

Andrzej Kaplon*, Grzegorz Utrata**, Jarosław Rolek*

*Politechnika Świętokrzyska, Kielce

**Politechnika Częstochowska, Częstochowa

BADANIA SYMULACYJNE OBSERWATORÓW WIELKOŚCI ELEKTROMECHANICZNYCH SILNIKA INDUKCYJNEGO ZBUDOWANYCH W OPARCIU O WIELOOBYWODOWY PO STRONIE WTÓRNEJ SCHEMAT ZASTĘPCZY MASZyny

SIMULATION INVESTIGATIONS OF INDUCTION MOTOR ELECTROMECHANICAL QUANTITIES OBSERVERS BUILT ON THE BASIS OF A MACHINE SECONDARY MULTI-LOOP EQUIVALENT CIRCUIT

Streszczenie: Współczesne bezczujnikowe napędy prądu przemiennego wymagają stosowania estymatorów wielkości elektromechanicznych. Zjawisko wypierania prądu w maszynie prądu przemiennego z litym wirnikiem lub litymi elementami w wirniku powoduje, że są one opisywane przez schematy zastępcze o parametrach rozłożonych. Komplikuje to zarówno analizę stanów elektrodynamicznych maszyny, jak i utrudnia budowanie relatywnie prostych i skutecznych estymatorów wielkości elektromechanicznych. Zmienność parametrów wirnika maszyny z dobrym przybliżeniem odwzorowuje wieloobwodowy po stronie wtórnej schemat zastępczy o parametrach skupionych. W niniejszej pracy zostanie przedstawiona procedura tworzenia obserwatorów elektromechanicznych zmiennych stanu w oparciu o tego typu schemat zastępczy maszyny. Zostaną przedstawione wyniki badań symulacyjnych zbudowanych obserwatorów wielkości elektromechanicznych wybranego modelu maszyny prądu przemiennego.

Abstract: Contemporary sensorless AC drives require the use of electromechanical quantities estimation. The skin effect occurring in AC machines with solid secondary or with solid secondary elements causes machines of this type to be represented by equivalent circuits containing distributed elements, what makes the analysis of machine electrodynamic states more complicated and hinders the construction of relatively simple and effective estimators of electromechanical quantities. Variability of rotor parameters is modeled, with a good approximation, by the machine secondary multi-loop equivalent circuit with lumped elements. In this paper the construction procedure of electromechanical state variable observers basing on this type of equivalent circuit will be presented. The simulation results of the created electromechanical quantities observers for the selected type of AC machine will be shown as well.

Słowa kluczowe: maszyny elektryczne, silnik indukcyjny, bezczujnikowe układy napędowe

Keywords: electrical machines, induction motor, sensorless control

1. Wstęp

Zmienność parametrów wirników klatkowych, na skutek zjawisk wypierania prądów, powoduje, że poślizgowa charakterystyka admitancji stojana lub wirnika nie jest kołowa. Zmienne stanu silnika wyznaczone na podstawie stałych parametrów standardowego schematu zastępczego silnika typu T [1] nie będą zatem w pełni odwzorowywać poślizgowej charakterystyki admitancji stojana lub wirnika, a tym samym prawidłowo odzwierciedlać stan elektrodynamiczny silnika indukcyjnego. Problem ten nabiera jeszcze większego znaczenia w przypadku silników z wirnikami głębokożłobkowymi i z wirnikami wykonanymi

w postaci litych struktur, gdzie zjawiska wypierania prądu są intensywniejsze, przez co deformacja poślizgowych charakterystyk admitancji jest większa.

