

Analiza i badania algorytmów pomiaru częstotliwości w systemie elektroenergetycznym bazujących na położeniu fazora sygnału pomiarowego cz.2

Streszczenie. W artykule przedstawiono drugą z autorskich metod wyznaczania częstotliwości w systemie elektroenergetycznym (pierwszą metodę przedstawiono w części pierwszej). Metoda bazuje na śledzeniu w określonych, zdeterminowanych częstotliwością próbkowania, interwałach czasu zmian położenia na płaszczyźnie fazowej fazora sygnału pomiarowego (napięciowego). Parametry fazora sygnału oblicza się stosując pełnokresową filtrację ortogonalną o stałych parametrach filtrów - dostosowanych do sygnału o częstotliwości znamionowej 50 Hz. Dysponując kątami położenia fazora sygnału na początku i końcu cyklu pomiarowego można wyznaczyć zachodzącą w tym czasie potencjalną zmianę jego częstotliwości i wyznaczyć aktualną częstotliwość. Stałość parametrów filtrów ortogonalnych przy zmiennej częstotliwości sygnału wymuszają konieczność korekcyjnych wzmocnień filtrów oraz stosowania filtra uśredniającego. Działania te pozwalają na uzyskanie założonej dokładności pomiarowej. Przeprowadzono badania symulacyjne wpływu warunków pracy algorytmu i postaci sygnału pomiarowego na dokładność wyznaczenia częstotliwości.

Abstract. The article presents the second of the author's methods for determining frequency in the power system (the first method is presented in the first part). The method is based on tracking changes in the position of the measurement signal phasor on the phase plane at specific time intervals - determined by the sampling frequency. The signal phasor parameters are calculated using full-wave orthogonal filtering. Having the position angles of the signal phasor at the beginning and end of the measurement cycle, it is possible to determine the potential change in its frequency occurring at that time and determine the current frequency. Constancy of orthogonal filters parameters with variable signal frequency will require correction of filter gains and the use of an averaging filter. These activities allow to achieve the assumed measurement accuracy. Simulation studies were carried out on the influence of algorithms operating conditions and the form of the measurement signal on the accuracy of frequency determination. **(Analysis and research of frequency measurement algorithms in the power system based on the position of the measurement signal phasor, part 2).**

Słowa kluczowe: sygnał pomiarowy, częstotliwość, zmodyfikowana filtracja ortogonalna, algorytm wyznaczania częstotliwości
Keywords: measurement signal, frequency, modified orthogonal filtering, frequency determination algorithm

Wstęp

Częstotliwość jest istotną wielkością charakteryzującą prawidłowość pracy systemu elektroenergetycznego (SEE). Ze względu na zachodzące w nim zmiany funkcjonowania w ramach transformacji energetycznej zakres obserwowanych zmian częstotliwości różni się dla struktur klasycznych, m.in. przez postępujące nasycenie źródłami OZE (odnawialne źródła energii). Z tego względu rośnie potrzeba rozwoju automatyzacji obserwowalności pracy SEE, jak i modyfikacji przypisanych mu automatyk (w tym automatyki zabezpieczeniowej). Od kilkunastu lat obserwuje się postępujący rozwój technik pomiarów synchronicznych i ich implementacji w strukturach automatyki elektroenergetycznej [1]. Podstawową jednostką systemów opartych o pomiary synchroniczne jest PMU (Phasor Measurement Unit). Stanowi ona podstawowe źródło informacji na temat mierzonych „punktowo” wielkości pomiarowych, w tym częstotliwości. Drugi zestaw algorytmów został opracowany przez Autorów na potrzeby realizacji pomiarów synchronicznych w jednostkach PMU. W artykule zostanie szczegółowo opisany algorytm wyznaczania aktualnej wartości częstotliwości. Przyjęty zakres pomiarowy zawiera się w częstotliwościach od 45 Hz do 55 Hz, co pozwala na jego skuteczne wykorzystanie zarówno w pracy SEE jako całości, jak i w wydzielonych obszarach sieciowych (praca wyspowa) czy społecznościach energetycznych zasilanych głównie ze źródeł OZE, gdzie spodziewana jest duża dynamika zmian częstotliwości. Ze względu na potencjalne wykorzystanie algorytmu do celów realizacji zadań elektroenergetycznej automatyki zabezpieczeniowej (EAZ) wymagana jest jego duża dokładność (nie dokładność poniżej 1%) i dynamika działania (nie przekraczająca kilkudziesięciu milisekund) [2]. W drugiej części artykułu rozważono algorytm bazujący na położeniu fazora na płaszczyźnie fazowej, wyznaczanego przez parę filtrów ortogonalnych o stałych współczynnikach dopasowanych do częstotliwości znamionowej. Istnieją

rozwiązania wykorzystujące dedykowane stacjonarne filtry wąskopasmowe, jak i o dynamicznie dopasowujących się długościach okien pomiarowych [3] [4].

