

Примјена једне модификације Фуријеовог алгоритма за мјерење показатеља квалитета електричне енергије

Бојана Новаковић
Електротехнички факултет
Универзитет у Београду
Београд, Република Србија
bojana.novakovic@etf.unssa.rs.ba

Срђан Јокић
Електротехнички факултет
Универзитет у Источно Сарајеву
Источно Сарајево, Република Српска
srdjan.jokic@etf.unssa.rs.ba

Садржај – У раду је описана модификација Фуријеовог алгоритма, примијењена за мјерење показатеља квалитета електричне енергије. Алгоритам је тестиран рачунарски генерисаним сигнаlima струје карактеристичним за различите нелинеарне потрошаче. Упоредени су резултати добијених примјеном класичног и предложеног модификованог алгоритма. Анализиран је утицај одступања претпостављене фреквенције сигнала од стварне при естимацији виших хармоника у случају постојања интерхармонијских изобличења сигнала. Добијени резултати су у уском опсегу одступања фреквенције од 50 Hz усклађени са стандардима који дефинишу мјерење квалитета електричне енергије.

Кључне ријечи – алгоритам, виши хармоници, интерхармоници, квалитет електричне енергије

I. УВОД

Напони и струје у електроенергетском систему (ЕЕС) су у идеалном случају простопериодичне функције времена. Међутим, у свим функционалним цјелинама ЕЕС-а постоји велики број нелинеарних елемената, због којих су напони и струје загађени вишим хармоникима и интерхармоникима.

У домаћинствима и јавним установама више хармонике производе телевизијска и аудио опрема, рачунари и монитори, телефони, штампачи, клима уређаји, штедне сијалице, погони за гријање, вентилацију, климатизацију и лифтове, непрекидна напајања, фискалне касе, различити медицински апарати и тд. Индуријски потрошачи су изузетно велики извори хармоника због примјене енергетских претварача, великих система непрекидног напајања, лучних и индукционих пећи, апарата за заваривање, регулисаних моторних погона... Нелинеарни елементи у преносном дијелу ЕЕС-а су засићени трансформатори, једносмјерни високонапонски системи, док у производном дијелу ЕЕС-а изворе хармонијских изобличења представљају синхрони генератори у електранама, вјетрогенератори, дистрибуиране производне јединице (фотонапонски системи, микротурбине, горивне ћелије) прикључене преко претварача на ЕЕС.

Највећи произвођачи интерхармоника су уређаји за претварање наизмјеничног напона једне фреквенције у

наизмјенични напон друге фреквенције, било директно (циклоконвертори), или индиректно (спрега исправљача и инвертора). Такође, извор интерхармоника су и уређаји са периодично промјенљивим оптерећењем (лучне пећи).

Хармонијска изобличења таласних облика напона и струја су основни разлог лошијег квалитета електричне енергије. За прорачун основних показатеља квалитета електричне енергије потребно је естимирати све хармонијске компоненте напона и струје, до одређеног реда. Помоћу (1) се изражава укупно хармонијско изобличење (THD – *Total Harmonic Distortion*) струје, процентуално у односу на амплитуду основног хармоника:

$$THD_I = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} I_k^2}}{I_1} \cdot 100, \quad (1)$$

при чему је I_k амплитуда k -те хармонијске компоненте струје. Аналогно се рачуна и укупно хармонијско изобличење напона. Затим се врше анализе и поређења са међународним стандардима који уређују ову проблематику (IEEE 519, EN50160, IEC 61000-3-2, IEC 61000-3-4), како за поједине категорије потрошача, тако и за елементе производног дијела ЕЕС-а. Алгоритми који се користе при естимацији морају обезбиједити тачност и у случају великих хармонијских изобличења улазног сигнала, јер директно утичу на тачност мјерних инструмената.

За одређивање параметара периодичног сигнала често се употребљава Фуријеов алгоритам, у коме се за естимацију основног хармоника сигнала користи дискретизовани Фуријеов ред [1]. Различите модификације Фуријеовог алгоритма омогућавају његове бројне примјене: естимацију виших хармоника сигнала [2], естимацију основног хармоника сигнала у случају непознате фреквенције сигнала [3], мјерење фреквенције [4]...

У раду је описана примјена једне модификације Фуријеовог алгоритма за естимацију амплитуда основног и виших хармоника мјереног сигнала који садржи и интерхармонике, у случају када није позната стварна фреквенција сигнала, те прорачун показатеља квалитета електричне енергије.

