

*estymacja zmiennych stanu, filtr Kalmana,
napęd dwumasowy, sterowanie FDC*

Piotr J. SERKIES*

ZAGADNIENIA PROJEKTOWANIA LINIOWEGO FILTRU KALMANA DLA ZAAWANSOWANEJ STRUKTURY STEROWANIA UKŁADU DWUMASOWEGO

W artykule przedstawiono zagadnienia związane z projektowaniem liniowego rozszerzonego filtru Kalmana estymującego zmienne stanu i wielkości układu napędowego z połączeniem sprzężystym. We wstępie omówiono zagadnienia estymacji zmiennych stanu w nowoczesnych napędach elektrycznych. W kolejnych rozdziałach przedstawiono model rozpatrywanego napędu oraz analizowanego Filtru Kalmana. Następnie zaprezentowano metodę doboru współczynników macierzy kowariancji Q i R . W ramach badań sprawdzono odporność układu na niedokładność oszacowania parametrów. Badania symulacyjne zostały potwierdzone badaniami eksperymentalnymi.

1. WPROWADZENIE

Tłumienie drgań skrętnych układu napędowego z połączeniem sprzężystym jest zagadnieniem ważnym i cieszącym się stałym zainteresowaniem ośrodków badawczych [1]–[15]. Jedną z najefektywniejszych metod pozwalających uzyskać poprawne właściwości dynamiczne jest zastosowanie odpowiednich układów regulacji [1]–[15]. Zaawansowane liniowe struktury sterowania takie jak: regulator oparty o prawo sterowania Force Dynamic Control (FDC) [1], [16], czy regulator PI z dodatkowymi sprzężeniami zwrotnymi [10] lub/i kompensacją wpływu momentu obciążenia [1] wymagają informacji o wektorze stanu oraz dodatkowych wielkościach układu napędowego (momencie obciążenia oraz jego pierwszej i drugiej pochodnej). W celu estymacji wektora stanu układu można zastosować metody algorytmiczne lub bazujące na sztucznej inteligencji [17]–[22]. Sposób projektowania estymatorów algorytmicznych dla układu dwumasowego (obserwator Luenbergera, Filtr Kalmana) przedstawiono w [1]. Powszechnie przyjmuje się, że zmienną wejściową estymatorów jest

* Instytut Maszyn Napędów i Pomiarów Elektrycznych, ul. Smoluchowskiego 19, 50-372 Wrocław, e-mail: piotr.serkies@pwr.wroc.pl

moment elektromagnetyczny a zmienną wyjściową prędkość silnika napędowego. Jednak w wielu przypadkach sygnał momentu elektromagnetycznego jest trudno mierzalny (napęd prądu przemiennego) i zakłócony dużym szumem pomiarowym. W celu poprawy właściwości dynamicznych estymatorów, w niniejszej pracy proponuje się zmianę sygnału wejściowego estymatora na zadany moment elektromagnetyczny (wyjście regulatora prędkości). Takie podejście wymaga rozszerzenia modelu matematycznego obiektu o dynamikę pętli kształtowania momentu elektromagnetycznego. Wzrost złożoności modelu kompensowany jest jednak przez uzyskanie lepszych właściwości dynamicznych estymatora.

W niniejszym artykule przedstawiono zagadnienia związane z projektowaniem Rozszerzonego Liniowego Filtru Kalmana estymującego wektor stanu układu dwumasowego wraz z momentem elektromagnetycznym oraz dodatkowe wielkości takie jak: moment obciążenia wraz jego dwiema pochodnymi. Do strojenia parametrów obserwatora wykorzystano zaawansowane metody optymalizacji bazujące na algorytmach genetycznych i metodach przeszukiwania zbiorów.

2. MODEL NAPĘDU I STRUKTURA STEROWANIA

Model matematyczny układu dwumasowego z bezinercyjnym połączeniem sprężystym można opisać poniższymi równaniami różniczkowymi [1]:

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \omega_1 = \frac{1}{T_1} (m_e - m_s) & \frac{d}{dt} \omega_2 = \frac{1}{T_2} (m_s - m_L) \\ \frac{d}{dt} m_s = \frac{1}{T_c} (\omega_1 - \omega_2); & \frac{d}{dt} \alpha = \frac{1}{T_\alpha} (\omega_2) \end{cases} \quad (1)$$

gdzie:

m_e – moment elektromagnetyczny,

ω_1 – prędkość silnika,

ω_2 – prędkość maszyny obciążającej,

m_s – moment skrętny,

α – pozycja wału maszyny roboczej,

m_L – moment obciążenia,

T_1 – mechaniczna stała czasowa silnika,

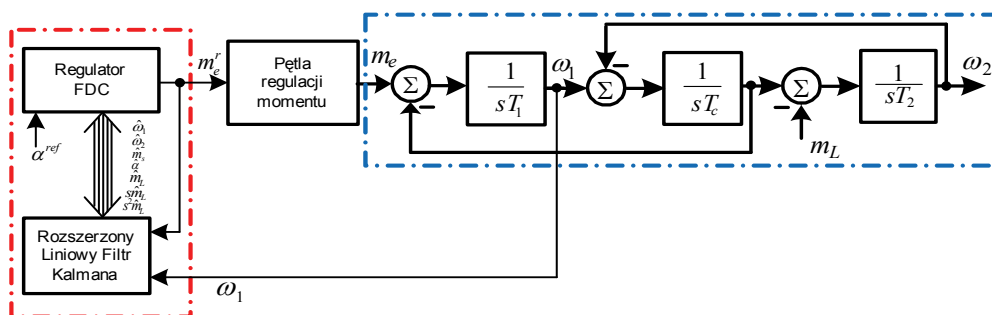
T_2 – mechaniczna stała czasowa maszyny obciążającej,

T_c – stała czasowa elementu sprężystego,

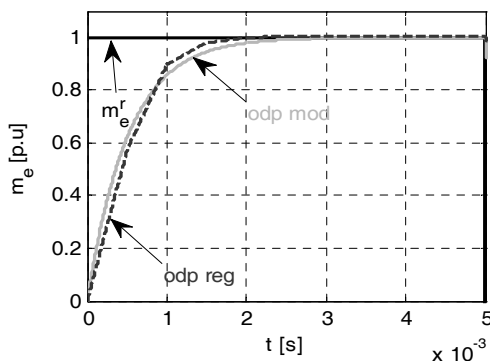
T_α – stała pozycjonowania.

