

Analiza porównawcza bezczujnikowych polowo-zorientowanych metod sterowania 5-fazowym silnikiem indukcyjnym

Comparative analysis of the sensorless field-oriented control methods with five-phase induction motor

Streszczenie. W artykule przedstawiono analizę metody bezpośredniego sterowania polowo-zorientowanego pięciofazowym silnikiem indukcyjnym klatkowym z zastosowaniem estymatorów MRAS^F i MRAS^{CC}. Opisano model matematyczny 5-fazowego silnika indukcyjnego klatkowego i estymatorów MRAS^F i MRAS^{CC} z zastosowaniem regulatora PI i regulatora ślizgowego drugiego rzędu w czlonie adaptacji prędkości. Przedstawiono opis zastosowanej metody modulacji wektorowej oraz metody sterowania DFOC. Przedstawiono wyniki badań symulacyjnych analizowanej metody sterowania i dokonano analizy porównawczej otrzymanych wyników.

Abstract. The paper presents the analysis of the Direct Field-Oriented Control of the five-phase squirrel-cage induction motor with the application of the MRAS^F and MRAS^{CC} estimators. The mathematical models of the five-phase induction motor and the MRAS^F and MRAS^{CC} estimators with the PI and second order sliding-mode controller in the speed adaptation part have been described. The descriptions of the Space Vector Modulation method and DFOC control system have been shown. Results of simulation studies of the analyzed control system have been presented and the comparative analysis of the obtained results has been carried out.

Słowa kluczowe: 5-fazowy silnik indukcyjny klatkowy, estymatory MRAS^F i MRAS^{CC}, sterowanie ślizgowe, sterowanie DFOC, napędy bezczujnikowe

Keywords: 5-phase squirrel-cage induction motor, MRAS^F and MRAS^{CC} estimators, sliding-mode control, DFOC control, sensorless drives

Wstęp

W nowoczesnych układach napędowych coraz częściej stosuje się silniki indukcyjne o liczbie faz stojana większej od trzech, tzw. silniki wielofazowe. Silniki indukcyjne wielofazowe zdobywają popularność w aplikacjach wymagających wysokiej niezawodności i dokładnej regulacji [2-4, 6, 7, 10]. Wielofazowe silniki indukcyjne stanowią rozwinięcie budowy silnika trójfazowego poprzez zastosowanie dodatkowych faz uzwojenia stojana. Korzyści wynikające z zastosowania większej liczby faz uzwojenia stojana przy tej samej wartości mocy silnika i napięcia zasilającego odnoszą się do zmniejszonej wartości amplitudy prądów fazowych uzwojenia stojana. Przekłada się to na zastosowanie falowników o niższej obciążalności prądowej elementów półprzewodnikowych wchodzących w skład przekształtnika częstotliwości. Kolejnymi zaletami silników wielofazowych jest redukcja oscylacji występujących w przebiegu momentu elektromagnetycznego silnika, zmniejszenie strat wynikających z występowania wyższych harmonicznych w przebiegu prądu silnika oraz redukcję amplitudy wyższych harmonicznych układu pośredniczącego (DC) w przekształtniku częstotliwości. Fundamentalną zaletą silników wielofazowych jest możliwość dalszej pracy maszyny nawet w sytuacji przerwania jednej z faz uzwojenia stojana lub układu zasilającego [2-4, 6, 7, 10].

W artykule przedstawiono zagadnienie dotyczące sterowania pięciofazowym silnikiem indukcyjnym klatkowym. W celu sterowania prędkością kątową pięciofazowego silnika indukcyjnego zastosowano bezpośrednie sterowanie polowo-zorientowane (DFOC) [4, 8, 10]. Artykuł obejmuje zagadnienie sterowania bezczujnikowego. Sterowanie bezczujnikowe opiera się na zastosowaniu estymatorów, które na podstawie łatwo mierzalnych zmiennych stanu takich jak prąd i napięcie silnika pozwalają odtworzyć przebieg prędkości kątowej silnika oraz modułu i kąta położenia wektora strumienia wirnika. Do odtwarzania prędkości kątowej silnika, wartości wektora strumienia sprzężonego wirnika oraz kąta położenia tego wektora w układzie sterowania DFOC z silnikiem 5-fazowym zastosowano estymatory adaptacyjne MRAS^F i MRAS^{CC} [1, 9, 10]. Estymatory prędkości pozwalają na eliminację drogich

czujników prędkości lub mogą stanowić redundancję dla istniejących czujników fizycznych. W sytuacji uszkodzenia fizycznego czujnika prędkości rolę czujnika przejmuje estymator, dzięki czemu układ napędowy może pracować bez przerwy eliminując konieczność kosztownych przestoju.

