

Analiza i badania algorytmów pomiaru częstotliwości w systemie elektroenergetycznym bazujących na położeniu fazora sygnału pomiarowego cz.1

Streszczenie. W artykule przedstawiono pierwszą z autorskich metod wyznaczania częstotliwości w systemie elektroenergetycznym (drugą metodę przedstawiono w drugiej części). Metoda bazuje na śledzeniu w określonych interwałach czasu zmian położenia na płaszczyźnie fazowej fazora sygnału pomiarowego. Parametry fazora sygnału oblicza się stosując filtrację ortogonalną. Dysponując kątami położenia fazora sygnału na początku i końcu cyklu pomiarowego można obliczyć zmianę jego częstotliwości i wyznaczyć aktualną częstotliwość. Przeprowadzono analizy i badania symulacyjne wpływu parametrów pracy algorytmu i postaci sygnału pomiarowego na dokładność wyznaczenia częstotliwości.

Abstract. The article presents the first of the author's methods for determining frequency in the power system (the second method is presented in the second part). The article presents an original method for determining frequency in the power system. The methods are based on tracking changes in the position of the measurement signal phasor on the phase plane at specific time intervals. The signal phasor parameters are calculated using orthogonal filtering. Having the position angles of the signal phasor at the beginning and end of the measurement cycle, it is possible to calculate the change in its frequency and determine the current frequency. Analyses and simulation studies were carried out on the impact of the algorithm's operating parameters 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 1**).

Słowa kluczowe: system elektroenergetyczny, algorytm wyznaczania częstotliwości, filtracja ortogonalna, fazor sygnału pomiarowego
Keywords: power system, frequency estimation algorithm, orthogonal filtration, phasor of measurement signal

Wstęp

Częstotliwość, jest istotną wielkością umożliwiającą ocenę warunków pracy systemu elektroenergetycznego (SEE). System elektroenergetyczny, w warunkach normalnych pracuje synchronicznie z częstotliwością znamionową równą 50 Hz. Ze względu na dużą dynamikę pracy SEE częstotliwość zazwyczaj oscyluje wokół wartości znamionowej a poziom tych zmian nie przekracza w większości przypadków kilkudziesięciu miliherców. Sytuacja może jednak ulec drastycznej zmianie w stanach awaryjnych pracy SEE lub występujących w nim zakłóceń. Szczególnie może mieć to miejsce podczas zakłóceń zwarciovych w dużych jednostkach generacyjnych lub zwarć w głębi sieci, w następstwie których następuje wyłączenie dużych odbiorców. Dochodzi wówczas do niezbilansowania mocy czynnej w SEE a w konsekwencji wartość częstotliwości zmienia się w czasie. Gradient zmian częstotliwości warunkowany jest, m.in. poziomem niezbilansowania mocy czynnej (wytwórczej oraz odbiorczej i strat), jak i inercją układów regulacyjnych i automatyki systemowej [1]. Obserwowana transformacja energetyki, zwłaszcza zwiększony udział odnawialnych, rozproszonych źródeł wytwórczych o zmiennej wartości generowanej mocy, pojawiające się lokalnie samobilansujące się obszary sieciowe, społeczności energetyczne (klastry) czy możliwości przejścia na tzw. pracę wyspową powodują, że obserwowany zakres zmian częstotliwości może być znacznie większy niż w sytuacjach pracy w SEE tylko wielkoskalowych bloków wytwórczych [2]. Taka zmiana warunków w SEE jest zauważalna również w kontekście oceny stabilności jego pracy [3]. Istnieją również stany pracy elementów lub układów w SEE podczas których częstotliwość ulega zmianie w szerokich granicach przekraczających kilkadziesiąt herców. Przede wszystkim dotyczy to tzw. rozruchu częstotliwościowego systemowych bloków energetycznych, w trakcie których częstotliwość zasilania maszyny synchronicznej zmienia się od zera do wartości ponad znamionowej. Inną grupą układów elektroenergetycznych są napędy elektryczne sterowane

częstotliwościowo, w których zakres jej zmienności jest jeszcze większy, do kilkuset herców.

Prawidłowy pomiar częstotliwości jak i obserwowanie jej zmian w czasie, jest istotnym składnikiem działania elektroenergetycznej automatyki systemowej w tym zabezpieczeniowej EAZ), mającej nadzór nad prawidłowym funkcjonowaniem SEE i oceną warunków jego pracy.

