ZESZYTY NAUKOWE POLITECHNIKI ŚLĄSKIEJ 2004
Seria: ELEKTRYKA z.188 Nr kol. 1627

Aleksander ŻYWIEC, Roman NIESTRÓJ
Katedra Maszyn i Urządzeń Elektrycznych

ESTYMACJA SPRZĘŻEŃ ELEKTROMAGNETYCZNYCH SILNIKA INDUKCYJNEGO W UKŁADZIE Z PROCESOREM SYGNAŁOWYM

Streszczenie. Przedstawiono równania w dziedzinie ciągłej i dyskretnej oraz schematy blokowe estymatorów strumienia elektromagnetycznego sprzężonego, w których wyeliminowano problemy związane ze składową stałą zakłócającą sygnały wielkości mierzonych i z warunkami początkowymi układów całkujących. Przedstawiono także wyniki badań symulacyjnych pozwalające na określenie jakości estymacji strumienia elektromagnetycznego sprzężonego w układzie cyfrowym wyposażonym w 16-bitowy, stałoprzecinkowy procesor sygnałowy.

ESTIMATION OF ELECTROMAGNETIC FLUX LINKAGE OF INDUCTION MOTOR IN THE SYSTEM WITH DIGITAL SIGNAL PROCESSOR

Summary. Basic equations in continuous and discrete domain as well as block diagrams of the estimators of the electromagnetic flux linkage have been presented in the paper. Problems connected with the DC offset, disturbing signals of measured quantities, and the initial value in the integrators have been eliminated in these estimators. The achieved results of simulations allow determining the quality of estimation of electromagnetic flux linkage in digital system with a 16-bit, fixed-point digital signal processor.

1. UWAGI WSTĘPNE

W układach polowo zorientowanego sterowania wektorowego silnika indukcyjnego konieczna jest znajomość fazora (wektora przestrzennego) sprzężenia elektromagnetycznego $\underline{\Psi}$ (tzn. sprzężenia $\underline{\Psi}_s$ uzwojenia stojana lub sprzężenia $\underline{\Psi}_r$ uzwojenia wirnika lub też sprzężenia głównego $\underline{\Psi}_m$) [2, 3]. Jakość działania układu sterowania wektorowego silnika indukcyjnego w istotny sposób zależy od jakości estymacji tego fazora.

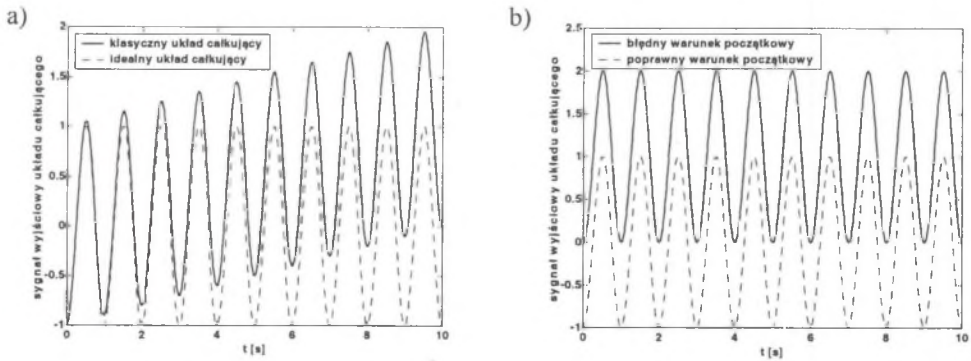
Do estymacji fazora sprzężenia elektromagnetycznego $\underline{\Psi}$ wykorzystuje się tzw. „modele pola elektromagnetycznego" maszyny indukcyjnej. „Modele pola elektromagnetycznego" bazują na równaniach modelu matematycznego (napięciowego lub prądowego) maszyny indukcyjnej w układzie współrzędnych α–β–0 nieruchomym względem uzwojenia stojana. Estymacja fazora sprzężenia elektromagnetycznego $\underline{\Psi}$ (skrótowo nazywanego fazorem $\underline{\Psi}$) polega na wyznaczeniu (na podstawie wielkości dostępnych pomiarowo) fazora siły elektromotorycznej $\underline{E}_T$ transformacji indukowanej w maszynie indukcyjnej i następnie scałkowaniu tej siły elektromotorycznej względem czasu t, co wynika z zależności $\underline{E}_T = \frac{d\underline{\Psi}}{dt}$.

Zastosowanie klasycznego układu całkującego do estymacji fazora $\underline{\Psi}$ nie daje zadowalających

rezultatów. W klasycznym układzie całkującym występuje dryft sygnału wyjściowego, spowodowany całkowaniem stałowartościowych zakłóceń nakładających się na użyteczny sygnał wejściowy. Takie stałowartościowe zakłócenie sygnału użytecznego występuje zawsze w torach pomiarowych wielkości umożliwiających określenie fazora siły elektromotorycznej $\underline{E}_T$ transformacji. Odrębnym problemem występującym w klasycznym układzie całkującym jest konieczność określenia wartości początkowej sygnału wyjściowego (rys. 1). W cyfrowych układach całkujących dodatkowymi przyczynami dryftu sygnału wyjściowego są: kwantyzacja sygnału użytecznego oraz błędy odcięcia wyników operacji mnożenia i dodawania (istotne przy wykorzystaniu arytmetyki stałoprzecinkowej).

Dryft sygnału wyjściowego układu całkującego można ograniczyć (a nawet wyeliminować) przez modyfikację układu estymatora fazora $\underline{\Psi}$. Modyfikacja estymatora polega na zastosowaniu odpowiednich układów z filtrami dolnoprzepustowymi i ze sprzężeniem zwrotnym w miejsce klasycznego układu całkującego. W publikacji [6] przedstawiono opis działania oraz wyniki badań symulacyjnych takich zmodyfikowanych estymatorów opisanych równaniami w dziedzinie ciągłej. Ponadto przedstawiono wyniki estymacji fazora $\underline{\Psi}$ w zmodyfikowanym estymatorze cyfrowym zrealizowanym na bazie 16-bitowego procesora sygnałowego zmiennoprzecinkowego typu TMS320C31. Należy podkreślić, że koszt układu cyfrowego wyposażonego w taki procesor jest stosunkowo duży, a jego programowanie jest skomplikowane. Inną modyfikację estymatora polegającą na zastąpieniu klasycznego układu całkującego filtrem dolnoprzepustowym z odpowiednim członem kompensującym uchyby estymacji, które powstają na wskutek takiego zastąpienia, zaproponowano w publikacji [14].

Autorzy niniejszej publikacji opracowali zmodyfikowane estymatory fazora $\underline{\Psi}$, zrealizowane na bazie taniego i łatwego w programowaniu, 16-bitowego, stałoprzecinkowego procesora sygnałowego TMS320C50 [1, 4] (lub alternatywnie TMS320F240 dedykowanego do układów sterowania silnikami elektrycznymi). W publikacji są przedstawione schematy blokowe (w dziedzinie dyskretnej) zmodyfikowanych estymatorów fazora $\underline{\Psi}$, przy czym uwzględniono aproksymację niektórych operacji matematycznych. Przedstawione schematy blokowe cyfrowych, zmodyfikowanych estymatorów fazora $\underline{\Psi}$, uzupełniono o dodatkowe elementy, które poprawiają jakość estymacji fazora $\underline{\Psi}$ w przypadku zasilania uzwojenia stojana silnika indukcyjnego napięciem i prądem odkształconym z przekształtnika energoelektronicznego.



Rys. 1. a) Dryft sygnału wyjściowego klasycznego układu całkującego; b) Sygnał wyjściowy klasycznego układu całkującego, w którym błędnie określono wartość początkową

Fig. 1. a) DC drift in output signal of pure integrator;
b) Output signal of pure integrator with false initial value

Przedstawiono również wyniki badań symulacyjnych takich cyfrowych, zmodyfikowanych estymatorów fazora $\underline{\Psi}$, opisanych równaniami w dziedzinie dyskretnej, przy uwzględnieniu stałoprzecinkowej reprezentacji liczb.

Dodatkowo zdefiniowano wskaźniki jakości estymacji fazora $\underline{\Psi}$, umożliwiające porównanie działania różnych estymatorów fazora $\underline{\Psi}$ oraz zaprezentowano zestawienie wartości tych wskaźników dla zmodyfikowanych estymatorów fazora $\underline{\Psi}$, realizowanych za pomocą układów analogowych, układów cyfrowych wykorzystujących arytmetykę zmiennoprzecinkową i układów cyfrowych wykorzystujących arytmetykę stałoprzecinkową.

