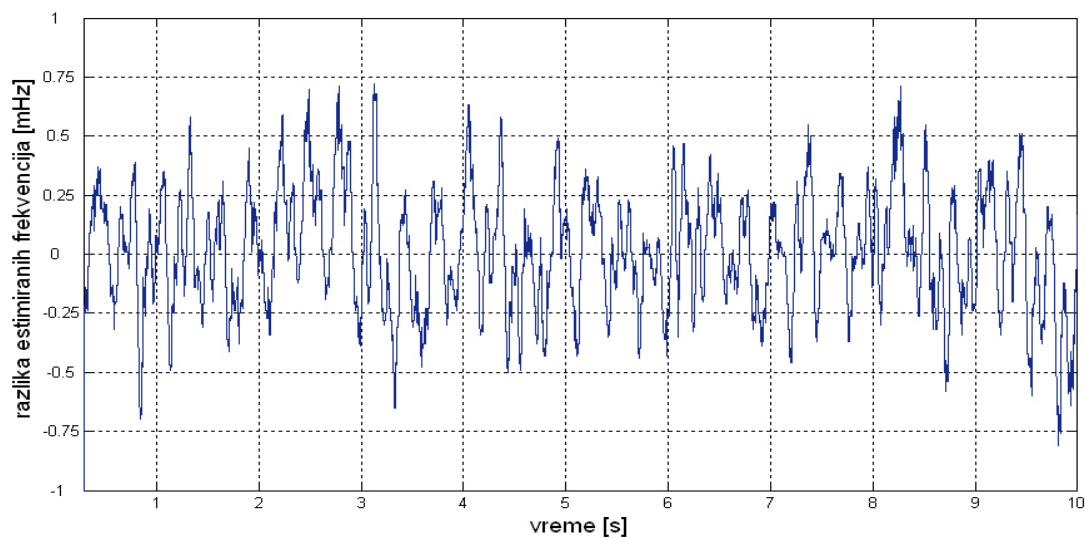
U ovom testu je vršeno uporedno merenje frekvencije napona u niskonaponskoj mreži, slika 3.47, korišćenjem LES algoritma sa konstantnom matricom koeficijenata i kombinovane *Fourier*-ove i *zero crossing* metode primenjene na monofaznu sinusnu komponentu. Frekvencija odabiranja je  $f_{odab}=2600\text{Hz}$ . Pretpostavljena učestanost je  $f_f=50\text{Hz}$ . Matrica koeficijenata kod LES metode je formirana za dvostruku širinu pretpostavljene periode ( $m=110$ ) i u njoj su aktivni svi viši harmonici do reda 25. Matrica je formirana sa korakom  $\Delta f_0=0,1\text{Hz}$  i pokriva opseg od 45 do 55Hz. U oba algoritma je vršeno kontinuirano usrednjavanje merenja na  $N=10$  perioda. Rezultati uporednog merenja su prikazani na slici 3.54.



**Slika 3.54** Rezultati uporedne estimacije osnovne frekvencije napona kombinovanim Fourier-ovim i zero crossing metodom i LES metodom sa konstantnom matricom koeficijenta



Na osnovu slike 3.54 može se zaključiti da se merenja frekvencije koja su izvršena različitim algoritmima, koji se temelje na različitim metodama, veoma dobro poklapaju. Da bi se bolje uočio stepen poklapanja rezultata merenja na slici 3.55 je prikazana razlika (nepoklapanje) izmerenih vrednosti frekvencije na vremenskom intervalu koji odgovara slici 3.54.



**Slika 3.55** Razlika u estimaciji frekvencije mrežnog napona koja odgovara slici 3.54

Razlika u merenju frekvencije, za dva primenjena algoritma na realnom signalu napona na intervalu dužine 10s, ne prelazi 0,8mHz, slika 3.55. U pogledu tačnosti sprovedeni test kvalifikuje oba algoritma za praktičnu primenu u merenjima, zaštiti i upravljanju u EES-u.

## 4.

### **FOURIER-OV ALGORITAM SA ADAPTIVNOM ŠIRINOM PROZORA PODATAKA ZA ESTIMACIJU FAZORA MERNIH SIGNALA U ELEKTROENERGETSKOM SISTEMU**

U ovom odeljku prikazan je i testiran novi algoritam za estimaciju fazora napona i struja u EES-u [64]. Algoritam se zasniva na nerekurzivnoj *Fourier*-ovoj metodi. Osnovna ideja je da se u *Fourier*-ovom algoritmu uvede povratna sprega po frekvenciji i izvrši adaptivna promena širine prozora podataka. Korigovanje širine prozora podataka je uslovljeno promenom osnovne periode mernog signala, koja se može estimirati kombinovanom *Fourier*-ovom i *zero crossing* metodom nekim od algoritama koji su razvijeni u prethodnom poglavlju. Razvijeni algoritam karakteriše mala osetljivost na šum i više harmonike i visoka tačnost u širokom opsegu promene osnovne frekvencije mernog signala.

#### **4.1 Fourier-ov algoritam sa fiksnom širinom prozora podataka za estimaciju fazora mernih signala u EES-u**

U razvoju ovog algoritma koristi se isti matematički model kao i u algoritmu za merenje frekvencije. Zbog preglednosti ovde će biti ponovljene osnovne relacije. Matematički model mernog signala je predstavljen sledećom relacijom:

$$x(t) = C \cos(\omega t + \varphi) + R(t) . \quad (4.1)$$

Parametri signala su:  $C$  - maksimalna vrednost osnovnog harmonika,  $\omega=2\pi f$ -osnovna ugaona frekvencija,  $f$  - osnovna frekvencija,  $\varphi$  - početna faza osnovnog harmonika i  $R(t)$  - deo signala koji se sastoji od sume viših harmonika.

Signal (4.1) se može predstaviti diskretnim *Fourier*-ovim redom čija je matična forma data sledećom relacijom:

$$\underline{X} = [\text{COS}][x]^T + j[\text{SIN}][x]^T = A + jB , \quad (4.2)$$

gde je  $[x]$  vektor odbiraka u prozoru podataka dužine  $m$ .

Vektori *COS* i *SIN* se formiraju za pretpostavljenu osnovnu učestanost mernog signala ( $f_f$ ) i zadatu učestanost odabiranja ( $f_s$ ) mernog signala  $x(t)$ , prema relacijama:

$$COS = \frac{2}{m} \left[ \cos\left(\frac{2\pi}{m}\right) \quad \cos\left(2\frac{2\pi}{m}\right) \quad \dots \quad \cos\left((m-1)\frac{2\pi}{m}\right) \quad 1 \right] \quad (4.3)$$

$$SIN = \frac{2}{m} \left[ \sin\left(\frac{2\pi}{m}\right) \quad \sin\left(2\frac{2\pi}{m}\right) \quad \dots \quad \sin\left((m-1)\frac{2\pi}{m}\right) \quad 0 \right] , \quad (4.4)$$

gde je:

$$m = \frac{f_s}{f_f} . \quad (4.5)$$

Pretpostavljena učestanost mernog signala ( $f_f$ ) i zadata učestanost odabiranja ( $f_s$ ) moraju biti tako odabrane da  $m$  bude ceo broj. Procena amplitude osnovnog harmonika mernog signala  $C_f$  u aktuelnom prozoru podataka se može vršiti na osnovu sledeće relacije:

$$C_f = \sqrt{A^2 + B^2} , \quad (4.6)$$

gde su  $A$  i  $B$  realna i imaginarna komponenta osnovnog harmonika mernog signala  $x(t)$ , respektivno. Faza osnovnog harmonika mernog signala je:

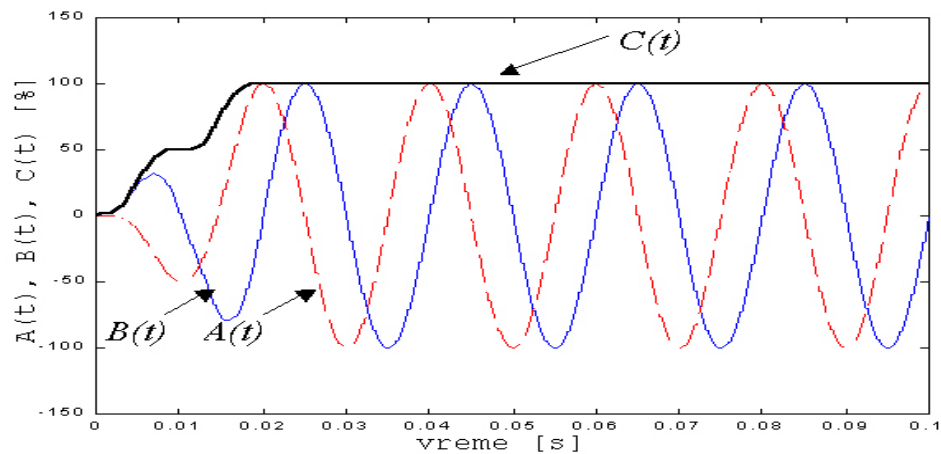
$$\varphi_f = \text{arctg}\left(\frac{B}{A}\right) . \quad (4.7)$$

Relacija (4.6) predstavlja procenu srednje vrednosti amplitude signala u protekloj osnovnoj periodi mernog signala.

