

XV Krajowa Konferencja Automatyki

Tom I



**Redaktorzy:
Zdzisław Bubnicki
Roman Kulikowski
Janusz Kacprzyk**

XV Krajowa Konferencja Automatyki Tom I



Redaktorzy:
Zdzisław BUBNICKI
Roman KULIKOWSKI
Janusz KACPRZYK

ORGANIZATOR

Komitet Automatyki i Robotyki Polskiej Akademii Nauk
Instytut Badań Systemowych Polskiej Akademii Nauk

WSPÓŁORGANIZATORZY

Politechnika Warszawska

Przemysłowy Instytut Automatyki i Pomiarów

Polskie Stowarzyszenie Pomiarów, Automatyki i Robotyki

ORGANIZATOR

Komitet Automatyki i Robotyki Polskiej Akademii Nauk
Instytut Badań Systemowych Polskiej Akademii Nauk

WSPÓLORGANIZATORZY

Politechnika Warszawska
Przemysłowy Instytut Automatyki i Pomiarów
Polskie Stowarzyszenie Pomiarów, Automatyki i Robotyki

KOMITET PROGRAMOWY

Przewodniczący
Zastępca Przewodniczącego

Zdzisław BUBNICKI
Roman KULIKOWSKI

CZŁONKOWIE

Stanisław BAŃKA
Mikołaj BUSŁOWICZ
Ryszard GESSING
Jakub GUTENBAUM
Stanisław KACZANOWSKI
Janusz KACPRZYK
Józef KORBICZ
Krzysztof KOZŁOWSKI
Krzysztof KUŹMIŃSKI
Krzysztof MALINOWSKI
Antoni NIEDERLIŃSKI
Tadeusz PUCHAŁKA
Stanisław SKOCZOWSKI
Jerzy ŚWIĄTEK
Ryszard TADEUSIEWICZ
Krzysztof TCHOŃ
Jan WĘGLARZ

Michał BIAŁKO
Władysław FINDEISEN
Henryk GÓRECKI
Jerzy JÓZEFczyk
Tadeusz KACZOREK
Jerzy KLAMKA
Zbigniew KOWALSKI
Juliusz L. KULIKOWSKI
Kazimierz MALANOWSKI
Wojciech MITKOWSKI
Władysław PEŁCZEWSKI
Leszek RUTKOWSKI
Roman SŁOWIŃSKI
Andrzej ŚWIERNIAK
Piotr TATJIEWSKI
Leszek TRYBUS
Andrzej P. WIERZBICKI

KOMITET ORGANIZACYJNY

Przewodniczący
Zastępcy Przewodniczącego

Roman KULIKOWSKI
Janusz KACPRZYK
Stanisław KACZANOWSKI
Tadeusz KACZOREK
Krzysztof MALINOWSKI
Roman OSTROWSKI
Tadeusz PUCHAŁKA
Dariusz WAGNER
Jan STUDZIŃSKI
Jan W. OWSIŃSKI

Członkowie

Sekretarze naukowci

ISBN 83-89475-00-6

Copyright © Instytut Badań Systemowych Polskiej Akademii Nauk
All rights reserved

Druk: ARGRAF, Warszawa

TEORIA STEROWANIA
– TEORIA SYSTEMÓW

STRUKTURA MIESZANA W STEROWANIU OBIEKTEM LINIOWYM Z OGRANICZENIEM SYGNAŁU WEJŚCIOWEGO

Jacek PIENIAŻEK

Politechnika Rzeszowska, Wydział Budowy Maszyn i Lotnictwa
ul. W. Pola 2, 35-959 Rzeszów, e-mail: jp@prz.rzeszow.pl

Streszczenie: W artykule dokonano analizy właściwości struktury, w której sygnał sterujący obiektem sterowanym składa się ze dwu składowych. Rozdzielenie funkcji tłumienia zakłóceń i funkcji nadążania za zmieniającym się sygnałem zadaniem pozwoliło na opracowanie metody określania modelowej charakterystyki układu, która uwzględnia ograniczenie wartości sygnału sterującego. Jak pokazują przeprowadzone przykładowe obliczenia na wartości sygnału sterującego ma istotny wpływ kształt przebiegu sygnału zadawanego. Celem uwzględnienia tego faktu wprowadzone zostało pojęcie klasy sygnałów oraz zdefiniowany został sygnał testowy dla danej klasy.

