

PROBLEM LQ W OPTYMALIZACJI REGULATORA MOMENTU ELEKTROMAGNETYCZNEGO

STRESZCZENIE

W artykule przedstawiono optymalizację parametryczną regulatora PI w przestrzeni stanu. W procesie optymalizacji wykorzystano konwersję transmitancyjnego matematycznego modelu do równania stanu i problem liniowo-kwadratowy (LQ). Omówiono reprezentację układu regulacji jako systemu jedнопętlowego. Przedstawiono optymalizację dla napędu z silnikiem obcowzbudnym oraz dla napędu z silnikiem indukcyjnym (metoda DTC-SVM).

Słowa kluczowe: problem LQ, optymalizacja parametryczna, regulacja momentu elektrycznego, regulator PI, regulator PD, DTC-SVM

LQ PROBLEM IN ELECTROMAGNETIC TORQUE CONTROLLER OPTIMIZATION

In this paper the PI controller parametric optimization in state-space is presented. The conversion from transfer-function to statespace mathematical model and linear-quadratic (LQ) control problem is used in optimization process. Representation of the control system as one-loop system is discussed. Optimization for drive with separately excited DC motor and drive with induction motor (DTC-SVM method) is presented.

Keywords: LQ problem, parametric optimization, motor torque control, PI controller, PD controller, DTC-SVM

1. WPROWADZENIE

Do sterowania momentem napędów elektrycznych najczęściej wykorzystywany jest regulator proporcjonalno-całkujący (PI) i typowo stosuje się tu kryterium modułowe. W kryterium tym upraszcza się model matematyczny napędu przez pominięcie siły elektromotorycznej. Takie podejście prowadzi do występowania błędów w odniesieniu do rzeczywistego obiektu. Dodatkowo nie może być ono stosowane do układów napędowych będących obiektami oscylacyjnymi – napędy z niewielkimi wartościami momentu bezwładności.

Powyższych wad nie ma optymalizacja parametryczna regulatorów w przestrzeni stanu.

W artykule przedstawiono jedną z możliwych do zastosowania metod optymalizacji regulatora momentu elektrycznego. Podstawą jest tu zastosowanie problemu liniowo-kwadratowego (LQ), który ma łatwe do zaimplementowania algorytmy numeryczne. Opierają się one na rozwiązaniu algebraicznego równania Riccatiego (ARE). Zastosowanie problemu LQ w automatyce napędu znajduje szczególne zastosowanie w zadaniu stabilizacji prędkości (podczas obciążenia momentem zewnętrznym), które omówiono m.in. w [29, 30, 33, 43] oraz obserwatorów momentu obciążenia [39, 40].

Artykuł został zainspirowany ostatnim zdaniem w [50], które dotyczyło konieczności poszukiwania prostych i wydajnych metod optymalizacji regulatora momentu w metodzie DTCSVM dla silnika indukcyjnego.

2. PROBLEM LQ

Dla liniowego stacjonarnego systemu ciągłego opisanego równaniem stanu:

$$\dot{x}(t) = \tilde{A}x(t) + \tilde{B}u(t) \quad (1)$$

$$y(t) = Cx(t) \quad (2)$$

$$x(0) = x_0$$

gdzie $x \in \mathbb{R}^n$ i $u \in \mathbb{R}^m$, przeprowadza się minimalizację kwadratowego wskaźnika jakości w postaci:

$$J_c = \int_0^\infty (x^T(t)\tilde{Q}x(t) + u^T(t)\tilde{R}u(t))dt \quad (3)$$

Wówczas ARE [12, 1, 26, 7, 21, 34]:

$$\tilde{A}^T P_c + P_c \tilde{A} - P_c \tilde{B} \tilde{R}^{-1} \tilde{B}^T P_c + \tilde{Q} = 0 \quad (4)$$

a prawo sterowania jest opisane następującymi zależnościami:

$$u(t) = -K_c x(t) \quad (5)$$

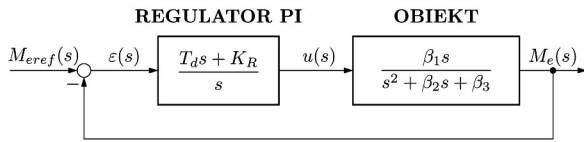
$$K_c = \tilde{R}^{-1} \tilde{B}^T P_c$$

gdzie K_c jest w ogólnym (wielowymiarowym) przypadku macierzą wzmocnień regulatora, a $P_c = P_c^T \geq 0$ jest rozwiązaniem (4), które jest jednoznacznie określone, gdy para (\tilde{A}, \tilde{B}) jest stabilizowana, a para (\tilde{C}^T, \tilde{A}) jest wykrywalna, czyli $\tilde{Q} = \tilde{C} \tilde{C}^T$ oraz $\tilde{Q} = \tilde{Q}^T \geq 0$, $\tilde{R} = \tilde{R}^T > 0$.