II. МОДИФИКОВАНИ ФУРИЈЕОВ АЛГОРИТАМ ЗА ЕСТИМАЦИЈУ ВИШИХ ХАРМОНИКА МЈЕРЕНОГ СИГНАЛА

Фуријеов алгоритам за естимацију основног хармоника мјереног сигнала описан је у [1]. Алгоритам се базира на претпоставци да је позната основна фреквенција сигнала. Уколико је разлика претпостављене и стварне фреквенције мала (± 0.5 Hz), максимална релативна грешка у мјерењу амплитуде простопериодичног сигнала Фуријеовим алгоритмом је $\pm 0.5\%$ [5]. За мјерење амплитуда сигнала чија основна фреквенција одступа више од ± 5 Hz од номиналне Фуријеов алгоритам није примјењив због велике грешке [5].

Прорачун показатеља квалитета електричне енергије врши се углавном у стањима у којима фреквенција не одступа значајно од назначене фреквенције система. То упућује на прихватљивост примјене Фуријеовог алгоритма за естимацију амплитуда виших хармоника струја и напона.

Мјерени сигнал $x(t)$ можемо представити релацијом:

$$x(t) = \sum_{k=1}^n X_k \cos(k\omega t + \varphi_k) + R(t), \quad (2)$$

гдје је X_k амплитуда k -тог хармоника, $k\omega = 2\pi kf$ – угаона фреквенција k -тог хармоника, f – основна фреквенција, φ_k – почетна фаза k -тог хармоника и $R(t)$ – дио сигнала који се састоји од суме виших хармоника, интерхармоника.

Дискретни Фуријеов ред k -те хармонијске компоненте сигнала (2) има облик:

$$\underline{X}_k = [\cos_k][x]^T + j[\sin_k][x]^T = A_k + jB_k. \quad (3)$$

Вектори $\cos_k$ и $\sin_k$ се формирају за претпостављену основну фреквенцију мјереног сигнала f_p и фреквенцију одабирања f_o сигнала $x(t)$, према (4) и (5):

$$\cos_k = \frac{2}{m} \left[\cos\left(\frac{2k\pi}{m}\right) \cos\left(2\frac{2k\pi}{m}\right) \cos\left(3\frac{2k\pi}{m}\right) \dots \cos\left((m-1)\frac{2k\pi}{m}\right) 1 \right], \quad (4)$$

$$\sin_k = \frac{2}{m} \left[\sin\left(\frac{2k\pi}{m}\right) \sin\left(2\frac{2k\pi}{m}\right) \sin\left(3\frac{2k\pi}{m}\right) \dots \sin\left((m-1)\frac{2k\pi}{m}\right) 0 \right], \quad (5)$$

гдје је:

$$m = \frac{f_o}{f_p}. \quad (6)$$

Вектор одбирака $[x]$ представља вектор тренутних вриједности сигнала узетих у еквидистантним временским тренуцима на растојању T_o ($T_o = 1/f_o$):

$$[x] = [x_1 \ x_2 \ x_3 \ \dots \ x_m]. \quad (7)$$

Претпостављена фреквенција мјереног сигнала f_p и фреквенција одабирања f_o морају бити одабране тако да m буде цео број. Да би континуални сигнал $x(t)$ био у потпуности дефинисан својим тренутним вриједностима $[x]$, фреквенција одабирања и фреквенција сигнала морају задовољавати теорему о одабирању ($f_o \geq 2f$) [1].

Компоненте A_k и B_k су ортогоналне компоненте k -тог хармоника мјереног сигнала $x(t)$, (реална и имагинарна компонента, респективно).

