

ANALIZA METODY DTC W UKŁADZIE STEROWANIA FALOWNIKOWYM NAPĘDEM TRAKCYJNYM

Analizowano problemy sterowania momentem i prędkością kątową napędu falownikowego z silnikiem indukcyjnym, w którym zastosowano metodę bezpośredniego sterowania momentem i strumieniem (DTC). Celem analizy była ocena tej metody sterowania pod kątem zastosowania do napędu trakcyjnego. Analizowano także problem modelowania matematycznego i identyfikacji parametrycznej falownikowego napędu trakcyjnego. Do identyfikacji parametrycznej modelu matematycznego napędu zastosowano numeryczną metodę optymalizacji statycznej Box'a (metoda complex). W badaniach identyfikacyjnych zastosowano pobudzenie silnika pulsacją synchroniczną, pulsacją poślizgu oraz amplitudą napięcia stojana. Wpływ sygnału pobudzającego na wartości identyfikowanych parametrów przedstawiono na podstawie badań laboratoryjnych. Wykazano, że plan eksperymentu i zastosowany sygnał pobudzający w znacznym stopniu decydują o wynikach identyfikacji, czyli o dokładności opisu rzeczywistych zjawisk w silniku przez model matematyczny. Zmiany wartości identyfikowanych parametrów są więc spowodowane nie tylko zmianami wartości rzeczywistych parametrów silnika, ale także błędami identyfikacji. Badania laboratoryjne przeprowadzono w układzie napędowym z silnikiem o mocy 2,5 kW.

WSTĘP

W chwili obecnej projektuje się trakcyjne układy napędowe z silnikami indukcyjnymi z zastosowaniem złożonych metod sterowania prędkością kątową. Zwykle dąży się do tego, aby pośrednią wielkością regulowaną był strumień i moment silnika. Trakcyjny napęd elektryczny pracuje w zmiennych w szerokim zakresie warunkach obciążenia, zasilania i prędkości kątowej, co w istotny sposób wpływa na zmiany parametrów i właściwości dynamicznych napędu. Jakość sterowania w dużym stopniu zależy więc od dokładności wyznaczania parametrów jego modelu matematycznego.

Zmiany wartości parametrów modelu matematycznego napędu, wynikające ze zmian jego właściwości statycznych i dynamicznych można w układzie sterowania skompensować poprzez zastosowanie sterowania odpornego, tj. niewrażliwego lub mało wrażliwego na zmiany wartości parametrów obiektu sterowania. Odporność układu sterowania można uzyskać poprzez:

- odpowiednią strukturę układu i metodę sterowania (np. poprzez ujemne sprzężenie zwrotne, sterowanie rozmyte itd.),
- sterowanie adaptacyjne z otwartą pętlą adaptacji (z programowanymi zmianami parametrów) lub z zamkniętą pętlą adaptacji (z identyfikacją modelu matematycznego w czasie rzeczywistym).

Do najpopularniejszych metod sterowania zespołami napędowymi są zaliczane metody polowo-zorientowane (FOC) oraz metody bezpośredniego sterowania momentem i strumieniem silnika (DTC) [1, 2, 3, 4]. Metody te charakteryzują się dobrymi właściwościami statycznymi i dynamicznymi, jednakże wymagają ciągłej informacji o strumieniu silnika. Ponieważ pomiar bezpośredni strumienia jest trudny, dlatego wykorzystuje się metody pośrednie, bazujące m.in. na zastosowaniu obserwatorów strumienia, a także innych wielkości silnika. Problem odtwarzania strumienia silnika indukcyjnego w stanach przejściowych jest rozwiązywany w różny sposób, m.in. z zastosowaniem obserwatorów liniowych, nieliniowych, filtrów Kalmana, logiki rozmytej, sieci neuronowych itd.

W napędach trakcyjnych dużej mocy zwykle są stosowane silniki indukcyjne (AC). Silnik indukcyjny zasilany z falownika napięcia jest eksploatowany w zmiennych warunkach zasilania i obciążenia. Zmiany częstotliwości i napięcia stojana, momentu obciążenia i temperatury uzwojeń powodują zmiany właściwości statycznych i dynamicznych silnika AC – a przy niewłaściwej strukturze układu sterowania – także napędu falownikowego. Zmiana właściwości silnika jest wynikiem zmian wartości fizycznych jego parametrów (np. rezystancji uzwojeń lub masy obciążenia), a także zmian jakościowych zjawisk fizycznych (np. straty mocy, zawartości wyższych harmonicznych, zależności charakteru stanu nieustalonego od prędkości wirnika itd.). Zasadniczy wpływ na parametry silnika indukcyjnego ma temperatura uzwojeń (zmiana rezystancji stojana i rezystancji wirnika) oraz nasycenie obwodu magnetycznego (zmiana indukcyjności). Wymienione czynniki wpływają na charakter stanu nieustalonego i ustalonego silnika, a więc także na wartości identyfikowanych parametrów jego modelu matematycznego [5, 6, 7, 8].

Zmiana temperatury uzwojeń odbywa się stosunkowo wolno, natomiast zjawisk magnetycznych – bardzo szybko. Efektywne algorytmy identyfikacji w czasie rzeczywistym powinny charakteryzować się krótkim czasem trwania stanów nieustalonych. W przypadku wyznaczania wszystkich parametrów modelu matematycznego silnika warunek ten jest trudny do spełnienia. Dlatego też często są wyznaczane wybrane parametry silnika, mające największy wpływ na uzyskiwane wskaźniki jakościowe sterowania.

Parametry modelu matematycznego silnika są wyznaczane na podstawie danych konstrukcyjnych, danych katalogowych lub na podstawie odpowiednich pomiarów silnika nieobciążonego i z zamierzonym wirnikiem. Na uwagę zasługuje także metoda częstotliwościowa lub metody bazujące na eksperymentalnym wyznaczeniu charakterystyk mechanicznych [6, 8]. Wymienione klasyczne metody identyfikacji, bazujące na pomiarach odpowiednich wielkości wejściowych i wyjściowych w stanie ustalonym, głównie są stosowane do wyznaczania parametrów schematu zastępczego silnika, pracującego w stabilnych warunkach zasilania i obciążenia.

W pracy dokonano analizy metody DTC sterowania trakcyjnym napędem elektrycznym z silnikiem indukcyjnym, biorąc pod uwagę następujące jego parametry użytkowe: możliwość prawie bezineracyjnego sterowania momentem, małą wartość pulsacji momentu, szybkie uzyskiwanie zadanej prędkości, małe wymagania pomiarowe, odporność układu regulacji na zmiany wartości parametrów silnika i obciążenia oraz niedokładny dobór wartości parametrów regulatora. Dokonano także syntezy obserwatora strumienia zredukowanego rzędu, który może być zastosowany w układach napędowych z silnikami indukcyjnymi, pracujących w zmiennych warunkach zasilania i obciążenia. Na podstawie przeprowadzonych badań laboratoryjnych wykazano, że identyfikowane parametry modelu matematycznego silnika indukcyjnego zasilanego z falownika, w sposób istotny zależą od warunków zasilania i obciążenia, a także od zastosowanego planu eksperymentu i sygnału pobudzającego. Zaproponowane metody i techniki identyfikacji mają znaczenie ogólne, tzn. mogą być zastosowane do identyfikacji dowolnego rodzaju napędu falownikowego, w tym także z silnikami głębokożłobkowymi i wieloklatkowymi.

Badania eksperymentalne wykonano w układzie napędowym z silnikiem indukcyjnym (2,5 kW/380 V), zasilanym z falownika napięcia MDS5110 firmy STOEBER. Do sterowania i rejestracji wielkości mierzonych zastosowano kartę kontrolno-sterującą DSpace 1103, kartę pomiarową Advantech oraz komputer.