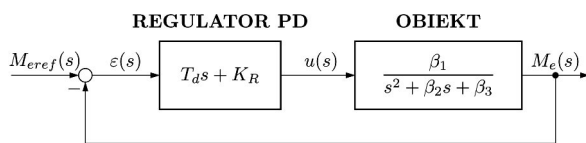
* AGH Akademia Górniczo-Hutnicza, Wydział Elektrotechniki, Automatyki, Informatyki i Elektroniki, Katedra Automatyki Napędu i Urządzeń Przemysłowych, al. A. Mickiewicza 30, 30-059 Kraków, Poland

3. UKŁAD REGULACJI MOMENTU ELEKTRYCZNEGO

Uogólniony układ regulacji momentu z regulatorem proporcjonalno-całkującym (PI) został przedstawiony na rysunku 1. Kompensacja zera obiektu przez biegun regulatora prowadzi do struktury przedstawionej na rysunku 2 [35].



Rys. 1. Schemat blokowy układu regulacji momentu elektrycznego



Rys. 2. Uproszczony schemat blokowy z rysunku 1

Dla układu zamkniętego (rys. 2) z regulatorem PD możliwe jest wykorzystanie metod przestrzeni stanu w optymalizacji parametrów K_R i T_D [35, 46].

Jedną z możliwych do zastosowania metod optymalizacji parametrów regulatora momentu jest rozwiązanie problemu LQ [1, 7, 12, 14, 21, 26, 27, 46]. W tym celu należy dokonać konwersji modelu matematycznego obiektu z postaci transmitancyjnej do równania stanu (1):

$$\tilde{A} = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ -\beta_3 & -\beta_2 \end{pmatrix}, \quad \tilde{B} = \begin{pmatrix} 0 \\ \beta_1 \end{pmatrix}$$

$$x(t) = \begin{pmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} M_e(t) \\ \dot{M}_e(t) \end{pmatrix} \quad (6)$$

Z uwagi na przyjęty sposób regulacji (w przestrzeni stanu) należy przyjąć macierz wyjść $C = I$ (I jest macierzą jednostkową). Wówczas \tilde{A} jest macierzą Frobeniusa i (6) spełnia wyrażenie na transmitancję:

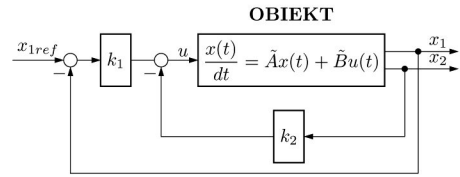
$$G_M(s) = \frac{M_e(s)}{u(s)} = (1 \ 0)(sI - \tilde{A})^{-1}\tilde{B}$$

Dla układu drugiego rzędu (6) wynikiem optymalizacji statycznego sprzężenia zwrotnego (macierzy wzmocnień regulatora) jest:

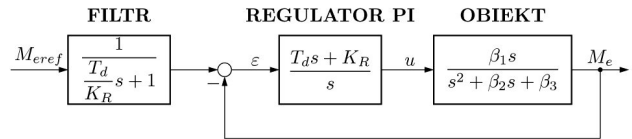
$$K_c = (k_1 \ k_2), \quad K_R = k_1, \quad T_d = k_2 \quad (7)$$

Wektor K_c oblicza się z wykorzystaniem zależności (4) oraz (5).

Układ regulacji momentu elektrycznego można przedstawić w postaci jak na rysunku 3, który z uwzględnieniem struktury z rysunku 1 przekształca się do postaci z rysunku 4 [46].



Rys. 3. Statyczne sprzężenie zwrotne dla układu drugiego rzędu



Rys. 4. Przekształcony schemat blokowy statycznego sprzężenia zwrotnego – regulacja momentu elektrycznego

Prowadzi to do konieczności zastosowania filtra wartości zadanej (*prefilter*) momentu M_{eref} w postaci

$$G_f(s) = \frac{1}{\frac{T_d}{K_R}s + 1} \quad (8)$$

4. SILNIKI OBCOWZBUDNE PRĄDU STAŁEGO LUB SILNIKI BEZSZCZOTKOWE Z MAGNESAMI TRWAŁYMI

Model matematyczny obcowzbudnego silnika prądu stałego wg prac [45, 31, 2, 24, 8, 9, 19, 32] wraz z modelem zasilającego wzmacniacza mocy opisuje się następującym równaniem stanu (1):

$$\begin{pmatrix} \dot{\omega}(t) \\ \dot{I}(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & \psi_e/J \\ -\psi_e/L & -1/T \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \omega(t) \\ I(t) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} -1/J & 0 \\ 0 & K_p/L \end{pmatrix} \begin{pmatrix} M_m(t) \\ U_s(t) \end{pmatrix} \quad (9)$$

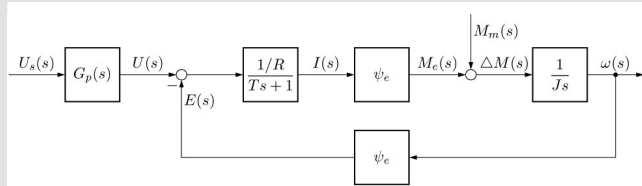
gdzie:

- U_s – napięcie sterujące wzmacniaczem mocy,
- I – prąd twornika,
- I_N – znamionowy prąd twornika,
- M_m – moment obciążenia,
- ω – prędkość kątowna silnika,
- ψ_e – strumień skojarzony rotacyjnie z uzw. twornika,
- R – rezystancja uogólniona,
- L – indukcyjność całkowita,
- $T = \frac{L}{R}$ – elektromagnetyczna stała czasowa,
- J – moment bezwładności napędu i maszyny roboczej,
- $B = \frac{JR}{\psi_e^2}$ – elektromechaniczna stała czasowa silnika,
- K_p – wzmocnienie wzmacniacza mocy.

W modelu matematycznym (9) nie uwzględnia się dynamiki przekształtnika tyrystorowego (wzmacniacza mocy)

$$G_p(s) = \frac{U(s)}{U_s(s)} = K_p.$$

Uzasadnieniem jest znacznie mniejsze opóźnienie przekształtnika w stosunku do stałych czasowych B , T silnika. Schemat blokowy napędu z silnikiem obcowzbudnym (M_m nie zależy od ω) przedstawiono na rysunku 5.



Rys. 5. Schemat blokowy modelu matematycznego silnika obcowzbudnego

Modele matematyczne silników synchronicznych z magnesami stałymi (BLDC i PMSM) można sprowadzić do wyżej przedstawionej postaci [24, 49, 39]. Z tego powodu możliwe jest stosowanie dla nich identycznych metod optymalizacji parametrycznej jak dla silników obcowzbudnych, również z uwzględnieniem pracy przy osłabionym polu.

Ograniczeniami konstrukcyjnymi dla silnika obcowzbudnego są [9]:

$$\left\{ \begin{array}{l} |I(t)| \leq \lambda_N I_N \quad - \text{ogr. wartości prądu} \\ \frac{dI(t)}{dt} \leq p I_N \quad - \text{ogr. narastania prądu} \end{array} \right\} \quad (10)$$

gdzie λ_N , p są stałymi dodatnimi. Ograniczenie pochodnej prądu nie dotyczy silników synchronicznych.

Z uwagi na wyrażenie na moment elektryczny $M_e = \psi_e I$, regulacja momentu przy stałym strumieniu ψ_e prowadzi do regulacji prądu twornika. Na podstawie modelu (9) lub schematu blokowego (rys. 5) wyznacza się transmitancję prądową silnika:

$$G_{IU}(s) = \frac{I(s)}{U_s(s)} = \frac{1}{R} \frac{K_p B s}{B T s^2 + B s + 1} \quad (11)$$

Powyższa transmitancja jest podobna do opisu obiektu z rysunku 1. Z tego powodu równanie stanu (1) o macierzach (6) posiada współczynniki:

$$\beta_1 = \frac{K_p}{TR}, \quad \beta_2 = \frac{1}{T}, \quad \beta_3 = \frac{1}{BT} \quad (12)$$

Natomiast macierze wskaźnika jakości (3) przyjmuje się w postaci:

$$\tilde{Q} = \begin{pmatrix} q_1 & 0 \\ 0 & q_2 \end{pmatrix}, \quad R = r \quad (13)$$

a wektor stanu ($x_2(t) = \dot{X}_1(t)$)

$$x(t) = \begin{pmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} I(t) \\ \dot{I}(t) \end{pmatrix} \quad (14)$$

Takie oznaczenia pozwalają rozisać formę kwadratową wskaźnika jakości (3) jako wyrażenie:

$$J_c = \int_0^\infty \left(q_1 (I(t))^2 + q_2 (\dot{I}(t))^2 + r (U_s(t))^2 \right) dt \quad (15)$$

Powyższa postać wskaźnika jakości oznacza, że zwiększenie dowolnej wagi będzie objawiało się silniejszą minimalizacją sygnału, z którym dana waga jest związana.

Proponuje się przyjęcie wag wskaźnika jakości określonych w następujący sposób:

$$q_1 = 1, \quad q_2 = \left(\frac{\lambda_N}{p} \right)^2, \quad r = 0,00001 \quad (16)$$

Taki dobór wag wskaźnika jakości oznacza, że sterowanie u nie będzie minimalizowane. W przybliżeniu wskaźnik jakości (15) przyjmuje postać

$$J_c \approx \int_0^\infty \left(q_1 (I(t))^2 + q_2 (\dot{I}(t))^2 \right) dt \quad (17)$$

która prowadzi do uzyskania transmitancji zamkniętego układu regulacji momentu elektrycznego w postaci