Амплитуда X_k k -тог хармоника мјереног сигнала у актуелном прозору података је:

$$X_k = \sqrt{A_k^2 + B_k^2}. \quad (8)$$

Почетна фаза k -тог хармоника мјереног сигнала је:

$$\varphi_k = \arctg \frac{B_k}{A_k}. \quad (9)$$

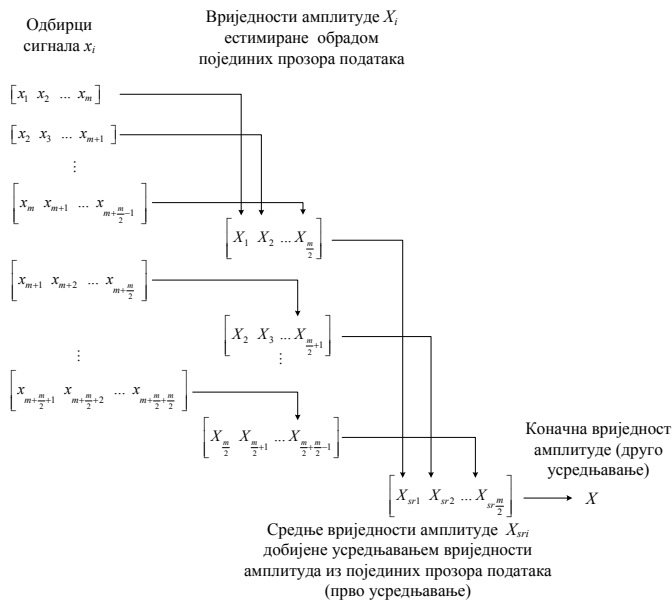
За обрађени прозор података могуће је добити по једну вриједност за ортогоналне компоненте Фуријеовог реда мјереног сигнала. Континуалним одабирањем са клизним прозором података, гдје се у сваком одабирању из прозора података одбацује најстарији, а додаје нови одбирак, добијамо ортогоналне компоненте Фуријеовог реда $A_k(t)$ и $B_k(t)$ које су простопериодичне функције фреквенције f [1].

Уколико је претпостављена фреквенција једнака стварној ($\Delta f = f_p = f$), амплитуде компоненти $A_k(t)$ и $B_k(t)$ једнаке су амплитуде k -тог хармоника мјереног сигнала X_k .

Када је претпостављена фреквенција различита од стварне, амплитуде компоненти $A_k(t)$ и $B_k(t)$ разликују се од амплитуде X_k . Амплитуда X_k осцилује између минималне и максималне вриједности са фреквенцијом $2f$. Те осцилације су несиметричне у односу на тачну вриједност (већа је негативна грешка), а несиметрија је израженија уколико је разлика фреквенција већа [1],[5].

Додатно смањење грешке постиже се усредњавањем естимираних амплитуда на дужини полупериоде основног хармоника. Уколико се сигнал обрађује са m тачака, довољно је узети средњу вриједност $m/2$ резултата, јер се ти резултати у другој полупериоди естимираних амплитуда хармоника понављају. Усредњавање вриједности амплитуде основног хармоника изазива кашњење резултата обраде сигнала једнако полупериоди основног хармоника.

Континуалном обрадом података уочава се да резултат усредњавања није константан, већ и он осцилује са $2f$. Ово осциловање може се смањити додатним усредњавањем, такође на периоду једнаком половини периоде основног хармоника, односно прорачуном $m/2$ резултата првобитног усредњавања, те њиховим усредњавањем. Друго усредњавање уноси додатно кашњење од једне полупериоде основног хармоника сигнала. Узимање одбирака и прорачун потребних вриједности приказано је на Сл. 1.

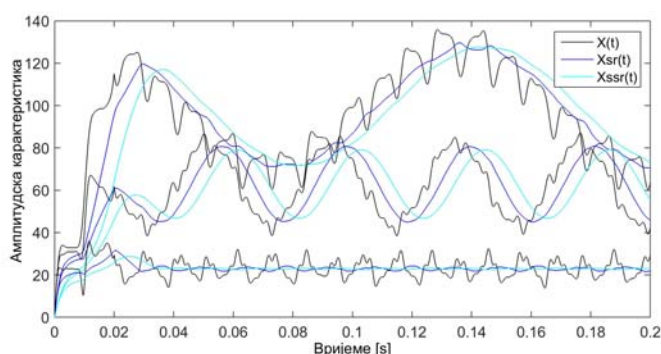


Слика 1. Поступак усредњавања резултата

За предложену примјену алгоритма сасвим је довољно посматрати одступање фреквенције од ± 2.5 Hz, јер фреквенција у систему ријетко кад узима вриједности изван опсега од 47.5 Hz до 51.5 Hz (такво стање би представљало хаваријско стање у ЕЕС-у, фреквенцијска заштита би искључила генераторе). Наравно, у ЕЕС-у постоје и стања гдје су могућа значајна одступања фреквенције од номиналне (на примјер, острвски рад).