Słowa kluczowe: Sterowanie nadążne, struktura układu sterowania

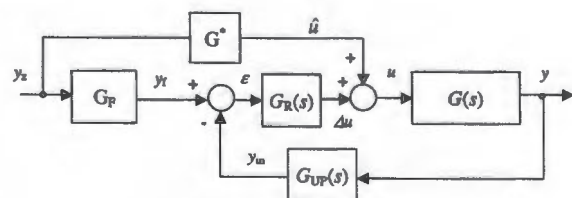
1. WSTĘP

Generalnie można wyróżnić dwie podstawowe struktury układów sterowania: strukturę otwartą (feed-forward) oraz strukturę ze sprzężeniem zwrotnym (feed-back). Jest powszechnie znany fakt, że struktura ze sprzężeniem zwrotnym, dzięki temu że układ sterowania reaguje na wartość uchybu, pozwala na uzyskanie układów sterowania pracujących poprawnie dla różnych modeli i odpornych na zakłócenia zewnętrzne natomiast struktura otwarta jest bardzo wrażliwa na wszelkie zaburzenia ale dla dokładnie znanych modeli daje możliwość szybkiego nadążania za sygnałem zadaniem dzięki bezpośredniej reakcji na ten sygnał. Różnica w sposobie działania powoduje, że odmienna jest metodyka projektowania układu sterowania. W układzie otwartym na podstawie wiedzy o modelu i wartości aktualnych, a w niektórych metodach także wartości przyszłych, sygnału zadawanego poszukiwany jest sygnał sterujący. Projektując układ ze sprzężeniem zwrotnym dąży się do uzyskania odpowiednich charakterystyk czy to czasowych (sterowanie optymalne) czy częstotliwościowych (klasyczne metody syntezy, metoda QFT) [3] a wartość sygnału, który oddziałuje na obiekt może co najwyżej być uwzględniana pośrednio poprzez wskaźnik jakości lub kształt charakterystyk częstotliwościowych [1]. Układ ze sprzężeniem zwrotnym rozbudowany o element przyspieszający reakcję na sygnał zadany poprzez zmianę wartości sygnału sterującego jest połączeniem

obu struktur (feedback with feedforward). Działanie dodatkowego elementu polega na określeniu wartości pożądanej sygnału sterującego takiej, aby przebieg sygnału wyjściowego obiektu miał ściśle zdefiniowaną charakterystykę. Dla obiektów, których wartość sygnału sterującego jest ograniczona istotne jest utrzymanie wartości tego sygnału w bezpiecznym przedziale tak, aby nasycenie sygnału sterującego nie doprowadziło do utraty sterowności obiektu. Uwzględnienie tak postawionego ograniczenia, gdy równocześnie wymagane jest nadążanie za wartością zadawaną i tłumienie zakłóceń, jest trudne ze względu na różny sposób formułowania każdego z tych wymagań. Zastosowanie struktury mieszanej prowadzi do układu, w którym w naturalny sposób zostają rozdzielone funkcja nadążania i funkcja tłumienia zakłóceń a równocześnie możliwe jest monitorowanie wartości sygnału sterującego. Od różnia to rozwiązanie od najczęściej spotykanego podejścia polegającego na sprowadzeniu układu do struktury ze sprzężeniem zwrotnym poprzedzonym elementem dynamicznym [2, 6].

2. STRUKTURA UKŁADU STEROWANIA

Schemat struktury układu sterowania dla obiektu z jednym wejściem i jednym wyjściem przedstawiony został na rys. 1.



Rys. 1. Schemat struktury układu sterowania

Idea działania prezentowanego układu wynika ze spostrzeżenia, że układ otwarty sterowania mógłby realizować idealne nadążanie za sygnałem zadaniem gdyby połączenie szeregowo obiektu i elementu korygującego G^* dawało układ o charakterystyce elementu proporcjonalnego ze wzmocnieniem równym jedności.

Niestety istnieje kilka powodów, które sprawiają, że element taki nie jest realizowalny. Dla obiektu liniowego i ciągłego opisanego transmitancją operatorową

$$G(s) = \frac{n(s)}{d(s)} \quad (1)$$

element korygujący powinien być opisany następującą transmitancją

$$G^{-1}(s) = \frac{d(s)}{n(s)} = \frac{d_0(s)}{n(s)} + \sum_{i=0}^l c_i \cdot s^i = G_0(s) + \sum_{i=0}^l c_i \cdot s^i \quad (2)$$

Dla większości rzeczywistych obiektów $l > 0$ co oznacza, że transmitancja odwrotna nie jest realizowalna o ile nie istnieje możliwość uzyskania wartości sygnałów pochodnych sygnału zadanego (do pochodnej l -tego rzędu). Przykładem wykorzystania wartości pochodnych sygnału zadanego jest sterowanie samolotem podczas przelotu po zadanej trajektorii przestrzennej [5].

