

Zastosowanie emulacji analogowej do dyskretnej realizacji prądowego estymatora prędkości silnika indukcyjnego MRAS^{CC}

Streszczenie. W artykule przedstawiono analizę estymatora MRAS^{CC} po dyskretyzacji z zastosowaniem trzech podstawowych metod całkowania numerycznego, które zostały szczegółowo omówione. Wykonana została teoretyczna analiza porównawcza stabilności trzech dyskretnych postaci estymatora MRAS^{CC}. Cała analiza została poparta wynikami badań symulacyjnych w szerokim zakresie zmian prędkości układu napędowego z silnikiem indukcyjnym sterowanym metodą polowo-zorientowaną, przy różnych wartościach kroku dyskretyzacji.

Abstract. In the article the analysis of estimator MRAS^{CC} after discretization through three basic methods of numerical integration, which was widely discussed, was presented. The theoretical comparative analysis of three discrete form of the MRAS^{CC} estimator was made. Entire analysis was validated by simulation results in wide range of speed variation of induction motor drive which was controlled by field-oriented method, for various value of discretization step. (**Application of analog emulation to discrete realization of current estimator of induction motor speed MRAS^{CC}**).

Słowa kluczowe: silnik indukcyjny, estymator typu MRAS, metody dyskretyzacji, stabilność.

Keywords: induction motor, type MRAS estimator, discretization methods, stability.

Wstęp

W ciągu ostatnich lat bezczujnikowe układy napędowe z silnikami indukcyjnymi (SI) zaczęły przyciągać uwagę naukowców ze względu na swoje zalety związane m.in. ze zwiększeniem niezawodności, obniżeniem kosztów, zmniejszeniem liczby kabli i czujników, jak również możliwością pracy w nieprzyjnym środowisku. Istotną właściwością takich układów jest konieczność estymacji wybranych zmiennych stanu. W literaturze można znaleźć wiele metod i technik estymacji zmiennych stanu dla bezczujnikowych układów sterowania silnikami indukcyjnymi [1-3].

Obecnie układy napędowe stosowane są w realizacji mikroprocesorowej. Zaprojektowana struktura sterowania podlega dyskretyzacji (zazwyczaj stosowana jest konwencjonalna metoda Eulera – prostokątów w przód) w celu cyfrowej implementacji. Dlatego też, w publikacjach naukowych od kilkunastu lat pojawiają się artykuły dotyczące dyskretyzacji wybranego elementu lub całej struktury sterowania [4-11]. Jak zostało omówione w literaturze, istnieje kilka metod modelowania dyskretnego i metod dyskretyzacji.

W związku z istotnym wymaganiem dla bezczujnikowych układów napędowych z SI, jakim jest estymacja zmiennych stanu, w ciągu ostatnich kilkunastu lat ukazały się nieliczne artykuły dotyczące dyskretnych estymatorów zmiennych stanu, takich jak strumień wirnika [12-13] lub prędkość kątowna [14-18]. Podobnie jak w przypadku układów ciągłych, najczęściej omawianym i analizowanym dyskretnym estymatorem prędkości jest adaptacyjny obserwator pełnego rzędu (ang. Adaptive Full-Order Observer - AFO). W jednym z artykułów [17] omówiony został estymator strumieniowy (F – ang. Flux) MRAS^F (ang. Model Reference Adaptive System) wraz z jego modyfikacją. Niestety, literatura dotycząca dyskretnych estymatorów prędkości kątownej SI jest jak dotychczas uboga.

W niniejszym artykule szczególna uwaga została poświęcona prądowemu (C – ang. Current) estymatorowi prędkości MRAS^{CC} [19] i jego stabilności w realizacji cyfrowej, na którą istotnie wpływa zastosowana metoda całkowania numerycznego. W pierwszym i drugim rozdziale przedstawiono modele matematyczne silnika indukcyjnego oraz estymatora MRAS^{CC}. W kolejnym rozdziale dokonano podziału podejść do modelowania dyskretnego oraz omówiono podstawowe metody całkowania numerycznego stosowane w tym zakresie. Czwarty rozdział obejmuje

dyskretny model estymatora MRAS^{CC} oraz analizę położenia biegunów jego równania charakterystycznego w zależności od wybranej metody dyskretyzacji. W następnym rozdziale przedstawione zostały wyniki symulacyjne potwierdzające analizę teoretyczną. Całość została zakończona krótkim podsumowaniem.