Wymagania normatywne dotyczące pomiarów w jednostkach PMU

Podstawowe wymagania metrologiczne odnośnie jednostek pomiarowych PMU zostały określone w normie IEC60255-118:2018. Urządzenia PMU w zależności od zastosowania mogą być zakwalifikowane do jednej z dwóch klas – klasy P dla zastosowań związanych z funkcjami zabezpieczeń elektroenergetycznych, oraz klasy M dla celów pomiarowych [5]. Obie klasy różnią się wymaganiami odnośnie zakresów pomiarowych, spodziewanej dynamiki pomiarów oraz częstości raportowania i przyjętej częstotliwości znamionowej systemu.

Częstotliwość i jej pochodna ROCOF (Rate Of Change Of Frequency) według [5] powinny być wyznaczane na podstawie zmian wyznaczonego kąta fazowego fazora według zależności:

$$(1) \quad FE = f(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\theta(t)}{dt} = f_0 + \frac{1}{2\pi} \frac{d[\alpha(t)]}{dt},$$

Według [5] maksymalne niedokładności wyznaczenia częstotliwości w stanach stacjonarnych sygnału pomiarowego nie powinny przekroczyć wartości 5 mHz przy zakresie pomiarowym $\pm 2\text{Hz}$ dla klasy P oraz $\pm 5\text{Hz}$ dla klasy M. Z kolei w stanach dynamicznych sygnału pomiarowego z uwagi na założoną stałą częstotliwość próbkowania podczas badania skoku kąta, dla pomiaru częstotliwości i ROCOF nie określono maksymalnego przeregulowania ani czasu opóźnienia, jedynie czas odpowiedzi, którego wartość nie powinna przekroczyć 90ms dla klasy P oraz 280 ms dla klasy M.

Idea działania algorytmu

Zasada obliczania częstotliwości składowej użytecznej sygnału pomiarowego bazuje analogicznie jak w przypadku

pierwszego algorytmu (opis w cz. 1), na śledzeniu, w określonych interwałach czasu położenia faza pierwszej harmonicznej sygnału na płaszczyźnie fazowej. Pozwala to na iteracyjną identyfikację potencjalnych zmian częstotliwości a w konsekwencji jej korektę do wartości aktualnej.

Traktując jako sygnał pomiarowy sygnał napięciowy, dla chwili $t_{(p)}$ wyznaczającej początek cyklu pomiarowego wyznacza się kąt faza składowej użytecznej sygnału (pierwszej harmonicznej) $\alpha_{(p)}^{1h}$. W chwili $t_{(k)}$ określającej koniec danego cyklu pomiarowego oblicza się kąt $\alpha_{(k)}^{1h}$.

Dla uzyskania parametrów faza pierwszej harmonicznej sygnału pomiarowego konieczna jest jego wstępna filtracja wąskopasmowa eliminująca lub skutecznie tłumiąca składowe zakłócające (w szczególności wyższe harmoniczne niższych rzędów - do 1 kHz). Do wyznaczenia faza sygnału wykorzystuje się jego składowe ortogonalne. W tym celu wykorzystuje się pełnokresowe filtry ortogonalne o stałych parametrach i oknach pomiarowych stanowiących jeden okres funkcji sinus i kosinus. Algorytm, w przeciwieństwie do pierwszego pracuje przy stałej długości okna pomiarowego T_w i częstotliwości funkcji okna $f_{(o)}$ filtrów ortogonalnych dopasowanych do sygnału o częstotliwości znamionowej, tj. 50 Hz. Czas trwania cyklu pomiarowego jest krótszy niż poprzednio (okres sygnału $T_{(A)}^{1h}$) i jest równy wartości kT_i , gdzie $k=1, 2, \dots, p-1$. Chcąc uzyskać algorytm o najlepszej dynamice przyjmuje się k równe jedności.

