

Analiza właściwości regulacji rozmytej dwurotorowego systemu aerodynamicznego

Piotr Woźnica

Instytut Automatyki i Informatyki, Wydział Elektrotechniki, Automatyki i Informatyki, Politechnika Opolska, ul. Sosnkowskiego 31, 45-272 Opole

Streszczenie: W artykule przeprowadzono analizę właściwości układu regulacji rozmytej dla dwurotorowego systemu aerodynamicznego jako obiektu wielowymiarowego i nieliniowego z opóźnieniem. Przedstawiono syntezę regulatora rozmytego o strukturze Takagi-Sugeno. Omówiono zagadnienie badania stabilności i jakości regulacji. Do badania stabilności wykorzystano kryterium kołowe, a do oceny jakości regulacji przyjęto kryterium błędu średniokwadratowego. Przeprowadzono badania symulacyjne testowe zaprojektowanego układu obejmujące wpływ opóźnienia i parametrów regulatora na stabilność i jakość regulacji. Wyznaczono zależność kryterium jakości regulacji od współczynnika korekcyjnego.

Słowa kluczowe: stabilność regulacji rozmytej, kryterium kołowe, dwurotorowy system aerodynamiczny

1. Wprowadzenie

Układ regulacji rozmytej charakteryzuje się strukturą zawierającą bazę wiedzy oraz moduły rozmywania, wyostrzania i podejmowania decyzji. Wymienione człony tworzą regulator rozmyty, w którym dobierając odpowiednio jego parametry można uzyskać strukturę o wymaganej charakterystyce pracy.

Zasadniczym problemem przy projektowaniu układów regulacji jest dobór reguł regulatora [13]. Z zagadnieniem doboru reguł nierozłącznie wiąże się ważny problem dotyczący analizy stabilności i jakości regulacji badanego układu. Daje się zauważyć w literaturze [8, 13] wyraźny niedostatek ogólnych metod projektowania optymalnych układów z regulatorem rozmytym w sensie powszechnie akceptowalnych kryteriów. W układach regulacji rozmytej ze względu na występujące nieliniowości i brak postaci analitycznej regulatora, problem badania stabilności jest bardziej złożony niż w układach liniowych [4].

Do najczęściej stosowanych metod badania stabilności należą metody: Lapunowa, płaszczyzny fazowej, funkcji opisującej lub oparte na kryterium kołowym zwanym również w literaturze jako kryterium Kudrewicza-Cypkina [4].

Również ważnym zagadnieniem jest projektowanie układu regulacji z zapewnieniem zadanego wskaźnika jakości. Może nim być m.in. przeregulowanie, czas regulacji, wydatek energetyczny, uchyb w stanie ustalonym. W literaturze problem dotyczący jakości sterowania rozmytego poruszany jest raczej zdawkowo

i rozwiązywany najczęściej tylko w drodze badań symulacyjnych lub eksperymentalnych [13].

W niniejszym artykule podjęto problem analizy stabilności i jakości regulacji rozmytej, przy czym jako obiekt wykorzystano model laboratoryjny dwurotorowego systemu aerodynamicznego [1]. Najważniejszymi osobliwościami, jakimi charakteryzuje się dwukanałowy obiekt jest wielowymiarowość, nieliniowość, sprzężenia skrośne i opóźnienie [7–9].

2. Model obiektu

Model analityczny rozpatrywanego obiektu można przedstawić w postaci układu równań różniczkowych zwyczajnych, opisujących zjawiska zachodzące w poszczególnych członach systemu [3, 7, 9].

Na podstawie znanych z literatury uproszczonego modelu silnika prądu stałego składającego się z członu inercyjnego drugiego rzędu oraz równania momentu belki w płaszczyźnie można przeprowadzić syntezę modelu o postaci przedstawionej na rys. 1 [1, 3, 9].

W oparciu o schemat blokowy przedstawiony na rys. 1 można wyznaczyć model w przestrzeni stanów w postaci [12]:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -\frac{1}{T_1} x_1 + \frac{1}{T_1} u_\alpha \\ \dot{x}_2 = -\frac{1}{T_2} x_2 + \frac{1}{T_2} x_1 \\ \dot{x}_3 = \frac{1}{I_\alpha} (a_1 x_2^2 + b_1 x_2 - b_\alpha x_3 - \tau_g \sin x_4) \\ \dot{x}_4 = x_3 \end{cases} \quad (1)$$

gdzie x_1, x_2, x_3, x_4 – zmienne stanu: x_1 – zmienna stanu silnika, x_2 – prędkość obrotowa wału silnika, x_3 – prędkość kątowa korpusu modelu TRAS, x_4 – kąt nachylenia korpusu modelu TRAS, przy warunku początkowym

Autor korespondujący:

mgr inż. Piotr Woźnica, pp.woznica@gmail.com

Artykuł recenzowany

nadesłany 14.01.2015 r., przyjęty do druku 16.02.2015 r.



