

mgr inż. Tomasz Nartowicz
 Studium Doktoranckie, Wydział Elektryczny, Politechnika Białostocka

SYNTEZA REGULATORA UŁAMKOWEGO RZĘDU ZAPEWNIĄCEGO ZADANY ZAPAS STABILNOŚCI UKŁADU ZAMKNIĘTEGO Z OBIEKTEM INERCYJNYM PIERWSZEGO RZĘDU Z CAŁKOWANIEM I OPÓŹNIENIEM

Rozważono problem projektowania regulatora ułamkowego rzędu zapewniającego zadany zapas stabilności układu regulacji z obiektem inercyjnym pierwszego rzędu z całkowaniem i opóźnieniem oraz układu regulacji z obiektem niestabilnym. Zaproponowana metoda projektowania bazuje na zastosowaniu idealnej transmitancji Bodego jako wzorca dla układu otwartego z regulatorem. Podano komputerową metodę syntezy regulatora ułamkowego rzędu. Rozważania zilustrowano przykładem liczbowym i wynikami badań symulacyjnych.

DESIGN OF FRACTIONAL ORDER CONTROLLER SATISFYING GAIN AND PHASE MARGIN OF THE CLOSED LOOP SYSTEM WITH TIME- DELAY INERTIAL PLANT WITH INTEGRAL TERM

The paper considers the design problem of fractional order controller satisfying gain and phase margin of the closed loop system with time-delay inertial plant with integral term and closed loop system with unstable plant. The proposed method is based on using Bode's ideal transfer function as a reference transfer function for the open loop system. Computer method for synthesis of fractional controller is given. The considerations are illustrated by numerical example and results of computer simulation.

1. WSTĘP

Ostatnie lata przyniosły intensywny rozwój teorii analizy i syntezy liniowych układów ułamkowego rzędu, patrz np. monografie [9, 11, 13, 15, 16] i cytowana tam literatura. Problem badania stabilności oraz odpornej stabilności liniowych układów ułamkowych był rozpatrywany w pracach [3-7, 18]. Problemowi doboru nastaw regulatorów ułamkowych rzędów są poświęcone prace [2, 8, 10, 12, 14, 17, 19]. Podano w nich różne metody syntezy regulatorów, m.in. bazujące na klasycznej metodzie Zieglera-Nicholsa, np. [17], jak i inne metody, np. optymalizacyjne [10]. Do pierwszych prac naukowych, w których zaczęto rozpatrywać regulatory rzędu ułamkowego, należą prace Podlubnego [12, 14].

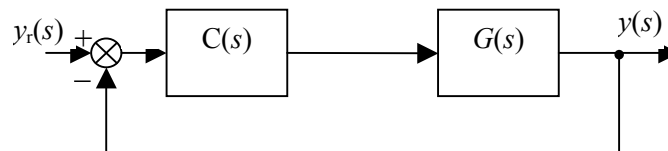
Celem pracy jest rozpatrzenie problemu projektowania regulatora ułamkowego rzędu zapewniającego zadany zapas stabilności (tj. zapas modułu i zapas fazy) układu regulacji z obiektem całkującym rzeczywistym z opóźnieniem oraz układu regulacji z obiektem niestabilnym. Zaproponowana metoda projektowania bazuje na zastosowaniu idealnej transmitancji Bodego (np. [1, 8]) jako wzorca dla układu otwartego z regulatorem. Takie podejście zastosowano w pracy [1] w przypadku syntezy klasycznego regulatora (tj. naturalnego rzędu), w pracy [2] w przypadku syntezy ułamkowego regulatora dla obiektu jednoinercyjnego z opóźnieniem oraz w pracy [8] w przypadku syntezy regulatora z obiektem inercyjnym pierwszego rzędu z całkowaniem i opóźnieniem. Proponowana metoda jest rozszerzeniem metody podanej w pracach [2, 8] na klasę układów regulacji z obiektami będącymi członami całkującymi rzeczywistymi z opóźnieniem.

2. SFORMUŁOWANIE PROBLEMU

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

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

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



Rys. 1. Rozpatrywany układ regulacji automatycznej

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 syntezy regulatora wykorzystamy podejście, polegające na takim dobraniu transmitancji ułamkowego regulatora, aby transmitancja operatorowa układu otwartego rzędu ułamkowego miała tzw. idealną postać Bodego [1, 2, 8]

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

gdzie ω_c jest pulsacją odcięcia modułu, tj. $|K(j\omega_c)| = 1$ zaś β jest liczbą rzeczywistą.

