

Adrian HALINKA

ESTYMACJA WIELKOŚCI KRYTERIALNYCH ZABEZPIECZEŃ DLA ZMIENNEJ CZĘSTOTLIWOŚCI SYGNAŁÓW

Streszczenie. Pomiar częstotliwości f odbywa się przez porównanie położenia fazora napięcia na płaszczyźnie zespolonej co jeden okres podstawowej harmonicznej sygnału wejściowego. W przypadku stabilnej częstotliwości różnica położenia fazora w poszczególnych cyklach pomiarowych powinna być równa zero. W przypadku zmiany częstotliwości różnica kątów jest proporcjonalna do zmiany częstotliwości.

CRITERIAL QUANTITIES ESTIMATION OF PROTECTIVE ALGORITHMS FOR VARIABLE SIGNAL FREQUENCY

Summary. The proposed method of the frequency measurement is based on the comparison of the voltage phasor position on the complex-plane every period of the input signal fundamental component. In case of the stable frequency the difference of the phasor layout in the following cycles is equal to zero. In other case the phase shift is proportional to the frequency variation.

1. WSTĘP

Obecnie stosowane algorytmy zabezpieczeń cyfrowych bazują na założeniu, że częstotliwość pierwszej harmonicznej sygnałów wejściowych otrzymywanych z zabezpieczanego obiektu ma wartość stałą i może ulegać zmianie tylko w stanach zakłóceń. Istnieją jednak układy generatorowe, których częstotliwość pracy ulega zmianom w dość szerokim zakresie, np. hydrozespoły zasilane z układów przekształtnikowych zainstalowanych w obwodzie stojana lub wirnika generatora, generatory z turbinami gazowymi. Ponadto każdy rozruch generatora synchronicznego wiąże się ze zmianą częstotliwości jego pracy od kilku herców, na początku rozruchu, do osiągnięcia synchronizmu z systemem (częstotliwość 50Hz). Wskutek zmian częstotliwości podczas rozruchu układów generatorowych większość zabezpieczeń w trakcie trwania tego procesu jest blokowana.

Obecnie w coraz większym stopniu stosowana w elektroenergetycznej automatyce systemowej technika cyfrowa stwarza możliwości pomiaru i śledzenia zmian częstotliwości, co pozwala na adaptację algorytmów zabezpieczeniowych do aktualnego stanu chronionego obiektu (określonego poprzez aktualną wartość częstotliwości). Umożliwia to zwiększenie liczby aktywnych zabezpieczeń w trakcie rozruchu generatorów, jak i pozwala na poprawną pracę algorytmów zabezpieczeniowych w stanach charakteryzujących się częstotliwością odbiegającą od nominalnej częstotliwości systemowej 50 Hz (hydrogeneratory pracujące z układami falownikowymi).

W artykule przedstawiono wyniki analizy pracy dwóch metod pomiaru częstotliwości bazujących na składowych ortogonalnych sygnału wejściowego.

2. ALGORYTMY POMIARU CZĘSTOTLIWOŚCI W OPARCIU O SKŁADOWE ORTOGONALNE

Pomiar aktualnej częstotliwości odbywa się przez porównanie położenia fazona sygnału wejściowego (sygnał napięciowy) na płaszczyźnie zespolonej w interwałach czasowych wyznaczonych okresem aktualnej, podstawowej harmonicznej sygnału wejściowego (wyznaczonej w poprzednim cyklu obliczeniowym).

Algorytm metody wyznaczania częstotliwości w oparciu o składowe ortogonalne przedstawia rys.1. Jako przedział częstotliwości, w którym były badane i weryfikowane algorytmy wyznaczania częstotliwości, przyjęto zakres (2+150) Hz. Analizowano dwie metody pomiaru częstotliwości w oparciu o składowe ortogonalne, bazując na stałej częstotliwości próbkowania sygnału wejściowego wynoszącej 600 Hz.

