

Tomasz NARTOWICZ

POLITECHNIKA BIAŁOSTOCKA, WYDZIAŁ ELEKTRYCZNY
ul. Wiejska 45D, 15-351 Białystok

Synteza regulatora ułamkowego rzędu zapewniającego zadany zapas stabilności dla określonej klasy obiektów inercyjnych z opóźnieniem

Mgr inż. Tomasz NARTOWICZ

Tomasz Nartowicz ukończył Wydział Mechaniczny Politechniki Białostockiej w 2006. Od 2007 jest słuchaczem Studium Doktoranckiego Wydziału Elektrycznego Politechniki Białostockiej. Zajmuje się głównie analizą i syntezą układów regulacji automatycznej z opóźnieniami oraz ułamkowego rzędu.



e-mail: tomek.nartowicz@gmail.com

Streszczenie

Rozważono problem projektowania regulatora ułamkowego rzędu zapewniającego zadany zapas stabilności układu regulacji z obiektem inercyjnym pierwszego rzędu z opóźnieniem, pierwszego rzędu z całkowaniem i opóźnieniem oraz drugiego rzędu z opóźnieniem. Podano komputerową metodę syntezy regulatora ułamkowego rzędu. Bazuje ona na zastosowaniu idealnej transmitancji Bodego jako wzorca dla układu otwartego z regulatorem. Rozważania zilustrowano przykładami liczbowymi i wynikami badań symulacyjnych.

Słowa kluczowe: układ regulacji, liniowy, stabilność, zapas stabilności, regulator ułamkowego rzędu.

Design of a fractional order controller satisfying gain and phase margin for a class of inertial plants with delay

Abstract

In the paper there is considered the design problem of a fractional order controller satisfying the given gain and phase margin of the closed loop system with a first order inertial plant with time delay (1), a first order inertial plant with integral term and time delay (17) and a second order inertial plant with time delay (23). The proposed method is based on using the Bode's ideal transfer function (2) as a reference transfer function of the open loop system. The synthesis method consists in simplifying the plant transfer function (3), (18), (24), and determining the controller transfer function so that the open loop transfer function has a form (2), not including the time delay. The transfer function of the fractional controller described is given by (4) for plant (1), (19) for (17) and (25) for (23). The controller fractional order is related to the gain and phase margin only (13). The fractional controller parameters are described by simple formulas. A computer method for fractional controller synthesis is given. The considerations are illustrated by numerical examples as well as results of computer simulations performed in the MATLAB/Simulink environment.

Keywords: control system, linear, stability, stability margin, fractional order controller.

1. Wstęp

W ostatnich latach odnotowano intensywny rozwój teorii analizy i syntezy liniowych układów ułamkowego rzędu, patrz np. monografie [8, 9, 10, 12] i cytowaną tam literaturę. Badaniom stabilności i odpornej stabilności liniowych układów ułamkowych poświęcone są prace [3 - 6]. Problemowi doboru nastaw regulatorów ułamkowych rzędów są poświęcone prace [2, 11, 15, 17]. Podano w nich różne metody syntezy regulatorów, między innymi metody optymalizacyjne [11], bazujące na klasycznej metodzie Zieglera-Nicholsa [17]. Do pierwszych prac naukowych, w których zaczęto rozpatrywać regulatory rzędu ułamkowego należą prace Podlubnego [13, 14].

Celem pracy jest podanie metody projektowania regulatorów ułamkowego rzędu zapewniających zadany zapas stabilności (tj. zapas modułu i zapas fazy) układu regulacji z obiektami jedno- i dwuinercyjnymi z całkowaniem i opóźnieniem.

Zastosowana metoda projektowania polega na wykorzystaniu idealnej transmitancji Bodego (np. [1, 2, 7]) jako wzorca dla układu otwartego z regulatorem. Podobne podejście zastosowano w pracy [1] w przypadku syntezy klasycznego regulatora (tj. naturalnego rzędu) oraz w pracy [7] w przypadku syntezy regulatora z obiektem inercyjnym pierwszego rzędu z całkowaniem i opóźnieniem.