Zasada wyznaczania częstotliwości sygnału

Wykorzystując sygnał wejściowy w postaci monoharmonicznego sygnału napięciowego:

$$(2) \quad u_1(t) = U_{1m} \sin(\omega_1 t + \alpha),$$

wyznacza się jego kąt fazowy dla dwóch chwil definiujących cykl pomiarowy, mianowicie dla chwili początkowej $t_{(p)}$, oraz chwili końcowej $t_{(k)}$ obliczanej według zależności:

$$(3) \quad t_{(k)} = t_{(p)} + k \frac{T_i}{p} = t_{(p)} + \frac{2\pi k}{p\omega_1^{(p)}}, \quad k \ll 1 \div p-1 >$$

gdzie: p – liczba próbek sygnału pomiarowego w okresie składowej podstawowej wynoszącym 20 ms, $\omega_1^{(p)}$ – pulsacja pierwszej harmonicznej sygnału pomiarowego w chwili $t_{(p)}$.

Dysponując kątem fazowym położenia faza sygnału pomiarowego w chwili początkowej cyklu pomiarowego $\alpha_{(p)}^{1h}$, kąt fazowy faza dla chwili końcowej cyklu opisuje równanie:

$$(4) \quad \alpha_{(k)}^{1h} = \alpha_{(p)}^{1h} + \int_{t_{(p)}}^{t_{(p)} + k \frac{T_i}{p}} \omega_1^{(p)} dt.$$

Jeżeli w trakcie cyklu pomiarowego częstotliwość sygnału nie uległa zmianie kąt fazowy w chwili końcowej cyklu opisuje zależność:

$$(5) \quad \alpha_{(k)}^{1h} = \alpha_{(p)}^{1h} + k \frac{2\pi}{p}.$$

W sytuacji, gdy częstotliwość uległa zmianie kąt fazowy na końcu cyklu wyznacza się z zależności:

$$(6) \quad \alpha_{(k)}^{1h} = \alpha_{(p)}^{1h} + \int_{t_{(p)}}^{t_{(p)} + k \frac{T_i}{p}} [\omega_1^{(p)} + \Delta\omega_1^{(p)}] dt.$$

Po przekształceniach uzyskuje się równanie:

$$(7) \quad \alpha_{(k)}^{1h} = \alpha_{(p)}^{1h} + k \frac{2\pi}{p} \left(1 \pm \frac{\Delta f_1^{(p)}}{f_1^{(p)}}\right),$$

gdzie: $\Delta f_1^{(p)}$ – zmiana częstotliwości sygnału w czasie cyklu pomiarowego.

Obliczając różnicę kątów fazowych dla końca i początku cyklu pomiarowego otrzymuje się równanie:

$$(8) \quad \alpha_{(k)}^{1h} - \alpha_{(p)}^{1h} = k \frac{2\pi}{p f_1^{(p)}} (f_1^{(p)} \pm \Delta f_1^{(p)}).$$

co pozwala wyznaczyć zmianę częstotliwości:

$$(9) \quad \pm \Delta f_1^{(p)} = f_1^{(p)} \left[\frac{p}{2k\pi} (\alpha_{(k)}^{1h} - \alpha_{(p)}^{1h}) - 1 \right]$$

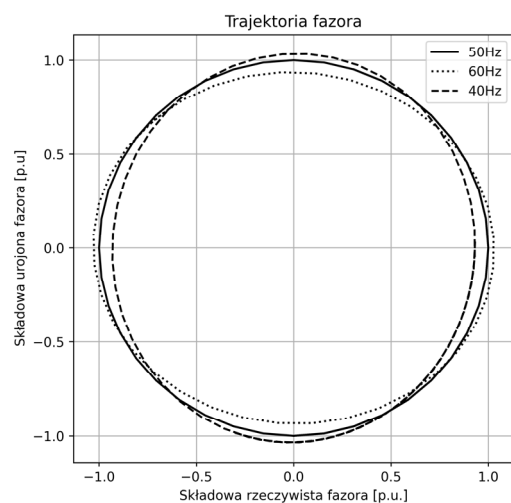
oraz wyznaczyć wartość częstotliwości na końcu cyklu pomiarowego przyjmowaną jako wartość aktualną:

$$(10) \quad f_1^{(k)} = f_1^{(A)} = f_1^{(p)} \pm \Delta f_1^{(p)} = f_1^{(p)} \frac{p}{2k\pi} (\alpha_{(k)}^{1h} - \alpha_{(p)}^{1h}).$$

Dla uzyskania krótkich czasów cykli pomiarowych przyjęto $k=1$.

W sytuacji, gdy częstotliwość składowej użytecznej nie ulega zmianie od wartości znamionowej, trajektoria przemieszczania się faza na płaszczyźnie fazowej ma charakter kołowy. W przypadku zmiany częstotliwości sygnału pomiarowego od wartości znamionowej faza będzie poruszał się po trajektorii eliptycznej, co zilustrowano na rysunku 1. Wynika to z różnicy wzmocnienia filtrów ortogonalnych dla częstotliwości innej niż znamionowa.