2. RÓWNANIA I SCHEMATY BLOKOWE ZMODYFIKOWANYCH ESTYMATORÓW FAZORA $\underline{\Psi}$ W DZIEDZINIE CIĄGŁEJ

Do wyznaczenia fazora siły elektromotorycznej $\underline{E}_T$ transformacji indukowanej przez fazor $\underline{\Psi}$, określonego w nieruchomym względem stojana (przy ω_x=0) układzie współrzędnych osiowych α–β–0, wykorzystano uproszczony model matematyczny silnika indukcyjnego, zasilanego od strony uzwojenia stojana [2].

Składowe osiowe fazora siły elektromotorycznej $\underline{E}_T$ transformacji opisane są następującymi równaniami w dziedzinie czasu:

- przy wykorzystaniu napięciowego modelu matematycznego silnika indukcyjnego:
  - dla pary zmiennych elektromagnetycznych $\underline{I}_s$, $\underline{\Psi}_s$:

$$E_{Ts\alpha,\beta} = \frac{d\Psi_{s\alpha,\beta}}{dt} = U_{s\alpha,\beta} - R_s I_{s\alpha,\beta}, \tag{1}$$

  - dla pary zmiennych elektromagnetycznych $\underline{I}_s$, $\underline{\Psi}_r$:

$$E_{Tr\alpha,\beta} = \frac{d\Psi_{r\alpha,\beta}}{dt} = \frac{L_r}{L_m}\left(U_{s\alpha,\beta} - L_s\sigma\frac{dI_{s\alpha,\beta}}{dt} - R_s I_{s\alpha,\beta}\right), \tag{2}$$

  - dla pary zmiennych elektromagnetycznych $\underline{I}_s$, $\underline{\Psi}_m$:

$$E_{Tm\alpha,\beta} = \frac{d\Psi_{m\alpha,\beta}}{dt} = U_{s\alpha,\beta} - R_s I_{s\alpha,\beta} - (L_s - L_m)\frac{dI_{s\alpha,\beta}}{dt}, \tag{3}$$

- przy wykorzystaniu prądowego modelu matematycznego silnika indukcyjnego:
  - dla pary zmiennych elektromagnetycznych $\underline{I}_s$, $\underline{\Psi}_s$:

$$E_{Ts\alpha} = \frac{d\Psi_{s\alpha}}{dt} = -\left(\frac{R_r}{L_r}\Psi_{s\alpha} + \omega_r\Psi_{s\beta}\right) + \sigma L_s\left(\frac{dI_{s\alpha}}{dt} + \frac{R_r}{\sigma L_r}I_{s\alpha} + \omega_r I_{s\beta}\right), \tag{4a}$$

$$E_{Ts\beta} = \frac{d\Psi_{s\beta}}{dt} = -\left(\frac{R_r}{L_r}\Psi_{s\beta} - \omega_r\Psi_{s\alpha}\right) + \sigma L_s\left(\frac{dI_{s\beta}}{dt} + \frac{R_r}{\sigma L_r}I_{s\beta} - \omega_r I_{s\alpha}\right), \tag{4b}$$

  - dla pary zmiennych elektromagnetycznych $\underline{I}_s$, $\underline{\Psi}_r$:

$$E_{Tr\alpha} = \frac{d\Psi_{r\alpha}}{dt} = \frac{L_m R_r}{L_r}I_{s\alpha} - \frac{R_r}{L_r}\Psi_{r\alpha} - \omega_r\Psi_{r\beta}, \tag{5a}$$

$$E_{Tr\beta} = \frac{d\Psi_{r\beta}}{dt} = \frac{L_m R_r}{L_r}I_{s\beta} - \frac{R_r}{L_r}\Psi_{r\beta} + \omega_r\Psi_{r\alpha}, \tag{5b}$$

  - dla pary zmiennych elektromagnetycznych $\underline{I}_s$, $\underline{\Psi}_m$:

$$E_{Tm\alpha} = \frac{d\Psi_{m\alpha}}{dt} = \frac{L_m}{L_r}\left[R_r I_{s\alpha} + \left(L_r - L_m\right)\left(\frac{dI_{s\alpha}}{dt} + \omega_r I_{s\beta}\right)\right] - \omega_r \Psi_{m\beta}, \tag{6a}$$

$$E_{Tm\beta} = \frac{d\Psi_{m\beta}}{dt} = \frac{L_m}{L_r}\left[R_r I_{s\beta} + \left(L_r - L_m\right)\left(\frac{dI_{s\beta}}{dt} - \omega_r I_{s\alpha}\right)\right] + \omega_r \Psi_{m\alpha}. \tag{6b}$$

Równania (5a,b) często przedstawia się w wirującym (z prędkością kątową ω_r wirnika, $\omega_x=\omega_r$) układzie współrzędnych osiowych *d–q-0*. Uzyskuje się wtedy liniowe równanie w dziedzinie czasu:

$$E_{Trd,q} = \frac{d\Psi_{rd,q}}{dt} = \frac{R_r}{L_r}\left(L_m I_{sd,q} - \Psi_{rd,q}\right), \tag{7a}$$

gdzie:

$$\begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} = D(\vartheta_r)\begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \end{bmatrix}, \tag{7b}$$

$$\begin{bmatrix} \Psi_{r\alpha} \\ \Psi_{r\beta} \end{bmatrix} = D^{-1}(\vartheta_r)\begin{bmatrix} \Psi_{rd} \\ \Psi_{rq} \end{bmatrix}, \tag{7c}$$

$$D(\vartheta_r) = \begin{bmatrix} \cos\vartheta_r & \sin\vartheta_r \\ -\sin\vartheta_r & \cos\vartheta_r \end{bmatrix}, \tag{7d}$$

$$\vartheta_r = \vartheta_{r0} + \int_0^t \omega_r dt. \tag{7e}$$

Model napięciowy estymatora fazora $\underline{\Psi}$, wymagający pomiaru prądów $I_{sA,B,C}$ i napięć $U_{sA,B,C}$ uzwojenia stojana, wykorzystywany jest przy dużych prędkościach kątowych ω_r wirnika. Model prądowy estymatora fazora $\underline{\Psi}$, wymagający pomiaru prądów $I_{sA,B,C}$ i prędkości kątowej wirnika ω_r, wykorzystywany jest przy małych prędkościach kątowych ω_r wirnika [12, 13]. Modele: napięciowy i prądowy estymatora fazora $\underline{\Psi}$ razem wykorzystywane są do budowy modeli hybrydowych estymatorów fazora $\underline{\Psi}$ opisanych w literaturze [13].

W wyniku scałkowania względem czasu t składowych osiowych fazora siły elektromotorycznej $\underline{E}_T$ transformacji, określonych równaniami (1) - (7e) wyznaczyć można odpowiednie składowe osiowe fazorów $\underline{\Psi}$, a następnie fazory odpowiednio $\underline{\Psi}_s$, $\underline{\Psi}_r$, $\underline{\Psi}_m$.

W praktyce najczęściej z przedstawionych równań wyznacza się tylko fazor $\underline{\Psi}_s$ (z równania (1)) oraz fazor $\underline{\Psi}_r$ (z równań (5a,b) lub (7a-d)), gdyż postać pozostałych równań jest zbyt skomplikowana. Wtedy dodatkowo wykorzystuje się następujące zależności w dziedzinie czasu:

- gdy z równania (1) wyestymowano fazor $\underline{\Psi}_s$:

$$\Psi_{r\alpha,\beta} = \frac{L_r}{L_m}\left(\Psi_{s\alpha,\beta} - \sigma L_s I_{s\alpha,\beta}\right), \tag{8a}$$

$$\Psi_{m\alpha,\beta} = \Psi_{s\alpha,\beta} - \left(L_s - L_m\right) I_{s\alpha,\beta}, \tag{8b}$$

- gdy z równań (5a,b) lub (7a-e) wyestymowano fazor $\underline{\Psi}_r$:

$$\Psi_{s\alpha,\beta} = \frac{L_m}{L_r}\Psi_{r\alpha,\beta} + \sigma L_s I_{s\alpha,\beta}, \tag{9a}$$

$$\Psi_{m\alpha,\beta} = \frac{L_m}{L_r}\Psi_{r\alpha,\beta} + \left[L_m + L_s(\sigma - 1)\right] I_{s\alpha,\beta}. \tag{9b}$$

W zmodyfikowanych estymatorach fazora $\underline{\Psi}$ sygnał wyjściowy $\Psi_{\alpha,\beta}$ układu całkującego wyrażony jest równaniem w dziedzinie operatorowej:

$$\Psi_{\alpha,\beta}(s) = \frac{1}{s + \omega_{gr}} E_{T\alpha,\beta}(s) + \frac{\omega_{gr}}{s + \omega_{gr}} Z_{\alpha,\beta}(s), \tag{10}$$

przy czym:

ω_{gr} - pulsacja graniczna filtrów w zmodyfikowanym estymatorze fazora $\underline{\Psi}$;

$\underline{Z}$ - sygnał kompensujący (sygnał sprzężenia zwrotnego).