Szersza analiza układu otwartego o idealnej postaci Bodego (w tym w dziedzinie czasu) jest podana w pracy [1]. Synteza układu automatycznej regulacji wykorzystująca powyższe podejście została przedstawiona w pracach [2, 8]. Istotną różnicą w obecnej pracy jest założenie uproszczonej transmitancji obiektu na etapie projektowania i wybór takiej postaci regulatora ułamkowego, aby uzyskać postać zbliżoną do (2).

3. ROZWIĄZANIE PROBLEMU

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

$$G(s) = \frac{k}{s(1+s\tau)} e^{-sh} \approx \frac{k}{s^2\tau} e^{-sh} \quad (3)$$

otrzymując transmitancję regulatora postaci:

$$C(s) = k_c \frac{s^2}{s^\alpha} = k_c s^{2-\alpha} \quad (4)$$

gdzie α jest liczbą rzeczywistą.

Transmitancja 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. 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.

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

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

Przeanalizujemy teraz proces projektowania regulatora ułamkowego rzędu o transmitancji (4). Ze względu na zadany zapas modułu A_m i zadany zapas fazy ϕ_m , wyznaczmy wartości wzmocnienia k_c regulatora oraz parametru α .

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 wzór (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:

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

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

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

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

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

Otrzymaliśmy nieliniowe równanie (13) wiążące ze sobą zapasy modułu i fazy (A_m i ϕ_m) z ułamkowym rzędem α regulatora (4). Wartość parametru α , która nie może być większa niż 2, możemy obliczyć rozwiązując nieliniowe równanie (13).

Wartość wzmocnienia k_c regulatora wyznaczamy z pierwszych wzorów (8) lub (10)

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

na podstawie znajomości wzmocnienia k obiektu i obliczonej pulsacji odcięcia modułu lub pulsacji odcięcia fazy (drugie z wzorów (9) i (11)).

Godnym zauważenia jest fakt, że do wyznaczenia wartości parametru α potrzebna jest znajomość tylko zadanego zapasu stabilności, tj. zapasu modułu A_m i zapasu fazy ϕ_m . Wzmocnienie k_c regulatora wymaga natomiast znajomości dodatkowo pulsacji odcięcia modułu ω_g (lub pulsacji odcięcia fazy ω_p) i wzmocnienia 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 wzmocnienie k_c regulatora ze wzoru (14),
- 3) Wyznaczamy transmitancję operatorową projektowanego regulatora zgodnie z wzorem (4).

3.1. Przykład

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

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

Należy wyznaczyć parametry transmitancji regulatora (4) tak, aby układ zamknięty miał zapas modułu $A_m = 4$ (ok. 12 dB) i zapas fazy $\phi_m = 55^\circ$. 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 $\omega_g = 0,0401$.