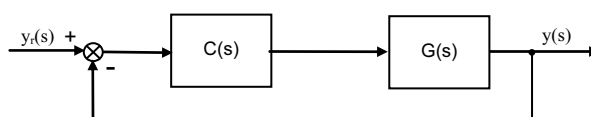
Proponowana metoda jest rozszerzeniem metody podanej w pracach [2, 7] na klasę układów regulacji z obiektami będącymi członami całkującymi rzeczywistymi z opóźnieniem. Istotną nowością w niniejszej pracy jest założenie uproszczonej transmitancji obiektu na podstawie której dobierana jest taka postać regulatora, aby transmitancja układu otwartego miała postać zbliżoną do idealnej transmitancji Bode'go. Zastosowane uproszczenie wykorzystano w przypadku syntezy regulatora całkowitego rzędu w pracy [16].

2. Sformułowanie problemu

Weźmy pod uwagę układ regulacji automatycznej o schemacie blokowym pokazanym na rysunku 1, składający się z obiektu o transmitancji operatorowej

$$G(s) = \frac{k}{1+s\tau} e^{-sh} \quad (1)$$

i szeregowego regulatora ułamkowego rzędu o transmitancji $C(s)$.



Rys. 1. Rozpatrywany układ regulacji automatycznej
Fig. 1. Feedback control system structure

Celem pracy jest podanie prostej metody syntezy regulatora ułamkowego rzędu zapewniającego zadany zapas stabilności (tj. zapas modułu A_m i zapas fazy ϕ_m) układu zamkniętego.

Przy syntezie regulatora wykorzystamy podejście, polegające na takim dobraniu transmitancji ułamkowego regulatora, aby transmitancja operatorowa układu otwartego rzędu ułamkowego miała tzw. idealną postać Bodego [1, 2, 7]

$$K(s) = \left(\frac{\omega_c}{s} \right)^\beta \quad (2)$$

gdzie ω_c jest pulsacją odcięcia modułu, tj. $|K(j\omega_c)|=1$ zaś β jest liczbą rzeczywistą. Transmitancja operatorowa (2) opisuje ułamkowy człon różniczkujący dla $\beta < 0$ zaś dla $\beta > 0$ człon całkujący ułamkowego rzędu.

Układ regulacji, którego transmitancja układu otwartego ma postać (2) ma stały zapas fazy. Dzięki temu jest on niewrażliwy na zmiany wartości wzmocnienia w układzie otwartym. Szersza

analiza rozpatrywanego układu (w tym w dziedzinie czasu) jest podana w pracy [1].

3. Rozwiązanie problemu

W celu uzyskania transmitancji operatorowej układu otwartego o postaci (2) (bez uwzględniania członu opóźniającego) zastosowano uproszczenie:

$$G(s) = \frac{k}{1+s\tau} e^{-sh} \approx \frac{k}{s\tau} e^{-sh}. \quad (3)$$

Dobierając transmitancję regulatora o postaci:

$$C(s) = k_c \frac{s}{s^\alpha} = k_c s^{1-\alpha} \quad (4)$$

gdzie α jest liczbą rzeczywistą, otrzymano transmitancję układu otwartego:

$$K(s) = C(s)G(s) = \frac{kk_c}{\tau} \frac{e^{-sh}}{s^\alpha}. \quad (5)$$

Zauważmy, że uzyskana postać transmitancji układu otwartego (5) różni się od idealnej transmitancji Bodego (2) członem opóźniającym e^{-sh} .

Przeanalizujmy teraz proces projektowania regulatora ułamkowego rzędu o transmitancji (4). Ze względu na zadany zapas modułu A_m i zadany zapas fazy ϕ_m , poszukiwane parametry regulatora to wartości wzmacnienia k_c oraz rzeczywista liczba α .