## **4.2 Uticaj odstupanja frekvencije na grešku merenja amplitude mernog signala Fourier-ovim algoritmom**

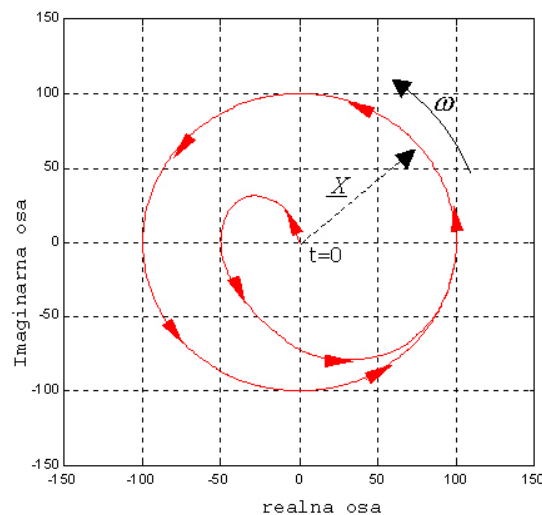
*Fourier*-ova metoda za estimaciju amplitude mernog signala se bazira na pretpostavci da je poznata osnovna učestanost mernog signala. Za poznatu učestanost mernog signala  $f$  potrebno je odabrati učestanost odabiranja  $f_s$  tako da je  $m = \frac{f_s}{f_f}$  ceo broj. Za proračunato  $m$  moguće je formirati vektore ortogonalnih *Fourier*-ovih komponenti  $A$  i  $B$ , shodno relaciji (4.2).

Za svaki prozor podataka moguće je dobiti po jednu tačku za ortogonalne komponente *Fourier*-ovog reda. Ukoliko se odabiranje vrši kontinualno tako što prozor podataka klizi po merenom signalu (pri svakom odabiranju ubacuje se novi odbirak a izbacuje najstariji odbirak iz prozora podataka), dobiće se ekvidistantni nizovi tačaka koji odgovaraju estimiranoj sinusnoj i kosinusnoj komponenti osnovnog harmonika mernog signala. Komponente  $A(t)$  i  $B(t)$  su prostoperiodične ortogonalne funkcije čije amplitude odgovaraju amplitudi osnovnog harmonika mernog signala. Na slici 4.1 prikazan je vremenski tok *Fourier*-ovih komponenti i amplitude prostoperiodičnog mernog signala poznate učestanosti  $f=f_f=50\text{Hz}$ .



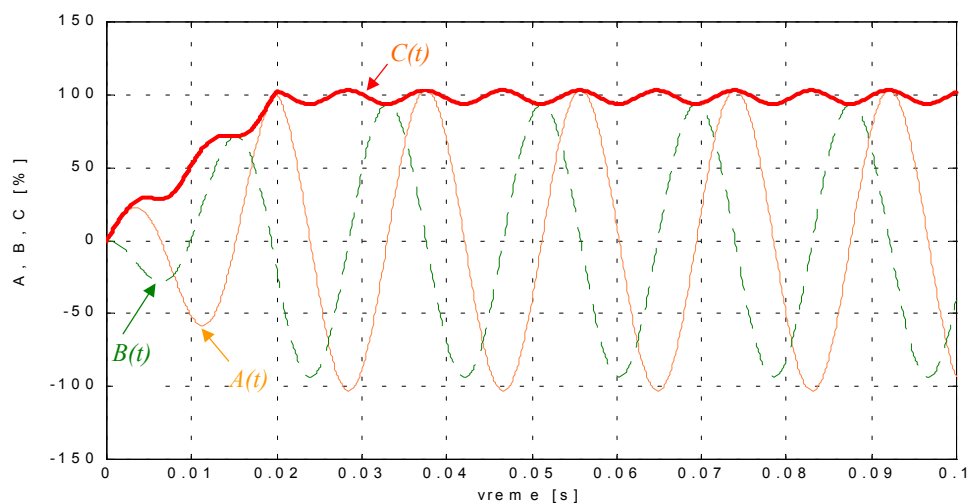
**Slika 4.1** Estimacija amplitude mernog signala poznate učestanosti  $f=f_f$

Na slici 4.1 pretpostavljeno je da je signal uspostavljen u trenutku  $t=0$ . Algoritmu je potrebno jedna perioda da iskonverira na tačnu vrednost. Na slici 4.2 prikazana je putanja fazora mernog signala za  $t>0$ .

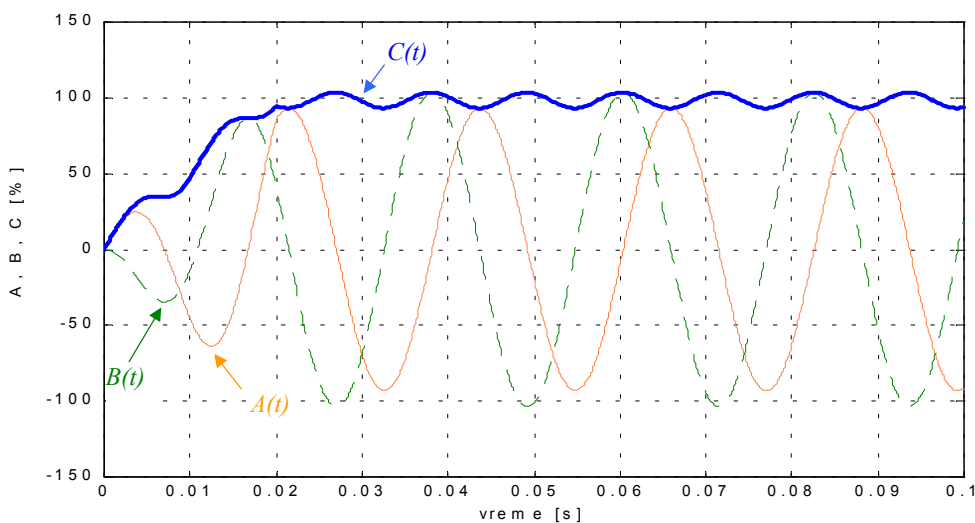


**Slika 4.2** Putanja fazora mernog signala koja odgovara vremenskom dijagramu na slici 4.1

Ukoliko je pretpostavljena učestanost  $f_f$  u *Fourier*-ovom redu različita od stvarne učestanosti signala  $f$ , onda to uzrokuje grešku u proceni amplitude osnovnog harmonika mernog signala. Na slici 4.3 prikazan je vremenski tok estimiranih *Fourier*-ovih komponenti i amplitude prostoperiodičnog mernog test signala, amplitude  $C=100\%$  i frekvencije  $f=55$  Hz. Pretpostavljena frekvencija u *Fourier*-ovom algoritmu je  $f_f=50$  Hz, ( $f > f_f$ ). Na slici 4.4 prikazani su rezultati estimacije za  $f=45$  Hz i  $f_f=50$  Hz, ( $f < f_f$ ). U oba testa, pre započinjanja estimacije, vektor prozor podataka je bio setovan na nulu.

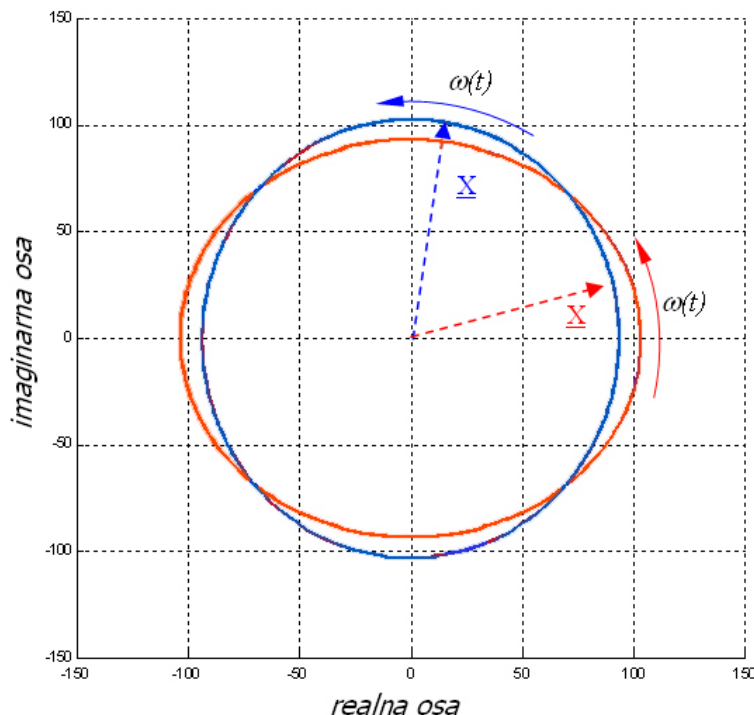


**Slika 4.3** Vremenski tok estimiranih vrednosti *Fourier*-ovih komponenti i amplitude prostoperiodičnog mernog test signala za  $f=55$  Hz i  $f_f=50$  Hz.