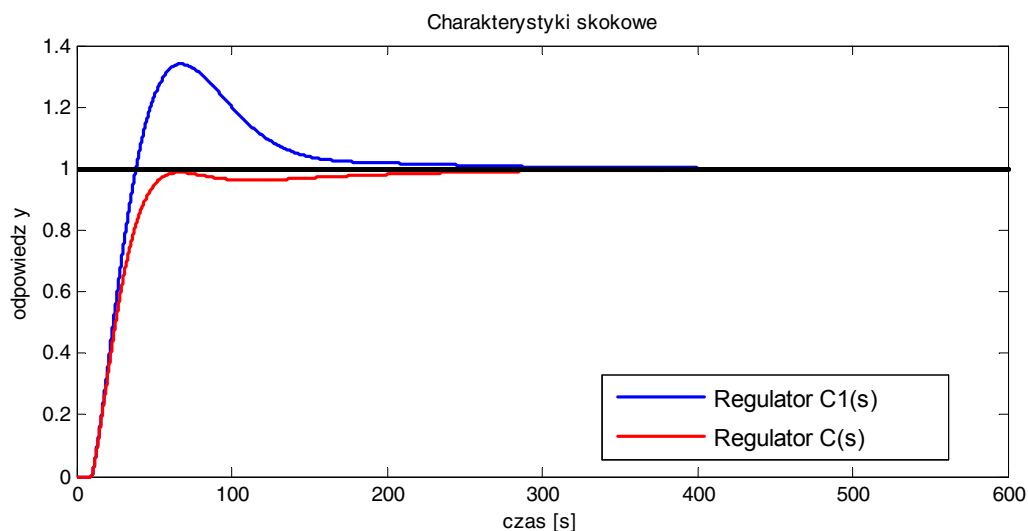
Ze wzoru (14) mamy $k_c = 2,9358$

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

$$C(s) = 2,9358s^{0,8661}. \quad (16)$$

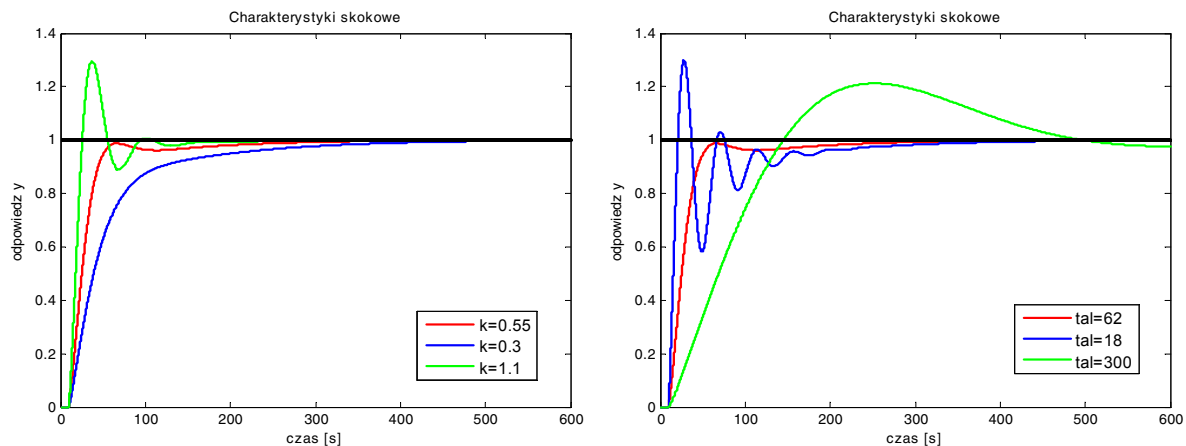
Na rys. 2 pokazano charakterystyki skokowe układu regulacji automatycznej z regulatorem $C(s)$ opisanym (16) oraz regulatorem zaprojektowanym w pracy [8] o postaci

$$C_1(s) = \frac{1+62s}{s^{0,134}} \text{ (przy syntezie którego zakładano równość } \tau = T \text{)}.$$



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

Układ regulacji z obiektem (15) i regulatorem (16), w porównaniu z regulatorem $C_1(s)$, charakteryzuje się o ok. 100 s krótszym czasem regulacji, zaś charakterystyka skokowa nie ma przeregulowania. Regulator wyznaczony został dla wartości $k = 0,55$ oraz $\tau = 62$, są to wartości nominalne. Na rys. 3 przedstawiono przebiegi charakterystyk skokowych dla wyznaczonego regulatora, obiektu nominalnego oraz kilku wartości wzmocnienia obiektu k oraz stałych czasowych τ . Wyznaczona nominalna charakterystyka skokowa nie ma przeregulowania, zaś czas regulacji wynosi ok. 50 s. Większe wartości wzmocnienia układu otwartego powodują wzrost przeregulowania, dla $k = 1,1$ nawet do ok. 30 %. Nie obserwujemy natomiast przeregulowania dla wartości współczynnika wzmocnienia układu otwartego mniejszych od wartości nominalnej (badano zmianę wartości wzmocnienia do $k = 0,3$), przy czym wydłuża się czas regulacji. Wzrost stałej czasowej τ obiektu do 300 s powodował wzrost przeregulowania do ok. 21 % i wydłużenie czasu regulacji do 420 s. Przy $\tau = 18$ zarejestrowano przeregulowanie ok. 30 % i czas regulacji ok. 200 s.