Model matematyczny silnika indukcyjnego

Prądowy estymator prędkości MRAS^{CC} analizowany w tym artykule bazuje na modelu matematycznym silnika indukcyjnego (SI) [1-2]. Model ten przedstawiony jest z uwzględnieniem powszechnie stosowanych założeń upraszczających, za pomocą wektorów przestrzennych wyrażonych w jednostkach względnych, w układzie współrzędnych wirującym z dowolną prędkością ω_k . Równania stanu SI są następujące:

$$(1) \quad T_N \frac{dx}{dt} = Ax + Bu_s \\ y = Cx$$

gdzie: u_s – napięcie stojana, $x = [i_s, \psi_r]^T$ – wektor zmiennych stanu zawierający wektor prądu stojana i strumienia wirnika, $T_N = 1/(2\pi f_{sN})$, f_{sN} – częstotliwość znamionowa stojana oraz odpowiednio macierze stanu, sterowania i wyjścia:

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{r_1}{l_\sigma} - j\omega_k & \frac{k_r}{l_\sigma \tau_r} - j\frac{k_r}{l_\sigma} \omega_m \\ r_r k_r & -\frac{1}{\tau_r} - j(\omega_k - \omega_m) \end{bmatrix}; \quad B = \begin{bmatrix} 1 \\ l_\sigma \\ 0 \end{bmatrix}; \quad C = [1 \quad 0]$$

gdzie: $k_r = l_m/l_r$, $l_\sigma = l_s \sigma$, $r_1 = r_s + r_r k_r^2$, $\tau_r = l_r/r_r$, l_r , l_s , l_m – indukcyjność wirnika, stojana, magnesująca, r_s , r_r – rezystancja uzwojenia stojana i wirnika, σ – współczynnik całkowitego rozproszenia maszyny.

W artykule będą rozpatrywane dwa układy współrzędnych: układ α - β stacjonarny względem wektora strumienia stojana SI oraz układ x - y wirujący synchronicznie z wektorem strumienia wirnika SI.

Model matematyczny estymatora MRAS^{CC}

Analizowany w tym artykule estymator MRAS^{CC} [19] składa się z modelu tzw. symulatora prądowego:

$$(2) \quad \frac{d}{dt} \hat{\psi}_r = \left(-\frac{1}{\tau_r} - j(\omega_k - \hat{\omega}_m) \right) \hat{\psi}_r + r_r k_r i_s$$

oraz z modelu estymatora prądu stojana:

$$(3) \quad \frac{d}{dt} \hat{\mathbf{i}}_s = \left(-\frac{r_s}{l_\sigma} - j\omega_k \right) \hat{\mathbf{i}}_s + \left(\frac{k_r}{l_\sigma \tau_r} - j \frac{k_r}{l_\sigma} \hat{\omega}_m \right) \hat{\psi}_r + \frac{1}{l_\sigma} \mathbf{u}_s.$$

Oba powyższe modele (2),(3) adaptowalne są prędkością estymowaną w mechanizmie adaptacji typu PI:

$$(4) \quad \frac{d}{dt} \hat{\omega}_m = -K_i \varepsilon - K_p \frac{d}{dt} \varepsilon,$$

w którym wartość błędu wprowadzana do mechanizmu adaptacji zależy od estymowanej wartości strumienia wirnika oraz od błędu estymacji prądu stojana:

$$(5) \quad \varepsilon = \Im \{ \mathbf{e}_i \hat{\psi}_r^* \}$$

gdzie: $\mathbf{e}_i = \mathbf{i}_s - \hat{\mathbf{i}}_s$.

Model tego estymatora można zapisać za pomocą następującego równania stanu:

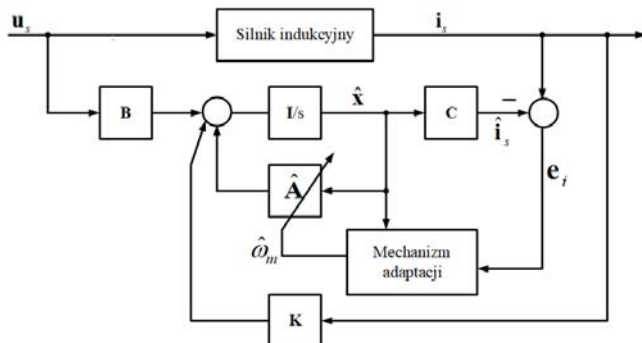
$$(6) \quad T_N \frac{d\hat{\mathbf{x}}}{dt} = \hat{\mathbf{A}}\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{B}\mathbf{u}_s + \mathbf{K}\mathbf{y}$$

gdzie:

$$\hat{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{i}}_s \\ \hat{\psi}_r \end{bmatrix}; \quad \hat{\mathbf{A}} = \begin{bmatrix} -\frac{r_s}{l_\sigma} - j\omega_k & \frac{k_r}{l_\sigma \tau_r} - j \frac{k_r}{l_\sigma} \hat{\omega}_m \\ 0 & -\frac{1}{\tau_r} - j(\omega_k - \hat{\omega}_m) \end{bmatrix}.$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{l_\sigma} \\ 0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{K} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ r_r k_r & 0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{y} = \begin{bmatrix} \mathbf{i}_s \\ 0 \end{bmatrix}$$

Na rysunku 1 przedstawiono schemat blokowy estymatora MRAS^{CC} odpowiadający równaniu (6).