**Slika 4.4** Vremenski tok estimiranih vrednosti *Fourier*-ovih komponenti i amplitude prostoperiodičnog mernog test signala za  $f=45$  Hz i  $f_f=50$  Hz.

Na slici 4.5 prikazani su hodografi estimiranog fazora signala koji odgovaraju slikama 4.3 i 4.4.

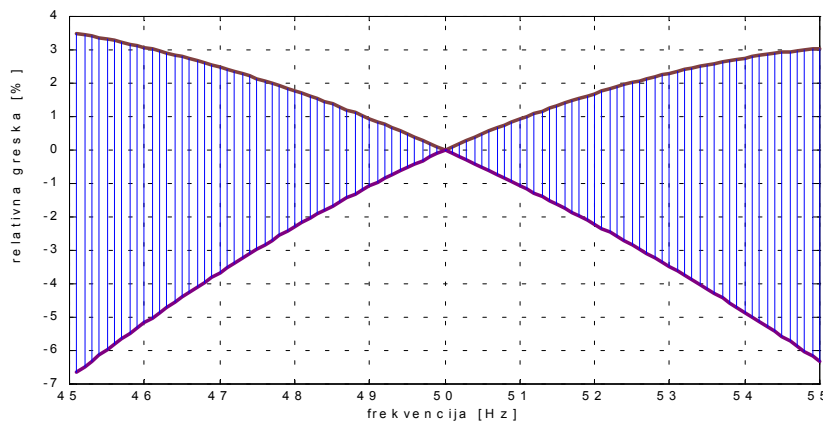


**Slika 4. 5** Hodografi estimiranog fazora signala koji odgovaraju slikama 4.1 i 4.2 za  $t > 0.02$  s.

Estimirani fazor  $\underline{X}$  mernog signala rotira po eliptičnoj putanji, pri čemu ekscentricitet i položaj osa elipse zavisi od  $\Delta\omega = \omega - \omega_f$  (ukoliko je  $\Delta\omega = 0$  onda estimirana amplituda odgovara stvarnoj, odnosno fazor bi rotirao po kružnoj putanji, slika 4.2). Ukoliko je  $f < f_f$ , velika osa elipse se poklapa sa imaginarnom osom, odnosno estimirana sinusna komponenta ( $B$ ) signala je po amplitudi veća od kosinusne ( $A$ ). Za  $f > f_f$  velika osa elipse se poklapa sa realnom osom, odnosno estimirana  $A$  komponenta signala je po amplitudi veća od  $B$  komponente. Ovi zaključci su u skladu sa slikom 3.10. Brzina kojom se obrće estimirani fazor  $\omega(t)$  pulsira oko vrednosti koja odgovara kružnoj učestanosti merenog signala. Srednja brzina obrtanja fazora na dužini periode mernog signala odgovara stvarnoj kružnoj učestanosti osnovnog harmonika mernog signala  $\omega = 2\pi f$  i ne zavisi od  $\Delta\omega$ .

Na osnovu sprovedene analize može se zaključiti da ukoliko je  $f \neq f_f$  algoritam pravi sistematsku grešku. Estimirana amplituda nesimetrično pulsira sa dvostrukom učestanošću osnovnog signala oko tačne vrednosti.

Na slici 4.6 prikazan je opseg greške estimatora amplitude prostoperiodičnog mernog signala u okolini nominalne frekvencije (50 Hz).

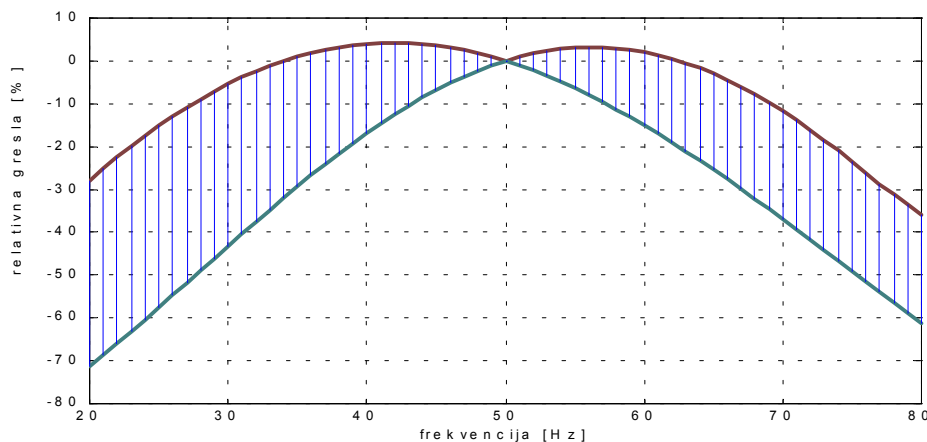


**Slika 4.6** Opseg relativne greške estimatora amplitude prostoperiodičnog mernog signala u okolini nominalne frekvencije ( $f=f_f=50\text{Hz}$ ).

Kod malih razlika u pretpostavljenoj i stvarnoj frekvenciji (nekoliko Hz) maksimalna greška u merenju amplitude prostoperiodičnog ulaznog signala je nekoliko procenata. Ova greška se može višestruko smanjiti usrednjavanjem estimirane amplitude na dužini poluperiode signala, jer estimirana amplituda pulsira sa dvostrukom učestanošću oko stvarne vrednosti. Ove pulsacije su nesimetrične u odnosu na tačnu vrednost (veća je negativna greška) i ta nesimetrija je izrazitija ukoliko je  $\Delta\omega$  veće. Pošto se frekvencija u EES-u menja u relativno uskim granicama oko nominalne vrednosti (50 Hz), greška zbog nepodudaranja frekvencija u modelu i signalu je relativno mala, i može biti za neke primene estimatora prihvatljiva. U normalnim radnim stanjima u EES-u frekvencije je u granicama  $50\pm 0.5$  Hz, pa je greška u estimaciji amplitude u granicama  $\pm 0.5\%$ .

U izolovanim sistemima osnovna učestanost mernih veličina može varirati u širokom opsegu oko nominalne učestanosti. Osim toga i u EES-u u nekim havarijskim i posthavarijskim režimima (kada se ima ostrvski rad) učestanost može znatno odstupati od nominalne vrednosti. S obzirom da je u takvim uslovima pravilan rad relejne zaštite od posebnog značaja za oporavak sistema, vrlo je važno i tačno merenje ulaznih mernih signala (napona i struja). Takođe, kod generatorskih zaštita se zahteva merenje amplitude mernih signala u širokom opsegu promene učestanosti (15 Hz do 80Hz) [5].

Na slici 4.7 analiziran je nivo greške u estimaciji amplitude prostoperiodičnog mernog signala u zavisnosti od toga koliko se razlikuju pretpostavljena frekvencija ( $f_f$ ) i stvarana frekvencija ( $f$ ) mernog signala. Test je izvršen tako što je u algoritmu pretpostavljena frekvencija  $f_f=50$  Hz a u mernom prostoperiodičnom test signalu konstantne amplitude  $C=100\%$  je varirana frekvencija i merena relativna greška u estimaciji amplitude *Fourier*-ovom metodom.



**Slika 4.7** Opseg greške u estimaciji amplitude prostoperiodičnog mernog signala u zavisnosti od frekvencije signala za fiksnu pretpostavljenu frekvenciju estimatora  $f_f=50$  Hz.

Na osnovu slike 4.7 može se zaključiti da nerekurzivna *Fourier*-ova metoda u uslovima velikog odstupanja frekvencije mernog signala od nominalne vrednosti (koja je pretpostavljena u *Fourier*-ovom razvoju) može imati neprihvatljivo veliku grešku. Greška se ne može usrednjavanjem smanjiti jer je nesimetrična, pa se *Fourier*-ov algoritam u osnovnoj formi ne može primenjivati za merenje amplitude signala čija osnovna frekvencija varira u opsegu širem od  $\pm 5$  Hz u odnosu na pretpostavljenu frekvenciju  $f_f=f_n$ .