W artykule przedstawiono podejście, w którym porównano dokładność działania czterech wariantów estymatora prędkości. Wykorzystano budowę klasycznych estymatorów prędkości MRAS^F oraz MRAS^{CC} zmieniając w mechanizmie adaptacji klasyczny regulator prędkości estymowanej (PI) na ślizgowy regulator drugiego rzędu (ST).

Model matematyczny pięciofazowego silnika indukcyjnego klatkowego

Model matematyczny pięciofazowego silnika indukcyjnego klatkowego można wyprowadzić przy zastosowaniu dobrze znanych założeń upraszczających [2-4, 6, 7, 10]. W porównaniu do klasycznego trójfazowego silnika indukcyjnego, pięciofazową maszynę indukcyjną można opisać za pomocą pięciu równań fazowych stojana i wirnika. Równania fazowe dla uzwojeń stojana i wirnika silnika 5-fazowego można przekształcić z zastosowaniem odpowiednich macierzy transformacji [2, 6] do wspólnego układu odniesienia α - β (nieruchomego względem uzwojenia stojana), dodatkowego układu $z1$ - $z2$ oraz składowej zerowej. Równania definiowane w układzie współrzędnych dodatkowych $z1$ - $z2$ wchodzące w skład modelu silnika 5-fazowego są niezbędne do przeprowadzenia prawidłowej transformacji zmiennych silnika, ale zmienne generowane w tym układzie współrzędnych nie uczestniczą w generowaniu momentu elektromagnetycznego silnika [2-4, 6, 7, 10].

Równania pięciofazowego silnika indukcyjnego w układach współrzędnych wektorowych przyjmują następującą postać [2-4, 6, 7, 10]:

- Równania napięciowe stojana i wirnika w układzie współrzędnych α - β :

$$(1) \quad \mathbf{u}_s = R_s \mathbf{i}_s + \frac{d}{dt} \boldsymbol{\psi}_s$$

$$(2) \quad 0 = R_r \mathbf{i}_r + \frac{d}{dt} \boldsymbol{\psi}_r - j\omega_m \boldsymbol{\psi}_r$$

- Równanie napięciowe stojana w układzie współrzędnych dodatkowych z:

$$(3) \quad \underline{u}_{sz} = R_s \underline{i}_{sz} + \frac{d}{dt} \underline{\psi}_{sz}$$

- Równania strumieniowo-prądowe stojana i wirnika:

$$(4) \quad \underline{\psi}_s = L_s \underline{i}_s + L_m \underline{i}_r$$

$$(5) \quad \underline{\psi}_r = L_r \underline{i}_r + L_m \underline{i}_s$$

- Równanie momentu elektromagnetycznego:

$$(6) \quad M_e = \frac{5}{2} p_b \frac{L_m}{L_r} (\psi_{r\alpha} i_{s\beta} - \psi_{r\beta} i_{s\alpha})$$

- Równanie ruchu:

$$(7) \quad \frac{d}{dt} \omega_m = \frac{1}{J_z} (M_e - M_o)$$

gdzie: $\underline{u}_s, \underline{i}_s, \underline{\psi}_s$ – wektory napięcia, prądu i strumienia sprzężonego stojana w układzie współrzędnych α - β ; $\underline{u}_{sz}, \underline{i}_{sz}, \underline{\psi}_{sz}$ – wektory napięcia, prądu i strumienia sprzężonego stojana w układzie współrzędnych dodatkowych z1-z2; $\underline{i}_r, \underline{\psi}_r$ – wektory prądu i strumienia sprzężonego wirnika; $R_s, R_r, L_s, L_r, L_m, J_z$ – rezystancja i indukcyjność uzwojenia wirnika oraz stojana, indukcyjność główna i moment bezwładności; ω_m – mechaniczna prędkość silnika; M_e, M_o – moment elektromagnetyczny i moment obciążenia.

5-fazowy falownik napięcia i metoda modulacji wektorowej

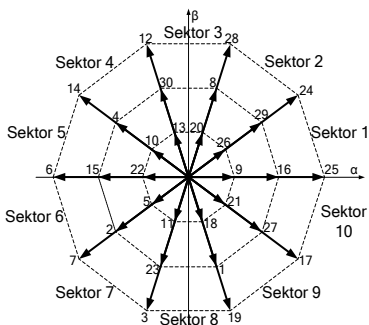
5-fazowy falownik napięcia generuje po stronie AC napięcia 5-fazowe stojana, które mogą być przedstawione za pomocą wektorów napięcia stojana w różnych układach współrzędnych. W związku z tym, że zmienne elektromagnetyczne generowane w układzie współrzędnych dodatkowych z1-z2 nie sprzęgają się z obwodami wirnika i nie mają wpływu na generację momentu elektromagnetycznego i strumienia silnika wielofazowego, analiza została ograniczona do zmiennych generowanych w układzie współrzędnych α - β [2-4, 6, 7, 10].