Rys.1. Schemat blokowy estymatora MRAS^{CC}

Metody dyskretyzacji

W ogólnym podejściu do dyskretyzacji układów dynamicznych można rozróżnić dwie metodologie projektowania (rys.2). Pierwszą z nich jest metoda emulacji analogowej, polegająca na zaprojektowaniu obiektu, jak również całego układu sterowania w formie ciągłej, a następnie wykonaniu dyskretyzacji wybranego elementu np. regulatorów lub estymatorów za pomocą odpowiednich metod dyskretyzacji (metoda odwzorowania zer i biegunów transmitancji lub metody całkowania numerycznego). Dla emulacji analogowej opóźnienie czasowe wnoszone przez przetwornik A/C nie jest uwzględniane (tzn. zakłada się brak reakcji układu pomiędzy chwilami próbkowania). W celu zachowania stabilności układu zamkniętego, okres próbkowania T_s musi być mniejszy niż 1/10 dominującej stałej czasowej obiektu.

Drugim podejściem do projektowania układów dyskretnych jest zamodelowanie obiektu sterowania

w postaci dyskretniej, a następnie zaprojektowanie pozostałej części układu również w postaci dyskretniej. W tym podejściu do dyskretyzacji wykorzystuje się zasadę niezmienniczej odpowiedzi na wymuszenie schodkowe (ZOH – Zero Order Hold). W [18] stwierdzono, że metoda ZOH jest zbyt skomplikowana obliczeniowo dla systemu czasu rzeczywistego mikroprocesora. W przypadku projektowania dyskretnego okres próbkowania może mieć większą wartość niż w przypadku emulacji analogowej, co jest bezpośrednio związane ze zmniejszeniem wymagania dotyczącego mocy procesora oraz szybkości przetworników. Kolejną zaletą tego podejścia jest możliwość projektowania układów/algorytmów regulacji, które nie mają swojego odpowiednika w formie ciągłej.

Metodologie projektowania układów w formie dyskretniej



Rys.2. Podział metod projektowania układów w formie dyskretniej

W niniejszej pracy do dyskretyzacji estymatora MRAS^{CC} zastosowano emulację analogową z wykorzystaniem podstawowych metod całkowania numerycznego:

- metody Eulera:
 - prostokątów w przód – Forward Euler (FE),
 - prostokątów wstecz – Backward Euler (BE),
- metody biliniowej zwanej inaczej metodą trapezów lub metodą Tustina (TU).

Podstawową ideę aproksymacji za pomocą wymienionych metod przedstawiono na rysunku 3. Jak wynika z tych wykresów, najbardziej dokładna jest metoda Tustina. Równania przedstawiające powyższe aproksymacje zostały zebrane w tabeli 1.

Tabela 1. Równania aproksymujące obszary dla trzech metod całkowania numerycznego

Metoda	Równanie
Forward Euler	$\mathbf{x}_{(k+1)} \approx \mathbf{x}_{(k)} + T_s f(\mathbf{x}_{(k)}, \mathbf{y}_{(k)})$
Backward Euler	$\mathbf{x}_{(k+1)} \approx \mathbf{x}_{(k)} + T_s f(\mathbf{x}_{(k+1)}, \mathbf{y}_{(k+1)})$
Tustin	$\mathbf{x}_{(k+1)} \approx \mathbf{x}_{(k)} + T_s f\left(\frac{\mathbf{x}_{(k+1)} + \mathbf{x}_{(k)}}{2}, \frac{\mathbf{y}_{(k+1)} + \mathbf{y}_{(k)}}{2}\right)$

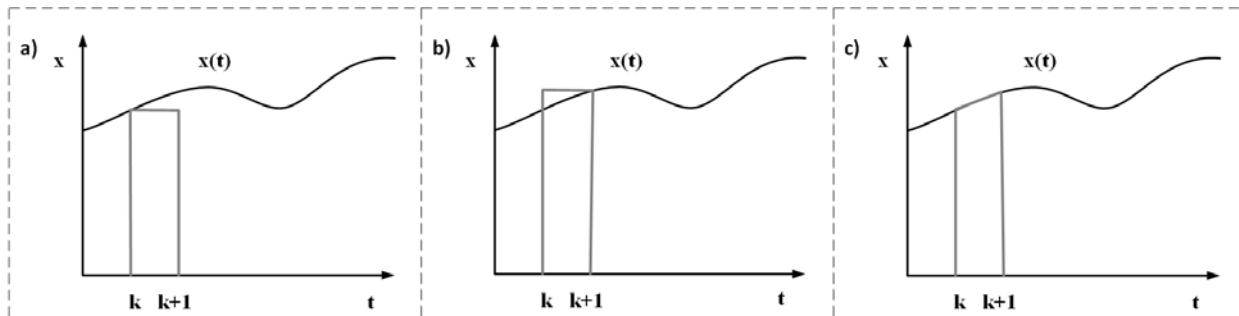
W celu przejścia z formy zapisu w postaci ciągłej na postać dyskretną, dla każdej z metod stosowane są odpowiednie przekształcenia:

$$(7) \quad \begin{aligned} s &= \frac{z-1}{T_s} && \text{dla FE} \\ s &= \frac{z-1}{T_s z} && \text{dla BE} \\ s &= \frac{2}{T_s} \frac{z-1}{z+1} && \text{dla TU} \end{aligned}$$

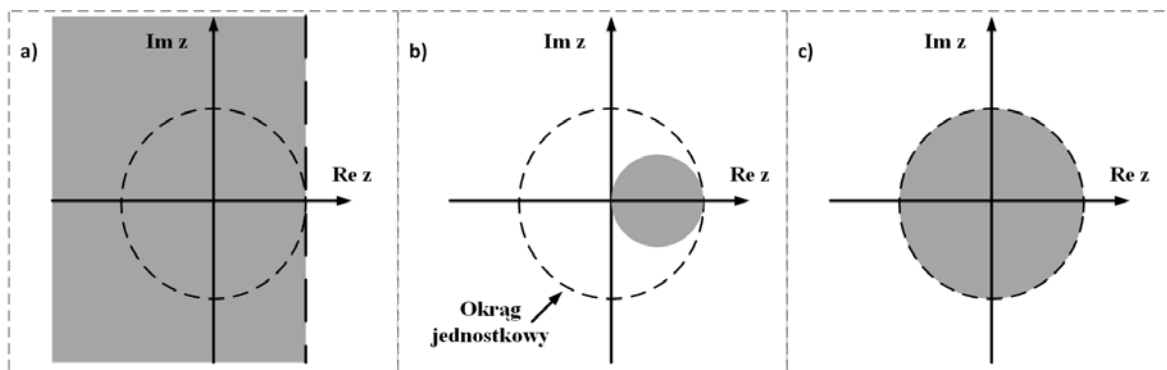
Każda z powyższych aproksymacji jest traktowana jako przekształcenie płaszczyzny zmiennej s na płaszczyznę zmiennej z . W związku z tym, że oś $s = j\omega$ jest granicą pomiędzy obszarem stabilnym a niestabilnym badanego układu, to na rysunku 4 graficznie przedstawiono, jak obszar lewej półpłaszczyzny zmiennej s jest przekształcanym na płaszczyznę zmiennej z . Jak wynika z

teorii układów dyskretnych oraz przedstawionych interpretacji (rys.4.) wykresów, metoda FE stosowana ze zbyt dużym krokiem próbkowania może dać niestabilny odpowiednik dyskretny stabilnej transmitancji ciągłej. W przypadku metody TU, przekształcenie to zachowuje stabilność postaci ciągłej w formie dyskretnej, a granica

stabilności (tj. oś $s = j\omega$) znajduje się na okręgu jednostkowym w na płaszczyźnie zmiennej z . Dla metody BE po przekształceniu układ również zachowuje stabilność postaci ciągłej.



Rys.3. Aproxymacja z wykorzystaniem metod całkowania numerycznego: a) metoda FE, b) metoda BE, c) metoda TU



Rys.4. Przekształcenie lewej półpłaszczyzny zmiennej s na płaszczyznę zmiennej z : a) metoda FE, b) metoda BE, c) metoda TU

Dyskretny estymator MRAS^{CC}

W celu uproszczenia zapisu równania stanu estymatora MRAS^{CC} (6) po dyskretyzacji, składniki $\mathbf{B}\mathbf{u}_s + \mathbf{K}\mathbf{y}$ można zastąpić jednym elementem nie wpływającym na analizę stabilności:

$$(8) \quad \mathbf{B}_1 \mathbf{u} = \mathbf{B}\mathbf{u}_s + \mathbf{K}\mathbf{y}$$

gdzie: $\mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ l_\sigma & r_r k_e \\ 0 & r_r k_e \end{bmatrix}$, $\mathbf{u} = \begin{bmatrix} \mathbf{u}_s \\ \mathbf{i}_s \end{bmatrix}$.