### **4.3 Fourier-ov algoritam sa adaptivnom širinom prozora podataka za estimaciju fazora mernih signala promenljive frekvencije**

U daljoj analizi je razvijen modifikovani *Fourier*-ov algoritam koji je prihvatljiv sa aspekta tačnosti i brzine i u uslovima velikih varijacija osnovne frekvencije mernog signala. Modifikacija se odnosi na uvođenje povratne sprege po frekvenciji pri formiranju vektora SIN i COS, jednačine (4.3) i (4.4). Dakle, za realizaciju ovog algoritma neophodna je uporedna estimacija osnovne frekvencije mernog signala. Merenje frekvencije može biti ostvareno nekim od algoritama koji su predloženi u poglavlju 4.

Pri ostvarivanju povratne sprege po frekvenciji moraju biti očuvani principi na kojima se bazira *Fourier*-ova metoda. Dužina prozora podataka mora sadržati ceo broj perioda odabiranja, odnosno  $m = \frac{f_s}{f_f}$  mora biti ceo broj.



Osnovni algoritamski koraci su:

1. Formiraju se vektori  $SIN_0$  i  $COS_0$  za pretpostavljenu učestanost signala  $f_f$  i zadatu frekvenciju odabiranja  $f_s$ , prema relacijama (4.2 – 4.4).
2. Popunjava se vektor prozora podataka sa odbircima signala po principu pomeračkog registra.
3. Sprovode se uporedo kombinovani *Fourier-ov* i *zero crossing* algoritam (ili neki drugi algoritam) za estimaciju frekvencije i nerekurzivni *Fourier-ov* algoritam za estimaciju amplitude mernog signala.
4. U kontinualnom procesu estimacije frekvencije nakon svake periode signala ažurira se frekvencija signala, koja predstavlja srednju frekvenciju signala u protekloj periodi (ili više perioda ako se radi sa usrednjavanjem ili širim prozorom podataka)
5. Proračunava se razlika između perioda koje odgovaraju aktuelnoj estimiranoj frekvenciji signala  $f_k$  i frekvenciji  $f_{fk}$  (koja odgovara aktuelnom sadržaju vektora  $SIN_k$  i  $COS_k$ ), odnosno:

$$\Delta T_{fk} = T_k - T_{fk}, \quad (4.8)$$

gde su:  $T_k$  – aktuelna estimirana perioda signala,  $T_{fk}$  - perioda koja odgovara aktuelnoj pretpostavljenoj frekvenciji  $f_{fk}$ .

6. Ukoliko je proračunata greška  $|\Delta T_{fk}| > \frac{T_s}{2}$ , onda se vrši novi proračun vektora  $SIN_{k+1}$  i  $COS_{k+1}$  prema relacijama (4.3) i (4.4), ali za novu vrednost promenljive  $m_{k+1}$  koja se računa prema sledećoj relaciji:

$$m_{k+1} = m_k + \text{celobrojno} \left( \frac{\Delta T_k}{T_s} \right). \quad (4.9)$$

Proračuna se nova vrednost frekvencije u *Fourier-ovom* razvoju:

$$T_{fk+1} = \frac{1}{f_{fk+1}} = \frac{m_{k+1}}{f_s} \quad (4.10)$$

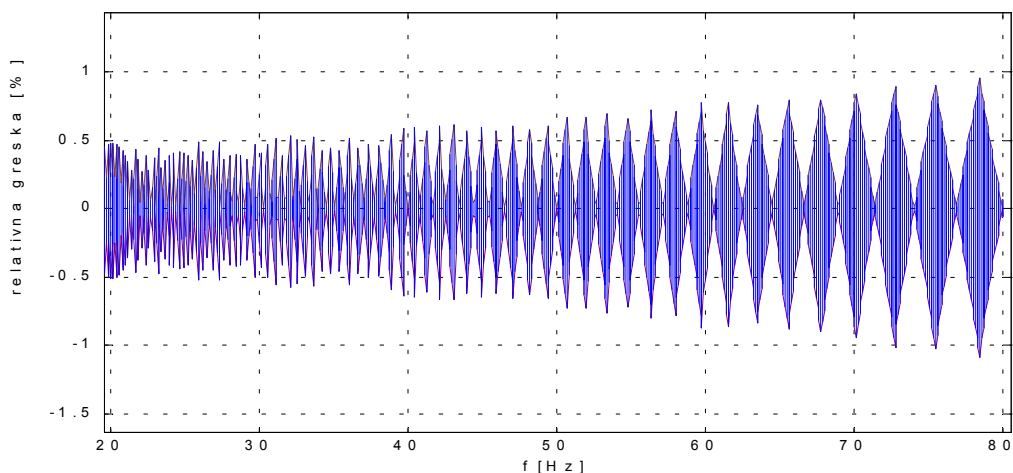
7. Pri uzimanju prvog odbirka iz  $k+1$  periode signala prozor podataka se formira sa  $m_{k+1}$  odbirkom. Skraćivanje odnosno proširivanje prozora podataka se vrši na račun najstarijih odbiraka, odnosno, prozor podataka u toku trajanja  $k+1$  periode signala formira  $m_{k+1}$  najmlađih odbiraka. Registar u kojem se smeštaju odbirci mora biti širok najmanje  $2m_n$  ( $m_n$  je broj odbiraka koji odgovara nominalnoj učestanosti).

8. Estimira se amplituda i faza signala prema relacijama (4.6) i (4.7).

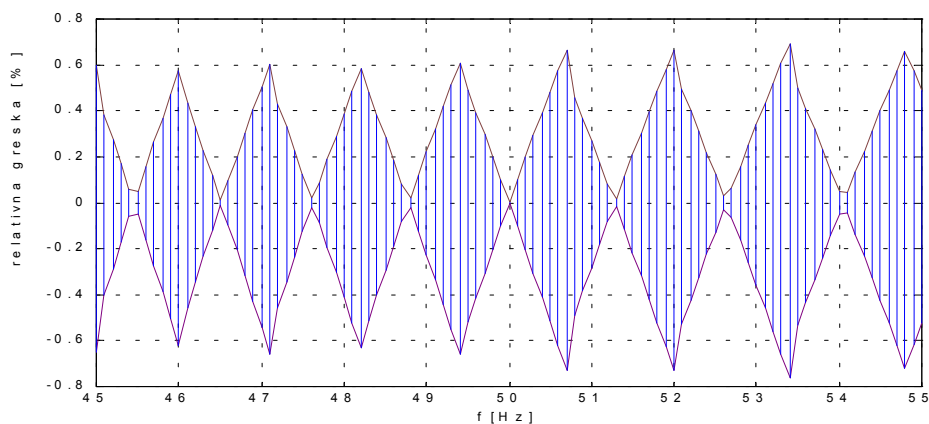
9. Nakon isteka  $k+1$  periode signala ponavljaju se algoritamski koraci 4 do 8.

U cilju utvrđivanja greške estimatora usled varijacije osnovne frekvencije mernog signala izvršen je sledeći test. U mernom prostoperiodičnom test signalu konstantne amplitude  $C=100\%$  je sukcesivno varirana učestanost od 20 Hz do 80 Hz. Frekvencija odabiranja je  $f_s=2000$  Hz. Frekvencija je estimirana kombinovanom *Fourier*-ovom i *zero crossing* metodom sa fiksnom dužinom prozora podataka  $m' = \frac{f_s}{f_f} = \frac{2000\text{Hz}}{50\text{Hz}} = 40$  bez usrednjavanja. Na slici 4.8 je prikazan

opseg greške estimatora amplitude u funkciji učestanosti mernog signala. Na slici 4.9 je posebno prikazan opseg greške u estimaciji amplitude u okolini nominalne frekvencije (50 Hz).



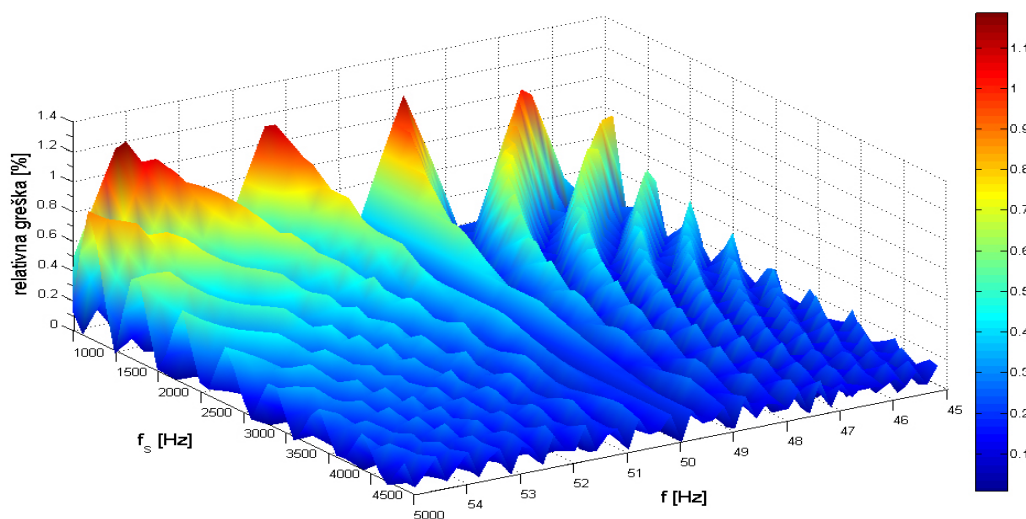
**Slika 4.8** Opseg greške estimatora amplitude u funkciji učestanosti prostoperiodičnog mernog signala.