Zatem wartości w czasie kąta fazowego faza będą zawierały informacje o aktualnej częstotliwości pierwszej, jak i składowej pasożytniczej tj. drugiej harmonicznej. Przy stałej częstotliwości przyrosty wyznaczonego kąta w kolejnych iteracjach nie są liniowe.



Rys. 1. Trajektoria przemieszczania się faza sygnału na płaszczyźnie zespolonej przy wykorzystaniu filtrów ortogonalnych dopasowanych do 50Hz.

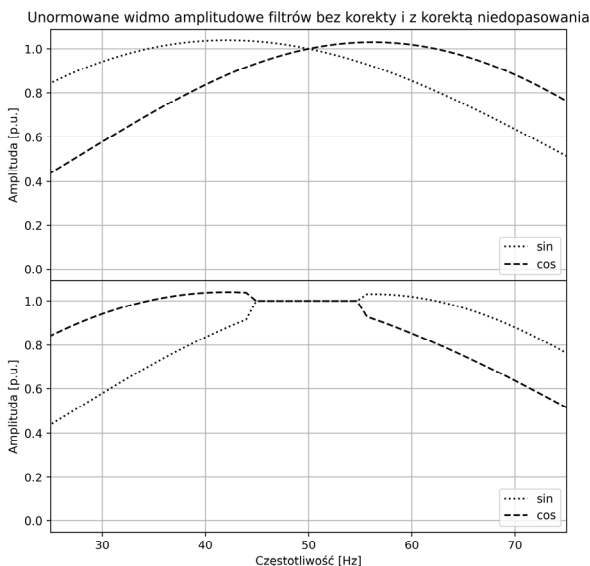
Szacowanie niedokładności związanej z niedopasowaniem filtrów ortogonalnych

Niedokładność wyznaczenia kąta fazowego $\Delta\alpha_H$ spowodowana niedopasowaniem filtrów ortogonalnych do częstotliwości sygnału zależy od stosunku wzmocnień filtrów dla analizowanej częstotliwości f . W rozpatrywanym zakresie częstotliwości $<45-55>$ Hz stosunek wzmocnień filtrów najbardziej odbiega od jedności dla częstotliwości 45Hz (wynosi około 1,11), co odpowiada maksymalnej niedokładności wyznaczenia kąta $\Delta\alpha_{Hmax45}$ na poziomie 3 stopni (0,017rad). W tabeli 1 zestawiono stosunek wzmocnień filtru sinusowego i kosinusowego określonego jako poziom niedopasowania dla wybranych częstotliwości składowej podstawowej sygnału pomiarowego.

Tabela 1. Poziom niedopasowania filtrów ortogonalnych dla wybranych częstotliwości sygnału

Częstotliwość	Poziom niedopasowania
[Hz]	[-]
45	1,11
48	1,04
49	1,02
50	1,00
51	0,98
52	0,96
55	0,91

W celu minimalizacji wpływu niedopasowania filtrów do częstotliwości sygnału, wprowadzono korektę wzmocnienia filtrów na podstawie wyznaczonej wartości częstotliwości z poprzedniej iteracji w zakresie <45-55> Hz. W tym celu wyznaczono funkcję aproksymującą wartości korygujące stosunek wzmocnień filtrów do jedności w badanym zakresie częstotliwości. Charakterystyki częstotliwościowe widm amplitudowych filtrów ortogonalnych przed i po korekcie przedstawiono na rysunku 2.



Rys. 2. Charakterystyki częstotliwościowe widm amplitudowych filtrów ortogonalnych (rysunek górny), oraz po korekcie wzmocnienia w zakresie (45-55)Hz (rysunek dolny).

Korekta wzmocnienia filtrów dokonywana jest w zakresie pomiarowym <45-55> Hz i jest ograniczona do wartości skrajnych 0,9 oraz 1.11 odpowiadających niedopasowaniu dla częstotliwości sygnału odpowiednio 45Hz oraz 55Hz. Działanie to ma unieważnić algorytm na nadmierną korektę, szczególnie podczas szybkich zmian częstotliwości czy skokowej zmiany kąta fazowego. Dodatkowo, przyczyną ewentualnych niedokładności może być wprowadzanie korekty z opóźnieniem na podstawie poprzednio wyznaczonej częstotliwości, co przy przyjętym kroku iteracji obliczeń na poziomie jednej milisekundy jest pomijalnie mała.

