

CYFROWY OBSERWATOR LQ W UKŁADZIE 2-MASOWYM

STRESZCZENIE

Artykuł przedstawia propozycję obserwatora prędkości kątowej maszyny roboczej w 2-masowym układzie napędowym (z połączeniem sprężystym). Przedstawiono system regulacji bazujący na obserwowanych zmiennych stanu: prędkości agregatu i momentu skręcającego. W celu spełnienia ograniczeń prądowych silnika zastosowano dodatkowy regulator PI prądu twornika. Optymalizację obserwatora zmiennych stanu przeprowadzono w oparciu o dualizm i dyskretny problem LQ.

Słowa kluczowe: napęd prądu stałego, układ 2-masowy, połączenie sprężyste, obserwator zmiennych stanu, dyskretny problem LQ

DIGITAL LQ OBSERVER IN TWO-MASS SYSTEM

The article represents proposal of the angular velocity observer of the working machine in 2-mass drive system (with the flexible connection). The control system is based on the observed state variables is introduced: the velocity of aggregate and torsional torque. Additional PI armature current controller is applied in the aim of the fulfilment of the motor current constraints. Optimization of the state variables observer is derived in using the duality and the discrete LQ problem.

Keywords: DC drive, 2-mass system, flexible shaft, state variable observer, discrete time LQ problem

WPROWADZENIE

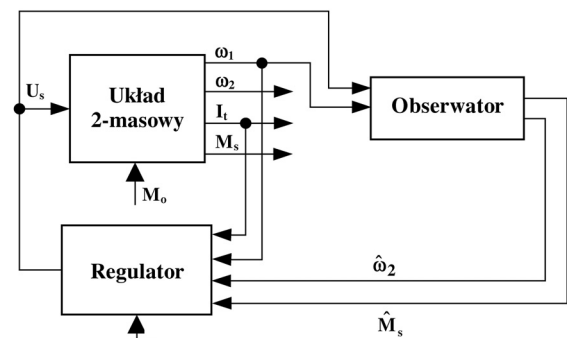
Modelowanie układów 2-masowych związane jest z rodzajem zastosowanego napędu. Coraz częściej z powodów ekonomicznych silniki prądu stałego ustępują miejsca rozwiązaniom opartym na zastosowaniu napędu prądu przemiennego zasilanego z przemiennika częstotliwości. Jednak fakt, iż w przemyśle na całym świecie pracuje dużo napędów wykorzystujących silniki obcowzbudne, wymusza różnego rodzaju modernizacje w celu polepszenia wskaźników jakości. Ich niewątpliwą zaletą są dobre właściwości regulacyjne. Dlatego też rozpatrywanie coraz doskonalszych metod sterowania napędami prądu stałego jest jak najbardziej wskazane. Drugim argumentem motywującym do projektowania układów regulacji omawianymi napędami jest możliwość zastosowania otrzymanych wyników w układach polowego sterowania silnikami prądu przemiennego (FOC). Ponadto porównując modele matematyczne dwóch napędów: silnika obcowzbudnego prądu stałego z klatkowym silnikiem indukcyjnym zasilanym z falownika przy wymuszonym prądzie we współrzędnych polowych (model matematyczny w układzie współrzędnych (d, q)), łatwo zauważyć, iż modele obu tych napędów mają identyczne równanie mechaniki:

$$J \frac{d\omega(t)}{dt} M_e(t) - M_o(t) \quad (1)$$

a różnica polega jedynie na sposobie wytwarzania momentu elektrycznego M_e . Daje to dodatkową możliwość stosowania w obu napędach identycznych rodzajów obserwatorów momentów obciążenia [14].

Struktura rozpatrywanego systemu sterowania układem 2-masowym z silnikiem obcowzbudnym była już wykorzystywana w poprzednich publikacjach [15, 21] (rys. 1).

Złożona jest z trzech bloków funkcjonalnych: układu 2-masowego, obserwatora oraz regulatora (prędkości oraz prądu). Celem badań powyższej struktury jest modelowanie zjawisk przetwarzania stałoprzecinkowego tak, aby uzyskać układ regulacji spełniający optymalne nadążanie oraz stabilizację prędkości kątowej.



Rys. 1. Przykładowa struktura systemu sterowania układem 2-masowym

W niniejszym artykule rozważa się optymalizację parametrów obserwatora z wykorzystaniem *dyskretnego problemu liniowo-kwadratowego*.

