

Janusz SZAFRAN, Waldemar REBIZANT

Marek MICHALIK
POLITECHNIKA WROCŁAWSKA
INSTYTUT ENERGEOELEKTRYKI

Adaptacyjne szerokopasmowe estymatory składowych impedancji

Przedstawiono szerokopasmowe adaptacyjne algorytmy pomiaru składowych impedancji, które mogą być stosowane np. w układach sterowania i zabezpieczeń generatorów elektroenergetycznych. Istota metody sprowadza się do dwóch zasad: opracowania algorytmów niewrażliwych na niewielkie zmiany częstotliwości sygnałów oraz wyznaczenia przybliżonej wartości częstotliwości sygnałów pomiarowych i adaptacji do niej tych wąskopasmowych algorytmów. Proponowaną metodę testowano symulacyjnie według różnych scenariuszy zmian częstotliwości sygnałów pomiarowych, z uwzględnieniem różnego poziomu zakłóceń, uzyskując błędy o wartościach podobnych do tych jakie obserwuje się dla algorytmów projektowanych na nominalną częstotliwość 50 Hz.

ABSTRACT

A report on adaptive wide frequency band algorithms for measuring impedance components that can be used e.g. in control and protection systems of electric power generators. Essence of the method boils down to two questions: working out algorithms insensitive to slight changes in signals' frequency and determining an approximate measurement signals' frequency and adapting to it these narrow band algorithms. This method was tested by simulation according. To different scenarios of changes in the measurement signals' frequency with an account taken of different interference levels, which revealed errors of values similar to those observed in algorithms designed for the nominal frequency 50 Hz.

Wstęp

Pomiar impedancji i jej składowych jest podstawą działania wielu układów automatyki elektroenergetycznej. Obliczanie impedancji pętli zwarciowej jest realizowane na przykład w zabezpieczeniach odległościowych i lokalizatorach zwarcia. W tym wypadku jest wyznaczana impedancja dla składowej zgodnej, będąca stosunkiem odpowiednich (zależnych od rodzaju zwarcia) sygnałów napięcia i prądu. Znajomość tzw. impedancji fazowej (wynikającej ze stosunku napięcia i prądu danej fazy) może być wykorzystana do detekcji momentu powstania i rozpoznania rodzaju zwarcia. Niezależnie od konkretnej aplikacji i wyboru właściwych sygnałów pomiarowych, od samych estymatorów impedancji wymaga się z reguły znacznej dokładności, odporności na zakłócenia sygnałów oraz szybkości ustalania się wyniku pomiaru w granicach do jednego okresu składowej podstawowej.

Dr hab. inż. Janusz SZAFRAN, prof. Politechniki Wrocławskiej – absolwent Wydziału Elektroniki Politechniki Wrocławskiej (1966 r.), tytuł doktora nauk technicznych uzyskał w 1975 r., habilitację w 1990 r., prowadził zajęcia z licznych przedmiotów dla studentów Wydziału Elektrycznego na studium podstawowym i specjalnościowym. Autor 3 skryptów, ok. 60 artykułów opublikowanych w krajowych i zagranicznych czasopiśmie oraz na konferencjach naukowych.

Dr inż. Waldemar REBIZANT – adiunkt, absolwent Wydziału Elektrycznego Politechniki Wrocławskiej (1991 r.), tytuł doktora nauk technicznych uzyskał w 1995 r., w 1996 r. otrzymał Nagrodę Promocyjną w ogólnopolskim Konkursie o Nagrodę Siemens na najlepszą pracę doktorską z dziedziny elektrotechnika. Prowadzi zajęcia dla studentów Wydziału Elektrycznego na studium podstawowym i specjalnościowym. Współautor 1 skryptu oraz ok. 20 artykułów opublikowanych w krajowych i zagranicznych czasopiśmie oraz na konferencjach naukowych.

Dr inż. Marek MICHALIK – adiunkt, absolwent Wydziału Elektroniki Politechniki Wrocławskiej (1967 r.), tytuł doktora nauk technicznych uzyskał w 1975 r. Prowadzi zajęcia z licznych przedmiotów dla studentów Wydziału Elektrycznego na studium podstawowym i specjalnościowym. Współautor 3 skryptów, ok. 40 artykułów opublikowanych w krajowych i zagranicznych czasopiśmie i na konferencjach naukowych.

W ostatnich latach opracowano wiele metod cyfrowego pomiaru składowych impedancji. Do najważniejszych i najczęściej stosowanych należy zaliczyć algorytmy oparte na składowych ortogonalnych napięciu i prądzie (uzyskiwanych na drodze filtracji lub opóźnienia), współczynnikach korelacji sygnałów wejściowych z pewnymi funkcjami czy uśrednianiu sygnałów. Osobną grupę stanowią metody związane z rozwiązywaniem równań obwodu zwarciego. Wszystkie te metody [1, 4] mają tę wspólną cechę, że są projektowane na jedną konkretną częstotliwość sygnałów pomiarowych (najczęściej 50 Hz) i w związku z tym mogą być stosowane tylko w niewielkim otoczeniu tej częstotliwości. W przypadku większych zmian częstotliwości pojawiają się błędy pomiarowe o niekiedy znacznej wartości. W niektórych sytuacjach (np. podczas rozruchu generatora) konieczne staje się nawet odstawienie pewnych funkcji zabezpieczeniowych, co nie jest korzystne ze względu na bezpieczeństwo pracy chronionej przez zabezpieczenie obiektu.