**Slika 4.9** Opseg greške estimatora amplitude u funkciji učestanosti prostoperiodičnog mernog signala u okolini nominalne frekvencije (50 Hz)

U prethodnom testu greška u merenju amplitude ne prelazi 1% u opsegu promene frekvencije od 20 Hz do 80 Hz. Treba napomenuti da je ovo statička greška. U uslovima brzih promena učestanosti nivo greške može biti veći i posledica je kašnjenja estimatora frekvencije i estimatora amplitude u odnosu na realni signal.

Nivo greške direktno zavisi od učestanosti odabiranja. Veća učestanost odabiranja obezbeđuje finiji korak korekcije dužine prozora podataka  $m$  u odnosu na promenu učestanosti, relacija (4.9). Osim toga, veća učestanost odabiranja obezbeđuje i veću tačnost u estimaciji frekvencije korišćenom metodom. S druge strane, veća učestanost odabiranja podrazumeva duže vektore prozora podataka i pomoćnih signala, pa je i procesorsko vreme obrade ulaznih podataka duže. Na slici 4.10 prikazan je nivo greške merenja amplitude prostoperiodičnog mernog signala u okolini nominalne učestanosti  $f$  za različite frekvencije odabiranja  $f_s$ .

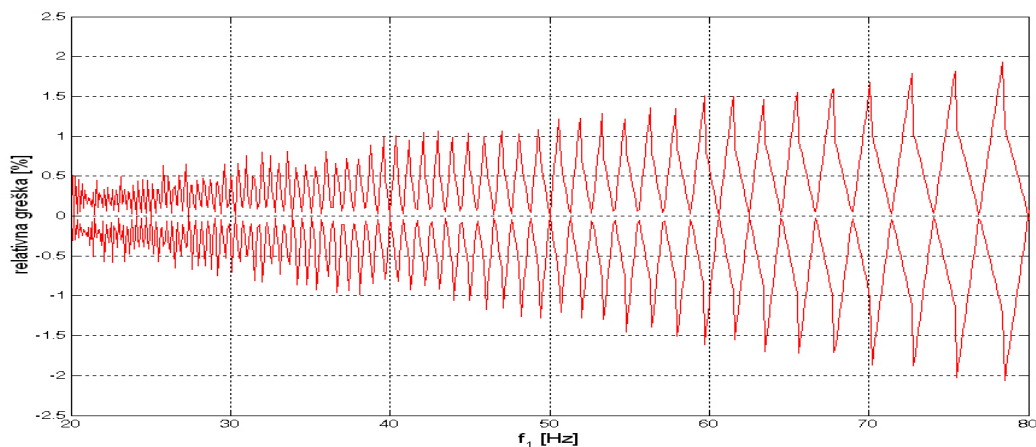


**Slika 4.10** Nivo maksimalne relativne greške estimatora amplitude prostoperiodičnog mernog signala učestanosti  $f$  u za različite učestanosti odabiranja  $f_s$

Na osnovu slike 4.10 može se zaključiti da se nivo maksimalne greške u merenju amplitude može direktno smanjiti upotrebom estimatora sa većom učestanošću odabiranja. Za digitalne merne instrumente potrebno je koristiti veću frekvenciju odabiranja, dok se za relejne i upravljačke sisteme mogu koristiti i estimatori sa učestanošću odabiranja reda 2000Hz jer obezbeđuju dovoljnu tačnost uz relativno skromne hardverske zahteve.

Prethodna analiza se odnosila na prostoperiodičan merni signal. Kada merni signal sadrži i više harmonike tada greška u estimaciji amplitude mernog signala zbog nepodudaranja frekvencija  $f$  i  $f_f$  može biti značajno veća. Uticaj viših harmonika na grešku estimatora je naročito bitan za estimaciju strujnih signala jer oni mogu imati vrlo visok sadržaj viših harmonijskih

komponenti. Na slici 4.11 prikazan je nivo maksimalne greške merenja amplitude osnovnog harmonika složenoperiodičnog signala koji pored osnovnog harmonika (100%) sadrži 10% drugog, 20% trećeg i 30% petog harmonika, proizvoljnih faza. Test je sproveden za različite učestanosti osnovnog harmonika mernog signala  $f_1$ . Učestanost odabiranja je  $f_s=2000$  Hz, a pretpostavljena učestanost signala je  $f_f=50$  Hz.



**Slika 4.11** Nivo maksimalne greške estimatora amplitude osnovnog harmonika određenog složenoperiodičnog signala za različite učestanosti osnovnog harmonika  $f_1$

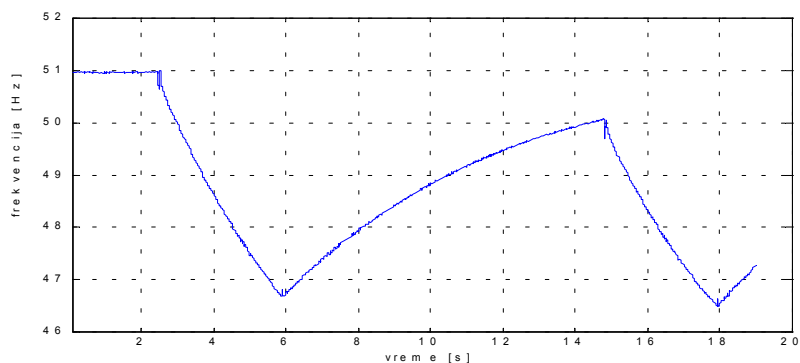
Uporednom analizom slika 4.8 i 4.11 može se zaključiti da viši harmonici značajno povećavaju grešku u merenju amplitude osnovnog harmonika. Nivo greške je prihvatljiv u širokom opsegu promene frekvencije osnovnog harmonika što je potvrđeno u prethodnom primeru.

#### **4.4 Eksperimentalno testiranje algoritma**

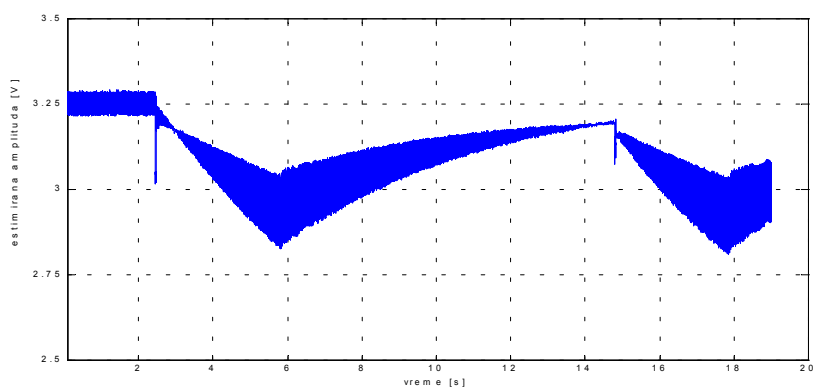
U cilju verifikovanja praktične primenljivosti algoritma i uporedne analize sa klasičnim *Fourier*-ovim algoritmom i algoritmom za estimaciju amplitude koji se bazira na LES metodi (vidi odeljak 2.6.2) izvršeno je testiranje algoritma na laboratorijski generisanom signalu napona koji je korišćen kod testiranja LES algoritma.

Napon na priključcima sinhronog generatora je procesiran *Fourier*-ovim algoritmom sa fiksnim prozorom podataka i sa adaptivnim prozorom podataka. Učestanost odabiranja signala je  $f_s=1600$  Hz. Frekvencija signala je procesirana kombinovanom *Fourier*-ovom i *zero crossing* metodom. Učestanost  $f_f$  u *Fourier*-ovom algoritmu za estimaciju frekvencije i algoritmu za estimaciju amplitude sa fiksnom širinom prozora podataka je  $f_f=50$  Hz.