Додатну грешку при естимацији уноси постојање интерхармоника у мјереном сигналу. На Сл. 2 су приказане двоструким усредњавањем естимиране амплитуде сигнала (10) (сложенопериодични сигнал коме су додати интерхармоници):

$$x(t) = 100 \cos 2\pi \cdot 50 \cdot t + 65 \cos 2\pi \cdot 3 \cdot 50 \cdot t + 25 \cos 2\pi \cdot 5 \cdot 50 \cdot t + 14 \cos(2\pi \cdot 42 \cdot t) + 16 \cos(2\pi \cdot 58 \cdot t) + 14 \cos(2\pi \cdot 126 \cdot t) + 14 \cos(2\pi \cdot 174 \cdot t). \quad (10)$$



Слика 2. Естимиране амплитуде компоненти сигнала $x(t)$ за $\Delta f = 2.5$ Hz

У случају постојања интерхармонијских компоненти фреквенције блиске фреквенцији k -тог хармоника у мјереном сигналу, амплитуда k -тог хармоника, естимирана двоструким усредњавањем, додатно осцилује (основни и

трећи хармоник на Сл. 2). Фреквенција ових осцилација једнака је разлици фреквенције k -тог хармоника и фреквенције интерхармоника.

Резултати добијени двоструким усредњавањем су тачнији него резултати добијени класичном Фуријеовом методом, али је због велике грешке резултат практично неупотребљив. Разлог појаве велике грешке је то што се при усредњавању не узму у обзир све вриједности које током осциловања поприми естимирана амплитуда.

Предложена модификација алгоритма односи се на додатно усредњавање резултата добијених двоструким усредњавањем. Периода из које узимамо резултати за додатно усредњавање добија се као временско растојање између два минимума естимиране амплитуде након двоструког усредњавања, изузимајући првих $2m$ резултата.

Како би у идеалном случају све вриједности добијене двоструким усредњавањем биле једнаке, за додатно усредњавање би добили периоду једнаку нули. У том случају усваја се резултат добијен након конвергенције алгоритма са двоструким усредњавањем.

На примјеру са Сл. 2, додатно треба усредњити двоструким усредњавањем естимиране вриједности амплитуде основног хармоника за период од 8 Hz (или цијелобројан умножак те вриједности), док је додатно усредњавање при естимацији трећег хармоника потребно извршити за период од 24 Hz (или цијелобројан умножак те вриједности).

Очигледно је за тачнији приказ потребно посматрати што шири прозор података. При прорачуну параметара квалитета електричне енергије то није проблем, јер брзина прорачуна није приоритет. У табели I приказане су естимиране вриједности амплитуде основног хармоника сигнала (10) различитим методама. Уочава се да тачније резултате даје алгоритам са додатним усредњавањем.

ТАБЕЛА I. АМПЛИТУДА ОСНОВНОГ ХАРМОНИКА СИГНАЛА $x(t)$

Метод	Естимирана амплитуда основног хармоника*	
	$\Delta f = 0$	$\Delta f = 2.5$ Hz
Класични Фуријеов алгоритам	124.3912	115.0731
Прво усредњавање	119.7939	119.5614
Друго усредњавање	114.9458	114.6487
Додатно усредњавање	100.0564	99.6743

*Задата вриједност амплитуде $X_1=100$

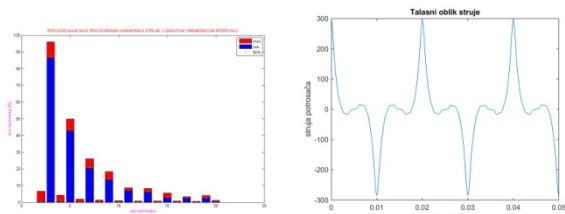
III. СИГНАЛИ ЗА ТЕСТИРАЊЕ АЛГОРИТМА

Алгоритам је тестиран рачунарски генерисаним сигнаlima познате фреквенције и познатих амплитуда хармоника. Генерисани сигнали одговарају сигнаlima снимљеним у реалним условима. Анализирали су сигнали струје персоналног десктоп рачунара, струје LED (*Light Emitting Diode*) сијалица са контролером нијансе боје свјетлости и струје асинхроног мотора.