Uwzględniając wzór $(j\omega)^\alpha = |\omega|^\alpha e^{j\alpha\pi/2}$ obliczamy moduł i fazę transmitancji (5):

$$|K(j\omega)| = \frac{kk_c}{\tau} \frac{1}{\omega^\alpha}, \quad \phi(\omega) = \arg K(j\omega) = -h\omega - \alpha \frac{\pi}{2}. \quad (6)$$

Dla pulsacji odcięcia modułu ω_g oraz fazy ω_p zachodzą następujące zależności:

$$|K(j\omega_g)| = 1, \quad \phi(\omega_p) = \arg K(j\omega_p) = -\pi. \quad (7)$$

Uwzględniając wzory (6) możemy napisać:

$$\frac{kk_c}{\tau\omega_g^\alpha} = 1, \quad -h\omega_p - \alpha \frac{\pi}{2} = -\pi. \quad (8)$$

Po przekształceniu wzorów (8) otrzymujemy:

$$\omega_g^\alpha = \frac{kk_c}{\tau}, \quad \omega_p = \frac{(2-\alpha)\frac{\pi}{2}}{h}. \quad (9)$$

Z drugiego wzoru (9) wynika, że aby pulsacja ω_p była liczbą dodatnią musi być spełniony warunek $\alpha < 2$.

Przy zadanym zapasie stabilności, tj. zapasie modułu A_m i zapasie fazy ϕ_m zachodzą poniższe zależności:

$$\frac{kk_c}{\tau\omega_p^\alpha} = \frac{1}{A_m}, \quad \phi_m = \pi - h\omega_g - \alpha \frac{\pi}{2}. \quad (10)$$

Po przekształceniu wzorów (10) mamy:

$$\omega_p = \left(\frac{A_m k k_c}{\tau} \right)^{1/\alpha}, \quad \omega_g = \frac{(2-\alpha)\frac{\pi}{2} - \phi_m}{h}. \quad (11)$$

Uwzględniając pierwsze wzory (9) i (10) otrzymamy:

$$A_m = \frac{\omega_p^\alpha}{\omega_g^\alpha}. \quad (12)$$

Podstawiając drugie ze wzorów (9) i (11) do (12) otrzymamy:

$$A_m = \left(\frac{(2-\alpha)\frac{\pi}{2}}{(2-\alpha)\frac{\pi}{2} - \phi_m} \right)^\alpha. \quad (13)$$

Nieliniowe równanie (13) wiąże ze sobą zapasy modułu i fazy (A_m i ϕ_m) z ułamkowym rzędem α regulatora (4). Wartość parametru α możemy obliczyć rozwiązując nieliniowe równanie (13). Wartość wzmacnienia k_c regulatora wyznaczamy z pierwszych wzorów (8) i (10):

$$k_c = \frac{\tau\omega_g^\alpha}{k} = \frac{\tau\omega_p^\alpha}{kA_m}. \quad (14)$$

na podstawie znajomości wzmacnienia k obiektu i obliczonej pulsacji odcięcia modułu z drugiego ze wzorów (11) lub pulsacji odcięcia fazy z drugiego ze wzorów (9).

Wyznaczenie wartości parametru α wymaga znajomości tylko zadanego zapasu stabilności (zapasu modułu A_m i zapasu fazy ϕ_m). Wyznaczenie wzmacnienia k_c regulatora wymaga natomiast znajomości dodatkowo pulsacji odcięcia modułu ω_g (lub pulsacji odcięcia fazy ω_p) i wzmacnienia k obiektu oraz stałej czasowej τ .

Z powyższych rozważań wynika metoda postępowania przy projektowaniu regulatora ułamkowego rzędu opisanego transmitancją operatorową (4) przy zadanym zapasie modułu A_m i zapasie fazy ϕ_m .

Metoda postępowania:

- 1) Mając zadany zapas stabilności (tj. A_m i ϕ_m) rozwiązujemy nieliniowe równanie (13) i wyznaczamy liczbę rzeczywistą α .
- 2) Obliczamy pulsację odcięcia fazy z drugiego wzoru (9) lub obliczamy pulsację odcięcia modułu z drugiego wzoru (11). Wyznaczamy wzmacnienie k_c regulatora ze wzoru (14).