Wartości parametrów analizowanego układu wynosiły ($T_1 = T_2 = 0,203$ s, $T_c = 1,2$ ms, $T_\alpha = 0.5$ s).

Układ napędowy analizowany w niniejszej pracy pracuje w strukturze kaskadowej z dwoma regulatorami: nadrzędnym pozycji (regulator oparty o prawo sterowania FDC [1] zastępujący klasyczne regulatory pozycji i prędkości), oraz podrzędnym regulatorem momentu elektromagnetycznego (predykcyjny regulator momentu). Nastawy regulatora prądu zapewniają szybką odpowiedź momentu elektromagnetycznego [10]. Opisywaną strukturę, z zastępczą pętlą generacji momentu przedstawiono na rys. 1.



Rys. 1. Struktura sterowania
Fig. 1. Control structure



Rys. 2 Porównanie odpowiedzi układu regulacji momentu i przyjętego modelu zastępczego
Fig. 2. Comparison of torque control system response and the *equivalent model*

W przypadku zoptymalizowanej pętli regulacji momentu elektromagnetycznego, całą pętlę jego regulacji można odwzorowywać blokiem inercyjnym o małej stałej czasowej, gdzie wartością wejściową jest moment zadany a wyjściem moment silnika. Dynamika pętli regulacji momentu wyrażona jest poniższym równaniem [12]:

$$\frac{m_e}{m_e^r} = \frac{1}{T_{ez}s + 1} \quad (2)$$

gdzie:

m_e – moment rozwijany przez silnik napędowy,

m_e^r – moment zadany przez nadrzędny regulator,

T_{ez} – zastępcza stała czasowa obwodu regulacji momentu.

W rozpatrywanej strukturze przyjęto $T_{ez} = 0.0005217$ s.

Na rysunku 2 przedstawiono porównanie odpowiedzi układu regulacji momentu oraz przyjętego modelu. Z zaprezentowanych wyników widać, że pomiędzy modelem a układem rzeczywistym istnieją nieznaczne różnice. Tak przyjęta transmitancja (2) wykorzystana zostanie w modelu filtru Kalmana.

3. ROZSZERZONY LINIOWY FILTR KALMANA

Aby możliwa była estymacja momentu obciążenia wraz z dwiema pochodnymi należy rozszerzyć wektor stanu napędu o te wielkości. Macierze stanu i wejścia oraz wektor stanu używane w filtrze Kalmana przyjmują następujące postacie:

$$x^F = \begin{bmatrix} m_e^e \\ \omega_1^e \\ \omega_2^e \\ m_s \\ \alpha \\ m_L^e \\ sm_L^e \\ s^2 m_L^e \end{bmatrix}; A^F = \begin{bmatrix} \frac{-1}{T_{ez}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{T_1} & 0 & 0 & \frac{-1}{T_1} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{T_2} & 0 & \frac{-1}{T_2} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{T_C} & \frac{-1}{T_C} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{T_\alpha} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; B^F = \begin{bmatrix} \frac{1}{T_{ez}} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}^T; C^F = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}^T \quad (3)$$

gdzie:

x^F – wektor stanu Filtru Kalmana,

A^F – Macierz stanu Filtru,

B^F – Macierz wejść Filtru.

Model napędu zostaje poddany dyskretyzacji z okresem T_p .

Algorytm estymacji jest iteracyjny i odbywa się w następujących krokach:

1) Obliczenie predyktora:

$$\hat{\mathbf{x}}(k+1/k) = \mathbf{A}(k)\hat{\mathbf{x}}(k/k) + \mathbf{B}(k)\mathbf{u}(k) \quad (4)$$

2) Estymacja macierzy kowariancji błędu:

$$\mathbf{P}(k+1/k) = \mathbf{A}(k)\mathbf{P}(k/k)\mathbf{A}(k)^T + \mathbf{Q}(k) \quad (5)$$

3) Obliczenie wzmocnienia filtru Kalmana:

$$\tilde{\mathbf{K}}(k+1) = \mathbf{P}(k+1/k)\mathbf{C}(k+1)^T \left[\mathbf{C}(k+1/k)\mathbf{P}(k+1/k)\mathbf{C}(k+1/k)^T + \mathbf{R}(k) \right]^{-1} \quad (6)$$

4) Wyznaczenie estymaty wektora stanu:

$$\hat{\mathbf{x}}(k+1/k+1) = \hat{\mathbf{x}}(k+1/k) + \mathbf{K}(k+1)[\mathbf{y}(k+1) - \mathbf{C}(k+1)\hat{\mathbf{x}}(k+1/k)] \quad (7)$$

5) Obliczenie macierzy kowariancji błędu estymaty:

$$\mathbf{P}(k+1/k+1) = [\mathbf{I} - \mathbf{K}(k+1)\mathbf{C}(k+1)]\mathbf{P}(k+1/k) \quad (8)$$

6) Powrót do pierwszego kroku.