Wektory napięcia stojana wyrażone w nieruchomym układzie współrzędnych α - β są określone przez następującą zależność [2, 6, 7, 10]:

$$(8) \quad \underline{u}_{s\alpha\beta} = \frac{2}{5} \cdot (S_1 + \underline{a}S_2 + \underline{a}^2S_3 + \underline{a}^3S_4 + \underline{a}^4S_5) \cdot u_d$$

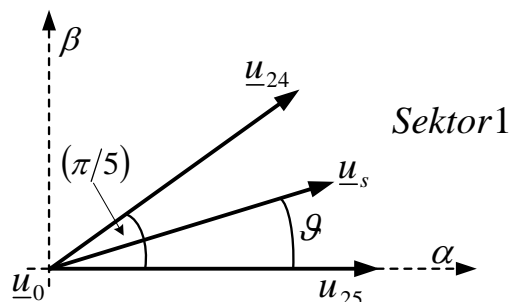
gdzie: $\underline{a} = \exp(j2\pi/5)$; S_i - wartość funkcji przełączającej dla i-tej gałęzi falownika napięcia; u_d - napięcie w członie pośredniczącym falownika.

Na rysunku 1 przedstawiono zbiór wektorów napięcia stojana generowanych przez 5-fazowy falownik napięcia w układzie współrzędnych α - β dla różnych kombinacji stanów przewodzenia zaworów energoelektronicznych falownika [2, 6, 7, 10].



Rys. 1. Wektory napięcia stojana generowane przez 5-fazowy falownik napięcia w układzie współrzędnych α - β

Przedstawiona w niniejszym artykule metoda modulacji wektorowej jest oparta na syntezie zadanej wartości wektora napięcia stojana \underline{u}_s z zastosowaniem w okresie impulsowania dwóch długich i jednego zerowego wektora napięcia stojana. Zasada realizacji tego algorytmu modulacji wektorowej została przedstawiona na rysunku 2 [2, 6, 10].



Rys. 2. Zasada modulacji wektorowej z wykorzystaniem długich i zerowego wektora napięcia stojana

Dla przyjętego położenia zadane wektora napięcia stojana w sektorze 1, algorytm modulacji jest opisany za pomocą następujących zależności [2, 6, 10]:

$$(9) \quad \underline{u}_s \cdot T_s = \underline{u}_{25} \cdot t_{al} + \underline{u}_{24} \cdot t_{bl} + \underline{u}_0 \cdot t_0$$

$$(10) \quad t_0 = T_s - t_{al} - t_{bl}$$

gdzie: \underline{u}_s - zadany wektor napięcia stojana; ϑ - kąt położenia zadane wektora napięcia stojana; T_s - okres impulsowania; t_{al}, t_{bl} - przedziały czasowe załączenia długich wektorów napięcia: \underline{u}_{25} i \underline{u}_{24} ; t_0 - przedział czasowy załączenia zerowego wektora napięcia \underline{u}_0 .

Estymatory prędkości i strumienia wirnika silnika indukcyjnego 5-fazowego

Klasyczne podejście modelowania estymatorów MRAS zakłada zastosowanie w mechanizmie adaptacji prędkości regulatorów typu PI [1, 9, 10]. Badania przedstawione w artykule zostały rozszerzone o zastosowanie estymatorów z regulatorami ślizgowymi drugiego rzędu Super-Twisting zamiast regulatorów PI w mechanizmie adaptacji prędkości [5].

Główne zalety regulatorów ślizgowych to mniejsza wrażliwość na zmiany i niedokładne określenie parametrów elektromagnetycznych silnika oraz mniejsza wrażliwość na zakłócenia, w szczególności na zmiany momentu obciążenia silnika. Główną wadą klasycznego sterowania ślizgowego jest występowanie chatteringu w przebiegach regulowanych zmiennych [11]. Metoda sterowania ślizgowego drugiego rzędu Super-Twisting pozwala na wyeliminowanie zjawiska chatteringu i uzyskanie sygnałów wyjściowych z regulatorów o przebiegu porównywalnym z przebiegiem sygnału zadane otrzymywanego z regulatorów PI, przy zachowaniu zalet sterowania ślizgowego [5].