Takie podejście odróżnia omawiane zagadnienie od problemów opisanych wcześniej [15, 21]. Dodatkowo modelowanie systemu sterowania przeprowadzono z zastosowaniem biblioteki FIXED-POINT TOOLBOX programu MATLAB

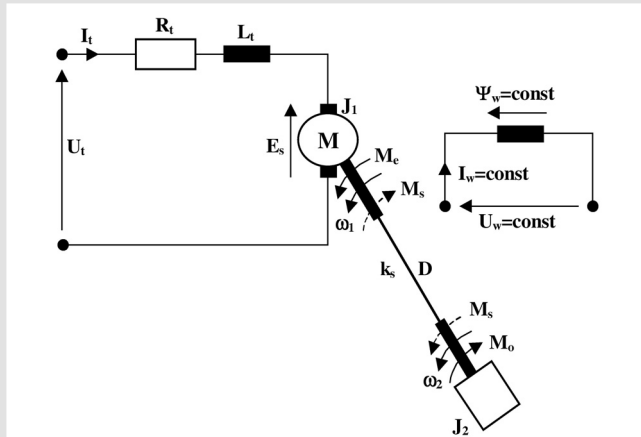
* ArcelorMittal Steel Poland S.A. Oddział w Krakowie – Walcownia Gorąca Blach

** AGH Akademia Górniczo-Hutnicza, al. A. Mickiewicza 30, 30-059 Kraków, Poland

-SIMULINK. Takie badania pozwalają na określenie wpływu kroku kwantyzacji przetworników i dokładności obliczeniowej procesora na jakość i precyzję regulacji.

MODEL MATEMATYCZNY UKŁADU Z POŁĄCZENIEM SPRĘŻYSTYM

Opis matematyczny układu 2-masowego został oparty na modelu (rys. 2) z bezinercyjnym elementem sprężystym, który stanowi kompromis pomiędzy stopniem skomplikowania a dokładnością opisu [5, 8, 12, 15, 17-22].



Rys. 2. Model fizyczny układu 2-masowego

Przedstawia się go za pomocą następującego układu równań różniczkowych

$$\begin{aligned}
 U_t(t) &= I_t(t)R_t + L_t \frac{dI_t(t)}{dt} + \psi_e \omega_1(t) \\
 J_1 \frac{d\omega_1(t)}{dt} &= (M_e(t) - M_s(t)) - D(\omega_1(t) - \omega_2(t)) \\
 J_2 \frac{d\omega_2(t)}{dt} &= (M_s(t) - M_o(t)) + D(\omega_1(t) - \omega_2(t)) \\
 \frac{dM_s(t)}{dt} &= k_s(\omega_1(t) - \omega_2(t)) \\
 \Delta\varphi(t) &= \varphi_1(t) - \varphi_2(t) = \int_0^t (\omega_1(t) - \omega_2(t))dt
 \end{aligned} \tag{2}$$

gdzie $k_s, D, M_e(t), M_o(t), M_s(t)$ to odpowiednio: współczynnik sprężystości wału, współczynnik tłumienia drgań elementu sprężystego, moment elektryczny, moment obciążenia oraz moment skręcający.

PROBLEM LQ DLA SYSTEMÓW PRÓBKOWANYCH

Dla liniowego stacjonarnego systemu ciągłego opisanego równaniem

$$\begin{aligned}
 \dot{x}(t) &= \tilde{A}x(t) + \tilde{B}u(t) \\
 x(0) &= x_0
 \end{aligned} \tag{3}$$

gdzie $x \in R^n, u \in R^m,$

należy znaleźć dyskretne prawo sterowania (K jest macierzą wzmocnień regulatora dyskretnego)

$$u(k) = -Kx(k) \tag{4}$$

minimalizujące wskaźnik jakości

$$J_c = \int_0^\infty [x^T(t)\tilde{Q}x(t) + u^T(t)\tilde{R}u(t)] dt \tag{5}$$

gdzie $Q = Q^T \geq 0, R = R^T > 0$ [1-7, 9-11, 13, 16].

Problem LQ ma rozwiązanie, jeśli para (\tilde{A}, \tilde{B}) jest stabilizowana, a para (\tilde{Q}, \tilde{A}) jest wykrywalna.