1. MODEL MATEMATYCZNY NAPĘDU

Model matematyczny napędu falownikowego z silnikiem indukcyjnym jest przedstawiany w stacjonarnym lub w wirującym układzie współrzędnych. Model matematyczny silnika, sformułowany w wirującym układzie współrzędnych d - q , zorientowanym zgodnie z wektorem napięcia stojana ma postać [5]:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \phi_{dv}(t) &= \phi_{qv}(t)\omega_s(t) - R_s i_{dv}(t) + v(t) \\ \frac{d}{dt} \phi_{qv}(t) &= -\phi_{dv}(t)\omega_s(t) - R_s i_{qv}(t) \\ \frac{d}{dt} i_{dv}(t) &= a_1 \phi_{dv}(t) + a_3 \phi_{qv}(t)\omega_e(t) - a_2 i_{dv}(t) + \\ &+ i_{qv}(t)\omega_s(t) - i_{qv}(t)\omega_e(t) + a_3 v(t) \\ \frac{d}{dt} i_{qv}(t) &= -a_3 \phi_{dv}(t)\omega_e(t) + a_1 \phi_{qv}(t) - i_{dv}(t)\omega_s(t) + \\ &+ i_{dv}(t)\omega_e(t) - a_2 i_{qv}(t) \end{aligned} \quad (1)$$

przy czym: $a_1 = \frac{R_r}{\sigma L_s L_r}$, $a_2 = \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r}{\sigma L_r}$, $a_3 = \frac{1}{\sigma L_s}$,

$$\sigma = \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_s L_r}$$

i_{dv} , i_{qv} i ϕ_{dv} , ϕ_{qv} – składowe wektora prądu i strumienia stojana w układzie współrzędnych związanym z wektorem napięcia,

ω_s – pulsacja synchroniczna,

ω_e – elektryczna prędkość kątowna,

R_s i L_s – rezystancja i indukcyjność stojana,

R_r i L_r – rezystancja i indukcyjność wirnika,

L_m – indukcyjność główna.

Równanie mechaniczne napędu zapisano w postaci

$$\frac{d}{dt} \omega_e(t) = \frac{3p^2}{2J} (\phi_{dv}(t)I_{qv}(t) - \phi_{qv}(t)I_{dv}(t)) - \frac{P}{J} M_o(t) \quad (2)$$

gdzie:

J – moment bezwładności wirnika i obciążenia,

p – liczba par biegunów,

M_o – moment obciążenia na wale.

Sygnałami wejściowymi w modelu matematycznym (1)-(2) są: amplituda v wektora napięcia stojana i pulsacja synchroniczna ω_s , natomiast sygnałami wyjściowymi – prędkość kątowna ω i amplituda I wektora prądu stojana.

W stacjonarnym układzie współrzędnych sygnałami wejściowymi silnika są składowe napięcia stojana v_α i v_β , natomiast sygnałami wyjściowymi – prąd stojana (składowe I_α i I_β lub amplituda I) oraz prędkość kątowna ω :

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \phi_\alpha(t) &= -R_s I_\alpha(t) + v_\alpha(t) \\ \frac{d}{dt} \phi_\beta(t) &= -R_s I_\beta(t) + v_\beta(t) \\ \frac{d}{dt} I_\alpha(t) &= a_1 \phi_\alpha(t) + a_3 \phi_\beta(t)\omega_e(t) - a_2 I_\alpha(t) + \\ &- I_\beta(t)\omega_e(t) + a_3 v_\alpha(t) \\ \frac{d}{dt} I_\beta(t) &= -a_3 \phi_\alpha(t)\omega_e(t) + a_1 \phi_\beta(t) + I_\alpha(t)\omega_e(t) + \\ &- a_2 I_\beta(t) + a_3 v_\beta(t) \\ \frac{d}{dt} \omega_e(t) &= \frac{3p^2}{2J} (\phi_\alpha(t)I_\beta(t) - \phi_\beta(t)I_\alpha(t)) - \frac{P}{J} M_o(t) \end{aligned} \quad (3)$$

gdzie I_α , I_β i ϕ_α , ϕ_β – odpowiednio składowe wektora prądu i strumienia stojana w stacjonarnym układzie współrzędnych.

Z technicznego punktu widzenia pomiar prądu stojana oraz prędkości kątownej jest względnie prosty. Zasadniczym problemem jest natomiast pomiar składowych napięcia v_α i v_β . Wynika to stąd, że składowe te są sygnałami impulsowymi i ich pomiar wymaga dużej częstotliwości próbkowania, przynajmniej o rząd większej od częstotliwości przełączania tranzystorów.

Często w napędzie elektrycznym wielkością regulowaną jest prędkość kątowna ω silnika. Można założyć, że dla określonego punktu pracy napęd falownikowy z dobrym przybliżeniem jest opisany przez wejściowo-wyjściowy i quasi-liniowy model matematyczny o postaci

$$T^2 \frac{d^2 \omega(t)}{dt^2} + 2\xi T \frac{d\omega(t)}{dt} + \omega(t) = K u(t) \quad (4)$$

gdzie: K – wzmacnienie, T – stała czasowa, ξ – współczynnik tłumienia, u – sygnał sterujący.

Model ten dobrze aproksymuje nieliniowe właściwości statyczne i dynamiczne układu w otoczeniu danego, stałego punktu pracy. Aby uzyskać pełny opis zjawisk nieliniowych w całym zakresie zmian prędkości i obciążenia zewnętrznego, położenie punktu pracy należy zmieniać i od jego współrzędnych uzależnić parametry modelu matematycznego.

Identyfikacji w czasie rzeczywistym można uniknąć poprzez zastosowanie sterowania z otwartą pętlą adaptacji [7]. Wówczas zmiany wartości identyfikowanych parametrów, a w dalszej kolejności także i parametrów algorytmów sterowania, należy uzależnić od wybranych zmiennych, charakteryzujących parametry pracy napędu falownikowego. W ogólnym przypadku identyfikowane parametry modelu matematycznego silnika, przedstawione w postaci wektora θ , są funkcją: pulsacji synchronicznej ω_s i amplitudy napięcia v stojana, momentu obciążenia M_o oraz temperatury T_u uzwojeń silnika

$$\theta = F(\omega_s, v, M_o, T_u) \quad (5)$$

Liczbę argumentów tej funkcji można zmniejszyć, jeśli zostaną przyjęte określone warunki pracy silnika, np. stała wartość strumienia wirnika (stojana). Nowe generacje silników trakcyjnych są wyposażone w efektywne systemy chłodzenia, które w długim przedziale czasu w przybliżeniu zapewniają stałą wartość temperatury uzwojeń, tzn. $T_u = \text{const}$. Można więc założyć, że parametry modelu matematycznego silnika indukcyjnego są funkcją

$$\theta = F(\omega_s, I, T_u) \quad (6)$$

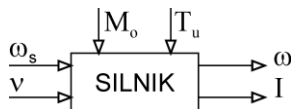
W tym przypadku jest trudniejsze wykonanie eksperymentów identyfikacyjnych, wynika to z szybkich zmian amplitudy prądu stojana, co przekłada się również na szybkie zmiany wartości parametrów silnika.

2. IDENTYFIKACJA PARAMETRÓW MODELU MATEMATYCZNEGO NAPĘDU

Plan eksperymentu i zastosowany sygnał pobudzający w znacznym stopniu decydują o wynikach identyfikacji, czyli o dokładności opisu rzeczywistych zjawisk fizycznych w silniku przez model matematyczny, w całym zakresie prędkości kątowej.

2.1. Identyfikacja przy pobudzeniu pulsacją synchroniczną stojana

Do przeprowadzenia efektywnej identyfikacji parametrycznej zastosowano metodę optymalizacji statycznej Box'a (complex), która umożliwia dużą elastyczność wyboru mierzonych sygnałów i klasy modeli matematycznych silnika. Schemat blokowy napędu falownikowego (obiektu identyfikacji) z uwzględnieniem mierzonych sygnałów wejściowych i wyjściowych przedstawiono na rys. 1. Przedstawiony wybór sygnałów pomiarowych ułatwia realizację praktyczną układów pomiarowych, gdyż nie jest konieczna duża częstotliwość próbkowania mierzonych sygnałów (sygnały te nie są przebiegami harmonicznymi), a zniekształcenia fazowe w torach pomiarowych napięcia i prądu nie mają istotnego wpływu na wyniki identyfikacji.