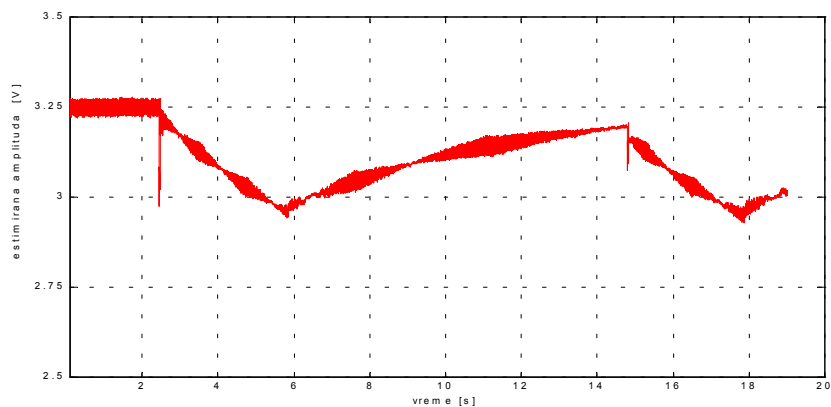
Na slici 4.12 prikazan je vremenski tok estimirane frekvencije. Na slikama 4.13 i 4.14 respektivno su prikazani rezultati estimacije amplitude napona na priključcima generatora kada je prozor podataka fiksni i kada se koristi algoritam sa adaptivnom širinom prozora podataka.



**Slika 4.12** *Vremenski tok estimirane frekvencije napona na priključcima generatora kombinovanom nerekurzivnom Fourier-ovom i zero crossing metodom*



**Slika 4.13** *Vremenski tok estimirane amplitude napona na priključcima generatora nerekurzivnom Fourier-ovom metodom sa fiksnom širinom prozora podataka*



**Slika 4.14** *Vremenski tok estimirane amplitude napona na priključcima generatora nerekurzivnom Fourier-ovom metodom sa adaptivnom širinom prozora podataka*

Na osnovu uporedne analize slika 4.13 i 4.14 može se zaključiti da je greška, odnosno rasipanje rezultata estimacije amplitude oko tačne vrednosti u znatno užem opsegu kada se koristi predloženi algoritam sa adaptivnom širinom prozora podataka. Sa povećanjem učestanosti odabiranja ovaj opseg bi bio još uži, za razliku od slike 4.13 koja bi praktično ostala nepromenjena.

## 5. ZAKLJUČAK

U **poglavlju 1** data je definicija i značaj merenja frekvencije u EES-u. Analizirane su karakteristike ulaznih mernih signala u EES-u. Dat je pregled i kratka analiza razvijenih algoritama za digitalno merenje frekvencije u EES-u.

Definiše se lokalna ili dinamička i globalna ili osnovna frekvencija. Poznavanje osnovne frekvencije je od posebnog interesa i neophodno je za funkcionisanje svih vitalnih digitalnih sistema za upravljanje, merenje, kontrolu i zaštitu u EES-u. Osnovni zahtevi koji se postavljaju pred digitalne estimatore frekvencije u EES-u su: jednostavnost, robusnost, tačnost i brzina procesiranja. Traženje optimalnog kompromisa između ovih oprečnih zahteva čini problematiku razvoja algoritama za digitalno merenje frekvencije permanentno aktuelnom, pa se u vodećim međunarodnim naučnim časopisima i konferencijama posvećuje značajna pažnja radovima koji se bave ovom problematikom.

Merni signali (naponi i struje) u EES, zbog sve većeg prisustva nelinearnih potrošača sa energetsom elektronikom i distribuiranih izvora električne energije, postaju u sve većoj meri zagađeni višim harmonicima i šumom. Ovakvi merni signali ugrožavaju performanse estimatora frekvencije i ograničavaju praktičnu primenljivost nekih tradicionalnih i jednostavnih metoda (*zero crossing*) za merenje frekvencije u EES-u i iziskuju razvoj novih algoritama. U ovom radu su, na bazi nekoliko najčešće primenjivanih metoda za digitalnu obradu signala, razvijena i testirana dva nova algoritma za merenje osnovne frekvencije i amplitude mernih signala u uslovima velikih harmonijskih izobličenja i prisustvu šuma.

U **poglavlju 2** razvijeni su i testirani algoritmi za merenje osnovne frekvencije i amplitude mernih signala koji se temelje na nerekurzivnoj metodi minimuma sume kvadrata grešaka (LES). Algoritmi koji se baziraju na osnovnoj neiterativnoj formi ove metode su primenljivi samo za merenje frekvencije i amplitude mernih signala u okolini nominalne (pretpostavljene) frekvencije. Naprednije rešenje predstavlja algoritam sa povratnom spregom po frekvenciji. Ovaj iterativni algoritam omogućava merenje osnovne frekvencije i amplitude mernih signala u širokom opsegu promene frekvencije, ali je zahtevan u pogledu procesorskog vremena jer je u svakoj iteraciji potrebno proračunavati pseudoinverznu matricu visokog reda. Razvojem novog algoritma sa konstantnom matricom koeficijenata izbegnuta je potreba za proračunom inverzne

matrice u iterativnom procesu. Celokupan matematički model, baziran na minimizaciji sume kvadrata grešaka, je u ovom algoritmu praktično pretočen u fiksnu matricu, što ima višestruke prednosti u odnosu na standardne iterativne algoritme. Sprovedene analize su pokazale da se i sa relativno malom rezolucijom matrice može postići tačnost koja odgovara klasičnom iterativnom algoritmu. Red fiksne matrice ne zavisi od broja procesiranih harmoničnih komponenti, pa je u tom pogledu metoda ograničena samo frekvencijom odabiranja što je bitna prednost u odnosu na standardne metode. Algoritam je fleksibilan i daje mogućnost raznih modifikacija u cilju zadovoljenja određenih performansi. Kao jedan od najbitnijih parametara u tom pogledu se pokazala širina prozora podataka, koja definiše mogući opseg merenja frekvencije i kašnjenje estimatora u odnosu na realno vreme. Izborom užeg prozora podataka se smanjuje red matrice i postiže veći opseg pouzdanog merenja, kao i manje kašnjenje u odnosu na realno vreme. U uslovima šuma smanjenje prozora podataka smanjuje tačnost algoritma. Smanjenje uticaja šuma na grešku algoritma se može postići usrednjavanjem rezultata merenja, ali se time pogoršavaju dinamičke performanse algoritma. Za praćenje dinamike frekvencije najbolje performanse se postižu sa kratkim prozorom podataka i visokom učestanošću odabiranja.

U predloženoj formi algoritam pored frekvencije estimira i amplitudu osnovnog harmonika napona. Matrica  $[A^*]$  se može proširiti tako da omogućava estimaciju i određenih viših harmoničnih komponenti, npr. drugog harmonika za transformatorsku prekostrujnu zaštitu ili trećeg harmonika za potrebe zaštite sinhronih generatora i slično. Za svaku dodatnu harmoničnu komponentu broj vrsta matrice se povećava za 50% u odnosu na osnovnu formu koja je data u ovom radu.

S obzirom da se algoritam bazira na nerekurzivnoj LES metodi on ne zahteva kontinuirano procesiranje odbiraka mernog signala, odnosno merenja su vezana isključivo za aktuelni prozor podataka. Ovo omogućava primenu algoritma za “skokovito” merenje frekvencije što može biti kod nekih primena (npr. za različite digitalne merne instrumente) od posebnog interesa.

Na osnovu više testova na kompjuterski generisanim signalima, kao i testova na realnim signalima snimljenim u laboratoriji i distributivnoj mreži, predloženi algoritam se pokazao kao prihvatljivo rešenje za praktične realizacije merenja amplitude i frekvencije osnovnog harmonika u EES. Posebne odlike algoritma su jednostavnost, robusnost i brzina procesiranja. Kao nedostatak algoritma može se uslovno uzeti potreba za izvesnim memorijskim prostorom u koji je potrebno smestiti matricu koeficijenata  $[A^*]$ . Memorija mora biti sa visokom brzinom pristupa da bi se smanjilo vreme komunikacije sa procesorom. Ovakvi tehnički zahtevi se, na današnjem tehnološkom nivou, ne odražavaju bitno na cenu uređaja, pa je i u tom pogledu predloženi algoritam konkurentan.



U poglavlju 3 razvijen je i testiran algoritam za merenje frekvencije u kojem su kombinovane nerekurzivna *Fourier*-ova metoda i *zero crossing* tehnika. Analizirane su filtarske osobine *Fourier*-ovih komponenti i zaključeno da sinusni filtar ima bolje filtarske karakteristike, pa uzrokuje manju grešku merenja frekvencije *zero crossing* metodom. Kroz simulacione testove pokazano je da algoritam ima visoku tačnost i pri velikim izobličenjima ulaznih mernih signala. Frekvencija odabiranja je bitan parametar koji utiče na tačnost algoritma. Za merenja u EES-u dobra tačnost estimacije osnovne frekvencije složenoperiodičnih signala se može postići za frekvencije odabiranja  $f_{odab} \geq 2000\text{Hz}$ . Dalje poboljšanje tačnosti se može postići usrednjavanjem merenja ili primenom *zero crossing* tehnike na više uzastopnih perioda procesiranog signala. Algoritam je osetljiv na prisustvo subharmonika i interharmonika niže frekvencije. Optimalnim izborom intervala primene *zero crossing* metode može se bitno uticati na smanjenje greške koju uzrokuju necelobrojni niskofrekventni harmonici.