Do wyznaczenia wartości macierzy kowariancji \mathbf{Q} i \mathbf{R} wykorzystano zaawansowany hybrydowy algorytm optymalizacji globalnej. W pierwszym etapie obliczeń wykorzystuje się algorytm genetyczny. Wyznacza on punkt startowy dla algorytmu przeszukiwania zbiorów zastosowanego w kolejnym etapie obliczeń. Algorytm ten znajduje globalne ekstremum. Przyjęta w procesie optymalizacji funkcja celu ma postać:

$$F = \min_{\text{diag}(\mathbf{Q}, \mathbf{R})} n^{-12} \cdot \prod_{i=1}^3 (f_i) \quad (9)$$

gdzie:

f_1 – składowe błędu estymacji w zależności od przyjętej stałej czasowej maszyny roboczej T_2 ,

n^{-12} – czynnik normujący zależny od ilości próbek. Składowe f_i można wyrazić zależnościami:

$$f_1^{T_2=T_{2N}} = \left\{ \begin{array}{l} \sum_{j=1}^n \left(\left| \omega_1^e - \omega_1 \right| \right) \cdot \sum_{j=1}^n \left(\left| \omega_2^e - \omega_2 \right| \right) \cdot \sum_{j=1}^n \left(\left| \alpha^e - \alpha \right| \right) \cdot \sum_{j=1}^n \left(\left| m_s^e - m_s \right| \right) \cdot \\ \sum_{j=1}^n \left(\left| m_L^e - m_L \right| \right) \cdot \sum_{j=1}^n \left(\left| sm_L^e - sm_L \right| \right) \cdot \sum_{j=1}^n \left(\left| s^2 m_L^e - s^2 m_L \right| \right) \cdot \sum_{j=1}^n \left(\left| m_e^e - m_e \right| \right) \end{array} \right\}$$

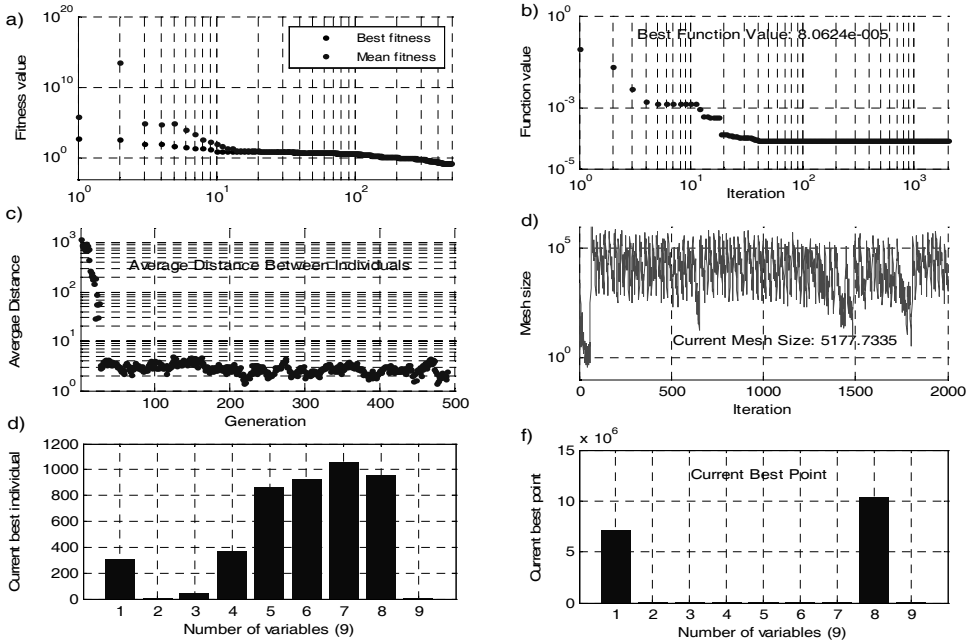
$$f_1^{T_2=0.5T_{2N}} = \left\{ \begin{array}{l} \sum_{j=1}^n \left(\left| \omega_1^e - \omega_1 \right| \right) \cdot \sum_{j=1}^n \left(\left| \omega_2^e - \omega_2 \right| \right) \cdot \sum_{j=1}^n \left(\left| \alpha^e - \alpha \right| \right) \cdot \sum_{j=1}^n \left(\left| m_s^e - m_s \right| \right) \cdot \\ \sum_{j=1}^n \left(\left| m_L^e - m_L \right| \right) \cdot \sum_{j=1}^n \left(\left| sm_L^e - sm_L \right| \right) \cdot \sum_{j=1}^n \left(\left| s^2 m_L^e - s^2 m_L \right| \right) \cdot \sum_{j=1}^n \left(\left| m_e^e - m_e \right| \right) \end{array} \right\} \quad (10)$$

$$f_1^{T_2=2 \cdot T_{2N}} = \left\{ \begin{array}{l} \sum_{j=1}^n \left(\omega_1^e - \omega_1 \right) \cdot \sum_{j=1}^n \left(\omega_2^e - \omega_2 \right) \cdot \sum_{j=1}^n \left(\alpha^e - \alpha \right) \cdot \sum_{j=1}^n \left(m_s^e - m_s \right) \cdot \\ \sum_{j=1}^n \left(m_L^e - m_L \right) \cdot \sum_{j=1}^n \left(sm_L^e - sm_L \right) \cdot \sum_{j=1}^n \left(s^2 m_L^e - s^2 m_L \right) \cdot \sum_{j=1}^n \left(m_e^e - m_e \right) \end{array} \right\}$$

Jak wynika z analizy postaci funkcji celu (9)–(10) algorytm optymalizacji wyznacza wartości macierzy zapewniające poprawną estymację zmiennych stanu i wielkości obiektu zarówno w przypadku znamionowych i zmienionych parametrów napędu.