Badania laboratoryjne algorytmu

Opracowany algorytm został poddany badaniom weryfikującym jego dokładność w przyjętym zakresie częstotliwości. Badania przeprowadzono wykorzystując jednostkę PMU w postaci rejestratora zakłóceń RZ 50 [6], w którym algorytm na czas badań został zaimplementowany. W skład stanowiska badawczego wchodziły, m.in.:

- Komputer z oprogramowaniem firmy OMICRON.

- Standardowe testy firmy OMICRON, które odpowiadają za realizację badań dla sygnałów stacjonarnych i df/dt oraz wymuszania skoków jednostkowych.
- Generator sygnałów testowych OMICRON CMC430 z certyfikatem kalibracji.
- Przystawka OMRIG-B – do generowania sygnału synchronizującego IRIG-B.
- Urządzenie poddane badaniom (RZ50/PMU)
- Stanowisko analizy danych.

Opracowano kilka scenariuszy badań pozwalających na ocenę algorytmu zarówno w sytuacjach, gdy sygnał pomiarowy ma charakter stacjonarny jak i ulega dynamicznym zmianom. Badano również wpływ obecności wyższych harmonicznych na dokładność wyznaczania częstotliwości składowej użytecznej sygnału.

Sygnał stacjonarny mono- lub poliharmoniczny

W badaniach generowano sygnał stacjonarny o częstotliwościach pierwszej harmonicznej z założonego zakresu, tj. <45+55> Hz. Następnie uzupełniono sygnał o składową zakłócającą w postaci trzeciej a następnie piątej harmonicznej o amplitudzie stanowiącej 10% amplitudy pierwszej harmonicznej.

Wyniki niedokładności obliczania częstotliwości pierwszej harmonicznej dla sygnału mono- i poliharmonicznego zestawiono w tabeli 2.

Tabela 2. Maksymalna niedokładność wyznaczenia częstotliwości sygnału

Częstotliwość	Sygnał monoharmoniczny	Sygnał poliharmoniczny	
		3 harmoniczna	5 harmoniczna
[Hz]	[mHz]	[mHz]	[mHz]
45	49,9	303,7	251,6
47	17,1	124,0	120,0
49	2,0	13,4	17,4
50	0,25	0,25	0,32
51	1,83	12,3	17,9
53	16,7	96,5	130,0
55	42,8	172,8	51,6

Uzyskane rezultaty potwierdzają dokładność pracy algorytmu dla sygnału monoharmonicznego w jednostkach PMU klasy P. Niemniej niedokładności przekraczają wartości dopuszczone w normie dla PMU klasy M [5]. Zauważalny jest znaczący wzrost niedokładności dla sygnałów poliharmonicznych. Algorytm zostanie poddany dalszym badaniom mającym na celu jego modyfikację dla uzyskania niedokładności mniejszych niż zdefiniowanych w normie [5].

Sygnał mono- lub poliharmoniczny o sekwencyjnej skokowej zmianie częstotliwości

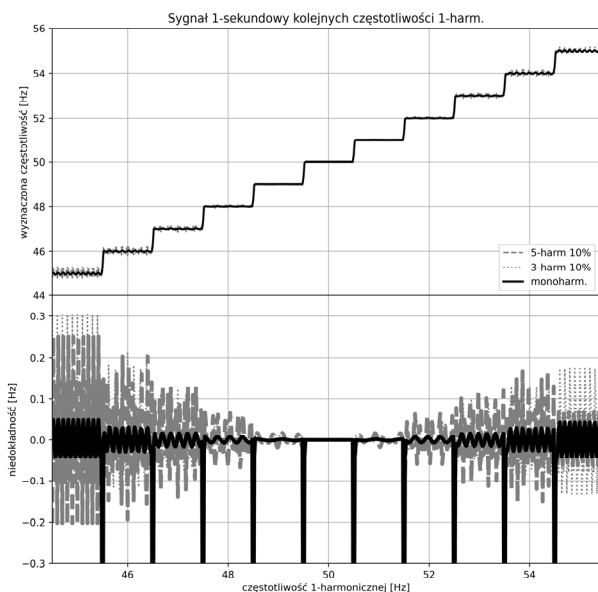
W tym planie badań wymuszano sekwencyjną skokową zmianę częstotliwości sygnału w jednosekundowych interwałach czasu. Każdorazowo, wartość skoku wynosiła 1Hz dla częstotliwości sygnału od 46Hz do 55Hz. Następnie sygnał pomiarowy został uzupełniony składową zakłócającą w postaci trzeciej lub piątej harmonicznej o amplitudzie stanowiącej 10% amplitudy pierwszej harmonicznej.