Prezentowane w literaturze algorytmiczne metody odtwarzania zmiennych stanu, bazujące na modelu matematycznym wynikającym z klasycznej struktury schematu zastępczego maszyny indukcyjnej, charakteryzują się określoną wrażliwością na zmiany lub błędną identyfikację parametrów tego schematu. Do wyznaczenia prędkości kątowej została zaproponowana koncepcja układu adaptacyjnego z modelem odniesienia z ang. *Model Reference Adaptive System* (MRAS) [2], [3], [4], [5], [6], [7], [8]. W celu zwiększenia odporności układu odtwarzającego typu MRAS

na zmiany oraz błędy identyfikacji parametrów silnika zaproponowano różne modyfikacje tych estymatorów prezentowane m.in. w pracach [9], [10], [11]. Odporność na błędy pomiarowe lub niedokładności identyfikacji i zmienność parametrów układu, zapewniającą zbieżność błędów odtwarzania do zera można uzyskać wykorzystując obserwatory z ruchem ślizgowym z ang. *Sliding-Mode Observer* (SMO). Różnica między estymowanymi i zmierzonymi wartościami prądów stojan jest wykorzystywana do określenia płaszczyzny ślizgowej obserwatora. Obserwator typu SMO także doczekał się szeregu modyfikacji, które zostały zaprezentowane m.in. w pracach [12], [13], [14]. W literaturze obserwuje się próby projektowania obserwatorów rozszerzonych jak również rozszerzonych filtrów Kalmana [15] – estymujących równocześnie wybrane parametry silnika. Realizacja praktyczna tego typu obserwatorów jest często skomplikowana i wymaga zaawansowanego sprzętu mikroprocesorowego. Model matematyczny silnika, na bazie którego estymatory te są tworzone pozostaje nie zmieniony.

W proponowanym podejściu estymatory elektromagnetycznych i mechanicznych zmiennych stanu zostaną wykonane w oparciu o wieloobwodowy po stronie wtórnej schemat zastępczy maszyny o stałych parametrach skupionych. Schemat zastępczy tego typu odwzorowuje, z dobrym przybliżeniem, zmienność parametrów wirnika wynikającą z zjawisk wypierania prądów w częściach litych strony wtórnej maszyny, dzięki czemu nie jest wymagana równoczesna estymacja tych parametrów.

2. Wieloobwodowy po stronie wtórnej schemat zastępczy maszyny

Metody częstotliwościowe stanowią wygodne narzędzie do estymacji parametrów schematu zastępczego maszyn symetrycznych charakteryzujących się wypieraniem prądu w stronie wtórnej. Metody te bazują na znajomości charakterystyk częstotliwościowych impedancji maszyny otrzymanych na drodze pomiarowej lub z rozwiązania zagadnienia polowego.

Metodyka wyznaczania indukcyjności widmowej $\underline{L}_{1\delta}(\omega)$ maszyny została opisana w poprzednich pracach autorów [16]–[18]. Indukcyjności widmowej odpowiada formalnie charakterystyka częstotliwościowa indukcyjno-

ści operatorowej $L_{1\delta}(p)$ (1) wynikającej bezpośrednio z obwodowego modelu maszyny indukcyjnej. Dokonuje się przez to przybliżonego odwzorowania maszyny o parametrach rozłożonych przez maszynę o parametrach skupionych.

$$L_{1\delta}(p) = L_{\mu} \prod_{i=1}^n \left(\frac{1 + pT_i}{1 + p\tau_i} \right) \quad (1)$$

gdzie: $L_{\mu} = L_{1\delta}(p=0)$, $p = j\omega$, T_i , τ_i – stałe czasowe, p – operator Heaviside'a.