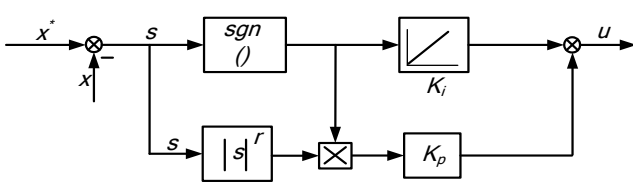
Prawo sterowania dla regulatora ślizgowego drugiego rzędu Super-Twisting jest opisane przez poniższe zależności [5]:

$$(11) \quad u = K_p \cdot |s|^r \cdot \text{sgn}(s) + u_1$$

$$(12) \quad \frac{du_1}{dt} = K_i \cdot \text{sgn}(s)$$

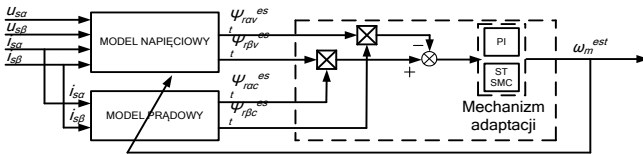
gdzie: s - funkcja przełączająca; K_p, K_i - współczynniki wzmocnień w części proporcjonalnej i części całkującej regulatora ślizgowego Super-Twisting; r - zadawana wartość wykładnika, zdefiniowanego dla regulatora ślizgowego Super-Twisting.

Schemat blokowy regulatora ślizgowego Super-Twisting (ST) przedstawiono na rysunku 3 [5].



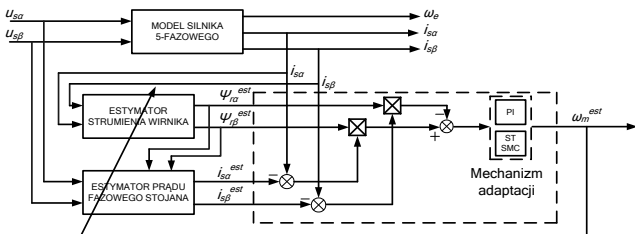
Rys. 3. Schemat blokowy regulatora ślizgowego Super-Twisting

Pierwszym z badanych układów estymacji prędkości kątovej jest estymator MRAS^F [1, 10]. W estymatorze tym wartość strumienia wirnika wyznaczona na podstawie modelu napięciowego [1, 8] jest wykorzystywana jako wielkość odniesienia. Uzyskana wartość jest następnie porównywana z wartością strumienia uzyskaną z modelu prądowego [1, 8], który jest modelem adaptacyjnym z przestrajalnymi parametrami. Sygnał błędu jest wykorzystywany jako sygnał wejściowy mechanizmu adaptacji, który określa wartość estymowanej prędkości silnika. Schemat blokowy estymatora MRAS^F przedstawiono na rysunku 4 [1, 10].



Rys. 4. Schemat blokowy estymatora MRAS^F

Drugim z badanych układów estymacji prędkości kątovej jest estymator MRAS^{CC} [9, 10], którego działanie opiera się na informacji o wartości prądu stojana. Podstawową zaletą estymatora MRAS^{CC} w porównaniu do estymatora MRAS^F jest mniejsza wrażliwość na zmiany parametrów silnika. Schemat blokowy estymatora MRAS^{CC} przedstawiono na rysunku 5 [9, 10].

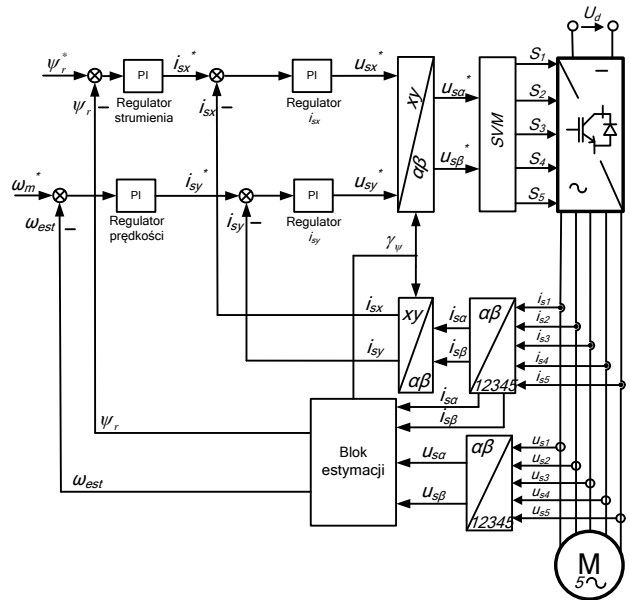


Rys. 5. Schemat blokowy estymatora MRAS^{CC}

Układ składa się z dwóch współpracujących systemów, z których każdy jest systemem przestrajalnym za pomocą estymowanej prędkości kątovej. Pierwszym z układów jest estymator strumienia wirnika, natomiast drugi odpowiada za estymację prądu fazowego stojana [9, 10]. Model matematyczny silnika indukcyjnego w rozpatrywanym układzie traktowany jest jako model odniesienia. Dodatkowo można zaobserwować na schemacie mechanizm adaptacji, który na podstawie sygnału strumienia i prądu pozwala na określenie estymowanej prędkości kątovej silnika [9, 10].