Uzyskane rezultaty potwierdzają skuteczność działania algorytmu. Dla sygnału niezakłóconego niedokładność wyznaczenia częstotliwości nie przekracza 50 mHz i odnosi się do częstotliwości z końca zakresu pomiarowego, tj. 45 Hz. Dla niewielkich odchyłek częstotliwości w zakresie <49-51>Hz, niedokładność nie przekracza 2 mHz, malejąc przy zbliżaniu się do częstotliwości dopasowania filtrów, tj. 50 Hz.

Pojawienie się wyższych harmonicznych, szczególnie nieparzystych niskich rzędów znacząco pogarsza dokładność uzyskiwanych rezultatów. Jest to spowodowane wchodzeniem tych częstotliwości we wstęgi boczne widm amplitudowych filtrów ortogonalnych po korekcie. Nie są

zatem eliminowane z sygnału wejściowego w wyniku filtracji. Jest to szczególnie widoczne dla trzeciej harmonicznej i częstotliwości w pobliżu 45 Hz. Wyniki obliczeń są obarczone niedokładnością dochodzącą do 300 mHz, malejącą wraz ze zbliżaniem się częstotliwości do wartości 50 Hz. Również obecność piątej harmonicznej pogarsza dokładność wyników. Maksymalne, zaobserwowane niedokładności osiągają ok. 250 mHz dla sygnału o częstotliwości składowej użytecznej na poziomie 45 Hz. Analogicznie, niedokładności te maleją wykładniczo do zera dla częstotliwości wynoszącej 50 Hz. Nie zaobserwowano natomiast wpływu nadążnej adaptacji częstotliwości traktowanej jako „aktualna” na poprawność wyników. Najmniejszy poziom niedokładności obserwuje się dla częstotliwości 50 Hz.

Zaobserwowano również, że skokowa zmiana częstotliwości o 1 Hz powoduje wzrost chwilowej niedokładności pomiaru ze względu na dynamikę odpowiedzi algorytmu. Zagadnienie to zostanie przedstawione w dalszej części artykułu. Rysunek 3 przedstawia przykładowe uzyskane rezultaty badań w tym zakresie.



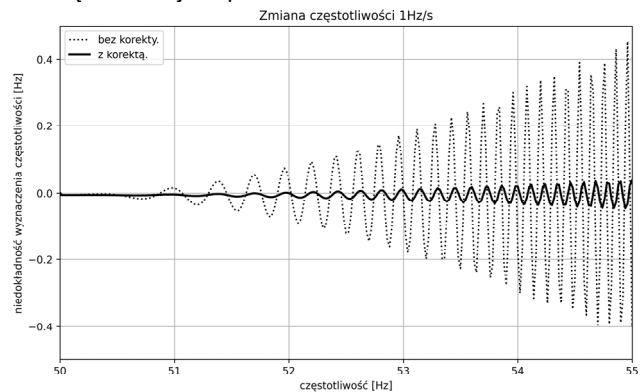
Rys. 3. Obliczona częstotliwość (rysunek górny) oraz niedokładność jej wyznaczenia (rysunek dolny) dla skokowej zmiany częstotliwości o 1 Hz sygnału mono- i poliharmonicznego w interwałach 1-sekundowych.

Sygnal monoharmoniczny o liniowej zmianie częstotliwości

Dru ga część badań koncentrowała się na wymuszaniu liniowej zmiany częstotliwości z różnym gradientem zmian. Przykładowo, na rysunku 4 zaprezentowano wyniki przy zmianie częstotliwości od wartości początkowej 50 Hz do wartości końcowej 55 Hz z gradientem 1 Hz/s. Szybka zmiana częstotliwości spodziewana jest w efekcie silnego nierównoważenia mocy w SEE. Rysunek 4 prezentuje przebieg w czasie poziomu niedokładności wyznaczania wartości częstotliwości bez korekty wzmocnień filtrów, jak i przy jej uwzględnieniu.

Przy braku korekty wzmocnień filtrów ortogonalnych niedokładność obliczenia częstotliwości rośnie wraz z jej oddalaniem się od wartości znamionowej (synchronicznej) co jest skutkiem wzrostu różnicy wzmocnień filtrów osiągając poziom ponad 400 mHz dla wartości 55 Hz. Stosując, zaproponowaną korektę wzmocnień uzyskuje się wielokrotne zmniejszenie niedokładności obliczenia częstotliwości do poziomu 40 mHz dla częstotliwości 55 Hz. Dla mniejszych wartości gradientu zmian częstotliwości obserwuje się mniejsze wartości niedokładności jednak trend

jej zmniejszania jest analogiczny, tzn. wprowadzenie korekty znacząco zmniejsza poziom niedokładności



Rys. 4. Przebieg czasowy wymuszonej modulacji kąta fazowego sygnału pomiarowego (rysunek górny) oraz zadana i obliczona zmiana częstotliwości w trakcie kołysań mocy (rysunek dolny).

