

Adrian HALINKA, Michał SZEWCZYK
Instytut Elektroenergetyki i Sterowania Układów
Politechnika Śląska, Gliwice

ZAPEWNIENIE MOŻLIWOŚCI PRAWIDŁOWEJ PRACY UKŁADÓW POMIAROWO-ZABEZPIECZENIOWYCH ZŁOŻONYCH OBIEKTÓW ELEKTROENERGETYCZNYCH (2)

*ESTYMACJA WIELKOŚCI ELEKTRYCZNYCH W SZEROKIM ZAKRESIE ZMIAN
CZĘSTOTLIWOŚCI*

Streszczenie. Prawidłowa praca – w sensie zapewnienia właściwej ochrony przed skutkami zakłóceń – urządzeń cyfrowej automatyki zabezpieczeniowej w przypadku, gdy w sygnałach pomiarowych napływających z zabezpieczonego obiektu należy się spodziewać silnie zakłóconych i zmiennych w szerokim zakresie częstotliwości wielkości elektrycznych, wymaga zastosowania w ww. urządzeniach odpowiednich algorytmów pomiarowych i zabezpieczeniowych dostosowanych do warunków, w jakich może pracować dany obiekt (np. zmieniająca się w szerokich granicach częstotliwość sygnałów pomiarowych).

ENSURING POSSIBILITY OF PROPER FUNCTIONING OF THE MEASURING-PROTECTION UNITS FOR THE COMPLEX POWER SYSTEM OBJECTS (2)

*ELECTRICAL QUANTITIES ESTIMATION IN THE WIDE RANGE OF FREQUENCY
CHANGES*

Summary. Proper functioning of the digital power system protection devices, in the sense of protection of the object from disturbances consequences when there is the possibility of distorted and changeable in the wide range frequency measurement signals flowing from the object, force using in such devices correct measurement and protection algorithms adapted to the possible operating conditions of the object.

1. WPROWADZENIE

Istnieją w elektroenergetyce obiekty, których cechą charakterystyczną jest m. in. zmienna w szerokich granicach częstotliwość sygnałów prądowych i napięciowych, które pozyskiwane z obiektu pozwalają określić aktualny stan pracy urządzenia. Najczęściej do klasy obiektów o zmiennej w szerokich granicach częstotliwości sygnałów pomiarowych zalicza się przede wszystkim układy wytwórcze w postaci hydrozespołów odwracalnych lub elektrowni kombinowanych wyposażonych w generatory z turbinami gazowymi, których cechą

charakterystyczną jest, tzw. rozruch częstotliwościowy [1]; drugą grupę stanowią napędy o silnikach elektrycznych dużej mocy (rzędu kilku do kilkunastu MW), sterowanych częstotliwościowo za pomocą tyrystorowych przetworników częstotliwości.

Z punktu widzenia elektroenergetycznej automatyki zabezpieczeniowej (EAZ) wspomnianych wcześniej obiektów możliwość zapewnienia krótkich czasów podejmowania decyzji, generowania decyzji prawidłowych, tj. poprawnie klasyfikujących stan pracy obiektu do podprzestrzeni zdarzeń "zakłócenie" lub "praca dopuszczalna", oraz wysokiej selektywności i niezawodności działań pociąga za sobą konieczność zastosowania algorytmów układach EAZ adaptacyjnych algorytmów pomiarowych i zabezpieczeniowych o odpowiednio wysokiej dokładności i szybkości generacji prawidłowych decyzji gwarantuje skuteczną ochronę zabezpieczanych urządzeń lub układów elektroenergetycznych charakteryzujących się zmienną w szerokich granicach częstotliwością pracy.

Adaptacja algorytmów pomiarowych i zabezpieczeniowych w rozpatrywanych przypadkach ma charakter częstotliwościowy, tzn. koncentruje się na takiej zmianie parametrów pracy algorytmów, która gwarantuje poprawną estymację wielkości pomiarowych i kryterialnych przy zmiennej częstotliwości wejściowych sygnałów pomiarowych - prądów i napięć, pozyskiwanych z obwodów pierwotnych chronionego obiektu [3].