Składowe osiowe fazora sygnału kompensującego $\underline{Z}$ wypracowywane są w torach

sprzężenia zwrotnego zmodyfikowanego estymatora fazora $\underline{\Psi}$ z ogranicznikiem amplitudy jako składowe osiowe fazora $\underline{\Psi}_{ogr}$ o module ograniczonym do wartości ograniczenia Ψ_{max} w ograniczniku amplitudy. Opisują to równania w dziedzinie czasu:

$$Z_\alpha = \left|\underline{\Psi}_{ogr}\right| \cos \vartheta_{\Psi\alpha}, \quad Z_\beta = \left|\underline{\Psi}_{ogr}\right| \sin \vartheta_{\Psi\alpha}, \tag{11a}$$
$$\tag{11b}$$

gdzie:

$$\left|\underline{\Psi}_{ogr}\right| = \begin{cases} |\underline{\Psi}| & \text{jeśli } |\underline{\Psi}| < \Psi_{max}, \\ L & \text{jeśli } |\underline{\Psi}| \geq \Psi_{max}. \end{cases} \tag{11c}$$

Składowe osiowe fazora sygnału kompensującego $\underline{Z}$ wypracowywane są w torach sprzężenia zwrotnego zmodyfikowanego estymatora fazora $\underline{\Psi}$ adaptacyjnego z regulatorem PI na podstawie modułu fazora $\underline{Z}$, który jest uzyskiwany na wyjściu regulatora PI o współczynniku wzmocnienia K_p, czasie zwojenia T_i. i transmitancji operatorowej K_{PI}. Sygnałem błędu ε dla regulatora PI jest sygnał wyjściowy Δ detektora prostopadłości fazora siły elektromotorycznej $\underline{E}_T$ transformacji i fazora $\underline{\Psi}$, podzielony przez moduł fazora $\underline{\Psi}$. Opisują to równania w dziedzinie operatorowej:

$$Z_\alpha(s) = K_{PI}(s)\varepsilon(s)\cos \vartheta_{\Psi\alpha}(s), \qquad Z_\beta(s) = K_{PI}(s)\varepsilon(s)\sin \vartheta_{\Psi\alpha}(s), \tag{12a}$$
$$\tag{12b}$$

gdzie:

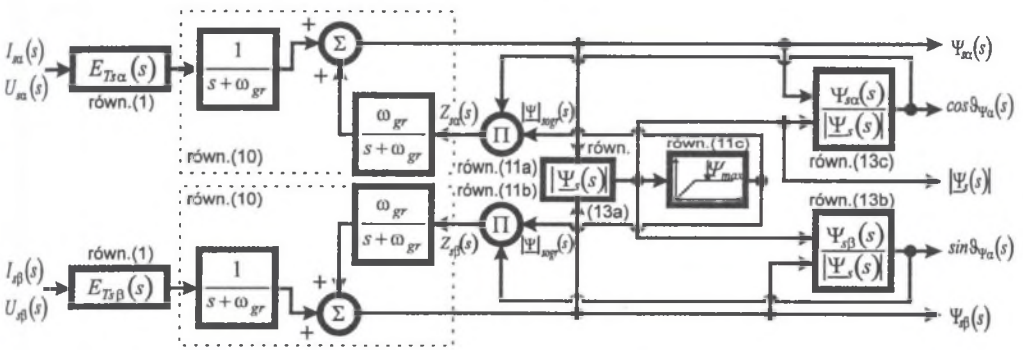
$$\Delta(s) = \Psi_\alpha(s)\ E_{T\alpha}(s) + \Psi_\beta(s)\ E_{T\beta}(s), \qquad \varepsilon(s) = \frac{\Delta(s)}{|\underline{\Psi}(s)|}, \tag{12c}$$
$$\tag{12d}$$

$$K_{PI}(s) = K_p + \frac{1}{sT_i}. \tag{12e}$$

Moduł fazora $\underline{\Psi}$ oraz wartości funkcji sinus i kosinus kąta $\vartheta_{\Psi\alpha}$, zawartego pomiędzy osią α układu współrzędnych a fazorem $\underline{\Psi}$, wyznaczane są z równań w dziedzinie czasu:

$$|\underline{\Psi}| = \sqrt{\Psi_\alpha^2 + \Psi_\beta^2}, \quad \sin \vartheta_{\Psi\alpha} = \frac{\Psi_\beta}{|\underline{\Psi}|}, \quad \cos \vartheta_{\Psi\alpha} = \frac{\Psi_\alpha}{|\underline{\Psi}|}. \tag{13a}$$
$$\tag{13b}$$
$$\tag{13c}$$

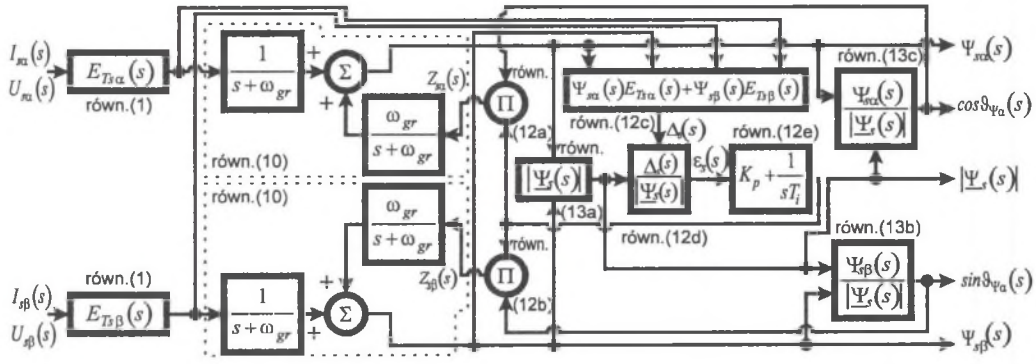
Schemat blokowy zmodyfikowanego estymatora fazora $\underline{\Psi}_s$ z ogranicznikiem amplitudy opisanego równaniami (1), (10), (11a-c) i (13a-c), przedstawiono na rys. 2.



Rys. 2. Schemat blokowy zmodyfikowanego estymatora fazora $\underline{\Psi}_s$ z ogranicznikiem amplitudy

Fig. 2. Block diagram of the modified estimator of electromagnetic flux linked with stator windings with amplitude limiter

Schemat blokowy zmodyfikowanego estymatora fazora $\underline{\Psi}_s$ adaptacyjnego z regulatorem PI opisanego równaniami (1), (10), (12a-e) i (13a-c) przedstawiono na rys. 3.



Rys. 3. Schemat blokowy zmodyfikowanego estymatora fazora $\underline{\Psi}$ adaptacyjnego z regulatorem PI
Fig. 3. Block diagram of the modified adaptive estimator of electromagnetic flux linkage with PI regulator

Zalety zmodyfikowanych estymatorów fazora $\underline{\Psi}$ w porównaniu z estymatorem wyposażonym w klasyczny układ całkujący to: brak dryftu sygnału wyjściowego $\Psi_{\alpha,\beta}$ i tłumienie zakłóceń o wysokiej częstotliwości. Ponadto zmodyfikowany estymator fazora $\underline{\Psi}$ z ogranicznikiem amplitudy, w stanie ustalonym silnika indukcyjnego, generuje nie odkształcony, sinusoidalny przebieg czasowy składowych osiowych fazora $\underline{\Psi}$ w przypadku źle ustawionej wartości ograniczenia Ψ_{max} w ograniczniku amplitudy (błędna jest wtedy amplituda składowych osiowych fazora $\underline{\Psi}$). Wadą zmodyfikowanego estymatora fazora $\underline{\Psi}$ z ogranicznikiem amplitudy jest silna zależność jakości estymacji fazora $\underline{\Psi}$ od wartości ograniczenia Ψ_{max}, która zawęża zastosowanie zmodyfikowanego estymatora fazora $\underline{\Psi}$ z ogranicznikiem amplitudy do układów sterowania silnika indukcyjnego, w których wartość modułu fazora $\underline{\Psi}$ pozostaje niezmienna lub zmienia się w wąskich granicach. Wady tej nie ma zmodyfikowany estymator fazora $\underline{\Psi}$ adaptacyjny z regulatorem PI, którego adaptacyjne działanie powoduje, że przy optymalnych nastawieniach K_p, T_i regulatora PI i optymalnych charakterystykach amplitudowo-fazowych filtrów dolnoprzepustowych, estymator ten cechuje się dobrą jakością estymacji fazora $\underline{\Psi}$ w układach sterowania silnikami elektrycznymi, które pracują przy zmiennej wartości modułu fazora $\underline{\Psi}$ [7].