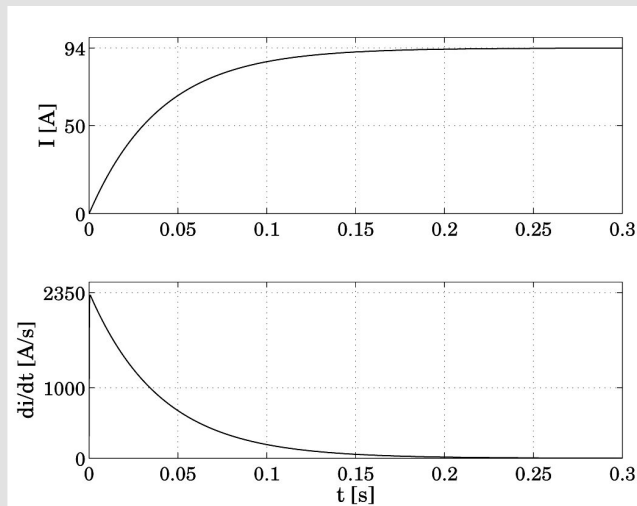
$$G_{cl}(s) = \frac{I(s)}{I_{ref}(s)} \approx \frac{1}{\frac{\lambda_N}{p} s + 1} \quad (18)$$

W literaturze [10, 9] przyjmuje się $\beta = \lambda_N/p$ jako stałą czasową zoptymalizowanego układu regulacji. Oznacza to, że **zamknięty układ regulacji nie będzie przekraczał konstrukcyjnego ograniczenia na pochodną prądu** (10) – identycznie jak w metodzie nazwanej *kryterium kształtu*, gdzie w procesie optymalizacji porównuje się transmitancję układu zamkniętego z rysunku 3 z transmitancją wzorcową w postaci (18). Kryterium kształtu rozumiane w powyższy sposób ma jedną wadę – może być stosowane jedynie dla silników spełniających warunek $B \geq 4T$, czyli dla obiektów inercyjnych.

Optymalizacja w przestrzeni stanów nie ma takich ograniczeń i może być wykorzystywana zarówno dla obiektów inercyjnych, jak i oscylacyjnych. Jest to niewątpliwie jej wielką zaletą, zwłaszcza związaną z silnikami bezszczotkowymi, mającymi znacznie mniejsze momenty bezwładności w porównaniu z silnikami prądu stałego lub asynchronicznymi.

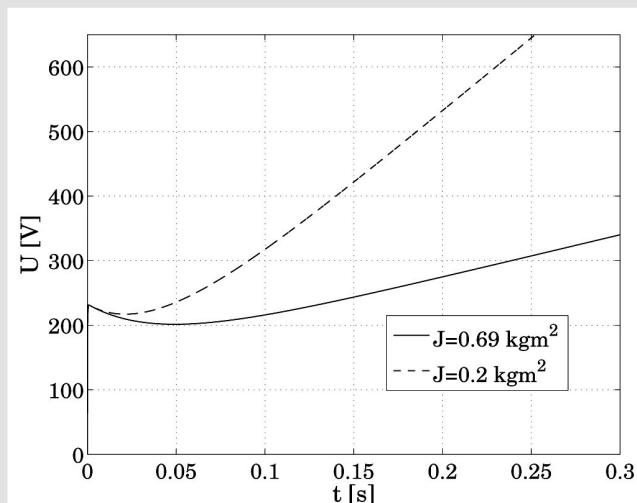
W celu zaprezentowania możliwości proponowanej metody optymalizacji regulatora momentu wykorzystano parametry silnika 18 kW (Dodatek), gdzie optymalizację nastaw regulatora przeprowadzono dla momentu bezwład-

ności $J = 0,69 \text{ kgm}^2$ (silnik jest obiektem inercyjnym) oraz dla fikcyjnego momentu bezwładności $J = 0,2 \text{ kgm}^2$ (obiekt oscylacyjny). Drugi przypadek może być przykładem zastosowania omawianej metody dla silników synchronicznych z magnesami trwałymi. Dla obydwóch przypadków wagi wskaźnika jakości (17) przyjęto identycznie, zgodnie z (16). Dla napędów przeprowadzono optymalizację parametrów K_R , T_d . W prezentowanych przypadkach uzyskano identyczne przebiegi prądu twornika i jego pochodnej (rys. 6).



Rys. 6. Przebiegi prądu twornika i jego pochodnej

Takie wyniki sugerują, że różnice pojawią się w sterowaniu U_s , które w procesie optymalizacji praktycznie nie podlegało minimalizacji. Porównanie przebiegów napięcia sterującego przedstawiono na rysunku 7.



Rys. 7. Porównanie przebiegów napięcia twornika U dla różnych wartości momentu bezwładności

Realizacja sterowania napięciowego w układzie rzeczywistym dla przypadku $J = 0,2 \text{ kgm}^2$ byłaby możliwa po wcześniejszym odpowiednim dobraniu transformatora przekształtnikowego.