Rys. 3. Charakterystyki skokowe UAR z obiektem (15) dla wyznaczonego regulatora (16) oraz różnych wartości wzmocnienia obiektu k oraz stałych czasowych τ

Przeanalizujmy teraz zaprojektowany układ regulacji w dziedzinie częstotliwości. Wyznaczając transmitancję operatorową oraz transmitancję widmową układu otwartego otrzymamy odpowiednio:

$$K(s) = C(s)G(s) = \frac{kk_c s^{2-\alpha}}{s(1+s\tau)} e^{-sh} = \frac{1,6147}{s^{0,134}(1+62s)} e^{-10s}, \quad (17)$$

$$K(j\omega) = \frac{1,6147}{(j\omega)^{0,134}(1+62j\omega)} e^{-j10\omega} = |K(j\omega)| e^{j\arg K(j\omega)}, \quad (18)$$

gdzie:

$$|K(j\omega)| = \frac{1,6147}{\omega^{0,134} \sqrt{1+(62\omega)^2}}, \quad \arg K(j\omega) = -0,134 \frac{\pi}{2} - \arctg(62\omega) - 10\omega. \quad (19)$$

$$-\pi = -0,134 \frac{\pi}{2} - \arctg(62\omega_p) - 10\omega_p, \quad \frac{1,6147}{\omega_g^{0,134} \sqrt{1+(62\omega_g)^2}} = 1. \quad (20)$$

Dla obliczonych pulsacji odcięcia modułu i fazy, wyznaczonych na podstawie równań (20) odpowiednio otrzymamy:

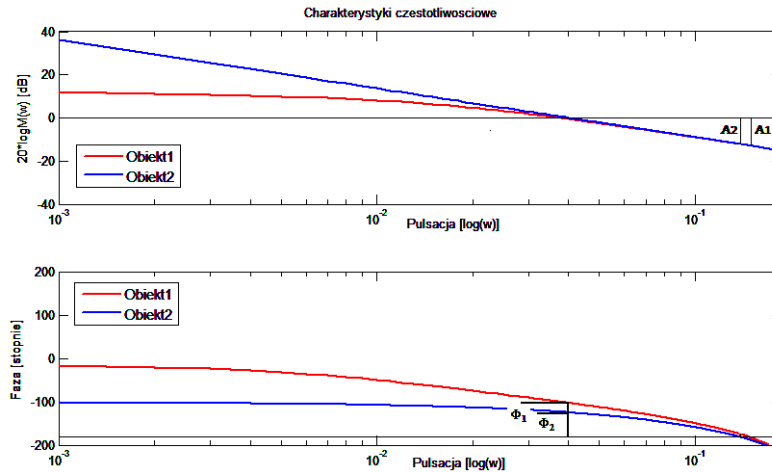
$$\omega_p = 0,1469, \quad \omega_g = 0,0372. \quad (20a)$$

$$A_m = 1/|K(j\omega_p)| = \frac{\omega_p^{0,134} \sqrt{1+(62\omega_p)^2}}{1,6147} = 4,3884, \quad \phi_m = \pi + \arg K(j\omega_g) = 80,0651^\circ. \quad (21)$$

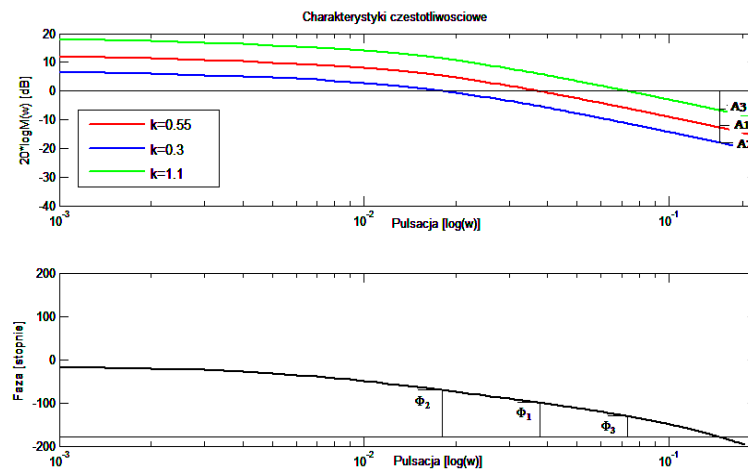
Wartości zapasu modułu i fazy obliczone dla obiektu nominalnego (15) są większe niż zakładane, pomimo uproszczenia zastosowanego podczas syntezy regulatora. Otrzymano wartości $A_m = 4,3884$ oraz $\phi_m = 80,0651^\circ$.