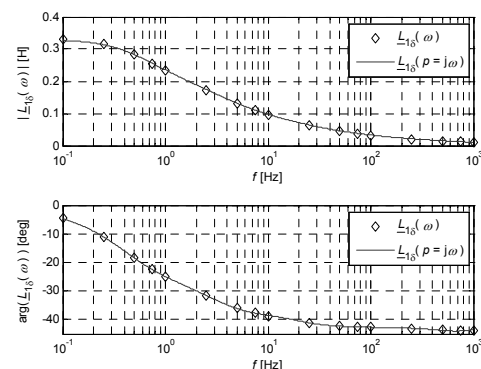
Estymację stałych czasowych T_i , τ_i w równaniu (1) można przeprowadzić przy wykorzystaniu algorytmu genetycznego w środowisku Matlab-Simulink. Stałe czasowe określają wartości elementów R , L dwójnika k -tej gałęzi wieloobwodowego modelu maszyny po stronie wtórnej zgodnie z równaniami (2) [16].

$$R_{2(k)}^* = - \frac{L_{\mu} \prod_{i=1}^n (T_k - T_i) \Big|_{i \neq k}}{\prod_{i=1}^n (T_k - \tau_i)} \quad (2a)$$

$$L_{2(k)}^* = R_{2(k)}^* T_k \quad (2b)$$

gdzie: $R_{2(k)}^*$, $L_{2(k)}^*$ – parametry skupione k -tej gałęzi strony wtórnej sprowadzone na stronę pierwotną, $k = 1, 2, \dots, n$, n – liczba równoległe połączonych dwójników $R_{2(k)}^*$, $L_{2(k)}^*$.

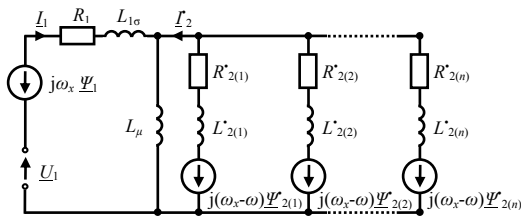
Charakterystyki częstotliwościowe modułu i argumentu indukcyjności widmowej oraz jej aproksymacja za pośrednictwem indukcyjności operatorowej przedstawiono na Rys. 1.



Rys. 1. Charakterystyka modułu i argumentu indukcyjności widmowej $\underline{L}_{1\delta}(\omega)$ oraz jej aproksymacja za pośrednictwem indukcyjności operatorowej $\underline{L}_{1\delta}(p=j\omega)$

Transfiguracja modalna indukcyjności operatorowej $L_{1\delta}(p)$ prowadzi zatem do schematu zastępczego maszyny w postaci

równoległego połączenia indukcyjności magnesowania L_μ oraz nieskończonego ciągu dwójników $R_{2(k)}^*, L_{2(k)}^*$ (Rys. 2).



Rys. 2. Wieloobwodowy po stronie wtórnej schemat zastępczy maszyny

Schemat ten przedstawia stan elektromagnetyczny maszyny indukcyjnej opisany układem równań w postaci kanonicznej:

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \underline{\Psi}_1 = \underline{U}_1 - j\omega_x \underline{\Psi}_1 - R_1 \underline{I}_1 \\ \frac{d}{dt} \underline{\Psi}_{2(k)}^* = -j(\omega_x - \omega^r) \underline{\Psi}_{2(k)}^* - R_{2(k)}^* \underline{I}_{2(k)}^* \end{cases} \quad (3)$$

gdzie: ω^r – współbieżna z polem elektromagnetycznym elektryczna prędkość kątowa wirnika, przy czym $\omega^r = p_b \omega$, ω – prędkość kątowa wirnika, p_b – liczba par biegunów, $\underline{\Psi}_1$, \underline{U}_1 , \underline{I}_1 , – wektory przestrzenne odpowiednio strumienia magnetycznego, napięcia oraz prądu stojana, $\underline{\Psi}_{2(k)}^*$, $\underline{I}_{2(k)}^*$ – wektory przestrzenne odpowiednio strumienia magnetycznego oraz prądu wirnika związane z k -tą gałęzią strony wtórnej wieloobwodowego schematu zastępczego maszyny sprowadzone na stronę pierwotną, R_1 – rezystancja uzwojeń fazowych stojana.