Tabela 1 Parametry algorytmu optymalizacji
Table 1. Parameters of optimization algorithm

Algorytm Genetyczny		Przeszukiwanie zbioru	
Populacja	30	Tolerancja siatki	1 ⁻⁵
Zakres startowy	Od 0 do 1 ³	Początkowy rozmiar siatki	1
Iteracje	15	Kompletowanie puli	on
reprodukcja	2	Cofanie siatki	0.75
krzyżowanie	rozproszone	Ekspansja siatki	3



Rys. 3. Wyniki optymalizacji wstępnej z wykorzystaniem algorytmu genetycznego (a, c, e), oraz właściwej z wykorzystaniem algorytmu przeszukiwania zbioru (b, d, f)
Fig. 3. The results of the initial optimization using genetic algorithm (a, c, e), and an appropriate using Direct Search algorithm (b, d, f)

Proponowane połączenie algorytmów optymalizacji zapewnia relatywnie szybkie znalezienie ekstremum globalnego. Podstawowe parametry wykorzystanych algorytmów zestawiono w tabeli 1. Na rysunku 3 przedstawiono wykresy obrazujące przebieg procesu optymalizacji. Jak wynika z przebiegów zawartych na rys. 3, algorytm genetyczny wyznaczał punkt startowy dla drugiego algorytmu w czasie 490 iteracjach. Algorytm przeszukiwania zbioru wykonał 2000 iteracji w czasie, których obliczał wartość funkcji celu około 24000 razy.

4. BADANIA SYMULACYJNE

W ramach badań symulacyjnych przeprowadzono analizę wpływu wybranych wartości macierzy \mathbf{Q} na błąd estymacji oraz przebadano odporność algorytmu na zmianę parametrów obiektu. Badania przeprowadzono w zamkniętej strukturze regulacji. Regulator FDC nastrojony został z wykorzystaniem modelu referencyjnego o pulsacji rezonansowej $\omega_{r1} = \omega_{r1} = 30$ rad/s, $\zeta = 1$.

Do analizy błędu estymacji wykorzystano wskaźnik w postaci:

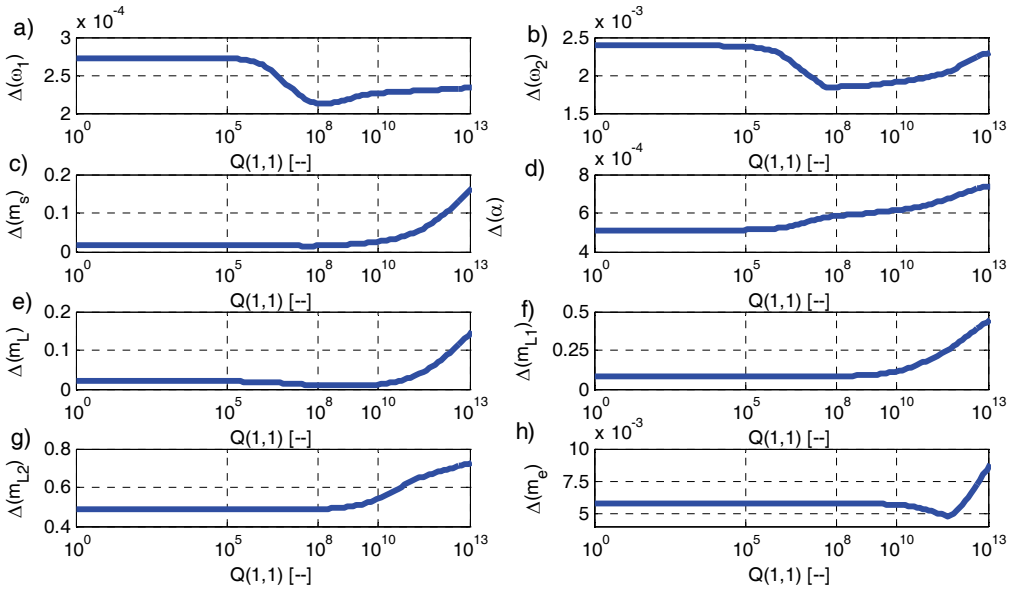
$$\Delta(v) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N |v - v_e| \quad (11)$$

gdzie:

- N – długość wektora próbek,
- v – rzeczywista wartość,
- v_e – wartość estymowana.

Algorytm badań był następujący. W czasie $t = 0$ s następował skok wartości zadanej (pozycji) do 0,25. Po osiągnięciu sygnału referencyjnego przez obiekt, w chwili $t = 2$ s następowało załączenie momentu obciążenia o kształcie sinusoidalnym oscylującym z amplitudą 0,5 wokół wartości 0,5 z częstotliwością 0,25 Hz. Czas przeprowadzonych badań wynosił 4 s.