Przykład 1:

Weźmy pod uwagę układ regulacji automatycznej o schemacie pokazanym na rysunku 1, przy czym obiekt regulacji jest opisany transmitancją operatorową

$$G(s) = \frac{0.55}{1+62s} e^{-10s}. \quad (15)$$

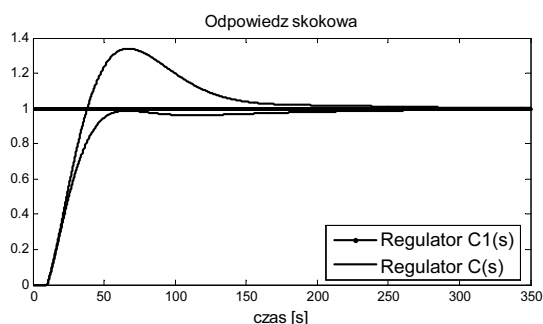
Należy wyznaczyć parametry transmitancji regulatora (4) tak, aby układ zamknięty miał zapas modułu $A_m = 4$ (ok. 12dB) i zapas fazy $\phi_m = 55^\circ$ (ok. 0.96 rad). W rozpatrywanym przypadku mamy: $k = 0.55$; $\tau = 62$; $h = 10$.

Postępując zgodnie z podaną metodą postępowania otrzymujemy:

- 1) Po rozwiązaniu równania (13) otrzymujemy $\alpha = 1.13385$.
- 2) Obliczamy pulsację odcięcia modułu z drugiego wzoru (11) otrzymując $\omega_g = 0.0401$. Ze wzoru (14) mamy $k_c = 2.9358$.

Transmitancja operatorowa projektowanego regulatora, zgodnie z (4), jest postaci:

$$C(s) = \frac{2.9358}{s^{0.13385}} \quad (16)$$

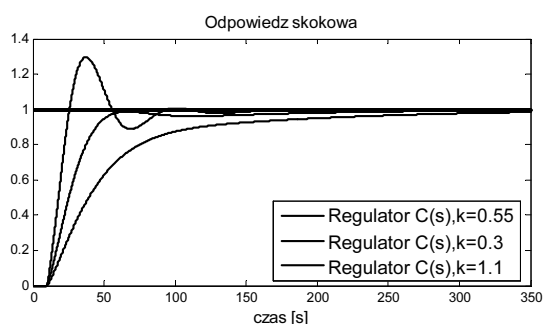


Rys. 2. Charakterystyki skokowe układu zamkniętego z obiektem (15) i regulatorami $C(s)$ (16) oraz $C_1(s)$

Fig. 2. Step response of the closed loop system with plant (15) and controllers $C(s)$ (16) and $C_1(s)$

Na rysunku 2 pokazano charakterystyki skokowe układu regulacji z regulatorem $C(s)$ o transmitancji (16) oraz regulatorem wyznaczonym według metody podanej w pracy [7], o transmitancji $C_1(s) = k_c(1+s\tau)/s^\alpha$ (przy syntezie którego zakładano równość $\tau = T$). Zgodnie z tą metodą otrzymujemy regulator o transmitancji: $C_1(s) = 0.0472(1+62s)/s^{1.134}$.

Układ regulacji z obiektem (15) i regulatorem (16), w porównaniu do układu z regulatorem $C_1(s)$, charakteryzuje się o około 100 sekund krótszym czasem regulacji zaś wyznaczona charakterystyka skokowa nie ma przeregulowania.



Rys. 3. Charakterystyki skokowe układu zamkniętego z obiektem (15) i regulatorem (16) wyznaczone dla różnych wartości wzmacnienia k obiektu

Fig. 3. Step response of the closed loop system with plant (15) and controller (16) for different values of parameter k

Na rysunku 3 przedstawiono charakterystyki skokowe układu regulacji z wyznaczonym regulatorem (16) dla kilku wartości wzmacnienia k obiektu. Wyznaczona nominalna charakterystyka skokowa ($k = 0.55$) nie ma przeregulowania, zaś czas regulacji wynosi ok. 50 sekund. Większe wartości wzmacnienia układu otwartego powodują wzrost przeregulowania, dla $k=1.1$ nawet do ok. 30%. Nie obserwujemy natomiast przeregulowania dla wartości współczynnika wzmacnienia układu otwartego mniejszych od wartości nominalnej (badano zmianę wartości wzmacnienia do $k = 0.3$), przy czym wydłuża się czas regulacji.