Śród algorytmów pomiaru częstotliwości można wyróżnić metody bazujące na: analizach kąta fazowego fazora sygnału, wykorzystujące metody najmniejszych kwadratów [4] [5], filtrację wąskopasmową [6], dyskretną transformatę Fouriera i jej modyfikacje, filtrację Kalmana [7], przejścia sygnału przez zero, transformaty Taylora-Fouriera, iteracyjne metody newtonowskie czy sztuczne sieci neuronowe. Jednak większość z tych metod cechuje słaba dynamika uzyskiwania stabilnej odpowiedzi lub złożoność obliczeniowa. Zwłaszcza w kontekście zadań i oczekiwanych cech elektroenergetycznej automatyki zabezpieczeniowej, poszukiwane są metody charakteryzujące się dużą dynamiką uzyskania poprawnego rezultatu, jak i ograniczonym nakładem obliczeń. Dąży się do unifikacji algorytmów pomiaru częstotliwości z algorytmami wyznaczającymi inne wielkości pomiarowe lub decyzyjne. Pomiar częstotliwości w SEE realizowany jest najczęściej przez cyfrowe układy automatyki elektroenergetycznej. Zaimplementowane w nich algorytmy pomiarowe powinny cechować się oprócz dużej dokładności i dynamiki wyznaczania częstotliwości pierwszej harmonicznej (składowej użytecznej) sygnału pomiarowego również małą wrażliwością na składowe zakłócające, szczególnie w postaci wyższych harmonicznych. Jako sygnał pomiarowy najczęściej wykorzystywany jest sygnał napięciowy z przetworników pomiarowych zainstalowanych w SEE.

Idea działania algorytmów

Zasada obliczania częstotliwości składowej użytecznej sygnału pomiarowego bazuje na obserwacji, w określonych interwałach czasu położenia fazora 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 czasu $t_{(p)}$ wyznaczającej początek cyklu pomiarowego wyznacza się kąt fazora składowej użytecznej sygnału (pierwszej harmonicznej) $\alpha_{(p)}^{1h}$. W chwili $t_{(k)}$ określającej koniec danego cyklu pomiarowego oblicza się kąt $\alpha_{(k)}^{1h}$.

Algorytm I

Przyjmując czas będący różnicą $t_{(k)} - t_{(p)}$ równy okresowi $T_{(p)}^{1h}$ odpowiadający częstotliwości składowej użytecznej f^{1h} dla chwili $t_{(p)}$ uzyskuje się:

$$(1) \quad \alpha_{(k)}^{1h} = \alpha_{(p)}^{1h} + \int_{t_{(p)}}^{t_{(p)}+T_{(p)}^{1h}} (\omega_{(p)}^{1h} + \Delta\omega^{1h}).$$

Dla sytuacji, gdy częstotliwość sygnału w cyklu pomiarowym nie uległa zmianie, tj. $\Delta\omega^{1h} = 0$,

$$(2) \quad \alpha_{(k)}^{1h} = \alpha_{(p)}^{1h} + 2\pi k \quad k=1, 2, \dots, N$$

W przypadkach, gdy nastąpiła zmiana częstotliwości $\Delta\omega^{1h} \neq 0$ położenie końcowe fazora określa zależność:

$$(3) \quad \alpha_{(k)}^{1h} = \alpha_{(p)}^{1h} + 2\pi k \left(1 + \frac{\Delta f^{1h}}{f_{(p)}^{1h}}\right) \equiv \alpha_{(p)}^{1h} + 2\pi k \frac{\Delta f^{1h}}{f_{(p)}^{1h}}.$$

Znając położenia fazora sygnału na początku i końcu danego cyklu pomiarowego oraz spodziewaną dynamikę jego zmian (przyjęto $k=1$) można wyznaczyć zmianę jego częstotliwości a w konsekwencji określić aktualną jej wartość $f_{(A)}^{1h}$.

$$(4) \quad \alpha_{(k)}^{1h} - \alpha_{(p)}^{1h} = 2\pi \frac{\Delta f^{1h}}{f_{(p)}^{1h}} \Rightarrow \Delta f^{1h} = f_{(p)}^{1h} \frac{\alpha_{(k)}^{1h} - \alpha_{(p)}^{1h}}{2\pi},$$

$$(5) \quad f_{(A)}^{1h} = f_{(k)}^{1h} = f_{(p)}^{1h} + \Delta f^{1h} = f_{(p)}^{1h} \left(1 + \frac{\alpha_{(k)}^{1h} - \alpha_{(p)}^{1h}}{2\pi}\right).$$

Obliczona, aktualna wartość częstotliwości jest przyjmowana jako wartość początkowa w kolejnym cyklu pomiarowym.

Realizacja cyfrowa algorytmu

W realizacji cyfrowej algorytmu pomiarowego składowe ortogonalne pierwszej harmonicznej sygnału pomiarowego uzyskuje się za pomocą filtracji cyfrowej. W tym celu wykorzystuje się parę pełnookresowych, tj. długości okien pomiarowych filtrów T_w odpowiadają okresowi sygnału $T_{(A)}^{1h}$ o aktualnie obliczonej częstotliwości $f_{(A)}^{1h}$, filtrów ortogonalnych o funkcjach okna będących jednym okresem funkcji sinus i kosinus o częstotliwości $f_{(o)} = f_{(A)}^{1h}$. Filtry te cechuje dobra dynamika pracy oraz skuteczna filtracja wyższych harmonicznych (ich eliminacja przy tzw. dopasowaniu filtrów, tj. $f_{(o)} = f_{(A)}^{1h}$). Dzięki temu można znacznie rozszerzyć zakres częstotliwościowy poprawnej pracy algorytmu co jest szczególnie istotne w układach pracujących przy zmiennej w szerokim zakresie częstotliwości, np. rozruch częstotliwościowy jednostek generacyjnych, układy napędowe sterowane częstotliwościowo.