W prezentowanej pracy przedstawiono nową adaptacyjną metodę estymacji składowych impedancji w szerokim zakresie zmian częstotliwości. Proponowana metoda wykorzystuje opracowany wcześniej przez autorów i prezentowany w [2] algorytm estymacji impedancji oparty na składowych ortogonalnych napięciu i prądzie z różnych chwil czasowych. Algorytm ten ma pewne cechy niezależności częstotliwościowej dla składowej podstawowej sygnałów pomiarowych w niewielkim zakresie kilku herców wokół częstotliwości nominalnej. Rozszerzenia zakresu poprawnej pracy estymatora dokonuje się poprzez zgrubny pomiar częstotliwości i stosowną adaptację długości okien filtrów ortogonalizujących oraz wartości opóźnień w równaniach samego algorytmu pomiaru impedancji. Proponowana metoda jest testowana w sposób symulacyjny dla kilku różnych scenariuszy zmian częstotliwości sygnałów pomiarowych, także w obecności zakłóceń o typowej strukturze i poziomie odniesionym do składowej podstawowej.

Standardowe estymatory impedancji z wykorzystaniem składowych ortogonalnych

Wolne od zakłóceń fazy napięcia i prądu mogą być zapisane w postaci

$$U(n) = Ue^{j(n\gamma + \varphi_u)} = U_c(n) + jU_s(n) = U \cos(n\gamma + \varphi_u) + jU \sin(n\gamma + \varphi_u) \quad (1a)$$

$$I(n) = Ie^{j(n\gamma + \varphi_i)} = I_c(n) + jI_s(n) = I \cos(n\gamma + \varphi_i) + jI \sin(n\gamma + \varphi_i) \quad (1b)$$

w której:

$U, \varphi_u, I, \varphi_i$ – amplituda oraz kąt fazowy napięcia i prądu;

$\gamma = \omega_1 T_s$;

ω_1 – pulsacja składowej podstawowej 50 Hz;

T_s – krok impulsowania ($T_s = 1/f_s$);

$U_c(n), U_s(n), I_c(n), I_s(n)$ – składowe ortogonalne napięcia i prądy.

W algorytmach pomiaru wielkości kryterialnych, takich jak amplituda sygnału i składowe mocy wykorzystuje się najczęściej proste zależności [1] oparte na składowych ortogonalnych napięciu i prądzie

$$U^2 = U_c^2(n) + U_s^2(n) \quad (2a)$$

$$I^2 = I_c^2(n) + I_s^2(n) \quad (2b)$$

$$P = \frac{1}{2} UI \cos(\varphi_u - \varphi_i) = \frac{1}{2} [U_c(n)I_c(n) + U_s(n)I_s(n)] \quad (2c)$$

$$Q = \frac{1}{2} UI \sin(\varphi_u - \varphi_i) = \frac{1}{2} [U_s(n)I_c(n) - U_c(n)I_s(n)] \quad (2d)$$

Wykorzystanie powyższych zależności pozwala na opracowanie równań dotyczących estymacji impedancji i jej składowych, a mianowicie

$$Z^2 = \frac{U^2}{I^2} = \frac{U_c^2(n) + U_s^2(n)}{I_c^2(n) + I_s^2(n)} \quad (3a)$$

$$R = \frac{U}{I} \cos(\varphi_u - \varphi_i) = \frac{2P}{I^2} = \frac{U_c(n)I_c(n) + U_s(n)I_s(n)}{I_c^2(n) + I_s^2(n)} \quad (3b)$$

$$X = \frac{U}{I} \sin(\varphi_u - \varphi_i) = \frac{2Q}{I^2} = \frac{U_s(n)I_c(n) - U_c(n)I_s(n)}{I_c^2(n) + I_s^2(n)} \quad (3c)$$

Jeżeli przyjmiemy, że składowe ortogonalne napięcia i prądy są wyznaczone na drodze filtracji sygnałów wejściowych z użyciem pary filtrów ortogonalnych F_c , F_s , to w wyrażeniach (3a)–(3c) wystąpią sygnały wyjściowe filtrów $U_{cf}(n)$ i $U_{sf}(n)$ oraz $I_{cf}(n)$ i $I_{sf}(n)$ określone równaniami

$$U_{cf}(n) = F_c(\omega)U_c(n) \quad U_{sf}(n) = F_s(\omega)U_s(n) \quad (4a)$$

$$I_{cf}(n) = F_c(\omega)I_c(n) \quad I_{sf}(n) = F_s(\omega)I_s(n) \quad (4b)$$

W konsekwencji równania (3a)–(3c) przybiorą postać uzależnioną od sygnałów (4) oraz od wzmocnień filtrów $F_c(\omega)$, $F_s(\omega)$, które wynikają z ich charakterystyk widmowych. Charakterystyki te dla standardowych okien filtrów (np. cosinusowego i sinusowego) różnią się między sobą przy częstotliwościach innych niż $k\omega_1$ i to tym bardziej, im większa jest odchyłka częstotliwości. Stąd też, jeżeli częstotliwość sygnałów będzie różna od nominalnej, pomiar impedancji i jej składowych będzie obciążony błędem, którego nie można skorygować bez znajomości aktualnej wartości częstotliwości.

Jeżeli sygnały napięcia i prądu będą zawierały składowe zakłócające, pojawiają się dodatkowe błędy pomiarowe związane z niedokładnym ich odfiltrowaniem przez niedostrojone do aktualnej częstotliwości filtry ortogonalne.