Równania stanu elektromagnetycznego (3) uzupełnione równaniami stanu elektromechanicznego (4) wyznaczają zespół równań stanu elektrodynamicznego, wyrażonych w układzie współrzędnych wirującym z dowolną prędkością ω_x , stanowiąc tym samym pełny model matematyczny maszyny indukcyjnej - przedstawiony w pracach [16]-[18].

$$M_e = p_b \operatorname{Re} \left\{ j \underline{\Psi}_1 \underline{I}_1^* \right\} \quad (4a)$$

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{p_b}{J} (M_e - M_{obc}) \quad (4b)$$

gdzie: M_e – moment elektromagnetyczny, M_{obc} – moment obciążenia, J – moment bezwładności, indeks górny * oznacza wielkość zespoloną sprzężoną.

3. Metodyka odtwarzania wielkości elektromechanicznych

Do estymacji wielkości elektromechanicznych maszyny indukcyjnej został wykorzystany schemat zastępczy o wieloobwodowej strukturze po stronie wtórnej (Rys. 2) oraz odpowiadające mu poślizgowe charakterystyki impedancji strony pierwotnej maszyny (Rys. 3).

Proponowany przez autorów algorytm estymacji wielkości elektromechanicznych jest następujący: dostępne pomiarowo wartości chwilowe napięć oraz prądów zasilających uzwojenia stojana są transformowane do dwuosiowych wektorów przestrzennych odpowiednio $\underline{U}_1(t)$ i $\underline{I}_1(t)$ wyrażonych w układzie współrzędnych wirującym z dowolną prędkością ω_x . Chwilowa wartość impedancji wejściowej $\underline{Z}_{we2}(s,t)$, wyznaczonej jako iloraz wektorów przestrzennych napięcia $\underline{U}_1(t)$ i prądu $\underline{I}_1(t)$, służy w wyniku porównania z impedancją $\underline{Z}_{we1}(s)$ do wyznaczenia chwilowej wartości poślizgu s , a w konsekwencji prędkości kątowej maszyny.

Wyznaczony w ten sposób poślizg wraz z modelem matematycznym opisanym układem równań (3) wykorzystywany jest do określenia chwilowych wartości wektorów przestrzennych prądów $\underline{I}_{2(k)}^e(t)$ poszczególnych gałęzi strony wtórnej wieloobwodowego schematu zastępczego maszyny (5). Wartości chwilowe odtworzonego wektora przestrzennego prądu strony wtórnej są wykorzystywane do wyznaczenia chwilowych wartości wektora przestrzennego strumienia skojarzonego z uzwojeniem stojana (6) oraz momentu elektromagnetycznego (7).

$$\underline{I}_{2(k)}^e(t) = \frac{\underline{I}_1(t)(R_1 + j\omega_1 L_{1\sigma}) - \underline{U}_1(t)}{\frac{R_{2(k)}^*}{s_{avg}^e(t)} + j\omega_1 L_{2(k)}^*} \quad (5)$$

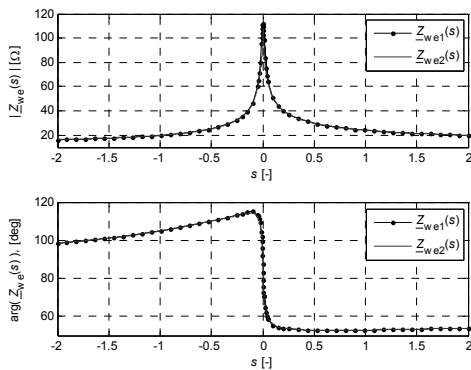
gdzie: $L_{1\sigma}$ – indukcyjność rozproszenia żłobkowego i czoł uzwojenia fazy stojana, ω_1 – pulsacja napięcia zasilania.

$$\underline{\Psi}_1^e(t) = (L_{1\sigma} + L_\mu) \underline{I}_1(t) + L_\mu \sum_{i=1}^n \underline{I}_{2(i)}^e(t) \quad (6)$$

$$M_e^e(t) = p_b \operatorname{Re} \left\{ j \underline{\Psi}_1^e(t) \underline{I}_1^*(t) \right\} \quad (7)$$

Analizie został poddany silnik indukcyjny typu Sg 132S-4 z wirnikiem wykonanym z litego materiału magnetycznego-stal S235JR. Polowy model silnika został zbudowany

w oparciu o metodę elementów skończonych przy wykorzystaniu licencyjnego oprogramowania Opera-3D (Elektra Steady-State).