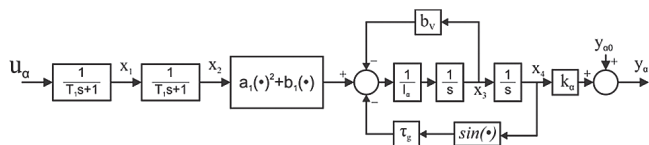
Zezwala się na korzystanie z artykułu na warunkach licencji Creative Commons Uznanie autorstwa 3.0

$$x_i(0) = 0.$$

Równanie wyjścia zapisuje się jak w (2).

$$y_\alpha = k_\alpha x_4 + y_{\alpha_0} \tag{2}$$

Powyższe równania nieliniowe można zlinearyzować wokół



Rys. 1. Schemat blokowy jednego kanału modelu TRAS, gdzie T_1 – stała czasowa silnika, a_i, b_i – współczynniki równania nieliniowego, l_v – moment bezwładności belki, b_v – współczynnik tarcia wiskotycznego, τ_v – współczynnik momentu pochodzącego od masy, α_{v0} – stała dobrana tak, aby przy $x_4 = \pi/2$ sygnał $\alpha_v = 0$
 Fig. 1. A block diagram of one channel TRAS model, where: T_1 – motor time constant, a_i, b_i – coefficients of non-linear equation, l_v – beam moment of inertia, b_v – viscous friction – współczynnik, τ_v – torque factor coming from the mass, α_{v0} – constant, selected so that at $x_4 = \pi/2$ signal $\alpha_v = 0$

ustalonego punktu pracy u_0, x_0 . Linearyzację przeprowadzono przez rozwinięcie równania (1) w szereg Taylora. Zlinearyzowane równania można przedstawić w postaci macierzowej:

$$\begin{aligned} \Delta \dot{x} &= A\Delta x + B\Delta u_1, \\ \Delta y_\alpha &= C\Delta x + D\Delta u_1 \end{aligned} \tag{3}$$

gdzie:

$$\Delta x = \begin{bmatrix} \Delta x_1 \\ \Delta x_2 \\ \Delta x_3 \\ \Delta x_4 \end{bmatrix}, A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_1} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{T_1} & -\frac{1}{T_1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{2a_1x_2|_0 + b_1}{I_\alpha} & -\frac{b_\alpha}{I_\alpha} & -\frac{\tau_g}{I_\alpha} \cos x_4|_0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix},$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{T_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, C = [0 \ 0 \ 0 \ k_\alpha], \quad D = 0.$$

$$\Delta x = x - x_0, \Delta u = u - u_0, \Delta \dot{x} = \dot{x} \tag{4}$$

Stosując transformatę Laplace’a do równania (3) przy założeniu zerowych warunków początkowych:

$$\begin{aligned} sX(s) &= AX(s) + BU(s) \\ Y(s) &= CX(s) + DU(s), \end{aligned}$$

po przekształceniach można zapisać:

$$Y(s) = G(s)U(s),$$

gdzie

$$G = C(sI - A)^{-1}B + D \tag{5}$$

przy $\det[sI - A] \neq 0$.

Dla jednego z rozpatrywanych kanałów transmitancja obiektu (5) przyjmuje postać:

$$G_O(s) = \frac{k_\alpha(2a_1x_2|_0 + b_1)}{(1 + sT_1)^2(I_\alpha s^2 + b_\alpha s + \tau_g \cos x_4|_0)}. \tag{6}$$

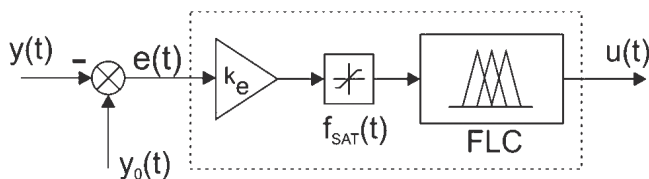
Powyższa postać transmitancji będzie wykorzystywana w dalszej syntezy regulatora i analizie częstotliwościowej.

3. Synteza regulatora rozmytego

Algorytmy sterowania rozmytego pozwalają na wielokryterialny dobór struktury i jej parametrów, stosownie do właściwości sterowanego obiektu. Ponieważ wybrany obiekt sterowania cechuje się nieliniowością zdecydowano o wyborze nieliniowego regulatora rozmytego o strukturze Takagi-Sugeno o jednym wejściu i jednym wyjściu [4].

Nieliniowości obiektu regulacji najczęściej umiejscowione są w części statycznej i objawiają się zmianami zastępczego wzmocnienia. Sterowanie rozmyte umożliwia w wygodny sposób projektowanie algorytmów sterowania obiektami nieliniowymi szczególnie w przypadku, gdy charakter nieliniowości utrudnia ich opis za pomocą równań analitycznych.