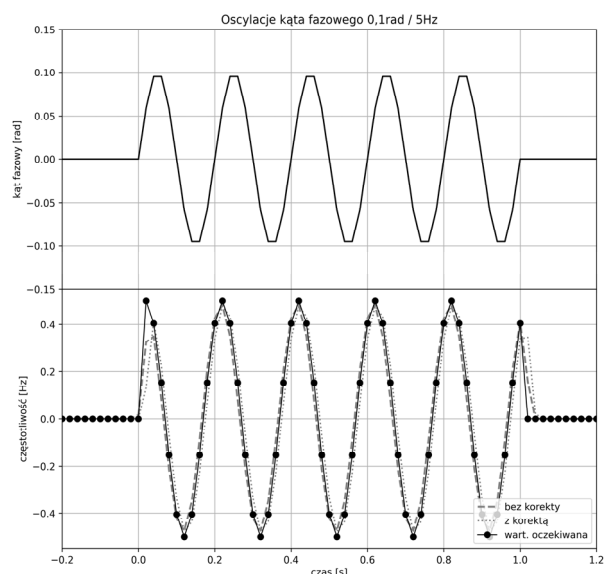
Modulacja kąta fazowego sygnału pomiarowego dla zmiennej częstotliwości

W tym planie badań formowano sygnał monoharmoniczny dla którego modulowano jego kąt fazowy dla różnej częstotliwości sygnału. Takie cechy sygnału są charakterystyczne dla kołysań mocy w SEE. Badanie to umożliwia wyznaczenie niedokładności pomiarowej urządzenia w takich stanach zakłóceń pracy SEE. Jako sygnał podstawowy przyjęto sygnał monoharmoniczny o częstotliwości znamionowej 50 Hz. W sygnale pomiarowym w czasie 1 sekundy wymuszono modulację fazy z częstotliwością 5 Hz o amplitudzie 10 % radiana zgodnie z zależnością:

$$(10) \quad u_1(t) = U_m^{1h} \sin [2\pi f_{1N}t + 0,1 \sin(2\pi f_o t)]$$

gdzie: f_o – częstotliwość oscylacji kąta fazowego.

Na rysunku 5 zaprezentowano wymuszaną modulację kąta fazowego sygnału pomiarowego oraz obliczony i zadany poziom zmian częstotliwości sygnału pomiarowego. Wynika z niego duża zbieżność wyników algorytmu z wartością oczekiwaną zarówno przy zastosowaniu korekty, jak i bez niej. Zauważalne różnice wyników zauważalne są jedynie w chwili dynamicznej zmiany kąta fazowego tj. na początku i końcu procesu modulacji. Przeprowadzone badania potwierdzają skuteczność działania algorytmu dla stanów kołysań mocy w SEE.

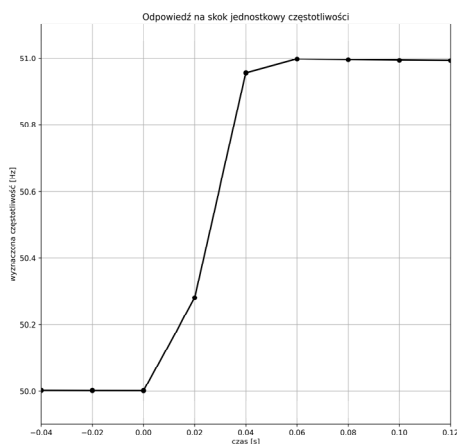


Rys. 5. Przebieg czasowy wymuszonej modulacji kąta fazowego sygnału pomiarowego (rysunek górny) oraz zadana i obliczona zmiana częstotliwości w trakcie kołysań mocy (rysunek dolny).

Określenie dynamiki działania algorytmu

Następne badania miały na celu oszacowanie dynamiki działania algorytmu. W tym celu wymuszono skokowy wzrost częstotliwości o 1 Hz i obserwowano czas, po którym uzyskano stabilną wartość oczekiwaną obliczonej częstotliwości 51 Hz. W badaniu uzyskane rezultaty uwzględniały inercję wprowadzaną przez filtr antyaliasingowy oraz wymuszane raportowanie wyników przez jednostkę PMU (przyjęto częstość raportowania równą 50 pomiarów na sekundę).