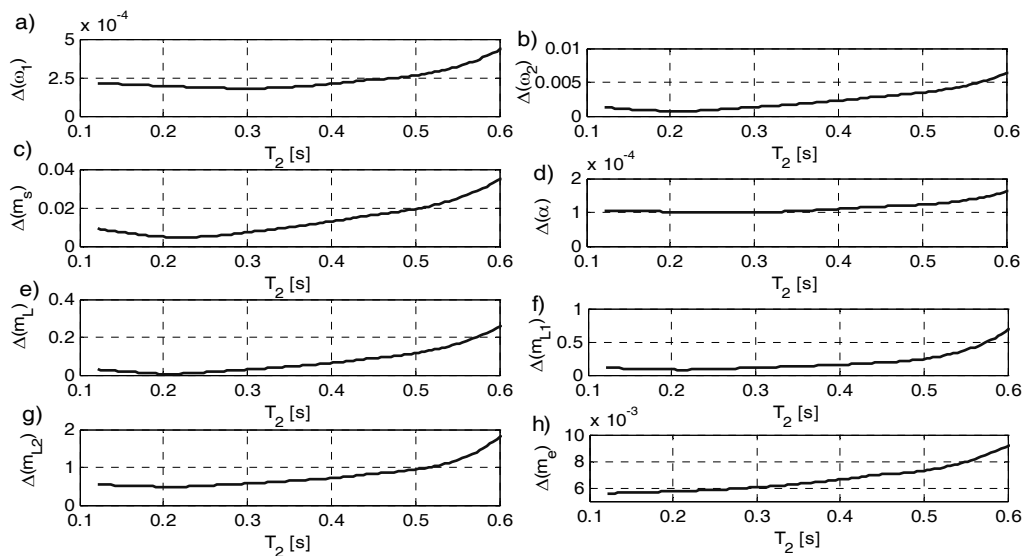
Ze względu na nową zmienną stanu jaką jest zastępczy moment elektromagnetyczny na rys. 4 przedstawiono wpływ zmian wartości Q_{11} (element macierzy kowariancji \mathbf{Q} odpowiadający rozpatrywanej zmiennej stanu) na dokładność estymacji. Wartość tego współczynnika, jaka została wyznaczona na drodze optymalizacji, wynosiła $7 \cdot 10^7$. Z analizy przebiegów zaprezentowanych na rys. 4. widać że zmiana wartości rozpatrywanego współczynnika poniżej poziomu 10^{10} ma niewielki wpływ na dokładność estymacji pozostałych zmiennych stanu. Choć widoczne jest dokładne minimum błędu dla wartości otrzymanej w procesie optymalizacji. W przypadku wzrostu wartości Q_{11} powyżej 10^{10} widoczny jest gwałtowny wzrost błędów estymacji wszystkich zmiennych stanu.



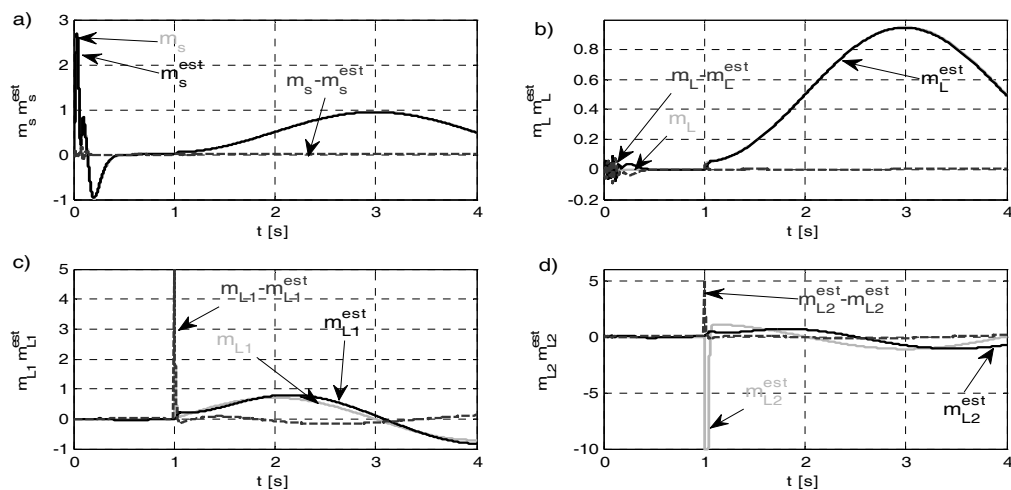
Rys. 4. Wpływ zmiany wartości Q_{11} na błąd estymacji zmiennych stanu
 Fig. 4. Influence of changes of Q_{11} on the value of the estimation error

Kolejno sprawdzono wpływ zmian stałej mechanicznej maszyny roboczej na dokładność estymacji zmiennych stanu. Badania prowadzone były w zamkniętej strukturze regulacji. Do rozważań przyjęto zmianę wartości T_2 w zakresie od 0,1 s do 0,6 s, co stanowi zakres od połowy do trzykrotnej wartości znamionowej stałej mechanicznej. Uzyskane wyniki przedstawione zostały na rys. 5. Z zaprezentowanych przebiegów widać, że gwałtowny wzrost błędu estymacji występuje od dwukrotnej wartości znamionowej stałej mechanicznej. Należy podkreślić, że błąd estymacji pozycji wału maszyny roboczej (rys. 5d) praktycznie w całym rozpatrywanym zakresie utrzymuje się na bardzo niskim poziomie co wynika z dużej wartości elementu macierzy kowariancji błędu Q .

Na rysunku 6 przedstawiono przebiegi momentów obciążenia, jego pierwszej i drugiej pochodnej oraz momentu skrętnego przy znamionowych parametrach napędu. W stanach przejściowych szczególnie w przypadku pochodnych momentu obciążenia (rys. 6c, d) widoczne są duże błędy estymacji, jednak błędy te nie mają wpływu na dokładność regulacji pozycji napędu. Błąd estymacji po okresie przejściowym maleje poniżej 10%. W przypadku zmiany parametrów błędy w sygnałach pochodnych znacząco wzrastają.