Zaprojektowany układ regulacji sprawdzono w dziedzinie częstotliwości: $A_m = 4.3884$, $\phi_m = 80.0651^\circ$. Otrzymane wartości zapasu modułu i fazy są większe od zakładanych podczas syntezy regulatora dla uproszczonej transmitancji (3) ($A_m = 4$, $\phi_m = 55^\circ$).

4. Uogólnienie na obiekty jednoinercyjne z całkowaniem i opóźnieniem

Zaproponowaną metodę syntezy ułamkowego regulatora zastosujemy w przypadku obiektu opisanego transmitancją operatorową:

$$G_1(s) = \frac{k}{s(1+s\tau)} e^{-sh} \quad (17)$$

W celu uzyskania transmitancji operatorowej układu otwartego o postaci (2) stosujemy uproszczenie:

$$G(s) = \frac{k}{s(1+s\tau)} e^{-sh} \approx \frac{k}{s^2\tau} e^{-sh} \quad (18)$$

Dobierając transmitancję regulatora o postaci:

$$C(s) = k_c \frac{s^2}{s^\alpha} = k_c s^{2-\alpha} \quad (19)$$

otrzymujemy transmitancję układu otwartego

$$K(s) = C(s)G(s) = \frac{kk_c}{\tau} \frac{e^{-sh}}{s^\alpha} \quad (20)$$

identyczną z (5), co gwarantuje nam identyczny sposób postępowania, jak w przypadku obiektu (1). Dla obiektu (17) obowiązują zatem równania (5)-(14), oraz podana metoda postępowania.

Przykład 2:

Weźmy pod uwagę układ regulacji automatycznej o schemacie pokazanym na rysunku 1, gdzie obiekt regulacji jest opisany transmitancją operatorową:

$$G(s) = \frac{0.55}{s(1+62s)} e^{-10s} \quad (21)$$

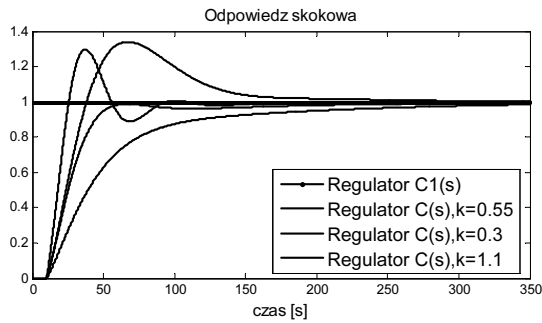
Należy wyznaczyć parametry transmitancji regulatora (19) tak, aby układ zamknięty miał zapas modułu $A_m = 4$ (ok. 12dB) i zapas fazy $\phi_m = 55^\circ$.

Postępując zgodnie z podaną metodą postępowania otrzymujemy:

$$C(s) = 2.9358s^{0.8661} \quad (22)$$

Na rysunku 4 pokazano charakterystyki skokowe zaprojektowanego układu regulacji automatycznej z wyznaczonym regulatorem (22) oraz z regulatorem zaprojektowanym zgodnie z metodą syntezy zaproponowaną w pracach [2, 7], polegającą na założeniu transmitancji regulatora postaci $C_1(s) = k_c(1+sT)/s^\alpha$, oraz równości $\tau = T$. Zgodnie z tą metodą otrzymujemy regulator o transmitancji: $C_1(s) = 0.0472/s^{0.134} + 2.914s^{0.866}$.

Zaprojektowany układ regulacji sprawdzono w dziedzinie częstotliwości otrzymując: $A_m = 4.3884$, $\phi_m = 80.0651^\circ$, czyli taki sam zapas stabilności jak w przykładzie 1.