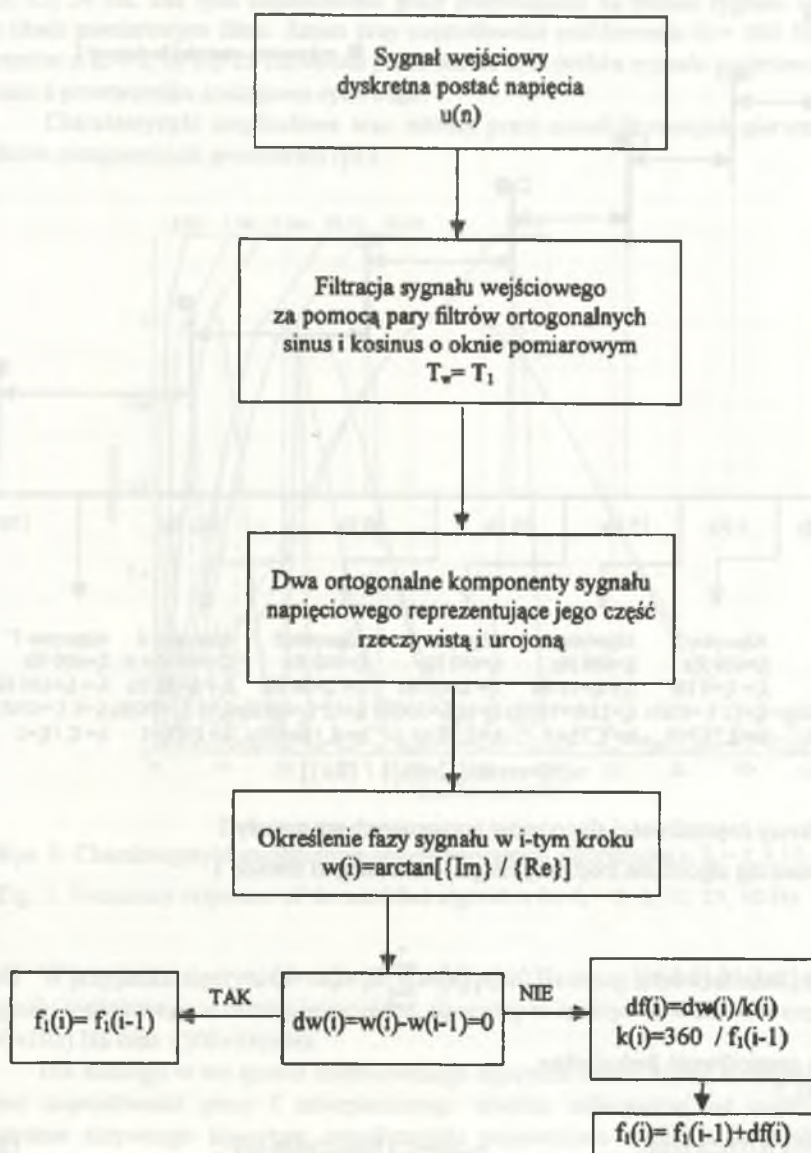
Metoda 1

Zakres badanej częstotliwości został podzielony na przedziały pracy danego algorytmu pomiarowego wyznaczania składowych ortogonalnych. Dany algorytm charakteryzuje się tzw. „częstotliwością pracy” f_b . Jest to częstotliwość, dla której zostały określone: liczba i wartości współczynników pary filtrów ortogonalnych o oknach pomiarowych zbliżonych do uproszczonych funkcji sinus i cosinus.

Algorytmy te zostały zmodyfikowane w taki sposób, aby w przedziale częstotliwości, w którym dany algorytm jest aktywny, uzyskać zbliżony przebieg charakterystyki amplitudowej dla składowej „sinusowej” i „kosinusowej” oraz charakterystykę fazową zapewniającą ortogonalność filtrów w całym zakresie częstotliwości - rys 2.

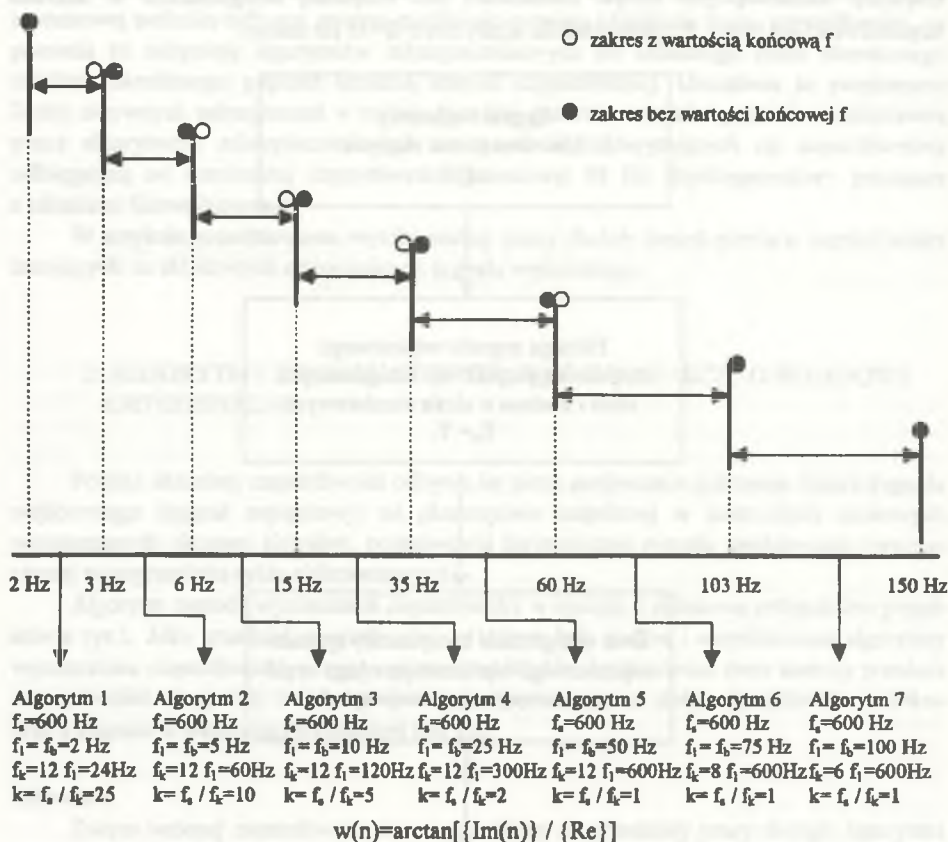
Próbki sygnału wejściowego poddane są filtracji przez pełnookresowy filtr o współczynnikach wagi określonych za pomocą równania b_k , następnie jest dokonywany spłot sygnału wyjściowego $y(n)$ z filtru z parą prostych, wzajemnie ortogonalnych funkcji o współczynnikach wagi zawartych odpowiednio w wektorach: b_1 i b_2 . Funkcje te są fragmentami funkcji okresowych tak rozmieszczonych w oknie pomiarowym, że jedna z nich przechodzi przez zero, druga zaś przez maksimum w środku okna pomiarowego. Można je przyrównać do zdeformowanych (uproszczonych) fragmentów funkcji sinus i cosinus. Badając charak-

terystykę widmową tych filtrów stwierdzono ich wzajemną ortogonalność w zakresie częstotliwości ich pracy. Przykładowo dla algorytmu o $f_0=75$ Hz mamy:



Rys.1. Algorytm wyznaczania częstotliwości w oparciu o składowe ortogonalne

Fig. 1. The orthogonal components-based frequency calculation algorithm



Rys. 2. Zakresy częstotliwości algorytmów pomiarowych wg metody 1

Fig. 2. Measuring algorithms frequency ranges - according to method 1

$$b_k = 0.25 \sin[2\pi f_0 / f_c (3.5 - k)] , \quad y_k(n) = \sum_{k=0}^7 b_k x(n - k) , \quad (1)$$