Rys. 3. Charakterystyka poślizgowa modułu i argumentu impedancji zastępczej widzianej z zacisków wejściowych schematu zastępczego maszyny

Wyznaczono rozkłady pól elektromagnetycznych na przyszczelinowej powierzchni stojana maszyny. Obliczenia przeprowadzono dla częstotliwości prądów wymuszenia z przedziału częstotliwości 0.1÷1000 Hz.

Charakterystyki poślizgowe modułu i argumentu impedancji widzianej z zacisków wejściowych maszyny (strony pierwotnej) przedstawiono na Rys. 3. Impedancja $Z_{we1}(s)$ wynika ze schematu zastępczego maszyny (Rys. 2).

4. Badania symulacyjne

Eksperyment symulacyjny prowadzący do estymacji wielkości elektromagnetycznych maszyny bazuje na znajomości częstotliwościowej charakterystyki impedancji strony pierwotnej oraz chwilowych wartości napięć i prądów zasilających silnik indukcyjny.

Chwilowe wartości napięć i prądów stojana silnika indukcyjnego są w praktyce wielkościami mierzonymi, tutaj na potrzeby badań symulacyjnych zostały otrzymane w wyniku rozwiązania stanu elektrodynamicznego maszyny dla wybranych przypadków stanu pracy maszyny.

Badania symulacyjne zostały przeprowadzone w środowisku Matlab-Simulink.

Rozruch bezpośredni

Przebiegi prędkości i momentu elektromagnetycznego dla bezpośredniego rozruchu przy zerowej prędkości początkowej $\omega(0) = 0$ rad/s i momencie obciążenia

$M_{obc}(t) = 5$ Nm przedstawiono na rysunkach 4a i 5a (czarna ciągła linia). Dodatkowo w chwili $t_1=4$ s następuje skokowa zmiana momentu obciążenia do wartości $M_{obc}(t_1)=36$ Nm (znamionowy moment silnika), po czym w chwili $t_2 = 12$ s następuje kolejna skokowa zmiana momentu obciążenia do wartości początkowej $M_{obc}(t_2)=5$ Nm. Moment bezwładności układu $J = 0.6$ kg m².

Przebiegi tych wielkości estymowane na podstawie, uzyskiwanych w trakcie rozruchu oraz do- i odciążenia, wektorów przestrzennych napięć i prądów zasilających stojan przedstawiono na tych samych rysunkach przerywaną linią czerwoną.

Na rysunkach 4b i 5b przedstawiono przebiegi poślizgu i momentu elektromagnetycznego w początkowej fazie rozruchu.

W opracowanym do estymacji poślizgu algorytmie obserwowany jest błąd poślizgu Δs wyznaczany na podstawie wzajemnego położenia trajektorii impedancji $Z_{we2}(s,t)$ względem trajektorii impedancji $Z_{we1}(s)$. Na Rys. 4b zaznaczono wartości poślizgu (czerwone kropki) odpowiadające błędom poślizgu bliskim zeru. Za wartość estymowanego poślizgu brana jest średnia wartość (niebieska linia kreskowana). Pozwala to ograniczyć oscylacje estymowanego poślizgu (prędkości), szczególnie na początku przejściowego stanu elektrodynamicznego.