Rys. 4. Charakterystyki skokowe układu zamkniętego z obiektem (21) i regulatorem $C_1(s)$ oraz regulatorem $C(s)$ (22) wyznaczone dla kilku wartości wzmocnienia k obiektu

Fig. 4. Step response of the closed loop system with plant (21) and controllers $C_1(s)$ and $C(s)$ (22) for different values of parameters k

5. Uogólnienie na obiekty dwuinercyjne z opóźnieniem

Zaproponowaną metodę syntezy przeanalizujemy tym razem dla obiektu opisanego transmitancją operatorową:

$$G_1(s) = \frac{k}{(1+s\tau)(1+s\tau_2)} e^{-sh}. \quad (23)$$

W celu uzyskania transmitancji operatorowej układu otwartego o postaci (2) stosujemy uproszczenie:

$$G(s) = \frac{k}{(1+s\tau)(1+s\tau_2)} e^{-sh} \approx \frac{k}{s\tau(1+s\tau_2)} e^{-sh}. \quad (24)$$

Dobieramy transmitancję regulatora o postaci:

$$C(s) = k_c \frac{s(1+sT)}{s^\alpha} = k_c s^{1-\alpha} (1+sT). \quad (25)$$

Zakładając $\tau_2 = T$, otrzymujemy transmitancję układu otwartego

$$K(s) = C(s)G(s) = \frac{kk_c}{\tau} \frac{e^{-sh}}{s^\alpha}. \quad (26)$$

identyczną z (5), co gwarantuje nam identyczny sposób postępowania, jak w przypadku obiektu (1). Dla obiektu (23) obowiązują zatem równania (5)-(14), oraz podana metoda postępowania. Zalecane jest aby spośród dwóch stałych czasowych transmitancji obiektu jako τ_2 przyjmowano stałą czasową o mniejszej wartości.

Przykład 3:

Weźmy pod uwagę układ regulacji automatycznej o schemacie pokazanym na rysunku 1, przy czym obiekt regulacji jest opisany transmitancją operatorową

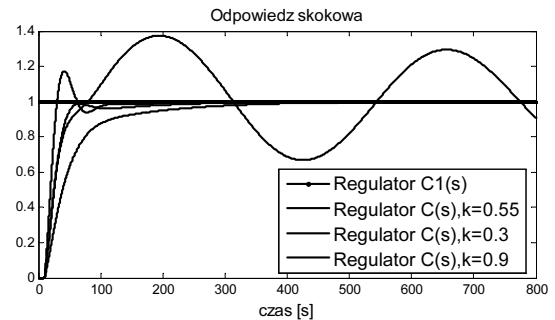
$$G(s) = \frac{0.55}{(1+62s)(1+36)} e^{-10s}. \quad (27)$$

Należy wyznaczyć parametry transmitancji regulatora (25) tak, aby układ zamknięty miał zapas modułu $A_m = 4$ (ok. 12dB) i zapas fazy $\phi_m = 55^\circ$ (ok. 0.96rad).

W rozpatrywanym przypadku mamy: $k = 0.55$; $\tau = 36$; $\tau_2 = 62$, $h = 10$.

Postępując zgodnie z metodą postępowania otrzymujemy:

$$C(s) = \frac{2.9358}{s^{0.13385}} + 105.6888s^{0.8661} \quad (28)$$



Rys. 5. Charakterystyki skokowe układu zamkniętego z obiektem (27) i regulatorem $C_1(s)$ oraz regulatorem $C(s)$ (28) wyznaczone dla kilku wartości wzmocnienia k obiektu

Fig. 5. Step response of the closed loop system with object (27), and $C_1(s)$ and controller $C(s)$ (28) for different values of parameters k