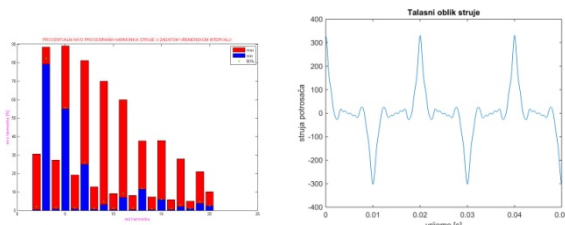
Најприје је снимљен таласни облик и одређен амплитудски ниво (у односу на основни хармоник) виших

хармоника сигнала који одговарају различитим потрошачима. За снимање у реалним условима кориштен је мјерно-аквизициони систем за мјерење и анализу параметара квалитета електричне енергије развијен на Електротехничком факултету у Београду [6].

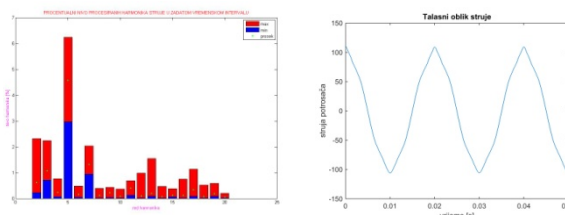
На основу добијених резултата генерисани су одговарајући сложенопериодични сигнали, у којим су амплитуде појединих хармоника једнаке просјечном нивоу карактеристичном за поједине потрошаче. На Сл. 3, 4 и 5 приказани су снимљени амплитудски нивои виших хармоника и таласни облици генерисаних сигнала.



Слика 3. Струја персоналног десктоп рачунара: а) амплитудски ниво виших хармоника, б) таласни облик



Слика 4. Струја LED сијалица: а) амплитудски ниво виших хармоника, б) таласни облик



Слика 5. Струја асинхроног мотора: а) амплитудски ниво виших хармоника, б) таласни облик

Генерисаним сложенопериодичним сигналимa додат је дио који је представљао шум (сигнал амплитуде 0.5% од амплитуде основног хармоника, фреквенције 132 Hz и сигнал амплитуде 0.3% од амплитуде основног хармоника, фреквенције 16.67 Hz). Овакав сигнал је представљен као слабо изобличен сигнал. Затим смо слабо изобличеном сигналу додали и дио који се састојао од сигнала амплитуде 14% од амплитуде основног хармоника, фреквенције 42 Hz, сигнала амплитуде 16% од амплитуде основног хармоника, фреквенције 58 Hz, сигнала амплитуде 14% од амплитуде основног хармоника, фреквенције 126 Hz и сигнала амплитуде 16% од амплитуде основног хармоника, фреквенције 174 Hz. Добијени сигнал представљен је као јакo изобличен.

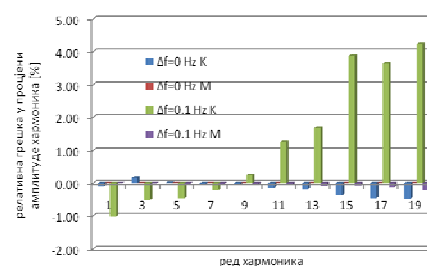
Естимирани су хармоници закључно са двадесетим. Да би и при естимацији двадесетог хармоника био задовољен услов теореме о одабирању ($f_0 \geq 40f$), фреквенција

одабирања мора бити бар 2 kHz. При анализи је одабрано 5 kHz. Посматрани су случајеви када су претпостављена и стварна фреквенција једнаке, као и одступање претпостављене фреквенције од стварне ($\Delta f > 0$).

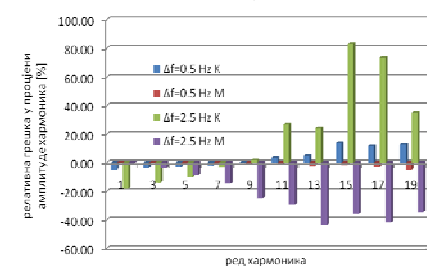
IV. РЕЗУЛТАТИ И ДИСКУСИЈА

Резултати (Сл. 7, 8) су представљени као вриједности релативне грешке при естимацији амплитудских нивоа појединих хармоника за различите вриједности стварне фреквенције сигнала f . Претпостављена фреквенција сигнала је увијек била $f_p = 50$ Hz. Са К су означене вриједности добијене класичним Фуријеовим алгоритмом, а са М вриједности добијене модификованим алгоритмом (додатним усредњавањем).