Po dyskretyzacji otrzymuje się następujące równania stanu:

- dla metody FE:

$$(9) \quad \hat{\mathbf{x}}_{(k+1)} = (\mathbf{I} + T_s \hat{\mathbf{A}}) \hat{\mathbf{x}}_{(k)} + T_s \mathbf{B}_1 \mathbf{u}_{(k)}$$

- dla metody BE:

$$(10) \quad \hat{\mathbf{x}}_{(k+1)} = (\mathbf{I} - T_s \hat{\mathbf{A}})^{-1} \hat{\mathbf{x}}_{(k)} + (\mathbf{I} - T_s \hat{\mathbf{A}})^{-1} T_s \mathbf{B}_1 \mathbf{u}_{(k+1)}$$

- dla metody TU:

$$(11) \quad \hat{\mathbf{x}}_{(k+1)} = \left(\mathbf{I} - \frac{T_s}{2} \hat{\mathbf{A}}\right)^{-1} \left(\mathbf{I} + \frac{T_s}{2} \hat{\mathbf{A}}\right) \hat{\mathbf{x}}_{(k)} + \left(\mathbf{I} - \frac{T_s}{2} \hat{\mathbf{A}}\right)^{-1} \frac{T_s}{2} \mathbf{B}_1 (\mathbf{u}_{(k)} + \mathbf{u}_{(k+1)})$$

które w przypadku analizy położenia wartości własnych (biegunów) estymatora można zapisać ogólnym wzorem:

$$(12) \quad \hat{\mathbf{x}}_{(k+1)} = \mathbf{M} \hat{\mathbf{x}}_{(k)} + (\dots),$$

gdzie \mathbf{M} – macierz stanu dyskretnego estymatora MRAS^{CC}, której postać zależy od przyjętej metody dyskretyzacji.

W celu analizy położenia biegunów transmitancji dyskretnego estymatora MRAS^{CC} należy obliczyć wartości własne macierzy \mathbf{M} dla każdej z zastosowanych metod dyskretyzacji, formułując następujące równanie charakterystyczne:

$$(13) \quad \det(\mathbf{I}z - \mathbf{M}) = 0.$$

Położenie biegunów transmitancji dyskretnego estymatora MRAS^{CC}, obliczonych na podstawie (13), zostało przedstawione na rysunku 5, dla rozważanych metod dyskretyzacji i dla różnych wartości kroku dyskretyzacji. Wyniki te potwierdzają analizę teoretyczną przedstawioną w poprzednim rozdziale (rys.4). Ponadto okazuje się, że dla zwiększającego się kroku próbkowania estymator dla coraz mniejszej wartości prędkości zaczyna tracić stabilność (położenie bieguna poza okręgiem jednostkowym) dla metody FE. Dla metod BE oraz TU estymator zachowuje się stabilnie w pełnym zakresie pracy. Warto jednak zwrócić uwagę, że w przypadku metod BE i TU wymagane jest obliczanie dodatkowych iloczynów oraz macierzy odwrotnej, co istotnie zwiększa złożoność powyższych metod.

Powyższa analiza położenia biegunów estymatora została przeprowadzona dla dyskretnych modeli estymatora MRAS^{CC} w dwóch różnych układach współrzędnych (α - β oraz x - y). Ogólne, teoretyczne zestawienie punktów utraty stabilności dla metody FE, zależne od wybranego układu współrzędnych, zostało przedstawione w tabeli 2.

Tabela 2. Prędkości, dla których estymator MRAS^{CC} traci stabilność po dyskretyzacji metodą FE.

	$T_s = 0.1 \text{ ms}$	$T_s = 0.25 \text{ ms}$	$T_s = 0.5 \text{ ms}$	$T_s = 1 \text{ ms}$
α - β	$1.9 \omega_{mN}$	$1.2 \omega_{mN}$	$0.9 \omega_{mN}$	$0.6 \omega_{mN}$
x - y	$8.2 \omega_{mN}$	$5.1 \omega_{mN}$	$3.6 \omega_{mN}$	$2.4 \omega_{mN}$