Tabela 1. Zestawienie wyników optymalizacji parametrycznej napędu z silnikiem 18 kW

	$J = 0,69 \text{ kgm}^2$	$J = 0,2 \text{ kgm}^2$
K_R	316,1345	315,9061
T_d	12,6581	12,6581
λ_1	-25,0001	-26,0001
λ_2	-9582,6	-9582,6

Z otrzymanych wyników widać różnicę w nastawie K_R regulatora (tab. 1), natomiast układ zamknięty charakteryzuje się praktycznie identycznymi wartościami własnymi λ_1 , λ_2 i równanie charakterystyczne przyjmuje postać:

$$s^2 - (\lambda_1 + \lambda_2)s + \lambda_1\lambda_2 = 0 \quad (19)$$

którą można przekształcić do równania:

$$\frac{1}{\lambda_1\lambda_2} s^2 - \frac{(\lambda_1 + \lambda_2)}{\lambda_1\lambda_2} s + 1 = 0 \quad (20)$$

a po uwzględnieniu $|\lambda_1| \ll |\lambda_2|$ do uproszczenia

$$-\frac{1}{\lambda_1} s + 1 = 0 \quad (21)$$

Dodatkowo można zauważyć, że spełniona jest zależność:

$$-\lambda_1 \approx \beta^{-1} = \frac{P}{\lambda_N} = 25 \quad (22)$$

co staje się potwierdzeniem wzajemnego powiązania transmitancji (18) i wskaźnika jakości (17).

5. SILNIKI INDUKCYJNE KLATKOWE – METODA DTC-SVM

Zasady bezpośredniego sterowania momentem (DTC) silnika indukcyjnego zostały omówione m.in. w [42, 11, 17, 4, 5, 47]. Metoda ta zapewnia wysoką dynamikę i dużą odporność układu napędowego oraz łatwość optymalizacji regulatora prędkości [37]. Wadą DTC są duże oscylacje momentu elektrycznego i prądów stojana oraz zmienna częstotliwość PWM napięcia stojana. Zalety i wady metody wynikają z zastosowania regulatorów przekładnikowych oraz tabeli selekcji wektorów napięcia stojana.

Z powyższych powodów, kosztem dynamiki napędu, do układu regulacji wprowadza się modulację wektora przestrzennego (SVM) oraz regulatory strumienia stojana i momentu elektrycznego. Przegląd najczęściej stosowanych metod został zamieszczony w pracy [6]. W niniejszym artykule skoncentrowano się na metodzie zaproponowanej w [48] i rozwijanej m.in. w pracach [22, 23, 16, 15], gdzie

w celu uproszczenia modelu matematycznego napędu wykorzystuje się odsprężanie, oraz w pracach [13, 50, 3], gdzie na podstawie równań silnika indukcyjnego wylicza się przybliżenie transmitancji momentu elektrycznego od napięcia stojana.

W metodzie używa się modelu matematycznego silnika w wirującym synchronicznie z wektorem strumienia stojana układzie współrzędnych. Oznacza to zapis równań silnika z wykorzystaniem metody wektora przestrzennego [2, 24, 47, 17, 16, 28, 8, 5, 44, 20], gdzie rzeczywistą osią układu współrzędnych jest strumień stojana

$$\underline{\Psi}_S = \Psi_{Sd} + \underbrace{j\Psi_{Sq}}_{=0} = |\underline{\Psi}_S| = \Psi_S.$$

Takie podejście prowadzi do następujących równań [13, 50, 3]:

$$u_{Sd} = R_S i_{Sd} + \frac{d\Psi_S}{dt} \quad (23a)$$

$$u_{Sq} = R_S i_{Sq} + \omega_m \Psi_S \quad (23b)$$

$$0 = R_R i_{Rd} + \frac{d\Psi_{Rd}}{dt} + (p_b \omega_m - \omega_{mS}) \Psi_{Rq} \quad (23c)$$

$$0 = R_R i_{Rq} + \frac{d\Psi_{Rq}}{dt} + (\omega_{mS} - p_b \omega_m) \Psi_{Rd} \quad (23d)$$

$$\Psi_S = L_S i_{Sd} + L_\mu i_{Rd} \quad (23e)$$

$$0 = L_S i_{Sq} + L_\mu i_{Rq} \quad (23f)$$

$$\Psi_{Rd} = L_R i_{Rd} + L_\mu i_{Sd} \quad (23g)$$

$$\Psi_{Rq} = L_R i_{Rq} + L_\mu i_{Sq} \quad (23h)$$

$$M_e = \frac{3}{2} p_b \Psi_S i_{Sq} \quad (23i)$$

$$J \frac{d\omega_m}{dt} = M_e - M_m \quad (23j)$$

W powyższych równaniach i w dalszej części artykułu używane są następujące oznaczenia:

i_{Sd}, i_{Sq} – podłużna i poprzeczna składowa wektora prądu stojana, zapisanego w ruchomym układzie współrzędnych związanym z $\underline{\Psi}_S$,

L_R – indukcyjność wirnika,

L_S – indukcyjność stojana,

L_μ – indukcyjność wzajemna,

R_R – rezystancja wirnika,

R_S – rezystancja stojana,

T_R – elektromagnetyczna stała czasowa wirnika,

T_S – elektromagnetyczna stała czasowa stojana,

L_S – indukcyjność stojana,

T_R – elektromagnetyczna stała czasowa wirnika,

δ – kąt obciążenia,

ρ – kąt pomiędzy osią stojana a $\underline{\Psi}_S$,

ω_m – prędkość kątowna wirnika,

ω_{mS} – pulsacja (prędkość) $\underline{\Psi}_S$,

$$\sigma = 1 - \frac{L_\mu^2}{L_S L_R} \quad \text{– całkowity współczynnik rozproszenia.}$$