Rys. 1. Obiekt identyfikacji z określeniem sygnałów wejściowych i wyjściowych

Wyznaczanie wartości parametrów silnika powinno się odbywać głównie na podstawie minimalizacji błędu średniokwadratowego prądu stojana I i prędkości kątowej ω . Do dalszych rozważań przyjęto wskaźnik jakości identyfikacji w postaci

$$Q = \sum_{i=1}^N (I(i) - \hat{I}(i))^2 + w \sum_{i=1}^N (\omega(i) - \hat{\omega}(i))^2 \quad (7)$$

przy czym w jest wyznaczanym eksperymentalnie współczynnikiem wagi, N – liczbą pomiarów, a symbolem „^” oznaczono rozwiązanie modelu matematycznego napędu.

Parametry modelu matematycznego silnika identyfikowano na podstawie odpowiedzi czasowych prędkości kątowej ω i prądu stojana I , wyznaczonych dla sygnału testującego w postaci zmiany wartości pulsacji stojana $\Delta\omega_s$. Pulsacja synchroniczna stojana ω_s przed wprowadzeniem sygnału pobudzającego $\Delta\omega_s$ wynosiła $\omega_s = \omega_{s0}$, a po wprowadzeniu – $\omega_s = \omega_{s0} + \Delta\omega_s$, przy czym przyjęto

początkowe wartości pulsacji stojana ω_{s0} równe: 62,8, 125,6, 188,4, 251,2, 314,0, 376,8, 439,6, 502,4 i 565,2 rad/s (odpowiednio 10, 20, 30, 40, 50, 60, 70, 80 i 90 Hz). Napięcie stojana v spełniało warunek $v/\omega_s = 1$ Vs/rad ($v = |\mathbf{v}_s|$, \mathbf{v}_s – wektor napięcia stojana). Eksperymenty pomiarowe przeprowadzono dla stałej wartości temperatury T_u uzwojeń silnika. W badaniach laboratoryjnych zastosowano skokowy sygnał pobudzający $\Delta\omega_s$ o wartościach: 31,4, 62,8 i 94,2 rad/s. Zgodność trajektorii czasowych prądu i prędkości kątowej silnika oraz jego modelu matematycznego oceniano za pomocą współczynników korelacji, odpowiednio R_I i R_ω .

W procesie identyfikacji wyznaczano parametry modelu matematycznego (1) i (2), tj.: J , a_1 , a_2 i a_3 , a także parametry schematu zastępczego silnika. Rezystancję stojana R_s wyznaczono za pomocą bezpośredniego pomiaru. W tabelach 1 i 2 zestawiono wartości identyfikowanych parametrów i współczynników korelacji, wyznaczonych przy skokowym zasilaniu silnika z sieci trójfazowej.

Tab. 1. Wyniki identyfikacji parametrów modelu matematycznego (1) – (2)

Wartości identyfikowanych parametrów				Współczynnik korelacji	
J [kgm ²]	a_1	a_2	a_3	R_I	R_ω
0,081	523,4	281,1	53,8	0,979	0,993

Tab. 2. Wyniki identyfikacji parametrów schematu zastępczego

Wartości identyfikowanych parametrów					Współczynnik korelacji	
J [kgm ²]	R_r [Ω]	L_s [H]	L_r [H]	L_m [H]	R_I	R_ω
0,08	2,41	0,232	0,251	0,223	0,985	0,993

Dodatkowo, w celu porównania właściwości dynamicznych modeli matematycznych otrzymanych z procesu identyfikacji, obliczano wartość średniokwadratową J_1 prędkości kątowej, zgodnie z zależnością

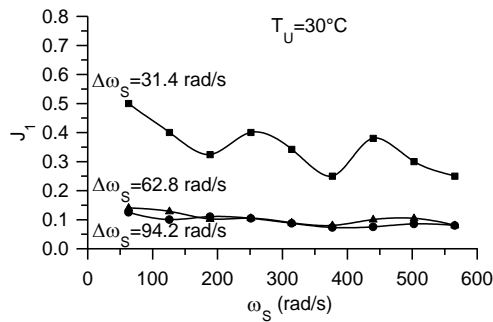
$$J_1 = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \frac{(\omega(i) - \omega_u)^2}{\omega_u^2} \quad (8)$$

gdzie ω_u jest prędkością kątową silnika w stanie ustalonym. Prędkość kątową ω wyznaczano dla symulowanego rozruchu sieciowego, tj. dla $v = 311 \cdot 1(t)$ V i $\omega_s = 314 \cdot 1(t)$ rad/s. W obliczeniach wskaźnika J_1 zastosowano model matematyczny (1)-(2) silnika oraz wartości jego parametrów wyznaczone za pomocą identyfikacji eksperymentalnej.

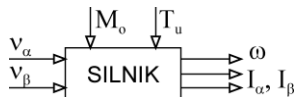
Wpływ pulsacji stojana ω_s i rodzaju sygnału $\Delta\omega_s$ na wartości wskaźnika J_1 przedstawiono na rys. 2. Parametry modelu matematycznego silnika, wykorzystane do obliczenia wskaźnika J_1 , wyznaczono dla temperatury uzwojeń stojana $T_u = 30^\circ\text{C}$ i $T_u = 60^\circ\text{C}$. Wzrost amplitudy $\Delta\omega_s$ zmniejsza wartość wskaźnika J_1 . Omawiane wyniki identyfikacji otrzymano na podstawie pomiarów stanów nieustalonych prędkości kątowej i prądu stojana.

Przedstawione na rys. 2 wykresy ilustrują znaczący wpływ amplitudy sygnału pobudzającego na wartości parametrów modelu matematycznego silnika, otrzymane z procesu identyfikacji.

Identyfikację można również przeprowadzić dla modelu matematycznego napędu w stacjonarnym układzie współrzędnych. W stacjonarnym układzie współrzędnych sygnałami wejściowymi napędu są składowe v_α i v_β wektora napięcia stojana, natomiast sygnałami wyjściowymi – prędkość kątoowa ω oraz składowe I_α i I_β wektora prądu stojana (rys. 3). Moment obciążenia M_o i temperaturę uzwojeń T_u silnika można potraktować jako zakłócenia.



Rys. 2. Wpływ pulsacji stojana ω_s na wartości wskaźnika J_1 przy pobudzeniu $\Delta\omega_s$ w postaci skokowej zmiany o wartościach 31,4, 62,8 i 94,2 rad/s (dla $T_u=30^\circ\text{C}$)



Rys. 3. Obiekt identyfikacji w stacjonarnym układzie współrzędnych z określeniem sygnałów wejściowych i wyjściowych

Wskaźnik jakości identyfikacji można przyjąć w postaci (7) lub w zmodyfikowanej jego postaci

$$Q_1 = \sum_{i=1}^N (I_\alpha(i) - \hat{I}_\alpha(i))^2 + \sum_{i=1}^N (I_\beta(i) - \hat{I}_\beta(i))^2 + w \sum_{i=1}^N (\omega(i) - \hat{\omega}(i))^2 \quad (9)$$

W tabeli 3 zamieszczono wyniki identyfikacji modelu matematycznego silnika zasilanego z falownika, na podstawie pomiaru sygnałów w czasie rozruchu w zakresie prędkości kątowej 0 – 125,6 rad/s, dla wskaźników jakości Q i Q_1 . Parametry modelu matematycznego wyznaczono na podstawie odpowiedzi czasowych silnika, wyznaczonych przy pobudzeniu pulsacją synchroniczną stojana $\Delta\omega_s$, w postaci skokowej zmiany wartości.