Można stwierdzić, że algorytmy adaptacyjne częstotliwościowo stosowane w cyfrowych układach pomiarowo-zabezpieczeniowych omówionych wyżej obiektów powinny charakteryzować się :

- dużą dokładnością pracy w szerokim zakresie zmian częstotliwości ($5 \div 80$) Hz,
- niewrażliwością lub niskim poziomem wrażliwości na obecność w wejściowych sygnałach pomiarowych wyższych harmonicznych - do dziewiątej włącznie,
- małą niedokładnością działania w przypadkach obecności w sygnałach pomiarowych, zwłaszcza prądowych składowej aperiodycznej o znacznej amplitudzie i długim okresie zanikania,
- maksymalnie krótkim czasem generacji decyzji, gwarantującej prawidłowe i wybiórcze wyłączenie uszkodzonego elementu z zabezpieczanego obiektu.

2. WYZNACZANIE CZĘSTOTLIWOŚCI SKŁADOWEJ PODSTAWOWEJ SYGNAŁU POMIAROWEGO

Podstawowym warunkiem prawidłowej pracy algorytmów zabezpieczeniowych, przy zmieniającej się w szerokich granicach częstotliwości wejściowych sygnałów analogowych, jest znajomość aktualnej wartości estymaty częstotliwości składowej podstawowej (pierwszej harmonicznej) sygnałów pomiarowych. Znajomość tej wartości umożliwi przeparametryzowanie algorytmów wyznaczających wartości wielkości pomiarowych i estymaty wartości wielkości kryterialnych (zabezpieczeniowych). Z punktu widzenia oczekiwanej dużej szybkości realizacji poszczególnych algorytmów pożądane jest przyjęcie zasady umożliwiającej wykorzystanie informacji (danych) uzyskanych lub przetworzonych w wyniku realizacji algorytmu pomiaru częstotliwości przez inne algorytmy (pomiarowe i zabezpieczeniowe) o krótkich czasach powtarzalności wywołań (rzędu kilku, kilkudziesięciu milisekund). Dzięki przyjętej zasadzie można znacznie skrócić czas realizacji (obliczeń) poszczególnych funkcji pomiarowych i zabezpieczeniowych, ograniczając jednocześnie potrzebne wymagania odnośnie do hardware'u.

Idea wyznaczenia częstotliwości f_1 sygnału pomiarowego bazuje na porównaniu położenia fazora tego sygnału na płaszczyźnie fazowej w dwóch ściśle określonych chwilach czasu oddalonych od siebie o czas T_1 - odpowiadający aktualnie wyznaczonemu okresowi składowej podstawowej sygnału. Jako sygnał wykorzystywany do estymacji wartości częstotliwości przyjęto napięcie, ponieważ ze względu na charakter zabezpieczanego obiektu oczekuje się w nim mniejszej obecności składowych zakłócających [2].

Mając dany sygnał napięciowy o pulsacji $\omega_1^{(p)}$ (zmieniającej się w zakresie $(31 + 503)$ rad/s), można jego położenie na płaszczyźnie fazowej w chwili początkowej $t=t_p$ określić za pomocą wartości kąta początkowego α_p wyznaczonej z zależności :

$$x(t_p) = X_{1m} \sin(\omega_1^{(p)} t_p + \alpha_p). \quad (1)$$

Jeżeli w chwili czasu $t_k = t_p + T_1 = t_p + 2\pi/\omega_1^{(p)}$ wyznaczona wartość kąta położenia fazona sygnału na płaszczyźnie fazowej wynosi:

$$\alpha_k = \alpha_p + \int_{t_p}^{t_p+T_1} \omega_1^{(p)} dt = \alpha_p + k2\pi \equiv \alpha_p, \quad k = 1, 2, 3, \dots, \quad (2)$$

to częstotliwość sygnału $x(t)$ w tym czasie nie uległa zmianie lub jest wielokrotnością częstotliwości $f_1^{(p)}$. Zatem jeżeli

$$\alpha_k - \alpha_p = 0, \quad \text{to} \quad f_1^{(k)} = k f_1^{(p)}. \quad (3)$$