Kolejną przyczyną utrudniającą efektywne zastosowanie samego elementu korygującego jest występowanie zakłóceń, którymi są zewnętrzne sygnały wpływające na obiekt oraz zmiana właściwości obiektu będąca wynikiem wpływu zewnętrznych czynników bądź też będąca efektem zużycia i starzenia się elementów obiektu. W dalszej analizie zostanie przyjęte, że obiekt nie posiada zer transmitancji leżących w prawej półpłaszczyźnie. Istnienie choćby jednego takiego zera transmitancji powoduje, że transmitancja $G_0(s)$ jest niestabilna i takie zagadnienie wymaga dodatkowych zabiegów, które w tym miejscu nie będą poruszane. Wprowadzenie do układu filtra G_F oraz sprzężenia zwrotnego pozwala na zmianę wymaganej postaci elementu G^* oraz daje możliwość doboru regulatora, którego zadaniem będzie tłumienie zakłóceń. Jeśli obiekt jest niestabilny istotnym zadaniem regulatora jest zapewnienie stabilności układu jako całości.

W strukturze jak na rys. 1 sygnał sterujący jest sumą dwu składników:

$$u = \hat{u} + \Delta u \quad (3)$$

Poszczególnym składnikom można nadać następującą interpretację:

\hat{u} – jest przewidywanym sterowaniem, które po rozwiązaniu zadania poszukiwania idealnego sterowania w warunkach niezaburzonych gdy dysponujemy idealnym modelem obiektu, powoduje, że sygnał wyjściowy $y(t)$ jest identyczny z sygnałem $y_f(t)$,

Δu – sygnał korygujący, który kompensuje wszelkie efekty wywołujące uchyb sterowania.

Po wprowadzeniu filtra liniowego opisanego transmitancją $G_F(s)$ element korygujący jest określony następująco

$$G^*(s) = G^{-1}(s) \cdot G_F(s) \quad (4)$$

Łatwo zauważyć, że teraz transmitancja $G^*(s)$ charakteryzująca się najniższym rzędem mianownika jest realizowalna dla liniowego elementu filtra dolnoprzepustowego

$$G_F(s) = \frac{a_0}{a_0 + a_1 s + \dots + a_l s^l} \quad (5)$$

Analizując zastępczą transmitancję układu z rys. 1

$$G_{zast} = G_F(s) \frac{G^{-1}(s) \cdot G(s) + G_R(s) \cdot G(s)}{1 + G_R(s) \cdot G(s) \cdot G_{UP}(s)} \quad (6)$$

nasuwa się natychmiast interpretacja elementu G_F jako modelu, który określa idealne zachowanie układu sterowania.

Wniosek - dla niezaburzonego obiektu, jeśli układ pomiarowy jest idealny (czyli $G_{UP} = 1$), przebiegi sygnału wyjściowego będą takie jak przebiegi zadane y_f . Czyli uchyb regulacji jest zerowy i regulator nie jest pobudzany.

Istotną cechą układu o strukturze jak na rys. 1 jest rozdzielenie funkcji nadążania za wartością zadaną (realizowaną przez element G^*) od funkcji tłumienia zakłóceń (realizowanej przez regulator). Ta druga funkcja może być także realizowana poprzez elementy korygujące w sprzężeniu zwrotnym. Warunkiem realizacji jest rozbudowanie elementu G_F poprzez wprowadzenie elementu o dynamice wprowadzonego korektora dołączoną szeregowo z częścią określoną zależnością (5) bez zmiany elementu G^* . Podobnie można dokonać kompensacji charakterystyki dynamicznej elementu pomiarowego.

Dla układów sterowania zawierających elementy liniowe strukturę taką daje się łatwo zastąpić strukturą ze sprzężeniem zwrotnym poprzedzoną filtrem wejściowym. Znane są metody syntezy, w których po określeniu charakterystyki sprzężenia zwrotnego wprowadzają element filtru wejściowego (klasyczne metody częstotliwościowe, metoda odporna QFT [3]). Dla liniowego filtru i regulatora możliwe jest przekształcenie do postaci struktury jak na rys. 1 jednak przyjęcie takiego toku postępowania uzależnia postać transmitancji $G^*(s)$ od regulatora, a z zależności (4) wynika iż pożądana postać tej transmitancji jest zdeterminowana jedynie przez obiekt. Tak więc w prezentowanej strukturze układu sterowania, przy zastosowaniu opisanego sposobu określania transmitancji G^* , istnieją dwa elementy dobieralne. Filtr G_F determinuje to jak układ nadąża za sygnałem zadany natomiast regulator G_R kształtuje charakterystykę układu ze względu na zakłócenia.

Ponieważ transmitancja $G_F(s)$ determinuje jednoznacznie uzyskane charakterystyki (przy braku zaburzeń) więc przy braku ograniczeń wartości sygnału u możliwe jest przyjęcie dowolnie szybkiego modelu. W rzeczywistych układach wartości sygnału sterującego są ograniczone i wtedy konieczne jest zapewnienie aby sygnał sterujący nie wykraczał poza określony przedział wartości $\mu = \langle u_{\min}, u_{\max} \rangle$.