Bezczujnikowe sterowanie DFOC 5-fazowym silnikiem indukcyjnym

Schemat układu bezczujnikowego sterowania silnikiem indukcyjnym 5-fazowym z zastosowaniem metody DFOC i różnych estymatorów adaptacyjnych został przedstawiony na rysunku 6 [4, 8, 10].



Rys. 6. Schemat układu bezczujnikowego sterowania 5-fazowym silnikiem indukcyjnym z zastosowaniem metody DFOC

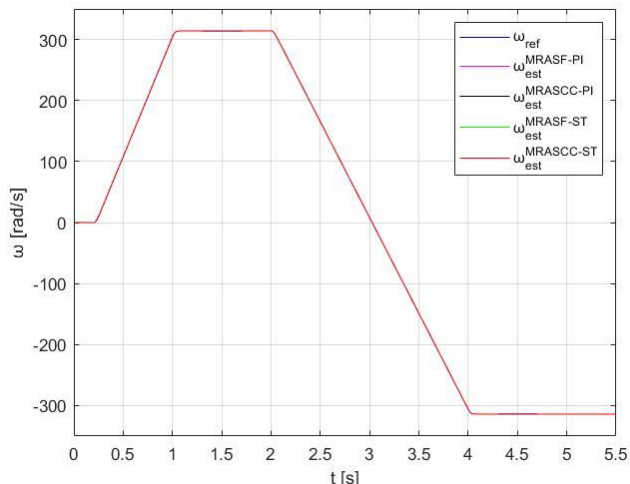
W układzie sterowania przedstawionym na rys. 6 zastosowano dwie pętle regulacji nadrzędnej: pętlę regulacji prędkości kątovej silnika i pętlę regulacji modułu wektora strumienia sprzężonego wirnika oraz dwie pętle regulacji podrzędnej składowych wektora prądu stojana w układzie współrzędnych x-y. Regulator prędkości wyznacza zadaną wartość składowej i_{sy} wektora prądu stojana, a regulator modułu wektora strumienia wirnika wyznacza zadaną wartość składowej i_{sx} wektora prądu stojana. Moduł wektora strumienia wirnika jest proporcjonalny do składowej i_{sx} wektora prądu stojana, a moment elektromagnetyczny jest proporcjonalny do składowej i_{sy} wektora prądu stojana [4, 8, 10]. Wartości zadane składowych wektora prądu stojana są porównywane z wartościami rzeczywistymi w celu określenia sygnału błęd dla regulatorów składowych wektora prądu stojana. Regulatory podrzędne składowych wektora prądu stojana generują wartości zadane składowych wektora napięcia stojana U_{sx} i U_{sy} , które w kolejnym bloku ulegają transformacji do układu współrzędnych $\alpha\beta$. Po procesie transformacji uzyskane wartości składowych wektora napięcia stojana trafiają na wejście bloku modulacji wektorowej, który dokonuje obliczenia czasów załączenia tranzystorów w poszczególnych gałęziach falownika 5-fazowego [4, 10].

W rozpatrywanym układzie sterowania zastosowano różne bloki estymacji wektora strumienia wirnika, kąta położenia tego wektora oraz prędkości kątovej silnika, które zostały opisane w poprzednim rozdziale.

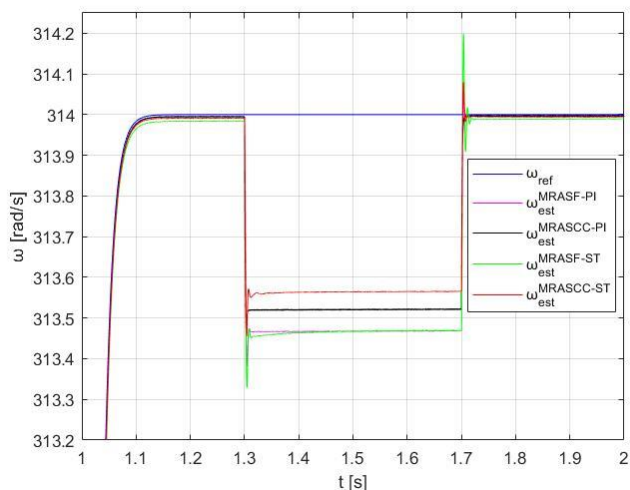
Wyniki symulacji

Modele symulacyjne pięciofazowego silnika indukcyjnego wraz z bezczujnikową połowo-zorientowaną strukturą sterowania (DFOC) zostały zaimplementowane w środowisku MATLAB/Simulink. W badaniach przedstawiono przebiegi zmiennych silnika dla czterech różnych konfiguracji estymatorów prędkości, przedstawionych w poprzednich rozdziałach. Trajektorie prędkości zadanej wraz z przebiegiem momentu obciążenia są identyczne w każdym przypadku. Rysunek 7 przedstawia przebiegi prędkości pięciofazowego silnika indukcyjnego klatkowego dla sterowania DFOC z modulatorem wektorowym (SVM) dla czterech wariantów estymatorów prędkości. Natomiast na rysunku 8 przedstawiono