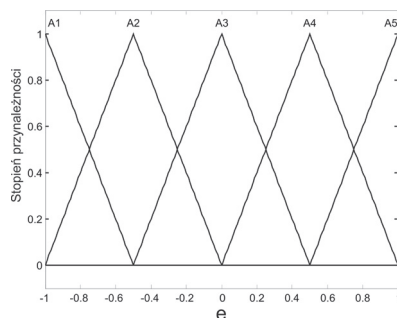
Proces syntezy można przeprowadzić w trzech etapach. W pierwszym etapie należy określić strukturę regulatora. Schemat struktury proponowanego regulatora został przedstawiony na rys. 2.



Rys. 2. Struktura regulatora rozmytego, gdzie: $y(t)$ – wartość regulowana, $y_0(t)$ – wartość zadana, $e(t)$ – uchyb regulacji, k_e – współczynnik wzmocnienia uchybu regulacji, $f_{SAT}(t)$ – funkcja nasycenia, FLC – sterownik rozmyty, $u(t)$ – wartość sterująca
 Fig. 2. The structure of the fuzzy controller, where $y(t)$ – the control value, $y_0(t)$ – setpoint, $e(t)$ – the control error, k_e – gain of control error, $f_{SAT}(t)$ – function of saturation, FLC – fuzzy controller, $u(t)$ – value of control

Regulator składa się z sumatora, wzmacniacza uchybu regulacji k_e , funkcji nasycenia $f_{SAT}(t)$ oraz modułu sterownika rozmytego FLC. Wartość sterująca $u(t)$ zawiera się w przedziale wartości [-1, 1].

Kolejnym etapem jest dobór odpowiedniej struktury modułu sterownika rozmytego. Funkcje przynależności (rys. 4) zostały przyjęte w postaci trójkątnej. Dzięki takiej postaci funkcji uzyskuje się charakterystykę regulatora złożoną jedynie z odcinków prostych. Liczebność zbioru funkcji przynależności dla wejścia można dobrać arbitralnie na podstawie badań symulacyjnych.



Rys. 3. Funkcje przynależności wejścia
 Fig. 3. Input membership functions

Funkcje przynależności zostały równomiernie rozmieszczone na osi odciętych.

W następnym etapie należy wyznaczyć zbiór reguł sterowania rozmytego. Reguły sterowania rozmytego określono w następującej postaci:

$$\text{Jeżeli } e \text{ jest } A_i, \text{ to } u \text{ jest } u^i, \quad (7)$$

gdzie u^i jest stałą liczbą rzeczywistą.

Zdefiniowano 5 reguł (7), do każdej reguły przyporządkowano następnik w postaci liczby rzeczywistej, której wartość określono na podstawie kołowego warunku stabilności układu.

Wartość wyjściową regulatora oblicza się na podstawie poszczególnych konkluzji u_i . Dla struktur Takagi-Sugeno wzór na wartość sygnału wyjściowego przyjmuje standardową postać [4]:

$$u = \frac{\sum_{i=1}^r w_i \cdot u^i}{\sum_{j=1}^r w_j}, w_i = A_i(e), \quad (8)$$

gdzie u^i są wartościami następników poszczególnych reguł, w_i jest stopniem spełnienia reguły, u przybiera wartość konkluzji finalnej, $i = 1, 2, \dots, 5$. Zależność (8) jest ważonym, unormowanym sumowaniem wartości następników poszczególnych reguł.

Powyższa funkcja jest odcinkowo liniowa. Dla stopnia przynależności do zbioru A_i równego 1, odpowiada następnik o wartości u^i .

Dla zapewnienia warunków koniecznych do spełnienia kołowego kryterium stabilności wymaga się, aby dla zerowego uchybu regulacji e , wartość sterowania u również była zerowa, co zapewnia proponowany regulator.

4. Analiza stabilności układu regulacji rozmytej

Dla potrzeb analizy stabilności badanego systemu wykorzystując kryterium kołowe, system nieliniowy (1), (2) został rozdzielony na liniową część dynamiczną G_o oraz część statyczną nieliniową F (rys. 5).

Część liniowa powinna spełniać warunki:

- wymierności (stopień licznika mniejszy niż stopień mianownika),
- asymptotycznej stabilności (wszystkie bieguny leżą jedynie w lewej półpłaszczyźnie zespolonej, z wykluczeniem osi rzędnych).

Natomiast część nieliniowa powinna spełniać następujące warunki:

- jednoznaczności – jednej wartości wejścia e odpowiada tylko jedna wartość wyjścia u , charakterystyka $F(e)$ nie zawiera histerezy,
- charakterystyka $F(e)$ złożona jest jedynie z odcinków prostych,
- $F(0) = 0$ (charakterystyka przechodzi przez początek układu współrzędnych).