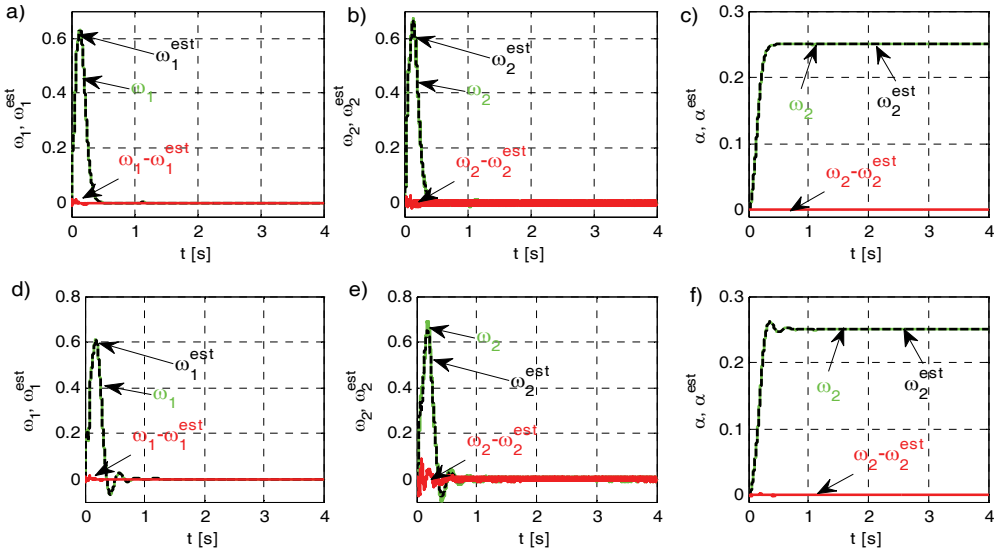


Rys. 5. Wpływ zmian wartości stałej mechanicznej T_2 na dokładność estymacji zmiennych stanu
 Fig. 5. Influence of changes values of mechanical time constant on the accuracy of state variables estimation



Rys. 6. Przebiegi momentów: skrętnego (a), obciążenia (b), pierwszej pochodnej (c) i drugiej pochodnej (d) przy znamionowych parametrach napędu
 Fig. 6. Waveforms of torques: torsional (a), load (b), the first derivative (c) and the second derivative (d) at the rated parameters of the drive

Na kolejnym rysunku (rys. 7) przedstawiono przebiegi prędkości silnika napędowego oraz prędkość i położenie wału maszyny roboczej w przypadku znamionowej i zwiększonej dwukrotnie wartości mechanicznej stałej czasowej maszyny roboczej. Z przedstawionych przebiegów widać niewielki wpływ zmiany stałej T_2 na błąd estymacji analizowanych zmiennych stanu.



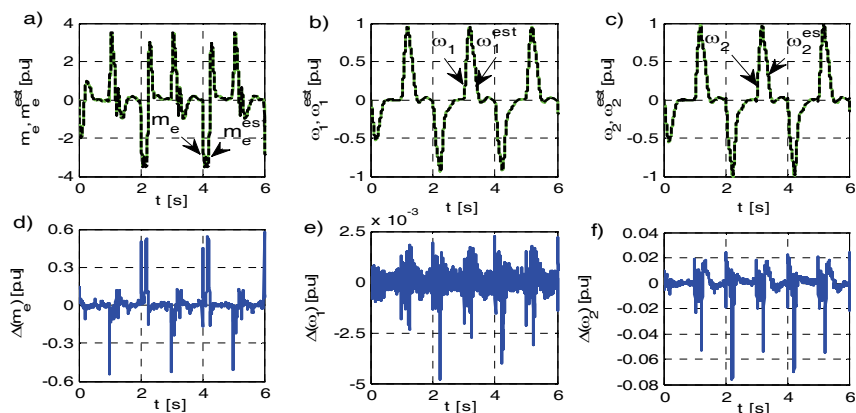
Rys. 7. Przebiegi rzeczywiste i estymowane prędkości silnika napędowego (a, d), prędkość maszyny roboczej (b, e), położenie wału maszyny roboczej (c, f) dla warunków nominalnych (a, b, c) i przy dwukrotnej stałej czasowej T_2

Fig. 7. Real and estimated waveforms: (a, d) motor speed, (b, e) load speed, (c, f) position of load machine. For the nominal conditions of T_2 (a, b, c) and the double value of T_2