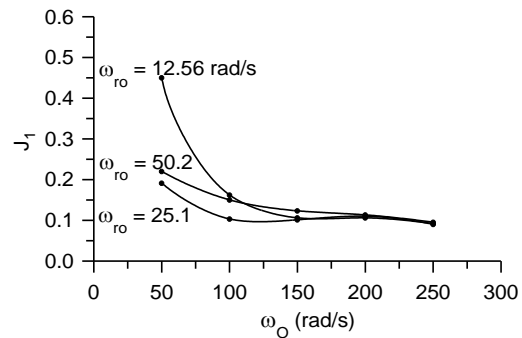
Tab. 3. Zestawienie wyników identyfikacji

Wskaźnik identyfikacji	Wartości parametrów			Wskaźnik
	a_1	a_2	a_3	
Q	295,6	190,8	37,1	0,093
Q_1	478,9	541,9	38,9	0,089

2.2. Identyfikacja przy pobudzeniu pulsacją poślizgu

W tym przypadku w procesie identyfikacji minimalizowano wskaźnik jakości (7). Odpowiedzi czasowe prędkości kątowej ω i prądu stojana I wyznaczono dla sygnału pobudzającego w postaci zmiany pulsacji poślizgu $\Delta\omega_r$ przy różnych jej wartościach początkowych ω_{ro} , a także przy różnych wartościach początkowych prędkości kątowej ω_o . W procesie identyfikacji przyjęto $\omega_o=50, 100, 150, 200$ i 250 rad/s. Badania przeprowadzono dla skokowego i binarnego losowego sygnału pobudzającego $\Delta\omega_r$. Pulsacja poślizgu ω_r przed eksperymentem identyfikacyjnym wynosiła $\omega_r=\omega_{ro}$ (wtedy $\omega_s=\omega+\omega_{ro}$), natomiast po eksperymencie $\omega_r=\omega_{ro}+\Delta\omega_r$ ($\omega_s=\omega+\omega_{ro}+\Delta\omega_r$), przy czym początkowe wartości pulsacji poślizgu ω_{ro} wynosiły: 12,56, 25,1 i 50,2 rad/s. Napięcie stojana v spełniało warunek $v/\omega_s=1$ Vs/rad (I strefa regulacji) i $v=\text{const}$ (II strefa regulacji). Wpływ ω_o i ω_{ro} na wartość wskaźnika J_1 jest przedsta-

wiony na rys. 4. Wpływ ten jest szczególnie duży dla małych wartości ω_o i ω_{ro} .



Rys. 4. Wpływ pulsacji ω_o i ω_{ro} na wartość wskaźnika jakości J_1 (binarny sygnał pobudzający, $T_u=33^\circ\text{C}$)

2.3. Identyfikacja przy pobudzeniu napięciem stojana

Identyfikację parametrów modelu matematycznego w wirującym układzie współrzędnych dokonano na podstawie minimalizacji sumy kwadratów błędów prądu stojana I

$$Q_2 = \sum_{i=1}^N (I(i) - \hat{I}(i))^2 \quad (10)$$

Odpowiedzi czasowe prędkości kątowej ω i prądu I wyznaczono dla sygnału testującego w postaci zmiany amplitudy napięcia stojana Δv . Wyniki identyfikacji zamieszczono w tab. 4. W badaniach laboratoryjnych pulsacja synchroniczna stojana ω_s przed wprowadzeniem sygnału pobudzającego Δv była stała i wynosiła: 125,6, 188,4 i 251,2 rad/s.

Tab. 4. Zestawienie wyników identyfikacji

ω_s	a_1	a_2	a_3	R_I	J_1
125,6	151,6	71,93	12,65	0,711	0,594
188,4	167,7	76,25	13,19	0,714	0,544
251,2	434,9	136,9	18,76	0,760	0,193

W przypadku identyfikacji parametrów modelu matematycznego w stacjonarnym układzie współrzędnych postać wskaźnika jakości identyfikacji jest uzależniona od dostępności pomiarowej wielkości wyjściowych silnika. W najprostszym przypadku wskaźnik może mieć postać (7) lub (9), tj. uwzględniać sumę kwadratów błędów poszczególnych składowych wektora prądu stojana.

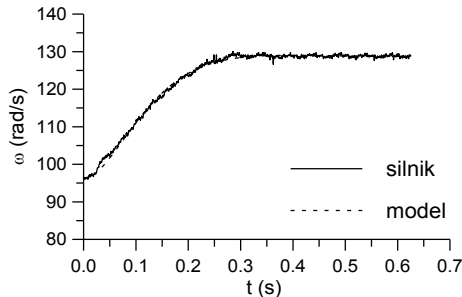
2.4. Identyfikacja parametrów wejściowo-wyjściowego modelu matematycznego

W trakcyjnym napędzie elektrycznym wielkością regulowaną jest zwykle prędkość kątowa silnika. Można założyć, że dla określonego punktu pracy napęd falownikowy z dobrym przybliżeniem jest opisany przez wejściowo-wyjściowy model matematyczny (4). Sygnałem wejściowym identyfikowanego modelu matematycznego jest napięcie u , proporcjonalne do pulsacji synchronicznej stojana, natomiast sygnałem wyjściowym – prędkość kątowa ω . Amplituda napięcia stojana v spełnia warunek $v/\omega_s=1$ Vs/rad. Wskaźnik jakości identyfikacji przyjęto w postaci

$$Q_3 = \sum_{i=1}^N [\omega(i) - \hat{\omega}(i)]^2 \quad (11)$$

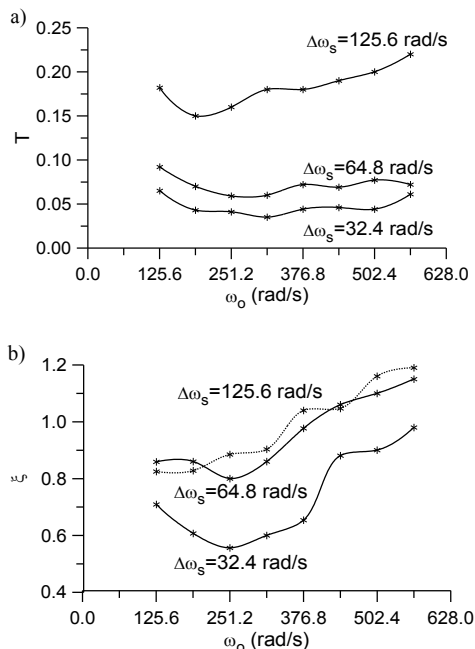
W czasie eksperymentów identyfikacyjnych napęd falownikowy pobudzano skokową zmianą pulsacji synchronicznej ω_s . Eksperymenty identyfikacyjne polegały na wprowadzeniu na wejście ste-

rownika falownika sygnału sterującego u_o o wartościach 1, 1,5, 2, 2,5, 3, 3,5, 4 i 4,5 V (odpowiednio 125,6, 188,4, 251,2, 314, 376,8, 439,6, 502,4 i 565,2 rad/s), a następnie po ustaleniu się prędkości kątowej ω – skokowego sygnału pobudzającego Δu o wartości 0,25, 0,5 lub 1 V (skokowa zmiana pulsacji $\Delta \omega_s$ stojana odpowiednio o 32,4, 62,8 lub 125,6 rad/s). W czasie eksperymentu identyfikacyjnego temperatura uzwojeń silnika była stała i wynosiła $T_u \approx 40^\circ\text{C}$. Zgodność trajektorii czasowych prędkości kątowej silnika i jego modelu matematycznego oceniano za pomocą współczynnika korelacji R^2 , którego wartość kształtowała się na poziomie nie mniejszym niż 0,99. Na rys. 5 zamieszczono porównanie odpowiedzi skokowych silnika i modelu matematycznego (4).



Rys. 5. Porównanie odpowiedzi skokowych silnika i modelu matematycznego (4) na pobudzenie w postaci pulsacji synchronicznej $\Delta \omega_s$

Wyniki identyfikacji, tj. zależność T i ξ od początkowej prędkości kątowej ω_o i amplitudy sygnału pobudzającego $\Delta \omega_s$ zamieszczono na rys. 6. Wartości parametrów modelu matematycznego silnie zależą od amplitudy sygnału $\Delta \omega_s$.