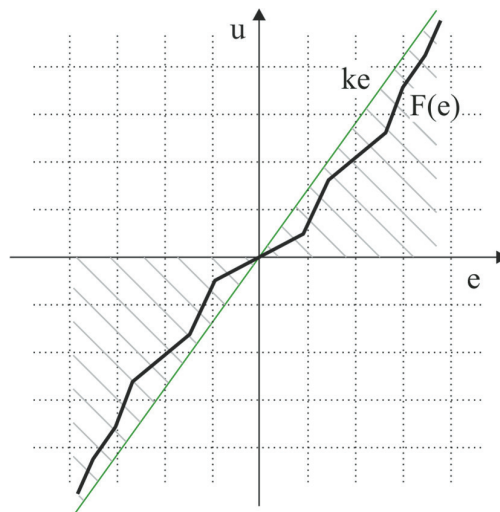
Obiekt opisany transmitancją operatorową (6), po uwzględnieniu parametrów modelu laboratoryjnego [1] można opisać:

$$G_o(s) = \frac{27}{s(s+2)(s^2+2s+11)} \quad (9)$$

Nieliniowa charakterystyka regulatora $f(e)$, spełnia następujący warunek sektora [4]:

$$0 \leq \frac{F(e)}{e} \leq k, \quad \forall e \neq 0, e = 0 \Rightarrow u = 0, \quad (10)$$

gdzie k – wzmocnienie graniczne, e – uchyb regulacji.



Rys. 4. Ilustracja graficzna warunku stabilności (10)
Fig. 4. Graphic illustration of stability condition (10)

Przez sektor rozumie się obszar ograniczony prostymi $u = 0$, $u = k \cdot e$ (rys. 4).

Wymieniony warunek asymptotycznej stabilności nie jest warunkiem ograniczającym stosowalność kryterium kołowego. Gdy transmitancja $G_o(s)$ opisująca liniową część dynamiczną obiektu nie spełnia tego warunku, można dodać do układu pierwotnego fikcyjne stopnie swobody, przekształcając ten układ w równoważny układ wtórny i spełnić tym warunek asymptotycznej stabilności. Fikcyjne stopnie swobody powinny zostać tak wprowadzone, aby nie zmieniać pierwotnych wejść i wyjść części liniowej i nieliniowej. Po przekształceniu układu pierwotnego (rys. 5a), uzyskuje się układ wtórny (rys. 5b) z elementami opisanymi według zależności:

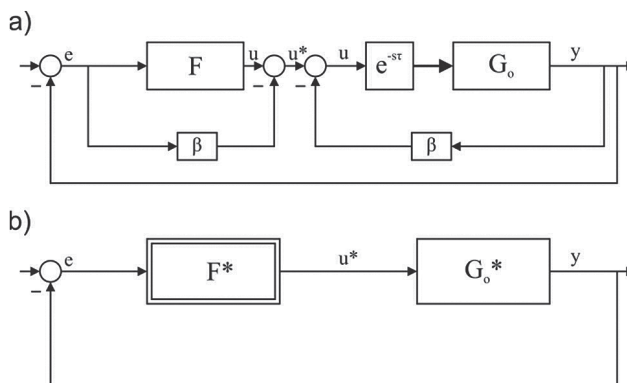
$$G^*(s) = \frac{G(s)}{1 + \beta \cdot G(s)}$$

$$F^* : u^* = F(e) - \beta \cdot e,$$

gdzie β – współczynnik korekcyjny, będący dodatkowym fikcyjnym stopniem swobody przy warunku $\beta > 0$.

Dobierając odpowiednio wartość współczynnika korekcyjnego β można spełnić warunek asymptotycznej stabilności. Warunek sektora (10) należy zmodyfikować wprowadzając współczynnik korekcyjny β i wówczas przyjmuje on postać:

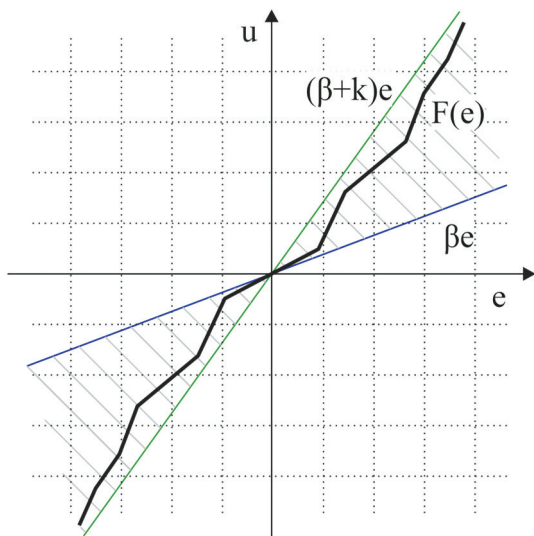
$$\beta \leq \frac{f(e)}{e} \leq \beta + k, \quad \forall e \neq 0, e = 0 \Rightarrow u = 0. \quad (11)$$



Rys. 5. Schemat pierwotny z dodanym współczynnikiem korekcji β a) oraz przekształcony schemat wtórny b)

Fig. 5. Primary diagram with addition of a correction factor a) and converted into secondary diagram b)

Zdefiniowane warunki (10) i (11) pozwalają jednoznacznie określić stabilność asymptotyczną nieliniowego układu regulacji. Ilustrację tego warunku przedstawiono na rys. 6. Do wyznaczenia wzmocnienia krytycznego regulatora rozmytego można wykorzystać sektor koła, co zostanie przedstawione w dalszej części opracowania.