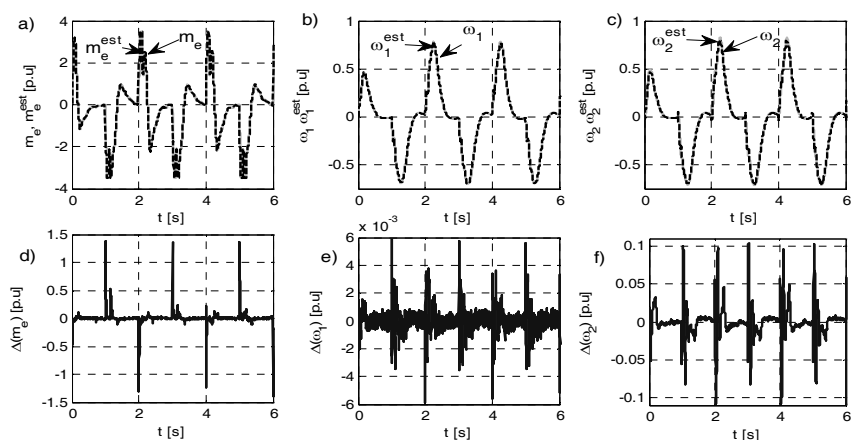
5. BADANIA EKSPERYMENTALNE

Badania eksperymentalne przeprowadzone zostały na stanowisku zbudowanym z silników prądu stałego o mocy 500 W ($I_n = 2,9$ A) i momencie bezwładności $J = 0,0038$ kgm² połączonych ze sobą długim wałem ($L = 0,6$ m, $\Phi = 6$ mm). Silnik napędowy zasilany jest z przekształtnika pracującego w konfiguracji mostka H . Mostek ten sterowany jest przez modulator szerokości impulsów o częstotliwości 13 kHz. Prędkość silnika napędowego mierzona była przez enkoder inkrementalny o rozdzielczości 36 000 impulsów na obrót. Prąd mierzony był za pomocą przetworników typu LEM. Algorytm zaimplementowany został na karcie DS1104 z procesorem sygnałowym. Cała struktura próbkowana była z krokiem 0,5 ms.

W chwili $t = 0$ następowała zmiana pozycji zadanej z 0 na 0,25 [p.u]. Po czasie 0,2 s następowało załączenie momentu obciążenia. Następnie, co 2 s następowała zmiana pozycji zadanej na przeciwną.



Rys. 8. Wartości rzeczywiste i estymowane, oraz błędy estymacji dla znamionowych parametrów gdzie: a) moment elektromagnetyczny, b) prędkość pierwsza, c) prędkość druga, d) błąd estymacji momentu elektromagnetycznego, e) błąd estymacji prędkości pierwszej, f) błąd estymacji prędkości drugiej
Fig 8. Real and estimated values, and estimation errors for the nominal parameters of the drive where: a) electromagnetic torque, b) motor speed, c) load speed, d) the electromagnetic torque estimation error, e) motor speed estimation error, f) load speed estimation error



Rys. 9. Wartości rzeczywiste i estymowane, oraz błędy estymacji przy $T_2 = 2 T_{2n}$ gdzie: a) moment elektromagnetyczny, b) prędkość pierwsza, c) prędkość druga, d) błąd estymacji momentu elektromagnetycznego, e) błąd estymacji prędkości pierwszej, f) błąd estymacji prędkości drugiej.
Fig. 9. Real and estimated value, and estimation errors for the $T_2 = 2 T_{2n}$, where: a) electromagnetic torque, b) motor speed, c) load speed, d) the electromagnetic torque estimation error, e) motor speed estimation error, f) load speed estimation error

W pierwszej kolejności sprawdzono działanie estymatora przy znamionowej oraz przy dwukrotnie zwiększonej mechanicznej stałej czasowej maszyny roboczej. Wyniki wybranych wielkości, których pomiar był możliwy na stanowisku eksperymentalnym przedstawiono na rys. 8. Kolejno sprawdzono działanie zamkniętego układu regulacji przy dwukrotnym zwiększeniu stałej czasowej maszyny roboczej, oraz przy występowaniu luzu na wale. Zmiana stałej T_2 nie została uwzględniona w algorytmie sterowania. Wyniki przedstawiono na rys. 9. Z zaprezentowanych wyników widać istotny wzrost błędu estymacji przy zwiększeniu stałej mechanicznej. Może to wynikać z luzu mechanicznego który występował na stanowisku a który nie był uwzględniony podczas optymalizacji.

6. PODSUMOWANIE

W pracy przedstawiono wyniki związane z projektowaniem liniowego Filtru Kalmana estymującego zmienne i wielkości układu dwumasowego z połączeniem sprzężystym. Na podstawie przeprowadzonych rozważań teoretycznych potwierdzonych badaniami symulacyjnymi i eksperymentalnymi można wyciągnąć następujące wnioski.

– Możliwa jest poprawna estymacja zmiennych stanu i wielkości układu dwumasowego (moment obciążenia wraz z jego pochodnymi). Jakość estymacji wyznaczanych wielkości w znacznym stopniu zależy od dynamiki zmian momentu obciążenia (zwłaszcza pochodnych momentu obciążenia).

– Zastosowanie hybrydowej metody optymalizacji globalnej opartej na algorytmach genetycznych i metodzie przeszukiwania zbiorów zapewnia poprawne dobranie parametrów macierzy kowariancji błędów \mathbf{Q} i \mathbf{R} w układzie z zakłóceniami pomiarowymi i parametrycznymi.

– Wprowadzenie dodatkowych sprzężeń zwrotnych od momentu obciążenia i jego pochodnych poprawia właściwości dynamiczne zamkniętej struktury sterowania. Teoretycznie umożliwia to całkowitą eliminację wpływu momentu obciążenia z przebiegu prędkości maszyny roboczej. W praktyce jest to ograniczone przez szумы pomiarowe i parametryczne jak również skończoną szybkość estymatora.

– Wprowadzenie zastępczego momentu elektromagnetycznego poprawia właściwości napędu w układach gdzie sygnał momentu elektromagnetycznego jest zakłócony (np. napęd prądu przemiennego)

Praca współfinansowana w ramach Stypendium współfinansowanego przez Unię Europejską w ramach Europejskiego Funduszu Społecznego (MK/SN/215/IV/2010/U).

LITERATURA

- [1] SZABAT K., *Struktury sterowania elektrycznych układów napędowych z połączeniem sprzężystym*, Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej nr 61, Wrocław 2008.