W przypadku, gdy $\alpha_k \neq \alpha_p + k2\pi$, zmianie uległa częstotliwość analizowanego sygnału, tj. :

$$\begin{aligned} \alpha_k &= \alpha_p + \int_{t_p}^{t_p+T_1} (\omega_1^{(p)} + \Delta\omega_1^{(p)}) dt = \alpha_p + k\omega_1^{(p)} T_1 + k\Delta\omega_1^{(p)} T_1 = \\ & \alpha_p + k2\pi + k2\pi \frac{\Delta f_1^{(p)}}{f_1^{(p)}} \equiv \alpha_p + k2\pi \frac{\Delta f_1^{(p)}}{f_1^{(p)}}. \end{aligned} \quad (4)$$

Zatem

$$\alpha_k - \alpha_p = k2\pi \frac{\Delta f_1^{(p)}}{f_1^{(p)}}, \quad (5)$$

stąd odchylenie częstotliwości sygnału pomiarowego w chwili $t_k = t_p + T_1$ od częstotliwości $f_1^{(p)}$ aktualnej dla chwili t_p wynosi :

$$\Delta f_1^{(p)} = \frac{\alpha_k - \alpha_p}{2\pi} f_1^{(p)}. \quad (6)$$

W tej sytuacji wyznaczenie częstotliwości składowej podstawowej sygnału pomiarowego w chwili t_k sprowadza się do zależności :

$$f_1^{(k)} = f_1^{(p+1)} = f_1^{(p)} + \Delta f_1^{(p)} = f_1^{(p)} + \frac{\alpha_k - \alpha_p}{2\pi} f_1^{(p)} = f_1^{(p)} \left(1 + \frac{\alpha_k - \alpha_p}{2\pi} \right). \quad (7)$$

Algorytm wyznaczenia aktualnej wartości estymaty częstotliwości sygnału pomiarowego sprowadza się do wyznaczenia położenia fazona sygnału wejściowego w dwóch momentach czasu :

1. W chwili początkowej t_p pomiaru, której odpowiada kąt początkowy α_p .
2. W chwili końcowej t_k pomiaru, której odpowiada kąt końcowy α_k ,

przy czym przedział czasu pomiędzy chwilą końcową i początkową równy jest okresowi sygnału o częstotliwości $f_1^{(p)}$.

3. WYZNACZENIE AMPLITUDY SYGNAŁU POMIAROWEGO

Sygnał wejściowy o zmiennej pulsacji $\omega_1^{(A)}$ opisany zależnością:

$$x(t) = X_{1m} \sin(\omega_1^{(A)} t + \varphi), \quad (8)$$

poddany zostaje dyskretyzacji, a następnie filtracji ortogonalnej o parametrach określonych poprzednio, tj.:

- okna pomiarowe filtrów tworzą funkcje sinus i cosinus,
- częstotliwość $f_0^{(A)}$ funkcji sinus i cosinus jest równa aktualnej częstotliwości składowej podstawowej sygnału pomiarowego $f_1^{(A)}$,
- długość okna pomiarowego filtrów jest równa okresowi aktualnie wyznaczonej częstotliwości składowej podstawowej sygnału $T_w = T_1^{(A)} = 1/f_1^{(A)}$.

Uzyskuje się zatem dwa sygnały, niezależnie od wartości $f_1^{(A)}$, wzajemnie ortogonalne o postaci:

$$x_C(n) = W_C(f_1^{(A)}) X_{1m} \sin[\omega_1^{(A)} n T_i + \varphi + \beta(f_1^{(A)})], \quad (9)$$

$$x_S(n) = W_S(f_1^{(A)}) X_{1m} \cos[\omega_1^{(A)} n T_i + \varphi + \beta(f_1^{(A)})], \quad (10)$$

gdzie:

- $u_C(n)$, $i_C(n)$ – odpowiedzi filtru o oknie w postaci funkcji cosinus na wejściowy sygnał napięciowy, prądowy;
- $u_S(n)$, $i_S(n)$ – odpowiedzi filtru o oknie w postaci funkcji sinus na wejściowy sygnał napięciowy, prądowy;
- $W_C(f_1^{(A)})$ – wzmocnienie amplitudy sygnału wejściowego o częstotliwości $f_1^{(A)}$ w wyniku filtracji kosinusowej;
- $W_S(f_1^{(A)})$ – wzmocnienie amplitudy sygnału wejściowego o częstotliwości $f_1^{(A)}$ w wyniku filtracji sinusowej,