Na rys. 4 przedstawiono charakterystyki częstotliwościowe układu otwartego z wyznaczonym regulatorem, obiektem nominalnym (1) – Obiekt 1 – oraz obiektem uproszczonym (3) – Obiekt 2, dla którego przeprowadzono syntezę regulatora. Pomimo zastosowanego

uproszczenia wartości zapasu fazy i modułu są większe od założonych. Na rys. 5 przedstawiono charakterystyki częstotliwościowe układu otwartego z obiektem nominalnym dla kilku wartości wzmocnienia k obiektu. Wzrost wzmocnienia k spowodował spadek wartości zapasu modułu i fazy, natomiast zmniejszenie wzmocnienia k obiektu wzrost zapasu modułu i fazy.



Rys. 4. Charakterystyki częstotliwościowe układu otwartego z wyznaczonym regulatorem (16) i obiektem nominalnym (15) – Obiekt 1 – oraz uproszczonym (3) – Obiekt 2



Rys. 5. Charakterystyki częstotliwościowe układu otwartego z wyznaczonym regulatorem (16) oraz obiektem (15) dla różnych wartości wzmocnienia obiektu k

4. OBIEKTY NIESTABILNE

Zaproponowaną metodę przeanalizujemy jeszcze raz, tym razem dla układu automatycznej regulacji, przedstawionego na rys. 1, z obiektem opisanym transmitancją operatorową:

$$G(s) = \frac{k}{s(1-s\tau)} e^{-sh} \quad (22)$$

i szeregowego regulatora $C(s)$.

Ponownie, w celu uzyskania transmitancji operatorowej układu otwartego o postaci (2) stosujemy uproszczenie:

$$G(s) = \frac{k}{s(1-s\tau)} e^{-sh} \approx -\frac{k}{s^2\tau} e^{-sh} \quad (23)$$

otrzymując transmitancję regulatora postaci:

$$C(s) = -k_c \frac{s^2}{s^\alpha} = -k_c s^{2-\alpha} \quad (24)$$

gdzie α jest liczbą rzeczywistą.

Istotną różnicą w stosunku do transmitancji (4) jest ujemna wartość wzmocnienia regulatora, wartość ta wpłynie na zmianę sprzężenia zwrotnego na dodatnie układu automatycznej regulacji przedstawionego na rys. 1.

Otrzymujemy transmitancję układu otwartego

$$K(s) = C(s)G(s) = \frac{kk_c}{\tau} \frac{e^{-sh}}{s^\alpha}. \quad (25)$$

identyczną z (5), co gwarantuje nam identyczny sposób postępowania. Dla obiektu (22) obowiązują zatem równania (5)-(14), oraz podana metoda postępowania.

4.1. Przykład

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

$$G(s) = \frac{0,55}{s(1-62s)} e^{-10s}. \quad (26)$$

Należy wyznaczyć parametry transmitancji regulatora (24) tak, aby układ zamknięty miał zapas modułu $A_m = 4$ (ok. 12 dB) i zapas fazy $\phi_m = 55^\circ$.

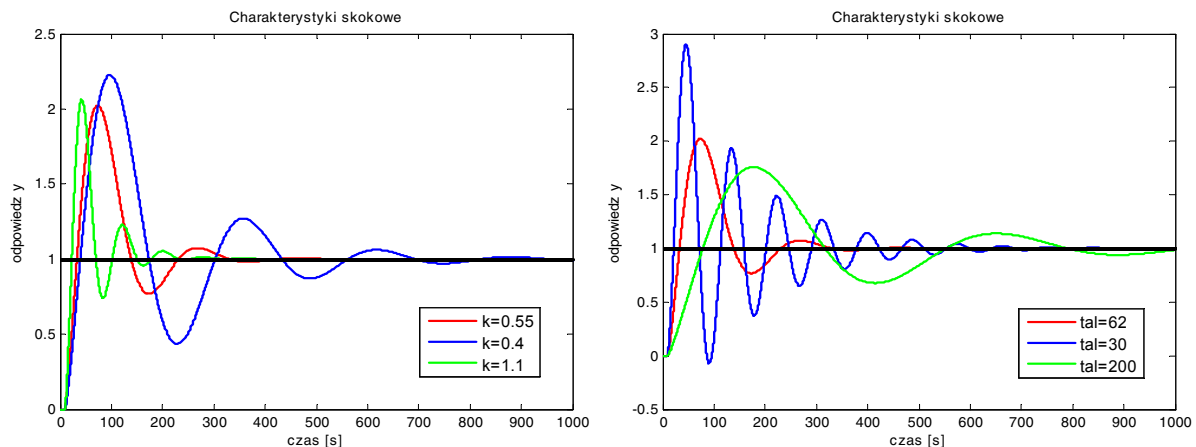
W rozpatrywanym przypadku mamy: $k = 0,55$; $\tau = 62$; $h = 10$.