Istnieją dwie metody rozwiązania problemu LQ:

- 1) Dokonanie dyskretyzacji równania (3) i wskaźnika jakości (5), a następnie wykorzystanie dyskretnego ARE w celu wyznaczenia macierzy K . Metoda ta może być stosowana do wyznaczenia sterowania $u(k)$.
- 2) Dokonanie dyskretyzacji równania (3) i przyjęcie wskaźnika jakości w postaci dyskretnej

$$J_1 = \sum_{k=0}^\infty [x^T(k)Qx(k) + u^T(k)Ru(k)] \tag{6}$$

a następnie dokonanie obliczeń identycznie jak w metodzie pierwszej. Taki sposób postępowania jest możliwy do wykorzystania w optymalizacji obserwatorów i regulatorów.

Niestety działanie tak zaprojektowanego systemu jest najlepsze podczas stabilizacji w punkcie pracy $x = 0$.

Praktyczne zastosowanie problemu LQ w zagadnieniach sterowania jest możliwe po uzupełnieniu optymalizowanego systemu poprzez integrator (rys. 1). Integrator jest połączony z głównym wyjściem układu (w przypadku napędów elektrycznych jest to prędkość lub położenie).

BUDOWA OBSERWATORA

W zastosowaniach praktycznych obserwator pracuje w zamkniętej pętli sprzężenia zwrotnego [14]. Ze względu na trudności wynikające ze spełnienia warunku $\hat{x}(k) = x(k)$ w obserwatorze proponuje się wykorzystanie wektora błędu $x(k) - \hat{x}(k)$ do poprawy działania obserwatora. W celu omięcia braku znajomości $x(k)$ wykorzystuje się wektor wyjść systemu $y(k) = Cx(k)$ i wówczas sygnał błędu wynosi

$$e(k) = y(k) - C\hat{x}(k) = C(x(k) - \hat{x}(k)) \tag{7}$$

Należy pamiętać, że sygnał błędu (7) może być równy 0 jeżeli $\hat{x}(k) \neq x(k)$. Taka sytuacja ma miejsce, gdy wektor $e(k)$ jest ortogonalny do wierszy macierzy C . Pomimo to jest to jedyna droga do określenia sygnału zwrotnego. Błąd estymacji $e(k)$ można wzmocnić, stosując macierz L . W ten sposób uzyskuje się sygnał korekcji błędów modelu. Dzięki takiemu podejściu powstaje obserwator w zamkniętej pętli sprzężenia zwrotnego.

Proces doboru macierzy L obserwatora rozpoczyna się od zdefiniowania sygnału błędu (7) oraz założenia, że $e(0) \neq 0$. Dla obiektu opisanego liniowym stacjonarnym dyskretnym równaniem stanu

$$\begin{aligned} x(k+1) &= Ax(k) + Bu(k) \\ y(k) &= Cx(k) \\ x(0) &= x_0 \\ x(k) &\in R^n, u(k) \in R^m, y(k) \in R^r \end{aligned} \quad (8)$$

zapisuje się równanie obserwatora

$$\hat{x}(k+1) = A\hat{x}(k) + Bu(k) + LC(x(k) - \hat{x}(k)) \quad (9)$$

gdzie $LC(x(k) - \hat{x}(k))$ jest korekcją błędów modelu.

Powyższe równanie na potrzeby systemu komputerowego dogodnie jest przekształcić do postaci

$$\hat{x}(k+1) = (A - LC)\hat{x}(k) + Bu(k) + Ly(k) \quad (10)$$

Dla tak określonej struktury obserwatora należy dobrać macierz korekcji błędu L . Jeżeli do wyznaczenia obserwatora wykorzystuje się system dualny [9, 14] w postaci

$$\begin{aligned} \tilde{x}(k+1) &= A^T \tilde{x}(k) + C^T \tilde{u}(k) \\ \tilde{y}(k) &= B^T \tilde{x}(k) \\ \tilde{x}(0) &= \tilde{x}_0 \\ \tilde{x}(k) &\in R^n, \tilde{u}(k) \in R^r, \tilde{y}(k) \in R^m \end{aligned} \quad (11)$$

którego wynikiem jest statyczne sprzężenie zwrotne o macierzy wzmocnień K , to wówczas macierz korekcji błędu L wyznacza się z zależności

$$L = K^T \quad (12)$$

W celu doboru macierzy L wykorzystano dyskretny problem LQ z nieskończonym horyzontem sterowania.