Dysponując dyskretnym, monoharmonicznym sygnałem wejściowym:

$$(6) \quad x(nT_i) = X_m \sin(\omega nT_i + \alpha),$$

na początku cyklu pomiarowego, w wyniku filtracji ortogonalnej uzyskuje się parę sygnałów reprezentujących składowe wyfiltrowanej 1 harmonicznej postaci:

$$(7) \quad y_d^{1h}(nT_i) = H_d(f_{(p)}^{1h}) X_m^{1h} \sin[\omega_{(p)}^{1h} nT_i + \alpha + \beta(f_{(p)}^{1h})],$$

$$(8) \quad y_q^{1h}(nT_i) = H_q(f_{(p)}^{1h}) X_m^{1h} \sin\left[\omega_{(p)}^{1h} nT_i + \alpha + \frac{\pi}{2} + \beta(f_{(p)}^{1h})\right] = H_q(f_{(p)}^{1h}) X_m^{1h} \cos[\omega_{(p)}^{1h} nT_i + \alpha + \beta(f_{(p)}^{1h})].$$

gdzie: H_d , H_q – wzmocnienia filtrów sinus i kosinus dla częstotliwości $f_{(p)}^{1h}$, β – przesunięcie fazowe, wprowadzane przez filtry dla składowej o częstotliwości $f_{(p)}^{1h}$.

Mając wyznaczone składowe ortogonalne można obliczyć kąt początkowy fazora pierwszej harmonicznej sygnału pomiarowego, opisanego równaniem (6):

$$(9) \quad \gamma_{(p)}^{1h} = \arctg \left[\frac{y_d^{1h}(nT_i)}{y_q^{1h}(nT_i)} \frac{H_q(f_{(p)}^{1h})}{H_d(f_{(p)}^{1h})} \right] = \omega_{(p)}^{1h} nT_i + \alpha + \beta(f_{(p)}^{1h}).$$

Powtarzając działania dla chwili końcowej cyklu pomiarowego $t_{(k)} = t_{(p)} + T_{(p)}^{1h}$ i zakładając, że $T_{(p)}^{1h} = T_w = pT_i$, gdzie p oznacza liczbę próbek sygnału w oknie pomiarowym filtrów, otrzymuje się składowe ortogonalne składowej użytecznej sygnału wejściowego:

$$(10) \quad y_d^{1h}(nT_i + T_{(p)}^{1h}) = H_d(f_{(p)}^{1h} + \Delta f^{1h}) X_m^{1h} \sin[(\omega_{(p)}^{1h}(n+p)T_i + \alpha + \beta(f_{(p)}^{1h}) + \Delta\omega^{1h}(n+p)T_i + \beta(\Delta f^{1h}))],$$

$$(11) \quad y_q^{1h}(nT_i + T_{(p)}^{1h}) = H_q(f_{(p)}^{1h} + \Delta f^{1h}) X_m^{1h} \cos[(\omega_{(p)}^{1h}(n+p)T_i + \alpha + \beta(f_{(p)}^{1h}) + \Delta\omega^{1h}(n+p)T_i + \beta(\Delta f^{1h}))],$$

co pozwala obliczyć kąt fazowy fazora składowej użytecznej w końcowej chwili cyklu pomiarowego:

$$(12) \quad \gamma_{(k)}^{1h} = \arctg \left[\frac{y_d^{1h}(nT_i + T_{(p)}^{1h})}{y_q^{1h}(nT_i + T_{(p)}^{1h})} \frac{H_q(f_{(p)}^{1h} + \Delta f^{1h})}{H_d(f_{(p)}^{1h} + \Delta f^{1h})} \right] = \omega_{(p)}^{1h} nT_i + \alpha + \beta(f_{(p)}^{1h}) + 2\pi \frac{\Delta f^{1h}}{f_{(p)}^{1h}} + \beta(\Delta f^{1h}) = \gamma_{(p)}^{1h} + 2\pi \frac{\Delta f^{1h}}{f_{(p)}^{1h}} + \beta(\Delta f^{1h}),$$

wobec tego uaktualniona wartość częstotliwości wynosi:

$$(13) \quad f_{(A)}^{1h} = f_{(p)}^{1h} \left(1 + \frac{\gamma_{(k)}^{1h} - \gamma_{(p)}^{1h}}{2\pi}\right) = f_{(p)}^{1h} + \Delta f^{1h} + \Delta\beta.$$

Analiza wpływu przesunięcia fazowego filtrów

Człon $\Delta\beta$ reprezentuje wpływ na dokładność obliczenia częstotliwości zmian kąta przesunięcia fazowego pierwszej harmonicznej, powstających wskutek filtracji ortogonalnej. Wartości przyjmowane przez człon $\Delta\beta$ zależą od szybkości zmian częstotliwości, czasu trwania cyklu pomiarowego oraz aktualnej wartości $f_{(A)}^{1h}$.