3. SYNTEZA UKŁADU STEROWANIA Z UWZGLĘDNIENIEM OGRANICZENIA SYGNAŁU STERUJĄCEGO

W prezentowanej metodzie syntezy istotnym zagadnieniem jest określenie jaka jest możliwa do osiągnięcia maksymalna szybkość działania układu przy zadanym ograniczeniu sygnału sterującego. W tym miejscu będzie rozważane zagadnienie w postaci podanej na wstępie czyli wymagane jest, aby nie przekroczyć wartości granicznych przedziału μ . Sformułowanie zadania poprzez jakość i stabilność prowadzi do odmiennego sposobu rozwiązania. Gdyby przekroczenia były dopuszczalne to wtedy konieczna jest analiza działania układu w stanie nasycenia sygnału sterującego. W takich sytuacjach stosuje się metody dla obiektów przedziałami liniowych [4].

Na podstawie właściwości transformaty Laplace'a można pokazać, iż korygując współczynniki a_i w transmitancji filtra (5) w następujący sposób

$$a_i' = a_i \cdot \alpha^i \quad (7)$$

uzyskuje się element $G_f(s, \alpha)$, którego charakterystyka skokowa jest co do kształtu identyczna z charakterystyką elementu $G_f(s)$ a następuje zmiana szybkości reakcji w stosunku α .

Algorytm doboru charakterystyki filtra $G_f(s)$ opiera się na spostrzeżeniu, że wartości sygnału sterującego wymagana do nadążania za sygnałem zadanym można określić bezpośrednio na podstawie transmitancji $G^*(s)$. Ponieważ jednak na wartości te ma wpływ kształt przebiegu sygnału zadanego konieczne jest przeprowadzenie ogólnej analizy spodziewanych w procesie sterowania przebiegów sygnałów zadanych $y_z(t)$. Łatwo pokazać, że przy ograniczeniu wartości sygnału sterującego u , różne są dopuszczalne zakresy wartości sygnału y_z (rozumianej jako ograniczenie wartości) takie, aby nie doprowadzić do przekroczenia przez sygnał u granic przedziału dopuszczalnego zależą od kształtu przebiegu zadanego. Jeśli zdefiniujemy klasę sygnałów zadanych $Y = \{y_{zi}(t)\}$ obejmującą wszystkie możliwe przebiegi sygnału zadanego, to dla takiej klasy należy znaleźć sygnał testowy, który w układzie sterowania generuje pobudzenie graniczne $u_T(t)$ czyli taki przedział $\mu_T = \langle u_{\min}, u_{\max} \rangle$, $\forall t, u_T(t) \in \mu_T$, że dla każdego innego przebiegu $y_{zi}(t) \in Y$ zbiór osiąganych przez sygnał sterujący wartości jest zawarty w przedziale μ_T . Aby dla sygnałów klasy Y zdefiniować sygnał testowy należy także uwzględnić postać transmitancji $G_f(s, \alpha)$ i $G(s)$. Odmiennie właściwości odpowiedzi układu aperiodycznego i oscylacyjnego powodują, że dla niektórych klas sygnałów postaci sygnałów testowych dla różnych obiektów muszą być różne.

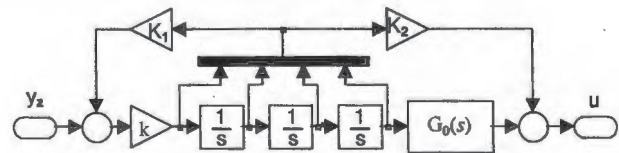
Przykładowy, acz użyteczny, zbiór sygnałów może spełniać następujące założenie - niech $Y(T, y_{\min}, y_{\max}) = \{y_{zi}(t)\}$ gdzie $T > 0$, będzie zbiorem sygnałów, z których każdy zdefiniowany jest następująco

$$y_{zi} = \sum_{k=0}^{\infty} \gamma_{ki} \cdot 1(t - \tau_{ki}) \quad (8)$$

gdzie $\forall k \in \{0, 1, \dots\}$, $\tau_{k+1i} - \tau_{ki} \geq T$ oraz spełnia warunków $\forall t, y_{\min} \leq y_{zi}(t) \leq y_{\max}$. Sygnał typu (8) będzie modelem wymuszenia działającego na obiekt podczas pracy.

3.1. Realizacja układu

Wykonanie elementów G^* i G_f bezpośrednio na podstawie transmitancji powoduje zdublowanie fragmentu elementu G_f , który jest częścią składową elementu G^* . Korzystniejsza jest realizacja filtra $G_f(s)$ w postaci, w której dostępne są, poza sygnałem wyjściowym y_f , pochodne $y_f^{(i)}$ dla $i=1$ do $l+1$. Wtedy na podstawie zależności (2) można zrealizować element G^* poprzez zsumowanie sygnału wyjściowego z transmitancji $G_0(s)$ (gdą na wejście podany zostanie sygnał y_f) oraz ważonej sumy pochodnych tego sygnału, gdzie współczynnikami wagowymi są c_i . Struktura tej części układu przedstawiona została na rys. 2.