Rys. 6. Ilustracja graficzna warunku stabilności (11)
Fig. 6. Graphic illustration of stability condition (11)

5. Badania symulacyjne

Zakres badań obejmuje analizę wpływu opóźnienia i parametrów regulatora rozmytego na stabilność i jakość regulacji. Opóźnienie związane jest z postacią sygnału sterującego, właściwościami obiektu oraz opóźnieniami w transmisji danych i procesie przetwarzania.

Uwzględniając człon opóźnienia $G_p = e^{-s\tau}$ w transmitancji (9) otrzymuje się transmitancję zastępczą G_z :

$$G_z(s) = G_o(s) \cdot G_p(s) = \frac{27}{s(s+2)(s^2+2s+11)} \cdot e^{-s\tau}, \quad (12)$$

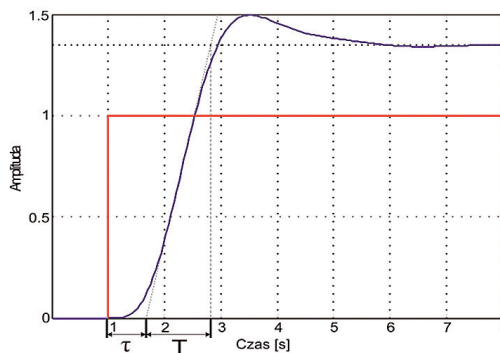
gdzie τ jest czasem opóźnienia.

Na rys. 7 przedstawiono odpowiedź modelu obiektu o transmitancji G_z na wymuszenie skokowe.

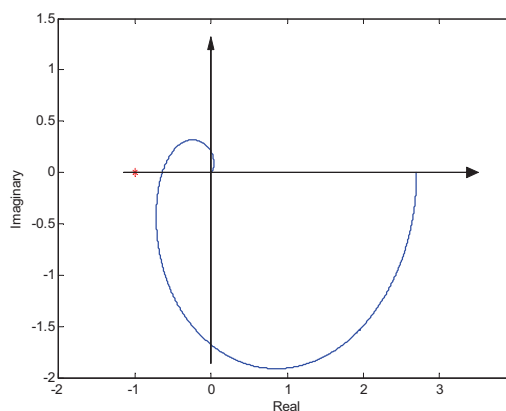
Liniowa część dynamiczna obiektu opisana transmitancją $G_o(s)$ jest stabilna według kryterium Nyquista (rys. 8). Umożliwia to analizę stabilności układu przez ograniczenie jedynie górnej wartości wzmocnienia regulatora i wówczas jego charakterystyka przebiega w sektorze $[0, k \cdot e]$.

Według kryterium kołowego, układ regulacji jest globalnie stabilny, jeżeli środek koła usytuowanego na osi rzeczywistej leży całkowicie po lewej stronie wykresu charakterystyki amplitudowo-fazowej części liniowej (rys. 9a). Wartości współczynników k_1 oraz k_2 mogą przybrać wartości zerowe lub nieskończone. Dla przypadku, w którym $k_1 = 0$, koło ograniczeń przyjmuje postać półpłaszczyzny (rys. 9b) [4].

Oceny wpływu opóźnienia na obiekt dokonano w oparciu o stosunek τ/T , gdzie τ – czas opóźnienia, T – stała czasowa liniowej części dynamicznej. Stosunek ten nazywany jest często opóźnieniem względnym. Według wartości opóźnienia względnego kwalifikuje się obiekty sterowania na następujące przypadki: 1°: $\tau/T < 0,05$ – „łatwe w sterowaniu”, 2°: $\tau/T \geq < 0,05, 0,25 >$ – „średnio trudne w sterowaniu”, 3°: $\tau/T \geq 0,25$ – „trudne w sterowaniu” [14].