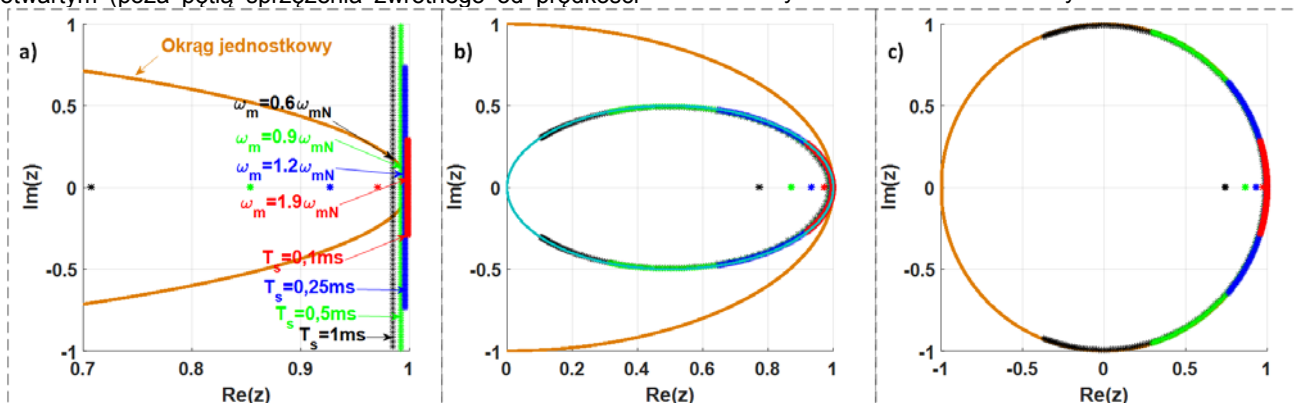
Jak wynika z tego zestawienia, wpływ układu współrzędnych jest znaczący, tzn. dla x - y estymator traci stabilność dla większej wartości prędkości niż dla α - β dla odpowiednich kroków próbkowania. Jednakże, nadal zastosowanie metody FE prowadzi do utraty stabilności estymatora po dyskretyzacji. Pomimo iż realizacja dyskretnej postaci estymatora MRAS w układzie x - y poprawia jego stabilność, to wadą takiego wyboru układu współrzędnych jest konieczność znajomości lub estymacji pulsacji poślizgu.

Wyniki symulacyjne

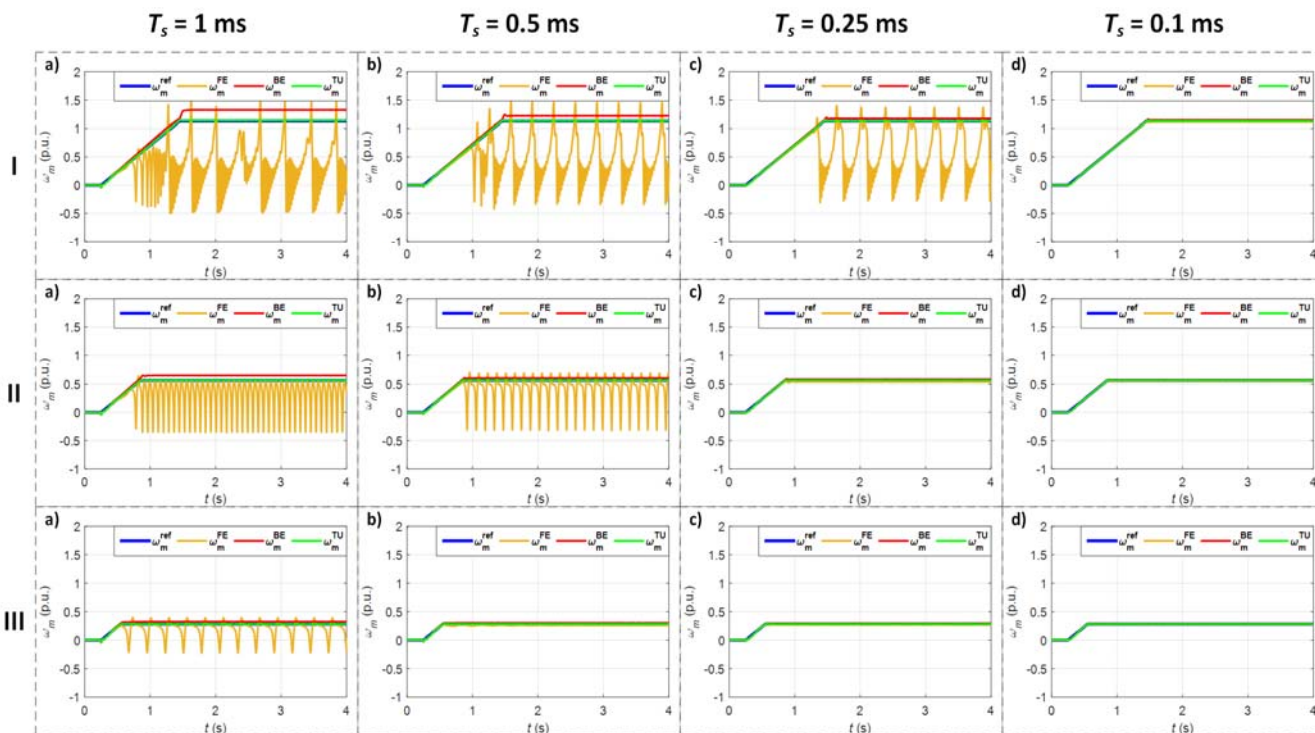
Badania symulacyjne dotyczące stabilności dyskretnego estymatora MRAS^{CC} zostały przeprowadzone z wykorzystaniem struktury sterowania DRFOC zamodelowanej w programie MATLAB/Simulink z krokiem 1e-6s. Dyskretne estymatory pracowały w układzie otwartym (poza pętlą sprzężenia zwrotnego od prędkości

silnika). Parametry schematu zastępczego silnika indukcyjnego zostały podane w załączniku w tabeli 3.