Rys. 2. Struktura układu łączącego filtr wejściowy i element G^* ($l = 4$)

Współczynnik k i wektor współczynników K_1 wynikają ze współczynników transmitancji $G_f(s)$ i są następujące:

$$k = \frac{a_l}{\alpha^l} \quad (9)$$

$$K_1 = \left[0, \frac{a_{l-1}}{\alpha^{l-1}}, \dots, \frac{a_1}{\alpha}, a_0 \right]$$

natomiast $K_2 = [c_l, \dots, c_0]$.

3.2. Algorytm doboru filtra G_f

Zakładając pożądaną postać transmitancji filtra pozostaje do określenia wartości parametru α . Niech odpowiedź filtra na wymuszenie sygnałem testowym dla konkretnej wartości parametru α będzie oznaczona

$$y_f(t, \alpha) = g_f(t, \alpha) * y_T(t) \quad (10)$$

gdzie $*$ oznacza operację splotu, natomiast $g_f(t, \alpha)$ jest charakterystyką impulsową elementu o transmitancji $G_f(s, \alpha)$. Analizując wartości pochodnych tego sygnału łatwo wykazać, że prawdziwa jest następująca zależność

$$y_f^{(i)}(t, \alpha) = \frac{1}{\alpha^i} \cdot y_f^{(i)}\left(\frac{t}{\alpha}, 1\right) \quad (11)$$

Na podstawie zależności (2) uwzględniając (11) wartość sygnału sterującego jest następująca

$$u_T(t, \alpha) = g_0(t) * y_f\left(\frac{t}{\alpha}, 1\right) + \sum_{i=0}^l \frac{c_i}{\alpha^i} \cdot y_f^{(i)}\left(\frac{t}{\alpha}, 1\right) \quad (12)$$

W zależności (12) istnieją dwa wyrażenia, które określają właściwości sygnału wyjściowego zależnie od wymuszenia. Jeśli transmitancja G_0 ma charakterystykę, która wskazuje na możliwość wzmacniania pewnych częstotliwości, to jeśli te częstotliwości są obecne w sygnale zadanym na znaczącym poziomie, charakterystyka filtra bezpośrednio wpływa na wartości tej części sygnału. Drugie wyrażenie jest sumą ważoną sygnału y_f i pochodnych tego sygnału. Wartości tego wyrażenia zależą zarówno od wartości współczynników c_i jak i od przebiegu sygnału $y_f(t)$.

Poszukiwanie wartości granicznej dopuszczalnej parametru α wymaga określenia dwu zależności

$$u_g(\alpha) = \max_t u_T(t, \alpha) \quad \text{i} \quad u_d(\alpha) = \min_t u_T(t, \alpha) \quad (13)$$

będących funkcjami parametru α

Dla przyjętego sygnału testowego niezależnie od modelu obiektu wartość co najmniej jednej z funkcji $u_g(\alpha)$ i $u_d(\alpha)$ zdoła w granicy dla $\alpha \rightarrow 0$ do nieskończoności (z odpowiednim znakiem) i należy zauważyć, że funkcja dąży do przebiegu $\frac{c_l}{\alpha^l}$. Dla dużych wartości parametru

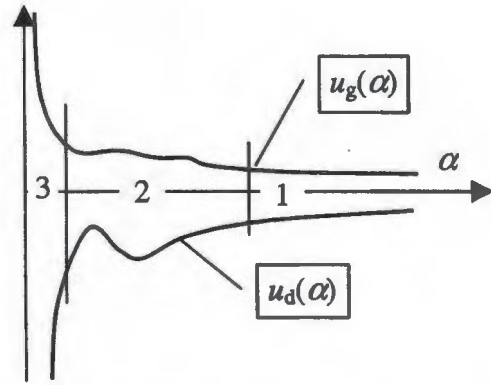
α (czyli dla filtra reagującego bardzo wolno) wartości funkcji (11) są zbliżone do wartościami charakterystyki statycznej elementu G^* dla granicznych wartości sygnału zadanego pod warunkiem, że te stany ustalone trwają dostatecznie długo aby ustaliła się wartość sygnału na wyjściu filtra. Równanie asymptoty poziomej na podstawie zależności (10) i właściwości filtra (5) jest następujące:

$$\begin{aligned} u_{g\infty} &= (G_0(0) + c_0) \cdot \max_t y_z(t) \\ u_{d\infty} &= (G_0(0) + c_0) \cdot \min_t y_z(t) \end{aligned} \quad (14)$$

Na rys. 3 przebiegi funkcji (13) podzielono na trzy zakresy wartości:

1. strefę małej wrażliwości na wartość parametru α ,
2. strefę gdzie przebiegi funkcji są zależne od parametrów modelu obiektu i zależność ta może nie być monotoniczna,
3. strefę gdzie wartość sygnału u silnie rośnie wraz ze zmniejszaniem wartości parametru α .