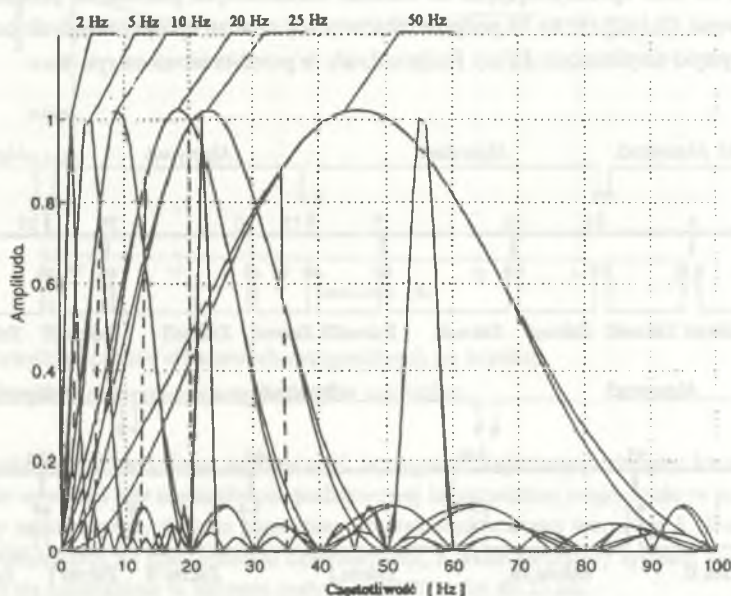
gdzie : f_0 - częstotliwość funkcji okna,
 $k=0..7$

$$b_e = 0.5 [0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0 \ -1 \ 0 \ 0] , \quad y_{\omega}(n) = 0.5 [x(n-2) - x(n-6)] , \quad (2)$$

$$b_c = 0.5 [-0.25 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1.5 \ 0 \ 0 \ 0 \ -0.25] , \quad y_{kc}(n) = 0.5 \{ 1.5 x(n-4) - 0.25 [x(n) - x(n-8)] \} . \quad (3)$$

Dla przedziału częstotliwości (2+60) Hz mamy pięć algorytmów o charakterystycznych (będących podwielokrotnościami częstotliwości próbkowania) częstotliwościach pracy f_b : 2, 5, 10, 25, 50 Hz. Dla tych częstotliwości pracy przewidziano 12 próbek sygnału wejściowego w oknie pomiarowym filtru. Zatem przy częstotliwości próbkowania $f_s = 600$ Hz dla algorytmów o $f_b = 2, 5, 10, 25$ Hz będzie pobierana co k -ta próbka sygnału wejściowego uzyskiwana z przetwornika analogowo-cyfrowego.

Charakterystyki amplitudowe oraz zakresy pracy zmodyfikowanych pierwszych pięciu filtrów ortogonalnych przedstawia rys.3.



Rys. 3. Charakterystyki amplitudowe zmodyfikowanych algorytmów o $f_b = 2, 5, 10, 25, 50$ Hz

Fig. 3. Frequency responses of the modified algorithm for $f_b = 2, 5, 10, 25, 50$ Hz

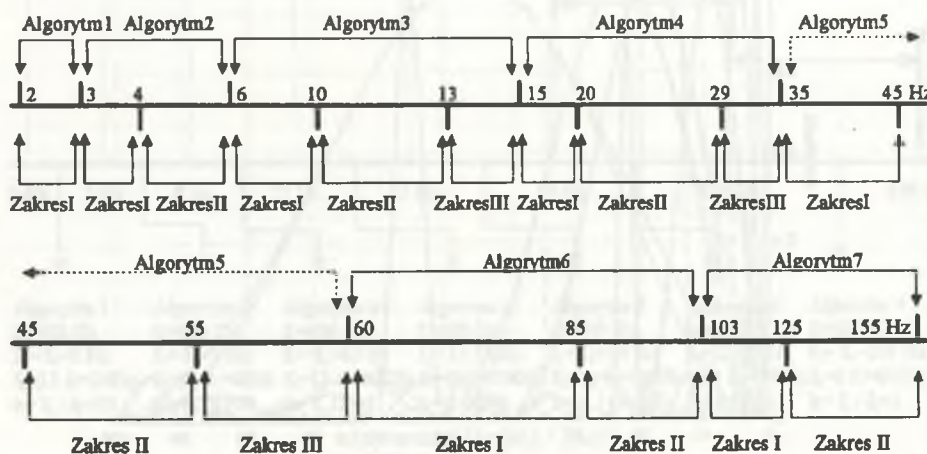
W przypadku algorytmów o $f_b = 75$ Hz i $f_b = 100$ Hz mamy odpowiednio 8 i 6 próbek sygnału wejściowego w oknie pomiarowym, algorytmy te są aktywne w zakresie częstotliwości (60+103) Hz oraz (103+150) Hz.

Dla każdego w ten sposób zdefiniowanego algorytmu muszą zostać określone, dla aktualnej częstotliwości pracy f zabezpieczanego obiektu, odbiegającej od częstotliwości f_b aktualnie aktywnego algorytmu, współczynniki poprawkowe wyznaczania amplitudy składowych ortogonalnych. Wyznaczone współczynniki poprawkowe korygują ponadto tłumienie sygnału wejściowego powodowane obecnością na wejściu układu zabezpieczeniowego analogowego, dolnoprzepustowego filtru tzw. "Antialiasfilter". Składowe ortogonalne wykorzystywane są nie tylko do wyznaczenia kąta aktualnego położenia fazora sygnału wej-

ściowego na płaszczyźnie zespolonej (wykorzystywane do aktualizacji częstotliwości), ale również są wykorzystywane w algorytmach obliczających amplitudy zadanych wielkości jak: napięcie, prąd, moc czy impedancja.

Korekcja amplitud wyznaczonych składowych ortogonalnych sygnału wejściowego odbywa się za pomocą równań drugiego rzędu, aproksymujących wartości współczynników korygujących w danym przedziale częstotliwości wartości charakterystyki amplitudowej $H(j\omega)$ filtrów ortogonalnych do wartości równej jeden.

W związku z koniecznością uzyskania dużej dokładności dopasowania wartości otrzymanych z równań aproksymujących do wartości oczekiwanych podzielono przedział badanej częstotliwości (2-160) Hz na 16 podprzedziałów pracy równań aproksymujących korygujących charakterystyki amplitudowe $H(j\omega)$. Podprzedziały te przedstawiono na rys. 4.