Rys. 6. Wpływ początkowej prędkości kątowej ω_o i amplitudy sygnału pobudzającego $\Delta \omega_s$ na wartości stałej czasowej T (a) i współczynnika tłumienia ξ (b)

Przedstawione wyniki identyfikacji wskazują na znaczący wpływ rodzaju sygnału pobudzającego na wartości identyfikowanych parametrów modelu matematycznego silnika. Charakter sy-

gnału pobudzającego wpływa głównie na zawartość wyższych harmonicznych, a tym samym na poziom strat w silniku. Analizując zamieszczone wyniki identyfikacji można zauważyć znaczący wpływ prędkości początkowej ω_o oraz rodzaju i amplitudy sygnału pobudzającego na wartości identyfikowanych parametrów.

W procesie identyfikacji sygnał pobudzający powinien mieć kształt zbliżony do rzeczywistych warunków pracy napędu. Trakcyjne systemy napędowe pracują w układzie ze sprzężeniem zwrotnym, a więc warunki te należy uwzględnić w realizacji procesu identyfikacji parametrycznej.

Przeprowadzone badania laboratoryjne wykazały, że na wartości identyfikowanych parametrów zasadniczy wpływ ma rodzaj sygnału pobudzającego. Można więc przypuszczać, że eksperymenty identyfikacyjne bez sprzężenia zwrotnego są zawsze korzystniejsze. Jeśli sprzężenie zwrotne jest odpowiednio zaprojektowane, to sygnały w pętli zamkniętej – pobudzające obiekt sterowania – nie zmieniają się w wystarczającym stopniu. Następuje więc zmniejszenie ich zawartości informacyjnej, co w konsekwencji mniejsza dokładność identyfikacji. Problem ten nie uwzględnia jednak wszystkich aspektów tego problemu. Choćby takiego, że obiekt jest pobudzany sygnałem zbliżonym do rzeczywistych warunków jego działania. Wadą identyfikacji modelu matematycznego silnika w układzie ze sprzężeniem zwrotnym jest konieczność wstępnego doboru parametrów regulatora.

3. ANALIZA METODY STEROWANIA MOMENTEM I PRĘDKOŚCIĄ KĄTOWĄ NAPĘDU

W połowie lat osiemdziesiątych ukazały się prace Depenbrocka [2], które zaprezentowały nową ideę sterowania silnikiem indukcyjnym zasilanym z falownika. W metodzie tej zrezygnowano z transformacji prądu stojana do połowo-zorientowanego układu współrzędnych, a wykorzystano zasadę kształtowania wartości chwilowej momentu poprzez odpowiednią orientację wektora strumienia stojana φ_s w stosunku do wektora strumienia wirnika φ_r . W późniejszych latach opublikowano szereg prac stanowiących analizę lub rozwinięcie metody bezpośredniego sterowania strumieniem i momentem. W metodzie tej nie występują obwody regulacji prądów fazowych stojana.

Moment silnika M_e może być wyrażony w postaci zależności

$$M_e = C \varphi_r \varphi_s \sin \gamma \quad (12)$$

przy czym C jest stałą, a γ – kątem między wektorami φ_r i φ_s . Na wartość chwilową momentu ma wpływ wzajemne położenie wektorów strumienia stojana φ_s i wirnika φ_r . Zmiana położenia wektora φ_s odbywa się poprzez zmianę napięcia stojana.

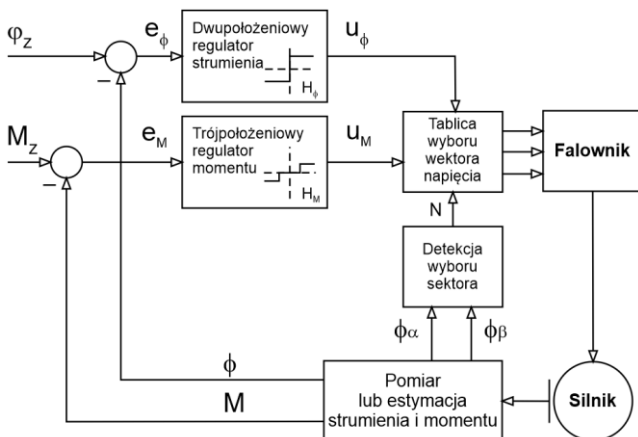
Z modulacji napięcia stojana za pomocą metody wektorów przestrzennych wynika [1, 2], że moduł wektora przestrzennego tego napięcia przyjmuje sześć wartości niezerowych (wektory aktywne) i dwie wartości zerowe (wektory zerowe). Zmiana sekwencji wektorów aktywnych powoduje zmianę położenia wektora strumienia stojana, którego koniec kreśli trajektorię w kształcie sześciokąta. Natomiast wektory zerowe nie zmieniają kształtu trajektorii, lecz powodują zatrzymanie wektora strumienia. Ponieważ wektor strumienia wirnika porusza się w sposób ciągły po trajektorii kołowej z prędkością synchroniczną, to zmianę wartości kąta γ można uzyskać zmieniając odpowiednio sekwencję wektorów aktywnych i zerowych.

Zmiana sekwencji wektora aktywnego kolejności zgodnej jest przyczyną szybkiego oddalania się wektora φ_s od wektora φ_r i tym samym wzrostu kąta obciążenia γ , a więc także i momentu M_e .

Wybór wektora zerowego zatrzymuje wektor φ_s , co wobec ciągłego ruchu wektora φ_r powoduje zmniejszenie kąta γ i momentu M_e . Jeśli czas trwania stanu zerowego będzie odpowiednio długi, wówczas φ_r wyprzedzi φ_s , powodując zmianę znaku kąta γ i momentu M_e silnika. Załączając cyklicznie odpowiednie wektory aktywne i zerowe napięcia wyjściowego falownika uzyskuje się możliwość sterowania momentem silnika.

W zakresie małych wartości prędkości kątowej silnika ruch wektora strumienia wirnika jest zbyt wolny, aby uzyskać szybką zmianę momentu M_e . W tym przypadku, zamiast wektora zerowego jest wybierany wektor aktywny kolejności przeciwej. Natomiast w warunkach osłabienia strumienia, wektory zerowe nie mogą być wybierane. Sterowanie momentem uzyskuje się poprzez przyspieszanie ruchu wektora pola (poprzez wybór wektorów aktywnych kolejności zgodnej) lub poprzez jego opóźnianie (wybór wektorów aktywnych kolejności przeciwej).

Schemat blokowy napędu falownikowego z bezpośrednim sterowaniem strumieniem i momentem przedstawiono na rys. 7. Wartości zadane strumienia stojana φ_z i momentu M_z są porównywane z wartościami mierzonymi φ i M . Wybór wektora napięcia odbywa się na podstawie sygnałów wyjściowych przekładnikowych regulatorów momentu i strumienia oraz położenia wektora strumienia. Na tej podstawie zdefiniowano tablicę kodów wektora napięcia stojana, według której steruje się tranzystorami falownika.



Rys. 7. Schemat blokowy układu bezpośredniego sterowania momentem i strumieniem silnika

Stany wyjściowe regulatora strumienia są określone następująco [1]:

$$u_\phi = 1 \text{ dla } e_\phi > H_\phi \quad (13)$$

$$u_\phi = 0 \text{ dla } e_\phi < -H_\phi \quad (14)$$

Analogicznie dla regulatora momentu

$$u_M = 1 \text{ dla } e_M > H_M \quad (15)$$

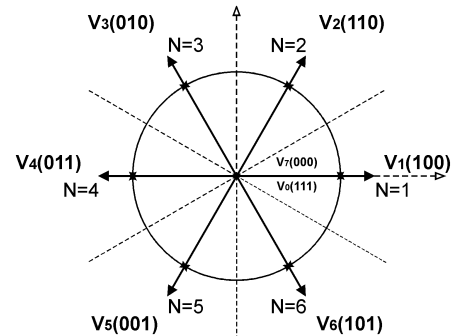
$$u_M = 0 \text{ dla } e_M = 0 \quad (16)$$

$$u_M = -1 \text{ dla } e_M < -H_M \quad (17)$$

Wybór wektora napięcia odbywa się na podstawie sygnałów wyjściowych regulatorów oraz położenia wektora strumienia. Zmiany położenia wektora strumienia φ_s , w układzie współrzędnych związanych ze stojanem, podzielono na 6 sektorów (rys. 8) i każde-

mu z nich przyporządkowano numer od $N=1$ do $N=6$. Każdy sektor obejmuje zakres kątowy zgodnie z zależnością

$$(2N - 3)\pi / 6 < \gamma(N) \leq (2N - 1)\pi / 6 \quad (18)$$



Rys. 8. Wektorowa reprezentacja napięcia stojana i sektory N położenia wektora strumienia stojana φ_s

Bieżącą wartość kąta fazowego γ wektora strumienia stojana wyznaczono z zależności

$$\gamma = \arctg(\phi_\beta / \phi_\alpha) \quad (19)$$

Na podstawie omówionych powyżej zasad zbudowano tablicę kodów wektora napięcia stojana v_s (tab. 5).