Wąskopasmowe niezależne częstotliwościowo estymatory impedancji

Analiza zależności (3) i (4) pozwala stwierdzić, że do wyznaczenia niezależnych od częstotliwości estymatorów jest potrzebny taki algorytm, w którym składniki licznika i mianownika odpowiednich równań będą miały jednakowe współczynniki skali (będące funkcjami współczynników wzmocnień filtrów ortogonalizujących). W pracy [2] pokazano, że do tego celu nadają się doskonale algorytmy pomiaru amplitudy oraz mocy czynnej z wykorzystaniem składowych ortogonalnych napięcia i prądu z różnych chwil czasowych w postaci

$$I^2 = \frac{1}{\sin(k\gamma)} [I_c(n-k)I_s(n) - I_c(n)I_s(n-k)] \quad (5a)$$

$$U^2 = \frac{1}{\sin(k\gamma)} [U_c(n-k)U_s(n) - U_c(n)U_s(n-k)] \quad (5b)$$

$$P = \frac{1}{2\sin(k\gamma)} [I_c(n-k)U_s(n) - I_c(n)U_s(n-k)] \quad (5c)$$

Algorytmy pomiaru impedancji i jej składowych są wówczas następujące

$$Z^2 = \frac{U^2}{I^2} = \frac{U_c(n-k)U_s(n) - U_c(n)U_s(n-k)}{I_c(n-k)I_s(n) - I_c(n)I_s(n-k)} \quad (6a)$$

$$R = \frac{2P}{I^2} = \frac{I_c(n-k)U_s(n) - I_c(n)U_s(n-k)}{I_c(n-k)I_s(n) - I_c(n)I_s(n-k)} \quad (6b)$$

$$X = \sqrt{Z^2 - R^2} \quad (6c)$$

Podstawiając do równań (6) odpowiednie wartości składowych ortogonalnych sygnałów z zależności (4), otrzymuje się

$$Z^2 = \frac{\frac{1}{F_c(\omega)F_s(\omega)} [U_{cf}(n-k)U_{sf}(n) - U_{cf}(n)U_{sf}(n-k)]}{\frac{1}{F_c(\omega)F_s(\omega)} [I_{cf}(n-k)I_{sf}(n) - I_{cf}(n)I_{sf}(n-k)]} =$$

$$= \frac{U_{cf}(n-k)U_{sf}(n) - U_{cf}(n)U_{sf}(n-k)}{I_{cf}(n-k)I_{sf}(n) - I_{cf}(n)I_{sf}(n-k)} \quad (7a)$$

$$R = \frac{\frac{1}{F_c(\omega)F_s(\omega)} [I_{cf}(n-k)U_{sf}(n) - I_{cf}(n)U_{sf}(n-k)]}{\frac{1}{F_c(\omega)F_s(\omega)} [I_{cf}(n-k)I_{sf}(n) - I_{cf}(n)I_{sf}(n-k)]} =$$

$$= \frac{I_{cf}(n-k)U_{sf}(n) - I_{cf}(n)U_{sf}(n-k)}{I_{cf}(n-k)I_{sf}(n) - I_{cf}(n)I_{sf}(n-k)} \quad (7b)$$

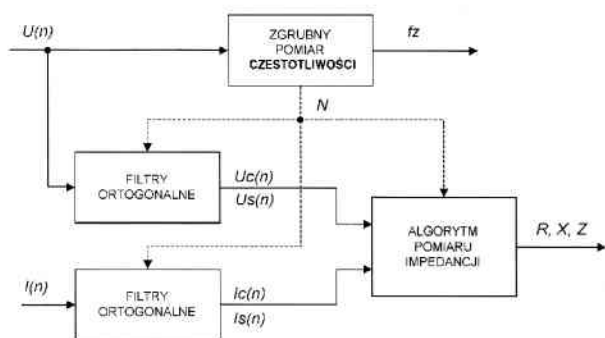
$$X = \sqrt{Z^2 - R^2} \quad (7c)$$

Równania estymacji składowych impedancji (7) posiadają cechy niezależności częstotliwościowej dla składowej podstawowej sygnału. Efekt ten jest osiągnięty bez algorytmicznej realizacji korekcji algorytmu od wzmocnień filtrów cyfrowych. Jeśli sygnały pomiarowe nie zawierają składowych zakłócających, to wartości składowych ortogonalnych prądu i napięcia mogą być uznane za dokładne w całym zakresie częstotliwości. Za dokładne też w tym zakresie można uznać obliczone wartości impedancji i jej składowych.

Uzyskana własność niezależności algorytmów (7) od wzmocnień filtrów ortogonalizujących nie jest niestety wystarczająca w przypadku gdy sygnał pomiarowy będzie zawierał zakłócenia, co jest częste dla rzeczywistych sygnałów, zwłaszcza w stanie przejściowym podczas zwarć i innych awaryjnych stanów pracy systemu elektroenergetycznego. Dobrą dokładność pomiaru składowych impedancji (przy standardowym poziomie zakłóceń) uzyskuje się wówczas jedynie w wąskim przedziale częstotliwości kilku herców wokół częstotliwości nominalnej.

Adaptacyjna metoda pomiaru składowych impedancji w szerokim zakresie częstotliwości

Rozszerzenie pasma dokładnej estymacji impedancji i jej składowych w obecności zakłóceń można osiągnąć drogą adaptacji charakterystyk częstotliwościowych filtrów oraz wartości opóźnień w równaniach (7) do aktualnej częstotliwości. Schemat blokowy adaptacyjnej metody pomiaru składowych impedancji przedstawia rys. 1.



Rys. 1. Schemat blokowy adaptacyjnego estymatora impedancji i jej składowych

W pierwszym etapie dokonuje się zgrubnego pomiaru częstotliwości, który polega na oszacowaniu okresu składowej podstawowej mierzonego sygnału określonego liczbą próbek w okresie z rozdzielczością zależną od przyjętej częstotliwości próbkowania.