Na rysunku 6 przedstawiono czas stabilizacji wyników obliczeń wartości częstotliwości przy jej skokowej zmianie o wartość 1 Hz. Z rysunku można odczytać sumaryczny czas stabilizacji na poziomie 60 ms. W rzeczywistości czas ten jest krótszy i wynosi około 48 ms. Obserwowana rozbieżność wynika z założonego czasu raportowania rezultatów obliczeń.



Rys. 6. Przebieg czasowy raportowania wyników obliczenia częstotliwości przy jej skokowym wzroście o 1 Hz.

Uzyskany czas odpowiedzi na skok jednostkowy spełnia z nadmiarem wymagania normatywne.

Podsumowanie

W artykule przedstawiono algorytm pomiaru częstotliwości pierwszej harmonicznej w SEE pracujący przy stałych parametrach filtrów ortogonalnych. Badania poprawności wyznaczania częstotliwości dla różnych stanów pracy SEE przeprowadzono wykorzystując rzeczywistą jednostką PMU. Uzyskane rezultaty potwierdzają dobrą dynamikę i dokładność pomiarową algorytmu wystarczającą dla wielu zastosowań w automatyce elektroenergetycznej. Badania przeprowadzono dla sygnałów pomiarowych

odwzorowujących: pracę normalną SEE, występowanie zakłóceń zwarciovych lub nagłych zmian obciążenia (skok częstotliwości), kołysań mocy (modulacja fazy), niebilansowanie mocy czynnej (liniowa zmiana częstotliwości) czy obecności w sygnale składowych zakłócających w szczególności wyższych harmonicznych niskich rzędów. Obserwowany wzrost niedokładności przy oddalaniu się od częstotliwości 50 Hz spowodowany rosnącą różnicą wzmocnień filtrów ortogonalnych minimalizowano wprowadzając stosowną korekcję wzmocnień.

W trakcie badań zaobserwowano przypadki, dla których postać sygnału pomiarowego generuje niedokładności wyznaczenia częstotliwości przekraczające zapisy normatywne, szczególnie dla częstotliwości skrajnych. Wyniki badań potwierdziły również spodziewany, negatywny wpływ na dokładność obliczeń, obecności w sygnale pomiarowym zakłóceń w postaci wyższych harmonicznych. Z tego względu prowadzone są dalsze badania mające na celu minimalizację poziomu niedokładności algorytmu do wartości wymaganej w zapisach normatywnych dla wszystkich badanych postaci i cech sygnału pomiarowego. Proponowane przez Autorów rozwiązanie zostanie zaprezentowane w kolejnej publikacji tego cyklu.

Autorzy: mgr inż. Mariusz Talaga, SPIE-Energotest Sp. z o.o. ul. Chorzowska 44b, 44-100 Gliwice, E-mail: Mariusz.Talaga@spie.com; prof. dr hab. inż. Adrian Halinka, Politechnika Śląska, Katedra Elektroenergetyki i Sterowania Układów, ul. Bolesława Krzywoustego 2, 44-100 Gliwice, E-mail: Adrian.Halinka@polsl.pl.

LITERATURA

- [1] Talaga M., Halinka A., Wykorzystanie pomiarów synchronicznych do realizacji obszarowej automatyki odciążania, *Przegląd Elektrotechniczny*, 95 (2019), nr 2, 35-40
- [2] Talaga M., Halinka A., Potrzeba ujednoczenia funkcjonowania automatyki opartej na kryterium częstotliwościowym, *Wiadomości Elektrotechniczne*, 91 (2023), nr 10, 3-7
- [3] Liming Y., Zaibin J., Xiaoning K., Guobing S., Jiale S., Adaptive algorithm for estimating power frequency phasors using dynamic window length, *IET Generation, Transmission & Distribution*, Volume 10, Issue 14 (2016), 3423-3430
- [4] Sudi X., Hao L., Tianshu B., A Novel Frequency Estimation Method Based on Complex Bandpass Filters for P-Class PMUs With Short Reporting Latency, *IEEE Trans. on Power Delivery*, 36 (2021), No. 6, 3318-3328
- [5] Norma IEC60255-118:2018 Measuring relays and protection equipment - Part 118-1: Synchrophasor for power systems - Measurements
- [6] SPIE Energotest. Instrukcja Użytkownika rejestratora zakłóceń RZ50/PMU wersja 1.4.