Wybór parametru α o wartościach z zakresu pierwszego będzie preferowany dla zastosowań kiedy celowe jest spowolnienie działania układu. W zakresie drugim, dla niektórych obiektów, istnieją lokalne minima co pozwala na dobranie wartości, które przy stosunkowo dużej szybkości układu nie wymagają szczególnie dużych wartości sygnału sterującego.



Rys. 3. Podział przebiegów funkcji $u_g(\alpha)$ i $u_d(\alpha)$ na strefy

Na podstawie powyższych rozważań, ze względu na złożoność obliczeniową zadania określenia wartości minimalnej parametru α aby $u_g(\alpha), u_d(\alpha) \in \mu$, dobór parametru α dokonywany jest z wykorzystaniem rozwiązania numerycznego.

3.3. Regulator

Synteza regulatora może być prowadzona dowolną znaną metodą. Należy jedynie zwrócić uwagę iż, w prezentowanej strukturze, kryterium jakości pracy regulatora wiąże się jedynie z tłumieniem zakłóceń i ewentualnie stabilizacji układu. Oczywiście z zależności (3) wynika, że równoczesne tłumienie zakłóceń oraz nadążanie za zmieniającym się sygnałem zadanym realizowane w układzie jak na rys. 1 powoduje konieczność przededefiniowania przedziału dopuszczalnych wartości sygnału u . Konieczny dla tłumienia zakłóceń zapas wartości sygnału sterującego zmniejsza wartości graniczne i musi zostać określony. Jeśli poziom zakłóceń jest przewidywalny to wtedy graniczne wartości sygnału z regulatora dla niezmiennego sygnału zadanego są wartościami zmniejszającymi szerokość przedziału μ .

4. PRZYKŁAD

Dla ilustracji dokonano syntezy układu sterowania pracującego w strukturze jak na rys.1 z elementem G^* zrealizowanym w strukturze jak na rys. 2 dla obiektu opisanego transmitancją operatorową

$$G(s) = \frac{s+3}{s^4 + 3.9s^3 + 35.7s^2 - 3.2s + 3.6} \quad (15)$$

Przedział wartości jakie może przyjmować sygnał sterujący jest określony $\mu = (-50, 50)$. Sygnał zadany podczas pracy układu jest postaci (8), w którym czas trwania poszczególnych stanów ustalonych jest nie krótszy niż zadany okres $T=2s$. Sygnał zadany jest ograniczony do przedziału $(-1,1)$.

Obiekt jest niestabilny więc dobrany został regulator stabilizujący obiekt. Transmitancja regulatora jest następująca:

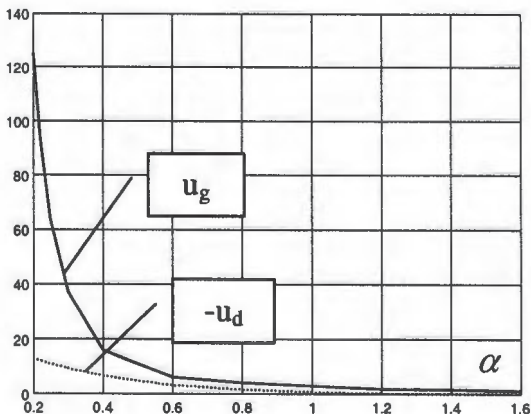
$$G_R(s) = \frac{10s + 7}{0.01s + 1} \quad (16)$$

Z postaci transmitancji (13) wynika, że wymagany jest filtr trzeciego rzędu. Przyjęta została postać $G_F(s,1)$ jako elementu oscylacyjnego o współczynniku tłumienia 0.7 z inercją pierwszego rzędu. Jako sygnały testowe zastosowano następujące przebiegi:

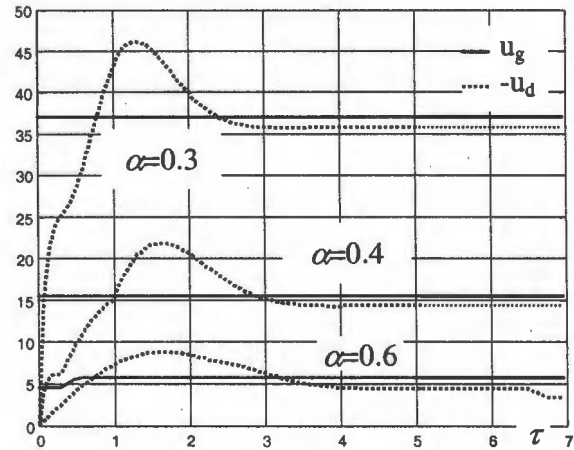
1. sygnał skokowym: $y_{T1} = 1(t)$,
2. impuls o czasie trwania τ : $y_{T2} = 1(t) - 1(t-\tau)$,
3. falę prostokątną o okresie τ .