Rys. 4. Przedziały pracy równań aproksymujących wg metody 1

Fig. 4. The ranges of the input signal suppression corrections equation according to method 1

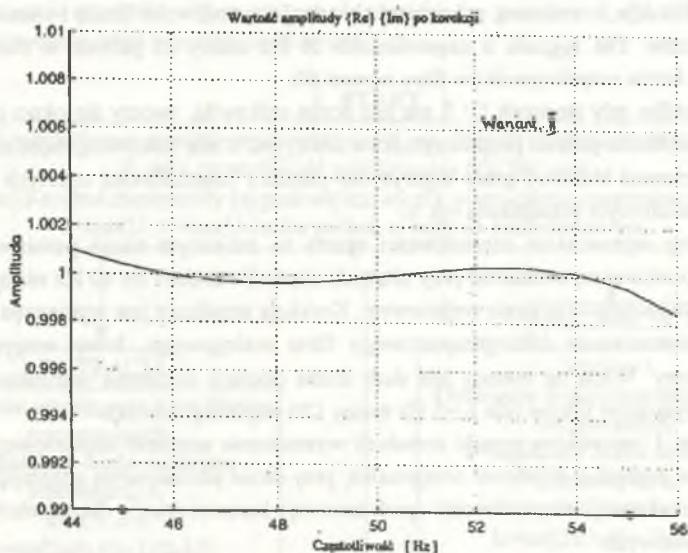
Mając dane, w postaci wektora, wartości amplitudy charakterystyk widmowych pary filtrów ortogonalnych, wyznacza się wektory odwrotności tych amplitud w zadanym przedziale częstotliwości, stanowiące zbiór wartości funkcji. Funkcje te następnie aproksymujemy w zdefiniowanych przedziałach częstotliwości równaniami drugiego rzędu, wg metody najmniejszych kwadratów błąd.

Przykładowy przebieg składowych ortogonalnych $\{Re\}$, $\{Im\}$ po korekcji amplitudy wg równania aproksymującego:

$$k_{(Re)} = 0.0012f_1^2 - 0.1108f_1 + 3.5268$$

$$k_{(Im)} = 0.0012f_1^2 - 0.1105f_1 + 3.5187,$$

gdzie f_1 - aktualna częstotliwość podstawowej harmonicznnej w zakresie (45+55) Hz, przedstawiona na rys.5.



Rys. 5. Wartość amplitudy składowych ortogonalnych po korekcji

Fig. 5. Orthogonal components amplitude after correction

Metoda ta jest wrażliwa na obecność w sygnale wejściowym drugiej harmonicznej, szczególnie wówczas gdy częstotliwość podstawowej harmonicznej znajduje się w pobliżu dolnej granicy zakresu pracy danego algorytmu, scharakteryzowanego wartością f_b . Duży wpływ drugiej harmonicznej na błąd pomiaru częstotliwości, a także amplitudy sygnału wejściowego uwidacznia się szczególnie w zakresie małych częstotliwości do 35 Hz.

W przypadku sygnału napięciowego, będącego sygnałem wejściowym dla aktualizacji częstotliwości, nie należy spodziewać się w nim drugiej harmonicznej, mogą wystąpić harmoniczne nieparzyste mające swe źródło w nieliniowości obwodów magnetycznych. Jednakże przy wyznaczaniu amplitud sygnałów prądowych możliwość wystąpienia znaczącej wartości drugiej harmonicznej jest prawdopodobna, odnosi się to zwłaszcza do stanów zakłóceńowych.

Ponieważ metoda pomiaru częstotliwości bazująca na składowych ortogonalnych może być wykorzystywana przez algorytmy zabezpieczeniowe prądowe, napięciowe czy impedancyjne, proponuje się wykorzystać w zakresie niższych częstotliwości (2-40) Hz drugą metodę wyznaczania składowych ortogonalnych (wyznaczania częstotliwości) bazującą na zmiennym, dynamicznie dostosowującym się do aktualnej częstotliwości oknie pomiarowym.

Metoda 2

Do wyznaczenia składowych ortogonalnych {Re}, {Im} sygnału wejściowego wykorzystano parę filtrów ortogonalnych o zmiennym oknie pomiarowym równym aktualnemu

okresowi podstawowej harmonicznej sygnału wejściowego. Przy stałej częstotliwości próbkowania $f_s=600$ Hz daje to zmienną, zależną od aktualnej częstotliwości liczbę i wartości współczynników filtrów. Dla sygnału o częstotliwości 10 Hz mamy 60 próbek w oknie pomiarowym, zatem liczba współczynników filtru wynosi 60.

W przypadku gdy stosunek f_s / f_1 nie jest liczbą całkowitą, tworzy się okno pomiarowe filtru, w którym liczba próbek (współczynników filtru) jest liczbą całkowitą, najbliższą stosunkowi f_s / f_1 . Schemat blokowy pracy algorytmów pomiaru częstotliwości opartych na zmiennym oknie pomiarowym przedstawia rys. 6.

Algorytmy wyznaczania częstotliwości oparte na zmiennym oknie pomiarowym dają dobre wyniki pomiarowe, zwłaszcza przy niższych częstotliwościach do 40 Hz nie są wrażliwe na wyższe harmoniczne w sygnale wejściowym. Korekcja amplitudy jest wymagana jedynie ze względu na zastosowanie dolnoprzepustowego filtru analogowego, który wstępnie filtruje sygnał wejściowy. Wadą tej metody jest duża liczba operacji mnożenia warunkowana dużą liczbą współczynników filtrów (dla $f_1=5$ Hz mamy 120 współczynników).