Z porównania przebiegów wielkości elektromechanicznych estymowanych z pomiarowymi wynika, że błędy estymacji są małe. Zbudowany algorytm związany z uśrednianiem poślizgu wprowadza początkowy czas martwy do chwili osiągnięcia drugiego minimum dla Δs .

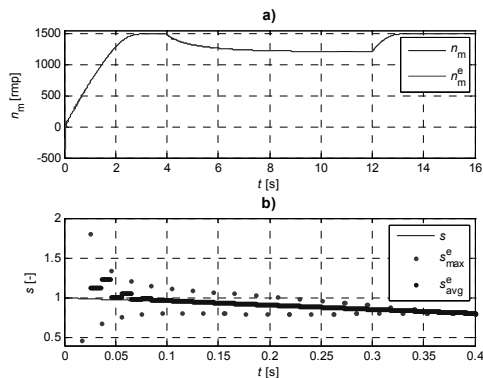
Rozruch pod obciążeniem

Przebiegi prędkości i momentu elektromagnetycznego dla bezpośredniego rozruchu pod obciążeniem przedstawiono na rysunkach 6a i 7a (czarna ciągła linia). Przyjęto znamionowy moment obciążenia $M_{obc}(t)=36$ Nm oraz zerową wartość prędkości początkowej $\omega(0)=0$ rad/s. Na rysunkach 6b i 7b przedstawiono przebiegi poślizgu i momentu elektromagnetycznego w początkowej fazie rozruchu.

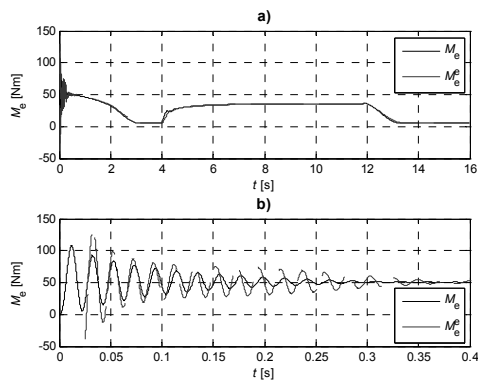
Nawrót silnika

Poprawność działania zbudowanego algorytmu estymacji wielkości elektro-

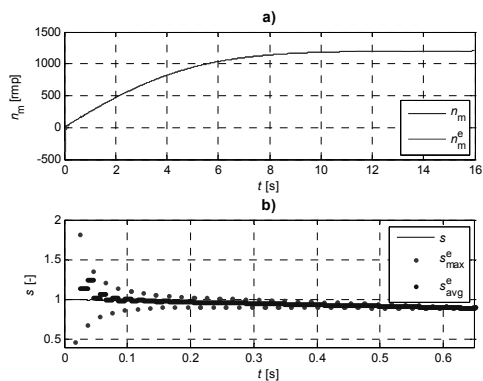
magnetycznych sprawdzono dla przypadku nawrotu silnika z początkowej prędkości kątowej $\omega(0) = -0.5 \omega_n$ rad/s i przy wytłumionym polu elektromagnetycznym. Założono moment obciążenia $M_{obc}(t) = 5$ Nm i moment bezwładności $J = 0.6$ kg m². Rysunki 8a i 9a przedstawiają przebiegi wielkości elektromechanicznych przy zadanej prędkości. Na rysunkach 8b i 9b przedstawiono przebiegi poślizgu i momentu elektromagnetycznego w początkowej fazie nawrotu.



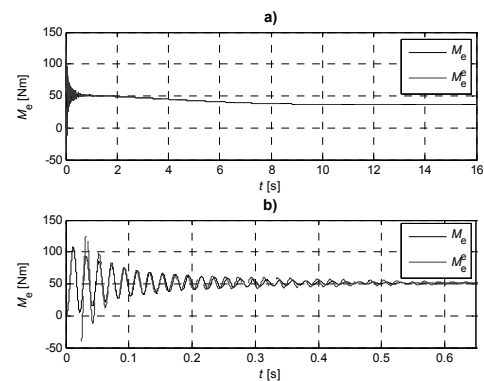
Rys. 4. Przebiegi prędkości mechanicznej oraz poślizgu podczas rozruchu i skokowej zmiany obciążenia.