Na podstawie modelu matematycznego (23) wyznacza się równanie różniczkowe

$$\frac{di_{Sq}}{dt} = f_1(i_{Sq}, u_{Sq}, i_{Sd}, \Psi_S, \omega_m, \omega_{mS}),$$

czyli w uproszczeniu $i_{Sq} = f_2(u_{Sq})$ i po podstawieniu do równania (23i) uzyskuje się równanie różniczkowe

$$\frac{d^2 M_e}{dt^2} = g_1\left(\frac{dM_e}{dt}, u_{Sq}, i_{Sd}, \Psi_S, \omega_m, \omega_{mS}\right) \quad (24)$$

Następnie po założeniu $M_m = 0$, do równania (24) podstawia się (23j). Ostatecznie przyjmuje się stałą wartość strumienia $\Psi_S = \text{const}$ oraz pomija się wpływ prądu i_{Sd} . Po omówionych uproszczeniach zapisuje się transmitancję:

$$G_M(s) = \frac{M_e(s)}{u_{Sq}(s)} = \frac{\beta_1 s}{s^2 + \beta_2 s + \beta_3} \quad (25)$$

gdzie:

$$\beta_1 = \frac{3 p_b \Psi_S}{2 \sigma L_S}, \quad \beta_2 = \frac{R_S L_R + R_R L_S}{\sigma L_R L_S}, \quad \beta_3 = \frac{3 p_b^2 \Psi_S^2}{2 \sigma J L_S}.$$

Dla większości silników klatkowych powyższy model posiada zespolone wartości własne, co świadczy o jego oscylacyjnej dynamice.

Z zaprezentowanego modelu (25) widać, że jego postać jest identyczna z przyjętą na rysunku 1. Z tego powodu można wykorzystać problem LQ do optymalizacji parametrów regulatora momentu. W przypadku silników prądu przemiennego nie występuje ograniczenie pochodnej prądu, więc można przyjmować dowolnie małe wartości współczynnika q_2 we wskaźniku jakości

$$J_c = \int_0^\infty \left(q_1 (M_e(t))^2 + q_2 (\dot{M}_e(t))^2 + r (u_{Sq}(t))^2 \right) dt \quad (26)$$

Po zdefiniowaniu wag wskaźnika jakości przystępuje się do rozwiązania ARE i obliczenia wektora wzmocnień regu-

latora K_c identycznie jak dla regulacji prądu twornika silnika obcowzbudnego.

W zaproponowanej metodzie optymalizacji parametrycznej regulatora PI konieczne jest stosowanie filtra wartości zadanej $G_F(s)$ (rys. 4). Dodatkowo oznacza to, że struktura układu regulacji momentu elektrycznego jest identyczna z przedstawioną w [13, 50, 3], a różnica polega na zastosowaniu innej metody optymalizacji. W cytowanych publikacjach wykorzystywana jest aplikacja SISO DESIGN TOOL pakietu MATLAB-SIMULINK, która pozwala na definiowanie czasu regulacji i przeregulowania zamkniętego układu regulacji.

6. PODSUMOWANIE

Omówiona metodologia w rzeczywistości dotyczy optymalizacji regulatora PD, a nie PI, dla obiektu inercyjnego (rys. 2) i z tego powodu możliwe jest tu zastosowanie podejścia przedstawionego w [46]. W artykule przedstawiono zastosowanie problemu LQ do optymalizacji parametrycznej regulatora momentu elektrycznego silników elektrycznych. Zaprezentowano rozwiązanie dla napędów z:

- silnikami obcowzbudnymi oraz synchronicznymi z magnesami trwałymi (zbliżona postać modelu – rys. 5),
- silnikami indukcyjnymi sterowanymi według metody DTC-SVM.

W obydwóch przypadkach zastosowano identyczną metodologię i uzyskano pożądane wyniki. Przedstawiono jedną z możliwych do zastosowania metod doboru wag wskaźnika jakości, która gwarantuje skokową odpowiedź momentu elektrycznego zbliżoną do funkcji wykładniczej.

Zestawienie algorytmów rozwiązywania ARE zostało zamieszczone m.in. w [25, 34, 41], a badania porównawcze złożoności obliczeniowej i zbieżności dla dyskretnych układów drugiego rzędu (stabilizacja prędkości silnika obcowzbudnego) zamieszczono w [36]. W praktycznych samostrojących układach regulacji momentu elektrycznego do rozwiązania ARE, które jest podstawą proponowanej metody, można wykorzystać metodę Newtona–Raphsona opisaną w [18].