3. SCHEMATY BLOKOWE CYFROWYCH, ZMODYFIKOWANYCH ESTYMATORÓW FAZORA $\underline{\Psi}$ W DZIEDZINIE DYSKRETNEJ

Przy przekształcaniu równań zmodyfikowanych estymatorów fazora $\underline{\Psi}$ z dziedziny ciągłej do dyskretnej uwzględniono kolejność działań układu cyfrowego oraz posłużono się aproksymacją niektórych operacji matematycznych. W szczególności:

- operację całkowania przy wyznaczaniu kąta ϑ_r obrotu wirnika (równanie (7e)) oraz w filtrach dolnoprzepustowych (równanie (10)) aproksymowano metodą trapezów [11];
- operację obliczania pierwiastka kwadratowego (równanie (12a)) aproksymowano wielomianem piątego rzędu [7];

- wartości funkcji sinus występującej w równaniu (7d) stablicowano w pamięci procesora sygnałowego, a przy odczycie tablicy zastosowano interpolację liniową; przy wyznaczaniu wartości funkcji kosinus skorzystano z zależności: $\cos(\vartheta_r)=\sin(\vartheta_r+\frac{\pi}{2})$.

W przypadku gdy estymacja fazora $\underline{\Psi}$ realizowana jest przez układ cyfrowy wykorzystujący arytmetykę stałoprzecinkową, równania fazora siły elektromotorycznej $\underline{E}_T$ transformacji przedstawia się w układzie jednostek względnych (r w indeksie górnym) w celu zawężenia przedziału liczbowego, w którym zawierają się wartości wszystkich wielkości i wyniki wszystkich operacji matematycznych występujących w równaniach (1-13).

W praktyce do dziedziny dyskretnej przekształca się równania (1), (5a,b) i (7a-e), w których nie trzeba aproksymować operacji liczenia pochodnej fazora prądu $\underline{I}_s$ uzwojenia stojana

. Przybliżone liczenie pochodnej (np. za pomocą ilorazu różnicowego) fazora prądu $\underline{I}_s$ uzwojenia stojana jest bardzo kłopotliwe w układzie cyfrowym wykorzystującym arytmetykę stałoprzecinkową, zwłaszcza przy silnych zakłóceniach w torach pomiarowych i zasilaniu silnika indukcyjnego z przekształtnika energoelektronicznego.

Przy wyznaczaniu modułu fazora $\underline{\Psi}$ rozważono możliwość wykorzystania algorytmu αMax+βMin (przy $\alpha=\frac{15}{16}$, $\beta=\frac{15}{32}$), bardzo szybkiego w praktycznej realizacji, opracowanego na potrzeby cyfrowego przetwarzania sygnałów [8]. Dla aproksymacji modułu fazora za pomocą algorytmu αMax+βMin, moduł fazora $\underline{\Psi}$ wyraża się równaniem w dziedzinie dyskretnej:

$$\left|\underline{\Psi}^r(n)\right|=\frac{15}{16}Max\left\{\left|\Psi_\alpha^r(n)\right|,\left|\Psi_\beta^r(n)\right|\right\}+\frac{15}{32}Min\left\{\left|\Psi_\alpha^r(n)\right|,\left|\Psi_\beta^r(n)\right|\right\}. \tag{14}$$

Schematy blokowe w dziedzinie operatorowej cyfrowego, zmodyfikowanego estymatora fazora $\underline{\Psi}$ z ogranicznikiem amplitudy i zmodyfikowanego estymatora fazora $\underline{\Psi}$ adaptacyjnego z regulatorem PI, opisanych równaniami (1) - (13) przekształconymi do dziedziny dyskretnej (przy założeniu że okres próbkowania sygnałów analogowych przez układ cyfrowy wynosi T), przedstawiono na rys. 3 i 4, gdzie zaznaczono bloki, w których zastosowano aproksymację operacji matematycznej.

Istnieje możliwość zastąpienia w układach całkujących cyfrowych, zmodyfikowanych estymatorów fazora $\underline{\Psi}$ filtrów dolnoprzepustowych typu NOI o nieskończonej odpowiedzi impulsowej (ang. *IIR - Infinite Impulse Response*) o transmitancjach operatorowych *NOI1-4* (rys. 3 i 4), filtrami dolnoprzepustowymi typu SOI o skończonej odpowiedzi impulsowej (ang. *FIR - Finite Impulse Response*). Należy zaznaczyć, że programy filtrów cyfrowych są bardzo efektywnie wykonywane przez procesory sygnałowe TMS320C50 i TMS320F240 dzięki wykorzystaniu instrukcji MACD (ang. *Multiply and Accumulate with Data Move*) [10]. Po zamianie filtrów typu NOI na filtry typu SOI sygnał wyjściowy $\Psi_{\alpha,\beta}^r$ układów całkujących wyrażony jest równaniem w dziedzinie operatorowej:

$$\Psi_{\alpha,\beta}^r(z)=\omega_{SN}\sum_{k=0}^{M}a_{(k)}\quad E_{T\alpha,\beta}^r(z)\quad z^{-k}+\sum_{k=0}^{N}b_{(k)}\quad Z_{\alpha,\beta}^r(z)\quad z^{-(k+1)}, \tag{15}$$

przy czym: ω_{sN} - pulsacja znamionowa uzwojenia stojana silnika indukcyjnego;
$a_{(0)}$-$a_{(M)}$, $b_{(0)}$-$b_{(N)}$, M, N - współczynniki wagowe i rzędy filtrów SOI.

Wprowadzenie do przedstawionych na rys. 3 i 4 schematów blokowych, bloków o transmitancji operatorowej $K_z(z)=z^{-1}$ w torach sprzężenia zwrotnego wynika z kolejności

wykonywania obliczeń przez procesor sygnałowy. W celu poprawienia jakości estymacji fazora $\underline{\Psi}$, szczególnie w przypadku zasilania uzwojenia stojana silnika indukcyjnego z przekształtnika energoelektronicznego i silnych zakłóceń o wysokiej częstotliwości w torach pomiarowych prądów $I_{sA,B,C}$ i napięć $U_{sA,B,C}$, schematy blokowe przedstawione na rys. 3 i 4 uzupełniono filtrami dolnoprzepustowymi, zaznaczonymi szarym tłem. Bloki „*SOI1*" - „*SOI4*" filtrują wyższe harmoniczne składowych osiowych fazora prądu $\underline{I}^r_{s(zak)}$ i fazora napięcia $\underline{U}^r_{s(zak)}$. Blok „*NOI5*" wygładza przebieg czasowy modułu fazora $\underline{\Psi}$. Filtry dolnoprzepustowe typu SOI i NOI zaprojektowano za pomocą biblioteki Signal Processing Toolbox w programie Matlab.

4. BADANIA SYMULACYJNE CYFROWYCH, ZMODYFIKOWANYCH ESTYMATORÓW FAZORA $\underline{\Psi}$

Badania symulacyjne cyfrowych, zmodyfikowanych estymatorów fazora $\underline{\Psi}$ przeprowadzono w programie Matlab-Simulink przy użyciu bloków z biblioteki Fixed-Point Blockset [11], która umożliwia symulowanie pracy układów cyfrowych wykorzystujących arytmetykę stałoprzecinkową. W szczególności pozwala na uwzględnienie:

- skończonej precyzji reprezentacji liczb;
- błędów kwantyzacji, przepełnienia (nasycenia), przybliżenia, odcięcia [8, 9];
- skalowania liczb.