Rys. 7. Przebieg czasowy odpowiedzi obiektu o transmitancji G_o na wymuszenie skokiem jednostkowym
Fig. 7. The time course of the response plant with transmittance G_o constraints step signal

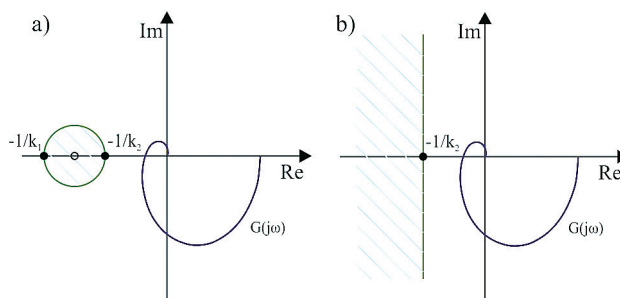


Rys. 8. Charakterystyka Nyquista transmitancji obiektu G_o
Fig. 8. Nyquist diagram of plant with G_o transmittance

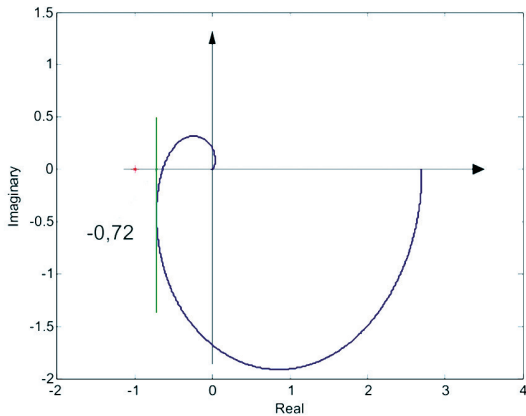
Badania przeprowadzono dla przypadku 1° ($\tau \cdot \tau = 0,05$ s, $T = 1,2$ s) i 3° ($\tau \cdot \tau = 1$ s, $T = 1,2$ s).

Uwzględniając powyższe warunki (rys. 9) i założenia (10) można odczytać z charakterystyki Nyquista (rys. 11), wzmocnienie krytyczne $k = 1/0,72 = 1,39$. Dla wzmocnienia krytycznego układ z regulatorem liniowym znajduje się na granicy stabilności. Następnie wyznaczono sektor koła zawierający się w przedziale $[0, k] = [0, 1,39]$.

Obiekt z opóźnieniem, opisany transmitancją $G_z(s)$, może utracić stabilność przy dużym opóźnieniu względnym, tzn. kwalifikującym układ do przypadku 3°. W badaniach testowych przyjęto opóźnienie względne $\tau/T = 0,83$. Na podstawie charakterystyki Nyquista (rys. 11) stwierdza się niestabilność liniowego członu dynamicznego. Wówczas wprowadza się współczynniki korekcyjne β (rys. 5), dodając w ten sposób fikcyjne stopnie swobody. Przez

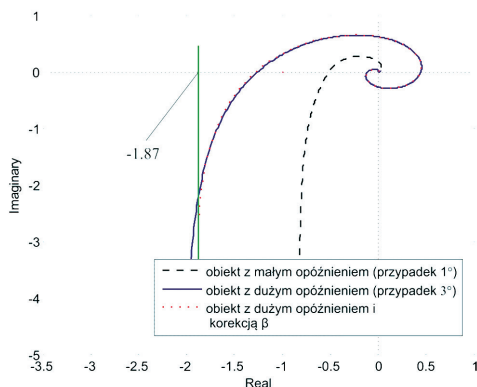


Rys. 9. Ilustracja graficzna kołowego kryterium stabilności: a) usytuowanie koła ograniczeń części nieliniowej i charakterystyki amplitudowo-fazowej części liniowej, b) kryterium kołowe dla ograniczenia $k_1 = 0$
Fig. 9. Graphic illustration of circle criterion stability: a) the location of the circle restriction nonlinear part and amplitude-phase characteristic linear part, b) criteria to circle restriction $k_1 = 0$



Rys. 10. Charakterystyka Nyquista dla obiektu z opóźnieniem względnym $\tau/T = 0,04$

Fig. 10. Nyquist diagram for plant with relative delay $\tau/T = 0.04$



Rys. 11. Charakterystyka Nyquista dla obiektu z opóźnieniem względnym $\tau/T = 0,83$

Fig. 11. Nyquist diagram for plant with relative delay $\tau/T = 0.83$

wprowadzenie współczynnika korekcyjnego β uzyskuje się stabilizację otwartego układu, tzn. wszystkie bieguny transmitancji zastępczej $G_z(s)$ w zamkniętej pętli ze współczynnikiem korekcji β leżą w lewej półpłaszczyźnie zespolonej. Po wprowadzeniu współczynnika korekcyjnego β rozpatruje się regulator z ograniczeniami zgodnie z rys. 6.

Z charakterystyki amplitudowo-fazowej (rys. 11) otrzymuje się $k = 1/1,87 = 0,53$, co określa sektor koła wynoszący $[\beta, \beta + k] = [0,01, 0,54]$. Wartości te wyznaczają sektor ograniczony prostymi $\beta, \beta + k$, w którym spełniony jest warunek stabilności asymptotycznej w układzie zamkniętym.

Wykorzystując wyznaczone wartości wzmocnień regulatora, można zaprojektować system rozmyty o nieliniowej charakterystyce statycznej i wzmocnieniu maksymalnemu odpowiadającemu współczynnikom kryterium kołowego (10), (11), który będzie stabilny asymptotycznie dla maksymalnego opóźnienia wyrażonego w transmitancji G_z (12).