OPTIMALIZACJA OBSERWATORA

Model matematyczny układu 2-masowego można zapisać w postaci równania stanu

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= \tilde{A}x(t) + \tilde{B}u(t) \\ y(t) &= \tilde{C}x(t) \end{aligned} \quad (13)$$

gdzie

$$x(t) = \begin{bmatrix} \omega_1(t) \\ \omega_2(t) \\ I_t(t) \\ M_s(t) \end{bmatrix}, \quad y(t) = \omega_1(t), \quad u(t) = U_s(t)$$

a macierze przyjmują postać

$$\tilde{A} = \begin{bmatrix} -D & D & \Psi_e & -1 \\ J_1 & J_1 & J_1 & J_1 \\ D & -D & 0 & 1 \\ -\Psi_e & 0 & -1 & 0 \\ L & T & 0 & 0 \\ k_s & -k_s & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \tilde{B} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{K_p}{L} \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (14)$$

$$\tilde{C} = [1 \quad 0 \quad 0 \quad 0]$$

Postać dyskretną systemu (13) w środowisku MATLAB-SIMULINK uzyskuje się za pomocą funkcji $c2d$

$$[A, B] = c2d(A_t, B_t, T_s) \quad (15)$$

$$C = [1 \quad 0 \quad 0 \quad 0] \quad (16)$$

a macierz korekcji błędu L wyznacza się tylko dla dyskretnego systemu dualnego i wskaźnika jakości (6) stosując funkcję $dlqr$

$$[L, s, e] = dlqr(A', C', Q_0, R) \quad (17)$$

gdzie

$$L = [l_1 \quad l_2 \quad l_3 \quad l_4]^T \quad (18)$$

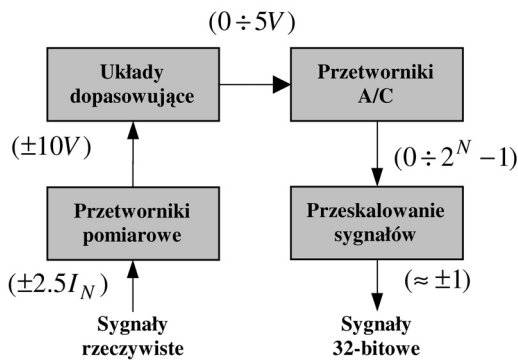
Dla wyliczonych macierzy A, B, C, L dyskretny obserwator stanu można zapisać w postaci (10). Zmiennymi wejściowymi dla tak skonstruowanego obserwatora jest prędkość silnika ω_1 i napięcie sterujące U_s natomiast wielkościami estymowanymi moment skrecający \hat{M}_s oraz prędkość maszyny roboczej $\hat{\omega}_2$.

MODELOWANIE UKŁADÓW POMIAROWYCH

Tor przetwarzania sygnałów od rzeczywistych analogowych po sygnały cyfrowe jest konsekwencją modelowania stałoprzecinkowego układu obserwatora oraz regulatora (prędkości oraz prądu). Wśród sygnałów analogowych istotny jest pomiar prędkości ω_1 oraz prądu I_t silnika. Prędkość silnika stanowi sygnał wejściowy zarówno dla obserwatora, jak i regulatora prędkości. W układach rzeczywistych może być wypracowywana za pomocą prądnicy tachometrycznej lub enkodera. Prąd silnika natomiast jest

sygnałem wejściowym regulatora prądu i prędkości. Najczęściej jest wypracowywany za pomocą przekładników prądowych lub przetworników LEM. Zasady projektowania przetworników pomiarowych oraz doboru wzmocnień sprzężeń zwrotnych od prędkości k_t oraz prądu Y zostały przedstawione w pracy [5].

Tor przetwarzania sygnałów dla potrzeb modelowania stałoprzecinkowego został przedstawiony na rysunku 3.