Dodatkowe informacje dotyczące wad regulacji PI momentem elektromagnetycznym silnika oraz klasycznych metod optymalizacji można znaleźć w pracach [34, 35, 38].

DODATEK

Badania symulacyjne przeprowadzono dla napędu prądu stałego o następujących parametrach:

$$\begin{aligned}
 P_N &= 18 \text{ kW}, & U_N &= 440 \text{ V}, & I_N &= 47 \text{ A}, \\
 n_N &= 1800 \text{ rpm}, & \omega_N &= 188 \text{ rad/s}, & \omega_0 &= 200,3 \text{ rad/s}, \\
 R &= 1,8 \text{ } \Omega, & L &= 99 \text{ mH}, & T &= L/R = 55 \text{ ms}, \\
 \psi_e &= 2,197 \text{ Vs/rad}, & \lambda_N &= 2 I_{\max}/I_N, & J &= 0,69 \text{ kgm}^2, \\
 K_p &= 75 \text{ V/V}, & p &= 50 I_N \text{ A/s}.
 \end{aligned}$$

Literatura

- [1] Anderson B.D.O., Moore J.B.: *Optimal control: Linear Quadratic methods*. Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, 1990
- [2] Bisztyga K.: *Sterowanie i regulacja silników elektrycznych*. Warszawa, WNT, 1989
- [3] Blaabjerg G.F., Kaźmierkowski M.P., Zelechowski M., Swierczynski D., Kołomyjski W.: *Design and comparison direct torque control techniques for induction motors*. EPE'05, 11–14.09.2005, Dresden, Germany, page on CD, 2004
- [4] Boldea I., Nasar S.A.: *Electric Drives*. CRC Press, 1999
- [5] Bose B.K.: *Modern Power Electronics and AC Drives*. NJ, Prentice Hall, 2002
- [6] Buja G.S., Kaźmierkowski M.P.: *Direct torque control of PWM converter-fed ac motors-a survey*. IEEE Trans. Ind. Electron., 51(4) (2004) 744–757
- [7] Callier F.M., Desoer Ch.A.: *Linear System Theory*. New York, Springer-Verlag, 1991
- [8] Chiasson J.: *Modeling and High-Performance control of Electric Machines*. NJ: Wiley-IEEE Press, 2005
- [9] Ciepiela A.: *Automatyka przekształtnikowego napędu prądu stałego*. Kraków, Skrypty uczelniane, Nr. 1317, Wydawnictwa AGH, 1992.
- [10] Ciepiela A.: *Automatyka układu Leonarda*. Kraków, Wydawnictwa AGH, 1994
- [11] Depenbrock M.: *Direct self-control (DSC) of inverter-fed induction machine*. IEEE Transactions on Power Electronics, (3) (1988) 420–429
- [12] Dorato P., Abdallah Ch., Cerone V.: *Linear-Quadratic Control: An Introduction*. Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, 1995
- [13] Żelechowski M.: *Space Vector Modulated-Direct Torque Controlled (DTC-SVM) Inverter-Fed Induction Motor Drive*. PhD thesis, Faculty of Electrical Engineering Institute of Control and Industrial Electronics, Warsaw University of Technology, 2005
- [14] Górecki H.: *Optymalizacja systemów dynamicznych*. Warszawa, PWN, 1993
- [15] Kaźmierkowski M.P., Żelechowski M., Świerczyński D.: *Dtc-svm an efficient method for control both induction and pm synchronous motor*, page on CD, 2004
- [16] Kaźmierkowski M.P., Krishnan R., Blaabjerg F.: *Control in Power Electronics*. San Diego, Academic Press, 2002
- [17] Kaźmierkowski M.P., Tunia H.: *Automatic Control of Converter-Fed Drives*. Warszawa, Elsevier, 1994
- [18] Kleinman D.L.: *On an Iterative Technique for Riccati Equation Computations*. IEEE Transaction on Automatic Control, AC-13(1) (1968) 114–115
- [19] Kozioł R., Sawicki J., Szklarski L.: *Digital Control of Electric Drives*. Warszawa, PWN, 1992.
- [20] R. Krishnan. *Electric Motor Drives. Modelling, Analysis and Control*. NJ: Prentice Hall, 2001
- [21] Kwakernaak H., Sivan R.: *Linear Optimal Control Systems*. New York: Wiley Interscience, 1972
- [22] Lascu C., Boldea I., Blaabjerg F.: *A modified direct torque control for induction motor sensorless drive*. IEEE Trans. Ind. Appl., 36(1) (2000) 122–130
- [23] Lascu C., Trzynadlowski A.T.: *A sensorless hybrid dtc drive for high-volume applications using the tms320f243 dsp controller*. Ind. Appl. Conference, 2001. Thirty-Sixth IAS Annual Meeting. *Conference Record of the 2001 IEEE*, 1 (2001) 482–489
- [24] Leonhard W.: *Control of Electrical Drives*. Berlin, Springer-Verlag, 2001
- [25] Mehrmann V.: *The Autonomous Linear Quadratic Control Problem. Theory and Numerical Solution*. Berlin, Springer-Verlag, 1991
- [26] Mitkowski W.: *Stabilizacja systemów dynamicznych*. Warszawa, WNT, 1991
- [27] Ogata K.: *Discrete-Time Control Systems*. Prentice Hall, 1995
- [28] Orłowska Kowalska T.: *Bezczujnikowe układy napędowe z silnikami indukcyjnymi*. Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej, 2003
- [29] Orzechowski T., Sieklucki G.: *Zastosowanie metody spektralnej faktoryzacji w doborze regulatora lq dla napędu prądu stałego*. Kraków, Elektrotechnika ZN AGH, (1998) 17(2)