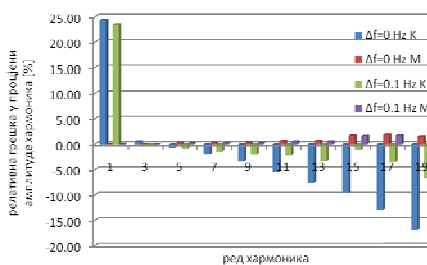
A. Струја асинхроног мотора



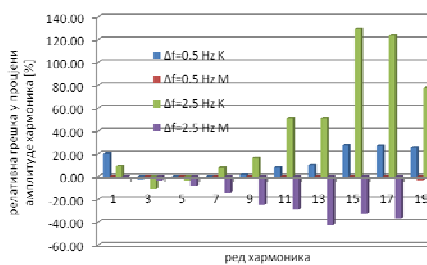
а)



б)



в)

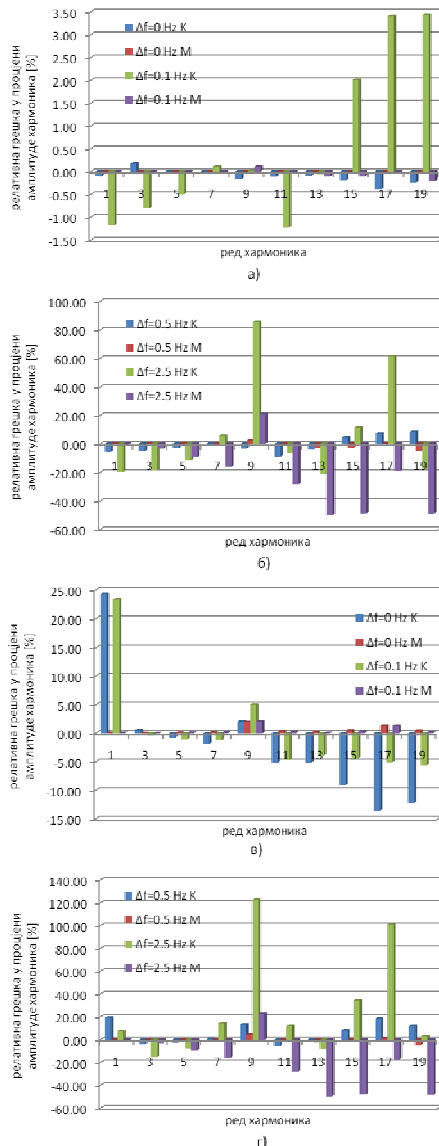


г)

Слика 7. Релативна грешка при естимацији амплитуде хармоника рачунара: а) слабо изобличен сигнал, $\Delta f = 0$, б) слабо изобличен сигнал, $\Delta f = 2.5$ Hz, в) јакo изобличен сигнал, $\Delta f = 0$, г) јакo изобличен сигнал, $\Delta f = 2.5$ Hz

На дијаграмима нису приказани резултати за парне хармонике. Алгоритам је при естимацији парних хармоника већ при одступању претпостављеном фреквенције од стварне за 0.1 Hz, при слабо изобличеном сигналу правио грешку већу од 5%. Једино су у случају $\Delta f = 0$ и за парне хармонике добијене релативне грешке мање од 0.5%, изузев другог хармоника (грешка је износила 5%). При $\Delta f > 0$, парни хармоници су били изненађујуће лоше естимирани, како од стране класичног, тако и од стране модификованог алгоритма.

Б. Струја LED сијалица



Слика 8. Релативна грешка при естимацији амплитуде хармоника LED сијалица: а) слабо изобличен сигнал, $\Delta f = 0$, б) слабо изобличен сигнал, $\Delta f = 2.5$ Hz, в) јако изобличен сигнал, $\Delta f = 0$, г) јако изобличен сигнал, $\Delta f = 2.5$ Hz

На дијаграмима нису приказани резултати за парне хармонике из истих разлога као у првом примјеру.