Rys. 3. Tor przetwarzania sygnałów na przykładzie prądu twornika I_t (w nawiasach podano typowe zakresy przetwarzanych sygnałów)

Przetworzone sygnały analogowe należy odpowiednio przygotować do konwersji na tryb stałoprzecinkowy. Służą do tego układy dopasowujące, które zmieniają poziom wartości sygnałów pomiarowych na zakres liczb dziesiętnych ułamkowych z przedziału

$$-1 \leq X_{(10)} \leq 1 - \frac{1}{2^{n-1}} \quad (19)$$

gdzie n – n -bitowe wektory informacji cyfrowej.

Odpowiadają one w mikrosystemie liczbom binarnym w kodzie dopełnieniowym do dwóch.

Przygotowane sygnały analogowe zostają przetworzone na cyfrowe za pomocą przetworników A/C o określonej rozdzielczości, np. 10-, 12- lub 16-bitowych. Obserwator oraz regulator zaprojektowany został w technice liczb stałoprzecinkowych 32-bitowych. Ważne jest, aby przy operacjach arytmetyki stałoprzecinkowej śledzić położenie przecinka i zapewnić jego stałość. Należy więc przeprowadzać skalowanie liczb. W przypadku liczb dziesiętnych ułamkowych zakłada się położenie przecinka pomiędzy bitem a_{n-1} i a_{n-2} , czyli $a_{n-1}, a_{n-2} \dots a_0$. Ponieważ ułamek niewłaściwy możemy przedstawić za pomocą iloczynu liczby binarnej ułamkowej oraz współczynnika skalowego 2^k , to przy wykonywaniu działań na tym ułamku należy zapamiętać wykładnik potęgowy k oraz liczbę binarną ułamkową.

BADANIA SYMULACYJNE

Symulacje przeprowadzono w pakiecie symulacyjnym MATLAB-SIMULINK.

Przetwarzanie analogowo-cyfrowe sygnałów (rys. 3) zrealizowano na blokach 16-bitowych z wykorzystaniem biblioteki FIXED-POINT TOOLBOX.

Symulacje przeprowadzono dla dwóch przypadków rozłożenia mas $J_1 > J_2$ oraz $J_1 < J_2$.

Parametry układu napędowego zostały zamieszczone w Dodatku. Wykonano rozruch do prędkości 160 rad/s, a następnie obciążono układ udarowym momentem obciążenia o wartości znamionowej M_N .

W tabelach 1 i 2 przedstawiono wyniki optymalizacji obserwatora dla różnego rozkładu mas maszyny roboczej i silnika obcowzbudnego.

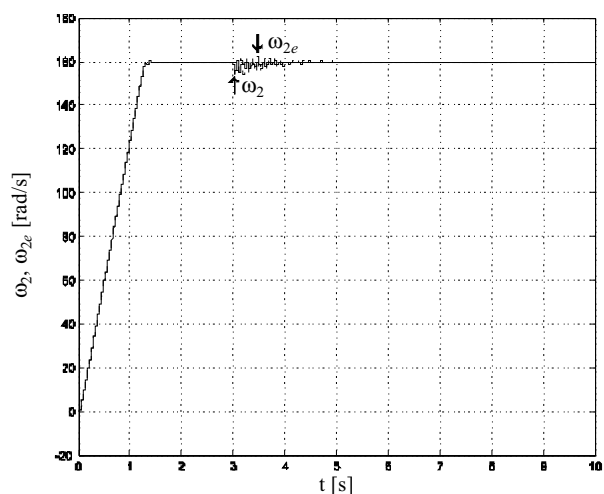
Tabela 1. Zestawienie współczynników dla układu $J_1 > J_2$

$J_1 > J_2$	L_1	L_2	L_3	L_4
	0,9988	0,0047	-0,0205	0,0042
Q_o	$\begin{bmatrix} 39000 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 8000 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 800 \end{bmatrix}$			

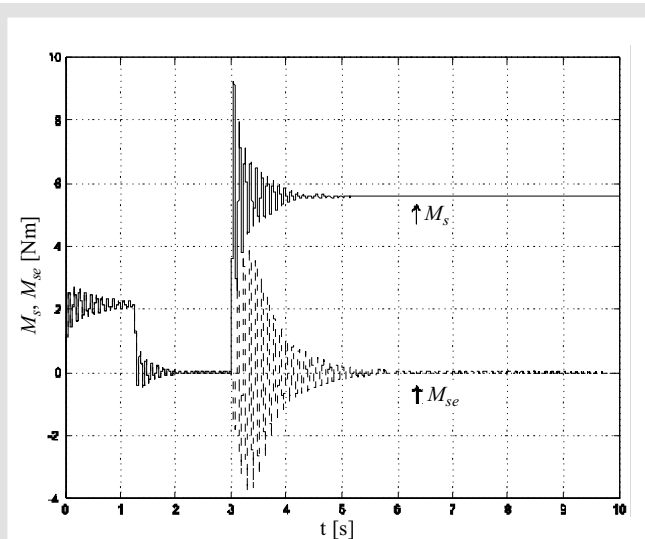
Tabela 2. Zestawienie współczynników dla układu $J_1 < J_2$