Algoritam je vrlo robusan i praktično neosetljiv na nagle promene amplitude mernog signala. Karakteriše ga širok opseg merenja u pogledu frekvencije (od 10Hz do 90Hz). Ovako širok merni opseg omogućava primenu algoritma i kod digitalnih sistema zaštite i upravljanja generatorima u EES-u, kao i u izolovanim sistemima. Dinamičke osobine algoritma su testirane na računarski generisanim signalima i na realnim signalima merenim u laboratoriji. Maksimalno kašnjenje za osnovni model algoritma pri brzim promenama frekvencije je  $T_f + 2T$ , gde je  $T_f$  pretpostavljena frekvencija u *Fourier*-ovom razvoju a  $T$  merena perioda. U cilju poboljšanja dinamičkih performansi algoritma razvijene su dve nove varijante ovog algoritma. Testiran je algoritam sa ulaznim signalom koji je dobijen proizvodom ortogonalnih *Fourier*-ovih komponenti. Vreme odziva je kod ovog algoritma praktično duplo kraće u poređenju sa osnovnim algoritmom, ali je algoritam hardverski zahtevniji i nestabilniji kod poremećaja i izobličenja mernog signala. Najbolje performanse i praktičnu primenljivost pokazao je algoritam za trofazno merenje. Uz sve dobre osobine klasične forme ovaj algoritam ima bolje dinamičke osobine jer procesira tri fazno pomerena signala. Algoritam omogućava merenje frekvencije i u slučaju nestanka jednog ili dva merna signala, dok je procesorsko vreme praktično isto kao i za monofazna merenja.

Na osnovu više testova na kompjuterski generisanim signalima i eksperimenata u laboratorijskim i eksploatacionim uslovima, predloženi algoritam se pokazao kao prihvatljivo rešenje za praktične realizacije merenja frekvencije u EES i u izolovanim sistemima. Posebne odlike algoritma su jednostavnost, robusnost, tačnost i brzina procesiranja. Algoritam je primenljiv za procesiranje mernih signala koji mogu biti jako zagađeni višim harmonicima, a takođe je pouzdan i u uslovima prisustva jakog šuma u mernim signalima.

U poglavlju 4 razvijen je i testiran algoritam za merenje amplitude osnovnog harmonika mernih signala u uslovima velike varijacije osnovne frekvencije i prisustvu viših harmonika. Suštinska razlika u odnosu na klasičan *Fourier*-ov algoritam je uvođenje povratne sprege po frekvenciji, čime je omogućeno prilagođavanje širine prozora podataka osnovnoj učestanosti mernog signala. Frekvencija se meri kombinovanom *Fourier*-ovom metodom i *zero crossing* tehnikom sa fiksnom širinom prozora podataka. Tačnost merenja amplitude direktno zavisi od: tačnosti algoritma za merenja frekvencije, odstupanja merene frekvencije od pretpostavljene i periode odabiranja. Pokazalo se da greška u merenju amplitude ulaznog signala koji je jako harmonijski izobličen ne prelazi 2% u opsegu promene njegove osnovne frekvencije od 20Hz do 80Hz, uz učestanost odabiranja od 2000Hz. Testovi na realnim signalima promenljive učestanosti i računarski generisanim signalima su pokazali da je algoritam vrlo praktičan. Pored jednostavnosti on se odlikuje visokom klasom tačnosti, što ga kvalifikuje za primenu u sistemima upravljanja i relejne zaštite, ali i za digitalne merene uređaje: struja, napona, snaga i energije u EES-u.

Algoritmi koji su razvijeni u ovom magistarskom radu su praktično primenljivi ali je otvoren prostor za njihov dalji razvoj. Neki od mogućih pravaca razvoja predloženih algoritama su uvođenja varijabilne širine prozora podataka kod *Fourier*-ove metode u algoritmima za merenje frekvencije. Na ovaj način bi se poboljšale filtarske karakteristike *Fourier*-ovih komponenti u uslovima varijacije osnovne frekvencije ulaznog mernog signala. Takođe je potrebno analizirati mogućnost smanjenja greške modifikovane *zero crossing* tehnike korišćenjem nelinearnih (trigonometrijskih) aproksimacionih funkcija mernog signala u okolini njegovog prolaska kroz nulu. Uvođenje varijabilne širine prozora podataka u kombinovani *Fourier*-ov i *zero crossing* algoritam bi omogućilo potpuno objedinjavanje algoritama za merenje frekvencije i amplitude mernog signala čime bi takav algoritam za estimaciju amplitude i frekvencije osnovnog harmonika postao brži i jednostavniji.

## LITERATURA

- [1] M. Đurić, Tehnika zaštite u elektroenergetici, ETF Beograd, 1997.
- [2] T. S. Sidhu, Accurate Measurement of Power System Frequency Using a Digital Signal Processing Technique, *IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement*, Vol. 48, No. 1. February 1999, pp. 75-81
- [3] H. L. Jiang, X. J. Tang, Z. Y. Dong, T. K. Saha, An advance method for eliminating impact from frequency deviations in power system signal processing, *Electric Power Systems Research*, Vol. 67, 2003, pp. 177-184
- [4] Prospektivi materijali firmi Siemens i ABB.
- [5] D. Hart, D. Novosel, Y. Hu, B. Smith, M. Egolf, A new frequency tracking and phasor estimation algorithm for generator protection, *IEEE Transaction on Power Delivery*, Vol. 12, N<sup>o</sup> 3, July 1997, pp. 1064-1073
- [6] International Electrotechnical Vocabulary IEC, Section 101-104, International Electrotechnical Committee IEC, Geneva, 1982.
- [7] V. Echardt, P. Hippe, G. Hosemann, Dynamic measuring of frequency oscillations in multiphase power system, *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 4, No. 1, January 1989, pp. 95-102
- [8] N. Rajaković, Analiza elektroenergetskih sistema I, Elektrotehnički fakultet, Beograd, 2002.
- [9] X. Qingqiang, S. Jiale, G. Yaozhong, Real-Time Measurement of Mean Frequency in Two-Machine System During Power Swings, *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 19, No. 3, July 2004, pp. 1018-1023
- [10] K. H. Andrews, G. L. Park, Dynamic frequency, power, and voltage measurement, *I. S. A. Transaction*, Vol 10, No. 2, 1971.
- [11] N. R. Watson, J. Arrillaga, Harmonics in large systems, *Electric Power Systems Research*, No. 66, 2003, pp. 15-29
- [12] Ž. Đurišić, M. Đurić, Opis merno-akvizicionog sistema za kontrolu kvaliteta električne energije u distributivnom sistemu, *Zbornik radova, 27. savetovanje JUKO-CIGRE*, Zlatibor, 2005.
- [13] M. Đurić, Ž. Đurišić, Primena merno-akvizicionog sistema za kontrolu kvaliteta električne energije u distributivnom sistemu, *Zbornik radova, 27. savetovanje JUKO-CIGRE*, Zlatibor, 2005.

- [14] M. H. J. Bollen, What is power quality?, *Electric Power Systems Research*, No. 66, 2003, pp. 5-14
- [15] Ž. Đurišić, D. Mikičić, M. Bubnjević, Integracija malih elektrana u elektroenergetski sistem, *Zbornik radova, Alternativni izvori energije i budućnost njihove primene u SCG*, Budva, Oktobar 2005.
- [16] K. Gonyel, H. Panier, Ein neuer Frequenymeißumformer fur den Netyfrenybereich, *Meßtechnik*, No. 81, May 1973, pp. 131-136
- [17] M. M. Begovic, P. M. Duric, S. Dunlop, and A. G. Phadke, "Frequency tracking in power networks in the presence of harmonics, *IEEE Transaction on Power Delivery*, Vol. 8, No. 2, April 1993, pp. 480-485
- [18] V. Backrnutsky, V. Zmudikov, A. Agizim, G. Vaisman, A new DSP method for precise dynamic measurement of the actual power-line frequency and its data acquisition applications, *Measurement*, Vol. 18, No. 3, 1996, pp. 169-176
- [19] M. Sedlaček , J. Blaška, Low uncertainty power-line frequency estimation for distorted and noisy harmonic signals, *Measurement*, Vol. 35, 2004, pp. 97-107
- [20] Noro, Y., Inomoto, K., and Kuno, K. Accurate frequency estimation from five samples. *Digital Signal Processing*, Vol. 2, 1992, pp. 242-246
- [21] R. M. Adelson, Frequency Estimation from Few Measurements, *Digital Signal Processing*, Vol. 7, 1997, pp. 47-54
- [22] R. M. Adelson, Rapid Power-Line Frequency Monitoring, *Digital Signal Processing* Vol. 12, 2002, pp. 1-11
- [23] M. S. Sachdev, M. M. Giray, A Least Error Squares Technique for Determining Power System Frequency, *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, Vol. PAS-104, No. 2, February 1985.
- [24] M. Giray, M. S. Sachdev, Off – Nominal Frequency Measurements in Power Systems, *IEEE Transactions on power Delivery*, Vol. 4, No. 3, July 1989, pp. 1573-1577
- [25] V. Terzija, M. Đurić, B. Kovačević, A New Self-Tuning Algorithm for the Frequency Estimation of Distorted Signal, *IEEE Transactions on power Delivery*, Vol. 10, No. 4, October 1995, pp. 1779-1785
- [26] A. K. Pradhan, A. Routray, A. Basak, Power System Frequency Estimation Using Last Mean Sqere Technique, *IEEE Transactions on power Delivery*, Vol. 20, No. 3, July 2005, pp. 1812-1816.