Tab. 5. Tabela kodów wektora napięcia stojana

u_ϕ	u_M	N	$N=1$	$N=2$	$N=3$	$N=4$	$N=5$	$N=6$
$u_\phi=1$	$u_M=1$		$v_2(110)$	$v_3(010)$	$v_4(011)$	$v_5(001)$	$v_6(101)$	$v_1(100)$
	$u_M=0$		$v_7(111)$	$v_0(000)$	$v_7(111)$	$v_0(000)$	$v_7(111)$	$v_0(000)$
	$u_M=-1$		$v_6(101)$	$v_1(100)$	$v_2(110)$	$v_3(010)$	$v_4(011)$	$v_5(001)$
$u_\phi=0$	$u_M=1$		$v_3(010)$	$v_4(011)$	$v_5(001)$	$v_6(101)$	$v_1(100)$	$v_2(110)$
	$u_M=0$		$v_0(000)$	$v_7(111)$	$v_0(000)$	$v_7(111)$	$v_0(000)$	$v_7(111)$
	$u_M=-1$		$v_5(001)$	$v_6(101)$	$v_1(100)$	$v_2(110)$	$v_3(010)$	$v_4(011)$

Składowe v_α i v_β wektora napięcia stojana v_s wyznaczono z zależności:

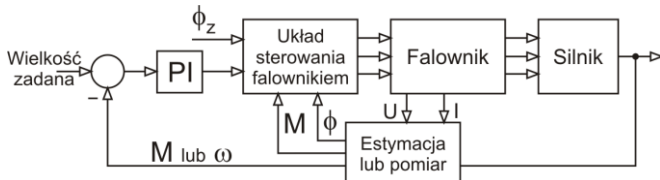
$$v_\alpha = \frac{2}{3} U_o (2s_1 - s_2 - s_3) \quad (20)$$

$$v_\beta = \frac{2}{\sqrt{3}} U_o (s_2 - s_3) \quad (21)$$

gdzie: U_o - napięcie stałe w obwodzie pośredniczącym falownika; s_1, s_2, s_3 - stany załączeń gałęzi falownika (dla napięcia $+U_o$ przyjmują wartości równe 1, natomiast dla napięcia $-U_o$ przyjmują wartości 0).

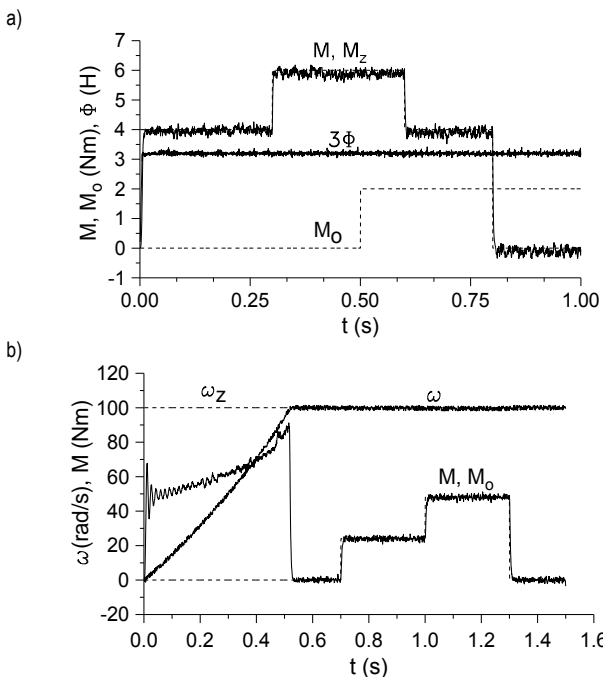
Bezpośrednia metoda sterowania momentem i strumieniem zapewnia prawie bezinercyjne sterowanie momentem. W układzie sterowania nie występuje bezpośrednia regulacja prądu stojana silnika. Zamiast pomiaru strumienia i momentu można zastosować estymację tych wielkości, wówczas jakość regulacji zależeć będzie od dokładności identyfikacji parametrów silnika.

W przypadku większych wymagań odnośnie jakości i dokładności sterowania momentem lub prędkością kątową, a także zwiększenia odporności układu na zmiany wartości parametrów silnika, należy zastosować układ z regulatorem, np. typu PI (rys. 9).



Rys. 9. Schemat blokowy układu sterowania z zastosowaniem metody DTC i regulatora PI

Na rys. 10a zamieszczono przykład odpowiedzi czasowej momentu M silnika (linia ciągła) w odpowiedzi na zadany przebieg M_z momentu (linia przerywana) układu regulacji momentu (rys. 9). Zmiany momentu M są praktycznie bezinercyjne, strumień ϕ stojana silnika oraz moment M zachowują stałą wartość niezależnie od momentu obciążenia M_o . Natomiast rys. 10b ilustruje odpowiedzi czasowe układu regulacji prędkości kątowej. Układ obciążono skokową wartością momentu obciążenia M_o . Przy odpowiednim doborze parametrów regulatorów, skokowe zmiany momentu obciążenia wpływają jedynie na odpowiednią reakcję momentu silnika, jednocześnie nie wpływając na przebieg prędkości kątowej silnika.



Rys. 10. Odpowiedzi skokowe układu regulacji: a) momentu, b) prędkości kątowej

Wrażliwość trajektorii czasowej wielkości regulowanej (momentu lub prędkości kątowej) na zmiany wartości analizowanego parametru silnika lub regulatora PI oceniano na podstawie jej względnej zmiany S , którą zdefiniowano następująco

$$S = \frac{\sum_{i=1}^N e^2(i) - \sum_{i=1}^N e_m^2(i)}{\sum_{i=1}^N e^2(i)} \cdot 100 \% \quad (22)$$

gdzie: e – wielkość wyjściowa silnika (moment lub prędkość kątowa) przed zmianą wartości analizowanego parametru silnika lub regulatora; e_m – wielkość wyjściowa silnika po zmianie wartości analizowanego parametru silnika lub regulatora.

Wpływ zmiany wartości parametrów silnika na wartość współczynnika wrażliwości S układu sterowania momentem (struktura DTC bez dodatkowego regulatora PI) dla 10% zmiany wartości parametrów przedstawiono w tab. 6. Z przedstawionych wartości wskaźnika wrażliwości wynika, że indukcyjność L_s stojana i L_r wirnika silnie wpływają na jego wartość, pozostałe parametry wykazują znikomą wpływ. Należy zauważyć, że zwiększając zadaną wartość strumienia stojana zmniejsza się wrażliwość układu na zmianę wartości indukcyjności.

Tab. 6. Wartości współczynników wrażliwości S [%] – układ bez regulatora PI

Wartość strumienia [H]	R_s	R_r	L_s	L_r	J	M_o
1,0	0,09	-0,12	54,15	53,72	-0,36	-0,35
1,3	0,07	0,11	-4,16	-3,75	-0,71	-0,87

Z kolei w tab. 7 zestawiono wartości wskaźnika wrażliwości dla układu regulacji momentu z dodatkowym regulatorem typu PI (struktura układu regulacji z rys. 9). Tu uzyskuje się dobrą odporność układu dla zwiększonej wartości strumienia stojana.