$J_1 < J_2$	L_1	L_2	L_3	L_4
	1,0799	11,5585	0,7219	-2,0688
Q_o	$\begin{bmatrix} 250 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 38800 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 8000 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 8 \end{bmatrix}$			

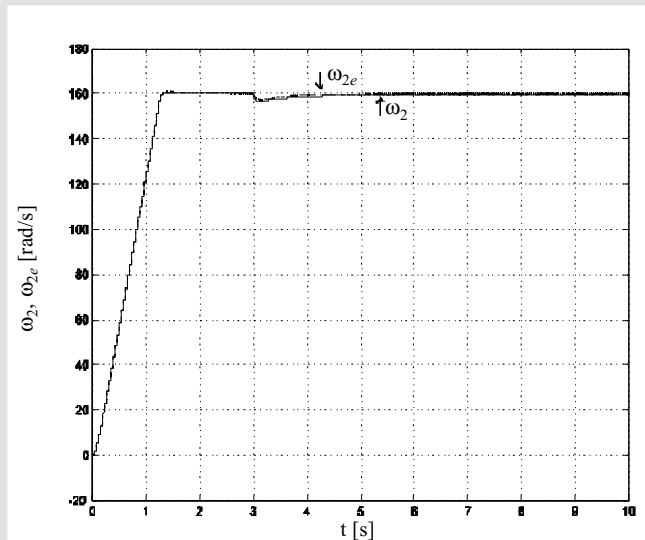
Na rysunkach 4–7 zamieszczono przebiegi rzeczywiste oraz estymowane prędkości kątowej maszyny roboczej oraz momentu skręcającego układu napędowego dla $J_1 > J_2$, $J_1 < J_2$.



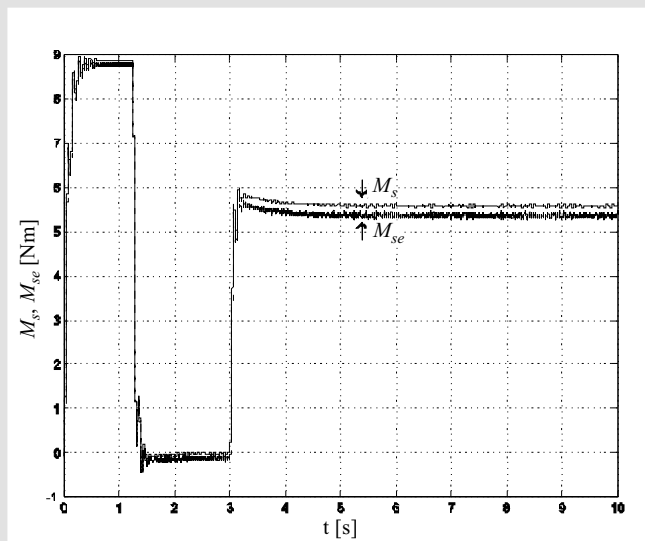
Rys. 4. Przebiegi rzeczywistej ω_2 oraz estymowanej ω_{2e} prędkości kątowej maszyny roboczej przy $J_1 > J_2$



Rys. 5. Przebiegi rzeczywistego M_s oraz estymowanego M_{se} momentu skracajacego układu napędowego przy $J_1 > J_2$



Rys. 6. Przebiegi rzeczywistej ω_2 oraz estymowanej ω_{2e} prędkości kątowej maszyny roboczej przy $J_1 < J_2$



Rys. 7. Przebiegi rzeczywistego M_s oraz estymowanego M_{se} momentu skracajacego układu napędowego przy $J_1 < J_2$

PODSUMOWANIE

W pracy zaprezentowano cyfrowy obserwator LQ pracujący w układzie 2-masowym z silnikiem obcowzbudnym. Wykorzystano dyskretny problem LQ do zaprojektowania obserwatora zmiennych stanu, a także dokonano doboru wag macierzy wskaźnika jakości.