- [27] V. V. Terzija, M. B. Djuric, and B. D. Kovacevic, Voltage phasor and local system frequency estimation using newton type algorithm, *IEEE Transaction on Power Delivery*, Vol. 9, No. 3, July 1994, pp. 1368-1374
- [28] A. A. Girgis, F.M. Ham, A new FFT-based digital frequency relay for load shedding, *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, Vol PAS –101, No. 2, February 1982, pp 433-439
- [29] A. G. Phadke, J. S. Thorp, M. G. Adamiak, A new measurement technique for tracking voltage phasors, local system frequency, and rate of change of frequency, *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, Vol PAS –101, No. 5, May 1983, pp. 1025-1038
- [30] D. Hart, D. Novosel, Y. Hu, B. Smith, M. Egolf, A new frequency tracking and phasor estimation algorithm for generator protection, *IEEE Transaction on Power Delivery*, Vol. 12, No. 3, July 1997, pp. 1064-1073
- [31] J. Yang, C. W. Liu, A precise calculation of power system frequency and phasor, *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 15, No. 2, April 2000, pp. 494-499
- [32] A. Carlosena, C. Macua, M. Zivanovic, Instrument for the Measurement of the Instantaneous Frequency, *IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement*, Vol. 49, No. 4, August 2000, pp. 783-789
- [33] M. Wang, Y. A Sun, "Practical, Precise Method for Frequency Tracking and Phasor Estimation" *IEEE Transactions on Power Delivery*, Accepted for future publication, 2004.
- [34] D. W. P. Thomas, M. S. Woolfson, Evaluation of Frequency Tracking Methods, *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 16, No. 3, July 2001, pp. 367-371
- [35] P. J. Moore, J. H. Allmeling, A. T. Johns, Frequency relaying based on instantaneous frequency measurement, *IEEE Transactions on power Delivery*, Vol. 11, No. 4, October 1996, pp. 1737-1742
- [36] A. A. Girgis, D. Hwang, Optimal estimation of voltage phasors and frequency deviations using linear and non-linear Kalman filtering. Theory and Limitations, *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, Vol PAS –103, No. 10, May 1984, pp. 2943-2949
- [37] J. L. Pinto de Sa, A new Kalman filter approach to digital relaying, *IEEE Transaction on Power Delivery*, Vol. 7, No. 3, 1992, pp. 1652-1660
- [38] P. K. Dash, R. K. Jena, G. Panda, A. Routray, An Extended Complex Kalman Filter for Frequency Measurement of Distorted Signals, *IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement*, Vol. 49, No. 4, August 2000, pp. 746-753

- [39] A. Routray, A. K. Pradhan, K. P. Rao, A Novel Kalman Filter for Frequency Estimation of Distorted Signals in Power Systems, *IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement*, Vol. 51, No. 3, June 2002, pp. 469-479.
- [40] T. Lobos, J. Rezmer, Real-Time Determination of Power System Frequency, *IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement*, Vol. 46, No. 4, August 1997, pp. 877-881.
- [41] Z. Salčić, Z. Li, U. D. Annakkage, N. Pahalwaththa, A comparison of frequency measurement methods for under frequency load shedding, *Electric Power Systems Research*, Vol. 45, 1998, pp. 209-219
- [42] H. Tao, I.F. Morrison, The measurement of power system frequency using a microprocessor, *Electric Power Systems Research*, Vol. 11, 1986, pp. 103-108
- [43] M. Akke, Frequency estimation by demodulation of two complex signals, *IEEE Transactions on power Delivery*, Vol. 12, No. 1, January 1997, pp. 157-163
- [44] Naggar and H. K. M. Youssed, A genetic based algorithm for frequency-relaying applications, *Electric Power Systems Research*, Vol. 55, 2000, pp. 173-178
- [45] P.K. Dash, D.P. Swain, A. Routray, A.C. Leiw, An adaptive neural network approach for the estimaton of power system frequency, *Electric Power Systems Research*, Vol. 41, 1997, pp. 203-210
- [46] L. L. Lai, W. L. Tse, C. T. Chan, and A. T. P. So, Real-time frequency and harmonic evaluation using artificial neural networks, *IEEE Transaction on Power Delivery*, Vol. 14, No. 1, January 1999, pp. 52-59
- [47] M. D. Kušljević, A Simple Recursive Algorithm for Frequency Estimation, *IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement*, Vol. 53, No. 2, April 2004, pp. 335-340.
- [48] Z. Salčić, R. Mikhael, A new method for instantaneous power system frequency measurement using reference points detection, *Electric Power Systems Research*, Vol. 55, 2000, pp. 97-102
- [49] R. Živanović, Local linear approximation for tracking frequency in power systems, *Electrical Power and Energy Systems*, Vol. 27, 2005, pp. 409-416
- [50] J. Jiang, Y. Zhang, A revisit to block and recursive least squares for parameter estimation, *Computers and Electrical Engineering*, Vol. 30, 2004, pp. 403-416
- [51] M. Đurić, Ž. Đurišić, An Algorithm for Off-Nominal Frequency Measurements in Electric Power Systems, *Electronics*, Vol. 7, No. 1, September 2003, pp. 11-14

- [52] M. Đurić, Ž. Đurišić, An Algorithm for Off-Nominal Frequency Measurements in Electric Power Systems, *Zbornik radova, INFOTEH-Jahorina*, Vol. 3, Ref. D-3, Mart 2003, pp. 173-176
- [53] M. Đurić, Ž. Đurišić, Algoritam za brzu estimaciju frekvencije u elektroenergetskom sistemu, *Originalan naučni rad, Elektroprivreda*, br. 1, 2004, pp. 15-30
- [54] V. V. Terzija, M. B. Đurić, "Digitalno merenje frekvencije i ostalih parametara niskofrekvencijskih signala", ETF, Beograd 1999.
- [55] M. Đurić, Ž. Đurišić, Algoritam za brzu estimaciju amplitude i frekvencije mernih signala u elektroenergetskom sistemu, *Zbornik radova, IX naučni skup Informacione tehnologije, Žabljak*, februar 2004. pp. 87-91
- [56] Ž. Đurišić, M. Đurić, Testiranje algoritma za brzu estimaciju amplitude i frekvencije mernih signala u elektroenergetskom sistemu, *Zbornik radova, IX naučni skup Informacione tehnologije, Žabljak*, februar 2004. pp. 92-96
- [57] S. A. Soliman, Power system digital voltmeters with low sensitivity to frequency change, *Measurement*, No. 16, 1995, pp. 161-170
- [58] L. V. Saranovac, Prilog metodama digitalnog merenja električnih veličina u elektroenergetskom sistemu, Doktorska disertacija, ETF Beograd, 2001.
- [59] M. Đurić, Ž. Đurišić, Merenje frekvencije pomoću zero crossing i Fourier-ove metode, *Zbornik radova, CIGRE – XII Simpozijum upravljanje i telekomunikacije u EES-u*, Budva, maj 2004.
- [60] M. Đurić, Ž. Đurišić, Frequency Measurement in Power Networks in the Presence of Harmonics Using Fourier and Zero Crossing Technique, *PSCC'05*, Liege, Belgium, August 2005.
- [61] M. Đurić, Ž. Đurišić, Kombinovana metoda za merenje frekvencije u EES-u u uslovima velikih harmonijskih izobličenja mernog signala, *Zbornik radova, 27 savetovanja JUKO-CIGRE*, Zlatibor, 2005.
- [62] R. Stanković, M. Stojić, S. Bogdanović, Fourierovo predstavljanje signala, Naučna knjiga, Beograd, 1988.
- [63] C. Li, W. Xu, T. Tayjasanant, Interharmonics: basic concepts and techniques for their detection and measurement, *Electric Power Systems Research*, Vol. 66, 2003, pp. 39-48
- [64] Ž. Đurišić, M. Đurić, Algoritam za estimaciju amplitude mernih signala u EES-u u uslovima velikih varijacija frekvencije i prisustvu viših harmonika, *Zbornik radova, Infoteh, Jahorina* 2005.