Sposób wykonywania obliczeń przez bloki z biblioteki Fixed-Point Blockset powoduje, że czas obliczeń modeli układów cyfrowych wykorzystujących arytmetykę stałoprzecinkową jest dłuższy niż dla modeli układów cyfrowych wykorzystujących arytmetykę zmiennoprzecinkową. Porównanie czasów trwania badań symulacyjnych nie umożliwia porównania rzeczywistych czasów wykonywania algorytmów przez procesory sygnałowe stałoprzecinkowe i zmiennoprzecinkowe.

Przy doborze kroku czasowego symulacji T_s zastosowano zasadę: $T_s \ll T$. W trakcie badań symulacyjnych wykorzystano model torów pomiarowych prądów $I_{sA,B,C}$ i napięć $U_{sA,B,C}$, zawierający:

- model generatora zakłóceń sygnałów wielkości mierzonych;
- model filtrów antyaliasingowych;
- model przetwornika analogowo-cyfrowego.

Jakość estymacji fazora $\underline{\Psi}$ oceniono na podstawie wartości następujących wskaźników (gdzie i jest numerem kroku symulacji):

- uchybu całkowego $J_{|\underline{\Psi}|}$ modułu fazora $\underline{\Psi}$ wyrażonego równaniem:

$$J_{|\underline{\Psi}|} = T_s \sum_{i=0}^{\left(\frac{t_k - t_p}{T_s}+1\right)} \left(|\underline{\Psi}|_{(i)} - |\underline{\Psi}|_{rzecz(i)} \right)^2 , \tag{16}$$

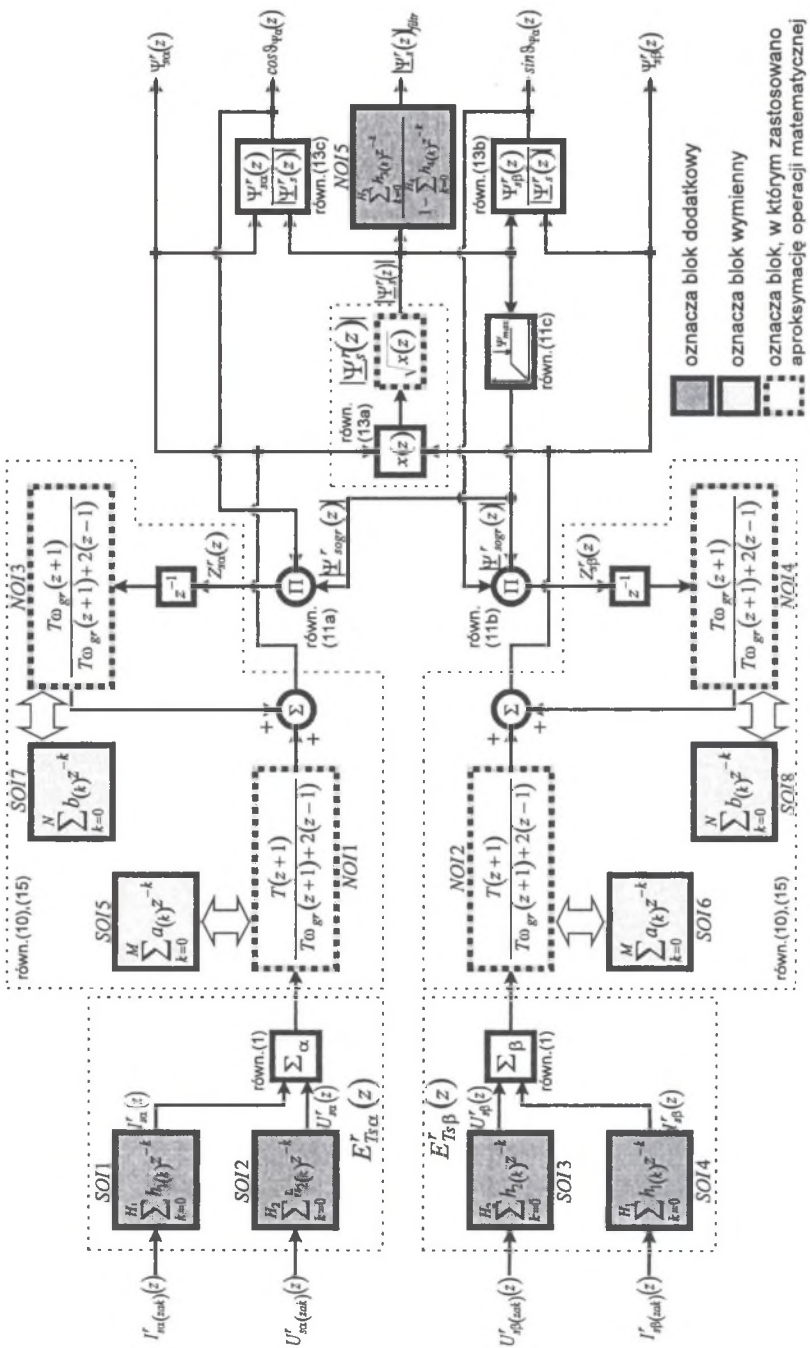
przy czym:

$\underline{\Psi}$ - fazor uzyskiwany w zmodyfikowanym estymatorze fazora $\underline{\Psi}$ z ogranicznikiem amplitudy;

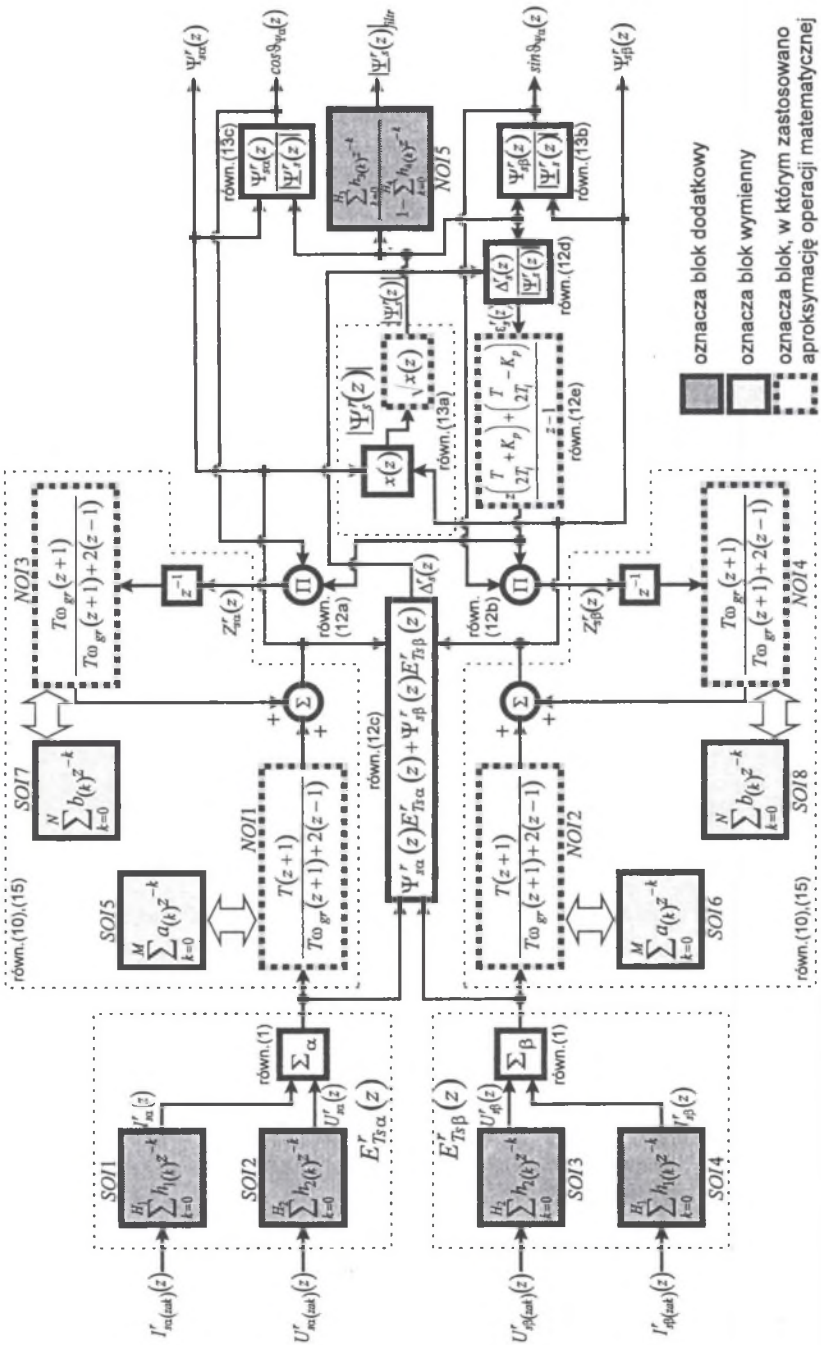
$\underline{\Psi}_{rzecz}$ - fazor uzyskiwany w uproszczonym modelu silnika indukcyjnego;

t_p - początkowy czas symulacji;

t_k - końcowy czas symulacji;