В. Струја асинхроног мотора

Сигнал струје асинхроног мотора се од сигнала из претходних примјера разликује по томе што му је амплитудски ниво свих виших хармоника јако низак (мотор је радио под оптерећењем). При естимацији амплитуда хармоника овог сигнала модификованом методом, у случају слабо изобличеног сигнала, при $\Delta f = 0$ грешка није прелазила 0.5%. С порастом одступања претпостављене фреквенције од стварне, уочава се пораст грешке при естимацији свих хармоника, осим основног. Прорачун са јако изобличеним сигналом даје већ при $\Delta f = 0$ неприхватљиве грешке за све хармонике, осим основног.

На основу добијених вриједности амплитуда вршен је прорачун THD-a сигнала. Резултати су приказани у табели II. Уочава се да је за прва два примјера вриједност THD-a прорачуната модификованом методом ближа стварној. У трећем примјеру класична метода даје резултат са мањом грешком, али треба узети у обзир да је та вриједност THD-a прорачуната на основу класичном методом погрешно естимираних амплитуда основног хармоника (грешка око 15%). Код модификоване методе се такође уочава значајно одступање прорачунате од стварне вриједности у трећем примјеру, што се објашњава очекивано лошом естимацијом трећег хармоника сигнала (компоненте шума фреквенције блиске фреквенцији трећег хармоника имале су амплитудске нивое више од самог хармоника).

Поређењем стварних и вриједности естимираних класичним и предложеним алгоритмом, утврђено је да предложена модификација омогућава прорачун са мањом грешком. Чак и при познатој фреквенцији сигнала, при естимацији амплитуда виших хармоника слабо изобличеног сигнала, боље резултате даје модификовани алгоритам. Резултати ближи тачној вриједности (у односу на класични Фуријеов алгоритам) се добијају и у случају одступања претпостављене фреквенције од стварне, као и код јако изобличеног сигнала.

Грешка при прорачуну амплитуде основног хармоника модификованом методом у посматраном опсегу одступања претпостављене фреквенције од стварне, у случају јако изобличеног сигнала, не прелази 0.59% (класична метода даје грешку од 13% до 24%).

Алгоритам са додатним усредњавањем за фреквенције 50 ± 0.5 Hz даје изузетно добре резултате при прорачуну непарних хармонијских компоненти.

Међутим, иако ближи тачној вриједности, резултати естимације парних хармоника добијени модификованом методом задовољавајући су само у случају слабо изобличеног сигнала, када је претпостављена фреквенција сигнала једнака стварној. Занимљиво је да се најмања грешка добија при естимацији посљедњег посматраног парног хармоника (двадесетог), а највећа при естимацији другог хармоника.

Уочава се да је и за непарне хармоника грешка већа када је амплитудски ниво хармоника низак.

ТАБЕЛА II. ПРОРАЧУНАТЕ ВРИЈЕДНОСТИ THD [%] СИГНАЛА

Стварна вр.		слабо изобличен сигнал						јако изобличен сигнал					
		$f = 50 \text{ Hz}$		$f = 49.5 \text{ Hz}$		$f = 47.5 \text{ Hz}$		$f = 50 \text{ Hz}$		$f = 49.5 \text{ Hz}$		$f = 47.5 \text{ Hz}$	
		К	М	К	М	К	М	К	М	К	М	К	М
Рачунар	102.32	102.54	102.32	104.36	102.29	113.83	101.67	83.66	103.31	84.98	103.24	90.62	102.56
Сијалице	111.24	111.46	111.25	113.38	111.18	124.12	110.30	90.45	112.13	91.77	112.03	97.89	111.05
Мотор	4.92	4.91	4.92	4.99	5.06	6.16	7.97	4.63	6.06	4.57	6.00	5.23	8.16

Према критеријумима наведеним у норми IEC 61000-4-7, приказаним у табели III [7], [8], већа прецизност се захтијева при естимацији хармоника са нижим амплитудским нивоом. На основу ових података закључујемо да је предложени алгоритам прихватљив за практичну реализацију мјерења у ЕЕС-у само у ограниченом опсегу промјене фреквенције ($50 \pm 0.1 \text{ Hz}$).