W tablicy 1 zestawiono wyniki symulacji wyznaczenia amplitud napięciowego sygnału wejściowego w oparciu o składowe ortogonalne, przy oknie pomiarowym adaptującym się do aktualnie wyznaczonej częstotliwości podstawowej harmonicznej, dla dwóch różnych sygnałów wejściowych:

sygnał 1: $u(t) = 100 \sin(\omega_1 t + 30^\circ)$

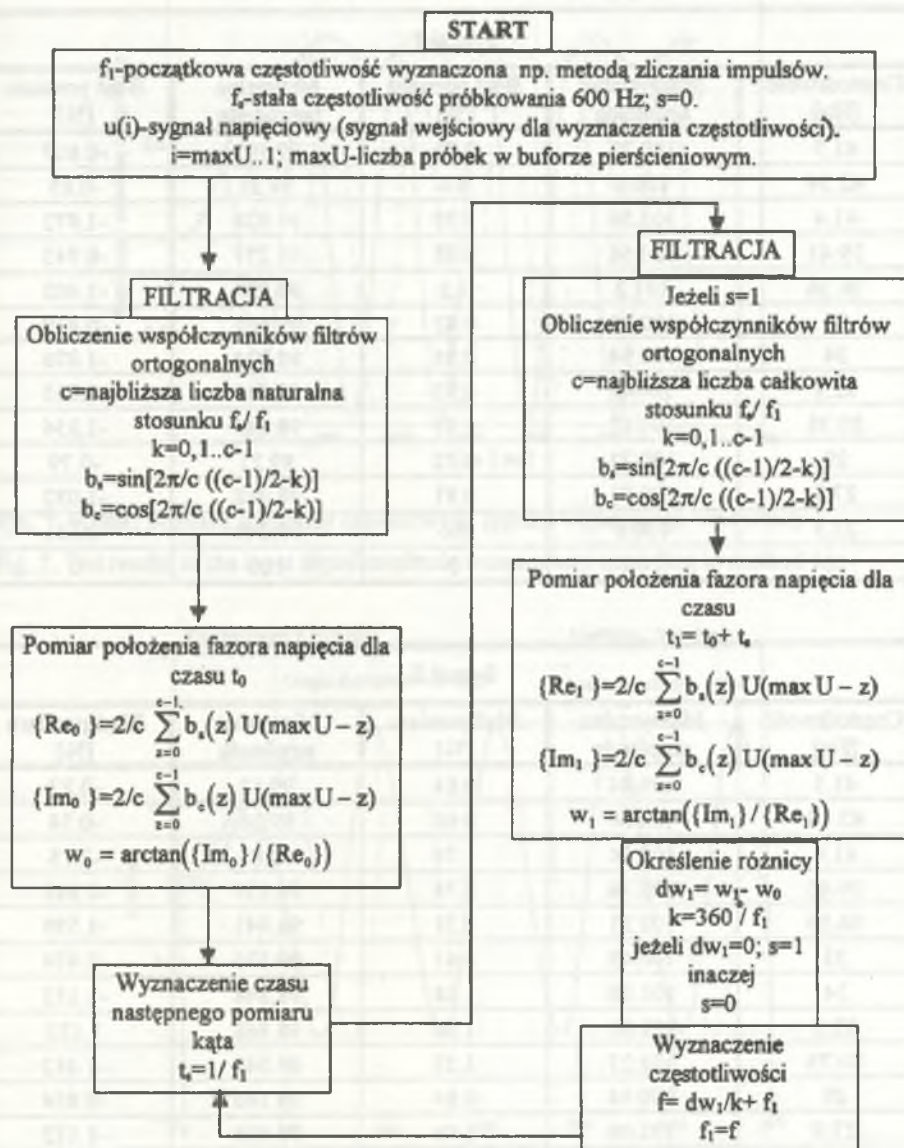
sygnał 2:

$$u(t) = 100 \sin(\omega_1 t + 30^\circ) + 10 \sin \omega_2 t + 10 \sin(\omega_3 t + 60^\circ) + 10 \sin \omega_4 t + 8 \sin \omega_5 t + 9 \sin \omega_6 t .$$

Dla wyższych częstotliwości powyżej 45 Hz duży błąd w określeniu składowych ortogonalnych, a co za tym idzie - w wyznaczeniu aktualnej częstotliwości i amplitudy wprowadzają różnice pomiędzy częstotliwością funkcji sinus i cosinus tworzących okno pomiarowe a częstotliwością sygnału wejściowego, w przypadku gdy stosunek f_s / f_1 nie jest liczbą całkowitą. Jest to spowodowane małą liczbą próbek w oknie pomiarowym przy założonej stałej częstotliwości próbkowania $f_s=600$ Hz. Przykładowo, dla sygnału wejściowego o częstotliwości podstawowej harmonicznej równej 134 Hz stosunek f_s / f_1 wynosi 4,4776, zatem stworzymy okno pomiarowe o czterech próbkach i częstotliwości funkcji ortogonalnych równej 150 Hz. Porównanie wyznaczenia amplitud sygnału wejściowego wg algorytmów bazujących na metodzie 1 i 2 przedstawiają rys. 7, 8.

W przypadku możliwości występowania w sygnale wejściowym drugiej harmonicznej można zastosować do wyznaczenia częstotliwości i amplitudy w zakresie częstotliwości $(2+45)$ Hz algorytmy oparte na metodzie 2, w zakresie częstotliwości $(45+150)$ Hz algorytmy 5, 6 i 7 oparte na metodzie 1.

Zestawienie porównawcze wyznaczenia amplitudy, będącej równocześnie miarą dokładności wyznaczenia częstotliwości za pomocą algorytmów wg metod 1 i 2, dla różnych kombinacji sygnału wejściowego przedstawiono w tablicy 2.