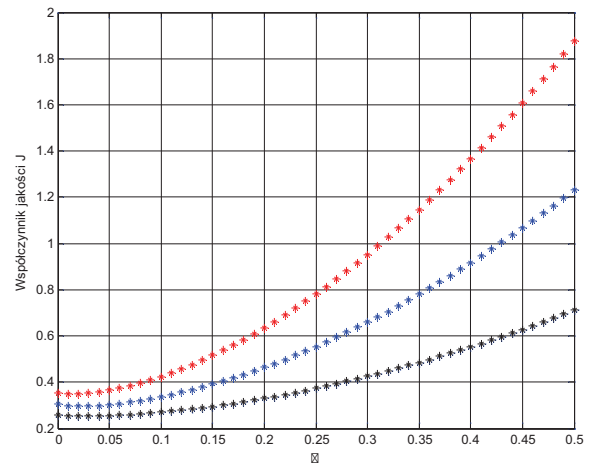
Wprowadzenie dodatkowego współczynnika korekcyjnego β , stabilizującego układ otwarty z opóźnieniem wpływa na jakość regulacji. W badaniach symulacyjnych przeprowadzono analizę jakości regulacji dla przykładowych wartości współczynnika korekcyjnego β .

Ocenę jakości sterowania przeprowadzono w oparciu o całkowy wskaźnik jakości przebiegu wielkości regulowanej zdefiniowany ogólną zależnością:

$$J = \int_0^{t_s} e(t)^2 dt, \quad (13)$$

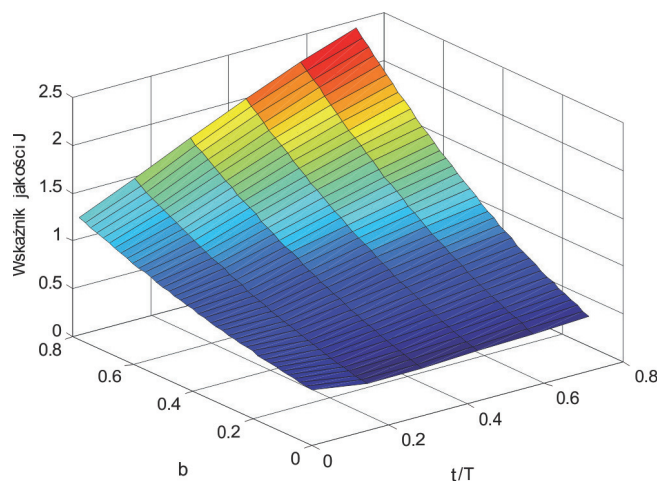
gdzie t_s – czas symulacji.

Na rysunkach 12 i 13 przedstawiono wykresy obrazujące wartości wskaźnika jakości (13) w zależności od wartości β oraz czasu opóźnienia τ .



Rys. 12. Wykres całkowego współczynnika jakości w zależności od współczynnika korekcyjnego β dla wprowadzonego opóźnienia względnego: dolny $\tau/T_n = 0,04$, środkowy $\tau/T_n = 0,18$, górny $\tau/T_n = 0,83$

Fig. 12. Chart of integral performance factor in relative correction factor β for relative delay introduced: lower $\tau/T_n = 0.04$, middle, $\tau/T_n = 0.18$, upper $\tau/T_n = 0.83$



Rys. 13. Wykres zależności wskaźnika jakości J od współczynnika korekcyjnego β i opóźnienia względnego τ/T_n

Fig. 13. A plot of the performance index J relative correction factor β and the relative delay τ/T_n

Przy większych opóźnieniach uzyskuje się gorszą jakość układu regulacji. Przy czym jakość zależy również od współczynnika korekcyjnego β . Najlepsze wskaźniki jakości uzyskuje się przy małych wartościach współczynnika korekcyjnego β .

6. Podsumowanie

W artykule przeprowadzono analizę pracy układu z regulatorem rozmytym dla dwutorowego systemu aerodynamicznego. Przedstawiono metodę projektowania stabilnego regulatora rozmytego w oparciu o częstotliwościowe metody badania stabilności układów nieliniowych.

Zaprezentowano metodę syntezy układu regulacji rozmytej z wykorzystaniem przedstawionego kryterium stabilności. Dla spełnienia warunku stabilności charakterystyka statyczna regulatora powinna zawierać się w wyznaczonym sektorze, który określony jest przez dobór właściwego współczynnika korekcyjnego β oraz wzmocnienia granicznego k . Pokazano, że wartość β powinna spełniać warunek $\beta > 0$ oraz być optymalna, tzn. przyjmować wartości dla minimum wskaźnika jakości (13) (rys. 12).