przybliżone przebiegi w sytuacji wystąpienia momentu obciążenia.



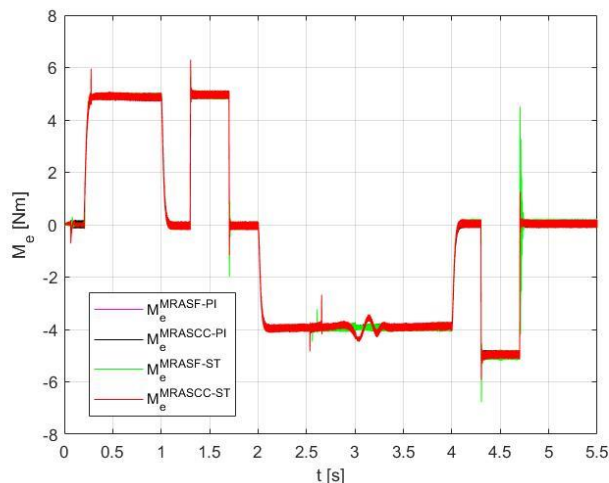
Rys. 7. Przebieg prędkości zadanej i estymowanej dla czterech różnych wariantów estymacji (MRAS^{F-PI}, MRAS^{CC-PI}, MRAS^{F-ST}, MRAS^{CC-ST})



Rys. 8. Przybliżony przebieg prędkości zadanej i estymowanej dla czterech różnych wariantów estymacji (MRAS^{F-PI}, MRAS^{CC-PI}, MRAS^{F-ST}, MRAS^{CC-ST})

Analizując trajektorie estymowanych prędkości dla różnych metod estymacji, która została przedstawiona na rysunku 7 można zaobserwować, że wszystkie przebiegi pokrywają się z trajektorią zadaną. W przypadku dokładniejszej analizy powiększonego przebiegu, a szczególnie w chwili wystąpienia momentu obciążenia można zaobserwować różnice w wartości uchybu prędkości. Największy błąd między wartością zadaną, a estymowaną prędkością odnotowano dla estymatorów typu MRAS^F niezależnie od struktury wewnętrznego regulatora prędkości estymowanej. W przypadku porównania struktur z estymatorami typu MRAS^{CC} korzystniejszy wpływ na zmniejszony błąd prędkości ma układ z regulatorem ślizgowym drugiego rzędu. Wszystkie estymatory z wyjątkiem estymatora typu MRAS^{CC} charakteryzowały się przeregulowaniami w chwili zaniku momentu obciążenia.

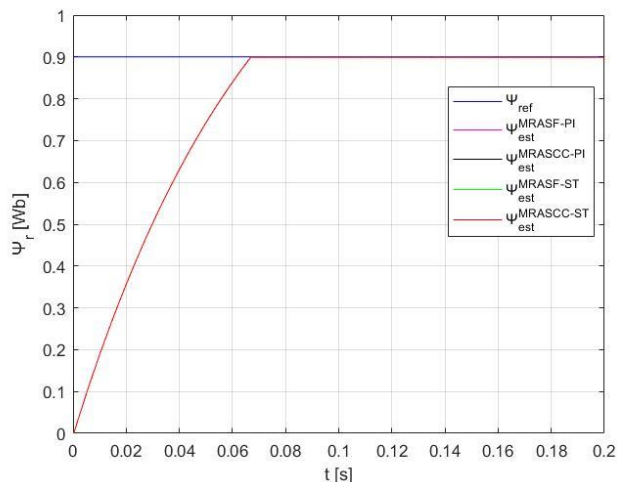
Przebiegi momentu elektromagnetycznego pięcioletowego silnika indukcyjnego klatkowego z chwilowym działaniem momentu obciążenia dla czterech wariantów estymacji prędkości zostały przedstawione na rysunku 9.