Postępując zgodnie z podaną metodą postępowania otrzymamy transmitancję regulatora o postaci:

$$C(s) = -2,9358s^{0,8661}. \quad (27)$$

Na rys. 6 pokazano charakterystyki skokowe zaprojektowanego układu regulacji automatycznej z wyznaczonym regulatorem (27) dla kilku wartości współczynnika wzmocnienia k obiektu oraz kilku wartościach stałej czasowej τ obiektu. Regulator wyznaczono dla $k = 0,55$ oraz $\tau = 62$, są to wartości nominalne. Wyznaczona nominalna charakterystyka skokowa ma przeregulowanie 100 % oraz czas regulacji ok. 300 s. Większe wartości wzmocnienia k obiektu nie powodują dużego wzrostu przeregulowania, natomiast powodują skrócenie czasu regulacji, dla $k = 1,1$ nawet do ok. 200 s. Zmniejszenie wartości wzmocnienia (do $k = 0,4$) spowodowało znaczny wzrost przeregulowania i czasu regulacji.

Wzrost stałej czasowej τ obiektu do 200 s spowodował zmniejszenie przeregulowania do ok. 85 % i blisko trzykrotne wydłużenie czasu regulacji. Przy $\tau = 30$ obserwujemy znaczny wzrost przeregulowania i dwukrotne wydłużenie czasu regulacji.



Rys. 6. Charakterystyki skokowe układu zamkniętego dla różnych wartości wzmocnienia k obiektu

W dziedzinie częstotliwości zaprojektowany układ, ze względu na identyczne postacie transmitancji układu otwartego (5) i (25), ma taki sam zapas stabilności, zgodny z (21).

Zaproponowana metoda syntezy regulatora zapewnia stabilność układów regulacji z obiektami niestabilnymi. Metoda syntezy regulatora polegająca na zakładaniu równości $\tau = T$ zastosowana w [2] i [8] daje zadowalające rezultaty jedynie w przypadku obiektów stabilnych.

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., Kalinowski T.: *Odporna stabilność liniowego ciągłego układu ułamkowego rzędu współmiernego o funkcji charakterystycznej zależnej liniowo od jednego niepewnego parametru*. Pomiary Automatyka Robotyka, 2 (2008), str. 465-474.
8. Busłowicz M., Nartowicz T.: *Projektowanie regulatora ułamkowego rzędu dla określonej klasy obiektów z opóźnieniem*. Pomiary Automatyka Robotyka, 2/2009, s. 398-405.
9. Das. S.: *Functional Fractional Calculus for System Identification and Controls*. Springer, Berlin 2008.
10. 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.
11. Ostalczyk P.: *Zarys rachunku różniczkowo-całkowego ułamkowych rzędów. Teoria i zastosowania w automatyce*. Wydawnictwo Politechniki Łódzkiej, Łódź 2008.
12. Podlubny I.: *Fractional order systems and fractional order controllers*. The Academy of Sciences Institute of Experimental Physics, Kosice, Slovak Republic, 1994.
13. Podlubny I.: *Fractional Differential Equations*. Academic Press, San Diego 1999.
14. Podlubny I.: *Fractional-order systems and PID-controllers*. IEEE Trans. Autom. Control, 1999, vol. 44, No. 1, pp. 208-214.
15. Kilbas A. A., Srivastava H. M., Trujillo J. J.: *Theory and Applications of Fractional Differential Equations*. Elsevier, Amsterdam 2006.
16. Sabatier J., Agrawal O. P., Machado J. A. T. (Eds): *Advances in Fractional Calculus, Theoretical Developments and Applications in Physics and Engineering*. Springer, London 2007.
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. Vinagre B. M., Monje C. A., Calderon A. J.: *Fractional order systems and fractional order control actions*. Lecture 3 of IEEE CDC'02 TW#2: Fractional Calculus Applications in Automatic Control and Robotics, 2002, Las Vegas.
19. Zhao Ch., Xue D., Chen Y.-Q.: *A fractional order PID tuning algorithm for a class of fractional order plant*. Proc. IEEE Intern. Conf. on Mechatronics & Automation, Niagara Falls 2005, Canada, pp. 216-221.