W tabeli 1 zestawiono przykładowe wartości zmian częstotliwości sygnału i czasu trwania cyklu pomiarowego dla liniowej zmiany częstotliwości 1 Hz/s oraz 0,5 Hz/s.

Tabela 1. Czas trwania cyklu pomiarowego oraz zachodząca w nim zmiana częstotliwości sygnału dla przykładowych wartości $f_{(A)}^{1h}$

		zmiana 1 Hz/s	zmiana 0,5 Hz/s
$f_{(A)}^{1h}$	$t_{(k)} - t_{(p)}$	Δf^{1h}	Δf^{1h}
[Hz]	[ms]	[mHz]	[mHz]
50	20	20	10
45	22,2	22,2	11,1
30	33,3	33,3	16,7

Z kolei w tabeli 2 przedstawiono wartości błędu $\Delta\beta$ dla różnych częstotliwości pomiarowych przy założonej liniowej zmianie częstotliwości 278 mHz/s, odpowiadającej rozruchowi częstotliwościowemu.

Przeprowadzone analizy dotyczą przypadków tzw. dopasowania filtrów ortogonalnych do aktualnej

częstotliwości sygnału pomiarowego, tj. $T_w = T_{(A)}^{1h}$, $f_{(o)} = f_{(A)}^{1h}$ oraz $H_d(f_{(A)}^{1h}) = H_q(f_{(A)}^{1h})$.

Tabela 2. Przykładowe wartości członu $\Delta\beta$, określające błąd wyznaczania częstotliwości sygnału pomiarowego

$f_{(p)}^{1h}$ [Hz]	$f_{(k)}^{1h}$ [Hz]	$\beta(\Delta f^{1h})$ [deg]	$\Delta\beta$ [mHz]
10	10,03	0,5	13,9
20	20,01	0,13	7,2
40	40,01	0,03	3,4
50	50,01	0,02	2,8
60	60,01	0,01	2,3

Analiza wpływu niedopasowania filtrów ortogonalnych

Współczesne układy cyfrowej automatyki elektroenergetycznej pracują przy stałej częstotliwości próbkowania. Powoduje to, że nie dla wszystkich częstotliwości sygnału pomiarowego $f_{(A)}^{1h}$ można zdefiniować filtry ortogonalne „dopasowane”. Sytuacje takie mają miejsce, gdy stosunek częstotliwości próbkowania f_i do częstotliwości $f_{(A)}^{1h}$ nie jest liczbą naturalną. Formuluje się wówczas filtry ortogonalne o częstotliwości funkcji okna $f_{(o)}$ najbliższej częstotliwości sygnału $f_{(A)}^{1h}$, dające naturalną liczbę próbek w oknie pomiarowym o długości:

$$(14) \quad T_w = 1/f_{(o)}.$$

W takich sytuacjach wstęgi główne widm amplitudowych filtrów nie przecinają się przy częstotliwości $f_{(A)}^{1h}$ lecz przy częstotliwości $f_{(o)}$. Powoduje to, że wzmocnienia $H(f)$ filtrów kosinus i sinus dla częstotliwości $f_{(A)}^{1h}$ są różne, co w konsekwencji skutkuje pojawieniem się dodatkowego składnika błędu ΔH w obliczaniu wartości aktualnej częstotliwości, co uwzględniono w równaniu:

$$(15) \quad f_{(A)}^{1h} = f_{(p)}^{1h} \left(1 + \frac{\gamma_{(k)}^{1h} - \gamma_{(p)}^{1h}}{2\pi} \right) = f_{(p)}^{1h} + \Delta f^{1h} + \Delta\beta + \Delta H.$$