Rys. 9. Przebieg momentu elektromagnetycznego silnika dla czterech wariantów estymacji (MRAS^{F-PI}, MRAS^{CC-PI}, MRAS^{F-ST}, MRAS^{CC-ST})

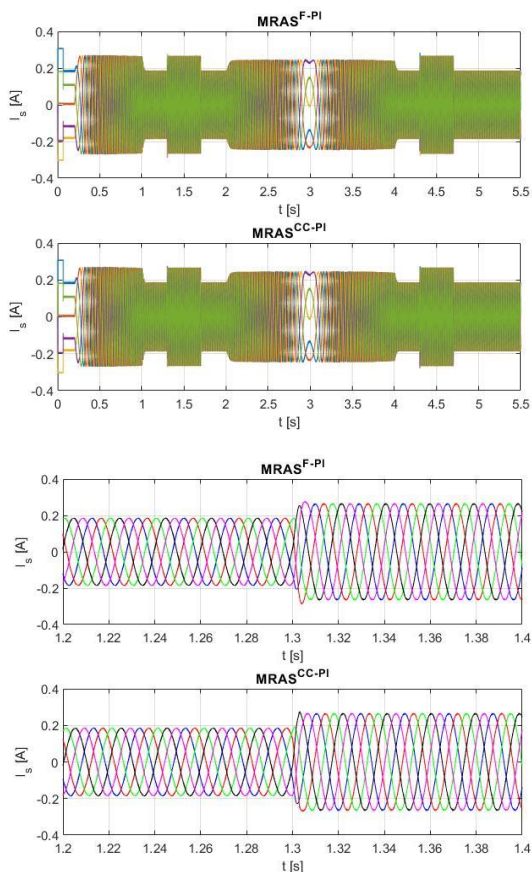
Analizując uzyskane przebiegi momentu elektromagnetycznego silnika można zaobserwować taką samą wartość oscylacji tej zmiennej silnika dla wszystkich metod estymacji prędkości. Przeregulowanie momentu elektromagnetycznego przy zmianach momentu obciążenia jest mniejsze przy zastosowaniu estymatora MRAS^{CC}.

Na poniższym rysunku przedstawiono przebiegi modułu wektora strumienia sprzężonego wirnika w badanym pięcioletowym silniku indukcyjnym. Przebiegi strumieni magnetycznych pokrywają się w każdym z przypadków i ustalają się na zadanym poziomie po około 0,07 s, co świadczy o dobrej dynamice układu sterowania.

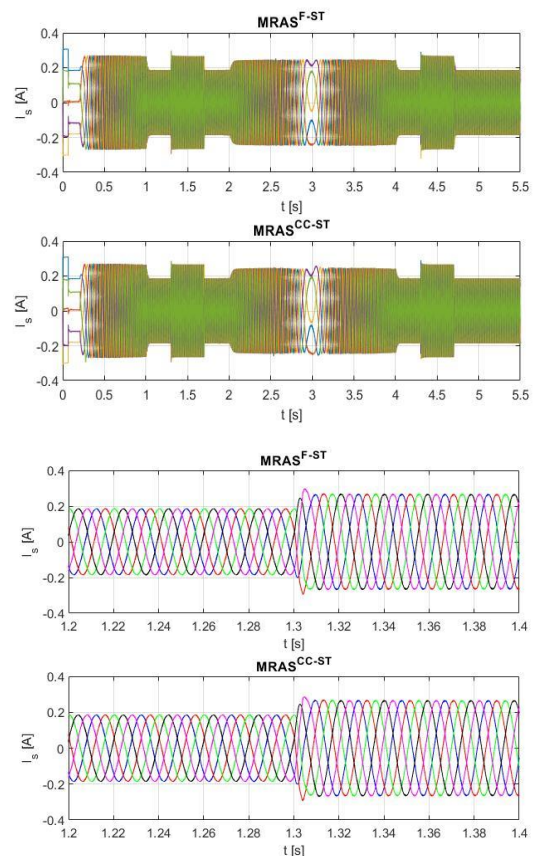


Rys. 10. Przebieg zadanego i estymowanego strumienia magnetycznego wirnika dla czterech różnych wariantów estymacji (MRAS^{F-PI}, MRAS^{CC-PI}, MRAS^{F-ST}, MRAS^{CC-ST})

Na rysunkach 11 i 12 przedstawiono przebiegi i zbliżenia przebiegów prądów fazowych stojana pięcioletowego silnika indukcyjnego dla struktury z czterema wariantami estymatorów prędkości. Na rysunku 11 przedstawiono wariant wykorzystania estymatorów z klasycznymi regulatorami typu PI, natomiast na rysunku 12 zwizualizowano przebiegi prądów fazowych stojana dla estymatorów ze ślizgowym regulatorem drugiego rzędu. Porównując uzyskane przebiegi nie stwierdzono znaczących różnic między trajektoriami zarówno w stanach ustalonych jak i przejściowych.