- [2] HACE A., JEZERNIK K., SABANOVIC A., *Improved Design of VSS Controller for a Linear Belt-Driven Servomechanism*, IEEE/ASME Trans. on Mechatronics, 2005, Vol. 10, No. 4, 385–390,
- [3] RYVKIN S., IZOSIMOV D., BAYDA S., *Flex mechanical digital control design*, Proceedings of IEEE International Conference on Industrial Technology, IEEE ICIT'03, 2003, Vol. 1, 298–302.
- [4] VAŠAK M., BAOTIĆ M., PETROVIĆ I., PERIĆ N., *Hybrid Theory-Based Time-Optimal Control of an Electronic Throttle*, IEEE Trans. on Industrial Electronics, 2007, Vol. 43, No. 3, 1483–1494.
- [5] VALENZUELA M.A., BENTLEY J.M., LORENZ R.D., *Evaluation of Torsional Oscillations in Paper Machine Sections*, IEEE Trans. on Industry Applications, 2005, Vol. 41, No. 2, 493–501.
- [6] HORI Y., SAWADA H., CHUN Y., *Slow resonance ratio control for vibration suppression and disturbance rejection in torsional system*, IEEE Trans. on Ind. Electronics, 1999, Vol. 46, No. 1, 162–168.
- [7] SERKIES P.J., SZABAT K., *Przybliżone sterowanie pozycją w napędzie elektrycznym z połączeniem sprzężystym*, Przegląd Elektrotechniczny, 2011, Vol. 87, No. 2.
- [8] MOLINAS M., SUUL J.A., UNDELAND T., *Extending the Life of Gear Box in Wind Generators by Smoothing Transient Torque With STATCOM*, IEEE Trans. on Industrial Electronics, 2010, Vol. 57, No. 2, 476–484.
- [9] GUZINSKI J., ABU-RUB, H., DIGUET M., KRZEMINSKI Z., LEWICKI A., *Speed and Load Torque Observer Application in High-Speed Train Electric Drive*, IEEE Trans. on Industrial Electronics, 2010, Vol. 57, No. 2, 565–574.
- [10] DIEULOT J.Y., COLAS F., *Robust PID control of a linear mechanical axis: A case study*, Mechatronics, 2009, No. 19, No. 2, 269–273.
- [11] SZABAT K., ORLOWSKA-KOWALSKA T., *Vibration Suppression in Two-Mass Drive System using PI Speed Controller and Additional Feedbacks – Comparative Study*, IEEE Trans. on Industrial Electronics, 2007, Vol. 54, No. 2, 1193–1206.
- [12] MUSZYNSKI R., DESKUR J., *Damping of Torsional Vibrations in High-Dynamic Industrial Drives*, IEEE Trans. on Industrial Electronics, 2010, Vol. 57, No. 2, 544–552.
- [13] ORLOWSKA-KOWALSKA T., KAMINSKI M., SZABAT K., *Implementation of the Sliding Mode Controller with an Integral Function and Fuzzy Gain Value for Electrical Drive with Elastic Joint*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, Vol. 57, No. 4, 1309–1317.
- [14] VASAK M., PERIC N., *Stability analysis of a patched LQR control system for constrained multi-mass electrical drives*, Przegląd Elektrotechniczny, 2009, Vol. 85, No. 7, 109–114.
- [15] CYCHOWSKI M., SZABAT K., *Efficient real-time model predictive control of the drive system with elastic transmission*, Control Theory & Applications, IET, 2010, Vol. 4, No. 1.
- [16] SZABAT K., SERKIES P.J., *Zastosowanie sterowania predykcyjnego w napędzie elektrycznym*, Przegląd Elektrotechniczny, 2010, Vol. 86, No. 2, 380–383.
- [17] DODDS S.J., SZABAT K., *Forced Dynamic Control of Electric Drives with Vibration Modes in the Mechanical Load*, 12th International Power Electronics and Motion Control Conference, 2006, EPE-PEMC 2006, 1245–1250.
- [18] YOSHIOKA Y., HANAMOTO T., *Estimation of a Multimass System Using the LWTLs and a Coefficient Diagram for Vibration-Controller Design*, IEEE Trans. on Industrial Applications, 2008, Vol. 44, No. 2, 566–574.
- [19] ORLOWSKA-KOWALSKA T., SZABAT K., *Neural-Network Application for Mechanical Variables Estimation of a Two-Mass Drive System*, IEEE Trans. on Industrial Electronics, 2007, Vol. 54, No. 3, 1352–1364.
- [20] SZABAT K., ORLOWSKA-KOWALSKA T., *Performance Improvement of Industrial Drives with Mechanical Elasticity Using Nonlinear Adaptive Kalman Filter*, IEEE Trans. on Industrial Electronics, 2008, Vol. 55, No. 3, 1075–1084.

- [21] ERENTURK K., *Gray-fuzzy control of a nonlinear two-mass system*, Journal of the Franklin Institute, 2010, Vol. 347, No. 7, 1171–1185.
- [22] LEONAND A.E., SOLSONA J.A., *On state estimation in electric drives*, Energy Conversion and Management, 2010, Vol. 51, No. 3, 600–605.
- [23] KAMIŃSKI M., *Implementacja neuronowego estymatora prędkości napędu dwumasowego w układzie FPGA*, Przegląd Elektrotechniczny, 2010, Vol. 86, No. 2, 225–230.

DESIGN OF THE KALMAN FILTER FOR THE ADVANCED CONTROL STRUCTURE OF THE TWO-MASS SYSTEM

In the paper the issues related to the design of extended linear Kalman filter for the state variable estimation are presented. The original two-mass system state vector is extended by the load torque and its the first as well as the second derivatives. In the introduction the modern estimation method are described briefly. Next the considered model of the drive is presented. Then the applied procedure based on the global optimization technique is presented. The robustness of the designed Kalman filter to the variation of the value of the matrix Q is examined. The simulation study are confirmed by the experimental tests.