Zgrubna estymata aktualnej częstotliwości może być obliczona przy wykorzystaniu dowolnego z dostępnych sygnałów pomiarowych, tj. jednego z napięć lub prądów fazowych bądź też sygnałów pochodnych, takich jak składowe symetryczne napięć i prądów lub ich inne dowolne kombinacje. Niezależnie od rodzaju sygnału pomiarowego y w kolejnych momentach czasowych n oblicza się wartość funkcji [3]

$$\cos(k\omega T_i) = 0,5 \frac{y(n-2k)y(n-m) - y(n)y(n-2k-m)}{y(n-k)y(n-m) - y(n)y(n-k-m)} \quad (8)$$

gdzie:

k – liczba próbek opóźnienia odpowiadająca jednej czwartej okresu składowej podstawowej sygnału;

m – dowolna liczba próbek opóźnienia ($m > 0$).

Można pokazać, że funkcja (8) jest proporcjonalna do odchyłki częstotliwości względem najbliższej dyskretnej wartości częstotliwości ω_k wynikającej z aktualnej wartości opóźnienia k , tzn.

$$\cos(k\omega T_i) \cong -kT_i(\omega - \omega_k) \quad (9)$$

Zakładając odpowiednią do planowanego zakresu pomiarowego wartość progową ε , nową wartość opóźnienia k określa się w następujący sposób

$$\text{Jeżeli } \left\{ \begin{array}{l} -kT(\omega - \omega_k) < -\varepsilon \\ -\varepsilon \leq -kT(\omega - \omega_k) \leq \varepsilon \\ -kT(\omega - \omega_k) > \varepsilon \end{array} \right\} \quad (10)$$

$$\text{to } \left\{ \begin{array}{l} \text{zwiększ } k \text{ o } 1 \\ \text{pozostaw starą wartość } k \\ \text{zmniejsz } k \text{ o } 1 \end{array} \right\}$$

Aktualna wartość okresu składowej podstawowej sygnału pomiarowego jest określana jako czterokrotna wartość bieżącej

wartości opóźnienia k , częstotliwość zaś – jako odwrotna wartość tak obliczonego okresu. Szczegółowe uzasadnienie przyjętego tutaj sposobu zgrubnej estymacji częstotliwości zamieszczono w **Dodatku A**.

Uzyskana przybliżona estymata okresu mierzonego sygnału jest wykorzystywana do odpowiedniej adaptacji filtrów ortogonalnych. Stosownie do zmian częstotliwości jest uaktualniana długość okien filtrów, co zapewnia im optymalne własności filtracyjne, a w konsekwencji skuteczne tłumienie składowych zakłócających. Wartość opóźnienia k w algorytmie pomiarowym (7) jest ustawiana na poziomie jednej czwartej wyestymowanego w sposób zgrubny okresu składowej podstawowej sygnału. Długość okna pomiarowego filtrów ortogonalnych jest natomiast równa czterokrotnej wartości tego opóźnienia, tj. wartości przybliżonej okresu mierzonego sygnału.

Badania symulacyjne

Opisaną metodę adaptacyjnego pomiaru składowych impedancji przetestowano w sposób symulacyjny dla sygnałów napięcia i prądu:

- niezakłóconych
- zawierających zakłócenia wyższymi harmonicznymi od 2. do 4. (w sygnale napięciowym) wg zależności

$$U(n) = U[\cos(n\gamma + \varphi_u) + 0,05\cos(2n\gamma + \varphi_u) + 0,15\cos(3n\gamma + \varphi_u) + 0,15\cos(4n\gamma + \varphi_u)] \quad (11a)$$

$$I(n) = I \cos(n\gamma + \varphi_i) \quad (11b)$$

przy czym

$$\varphi_u - \varphi_i = \pi / 4$$

Sygnały te próbkowano z częstotliwością 4000 Hz, co oznacza rejestrację 80 próbek napięcia i prądu w okresie przy częstotliwości podstawowej równej 50 Hz oraz odpowiednio mniej lub więcej niż 80 dla innych częstotliwości. Zakładając, że maksymalną częstotliwością mierzona będzie 60 Hz, wartość progową przełączeń ε podczas zgrubnej estymacji częstotliwości przyjęto na poziomie 0,044, stosownie do rozważań w **Dodatku A** i zależności (A11).

Składowe ortogonalne sygnałów pomiarowych uzyskiwano poprzez filtrację z użyciem pary nierekursywnych filtrów cyfrowych pełnookresowych o funkcjach wagi typu cosinus i sinus. Długość okna filtrów cyfrowych była dostosowywana do aktualnej wartości częstotliwości obliczonej w bloku zgrubnego pomiaru częstotliwości (rys. 1).

Częstotliwość sygnałów wejściowych zmieniano w szerokich granicach wg jednego z dwóch scenariuszy:

– płynna zmiana częstotliwości ze znaczną prędkością narostu +20 Hz/s,

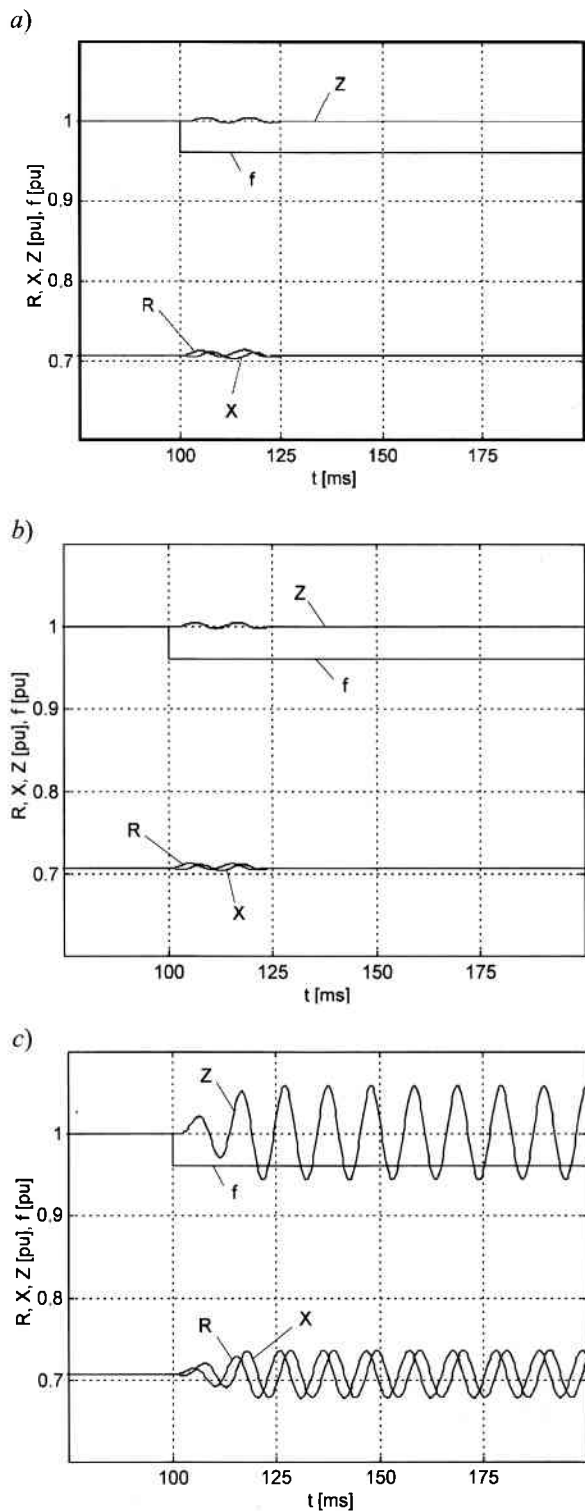
– skokowa zmiana częstotliwości w górę lub w dół.

Zachowanie prezentowanego estymatora impedancji (7) z adaptacją częstotliwościową porównano z algorytmami:

– estymatora wąskopasmowego (7) bez adaptacji (stała długość okna filtrów ortogonalnych, odpowiadająca okresowi częstotliwości nominalnej systemu 50 Hz),

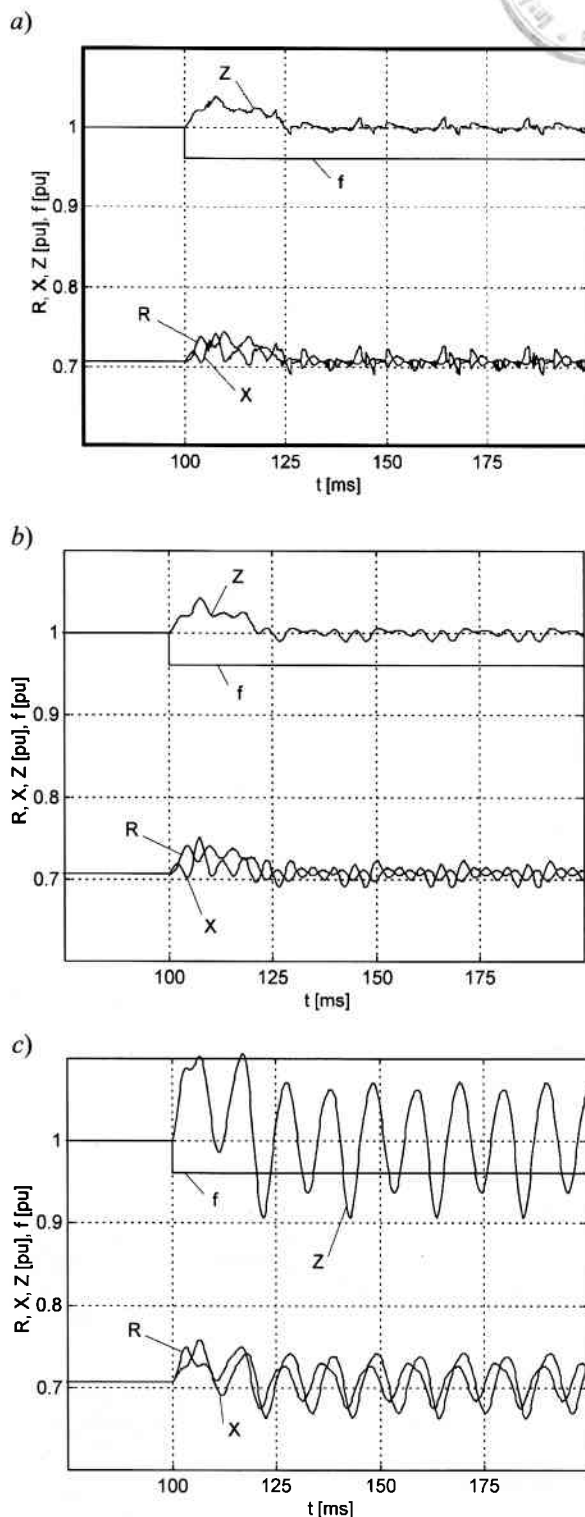
– estymatora standardowego (3) z filtrami ortogonalnymi zaprojektowanymi na częstotliwość nominalną 50 Hz.