Rys. 6. Algorytm pomiaru częstotliwości przy zmiennym oknie pomiarowym

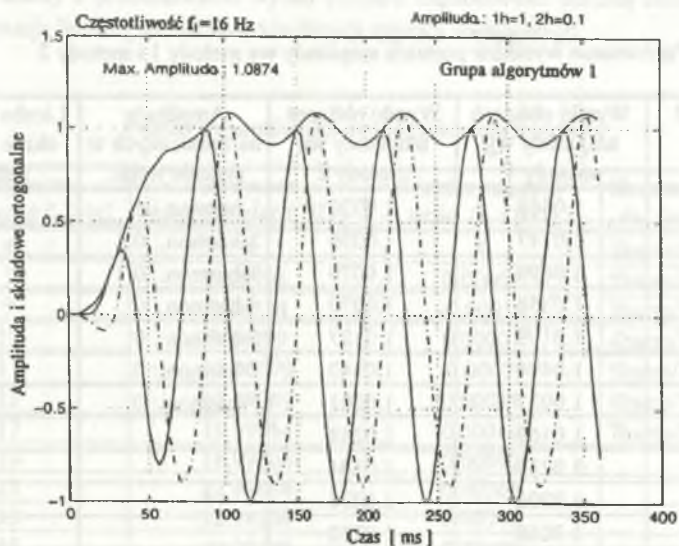
Fig. 6. Frequency measurement algorithm using a variable data window

Tablica 1

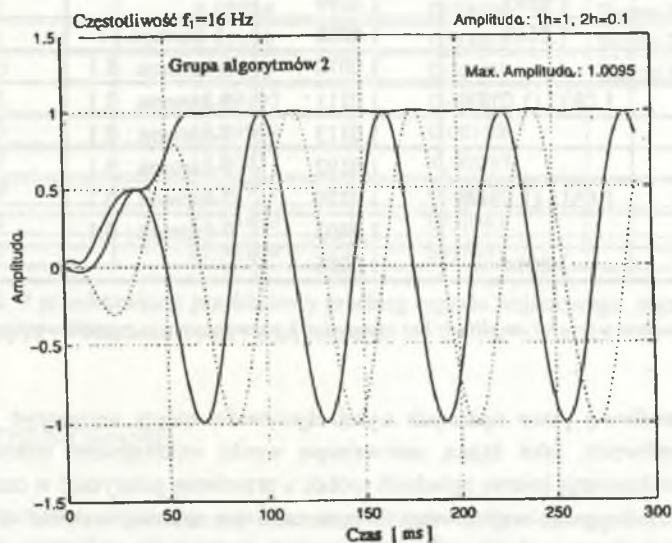
Porównanie wyników pomiaru amplitudy wg metody 2 dla różnych sygnałów wejściowych

Sygnał 1				
Częstotliwość [Hz]	Maksymalna amplituda	Błąd pomiaru [%]	Minimalna amplituda	Błąd pomiaru [%]
43.5	100.73	0.73	99.193	-0.807
42.34	100.6	0.6	99.35	-0.65
41.4	101.59	1.59	98.028	-1.972
39.45	100.68	0.68	99.257	-0.743
36.56	101.2	1.2	98.924	-1.402
35	100.42	0.42	99.561	-0.439
34	100.94	0.94	98.924	-1.076
32.2	100.93	0.93	98.945	-1.055
30.75	101.15	1.15	98.644	-1.356
29	100.72	0.72	99.21	-0.79
27.8	100.91	0.91	98.968	-1.032
22.5	100.6	0.6	99.349	-0.651
20	100	0	100	0

Sygnał 2				
Częstotliwość [Hz]	Maksymalna amplituda	Błąd pomiaru [%]	Minimalna amplituda	Błąd pomiaru [%]
43.5	100.84	0.84	99.13	-0.87
42.34	100.66	0.66	99.26	-0.74
41.4	101.74	1.74	97.85	-2.15
39.45	100.74	0.74	99.159	-0.841
36.56	101.31	1.31	98.441	-1.559
35	100.45	0.45	99.526	-0.474
34	101.08	1.08	98.848	-1.152
32.2	101.06	1.06	98.868	-1.132
30.75	101.27	1.27	98.548	-1.452
29	100.84	0.84	99.146	-0.854
27.8	101.06	1.06	98.888	-1.112
22.5	100.71	0.71	99.291	-0.709
20	100	0	100	0



Rys. 7. Wyniki pomiaru amplitudy napięciowego sygnału wejściowego wg metody 1
Fig. 7. The results of the input signal amplitude measurement according to method 1



Rys. 8. Wyniki pomiaru amplitudy napięciowego sygnału wejściowego wg metody 2
Fig. 8. The results of the input signal amplitude measurement according to method 2

Tablica 2

Porównanie wyników pomiaru amplitudy wg metody 1 i metody 2

Częstotliwość [Hz]	Wyniki obliczeń amplitudy wg metody 1	Wyniki obliczeń amplitudy wg metody 2	Amplitudy harmonicznych w sygnale wejśc.	Liczba próbek w oknie pom. wg metody 2
7	1.0561	1.0020	1-harmon.: 1	86
11	1.0147	1.0050	2-harmon.: 0.1	55
16	1.0899	1.0079	3-harmon.: 0.1	38
19	1.0358	1.0079	4-harmon.: 0	32
29.2	1.0199	1.0127	5-harmon.: 0	21
36.15	1.0494	1.0140	7-harmon.: 0	17
47.8	1.0037	1.0201	9-harmon.: 0	13
57	1.0169	1.0248		11
61	1.0255	1.0104		10
63	1.0203	1.0276		10
70	1.0060	1.0282		9
74	1.0001	1.0074		8
89	1.0237	1.0243		7
112	1.0065	1.0449		5
134	1.0034	1.0980		4
145	1.0242	1.0699		4
7	1.0569	1.0028	1-harmon.: 1	86
11		1.0070	2-harmon. 0.1	55
16	1.0837 (1.0189)	1.0111	3-harmon. 0.1	38
19		1.0113	4-harmon.: 0.1	32
29.2		1.0192	5-harmon.: 0.1	21
36.15	1.0515 (1.0116)	1.0229	7-harmon.: 0.1	17
47.8		1.0403	9-harmon.: 0.1	13
57	1.0294	1.0936		11

W nawiasach podano wartości amplitudy bez obecności 2 harmonicznej w sygnale wejściowym.