Na rysunku 6 przedstawiono wpływ kroku próbkowania na stabilność omawianych metod dyskretyzacji (FE, BE, TU) dla estymatora MRAS^{CC} dla trzech różnych wartości prędkości: $\omega_m = 1.2 \omega_{mN}$, $\omega_m = 0.6 \omega_{mN}$, $\omega_m = 0.3 \omega_{mN}$. Dokonując szczegółowej analizy można stwierdzić, że wraz ze wzrostem kroku próbkowania metoda dyskretyzacji FE powoduje niestabilną pracę estymatora dla coraz mniejszej wartości prędkości (rys.6. Ic, IIb, IIIa), co potwierdza wcześniejszą analizę teoretyczną. W przypadku pozostałych metod dyskretyzacji (BE i TU) wyniki symulacyjne (rys.6.) również potwierdzają rezultaty wcześniejszej analizy, czyli zachowanie stabilności nawet dla zwiększającego się kroku próbkowania w pełnym zakresie pracy. Warto zauważyć, że dla metody BE pojawia się zauważalny wzrost ustalonego błędu estymacji wraz ze wzrostem kroku próbkowania (np. rys.6. – wiersz I), jak również wraz ze wzrostem wartości prędkości zadanej (np. rys. 6. – kolumna a). Natomiast wykorzystanie metody Tustina nie powoduje powstania błędów ustalonych ani niestabilności dyskretnego estymatora, ale jej praktyczne zastosowanie wiąże się ze znacznymi nakładami obliczeniowymi.



Rys.5. Położenie biegunów estymatora MRAS^{CC} zamodelowanego w układzie α - β po dyskretyzacji wybraną metodą: a) metoda FE, b) metoda BE, c) metoda TU, dla różnych kroków próbkowania.



Rys.6. Wyniki symulacyjne dla estymatora MRAS^{CC} po dyskretyzacji metodami FE, BE, TU ($m_L=0$): a) wiersz I – $\omega_m = 1.2 \omega_{mN}$, b) wiersz II – $\omega_m = 0.6 \omega_{mN}$, c) wiersz III – $\omega_m = 0.3 \omega_{mN}$, dla różnych kroków próbkowania ($T_s = 1 \text{ ms}$ (kolumna a), $T_s = 0.5 \text{ ms}$ (kolumna b), $T_s = 0.25 \text{ ms}$ (kolumna c), $T_s = 0.1 \text{ ms}$ (kolumna d)).

Podsumowanie

Analiza zamieszczona w artykule przedstawia zastosowanie metody emulacji analogowej w celu dyskretyzacji estymatora MRAS^{CC}. Rozważane metody (FE, BE, TU) charakteryzują się istotnymi właściwościami, które mogą wpływać na cechy całego układu. Dyskretyzacja estymatora za pomocą metody FE może doprowadzić do niestabilności z powodu zbyt dużego kroku próbkowania, jak również ze względu na zbyt dużą wartość prędkości układu napędowego. Jednakże zaletą tej metody jest znacznie mniejsza złożoność obliczeniowa niż w przypadku metod BE oraz TU, które jednak gwarantują stabilność dyskretnej postaci estymatora w całym analizowanym zakresie pracy. Warto również zwrócić uwagę, że w przypadku metody BE, dla określonych warunków pojawiają się błędy ustalone estymacji prędkości, które jednak nie wpływają na stabilność metody.

Załączniki

Tabela 3. Parametry schematu zastępczego silnika indukcyjnego

Parametr	Wartość [j.fiz.]	Wartość [p.u.]
Moc znamionowa	$P_N = 1.5$ [kW]	$p_N = 0.6211$
Moment znamionowy	$M_N = 10.1588$ [N]	$m_N = 0.6608$
Napięcie znamionowe	$U_N = 230$ [V]	$u_N = 0.7071$
Prąd znamionowy	$I_N = 3.5$ [A]	$i_N = 0.7071$
Prędkość znamionowa	$n_N = 1410$ [obr/min]	$\omega_{mN} = 0.94$
Indukcyjność magnesująca	$L_m = 278.5$ [mH]	$l_m = 1.3314$
Indukcyjność stojana/wirnika	$L_s = L_r = 295.8$ [mH]	$l_r = l_s = 1.4141$
Rezystancja stojana	$R_s = 5.3073$ [Ω]	$r_s = 0.0808$
Rezystancja wirnika	$R_r = 4.4830$ [Ω]	$r_r = 0.0737$
Strumień wirnika	$\Psi_r = 0.9328$ [Wb]	$\psi_r = 0.9009$
Częstotliwość	$f_{sN} = 50$ [Hz]	
Liczba par biegunów	$p_b = 2$	