Na rysunku 5 pokazano charakterystyki skokowe zaprojektowanego układu regulacji automatycznej z obiektem (27), regulatorem (28) wyznaczone dla kilku wartości wzmocnienia k obiektu. Dodatkowo pokazano charakterystykę skokową układu zamkniętego z rozpatrywanym obiektem oraz regulatorem zaprojektowanego zgodnie z metodą syntezy zaproponowaną w pracach [2, 7], polegającą na założeniu regulatora postaci $C_1(s) = k_c(1+sT_1)(1+sT_2)/s^\alpha$, oraz równości $\tau = T_1$ i $\tau_2 = T_2$. Zgodnie z przytoczoną metodą otrzymujemy regulator:

$$C(s) = \frac{0.0472}{s^{1.13385}} + 4.6256s^{0.13385} + 105.3504s^{0.8661}.$$

Zaprojektowany układ regulacji sprawdzono w dziedzinie częstotliwości otrzymując:

$$A_m = 4.6784, \phi_m = 80.0651^\circ$$

Zapas stabilności jest taki sam jak w przypadku przykładów 1 i 2. Wynika to z otrzymanej transmitancji układu otwartego, identycznej dla każdego z rozpatrywanych przypadków.

6. Wnioski

W pracy rozpatrzono problem projektowania regulatora ułamkowego rzędu zapewniającego zadany zapas stabilności układu zamkniętego. Zaproponowano metodę projektowania polegającą na takim doborze transmitancji regulatora, aby transmitancja układu otwartego miała postać podobną do idealnej transmitancji Bodego (2). W analizowanym przypadku, ze względu na występujące opóźnienie, nie jest możliwe otrzymanie postaci (2) transmitancji układu otwartego. Dlatego też przyjęto postać (5) jako transmitancję odniesienia układu otwartego. Istotną cechą zaproponowanej metody jest uproszczenie transmitancji obiektu w fazie syntezy (podobnie jak w pracy [16]). Ze względu na zastosowane uproszczenie metoda sprawdza się dla obiektów o dużej inercji. Podano komputerową metodę i sposób postępowania przy wyznaczaniu parametrów tego regulatora przy zadanym zapasie stabilności. Rozważania zilustrowano przykładami syntezy regulatorów. Otrzymane zapasy stabilności z obiektami nominalnymi są większe od zakładanych, zapas modułu o około 2dB, zaś zapas fazy o około 25° . Badania symulacyjne przeprowadzono w środowisku systemu Matlab/Simulink, wykorzystując oprogramowanie opisane w pracy [18].

7. Literatura

- [1] Barbosa R. S., Machado J. A., Ferreira I. M.: Tuning of PID controllers based on Bode's ideal transfer function. *Nonlinear Dynamics*, 2004, vol. 38, pp. 305-321.
- [2] Boudjehem B., Boudjehem D., Tebbikh H.: Simple analytical design method for fractional-order controller. *Proc. 3-rd IFAC Workshop on Fractional Differentiation and its Applications*, Ankara, Turkey, 2008 (CD-ROM).
- [3] Busłowicz M.: Frequency domain method for stability analysis of linear continuous-time fractional systems. W: Malinowski K., Rutkowski L.: *Recent Advances in Control and Automation*, Academic Publishing House EXIT, Warszawa 2008, pp. 83-92.
- [4] Busłowicz M.: Stabilność liniowych ciągłych układów ułamkowych rzędu współmiernego. *Pomiary Automatyka Robotyka*, 2 (2008), str. 475-484 (CD-ROM).
- [5] Busłowicz M.: Robust stability of convex combination of two fractional degree characteristic polynomials. *Acta Mechanica et Automatica*, 2008, vol. 2, No. 2, pp. 5-10.
- [6] Busłowicz M.: Stability analysis of linear continuous-time fractional systems of commensurate order. *Journal of Automation, Mobile Robots and Intelligent Systems*, vol. 3, 2009, pp. 15-21.
- [7] Busłowicz M., Nartowicz T.: Projektowanie regulatora ułamkowego rzędu dla określonej klasy obiektów z opóźnieniem. *Pomiary Automatyka Robotyka*, 2/2009, str. 398-405.
- [8] Das. S.: *Functional Fractional Calculus for System Identification and Controls*. Springer, Berlin 2008.
- [9] Kaczorek T., *Wybrane zagadnienia teorii układów niecałkowitego rzędu*, Oficyna Wydawnicza Politechniki Białostockiej, 2009.
- [10] Kilbas A. A., Srivastava H. M., Trujillo J. J.: *Theory and Applications of Fractional Differential Equations*. Elsevier, Amsterdam 2006.
- [11] Monje C. A., Calderon A. J., Vinagre B. M., Chen Y., Feliu V.: On fractional PI controllers: some tuning rules for robustness to plant uncertainties. *Nonlinear Dynamics*, 2004, vol. 38, pp. 369-381.
- [12] Ostalczyk P.: *Zarys rachunku różniczkowo-całkowego ułamkowych rzędów. Teoria i zastosowania w automatyce*. Wydawnictwo Politechniki Łódzkiej, Łódź 2008.
- [13] Podlubny I.: *Fractional order systems and fractional order controllers*. The Academy of Sciences Institute of Experimental Physics, Kosice, Slovak Republic, 1994.
- [14] Podlubny I.: *Fractional Differential Equations*. Academic Press, San Diego 1999.
- [15] Podlubny I.: Fractional-order systems and PID-controllers. *IEEE Trans. Autom. Control*, 1999, vol. 44, No. 1, pp. 208-214.
- [16] Skogestad, S. Probably the best simple PID tuning rules in the world. *AICHE Annual Meeting*, Reno, Nevada, November 2001.
- [17] Valerio D., da Costa J. S.: Tuning of fractional PID controllers with Ziegler-Nichols type rules. *Signal Processing*, 2006, vol. 86, pp. 2771-2784.
- [18] Valerio D.: *Fractional Robust Systems Control*. PhD Dissertation, Technical University of Lisbona, 2005.