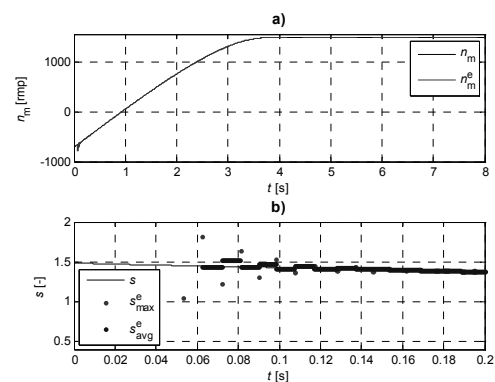
Rys. 5. Przebieg momentu elektromagnetycznego podczas rozruchu i skokowej zmiany obciążenia



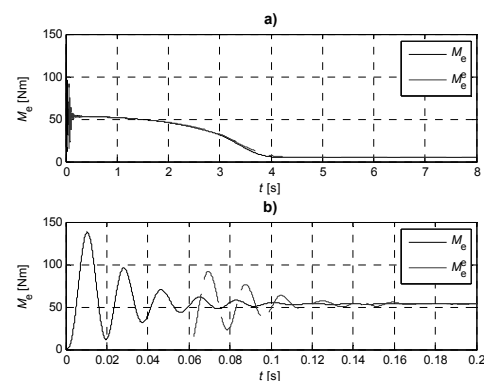
Rys. 6. Przebiegi prędkości mechanicznej oraz poślizgu dla rozruchu pod obciążeniem.



Rys. 7. Przebieg momentu elektromagnetycznego dla rozruchu pod obciążeniem.



Rys. 8. Przebiegi prędkości mechanicznej oraz poślizgu dla nawrotu silnika



Rys. 9. Przebieg momentu elektromagnetycznego dla nawrotu silnika

5. Wnioski

Przeprowadzone badania symulacyjne, przy zadanych warunkach pracy maszyny, pozwalają potwierdzić przydatność prezentowanej metody do bezczujnikowego odtwarzania wielkości elektromechanicznych silnika indukcyjnego. Realizacja proponowanej metody w układzie odtwarzania zmiennych stanu wymaga pomiaru chwilowych wartości napięć i prądów stojana oraz znajomości poślizgowej charakterystyki impedancji stojana oraz jej przybliżenia w

postaci schematu zastępczego maszyny wieloobwodowego po stronie wtórnej. Zarówno poślizgowa charakterystyka jak i parametry schematu zastępczego mogą być wyznaczone w procesie tuningu maszyny.

7. Literatura

[1]. Paszek W.: *Stany nieustalone maszyn elektrycznych prądu przemiennego*. Wydawnictwo Naukowo-Techniczne, Warszawa, 1986.

[2]. Orłowska-Kowalska T.: *Bezczujnikowe układy napędowe z silnikami indukcyjnymi*. Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej, Wrocław 2003.

[3]. Tamai S., Sugimoto H. i Yano M.: *Speed sensorless vector control of induction motor with model reference adaptive system*. Proceedings of the IEEE - Industry Applications Society Annual Meeting, 1987.

[4]. Schauder C.: *Adaptive speed identification for vector control of induction motors without rotational transducers*, IEEE Trans. on Industry Applications, tom 28, nr 5, 1992, s. 1054-1061.

[5] Peng F. Z., Fukao T.: *Robust speed identification for speed-sensorless vector control of induction motors*, IEEE Trans. on Industry Applic., tom 30, nr 5, 1994, s. 1234-1240.