- [30] Orzechowski T., Sieklucki G.: *Odpornościowe właściwości regulatora l_q dla napędu prądu stałego*. Kraków, Elektrotechnika ZN AGH, 2000 (przyjęty do druku)
- [31] Pelczewski W., Krynke M.: *Metoda zmiennych stanu w analizie dynamiki układów napędowych*. Warszawa, WNT, 1984
- [32] Rusek J.: *Elektrotechnika z elementami napędów*. Kraków, Wydawnictwa AGH, 1993
- [33] Sieklucki G.: *Problemy dyskretnej sterowania napędami prądu stałego z uwzględnieniem ograniczeń zmiennych stanu* (rozprawa doktorska), Kraków, AGH, 2000
- [34] Sieklucki G.: *Automatyka napędu*. Kraków, Wydawnictwa AGH, 2009
- [35] Sieklucki G.: *Pole placement method for dc motor torque*. Archives of Control Sciences, 19(3) (2009) 307–324
- [36] Sieklucki G., Orzechowski T.: *Metody numeryczne rozwiązania problemu l_q dla napędu prądu stałego*. Elektrotechnika i Elektronika, 21 (2002) 52–57
- [37] Sieklucki G., Orzechowski T., Sykulski R.: *Dobór parametrów regulatora prędkości w bezpośrednim sterowaniu momentem silnika indukcyjnego*. Elektrotechnika i Elektronika, 24(1) (2005) 85–92
- [38] Sieklucki G., Orzechowski T., Sykulski R., Szostak B.: *Start-up of DC drive under load*. Archives of Control Sciences, 17(3) (2007) 283–293
- [39] Sieklucki G., Orzechowski T., Tondos M., Sykulski R.: *Optymalizacja obserwatora momentu przy kwadratowym wskaźniku jakości*. Przegląd Elektrotechniczny, 7 (2008) 29–35
- [40] Sieklucki G., Tondos M.: *Linear-quadratic optimization for discrete-time load torque observer*. 11th International Power Electronics and Motion Control conference : 2–4 September 2004, Riga, Latvia, EPE – PEMC(dok. elektroniczny), 2004
- [41] Sima V.: *Algorithms for Linear-Quadratic Optimization*. Marcel Dekker, Inc., 1996
- [42] Takahashi I., Noguchi T.: *A new quick response and high efficiency control strategy of an induction motor*. IEEE Trans. on Industrial Applications, IA-22:820–827, 1986
- [43] Tondos M., Sieklucki G., Pracownik A.: *Proportionalintegral LQ control of a two-mass system*. 12th International Power Electronics and Motion Control conference, IEEE: Portoroz, Slovenia, dok. elektroniczny, 2006
- [44] Trzynadlowski A.M.: *Control of Induction Motors*. San Diego, Academic Press, 2000
- [45] Tunia H., Kaźmierkowski M.P.: *Podstawy automatyki napędu elektrycznego*. Warszawa, WNT, 1983
- [46] Vaccaro J.R.: *Digital Control. A State-Space Approach*. McGraw-Hill, Inc., 1995
- [47] Vas P.: *Sensorless Vector and Direct Torque Control*. Oxford University Press, 1998
- [48] Xue X., Xu X., Habetler T.G., Divan D.M.: *A low cost stator flux oriented voltage source variable speed drive*. Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting, 1 (1990) 410–415
- [49] Zawirski K.: *Sterowanie silnikiem synchronicznym o magnesach trwałych*. Poznań, Wydawnictwo Politechniki Poznańskiej, 2005
- [50] Żelechowski M., Kaźmierkowski M., Blaabjerg F.: *Controller design for direct torque controlled space vector modulated (dctsvm) induction motor drives*. IEEE ISIE, Dubrovnik, Croatia (2005) 951–956

Wpłynęło: 15.02.2010

Grzegorz SIEKLUCKI



Urodził się 2 lutego 1972 roku. Studia wyższe ukończył w roku 1997 w Akademii Górniczo-Hutniczej w Krakowie na Wydziale Elektrotechniki, Automatyki, Informatyki i Elektroniki. Stopień naukowy doktora nauk technicznych uzyskał w 2000 roku. Od początku pracuje

w Katedrze Automatyki Napędu i Urządzeń Przemysłowych AGH. Zajmuje się sterowaniem dyskretnym w układach napędowych.

e-mail: sieklo@kaniup.agh.edu.pl