Z przedstawionych wyników obliczeniowych można zauważyć, że rozkład momentów bezwładności ma istotny wpływ na elementy wektora korekcji L błędu estymacji.

Na rysunkach 4 i 5 przedstawiono wyniki pracy obserwatora dla przypadku $J_1 > J_2$, w którym układ napędowy charakteryzuje się dużymi oscylacjami zarówno prędkości kątowych jak i momentu skracajacego.

Na rysunku 5 widoczna jest całkowita rozbieżność pomiędzy momentem skracajacym napędu a momentem odtwarzanym, natomiast proces odtwarzania prędkości ω_2 przebiega prawidłowo. Przedstawione błędy wynikają z niewielkiej wartości wyznacznika macierzy obserwowalności

$$\det(W_o) = \det([C \quad CA \quad \dots \quad CA^{n-1}]^T) = -2,284 \cdot 10^{-12}.$$

W typowej kaskadowej strukturze regulacji moment skracajacy nie jest wykorzystywany, z tego powodu istnieje możliwość jego praktycznego zastosowania.

Na rysunkach 6 i 7 przedstawiono wyniki pracy obserwatora dla przypadku $J_1 < J_2$. Układ napędowy, w przeciwieństwie do przypadku $J_1 > J_2$ nie charakteryzuje się oscylacjami.

W przedstawionych wynikach badań symulacyjnych widoczny jest wysoki poziom zakłóceń wynikający ze stałoprzecinkowego sposobu przetwarzania sygnałów w obserwatorze. Dodatkowo w przebiegu momentu skracajacego widoczny jest bład w stanie ustalonym, który również jest wynikiem nakładania się błędów kwantyzacji oraz niewielkiej wartości wyznacznika macierzy obserwowalności

$$\det(W_o) = -1,495 \cdot 10^{-10}.$$

DODATEK

Silnik

$$P = 1 \text{ kW} \quad U_t = 220 \text{ V} \quad I_t = 5,75 \text{ A} \quad U_w = 220 \text{ V}$$

$$I_w = 0,9 \text{ A} \quad R_t = 4 \Omega \quad L_t = 0,008 \text{ H} \quad n = 2000 \frac{\text{obr}}{\text{min}}$$

$$\lambda = 2 \frac{I_{\max}}{I_t}$$

$$p = 50 I_t \frac{\text{A}}{\text{s}} \quad K_p = 51,3 \frac{\text{V}}{\text{V}} \quad \psi_e = 0,97 \frac{\text{Vs}}{\text{rad}}, \frac{\text{Nm}}{\text{A}}$$

$$J_1 = \begin{cases} 0,0167 \text{ kgm}^2 \\ 0,0667 \text{ kgm}^2 \end{cases}$$

Połączenie sprężyste (wał)

$$D = 0,04 \frac{\text{Nms}}{\text{rad}} \quad k_s = 53 \frac{\text{Nm}}{\text{rad}}$$