ТАБЕЛА III. ДЕФИНИСАЊЕ МЈЕРНЕ НЕСИГУРНОСТИ IEC 61000-4-7 [7]

Класа тачности	Мјерење	Услови	Максимална грешка
I	Напон	$U_m \geq 1\% U_{nom}$	$5\% U_m$
		$U_m < 1\% U_{nom}$	$0,05\% U_m$
	Струја	$I_m \geq 3\% I_{nom}$	$\pm 5\% I_m$
		$I_m < 3\% I_{nom}$	$\pm 0,15\% I_{nom}$
II	Снага	$P_m < 150 \text{ W}$	$\pm 1,5 \text{ W}$
		$P_m > 150 \text{ W}$	$\pm 1\% P_m$
	Напон	$U_m \geq 3\% U_{nom}$	$5\% U_m$
		$U_m < 3\% U_{nom}$	$0,15\% U_m$
	Струја	$I_m \geq 10\% I_{nom}$	$\pm 5\% I_m$
		$I_m < 10\% I_{nom}$	$\pm 0,5\% I_{nom}$

U_m и I_m – мјерене вриједности
 I_{nom} – Номинални струјни опсег инструмента
 U_{nom} – Номинални напонски опсег инструмента

ЗАКЉУЧАК

У раду је описана модификација Фуријеовог алгоритма за естимацију амплитуда виших хармоника мјереног сигнала, која се базира на обради прозора података фиксне ширине. У односу на класичну методу и до сада разматране методе усредњавања, разлика је у примјени додатног усредњавања. Додатно усредњавање неопходно је при естимацији амплитуда хармоника у чијој околини постоје интерхармонијске компоненте. Карактеристике алгоритма су једноставност и релативно кратко вријеме процесирања. Битан параметар при естимацији је и ширина прозора података, која мора бити што већа, како би се уочиле евентуалне осцилације естимираних амплитуда након двоструког усредњавања.

Тестови спроведени на компјутерски генерисаним сигнаlima показали су да постоје значајна ограничења у примјени алгоритма. Она се прије свега односе на немогућност прецизне естимације парних хармоника уколико претпостављена фреквенција одступа од стварне.

Предложени алгоритам је могуће користити за естимацију амплитуда непарних хармоника. Посебно је прецизна естимација основног хармоника, јер се мала

грешка добија чак и у случају значајних интерхармонијских изобличења посматраног сигнала.

Основни узрок грешке у примјени класичног Фуријеовог алгоритма, па и код предложене модификације, је одступање претпостављене фреквенције од стварне. За прецизну естимацију је потребно увести повратну спрегу по фреквенцији, што би захтијевало и промјенљиву ширину прозора података.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] М. Ђурић, З. Стојановић, *Релејна заштита*, КИЗ „Центар“, Београд, 2014.
- [2] Б. Новаковић, С. Јокић, Ж. Ђуришић – „Алгоритам за естимацију фазора виших хармоника напона и струја“, Индел, Бањалука, 2011.
- [3] М. Ђурић – „Модификовани *Fourier*-ов алгоритам за мјерење основног хармоника сигнала“, Електропривреда, бр. 2, 2004.
- [4] М. Ђурић, Ж. Ђуришић – „Мјерење фреквенције помоћу zero crossing и *Fourier*-ове методе“, CIGRE – XII Симпозијум – управљање и телекомуникације у ЕЕС-у, Будва, 19 – 21. мај 2004.
- [5] М. Ђурић, Ж. Ђуришић – „Алгоритам за естимацију амплитуде мјерних сигнала у ЕЕС-у у условима великих варијација фреквенције и присуству виших хармоника“, Зборник радова, INFOTEH@-JAHORINA, Јахорина 2005.
- [6] М. Ђурић, Ж. Ђуришић – „Развој система за мјерење и анализу параметара квалитета електричне енергије базираном на персоналном рачунару“, елаборат, Београд, јун 2007.
- [7] IEC 61000-4-7:2002, Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 4-7: Testing and measurement techniques – General guide on harmonics and interharmonics measurements and instrumentation, for power supply systems and equipment connected thereto – Basic EMC publication
- [8] IEC 61000-4-30 (FDIS-Ed2), Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 4-30: Testing and measurement techniques — Power quality measurement methods - Basic EMC publication.

ABSTRACT

A modification of Fourier algorithm, applied for power quality measurements is described. Tests are performed with computer generated signals of currents characterizing different nonlinear loads. Results are compared with results of classic Fourier algorithm. Frequency deviations for harmonic estimation are analyzed for signals with interharmonics distortions. Results are accorded with standards defying power quality measurements, for narrow range of frequency deviations.

APPLICATION OF A FOURIER'S ALGORITHM MODIFICATION IN POWER QUALITY MEASUREMENTS

Bojana Novaković, Srđan Jokić