przy czym częstotliwość $f_1^{(A)}$ zmienia się w zakresie od kilku do kilkudziesięciu herców. Częstotliwość $f_1^{(A)}$ w momencie pomiaru amplitudy, tj. w dyskretnej chwili nT_i , ma wartość $f_1^{(k)}$, wyznaczoną w ostatnim cyklu estymacji częstotliwości. Zatem amplitudę X_{1m} sygnału wejściowego można wyznaczyć ze wzoru:

$$X_{1m} = \sqrt{\left[\frac{x_C(n)}{W_C(f_1^{(A)})} \right]^2 + \left[\frac{x_S(n)}{W_S(f_1^{(A)})} \right]^2}, \quad (11)$$

natomiast jego fazę dla dyskretnej chwili czasu nT_i z zależności:

$$(\omega_1^{(A)} n T_i + \varphi) = \gamma(n) = \arctg \left(\frac{x_C(n) W_S(f_1^{(A)})}{x_S(n) W_C(f_1^{(A)})} \right) - \beta(f_1^{(A)}). \quad (12)$$

W przypadku „dopasowania” filtrów ortogonalnych do aktualnej częstotliwości sygnału pomiarowego $f_1^{(A)}$ wzmocnienia filtrów $W_C(f_1^{(A)})$ i $W_S(f_1^{(A)})$ przyjmują jednakowe wartości równe $(N+1)/2$, $(N+1)$ – określa liczbę próbek sygnału wejściowego w oknie pomiarowym filtru), zaś zależności (11) i (12) upraszczają się do postaci :

$$X_{lm}(n) = \frac{1}{W_C(f_1^{(A)})} \sqrt{x_C(n)^2 + x_S(n)^2}, \quad (13)$$

$$\gamma_X(n) = \arctg\left(\frac{x_C(n)}{x_S(n)}\right) - \beta(f_1^{(A)}). \quad (14)$$

W sytuacji odchylenia częstotliwości $f_1^{(A)}$ sygnału od częstotliwości $f_0^{(A)}$ funkcji okien pomiarowych, np. w przypadku gdy stosunek $f_i/f_1^{(A)}$ nie jest liczbą naturalną, wzmocnienia $W_C(f_1^{(A)})$ i $W_S(f_1^{(A)})$ różnią się między sobą, przy czym jedno maleje, zaś drugie rośnie w stosunku do wartości $(N+1)/2$ odpowiadającej częstotliwości równej $f_0^{(A)}$.

4. POMIAR MOCY CZYNNEJ I BIERNEJ

Znajomość składowych ortogonalnych wejściowego sygnału pomiarowego napięciowego i prądowego, wyznaczonych na bazie filtrów ortogonalnych o oknach pomiarowych w postaci funkcji sinus i cosinus oraz parametrach $f_0^{(A)} = f_1^{(A)}$ i $T_w = T_1^{(A)}$, umożliwia określenie w dyskretnych chwilach czasu wartości mocy czynnej dla pierwszej harmonicznej ze wzoru:

$$P_1^{(A)}(n) = \frac{1}{2} \left\{ \frac{u_C(n) i_C(n)}{\left[W_C(f_1^{(A)}) \right]^2} + \frac{u_S(n) i_S(n)}{\left[W_S(f_1^{(A)}) \right]^2} \right\}. \quad (15)$$

W sytuacji gdy w trakcie pomiaru częstotliwość sygnałów wejściowych nie uległa zmianie oraz filtry ortogonalne są „dopasowane” do częstotliwości sygnału wejściowego, tj. $f_0^{(A)} = f_1^{(A)}$ i $T_w = T_1^{(A)}$, równanie (15) upraszcza się do postaci:

$$P_1^{(A)}(n) = \frac{2}{(N+1)^2} [u_C(n) i_C(n) + u_S(n) i_S(n)]. \quad (16)$$

Analogicznie do przypadków pomiaru amplitudy niedopasowanie filtrów ortogonalnych do aktualnej częstotliwości sygnałów wejściowych skutkuje pojawieniem się niedokładności estymacji mocy czynnej $|\Delta P_1^{(A)}(n)|$, zależnej od wartości współczynników wzmocnienia $W_C(f_1^{(A)})$ i $W_S(f_1^{(A)})$. Jednak w tym przypadku wartość niedokładności estymacji mocy czynnej jest funkcją kwadratów wzmocnień filtrów ortogonalnych, wobec czego :

$$|\Delta P_1^{(A)}(n)| = f \left\{ \left[W_C(f_1^{(A)}) \right]^2, \left[W_S(f_1^{(A)}) \right]^2 \right\}, \quad (17)$$

gdzie: $|\Delta P_1^{(A)}(n)|$ – wartość bezwzględna niedokładności estymacji mocy czynnej sygnałów wejściowych o częstotliwości $f_1^{(A)}$,

co powoduje, że wyznaczona estymata jest obciążona większym błędem, niż miało to miejsce w przypadku pomiaru amplitudy.