Rys. 11. Przebieg prądów fazowych uzwojenia stojana dla estymatorów z klasycznym regulatorem PI (MRAS^{F-PI}, MRAS^{CC-PI})



Rys. 12. Przebieg prądów fazowych uzwojenia stojana dla estymatorów ze ślizgowym regulatorem drugiego rzędu (MRAS^{F-ST}, MRAS^{CC-ST})

Podsumowanie

W artykule przedstawiono analizę porównawczą metod estymacji prędkości kątovej silnika 5-fazowego z wykorzystaniem estymatorów adaptacyjnych MRAS^F oraz MRAS^{CC} zastosowanych w strukturze sterowania DFOC. Na podstawie przebiegów czasowych porównano dokładność regulacji zmiennych silnika indukcyjnego dla struktur adaptacyjnych z klasycznym regulatorem PI i ślizgowym regulatorem drugiego rzędu zastosowanych w mechanizmie adaptacji prędkości.

Trajektorie prędkości estymowanej pokrywają się z trajektorią prędkości zadanej dla wszystkich wariantów estymatora prędkości, ale mniejszy uchyb prędkości przy obciążeniu zaobserwowano przy zastosowaniu estymatorów z regulatorami ślizgowymi drugiego rzędu w mechanizmie

adaptacji. Zastosowanie estymatora MRAS^{CC} pozwoliło na zmniejszenie przeregulowania prędkości i momentu elektromagnetycznego silnika podczas wymuszania momentu obciążenia. Porównując przebiegi modułu estymowanego wektora strumienia wirnika oraz przebiegi prądów fazowych stojana nie stwierdzono znaczących różnic w dokładności regulacji.

Autorzy: dr inż. Jacek Listwan, mgr inż. Kacper Pochrzęst, Politechnika Wroclawska, Wydział Elektryczny, Katedra Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych, ul. Smoluchowskiego 19, 50-372 Wrocław, e-mail: jacek.listwan@pwr.edu.pl, kacper.pochrzest@opoczta.pl

LITERATURA

- [1] Bednarz S., Dybkowski M., Induction Motor Windings Faults Detection Using Flux-Error Based MRAS Estimators, *Diagnostyka*, (2019), vol. 20, Nr. 2, 489-516,
- [2] Dujic D., Grandi G., Jones M., Levi E., A Space Vector PWM Scheme for Multifrequency Output Voltage Generation With Multiphase Voltage Source Inverters, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, (2008), vol. 55, Nr. 5, 1943-1955,
- [3] Duran M. J., Prieto J., Barrero F., Riveros J. A., Guzman H., Space-Vector PWM with Reduced Common-Mode Voltage for Five-Phase Induction Motor Drives, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, (2013), vol. 60, Nr. 10, 4159-4168,
- [4] Echeikh H., Trabelsi R., Iqbal A., Bianchi N., Mimouni M. F., Comparative Study Between the Rotor Flux Oriented Control and Non-Linear Backstepping Control of a Five-Phase Induction Motor Drive – an Experimental Validation, *IET Power Electronics*, (2016), vol. 9, Nr. 13, 2510-2521,
- [5] Lascu C., Blaabjerg F., Super-Twisting Sliding Mode Direct Torque Control of Induction Machine Drives, *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 14-18 September, 2014, Pittsburgh, USA, 5116-5122,
- [6] Levi E., Bojoi R., Profumo F., Toliyat H. A., Williamson S., Multiphase induction motor drives - a technology status review, *IET Electr. Power Appl*, (2007), 489-516,
- [7] Listwan J., Pieńkowski K., DTC-ST and DTC-SVM Control of Five-Phase Induction Motor with MRAS^{CC} Estimator, *Przegląd Elektrotechniczny*, (2016), vol. 92, 252-256,
- [8] Orłowska-Kowalska T., Bezczyjnikowe układy napędowe z silnikami indukcyjnymi, *Ofcyna Wydawnicza Politechniki Wroclawskiej*, 2003,
- [9] Orłowska-Kowalska T., Dybkowski M., Stator-Current-Based MRAS Estimator for a Wide Range Speed-Sensorless Induction Motor Drive, *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, (2010), Vol. 57, Nr. 4, 1296-1308,
- [10] Pochrzęst K., Analiza porównawcza bezczujnikowych połowo-zorientowanych metod sterowania pięciofazowym silnikiem indukcyjnym, *Magisterska Praca Dyplomowa*, Wydział Elektryczny, Politechnika Wroclawska, 2024.
- [11] Utkin V. I., Guldner J., Shi J. X., Sliding Mode Control in Electromechanical Systems, *Taylor and Francis*, New York, 1999.