Analiza doboru częstotliwości próbkowania

Dobierając częstotliwość próbkowania, dąży się do zawężenia zakresu częstotliwości sygnału pomiarowego, w którym obowiązują filtry ortogonalne o danych parametrach $f_{(o)}$ i T_w , zapewniające naturalną liczbę próbek p w oknie pomiarowym. Powoduje to zbliżanie się parametrów filtrów ortogonalnych do wartości odpowiadających ich dopasowaniu do aktualnej częstotliwości $T_w \approx T_{(A)}^{1h}$, $f_{(o)} \approx f_{(A)}^{1h}$. Uzyskanie filtrów o dużej zbieżności ich parametrów do wartości „dopasowania” jest szczególnie istotne, jeżeli w sygnale pomiarowym zawarte są wyższe harmoniczne. Przy braku „dopasowania” filtrów wyższe harmoniczne nie są eliminowane w procesie filtracji, lecz wchodzą w wstęgi boczne widm amplitudowych filtrów, powodując dodatkowe niedokładności wyznaczenia składowych ortogonalnych a w konsekwencji wartości częstotliwości $f_{(A)}^{1h}$. W tabeli 3 zestawiono, dla różnych częstotliwości próbkowania, przykładowe zakresy częstotliwości sygnału pomiarowego, dla których obowiązują dane parametry filtrów ortogonalnych, zapewniające naturalną liczbę próbek w oknie pomiarowym. Częstotliwości sygnału pomiarowego przyjęto z zakresu $\langle 50 \div 45 \rangle$ Hz.

Z przedstawionych w tabeli 3 rezultatów wynika, że wraz ze wzrostem częstotliwości próbkowania maleje zakres częstotliwościowy aktywności filtrów ortogonalnych o zadanych parametrach, rośnie natomiast liczba przedziałów

aktywności w danym zakresie pomiarowym. Zakres częstotliwościowy aktywności filtrów maleje również w przypadku zmniejszania się wartości częstotliwości funkcji okna $f_{(o)}$.

Tabela 3. Zakres częstotliwościowy aktywności filtrów ortogonalnych o danych parametrach dla różnych f_i

$f_i = 1 \text{ kHz}$			
$f_{(o)}$ [Hz]	T_w [ms]	p [-]	$(f_{(min)}^{1h} \div f_{(max)}^{1h})$ [Hz]
50	20	20	$\langle 51,28 \div 48,78 \rangle$
47,62	21	21	$\langle 48,78 \div 46,51 \rangle$
45,45	22	22	$\langle 46,51 \div 44,44 \rangle$
$f_i = 2 \text{ kHz}$			
50	20	40	$\langle 50,63 \div 49,38 \rangle$
48,78	20,5	41	$\langle 49,38 \div 48,19 \rangle$
47,62	21	42	$\langle 48,19 \div 47,05 \rangle$
46,51	21,5	43	$\langle 47,05 \div 45,97 \rangle$
45,45	22	44	$\langle 45,97 \div 44,94 \rangle$
$f_i = 5 \text{ kHz}$			
50	20	100	$\langle 50,25 \div 49,75 \rangle$
49,5	20,2	101	$\langle 49,75 \div 49,26 \rangle$
49,02	20,4	102	$\langle 49,26 \div 48,78 \rangle$
48,54	20,6	103	$\langle 48,78 \div 48,31 \rangle$
45,45	22	110	$\langle 45,66 \div 45,25 \rangle$
45,05	22,2	111	$\langle 45,25 \div 44,84 \rangle$

Dobierając częstotliwość próbkowania należy mieć na uwadze zarówno dokładność i dynamikę algorytmu wyznaczania częstotliwości, wrażliwość filtracji ortogonalnej na składowe zakłócające w sygnale pomiarowym jak i konieczny nakład obliczeń, co jest szczególnie istotne dla układów EAZ.

Badania symulacyjne algorytmu

W badaniach przyjęto częstotliwość próbkowania sygnału wynoszącą 1 kHz zaś zakres zmian częstotliwości pierwszej harmonicznej w przedziale $\langle 15 \div 50 \rangle$ Hz. Przeprowadzono symulacje dla przypadków dopasowania filtrów ortogonalnych oraz maksymalnego niedopasowania, tzn., gdy część ułamkowa stosunku $f_i/f_{(p)}^{1h}$ przyjmowała wartość w pobliżu 0,5.

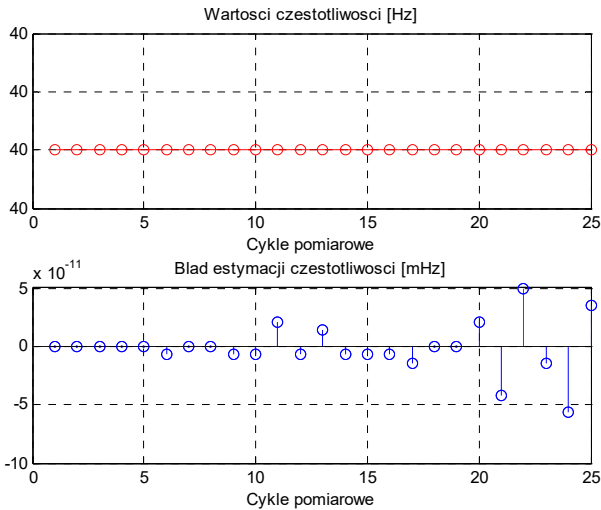
Na rysunku 1 przedstawiono wyniki obliczenia częstotliwości sygnału oraz poziom jego niedokładności w kolejnych cyklach pomiarowych dla częstotliwości 40 Hz, tj. dla przypadku dopasowania filtrów.