Wyznaczając estymatę mocy biernej dla sygnałów wejściowych o częstotliwości $f_1^{(A)}$ wykorzystuje się zależność :

$$Q_1^{(A)}(n) = \frac{1}{2W_c(f_1^{(A)})W_s(f_1^{(A)})} [u_s(n)i_c(n) - u_c(n)i_s(n)]. \quad (18)$$

Z zależności (18) wynika, że w przypadku niedopasowania filtrów ortogonalnych do częstotliwości sygnałów wejściowych powstaje niedokładność pomiaru mocy biernej składowej podstawowej, która jest zależna od iloczynu wzmocnień filtrów ortogonalnych sinusowego i kosinusowego.

5. WYZNACZENIE IMPEDANCJI I JEJ SKŁADOWYCH

Wykorzystując wyznaczone wartości estymat amplitudy prądu i napięcia dla składowych podstawowych sygnałów pomiarowych o częstotliwościach $f_1^{(A)}$, można wyznaczyć wartości dyskretne modułu impedancji ze wzoru [4] :

$$Z_1^{(A)}(n) = \frac{U_{1m}(n)}{I_{1m}(n)}. \quad (19)$$

Z kolei kąt impedancji dla dyskretnej chwili czasu nT , można wyznaczyć bez znajomości przesunięcia fazowego $\beta(f_1^{(A)})$, wprowadzanego przez filtry ortogonalne sinus i cosinus dla sygnału wejściowego o częstotliwości $f_1^{(A)}$. Zatem kąt impedancji $\gamma_{Z1}^{(A)}(n)$ oblicza się stosując wzór :

$$\gamma_{Z1}^{(A)}(n) = \arg[Z_1^{(A)}(n)] = \arg[U_{1m}(n)] - \arg[I_{1m}(n)] = \gamma_U(n) - \gamma_I(n). \quad (20)$$

Do wyznaczenia wartości rezystancji można wykorzystać znajomość mocy czynnej oraz kwadratu amplitudy prądu. Dla sygnałów wejściowych o częstotliwości $f_1^{(A)}$ i przy „dopasowaniu” filtrów ortogonalnych wartość estymaty rezystancji wyznacza zależność :

$$R_1^{(A)}(n) = 2 \frac{P_1^{(A)}(n)}{[I_{1m}]^2} = \frac{u_c(n)i_c(n) + u_s(n)i_s(n)}{[i_c(n)]^2 + [i_s(n)]^2}. \quad (21)$$

Dyskretne wartości estymaty reaktancji można wyznaczyć wykorzystując znajomość mocy biernej sygnałów wejściowych o częstotliwości $f_1^{(A)}$ oraz amplitudy sygnału prądowego według wzoru :

$$X_1^{(A)}(n) = 2 \frac{Q_1^{(A)}(n)}{[I_{1m}(n)]^2} = \frac{u_s(n)i_c(n) - u_c(n)i_s(n)}{[i_c(n)]^2 + [i_s(n)]^2}. \quad (22)$$

6. WYBRANE WYNIKI BADAŃ SYMULACYJNYCH

Zaprezentowane w poprzednich rozdziałach adaptacyjne algorytmy estymujące wartości wielkości kryterialnych zabezpieczeń poddane zostały testom weryfikacyjnym, których podstawowym celem było określenie dokładności pracy algorytmów, tj. dokładności wyznaczenia estymat aktualnych wartości pierwszych harmonicznnych sygnałów pomiarowych (m. in. częstotliwości, prądów, napięć) oraz zabezpieczeniowych (fazora impedancji, rezystancji, reaktancji, składowych mocy) w przedziale częstotliwości od 5 do 80 Hz.