Tab. 7. Wartości współczynników wrażliwości S [%] – układ z regulatorem PI

Wartość strumienia [H]	R_s	R_r	L_s	L_r	J	M_o	k_p	T_i
1,0	0,06	0,04	55,84	55,43	-0,04	-0,02	-0,27	-0,25
1,3	-0,09	0,16	-0,61	-0,52	-0,06	0,11	-0,21	-0,28

Wyniki analizy wpływu zmiany wartości parametrów silnika na wartość współczynnika wrażliwości S układu regulacji prędkości kątowej dla 10% zmiany wartości parametrów przedstawiono w tab. 8. W tym przypadku również indukcyjność stojana i wirnika silnie wpływają na jego wartość, pozostałe parametry wykazują znikomą wpływ. Również zwiększając zadaną wartość strumienia stojana zmniejsza się wrażliwość układu na zmianę wartości indukcyjności.

Tab. 8. Wartości współczynników wrażliwości S [%]

Wartość strumienia [H]	R_s	R_r	L_s	L_r	J	M_o	k_p	T_i
1,3	0,08	-1,08	25,57	25,13	1,73	1,12	-0,09	-0,02

4. OBSERWATOR STRUMIENIA STOJANA SILNIKA

Estymacja strumienia silnika może być zrealizowana w różny sposób, np. poprzez zastosowanie modelu napięciowego lub prądowego, obserwatorów, filtra Kalmana lub sieci neuronowych. Do najprostszych sposobów należy zastosowanie modelu napięciowego:

$$\phi_\alpha = \frac{1}{T_N} \int_0^t (v_\alpha - R_s i_\alpha) dt \quad (23)$$

$$\phi_\beta = \frac{1}{T_N} \int_0^t (v_\beta - R_s i_\beta) dt$$

gdzie T_N jest stałą czasową, a i_α i i_β – odpowiednio składowe wektora prądu układzie współrzędnych związanym ze stojanem.

Z kolei moment elektromagnetyczny silnika może być wyznaczony z zależności

$$M_e = 1,5 p (\phi_\alpha i_\beta - \phi_\beta i_\alpha) \quad (24)$$

lub

$$M_e = \frac{U_o I_o}{\omega} \quad (25)$$

przy czym: U_o – napięcie na wyjściu prostownika, I_o – prąd na wyjściu prostownika.

Do odtwarzania strumienia silnika indukcyjnego wykorzystuje się zwykle obserwatory pracujące w zamkniętym układzie. Rozróżnia się obserwatory zredukowanego rzędu, obserwatory pełnego rzędu oraz obserwatory rozszerzone, estymujące pełny wektor stanu i wybrane parametry silnika.

Model matematyczny stanu elektromagnetycznego silnika indukcyjnego (3) zapisano w postaci wektorowo-macierzowej

$$\frac{d}{dt} \mathbf{x}(t) = [\mathbf{A}_c + \mathbf{C}_c \omega(t)] \mathbf{x}(t) + \mathbf{B}_c \mathbf{u}(t) \quad (26)$$

gdzie:

$$\mathbf{A}_c = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -R_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -R_s \\ a_1 & 0 & -a_2 & 0 \\ 0 & a_1 & 0 & -a_2 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{C}_c = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & a_3 p & 0 & -p \\ -a_3 p & 0 & p & 0 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{B}_c = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ a_3 & 0 \\ 0 & a_3 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{x}(t) = [\phi_\alpha(t) \quad \phi_\beta(t) \quad I_\alpha(t) \quad I_\beta(t)]^T,$$

$$\mathbf{u}(t) = [v_\alpha(t) \quad v_\beta(t)]^T$$

Biliniową strukturę równań (26) stanu elektromagnetycznego silnika o parametrach zależnych od prędkości kątowej ω przedstawiono w postaci dyskretnej

$$\mathbf{x}(k+1) = \mathbf{A} \mathbf{x}(k) + \mathbf{C} \mathbf{x}(k) \omega(k) + \mathbf{B} \mathbf{u}(k) \quad (27)$$

gdzie:

$$\mathbf{A} = \exp \mathbf{A}_c T_i \cong \mathbf{I} + \mathbf{A}_c T_i, \quad \mathbf{C} = \mathbf{A}_c^{-1} [\exp \mathbf{A}_c T_i - \mathbf{I}] \mathbf{C}_c \cong \mathbf{C}_c T_i$$

$$\mathbf{B} = \mathbf{A}_c^{-1} [\exp \mathbf{A}_c T_i - \mathbf{I}] \mathbf{B}_c \cong \mathbf{B}_c T_i, \quad T_i - \text{okres próbkowania.}$$

Zadaniem obserwatora stanu jest odtworzenie, na podstawie modelu matematycznego silnika, estymatora $\hat{\mathbf{x}}$ wektora stanu \mathbf{x} . W ogólnym przypadku, zmienne stanu obiektu 4-tego rzędu można przedstawić w postaci wektora $\hat{\mathbf{x}}_a$ o dwóch składowych odtwarzanych i wektora \mathbf{x}_b o dwóch składowych mierzalnych, tzn.

$$\begin{bmatrix} \hat{\mathbf{x}}_a(k+1) \\ \mathbf{x}_b(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{11} & \mathbf{A}_{12} \\ \mathbf{A}_{21} & \mathbf{A}_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_a(k) \\ \mathbf{x}_b(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{B}_1 \\ \mathbf{B}_2 \end{bmatrix} \mathbf{u}(k) \quad (28)$$

$$\mathbf{y}(k) = [\mathbf{C}_1 \quad \mathbf{C}_2] \begin{bmatrix} \mathbf{x}_a(k) \\ \mathbf{x}_b(k) \end{bmatrix} \quad (29)$$

gdzie:

$$\hat{\mathbf{x}}_a(k+1) = \begin{bmatrix} \hat{\phi}_\alpha(k+1) \\ \hat{\phi}_\beta(k+1) \end{bmatrix} - \text{wektor odtwarzany}$$

$$\mathbf{x}_b(k+1) = \begin{bmatrix} I_\alpha(k+1) \\ I_\beta(k+1) \end{bmatrix} - \text{wektor mierzony}$$

$$\mathbf{A}_{11} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{A}_{12} = \begin{bmatrix} -R_s T_i & 0 \\ 0 & -R_s T_i \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{A}_{21} = \begin{bmatrix} a_1 T_i & c_1 T_i \\ -c_1 T_i & a_1 T_i \end{bmatrix}, \quad \mathbf{A}_{22} = \begin{bmatrix} 1 - a_3 T_i & -c_2 T_i \\ c_2 T_i & 1 - a_3 T_i \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} T_i & 0 \\ 0 & T_i \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} a_2 T_i & 0 \\ 0 & a_2 T_i \end{bmatrix}, \quad \mathbf{C}_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{C}_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Równanie obserwatora rzędu drugiego ma zatem postać

$$\hat{\mathbf{v}}(k+1) = (\mathbf{P} - \mathbf{H}\mathbf{R})\hat{\mathbf{v}}(k) + (\mathbf{P}\mathbf{H} - \mathbf{H}\mathbf{R}\mathbf{H} + \mathbf{Q} - \mathbf{H}\mathbf{S})\mathbf{y}(k) + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{H}\mathbf{B}_3)\mathbf{u}(k) \quad (30)$$

przy czym:

$$\mathbf{P} = \mathbf{A}_{11} - \mathbf{A}_{12} \mathbf{C}_2^{-1} \mathbf{C}_1, \quad \mathbf{Q} = \mathbf{A}_{12} \mathbf{C}_2^{-1},$$

$$\mathbf{R} = \mathbf{C}_1 \mathbf{A}_{11} + \mathbf{C}_2 \mathbf{A}_{21} - (\mathbf{C}_1 \mathbf{A}_{12} + \mathbf{C}_2 \mathbf{A}_{22}) \mathbf{C}_2^{-1} \mathbf{C}_1 \quad (31)$$

$$\mathbf{S} = (\mathbf{C}_1 \mathbf{A}_{12} + \mathbf{C}_2 \mathbf{A}_{22}) \mathbf{C}_2^{-1}, \quad \mathbf{B}_3 = \mathbf{C}_1 \mathbf{B}_1 + \mathbf{C}_2 \mathbf{B}_2$$