W takiej sytuacji niedokładność obliczenia częstotliwości jest bliska zeru, niezależnie od częstotliwości sygnału pomiarowego.

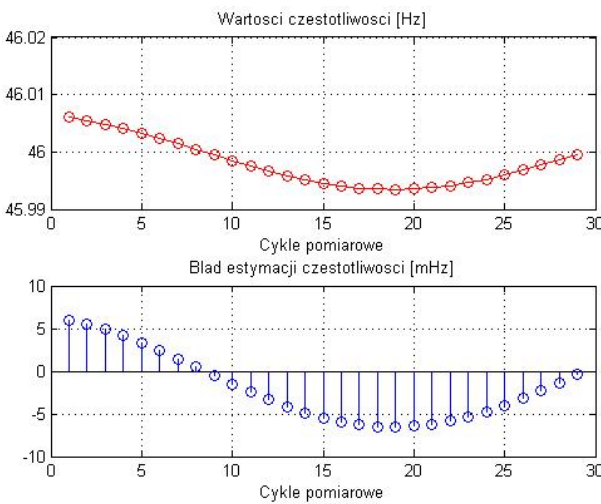
Dla przypadków niedopasowania filtrów ortogonalnych do częstotliwości sygnału pomiarowego, poziom niedokładności rośnie im bardziej wartość ułamkowa stosunku $f_i/f_{(p)}^{1h}$ zbliża się do wartości 0,5.

Na rysunku 2 przedstawiono wyniki dla sygnału o częstotliwości 46 Hz, dla którego wartość ułamkowa stosunku $f_i/f_{(p)}^{1h}$ wynosi 0,749 zaś maksymalna niedokładność nie przekracza 6 mHz.

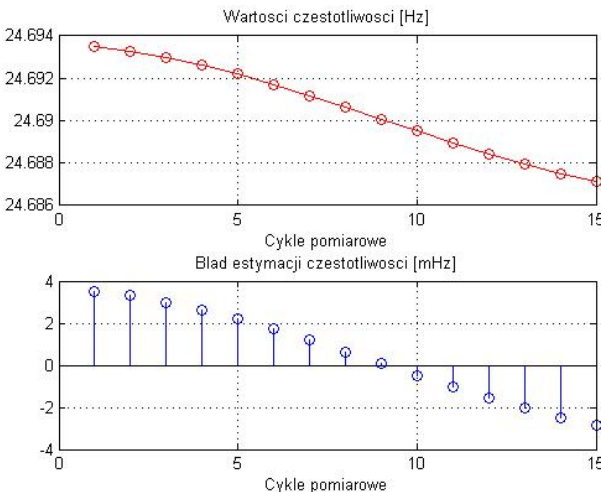
Z kolei dla sygnału o częstotliwości 24,69 Hz, występuje maksymalne niedopasowanie filtrów ortogonalnych. Poziom obserwowanej niedokładności wyznaczenia częstotliwości nie przekracza 4 mHz. Poziom ten maleje z obniżaniem się częstotliwości sygnału pomiarowego, co powoduje zwiększanie się czasu trwania cyklu pomiarowego (por. tabela 4).



Rys. 1. Wartości częstotliwości i niedokładność jej wyznaczenia w kolejnych cyklach pomiarowych dla filtrów „dopasowanych”



Rys. 2. Wartości częstotliwości i niedokładność jej wyznaczenia w kolejnych cyklach pomiarowych dla filtrów „niedopasowanych”



Rys. 3. Wartości częstotliwości i niedokładność jej wyznaczenia w kolejnych cyklach pomiarowych dla filtrów o maksymalnym niedopasowaniu do sygnału pomiarowego

W tabeli 4 przedstawiono wybrane wyniki zbiorcze obliczania częstotliwości sygnału monoharmonicznego, jak i zawierającego wyższe harmoniczne przy częstotliwości próbkowania 1 kHz. Badano przypadki dopasowania oraz

maksymalnego niedopasowania filtrów ortogonalnych do aktualnej częstotliwości sygnału pomiarowego. Kolejna seria badań dotyczyła skokowej zmiany częstotliwości sygnału Δf na poziomie 1% częstotliwości $f_{(p)}^{1h}$ w trakcie cyklu pomiarowego. Dalsze badania koncentrowały się na ocenie wpływu obecności w sygnale pomiarowym wyższych harmonicznych na dokładność wyznaczania częstotliwości składowej podstawowej, w tym również dla przypadków jednoczesnej skokowej zmiany częstotliwości. Przyjęto jako testowy, sygnał poliharmoniczny (SP) zawierający dodatkowo trzecią i piątą harmoniczną o udziale amplitudowym na poziomie odpowiednio 10 % i 5 % zawartości pierwszej harmonicznej.