Wszystkie badania symulacyjne przeprowadzono korzystając przy definiowaniu procedur i programów symulacyjnych z pakietu oprogramowania *Matlab* oraz *Matlab – Signal Processing Toolbox*.

W tabeli 1 przedstawiono przykładowe, procentowe niedokładności względne estymacji wartości częstotliwości napięcia, prądu i fazona impedancji pierwszej harmonicznej dla symulowanych stanów zwarć wielkopiętowych w obrębie bloku energetycznego, opisanych sygnałami wejściowymi (tzw. "sygnał 1"):

$$\text{sygnał napięciowy: } u(t) = 50 \sin(\omega_1 t + \pi/2) + 5 \sin(\omega_3 t + \pi/3) + 5 \sin(\omega_5 t + \pi/6),$$

$$\text{sygnał prądowy: } i(t) = 25 \sin(\omega_1 t + \pi/18) + 5 \sin(\omega_3 t + \pi/18) + 5 \sin \omega_5 t + 5 \exp(-t/0.5).$$

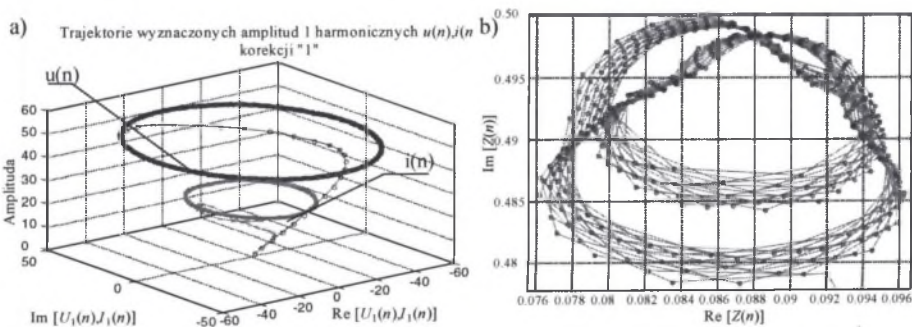
Dodatkowo w tab. 1 przedstawiono niedokładności estymacji mocy fazowej czynnej i biernej oraz rezystancji i reaktancji składowej podstawowej dla wejściowego sygnału prądowego, nie zawierającego składowej nieokresowej, natomiast przy silnej obecności wyższych harmonicznych (sygnał 2 i sygnał 3).

Na rysunku 1 przedstawiono trajektorie wyznaczenia estymaty prądu i napięcia oraz fazona impedancji dla sygnałów wejściowych o częstotliwości $f_1=34$ Hz. Natomiast na rys. 2 przebieg czasowy estymacji mocy biernej oraz niedokładności wyznaczenia częstotliwości pierwszej harmonicznej dla sygnałów wejściowych o $f_1=70$ Hz.

Tabela 1

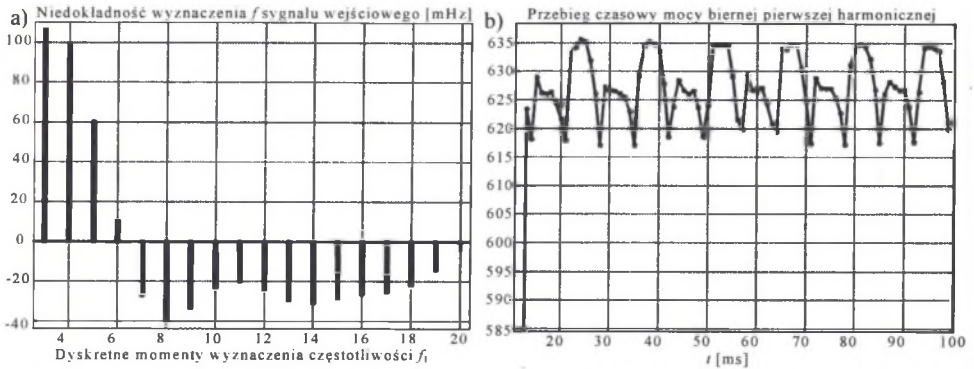
Wartości maksymalnej niedokładności estymacji Δf_1 , U_1 , I_1 , składowych fazona impedancji $|Z_1|$, $|\varphi_{z1}|$, mocy fazowej czynnej P_1 i biernej Q_1 oraz rezystancji R_1 i reaktancji X_1 dla pierwszej harmonicznej o częstotliwości $f_1^{(zad)}$