Na rys. 2 pokazano przebieg estymacji impedancji i jej składowych z wykorzystaniem wymienionych algorytmów pomiarowych dla sygnałów wejściowych nie zawierających zakłóceń przy skokowej zmianie częstotliwości od wartości 50 Hz do 48 Hz. Przebiegi estymacji dla algorytmu (7) z adaptacją i bez adaptacji częstotliwościowej (rys. 2a, 2b) nie różnią się praktycznie



Rys. 2. Estymacja impedancji i jej składowych podczas skokowej zmiany częstotliwości od wartości 50 do 48 Hz przy nie zakłóconych sygnałach pomiarowych z wykorzystaniem: a) proponowanej adaptacyjnej metody pomiarowej; b) wąskopasmowego estymatora impedancji wg zależności (7); c) standardowego algorytmu pomiarowego wg zależności (3)

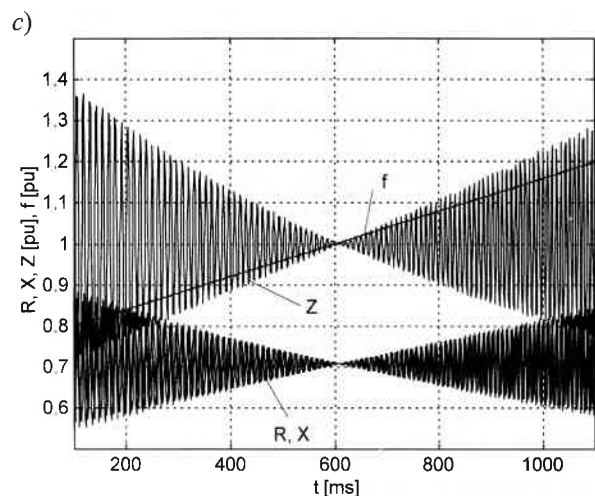
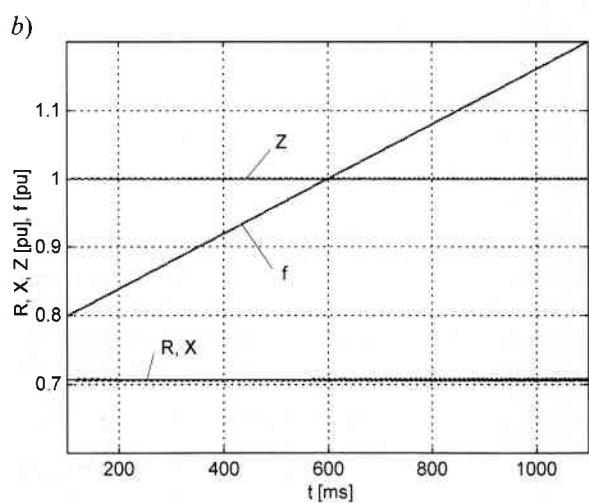
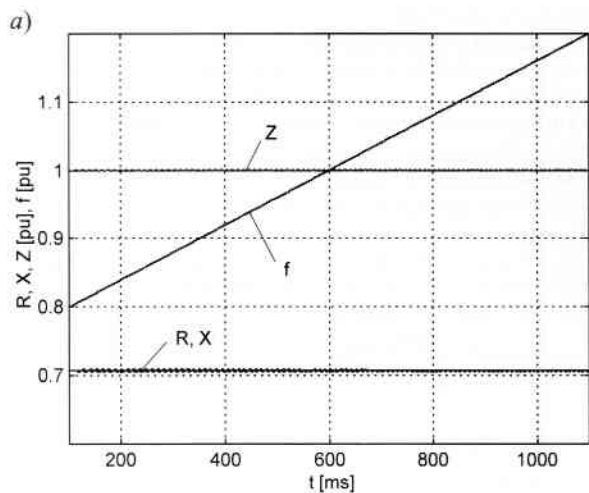
między sobą. W momencie skokowej zmiany częstotliwości występuje stan przejściowy trwający ok. 25 ms (1 1/4 okresu składowej podstawowej), po którego ustąpieniu impedancja jest znów mierzona dokładnie. W przypadku algorytmu standardowego (3) – (rys. 2c) widoczny jest oscylacyjny błąd w stanie ustalonym pomiaru (na poziomie ok. $\pm 6\%$) wynikający z niejed-



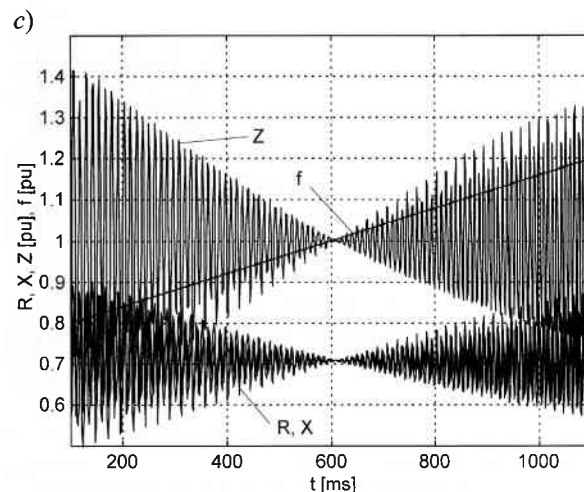
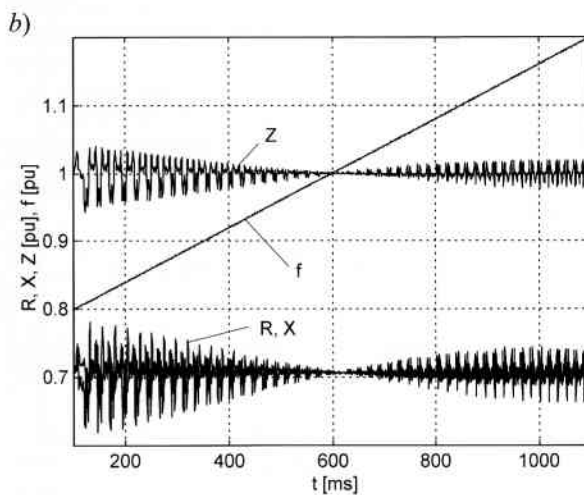
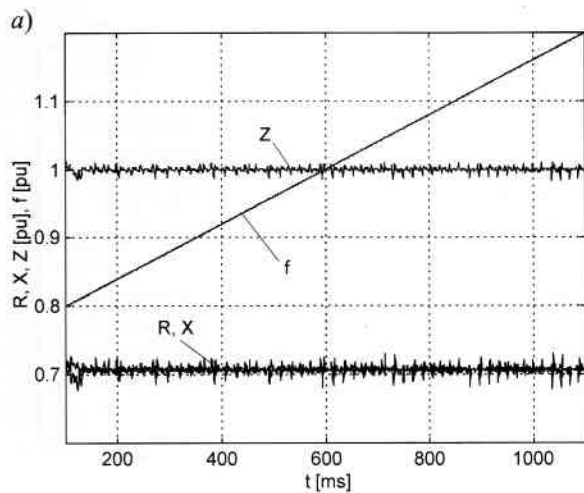
Rys. 3. Estymacja impedancji i jej składowych podczas skokowej zmiany częstotliwości od wartości 50 do 48 Hz przy zakłóconych sygnałach pomiarowych: a), b), c) – jak na rys. 2