Rys. 4. Schemat blokowy cyfrowego, zmodyfikowanego estymatora fazora $\underline{\Psi}$ z ogranicznikiem amplitudy
Fig. 4. Block diagram of the modified, digital estimator of electromagnetic flux linkage with amplitude limiter



Rys. 5. Schemat blokowy cyfrowego, zmodyfikowanego estymatora fazora $\underline{\Psi}$ adaptacyjnego z regulatorem PI
Fig. 5. Block diagram of the digital, modified adaptive estimator of electromagnetic flux linkage with PI regulator

- uchybu całkowego J_ϑ kąta $\vartheta_{\Psi\alpha}$ wyrażonego równaniem analogicznym do równania (16);
- uchybu średniokwadratowego $\sigma_{|\underline{\Psi}|}$ modułu fazora $\underline{\Psi}$ wyrażonego równaniem:

$$\sigma_{|\underline{\Psi}|} = \left(\frac{t_k - t_p}{T_s} + 1\right)^{-1} \sum_{i=0}^{\left(\frac{t_k - t_p}{T_s}+1\right)} \left(|\underline{\Psi}|_{(i)} - |\underline{\Psi}|_{rzecz(i)}\right)^2, \tag{17}$$

- uchybu średniokwadratowego σ_ϑ kąta $\vartheta_{\Psi\alpha}$ wyrażonego równaniem analogicznym do równania (17);
- średniego uchybu względnego $\delta_{|\underline{\Psi}|\ śr\%}$ modułu fazora $\underline{\Psi}$ wyrażonego równaniem dla $|\underline{\Psi}|_{rzecz(i)} \neq 0$:

$$\delta_{|\underline{\Psi}|śr\%} = \left(\frac{t_k - t_p}{T_s} + 1\right)^{-1} \sum_{i=0}^{\left(\frac{t_k - t_p}{T_s}+1\right)} \frac{\left||\underline{\Psi}|_{(i)} - |\underline{\Psi}|_{rzecz(i)}\right|}{|\underline{\Psi}|_{rzecz(i)}} 100\%, \tag{18}$$

- średniego uchybu względnego $\delta_{\vartheta\ śr\%}$ kąta $\vartheta_{\Psi\alpha}$ wyrażonego równaniem analogicznym do równania (18);
- maksymalnego uchybu względnego $\delta_{|\Psi|makc\%}$ modułu fazora $\underline{\Psi}$ wyrażonego równaniem dla $|\underline{\Psi}|_{rzecz(i)} \neq 0$

$$\delta_{|\underline{\Psi}|maks\%} = Max\left\{\frac{\left||\underline{\Psi}|_{(i)} - |\underline{\Psi}|_{rzecz(i)}\right|}{|\underline{\Psi}|_{rzecz(i)}} 100\%\right\}, \tag{19}$$

- maksymalnego uchybu względnego $\delta_{\vartheta\ maks\%}$ kąta $\vartheta_{\Psi\alpha}$ wyrażonego równaniem analogicznym do równania (19);
- względnej amplitudy $A_{|\underline{\Psi}|zm\%}$ składowej zmiennej zakłócającej przebieg czasowy modułu fazora $\underline{\Psi}$ w stanie ustalonym silnika indukcyjnego, wyrażonej równaniem:

$$A_{|\underline{\Psi}|zm\%} = \frac{2\left(Max\left\{|\underline{\Psi}|_{(i)}\right\} - Min\left\{|\underline{\Psi}|_{(i)}\right\}\right)}{Max\left\{|\underline{\Psi}|_{(i)}\right\} + Min\left\{|\underline{\Psi}|_{(i)}\right\}} 100\% \quad \text{dla} \quad i \in \left\langle \frac{t_{p(ust)}}{T_s}; \frac{t_{k(ust)}}{T_s} \right\rangle, \tag{20a, 20b}$$

gdzie:

$$t_{k(ust)} - t_{p(ust)} = mT_{zm}, \quad \text{dla} \quad m \in C, \tag{20c, 20d}$$

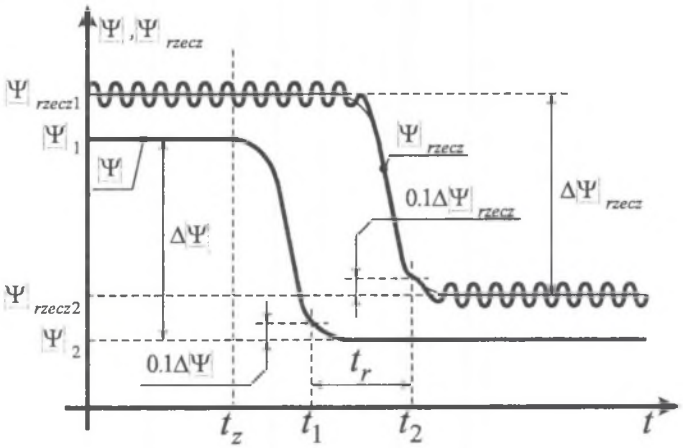
przy czym:

$t_{p(ust)}$ - czas początkowy stanu ustalonego silnika indukcyjnego podczas symulacji;
$t_{k(ust)}$ - czas końcowy stanu ustalonego silnika indukcyjnego podczas symulacji;
T_{zm} - okres składowej zmiennej zakłócającej przebieg czasowy modułu fazora $\underline{\Psi}$ w stanie ustalonym silnika indukcyjnego;

- uchybu względnego $\delta_{|\underline{\Psi}|ust\%}$ składowej stałej modułu fazora $\underline{\Psi}$ w stanie ustalonym silnika indukcyjnego, wyrażonego równaniem (dla i spełniającego warunek (20b)):

$$\delta_{|\underline{\Psi}|usr\%} = \frac{Max\{|\underline{\Psi}|_{(i)}\} + Min\{|\underline{\Psi}|_{(i)}\} - 2|\underline{\Psi}|_{rzecz(i)}}{2|\underline{\Psi}|_{rzecz(i)}} 100\% , \tag{21}$$

- czasu t_r reakcji estymatora fazora $\underline{\Psi}$ na zmianę modułu fazora $\underline{\Psi}$ przy skokowym spadku napięcia $U_{sA,B,C}$ zasilania uzwojenia stojana w czasie t_z, zdefiniowanego na rys. 6.



Rys. 6. Definicja czasu t_r reakcji estymatora fazora $\underline{\Psi}$
Fig. 6. Definition of estimator reaction time t_r

Wartości przedstawionych wskaźników jakości estymacji fazora $\underline{\Psi}$ można wyznaczyć tylko dla wyników badań symulacyjnych ze względu na dostępność fazora $\underline{\Psi}$ uzyskiwanego w uproszczonym modelu silnika indukcyjnego.

Na rys. 7 – 9 przedstawiono wybrane wyniki badań symulacyjnych analogowych i cyfrowych, stałoprzecinkowych i zmiennoprzecinkowych, zmodyfikowanych estymatorów fazora $\underline{\Psi}$, zastosowanych do estymacji fazora $\underline{\Psi}_r$, w różnych stanach pracy, a także w różnych warunkach zasilania silnika indukcyjnego przy zakłóceniu wielkości mierzonych w torach pomiarowych składową stałą o stosunkowo dużej wartości. Przedstawione wyniki badań symulacyjnych otrzymano przy, uzyskanym empirycznie, optymalnym ze względu na wartość uchybu całkowego $J_{|\underline{\Psi}_r|}$, doborze charakterystyk amplitudowo-fazowych filtrów dolnoprzepustowych, wartości ograniczenia Ψ^r_{max} w ograniczniku amplitudy i nastawień K_p, T_i regulatora PI. Ponadto przyjęto, że przetwornik analogowo-cyfrowy ma rozdzielczość 16 bitów, a częstotliwość próbkowania sygnałów analogowych wynosi 10 kHz. Na rys. 7 – 9 przyjęto następujące zasady oznaczania przebiegów czasowych:

———— przebieg uzyskany w uproszczonym modelu silnika indukcyjnego;
— — — przebieg uzyskany w analogowym, zmodyfikowanym estymatorze fazora $\underline{\Psi}$;
..... przebieg uzyskany w cyfrowym, zmiennoprzecinkowym zmodyfikowanym estymatorze fazora $\underline{\Psi}$;
—·—·— przebieg uzyskany w cyfrowym, stałoprzecinkowym, zmodyfikowanym estymatorze fazora $\underline{\Psi}$.