$f_1^{(zad)}$ Hz	Sygnał 1					Sygnał 2		Sygnał 3	
	Δf_1 mHz	δU_1 %	δI_1 %	δZ_1 %	$\delta \varphi_{z1}$ %	δP_1 %	δQ_1 %	δR_1 %	δX_1 %
13	0,00	0,12	2,13	2,30	1,53	2,86	0,09	4,89	0,95
34	6,61	1,63	1,15	2,72	1,51	39,44	0,29	13,24	1,69
50	0,00	0,00	0,55	0,54	0,39	0,30	0,30	1,25	0,22
55	6,41	1,08	0,79	1,84	0,10	28,80	0,39	8,97	1,08
70	35,12	2,14	1,09	3,18	1,89	58,65	0,55	16,79	2,26



Rys. 1. Trajektorie przebiegu pierwszych harmonicznych sygnałów prądowego i napięciowego o częstotliwości 34 Hz po korekcji tłumienia w filtrze analogowym (a) oraz fazona impedancji pierwszej harmonicznej na płaszczyźnie zespolonej (b)

Fig. 1. Trajectories of first harmonics in current and voltage signals with 34 Hz after attenuation correction in an analog input filter (a) and trajectory of the first harmonic impedance phasor on the complex plane (b)



Rys. 2. Niedokładność wyznaczenia estymaty częstotliwości (a) oraz przebieg czasowy wartości mocy bierniej fazowej (b) pierwszej harmonicznej dla sygnałów wejściowych o $f_1=70$ Hz

Fig. 2. Inaccuracy in the first harmonic frequency (a) and phase reactive power (b) estimation for input signals with $f_1=70$ Hz

7. WNIOSKI

Na podstawie przeprowadzonych symulacji i uzyskanych wyników można sformułować szereg wniosków, z których najistotniejsze to:

- Bardzo duża dokładność wyznaczenia estymat częstotliwości składowej podstawowej w szerokim zakresie zmian częstotliwości sygnału pomiarowego (5 - 80) Hz.
- Duża dokładność wyznaczenia estymat amplitud napięciowych i prądowych sygnałów; przy silnie zniekształconych sygnałach wejściowych maksymalna niedokładność w całym badanym zakresie zmian częstotliwości nie przekracza 3%.
- Niedokładność wyznaczenia parametrów fazora impedancji (modułu i kąta) pierwszej harmonicznej nie przekracza wartości 3,5%.
- W sytuacjach, gdy wartości kątów impedancji φ_{12} zbliżone są do $\pm \pi/2$ (odpowiadająca tym wartościom rezystancja jest bliska zero) obserwuje się znaczny wzrost wartości niedokładności wyznaczenia estymat rezystancji - przekroczone zostaje wartość 15%.
- W warunkach opisanych poprzednio znacznie rośnie również wartość niedokładności estymacji mocy czynnej fazowej - w tych przypadkach błąd względny na krańcach badanego zakresu częstotliwości przekracza 50%.
- Dokładność estymacji wartości reaktancji i powiązanej z nią estymaty mocy fazowej bierniej jest duża; maksymalny błąd nie przekracza 2,5% w całym badanym przedziale częstotliwości.

LITERATURA

1. Buck D.: Das elektrische System von ABB - Kombikraftwerken. „ABB Technik“ , 1995, nr 2, pp. 15 -23.
2. Fromm W., Halinka A., Winkler W.: Accurate measurement of wide - range power system frequency changes for generator protection. Proceedings of the 6th Intern. Conf. on Develop. in Power System Protection. Nottingham / UK 25 - 27 March, 1997, pp. 53 - 57.
3. Halinka A., Szewczyk M., Winkler W.: New Approach to Adaptive Protective Systems Problem in the Complex Power Generating Units. Proceedings of the American Power Conference, 61st Annual Meeting. Chicago 1999. Vol. 61 - II, pp. 542 - 547.
4. Sowa P., Halinka A., Szewczyk M.: Insensitive Algorithm of Correct Frequency Estimation for Power System Protection. Proceedings of the IASTED International Conference Signal and Image Processing (SIP'99) and Internet and Multimedia Systems and Applications (IMSA'99), October 18 -21, 1999, Nassau - Bahamas, pp. 71 - 75.