nakowych współczynników wzmocnień filtrów ortogonalnych dla częstotliwości różnych od nominalnej.

Rysunek 3 ilustruje przebieg estymacji impedancji i jej składowych w warunkach jak poprzednio, lecz w przypadku gdy sygnał napięciowy zawierał składowe zakłócające wg zależności (11a). Niedokładna filtracja zakłóceń przez filtry ortogonalne powoduje oscylacyjny błąd pomiaru na poziomie ok. 1,5% dla



Rys. 4. Estymacja impedancji i jej składowych podczas liniowego narostu częstotliwości w przedziale od 40 do 60 Hz przy nie zakłóconych sygnałach pomiarowych: a), b), c) – jak na rys. 2

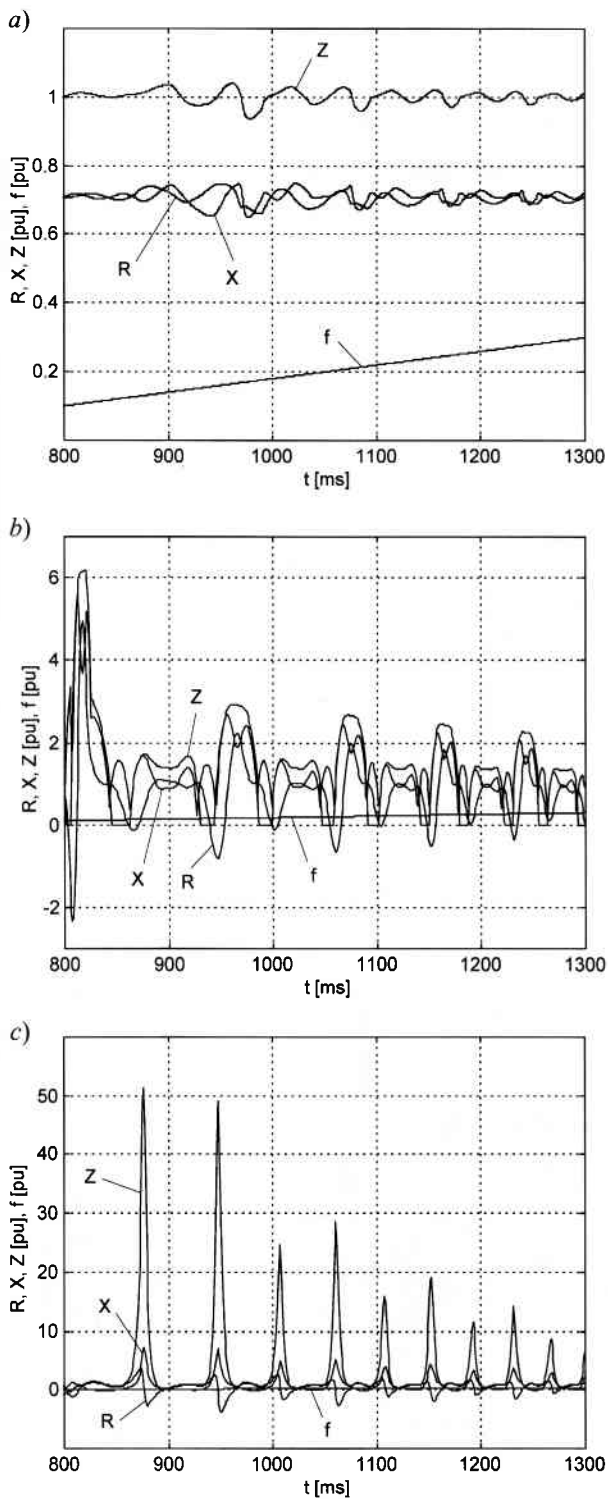


Rys. 5. Estymacja impedancji i jej składowych podczas liniowego narostu częstotliwości w przedziale od 40 do 60 Hz przy zakłóconych sygnałach pomiarowych: a), b), c) – jak na rys. 2

algorytmu (7) zarówno z adaptacją, jak i bez adaptacji częstotliwościowej (rys. 3a, 3b). Eliminacja tych oscylacji jest możliwa poprzez zastosowanie dodatkowego uśredniającego filtra wyjściowego o oknie półkresowym. W przypadku algorytmu standardowego (rys. 3c) dodatkowe błędy spowodowane zakłóceniami

sumują się z błędami dla składowej podstawowej sygnału dając chwilowy uchyb o maksymalnej wartości około 10%.