W tabeli 1 przedstawiono wartości uchybu całkowego $J_{|\underline{\Psi}_r|}$ dla rozpatrywanych w badaniach symulacyjnych, zmodyfikowanych estymatorów fazora $\underline{\Psi}$.

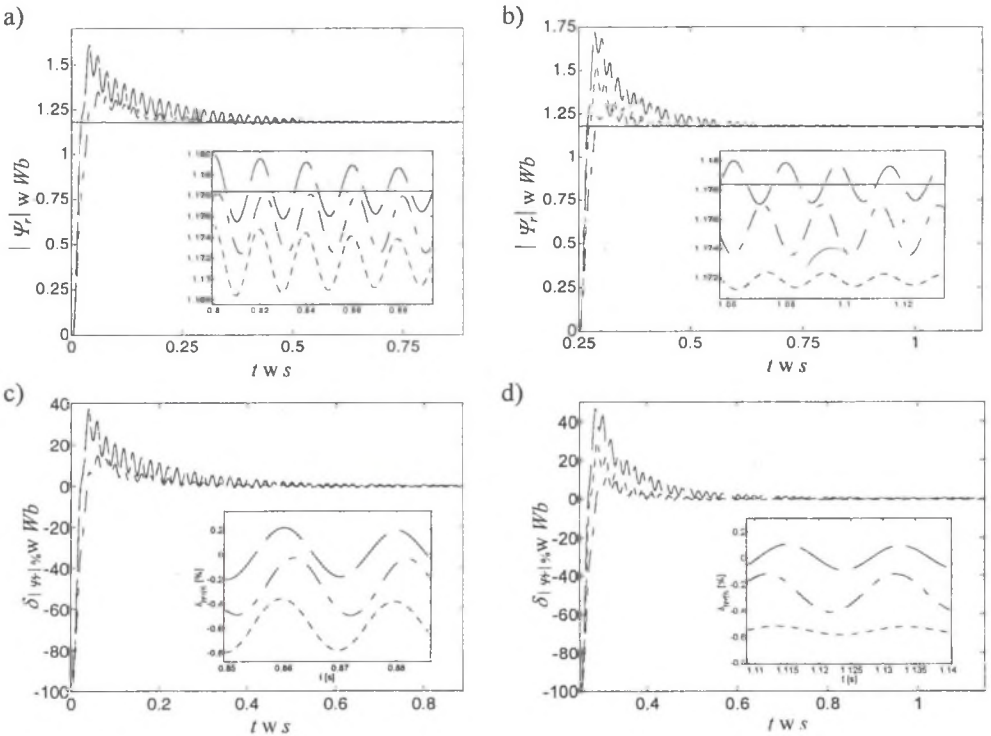
Tabela 1

Wartości uchybu całkowego $J_{|\underline{\Psi}_r|}$ uzyskane w badaniach symulacyjnych

Wartość $J_{|\underline{\Psi}_r|}$ dla zmodyfikowanego estymatora fazora $\underline{\Psi}$:		**Stany pracy i warunki zasilania silnika indukcyjnego:**		
		jak na rys. 7	**jak na rys. 8**	**jak na rys. 9**
z ogranicznikiem amplitudy	analogowego	0,02228	0,00650	-
	zmiennoprzec.	0,02253	0,01702	-
	stałoprzec.	0,02047	0,01626	-
adaptacyjnego z regulatorem PI	analogowego	0,02484	0,00808	0,01144
	zmiennoprzec.	0,01807	0,01346	0,02074
	stałoprzec.	0,01984	0,01504	0,02819

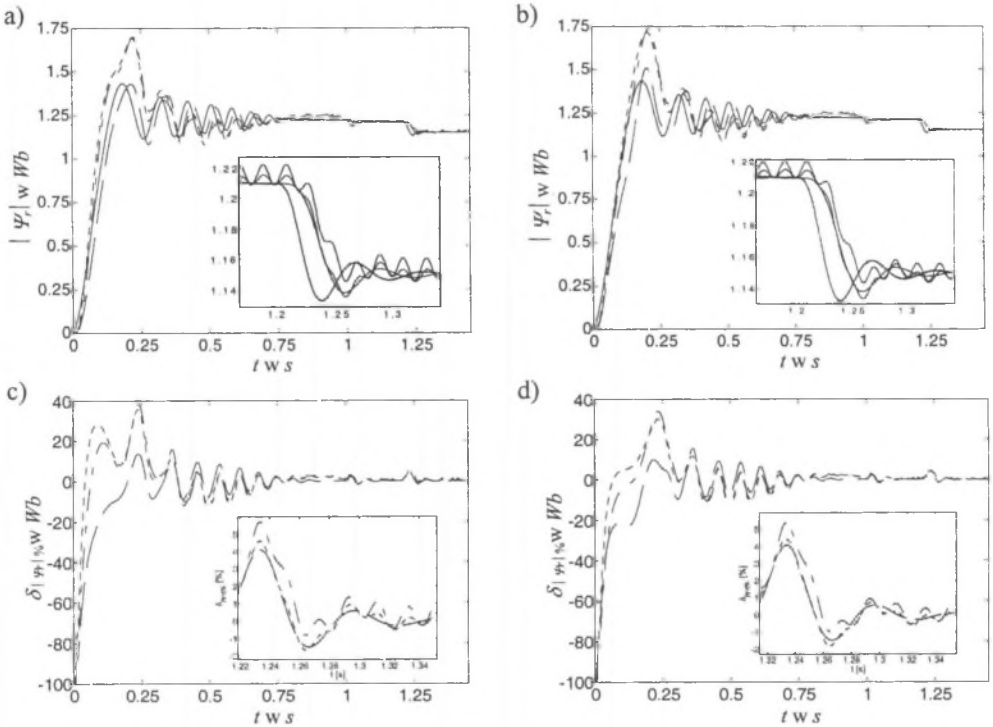
Uchyb względny $\delta_{|\underline{\Psi}|\%}$ estymacji fazora $\underline{\Psi}$, którego przebieg czasowy przedstawiono na rys. 7c, 7d, 8c, 8d, 9b, dla fazora $\underline{\Psi}$ wyrażony jest równaniem dla $|\underline{\Psi}|_{rzecz(i)} \neq 0$:

$$\delta_{|\underline{\Psi}|\%} = \frac{|\underline{\Psi}|_{(i)} - |\underline{\Psi}|_{rzecz(i)}}{|\underline{\Psi}|_{rzecz(i)}} 100\% \tag{22}$$



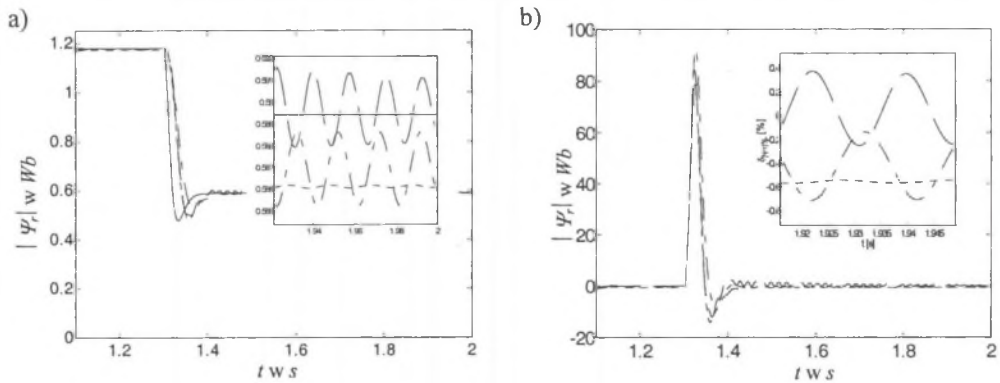
Rys. 7. Estymacja fazora $\underline{\Psi}$ (załączenie estymatora w stanie ustalonym silnika indukcyjnego): a) moduł $\underline{\Psi}$ w estymatorze z ogr. amplitudy; b) moduł $\underline{\Psi}$ w estymatorze adaptacyjnym; c) uchyb $\delta_{|\underline{\Psi}_r|\%}$ w estymatorze z ogr. amplitudy; d) uchyb $\delta_{|\underline{\Psi}_r|\%}$ w estymatorze adaptacyjnym