Rys. 4 przedstawia zależność wartości maksymalnej i minimalnej sygnału \hat{u} od wartości parametru α dla wymuszenia typu 1. Celem określenia jak na wartości graniczne sygnału \hat{u} wpływa zmiana kształtu sygnału zadanego wykonano obliczenia zależności u_g i u_d od τ dla trzech wartości $\alpha \in \{0.3, 0.4, 0.6\}$. Wyniki zostały zobrazowane na rys. 5. Przebiegi na rys. 6 przedstawiające wyniki podobnego testu lecz dla wymuszenia typu trzeciego. Ze względu na to, że składowa stała wymuszenia wynosi 0 przebiegi u_g i u_d są prawie identyczne. Nieznaczne różnice wynikają z zerowych wartości początkowych. Porównując ekstrema na tych charakterystykach ze zmianą charakterystyki częstotliwościowej wynikającą z wartości parametru α widoczna jest, że istnieje zależność położenia maksimum na przebiegu $u_d(\tau)$ od wartości α . Niestety ten przykład pokazuje, że ze względu na jakościowy charakter zależności wartości ekstremalnych od parametrów zarówno filtra jak i regulatora nie jest możliwe opracowanie algorytmu, który pozwalałby w nieskomplikowany sposób, bez przeprowadzania obliczeń wartości funkcji u_g i u_d na dobór filtra G_F .

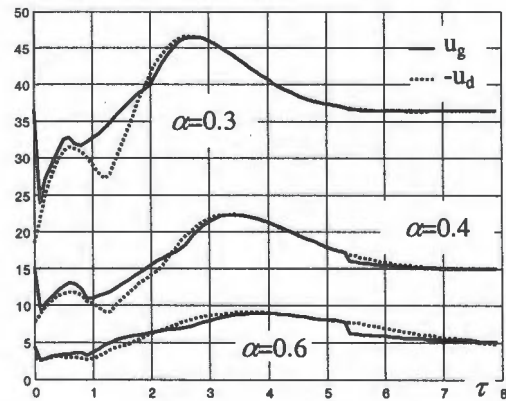
Porównując wyniki z rys. 4, 5 i 6 można stwierdzić, że dla badanego obiektu wykorzystanie jako sygnału testowego sygnału skokowego może dać znaczne zaniżenie wartości sygnału sterującego. Z przedziału dopuszczalnych wartości sygnału zadanego wynika, że graniczne wymuszenia typu skokowego mogą mieć amplitudę 2 natomiast amplituda wymuszenia okresowego mieszczącego się w przedziale zadany wynosi 1. Dla dopuszczalnego przedziału μ wartość graniczna parametru α wynosi około 0.4. Jeśli parametr T sygnału zadanego był większy niż $3s$ to dopuszczalne byłoby zmniejszenie współczynnika (na podstawie charakterystyki 4 można przewidywać, że wartość około 0.37 byłaby dopuszczalna).



Rys. 4. Zależność przedziału wartości $u^{\hat{}}$ od parametru α (amplituda wymuszenia 1)



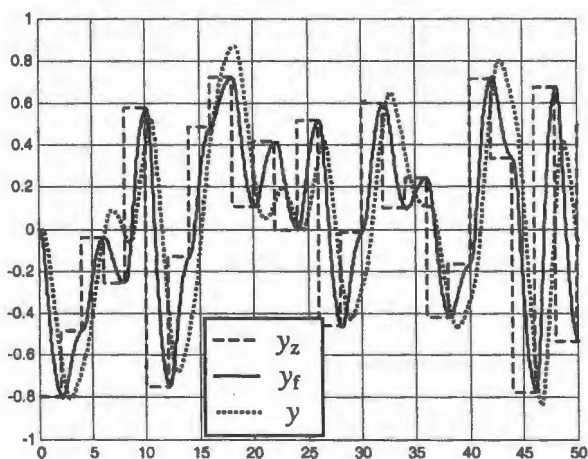
Rys. 5. Wpływ parametru τ na wartość sygnału sterującego dla przebiegu typu 2 (amplituda impulsu 1)



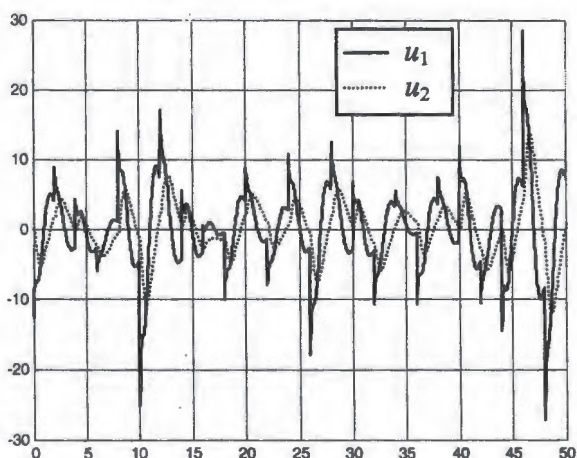
Rys. 6. Wpływ okresu τ na wartość sygnału sterującego dla przebiegu typu 3 (amplituda 0.5)