Dla prawidłowej pracy opisanych wyżej algorytmów należy wyznaczyć początkową wartość częstotliwości. Jako dającą zadowalające wyniki wykorzystano metodę zliczania impulsów z aproksymacją liniową sąsiednich próbek o przeciwnej polaryzacji w czasie równym jednemu okresowi sygnału wejściowego. Wyznaczenie początkowej wartości częstotliwości pozwala określić czas pierwszego pomiaru kąta wykorzystując opisane algorytmy, a następnie wyznaczyć aktualną częstotliwość i amplitudę sygnału wejściowego.

W tablicy 3 przedstawiono wyniki pomiaru częstotliwości metodą zliczania impulsów z aproksymacją liniową dla różnych kombinacji sygnału wejściowego.

Tablica 3

Pomiar częstotliwości metodą zliczania impulsów

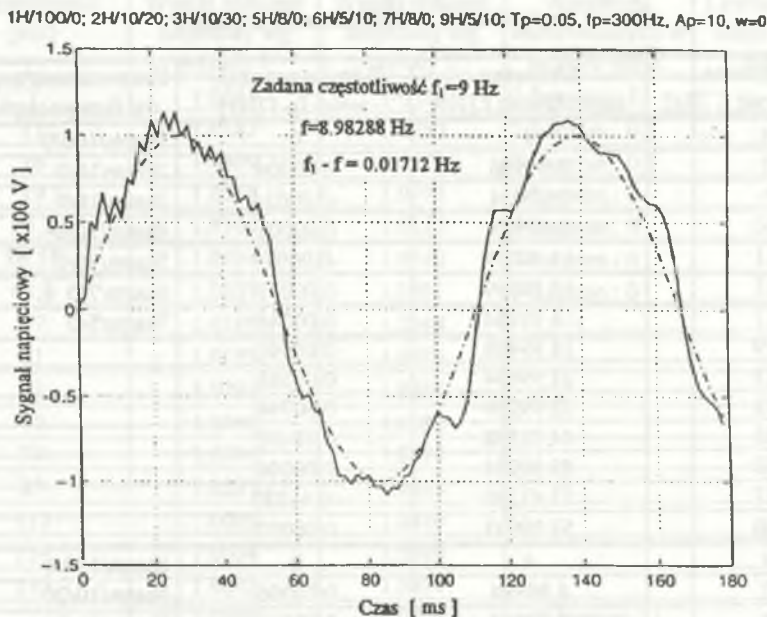
Rzeczywista częstotliwość f_1 [Hz]	Obliczona częstotliwość f [Hz]	Różnica częstotliwości $f_1 - f$ [Hz]	Harmoniczna/amplituda/ faza początkowa
4	4	0	1harm/100/0
7	6.99996	0.00004	2harm/10/0
9	9.00014	-0.00014	3harm/10/0
10	9.99999	0.00001	4harm/10/0
11	11.00079	-0.00079	5harm/10/0
13	12.99969	0.00031	6harm/7/0
17	16.99954	0.00046	7harm/5/0
19	18.99408	0.00592	
23	22.99634	0.00366	
33	32.99256	0.00744	
45	44.92598	0.07402	
50	49.99994	0.00006	
57	57.41230	-0.41230	
60	59.99993	0.00007	
4	4	0	1harm/100/0
7	6.99994	0.00006	3harm/10/20
8	7.99999	0.00001	5harm/10/30
10	9.99999	0.00001	7harm/10/0
11	10.99997	0.00003	
13	12.99862	0.00138	
17	17.00237	-0.00237	
19	18.98771	0.01229	
23	22.98939	0.01061	
33	32.92169	0.07831	

Na rys. 9 przedstawiono przykładowy przebieg sygnału wejściowego, jego podstawowej harmonicznej ($f_1 = 9$ Hz) oraz wynik i błąd pomiaru.

3. PODSUMOWANIE

Przedstawione algorytmy pomiaru częstotliwości pozwalają uzyskać dobre wyniki zarówno dla sygnałów wejściowych zawierających tylko składową podstawową, jak i dla sygnałów zawierających szeroką gamę harmonicznych (do 9 włącznie) czy też składową aperiodyczną. Wyznaczone składowe ortogonalne sygnału wejściowego, na których bazuje

określenie aktualnej częstotliwości, mogą być wykorzystane przez algorytmy zabezpieczeniowe prądowe, napięciowe itd., których działanie oparte jest na znajomości amplitud czy wartości skutecznych odpowiednich sygnałów wejściowych.



Rys. 9. Wyniki pomiaru częstotliwości metodą zliczania impulsów

Fig. 9. The frequency measurement results by use of the impulses counting method

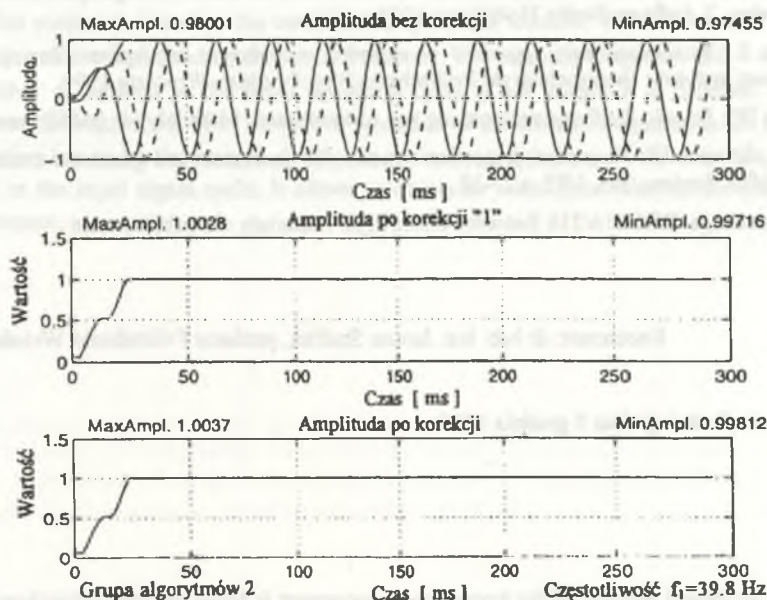
W obecnie stosowanych rozwiązaniach zabezpieczeń cyfrowych wykorzystuje się stałą częstotliwość próbkowania. Dla tych rozwiązań można stosować algorytmy oparte na składowych ortogonalnych i to zarówno do wyznaczania częstotliwości, jak i amplitudy prądu, napięcia, impedancji czy też mocy. W związku z możliwością wystąpienia, zwłaszcza w sygnałach prądowych, drugiej harmonicznej dzieli się określenie częstotliwości w badanym zakresie częstotliwości (2+150) Hz na następujące etapy:

- początkowy pomiar częstotliwości metodą zliczania impulsów;
- w zakresie częstotliwości (5+45) Hz wykorzystuje się algorytmy o zmiennym oknie pomiarowym, dopasowującym się do aktualnie wyznaczonej częstotliwości pracy chronionego obiektu; eliminuje się duży wpływ drugiej harmonicznej na wyznaczenie składowych ortogonalnych, na których bazuje pomiar częstotliwości i amplitudy. Przykładowe wyniki pomiaru składowych ortogonalnych i amplitudy sygnału wejściowego o częstotliwości $f_1=39.8\text{ Hz}$ wg metody 2 przedstawia rys. 10;
- w zakresie częstotliwości do 20 Hz nie jest konieczna korekcja obliczeń amplitudy ze względu na tłumienie sygnału wejściowego przez dolnoprzepustowy, analogowy filtr

wejściowy. W zakresie częstotliwości (20+45) Hz współczynniki korekcji amplitudy zostały zdefiniowane w postaci tablicy (z dokładnością do 1 Hz), skracając czas pracy algorytmu (jest to tzw. korekcja), lub były wyznaczane w każdym cyklu obliczeniowym za pomocą równania aproksymującego (korekcja 1):

$$A(f_i) = K(1)f_i^2 + K(2)f_i + K(3), \quad (4)$$

gdzie: $K(1) = 1.4694E-05$,
 $K(2) = 3.0589E-05$,
 $K(3) = 0.9997$.



Rys. 10. Wyniki pomiaru składowych ortogonalnych i amplitudy sygnału wg metody 2

Fig. 10. The results of the orthogonal components and voltage signal amplitude measurement according to method 2

Duża liczba potrzebnych próbek, zwłaszcza przy niskich częstotliwościach, wymaga odpowiednio dużej pamięci, w której w sposób dynamiczny będą składowane próbki sygnału wejściowego;

- w przedziale częstotliwości (45+150) Hz pracują trzy algorytmy (algorytm 5, 6, 7) w oparciu o metodę 1 oraz sześć równań aproksymujących do wyznaczenia współczynników korygujących tłumienie amplitudy.

Przedstawione dwie metody (grupy algorytmów) wyznaczania aktualnej częstotliwości w oparciu o składowe ortogonalne zostały zaimplementowane w języku MODULA-2 i pod-

dane wstępnym testom w zakresie częstotliwości (20-75) Hz w cyfrowym zabezpieczeniu generatora. Otrzymane wyniki pomiaru częstotliwości, prądu, napięcia, mocy potwierdziły słuszność przyjętych założeń oraz rezultaty badań symulacyjnych. Następnym etapem będzie próba poszerzenia zakresu, częstotliwości w którym zabezpieczenie będzie aktywne.

LITERATURA

1. Ungrad H., Winkler W., Wiszniewski A.: Schutztechnik in Elektroenergiesystemen. Springer-Verlag, 2 Auflage, Berlin Heidelberg 1994.
2. Szafran J.: Rozpoznawanie sygnałów w cyfrowej automatyce zabezpieczeniowej. Prace Naukowe Instytutu Energoelektryki Politechniki Wrocławskiej, Wrocław 1990.
3. Fromm W.: Prinzip für Frequenzmessung aus Abtastwerten. Materiały nie publikowane.
4. Ilar M., Stranne G.: Numerical protection systems for generators and generator transformer units. ABB Review, No. 1/93, s.27-38.
5. Dokumentacja REG216/316 Betriebsvorschriften. Materiały nie publikowane.

Recenzent: dr hab. inż. Janusz Szafran, profesor Politechniki Wrocławskiej

Wpłynęło do Redakcji dnia 5 grudnia 1995 r.

Abstract

The proposed method of the frequency measurement is based on the comparison of the voltage phasor position on the complex-plane every period of the input signal fundamental component. In case of the stable frequency the difference of the phasor layout in the following cycles is equal to zero. In other case the phase shift is proportional to the frequency variation.

The voltage phasor phase angle is obtained from the orthogonal components - sinusoidal and cosinusoidal - which one the outputs of the orthogonal filters pair used also for the measurement of the signal amplitude. The correction factor df is added to the previous sample frequency $f^{(n-1)}$. As a result one obtains frequency f and a following measurement time, which is inversely proportional to the frequency f . Therefore, the main problem is to determine the accurate value of the voltage phasor phase angle in the following cycles of the frequency measurement, which requires the voltage orthogonal components determination. It may be realised using one of the proposed methods.

Method 1

The frequency interval (2+150) Hz is divided into separate sections. In each of these sections operates the orthogonal components calculations algorithm. In the range (2+60) Hz five algorithms are used with characteristic frequencies f_b : 2, 5, 10, 25, 50 Hz. The input signal sampling frequency is constant and equal to 600 Hz. For $f_b = 75$ Hz frequency range (60+103) Hz and for $f_b = 100$ Hz (103+150) Hz respectively 8 samples and 6 samples in the measuring window are used. For each algorithm and actual frequency the amplitude and input signal phase angle correction factors are calculated.

Method 2

This method is based on the variable, full-cycle data window. The number and values of the filter coefficients depend on the actual frequency. The sampling frequency is $f_s = 600$ Hz. If the number of samples in the basic waveform cycle is not integer it is rounded in a data window to the value f_s / f_1 . For the proper operation of the described algorithms the frequency initial value has to be determined. It may be realised e.g. by using of the impulses counting method in the input signal cycle. It allows to obtain an initial time value of the phase angle measurement.