Macierz wzmocnienia \mathbf{H} obserwatora obliczono z równania charakterystycznego, zadając położenie dwóch wartości własnych z_1 i z_2 obserwatora

$$\det(z\mathbf{I} - \mathbf{P} + \mathbf{H}\mathbf{R}) = (z - z_1)(z - z_2) = 0 \quad (32)$$

Odtwarzana część wektora stanu \mathbf{x} jest określona następująco

$$\hat{\mathbf{x}}_a(k) = \hat{\mathbf{v}}(k) + \mathbf{H}\mathbf{y}(k) \quad (33)$$

natomiast błąd odtwarzania

$$\tilde{\mathbf{v}}(k+1) = \mathbf{v}(k) - \hat{\mathbf{v}}(k) = (\mathbf{P} - \mathbf{H}\mathbf{R})\tilde{\mathbf{v}}(k) \quad (34)$$

Dla zadanych wartości własnych $z_1 = z_2 = 0$ (obserwator czasooptymalny), równania obserwatora mają postać:

$$\begin{aligned} \hat{v}_1(k+1) &= \frac{a_1(a_3 T_i - 1) + c_1 c_2 T_i - \gamma}{\lambda} I_\alpha(k) + \\ &+ \frac{c_1(1 - a_3 T_i) + a_1 c_2 T_i}{\lambda} I_\beta(k) + \frac{T_i \lambda - a_1 a_2 T_i}{\lambda} v_\alpha(k) + \\ &+ \frac{a_2 c_1 T_i}{\lambda} v_\beta(k) \end{aligned} \quad (35)$$

$$\begin{aligned} \hat{v}_2(k+1) &= \frac{c_1(a_3 T_i - 1) - a_1 c_2 T_i}{\lambda} I_\alpha(k) + \\ &+ \frac{a_1(a_3 T_i - 1) + c_1 c_2 T_i - \gamma}{\lambda} I_\beta(k) - \frac{a_2 c_1 T_i}{\lambda} v_\alpha(k) + \\ &+ \frac{T_i \lambda - a_1 a_2 T_i}{\lambda} v_\beta(k) \end{aligned}$$

Na podstawie równania (33) otrzymano:

$$\begin{aligned} \hat{\phi}_\alpha(k) &= \hat{v}_1(k) + \frac{a_1}{\lambda} I_\alpha(k) - \frac{c_1}{\lambda} I_\beta(k) \\ \hat{\phi}_\beta(k) &= \hat{v}_2(k) + \frac{c_1}{\lambda} I_\alpha(k) + \frac{a_1}{\lambda} I_\beta(k) \end{aligned} \quad (36)$$

oraz: $c_1 = a_2 \omega_e$, $c_2 = \omega_e$, $\lambda = (a_1^2 + c_1^2) T_i$, $\gamma = R_s T_i \lambda$.

Wpływ zmian wartości amplitudy napięcia stojana v i pulsacji synchronicznej ω_s na dokładność odtwarzania obserwatora określono na podstawie błędu średniokwadratowego, wyznaczonego

poprzez symulację komputerową dla skokowej zmiany napięcia stojana $\Delta v = 100$ V. Wartości błędu średniokwadratowego odtwarzania strumienia przy pobudzeniu silnika skokową zmianą amplitudy napięcia stojana $\Delta v = 100$ V, przy zachowaniu stałej wartości prędkości kątowej ω , przedstawiono w tab. 9.

Tab. 9. Błąd średniokwadratowy odtwarzania strumienia silnika [%]

ω [rad/s]	Stan ustalony	Stan nieustalony
10	21,75	27,29
25	4,19	4,91
40	1,49	1,95
80	0,28	0,46
150	0,02	0,14
210	0,03	0,10
270	0,05	0,13
310	0,08	0,16

Błąd średniokwadratowy odtwarzania obserwatora w stanach statycznych i dynamicznych na zmiany amplitudy napięcia stojana v i pulsacji synchronicznej ω_s wynosi od kilkudziesięciu do kilku procent dla prędkości kątowej poniżej 40 rad/s i jest bliski zera dla prędkości kątowej powyżej tej wartości.

PODSUMOWANIE

W pracy przedstawiono problem sterowania momentem i prędkością kątową silnika indukcyjnego z zastosowaniem metody skalarnego, bezpośredniego sterowania strumieniem i momentem (DTC). Układ ten analizowano pod kątem zastosowania do napędu trakcyjnego. Identyfikację parametrów modelu matematycznego silnika zrealizowano poprzez pobudzenie skokową zmianą napięcia i pulsacji synchronicznej stojana. Dokonano także syntezy liniowego obserwatora strumienia silnika indukcyjnego. Obserwator zredukowanego rzędu przedstawiono dla quasi-liniowego modelu matematycznego silnika, tj. dla odcinkowo stałych wartości jego prędkości kątowej.

Plan eksperymentu i warunki pobudzania w znacznym stopniu decydują o wynikach identyfikacji, czyli o dokładności opisu rzeczywistych zjawisk w silniku przez model matematyczny, w całym zakresie prędkości kątowej wirnika. Zmiany wartości identyfikowanych parametrów są więc spowodowane nie tylko zmianami wartości rzeczywistych parametrów silnika, ale także błędami identyfikacji. Wpływ sygnału pobudzającego na wyniki identyfikacji można zmniejszyć poprzez realizację eksperymentów pomiarowych w układzie ze sprzężeniem zwrotnym.

BIBLIOGRAFIA

1. Boldea I., Nasar S.A., *Electric drives*. CRC Press LLC, 1999.
2. Depenbrock M., *Direct self control of inverter-fed induction machine*. IEEE Trans. on Power Electr., No. 4, str. 420-429, 1988.

3. Korzeniowski M., *Wpływ czasów martwych oraz wektora zerowego napięcia na kształtowanie strumienia i właściwości metody DTC*. Materiały VIII Konferencji Naukowej SENE. Łódź 2007, str. 241-246.
4. Vas P., *Sensorless Vector and Direct Torque Control*. Oxford University Press, 1998.
5. Rutczyńska-Wdowiak K., Stefański T., *Dwuetapowa procedura minimalizacji wskaźnika jakości w identyfikacji modelu matematycznego silnika indukcyjnego*, *Pomiary, Automatyka, Kontrola*, Nr 7, str. 436-439, 2008.
6. Kojooyan-Jafari H., Monjo L., Corcoles F., Pedra J., *Parameter Estimation of Wound-Rotor Induction Motors from Transient Measurements*. IEEE Transactions on Energy Conversion, Volume 29, Issue 2, 2014, str. 300-308.
7. Stefański T., *Mathematical model of inverter-fed induction motor drive for adaptive control with gains scheduling*. IEEE International Symposium on Industrial Electronics. Portugalia 1997, str. 1018-1023.
8. Tofghi E. M., Mahdizadeh A., Feyzi M. R., *Online estimation of induction motor parameters using a modified particle swarm optimization technique*. 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON 2013), 2013, str. 3645-3650.

Analysis of traction inverter drive system with DTC control method

The problems of torque and angular velocity control of traction inverter drive system using a Direct Torque Control (DTC) method were considered in the paper. The problem of mathematical modelling and parameter identification of traction drive system with ac motor was also analysed. The numerical Box's method of static optimisation has been applied in parametric identification of the motor parameters. In identification studies excitation signal of synchronous frequency, slip frequency and amplitude of the stator voltage were used. The influence of the excitation signal on identified parameter values was proved in laboratory tests. The experimental investigations have been carried out using the drive systems equipped with 2,5 kW motor.

Autor:

dr hab. inż. **Tadeusz Stefański**, Politechnika Świętokrzyska, Wydział Elektrotechniki, Automatyki i Informatyki, Al. Tysiąclecia P.P. 7, 25-314 Kielce, e-mail: t.stefanski@tu.kielce.pl