Fig. 7. Estimation of electromagnetic flux linked with rotor windings in the motor steady state: a) flux module in estimator with amplitude limiter; b) flux module in adaptive estimator; c) flux error in estimator with amplitude limiter; d) flux error in adaptive estimator



Rys. 8. Estymacja fazora $\underline{\Psi}_r$ przy zasilaniu silnika indukcyjnego z falownika napięcia (rozruch przy U_s/f_s=const.): a) moduł $\underline{\Psi}_r$ w estymatorze z ogr. amplitudy; b) moduł $\underline{\Psi}_r$ w estymatorze adaptacyjnym; c) uchyb $\delta_{|\underline{\Psi}_r|\%}$ w estymatorze z ogr. amplitudy; d) uchyb $\delta_{|\underline{\Psi}_r|\%}$ w estymatorze adaptacyjnym

Fig. 8. Estimation of electromagnetic flux linked with rotor windings during the motor is feed by voltage source inverter: a) flux module in estimator with amplitude limiter; b) flux module in adaptive estimator; c) flux error in estimator with amplitude limiter; d) flux error in adaptive estimator



Rys. 9. Estymacja fazora $\underline{\Psi}_r$ przy dużej zmianie modułu fazora $\underline{\Psi}_r$: a) moduł $\underline{\Psi}_r$ w estymatorze adaptacyjnym; b) uchyb $\delta_{|\underline{\Psi}_r|\%}$ w estymatorze adaptacyjnym

Fig. 9. Estimation of electromagnetic flux linked with rotor windings during the big change of flux module: a) flux module in adaptive estimator; b) flux error in adaptive estimator

5. UWAGI KOŃCOWE

Przedstawione w niniejszym artykule wyniki badań symulacyjnych świadczą o poprawnym działaniu cyfrowych, zmodyfikowanych estymatorów fazora $\underline{\Psi}$, zrealizowanych za pomocą układu cyfrowego wyposażonego w 16-bitowy, stałoprzecinkowy procesor sygnałowy TMS320C50 lub, alternatywnie, TMS320F240. Stałoprzecinkowa reprezentacja liczb w cyfrowych, zmodyfikowanych estymatorach fazora $\underline{\Psi}$ zrealizowanych za pomocą układów cyfrowych wyposażonych w wymienione procesory sygnałowe nie powoduje znacznego pogorszenia jakości estymacji fazora $\underline{\Psi}$ w porównaniu z estymatorami fazora $\underline{\Psi}$ zrealizowanymi za pomocą układów cyfrowych wykorzystujących arytmetykę zmiennoprzecinkową. Ponadto cyfrowy, zmodyfikowany estymator fazora $\underline{\Psi}$ adaptacyjny z regulatorem PI poprawnie adaptuje się do zmieniających się wartości modułu fazora $\underline{\Psi}$, Wartości uchybu całkowego $J_{|\Psi_r|}$ uzyskane w badaniach symulacyjnych dla tego estymatora są większe ze względu na większą złożoność obliczeniową.

Jakość estymacji fazora $\underline{\Psi}$ znacznie poprawia się, jeżeli niektóre operacje matematyczne występujące w cyfrowych, zmodyfikowanych estymatorach fazora $\underline{\Psi}$ wykonywane będą w układzie cyfrowym operującym na liczbach stałoprzecinkowych o podwójnej precyzji [9]. Wprowadzone do schematów blokowych cyfrowych, zmodyfikowanych estymatorów fazora $\underline{\Psi}$ dodatkowe filtry dolnoprzepustowe poprawiają jakość estymacji fazora $\underline{\Psi}$ przy zasilaniu silnika indukcyjnego z przekształtnika energoelektronicznego i przy silnych zakłóceniach w torach pomiarowych wielkości mierzonych.

W późniejszym czasie planuje się kontynuację badań symulacyjnych oraz optymalizację programów cyfrowych, zmodyfikowanych estymatorów fazora $\underline{\Psi}$, opracowanych w języku asembler dla procesorów sygnałowych TMS320C50 i TMS320F240, a następnie zweryfikowanie pomiarowe przedstawionych wyników badań symulacyjnych, za pomocą systemu uruchomieniowego opartego na karcie sterownika DS1103, przedstawionego w publikacji [5].

LITERATURA

1. Żywiec A., Rzeźnikiewicz G., Niestrój R.: Uniwersalny sterownik maszyn elektrycznych wykorzystujący procesor sygnałowy TMS320C50. Zeszyty Naukowe Politechniki Śląskiej, Elektryka, z.168, Gliwice 1999, s. 179-191.
2. Żywiec A., Rzeźnikiewicz G., Niestrój R.: Mikroprocesorowy układ polowo zorientowanego sterowania wektorowego silnikiem indukcyjnym. Zeszyty Naukowe Politechniki Śląskiej, Elektryka, z.171, Gliwice 2000, s. 159-172.
3. Żywiec A., Rzeźnikiewicz G., Niestrój R.: Vector-control system of an induction motor with digital signal processor. International Workshop of Electric Machines in Prague, Czech Technical University in Prague, Faculty of Electrical Engineering, Prague 1999, p. 68-76.
4. Żywiec A., Rzeźnikiewicz G., Niestrój R.: Solutions of universal microprocessor controller subsystems of electric machines. International Workshop of Electric Machines in Prague Czech Technical University in Prague, Faculty of Electrical Engineering, Prague 2000, p. 13.
5. Żywiec A., Niestrój R.: Implementation of vector control algorithms of induction motor for TMS320C50 and TMS320F240 digital signal processors. International Workshop of Electric Machines in Prague, Czech Technical University in Prague, Faculty of Electrical Engineering, Prague 2001, p. 46-55.
6. Jun Hu, Bin Wu: New integration algorithms for estimating motor flux over a wide speed range. IEEE Transactions On Power Electronics, Vol.13,No.5, September 1998, p. 969-977.
7. Analog Devices Inc.: Flux and speed estimation for induction machines. May 2000, p. 25.
8. Lyons R. G.: Wprowadzenie do cyfrowego przetwarzania sygnałów. WKŁ, Warszawa 2000, s. 462.

9. Pochopień B.: Arytmetyka systemów cyfrowych. Wyd. Pol. Śl., Gliwice 2000, s. 218.
10. Texas Instruments Inc.: TMS320C5x User's Guide. January 1997, p. 801.
11. Mathworks Inc.: Fixed-Point Blockset User's Guide. Version 2, January 1999, p. 267.
12. Tunia H., Kaźmierkowski M.: Automatyka napędu przekształtnikowego. PWN, Warszawa 1987, s. 572.
13. Jansen P. L., Lorenz R. D.: A Physically Insightful Approach to the Design and Accuracy Assessment of Flux Observers for Field Oriented Induction Machine Drives. IEEE Transactions On Industry Applications, Vol. 30, No. 1, January/February 1994, p. 101–110.
14. Hinkkanen M., Luomi J: Modified Integrator for Voltage Model Flux Estimation of Induction Motors. IEEE Transactions On Industrial Electronics, Vol. 50, No. 4, 2003, p. 818-820.

Recenzent: Prof. dr hab. M. Piotr Kaźmierkowski

Wpłynęło do Redakcji dnia 10 grudnia 2003 r.

Abstract

In the paper the results of simulation of an electromagnetic flux linkage modified digital estimators have been presented. The problems that have been presented in Section 1, connected with the DC offset, disturbing signals of measured quantities, and the initial value in integrators have been eliminated in this estimators. The presented results of simulation allow determining the quality of estimation of electromagnetic flux linkage in a digital system with a 16-bit, fixed point digital signal processor TMS320C50 or, alternatively, TMS320F240.

In Section 2 the equations as well as the block diagram of the electromagnetic flux linkage modified estimators in the continuous domain have been presented.

In Section 3 the block diagram of the electromagnetic flux linkage modified, digital estimators in the discrete domain have been presented. In this block diagram the additional components have been included. They improve the quality of estimation of electromagnetic flux linkage when an induction motor is fed by a voltage source inverter and when signals of measured quantities are strongly disturbed.

In Section 4 the results of simulations of the electromagnetic flux linkage modified, digital estimators have been presented. The simulations have been made when taking into consideration the limited precision of thew fixed point arithmetic.

The obtained results of simulations show that the estimation of electromagnetic flux linkage in the modified, digital estimators that is equipped with a 16-bit, fixed-point digital signal processor is correct.