Dla dobranej wartości parametru $\alpha=0.4$ został przeprowadzony test symulacyjny układu sterowania oraz test porównawczy, w którym zrezygnowano z elementu G^* . Porównując wartości sygnału wyjściowego w obu testach została stwierdzona znaczna poprawa jakości sterowania w wyniku wprowadzenia elementu G^* . Na rys. 7 przedstawione zostały przebiegi sygnałów y_z , y_f i y dla testu bez elementu G^* , przy czym przebieg y_f jest identyczny z przebiegiem y dla testu z wprowadzonym elementem G^* (wartości uchybu regulacji były na poziomie 10^{-8} – oczywiście wartość tą należy traktować jako zgrubne oszacowanie, gdyż wynika ona także z właściwościami algorytmu obliczeniowego).

Dla sprawdzenia zarejestrowano przebiegi sygnałów sterujących w obu testach – rys. 8. Przebieg sygnału sterującego u_1 , wyliczanego przez element G^* , cechuje się większą szybkością zmian niż sygnał u_2 , który wynika ze sterowania przez sam regulator. Widoczne jest, że występujące ekstrema sygnałów są krótkotrwałe i ich istnienie wynika z dużej szybkości zmiany sygnału zadanego.



Rys. 7. Przebiegi sygnałów podczas przykładowego testu



Rys. 8. Przebiegi sygnałów sterujących podczas przykładowych testów

Po wprowadzeniu do układu sterowania elementu pomiarowego modelowanego elementem inercyjnym o stałej czasowej 1s i wprowadzeniu elementu kompensującego (o identycznej transmitancji jak transmitancja elementu pomiarowego), który formuje sygnał y_f nie zostały stwierdzone różnice w sygnale wyjściowym co świadczy o pełnym skompensowaniu elementu pomiarowego. Przy braku elementu kompensującego regulator wprowadza dodatkowe zaburzenie, którego wartość jest na poziomie wartości sygnału zadawanego.

5. WNIOSKI

Zaprezentowana metoda syntezy układu sterowania, który pracuje w strukturze mieszanej potwierdza swoją przydatność w zastosowaniach, kiedy celem jest osiągnięcie maksymalnej szybkości działania układu. Poza zaprezentowaniem algorytmu doboru elementów G_f oraz G^* sposób określania osiągalnej szybkości działania układu przy ograniczonym sygnale sterującym może być przydatny w określeniu granicznych charakterystyk jakie mają być efektem zastosowania innej metody sterowania. Ponieważ dla określonych ograniczeń wyliczone $G_f(s, \alpha_{\min})$ determinuje pasmo przenoszenia układu wynikowego zapewniającego nie przekraczanie ograniczeń podczas sterowania więc transmitancja ta

może być ograniczeniem górnym dla wynikowej transmitancji układu sterowania ze sprzężeniem zwrotnym. Zastosowanie tak sformułowanego wymagania w procesie syntezy jest szczególnie wygodne na charakterystyce logarytmicznej amplitudowo-fazowej (wykresie Nicholasa).

FEEDBACK WITH FEED-FORWARD CONTROL SYSTEM IN CONTROL SIGNAL LIMITATION

Abstract: In the paper feedback with feed-forward control system structure is analysed. Using appropriate feed-forward part two main control functions: tracking and disturbance rejection, are separated. Tracking response of the control system is determined by the pre-filter designed in such way it preserve the control signal lay inside the permitted interval. Presented example shows that the shape of the reference signal can be important factor in determination of the pre-filter bandwidth.

Literatura

- [1] Åström K. J. (2001) Fundamental Limitations on Control Design, <http://www.control.lth.se/~kja/>.
- [2] Åström K.J., Hägglund T. (1995) *PID Controllers: Theory, Design, and Tuning*, 2nd edition. Instrument Society of America.
- [3] D'Azzo J. J., Houpis C. H. (1988) *Linear Control System Analysis and Design, Conventional and Modern*, McGraw Hill.
- [4] Johansson M. (2003) *Piecewise Linear Control Systems*, Springer-Verlag.
- [5] Pieniążek J. (2002) Sterowanie na trajektorii, *Materiały konferencyjne XIV KKA, Zielona Góra*, 1, 129-134.
- [6] Visioli A. (2004) A new design for a PID plus feed-forward controller, *Journal of Process Control*, 14, 457-463



**Instytut Badań Systemowych
Polskiej Akademii Nauk**

ISBN 83-89475-02-2