Istotny wpływ na stabilność pracy zamkniętego układu regulacji rozmytej ma opóźnienie wynikające z właściwości obiektu, transmisji danych i procesu ich przetwarzania. W obecności opóźnień, kryterium kołowe przyjmuje postać sektora ogranicza-

jącego w postaci prostych różnych od zera. Charakterystyka statyczna regulatora powinna zawierać się w wyznaczonym sektorze.

Przedstawione kryterium jest rekomendowane dla systemów jednowymiarowych. Istnieje możliwość rozszerzenia kryterium dla układów wielowymiarowych, jednak kryterium to daje dobre wyniki jedynie w prostszych przypadkach, to znaczy takich dla których wielowymiarową charakterystykę nieliniową można sprowadzić poprzez liniowe operacje do postaci $u = f(e) = f(k^T e)$, gdzie k – wektor współczynników wzmocnienia.

Bibliografia

1. INTECO Ltd., *Two Rotor Aero-dynamical System. User's manual*, Kraków 2010.
2. Czemplik A., *Modele dynamiki układów fizycznych dla inżynierów*, Wydawnictwa Naukowo-Techniczne, Warszawa 2008.
3. *Laboratorium teorii sterowania i podstaw automatyki*, pod redakcją Mariana Błachuty, Wydawnictwo Politechniki Śląskiej, Gliwice 1998.
4. Piegat A., *Modelowanie i sterowanie rozmyte*, Akademicka Oficyna Wydawnicza EXIT, Warszawa 1999.
5. Rutkowski L., *Metody i techniki sztucznej inteligencji*, Wydawnictwo Naukowe PWN, Warszawa 2012.
6. Halawa J., *Symulacja i komputerowe projektowanie dynamiki układów sterowania*, Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej, Wrocław 2007.
7. Gorczyca P., Rosół M., Turnau A., Marchewka D., Kołek K., *Model and identification of aerodynamic one rotor system*, „Modelowanie inżynierskie”, nr 49, 12–17, 2013.
8. Harlanova E., Yordanova S., Ivanov Z., Dimitrov L., *Multivariable Fuzzy Logic Control of Aerodynamic Plant*, Proceedings of the 1st International Conference on Manufacturing Engineering, Quality and Production Systems (Vol. II), 365–370, 2009.
9. Woźnica P., *Problemy sterowania rozmytego wybranym obiektem nieliniowym na przykładzie dwurotorowego systemu aerodynamicznego – wybrane zagadnienia*, Praca dyplomowa magisterska, Politechnika Opolska, Opole 2013.
10. Kaczorek T., *Teoria układów regulacji automatycznej*, Wydawnictwa Naukowo-Techniczne, Warszawa 1977.
11. Kudrewicz J., *Częstotliwościowe metody w teorii nieliniowych układów dynamicznych*, Wydawnictwa Naukowo-Techniczne, Warszawa 1970.
12. Woźnica P., *Modelowanie dwurotorowego systemu aerodynamicznego z wykorzystaniem systemu neurorozmytego*, „Pomiary Automatyka Robotyka”, 86–91, 6/2014, DOI: 10.14313/PAR_208/86.
13. Wiktorowicz K., Zajdel R., *O doborze reguł sterowania dla regulatora rozmytego*, „Pomiary Automatyka Kontrola”, 44–46, 1/2005.
14. *Modelowanie, diagnostyka i sterowanie nadrzędne procesami. Implementacja w systemie DiaSter*, pod redakcją J. Korbicza i J.M. Kościelnego, Wydawnictwa Naukowo-Techniczne, Warszawa 2009.

Analysis of Fuzzy Control Properties of Two-rotor Aerodynamic System

Abstract: The paper deals with an analysis of the properties of fuzzy control system for two-rotors aerodynamic system as a multidimensional nonlinear plant with delay. The paper presents a synthesis of the fuzzy controller with Takagi-Sugeno structure. The issue of stability studies and the performance was discussed. To study the stability criterion used loaders, and to assess the quality of regulations adopted mean square error criterion. Set quality criteria regulating the relationship of the correction factor. The quality criteria regulating the relationship of the correction factor were set.

Keywords: stability of fuzzy control, circle criterion, two-rotor aerodynamic system

mgr inż. Piotr Woźnica

pp.woznica@gmail.com

Doktorant w Instytucie Automatyki i Informatyki Politechniki Opolskiej. Zainteresowania: sztuczna inteligencja, modelowanie nieliniowych systemów dynamicznych, układy regulacji rozmytej, systemy neuronoworozyte.



KAPITAŁ LUDZKI
NARODOWA STRATEGIA SPOJNOŚCI

Piotr Woźnica jest stypendystą projektu „Stypendia doktoranckie - inwestycja w kadrę naukową województwa opolskiego współfinansowanego przez Unię Europejską w ramach Europejskiego Funduszu Społecznego”.

UNIA EUROPEJSKA
EUROPEJSKI
FUNDUSZ SPOŁECZNY