Momenty bezwładności obciążenia

$$J_2 = \begin{cases} 0,0167 \text{ kgm}^2 \\ 0,0667 \text{ kgm}^2 \end{cases}$$

Literatura

- [1] Anderson B.D.O., Moore J.B.: *Optimal control: Linear Quadratic methods*. Englewood Cliffs, NJ, Prentice Hall 1990
- [2] Astrom K., Wittenmark B.: *Computer-Controlled systems*. NJ, Prentice Hall 1997
- [3] Callier F.M., Desoer C.A.: *Linear System Theory*. New York, Springer-Verlag 1991
- [4] Chen T., Francis B.: *Optimal Sampled-Data Control Systems*. Springer-Verlag 1995
- [5] Ciepela A.: *Automatyka przekształtnikowego napędu prądu stałego*. Kraków, Skrypty uczelniane, Nr 1317, Wydawnictwa AGH 1992
- [6] Dorato P., Abdullah C., Cerone V.: *Linear-Quadratic Control: An Introduction*. Englewood Cliffs, NJ, Prentice Hall 1995
- [7] Dorato P., Levis A. H.: *Optimal Linear Regulators: The discrete-Time Case*. IEEE Transaction on Automatic Control AC-16 (6), (1972) 613-620
- [8] Gierlotka K.: *Układy sterowania napędów elektrycznych z elementami sprężystymi*. Gliwice, Zeszyt Naukowy Politechniki Śląskiej, Nr 1181, 1992
- [9] Kwakernaak H., Sivan R.: *Linear Optimal Control Systems*. New York, Wiley Interscience 1972
- [10] Levis A., Schlueter R., Athans M.: *On the behaviour of optimal linear sampled-data regulators*. Int. J. Control 13 (2), (1971) 343-361
- [11] Mitkowski W.: *Stabilizacja systemów dynamicznych*. Warszawa, WNT 1991
- [12] Mysiński W.: *Mikroprocesorowe sterowanie napędu z połączeniami sprężystymi*. Kraków, AGH 1998 (rozprawa doktorska)
- [13] Ogata K.: *Discrete-Time Control Systems*. Prentice Hall 1995
- [14] Sieklucki G., Orzechowski T., Tondos M., Sykulski R.: *Optymalizacja obserwatora momentu obciążenia przy kwadratowym wskaźniku jakości*. Przegląd Elektrotechniczny 2008-7
- [15] Sieklucki G., Tondos M., Pracownik A.: *Metoda regulacji o zmiennej strukturze dla dwumasowego układu napędowego*. Kraków, Elektrotechnika i Elektronika, Tom 26, Zeszyt 1-2, Wydawnictwa AGH 2007
- [16] Sima V.: *Algorithms for Linear-Quadratic Optimalization*. Marcel Dekker, Inc. 1995
- [17] Szabat K.: *Analiza układów sterowania napędu prądu stałego z połączeniem sprężystym z regulatorami klasycznymi i rozmytymi*. Wrocław, Politechnika Wroclawska 2003 (rozprawa doktorska)
- [18] Szklarski L., Dziadecki A., Strycharz J., Jaracz K.: *Automatyka napędu elektrycznego*. Kraków, Wydawnictwa AGH 1996
- [19] Szklarski L., Jaracz K.: *Wybrane zagadnienia dynamiki napędów elektrycznych prądu stałego*. Kraków, Skrypty uczelniane, Nr 823, Wydawnictwa AGH 1981
- [20] Tondos M., Mysiński W.: *Microcomputer-based control system for drivers with resilient couplings*. Proc. of EPE'01, Graz 2001
- [21] Tondos M., Sieklucki G., Pracownik A.: *Proportional-Integral LQ Control of a Two-Mass System*. EPE-PEMC06, Portoroz 2006

- [22] Zaleśny P.: *Układy napędowe z połączeniami sprężystymi o ulepszonych właściwościach dynamicznych*. Gliwice, Politechnika Śląska 1998 (rozprawa doktorska)

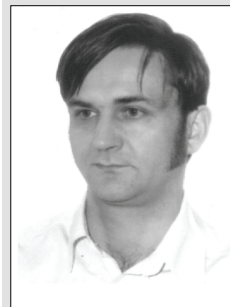
Wpłynęło: 24.09.2009



Adam PRACOWNIK

Urodził się 26 października 1975 roku. Studia ukończył w roku 2000 w Akademii Górniczo-Hutniczej w Krakowie na Wydziale Elektrotechniki, Automatyki, Informatyki i Elektroniki, a doktoranckie – w 2005 roku. Jest w trakcie pisanie rozprawy doktorskiej. Zajmuje się sterowaniem układów 2-masowych.

e-mail: apracus@interia.pl



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



MACIEJ TONDOS

Profesor nadzwyczajny AGH, uzyskał stopnie naukowe magistra inżyniera, doktora nauk technicznych oraz doktora habilitowanego, odpowiednio w latach 1968, 1976, oraz w 1990 roku na Akademii Górniczo-Hutniczej w Krakowie. Obecnie jest kierownikiem Katedry Automatyki Napędu i Urządzeń Przemysłowych. Zainteresowania naukowe dotyczą energoelektroniki i napędów zautomatyzowanych. Autor 70 artykułów 69 referatów 40 opracowań dla przemysłu oraz 8 patentów. Jest członkiem European Power Electronics Association oraz IEEE.

e-mail: tondos@agh.edu.pl