Praca finansowana przez Narodowe Centrum Nauki w ramach projektu UMO-2015/17/B/ST7/03846

Autorzy: mgr inż. Mateusz Korzonek, prof. dr hab. inż. Teresa Orłowska-Kowalska, dr inż. Grzegorz Tarchała Politechnika Wrocławska, Katedra Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych, ul. Smoluchowskiego 19, 50-372 Wrocław, E-mail: mateusz.korzonek@pwr.edu.pl; teresa.orlowska-kowalska@pwr.edu.pl; grzegorz.tarchala@pwr.edu.pl

LITERATURA

- [1] Orłowska Kowalska T., Bezczyjnikowe układy napędowe, Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej, (2003)
- [2] Kaźmierkowski M. P., Blaabjerg F. and Kirshnan R., Control in Power Electronic – Selected Problems, Academic Press, (2002)
- [3] Holtz J., Sensorless Control of Induction Machines – With or Without Signal Injection?, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 53, (2006), n.1, 7-30
- [4] Ogata T., Discrete Time Control System, Prentice Hall International, (1995)
- [5] Franklin G.F., Powell J.D., Workman M., Digital Control of Dynamic Systems, Addison Wesley, (1998)
- [6] Thomas J.L., Poullain S., Discrete-Time Field-Oriented Control for Induction Motors, *IEEE 31st Ann. PESC, Conf. Proc.*, 1, (2000), 427 – 434
- [7] Bae B.H., Sul S.K., A compensation method for time delay of full-digital synchronous frame current regulator of PWM AC drives, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 39, (2003), n.3, 802–810
- [8] Kim H., Degner M., Guerrero J., Briz F., Loren R., Discrete-time current regulator design for AC machine drives, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 46, (2010), n.4, 1425–1435
- [9] Comanescu M., Influence of the discretization method on the integration accuracy of observers with continuous feedback, in *Proc. IEEE ISIE*, (2011), 625–630
- [10] Wang B., Wang H., Yu Y., Lv X., Wang G., Xu D., Sensorless Robust Predictive Current Control for Induction Motor Using a Speed Adaptive Full-Order Observer, 9th ICPE-ECCE Asia, (2015), 1149 – 1154
- [11] Awan H.A.A., Tuovinen T., Saarakkala S.E., Hinkkanen M., Discrete-time observer design for sensorless synchronous motor drives, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 52, (2016), n.5, 3968–3979
- [12] Bottura C.P., Silvino J.L., Resende P., A flux observer for induction machines based on a time-variant discrete model, *IEEE Trans. on Industry Applications*, 29, (1993), n.2, 349–354
- [13] Krcmar I., Matic P., Marcetic D.P., Discrete rotor flux estimator for high performance induction motor drives with low sampling to fundamental frequency ratio, *Int. Rev. Elect. Eng.*, 7, (2012), n.2, 3804–3813
- [14] Maes J., Melkebeek J., Speed sensorless direct torque control of induction motors using an adaptive flux observer, in *Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting*, (1999), 2305–2312
- [15] Hinkkanen M., Luomi J., Novel full-order flux observer structure for speed sensorless induction motors, in the 27th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON'01), 2, (2001), 1333–1338
- [16] Luo H., Luo T., Wan S., Implementation of full-order flux observer for speed sensorless drives of induction motor at high speeds, in *Proc. ICEMS*, (2008), 1638–1640
- [17] Marcetic D.P., Krcmar I.R., Gecic M.A., Matic P.R., Discrete rotor flux and speed estimators for high-speed shaft-sensorless IM drives, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 61, (2014), n.6, 3099–3108
- [18] Wang B., Zhao Y., Yu Y., Wang G., Xu D., Dong Z., Speed-sensorless induction machine control in the field-weakening region using discrete speed-adaptive full-order observer, *IEEE Trans. Power Electron.*, 31, (2016), n.8, 5759–5773
- [19] Dybkowski M. and Orłowska-Kowalska T., Application of the stator current-based MRAS speed estimator in the sensorless induction motor drive, 13th International Power Electronics and Motion Control Conference, EPE-PEMC, (2008), 2306-2311