[6] Rashed M., Stronach A.F., *A stable back-EMF MRAS-based sensorless low-speed IM drive insensitive to stator resistance variation*, IEE Proc.–Electr. Power Appl., tom 151, nr 6, 2004, s. 685-693.

[7] Sobczuk D.L., *Application of ANN for control of PWM inverter fed induction motor drives*, Ph.D. Thesis, Warsaw University of Technology, Poland, 1999.

[8] Orłowska-Kowalska T., Dybkowski M., *Dynamical properties of induction motor drive with novel MRAS estimator*, Przegląd Elektrotechniczny, R. 82, nr 11, 2006, s. 35-38.

[9]. Orłowska-Kowalska T. i Dybkowski M.: *Improved MRAS-type speed estimator for the sensorless induction motor drive*. COMPEL tom 26, nr 4, 2007, s. 1161-1174.

[10]. Orłowska-Kowalska T. i Dybkowski M.: *Stator-current-based MRAS estimator for a wide range speed-sensor less induction-motor driver*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, tom 57, nr 4, 2010, s. 1296-1308.

[11]. Niestrój R., Lewicki A., Białoń T. i Pasko M.: *Odtwarzanie strumieni magnetycznych i prędkości obrotowej silnika indukcyjnego przy użyciu estymatora typu MARS z obserwatorem Luenbergera w roli modelu adaptacyjnego*. Zeszyty Problemowe-

Maszyny Elektryczne nr 84, 2009, wyd. BOBRME Komel, s. 51-57.

[12]. Chen H.-C., Wu C.-I., Chang C.-W., Chang Y.-H. i Lin H.-W.: *Integral sliding-mode flux observer for sensorless vector-controlled induction motors*. 2010 International Conference on System Science and Engineering (ICSSE), 2010, s. 208-303, 2010.

[13]. Chang Y.-H., Wu C.-I., Chen H.-C., Chang C.-W. i Lin H.-W.: *Fractional-order integral sliding-mode flux observer for sensorless vector-controlled induction motors*. 2011 American Control Conference (ACC), s. 190-195, 2011.

[14]. Orłowska-Kowalska T., Dybkowski M. i Tarchala G. *Performance analysis of the sliding-mode speed observer with magnetizing reactance estimation for the sensor less induction motor driver*. COMPEL tom 30, nr 3, 2011, s. 968-978.

[15]. Bogosyan S., Barut M. i Gokasan M.: *Sensorless-estimation of induction motors in wide speed range*. COMPEL, tom 26, nr 5, 2007, s. 1288-1303.

[16]. Kapłon A.: *Estymacja parametrów elektromagnetycznych określające stany elektrodynamiczne maszyn prądu przemiennego za pomocą modeli wielowarstwowych*. Wydawnictwo Politechniki Świętokrzyskiej w Kielcach, Kielce 2003.

[17]. Utrata G. i Kapłon A.: *Spectral Inductance of the Linear Motor-Space Harmonic Analysis*. COMPEL tom 30, nr 3, 2011, s. 1118-1131.

[18]. Utrata G.: *An Influence of Magnetic Core Saturation on Equivalent Circuit Parameters of a Linear Induction Motor*. Proceedings of OWD 2010 Wisła, Polska 2010, XII International PhD Workshop, Wisła, 2010, s. 213-217.

Autorzy

Mgr inż. Grzegorz Utrata,
e-mail: gutrata@is.pcz.czyst.pl

Inżynierii Środowiska
Wydział Inżynierii Środowiska i Biotechnologii
Politechnika Częstochowska

Dr inż. Jarosław Rolek
e-mail: jrolek@tu.kielce.pl

Dr hab. inż. Andrzej Kapłon
e-mail: akaplon@tu.kielce.pl

Katedra Energoelektroniki
Wydział Elektrotechniki, Automatyki i Informatyki
Politechnika Świętokrzyska w Kielcach

Recenzent

prof. dr hab. inż. Teresa Orłowska-Kowalska