Tabela 4. Maksymalne niedokładności wyznaczenia aktualnej częstotliwości $f_{(A)}^{1h}$ sygnału pomiarowego

Dopasowanie filtrów przy próbkowaniu 1 kHz				
$f_{(p)}^{1h}$	$\Delta f = 0$	$\Delta f = 1\%f_{(p)}^{1h}$	SP	SP+ Δf
[Hz]	[mHz]	[mHz]	[mHz]	[mHz]
50	0	5	0	10,5
47,62	0	4,9	0	9,9
45,45	0	4,7	0	9,5
43,47	0	4,6	0	9,2
40	0	4	0	8,1
33,33	0	3,3	0	6,6
25	0	2,4	0	5
20	0	1,9	0	3,9
16,67	0	1,5	0	3,1
Maksymalne niedopasowanie filtrów przy próbkowaniu 1 kHz				
51,28	31,6	11,1	32,4	21,9
48,78	27,9	9,4	27,9	12
44,44	18,8	6,2	23,4	8,6
39,22	15,6	27,7	25,2	28,3
32,79	9	19,3	18	23,6
24,69	3,5	0,1	6	0,2
19,8	1,8	0	3,3	0

Przy stacjonarnym sygnale pomiarowym (o nie zmieniającej się częstotliwości) dla stanów dopasowania filtrów uzyskane rezultaty nie były obciążone żadną niedokładnością zarówno dla sygnału pomiarowego mono- i poliharmonicznego. W przypadku skrajnego niedopasowania filtrów, niedokładność obliczenia częstotliwości nie przekraczała 33 mHz i malała z obniżaniem się częstotliwości sygnału pomiarowego. Obecność w sygnale wejściowym wyższych harmonicznych, w przypadku niedopasowania filtrów, zwiększa niedokładność uzyskiwanych rezultatów co jest związane z wejściem częstotliwości tych harmonicznych w wstęgi boczne widm amplitudowych filtrów (częstotliwości te nie są eliminowane z sygnału).

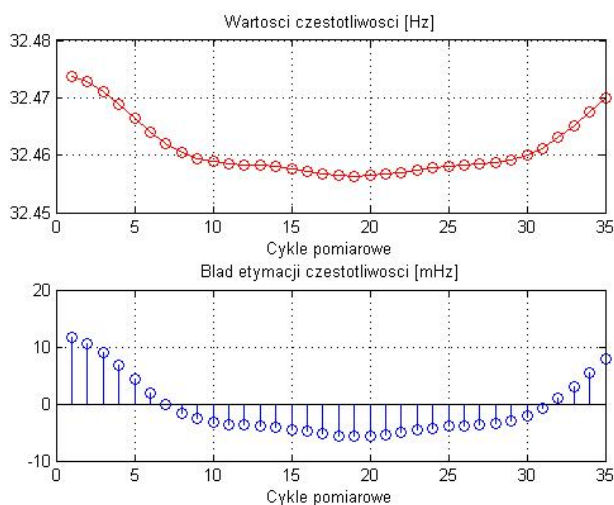
Skokowa zmiana częstotliwości w trakcie cyklu pomiarowego pogarsza dokładność uzyskiwanych wyników przy warunkach dopasowania filtrów – nie przekraczając jednak granicy 11 mHz. Dla częstotliwości sygnału pomiarowego, przy których występuje maksymalne niedopasowanie filtrów, skokowa zmiana częstotliwości sygnału skutkuje w wielu przypadkach obniżeniem poziomu niedokładności. Jest to podyktowane wzrostem poziomu dopasowania filtrów ortogonalnych do częstotliwości sygnału na skutek skokowej zmiany jej wartości.

Pomimo, że maksymalne procentowe niedokładności względne wyznaczania wartości częstotliwości składowej użytecznej sygnału pomiarowego nie przekraczają 0,06%, zdecydowano się przeprowadzić badania dla częstotliwości próbkowania wynoszącej 5 kHz. Miały one na celu weryfikację tezy, że ograniczenie częstotliwościowe aktywności filtrów ortogonalnych o zadanych parametrach na skutek zwiększenia częstotliwości próbkowania zwiększy dokładność wyników w całym spektrum przeprowadzonych badań. Uzyskane rezultaty potwierdziły poprawę dokładności wyznaczania wartości częstotliwości pierwszej harmonicznej sygnału pomiarowego. W tabeli 5 zestawiono wybrane, porównawcze wyniki badań przy częstotliwości próbkowania 5 kHz.