Znacznie pełniejszy obraz dotyczący własności prezentowanych algorytmów pomiarowych uzyskamy analizując rys. 4 i 5, przedstawiające proces estymacji składowych impedancji dla



Rys. 6. Estymacja impedancji i jej składowych podczas liniowego narostu częstotliwości w przedziale od 5 do 15 Hz przy zakłóconych sygnałach pomiarowych: a), b), c) – jak na rys. 2

sygnałów nie zakłóconych i zawierających zakłócenia przy zmieniającej się płynnie częstotliwości od wartości 40 Hz do 60 Hz z prędkością narostu +20 Hz/s. W przypadku nie zakłóconych sygnałów wejściowych pomiar składowych impedancji z wykorzystaniem algorytmu (7) jest dokładny w całym zakresie częstotliwości, niezależnie od tego czy zastosowano adaptację częstotliwościową, czy też nie. Własność ta wynika z postaci równań estymatorów (7) gwarantujących niezależność często-

tliwościową dla składowej podstawowej sygnału. W przypadku obecności zakłóceń w sygnałach wejściowych (rys. 4) poprawny pomiar (z niewielkim błędem na poziomie 1,5%) uzyskuje się jedynie dla algorytmu z adaptacją częstotliwościową, co wynika z faktu dopasowania charakterystyk filtrów do aktualnej częstotliwości. Skuteczność filtrowania zakłóceń zależy rzecz jasna od dokładności zgrubnej estymacji częstotliwości, ta zaś jest również funkcją zawartości zakłóceń w sygnałach pomiarowych. Brak adaptacji częstotliwościowej powoduje niedokładną filtrację składowych zakłócających i w efekcie narastający wraz z odchyłką częstotliwości błąd pomiaru składowych impedancji (rys. 5b). Pomiar składowych impedancji z wykorzystaniem algorytmu standardowego wg zależności (3) jest dokładny jedynie dla częstotliwości nominalnej zarówno dla sygnałów nie zakłóconych, jak i zakłóconych (wyraźny węzeł dla $f/f_1 = 1$ na rys. 4c i 5c). Błąd pomiarowy rośnie w przybliżeniu liniowo wraz z odchyłką częstotliwości od wartości nominalnej, osiągając wartość ok. 40% na krańcach rozważanego przedziału częstotliwości.

Na rys. 6 pokazano przebiegi estymacji składowych impedancji dla niskich częstotliwości z zakresu (5–15) Hz dla sygnałów pomiarowych zawierających zakłócenia. Możliwe do zaakceptowania wyniki uzyskuje się jedynie dla algorytmu (7) z adaptacją częstotliwościową. Chwilowe błędy pomiaru impedancji nie przekraczają tutaj 7%. Wyniki estymacji dla pozostałych algorytmów (rys. 6b, 6c) daleko odbiegają od wartości dokładnych, wielokrotnie przekraczając dopuszczalne granice błędu pomiarowego.

Podsumowanie i wnioski

Przedstawiono nowy adaptacyjny algorytm pomiaru impedancji i jej składowych wykorzystujący składowe ortogonalne napięcia i prądy z różnych chwil czasowych. Zastosowana adaptacja polega na zmianie długości okien filtrów ortogonalizujących i wielkości opóźnień w algorytmie pomiarowym stosownie do aktualnej wartości częstotliwości. Częstotliwość ta jest estymowana w sposób zgrubny w oddzielnym bloku pomiarowym z rozdzielczością zależną od częstotliwości próbkowania i przyjętego progu przełączania między sąsiednimi dyskretnymi wartościami częstotliwości.

Uzyskiwane wyniki pomiarów są całkowicie niezależne od wartości częstotliwości, jeśli sygnały są niezakłócone. Zrealizowano to dzięki kompensacji wzmocnień filtrów stosowanych do wytworzenia składowych ortogonalnych. W przypadku zakłóconych sygnałów wejściowych otrzymuje się poprawne wyniki w szerokim paśmie częstotliwości z oscylacyjnym błędem pomiaru na poziomie kilku procent wartości mierzonej. Oscylacje te można usunąć za pomocą dodatkowego pół- lub pełnokresowego filtra uśredniającego.

Rezultaty przeprowadzonych badań symulacyjnych pozwalają oczekiwać wysokiej efektywności estymacji impedancji i jej składowych także dla sygnałów rzeczywistych. Wykorzystanie proponowanej metody w układach zabezpieczeń elektroenergetycznych umożliwi pełną ochronę zabezpieczanego obiektu także wówczas, gdy aktualna częstotliwość będzie znacznie odbiegać od wartości nominalnej, czego nie sposób było zapewnić przy zastosowaniu standardowych algorytmów pomiarowych.

LITERATURA

- [1] J. SZAFRAN: Rozpoznawanie sygnałów w cyfrowej automatyce zabezpieczeniowej. *Prace Naukowe Instytutu Energoelektryki Politechniki Wrocławskiej*, seria: *Monografie* 1990, nr 23.
- [2] J. SZAFRAN, W. REBIZANT: Estymatory składowych impedancji niewrażliwe na wahania częstotliwości. *Przegląd Elektrotechniczny* (przyjęte do druku).
- [3] J. SZAFRAN, W. REBIZANT: Nowa metoda pomiaru częstotliwości w systemie elektroenergetycznym. *Przegląd Elektrotechniczny* 1997, nr 11, s. 290–294.
- [4] H. UNGRAD, W. WINKLER, A. WISZNIEWSKI: Protection techniques in electrical energy systems. Marcel Dekker Inc., New York, USA 1995.

Otrzymano: 25.02.1998