otrzymano / received: 22.02.2010

przyjęto do druku / accepted: 12.04.2010

artykuł recenzowany

INFORMACJE

Studia Podyplomowe

Wydział Elektryczny Politechniki Śląskiej w Gliwicach, Instytut Metrologii, Elektroniki i Automatyki
ogłasza nabór na Dwusemestralne Zaoczne Studia Podyplomowe

Systemy Pomiarowe i Sterowniki Programowalne (SPSP)

Cel Studiów

Celem studiów jest przekazanie wiedzy teoretycznej i umiejętności praktycznych w zakresie: projektowania, wdrażania i utrzymania ruchu systemów automatyki, programowania sterowników PLC oraz systemów nadrzędnych (SCADA), projektowania, programowania i eksploatacji automatycznych systemów pomiarowych w laboratoriach badawczych i przemysłowych, metod opracowania danych w systemach zapewnienia jakości procesów przemysłowych.

Profil uczestnika studiów

Studia przeznaczone są dla pracowników o różnych specjalnościach, z wyższym wykształceniem o kierunku elektrycznym, elektronicznym, informatycznym lub pokrewnym, zajmujących się organizacją pomiarów w laboratoriach badawczych i przemysłowych lub eksploatacją oraz modernizacją systemów sterowania. Ich ukończenie pozwoli uczestnikom na podwyższenie kwalifikacji niezbędnych do sprawnego opracowywania i wdrażania nowoczesnych systemów. Absolwent Studiów otrzymuje Świadectwo Ukończenia Studiów Podyplomowych w zakresie objętym nazwą studiów.

Studia prowadzone są na Wydziale Elektrycznym Politechniki Śląskiej w Gliwicach, w systemie zaocznym w każdą sobotę lub w co drugi weekend (do wyboru) przez dwa semestry. Zajęcia prowadzone są przez nauczycieli akademickich ze stopniem co najmniej doktora oraz przez zaproszonych Gości o uznanym dorobku i autorytecie. Studia obejmują 200 godzin dydaktycznych. Rozpoczęcie Studiów nastąpi po skompletowaniu odpowiedniej liczby kandydatów na dany rodzaj studiów.

Organizator studiów:

Instytut Metrologii, Elektroniki i Automatyki Politechniki Śląskiej, 44-100 Gliwice, ul. Akademicka 10, tel. 032 237 12 41, fax: 032 237 20 34, e-mail: re2@polsl.pl lub agnieszka.skorkowska@polsl.pl, <http://imeia.elekt.polsl.pl>

Kierownik studiów:

Prof. dr hab. inż. Tadeusz SKUBIS