Tabela 5. Maksymalne niedokładności wyznaczenia aktualnej częstotliwości $f_{(A)}^{1h}$ sygnału pomiarowego, przy próbkowaniu 5 kHz

Maksymalne niedopasowanie filtrów				
$f_{(p)}^{1h}$	$\Delta f = 0$	$\Delta f = 1\% f_{(p)}^{1h}$	SP	SP+ Δf
[Hz]	[mHz]	[mHz]	[mHz]	[mHz]
51,28	1,3	1,3	2,5	2,6
48,78	1,1	1,3	2,2	2,7
44,44	0,83	1,4	1,6	2,9
39,22	0,6	7,5	1,2	15,2
32,79	0,3	5,8	0,7	11,6
24,69	0,14	1,4	0,3	2,9
19,8	0,07	1,3	0,14	2,7

Maksymalna niedokładność uzyskanych wyników nie przekroczyła 16 mHz (wartość procentowa względna nie przekroczyła 0,04%). Dla większości badanych scenariuszy niedokładność nie przekroczyła 3 mHz, co stanowi realną poprawę w stosunku do częstotliwości próbkowania 1 kHz. Poprawa ta jest szczególnie widoczna w sytuacji skokowej zmiany częstotliwości sygnału w trakcie cyklu pomiarowego przy jednoczesnej obecności wyższych harmonicznych. Na rysunku 4 przedstawiono wyniki dla częstotliwości sygnału 32,79 Hz, tj. dla przypadku skrajnego niedopasowania filtrów przy obecności wyższych harmonicznych i skokowej zmianie częstotliwości na początku cyklu pomiarowego.



Rys. 4. Wartości częstotliwości i niedokładność jej wyznaczenia dla filtrów o maksymalnym niedopasowaniu do sygnału pomiarowego i skokowym obniżeniu częstotliwości o 0,33 Hz

Podsumowanie

Opracowany algorytm wyznaczania częstotliwości pierwszej harmonicznej sygnału w szerokim zakresie jej zmian umożliwia jego szerokie wykorzystanie w nadzorowaniu prawidłowej pracy SEE lub jego wybranych elementów lub układów, jak również w szeroko rozumianej automatyce sterującej i regulacyjnej. Dzięki dobrej dynamice działania i dokładności algorytmu może być wykorzystywany w elektroenergetycznej automatyce zabezpieczeniowej w zakresie detekcji, prewencji lub eliminacji występujących zakłóceń, jak i działań restytucyjnych przywracających – po usunięciu zakłócenia – pożądaną pracę struktur sieciowych. Przedstawiony algorytm wykazuje silne cechy adaptacyjne pozwalające na nadążne dopasowanie się jego cech do aktualnie zidentyfikowanej częstotliwości. Uzyskana elastyczność pozwala na jego zastosowanie w sytuacjach, gdy częstotliwość zmienia się w szerokim zakresie (często kilkudziesięciu herców). Wykorzystanie filtracji ortogonalnej sygnału pomiarowego stwarza możliwość łatwej implementacji algorytmu w jednostkach pomiarowych typu PMU (Phasor Measurement Unit) umożliwiającą realizację obszarowych pomiarów synchronicznych.

Przeanalizowano czynniki mające zasadniczy wpływ na dokładność uzyskiwanych rezultatów oraz przeprowadzono wielowątkowe badania symulacyjne algorytmu. Uzyskane rezultaty potwierdzają zarówno dobrą dynamikę (odpowiadającą okresowi sygnału o danej częstotliwości), jak i dokładność wyznaczania wartości częstotliwości składowej użytecznej (niedokładność względna nie przekracza 0,04%) zarówno w stanach stacjonarności częstotliwości sygnału pomiarowego, jak i jej dynamicznej (skokowej) zmiany. Wykorzystanie filtracji ortogonalnej pozwala na eliminację lub skuteczne tłumienie składowych zakłócających w sygnale, szczególnie wyższych harmonicznych uniewrażliwiając algorytm na ich obecność. W drugiej części artykułu zostanie przedstawiony opracowany algorytm obliczania częstotliwości pracujący przy stałych parametrach filtrów ortogonalnych.

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] Ghosh S., El Noursi M., An Analytical Approach for Frequency Estimation of Modern Power Grid, *IEEE Trans. on Power Systems*, 37 (2022), No. 5, 4094-4097
- [4] Radulović M., Zečević Ž., Krstajić B., Dynamic Phasor Estimation by Symmetric Taylor Weighted Least Square Filter, *IEEE Trans. on Power Delivery*, 35 (2020), No. 2, 828-836
- [5] Sun J., Aboutanios E., Smith D.B., Fletcher J.E., Robust Frequency, Phase, and Amplitude Estimation in Power Systems Considering Harmonics, *IEEE Trans. on Power Delivery*, 35 (2020), No. 3, 1158-1168
- [6] 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
- [7] Stuart Z.K., El Laham Y., Bugallo M.F., Robust Frequency and Phase Estimation for Three-Phase Power Systems Using a Bank of Kalman Filters, *IEEE Signal Processing Letters*, 28 (2021), No. 5, 1235-1