

ZMODYFIKOWANE SPRZĘŻENIE ZWROTNE – JEGO FASCYNUJĄCE WŁASNOŚCI

Proponowana jest struktura układu ze zmodyfikowanym sprzężeniem zwrotnym, w której duże wzmocnienie i "dynamika" regulatora są rozdzielone przez węzeł sumujący z sygnałem zadany. Stabilność układu zapewnia się przez zastosowanie w regulatorze przybliżeń pochodnych także wyższego rzędu. Pokazuje się że proponowana struktura realizuje sterowanie z modelem odniesienia, którego transmitancja jest określona przez odwrotność transmitancji opisującej "dynamikę" regulatora. Okazuje się, że proponowana struktura jest niewrażliwa na duże zmiany parametrów obiektu i może być stosowana z powodzeniem zarówno do obiektów liniowych jak i nieliniowych.

1. WPROWADZENIE

Sprzężenie zwrotne jest rozwiązaniem powszechnie stosowanym w układach automatycznej regulacji. Własności układów ze sprzężeniem zwrotnym, takie jak: kompensacja wpływu zakłóceń, kształtowanie dynamiki, linearyzacja, odporność na zmiany parametrów są opisywane w książkach poświęconych sterowaniu [1, 2, 3]. Wiadomo, że jakość sterowania zależy od takich ograniczeń jak dynamika obiektu określona przez położenie biegunów i zer jego transmitancji, względny rząd tej ostatniej, istnienie nasycenia sygnału sterującego etc. Te ograniczenia mają wpływ na proces projektowania układu.

Wiadomo, że jeżeli transmitancja otwartego układu ma względny rząd równy jeden, wtedy układ zamknięty z regulatorem proporcjonalnym (P) może pracować dobrze przy dowolnie dużym wzmocnieniu. Ale przy względnym rzędzie większym od dwóch, nawet regulator PID z różniczkowaniem (D), przy dużym wzmocnieniu daje zazwyczaj niestabilny układ zamknięty.

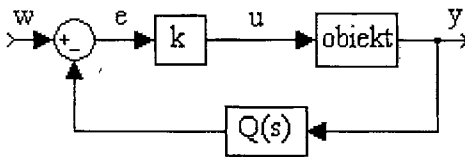
W [4, 5] do sterowania obiektami nieliniowymi, niestacjonarnymi zastosowano regulator z pochodnymi wyższego rzędu. Jednak w środowisku automatyków takie podejście nie jest w zasadzie akceptowane, gdyż wyższe pochodne wzmacniają szумы i powodują nagłe i "nerwowe" zmiany sygnału sterującego. Ale wydaje się że nadszedł czas na zręwidowanie tego poglądu, gdyż istnieją elementy wykonawcze pracujące dobrze przy "nerwowych" sygnałach sterujących, a układy z wyższymi pochodnymi w regulatorze mają bardzo dobre własności. W niniejszej pracy, do uzasadnienia występowania pochodnych wyższego rzędu w regulatorze zastosowano proste podejście, bazujące na teorii liniowej. W porównaniu do [4, 5] rząd najwyższej pochodnej w regulatorze jest naszym podejściu jest mniejszy o jeden.

W niniejszej pracy po pierwsze, dopuszczamy stosowanie odpowiednich przybliżeń pochodnych wyższego rzędu w regulatorze tak, że układ zamknięty może być stabilny przy dużym wzmacnieniu. Po drugie, oddzielamy wzmacnienie k regulatora od jego "dynamiki" $Q(s)$ ($Q(0) = 1$) i przesuwamy "dynamikę" przed węzeł sumujący z wartością zadaną. Okazuje się, że zmodyfikowana w ten sposób struktura układu ze sprzężeniem zwrotnym realizuje sterowanie z modelem odniesienia, które jest niewrażliwe na duże zmiany parametrów. Proponowana struktura może być z powodzeniem stosowana zarówno do obiektów liniowych jak i nieliniowych.

Wkład pracy polega na zaproponowaniu zmodyfikowanej struktury układu ze sprzężeniem zwrotnym, w której w regulatorze występują przybliżenia wyższych pochodnych, a wzmacnienie i "dynamika" regulatora są rozdzielone węzłem sumującym z wartością zadaną; zrealizowane w ten sposób sterowanie z modelem odniesienia jest niezależne od dużych zmian parametrów i może być stosowane zarówno do obiektów liniowych jak i nieliniowych.

2. ZMODYFIKOWANE SPRZĘŻENIE ZWROTNE

Rozważmy układ ze sprzężeniem zwrotnym pokazany na rys. 1 i złożony z liniowego lub nieliniowego obiektu i liniowego regulatora opisanego przez transmitancję



Rysunek 1: Układ ze zmodyfikowanym sprzężeniem zwrotnym.

$$R(s) = kQ(s) \quad (1)$$

gdzie k jest wzmacnieniem a $Q(s)$ jest odpowiednią transmitancją, taką że $Q(0) = 1$. W porównaniu do zazwyczaj stosowanego układu ze sprzężeniem zwrotnym w rozpatrywanym układzie wzmacnienie k i "dynamika" $Q(s)$ są rozdzielone w ten sposób, że k występuje za, a $Q(s)$ przed węzłem sumującym.

Załóżmy, że jest możliwe znalezienie regulatora (1) z dostatecznie dużym wzmacnieniem k tak, że układ zamknięty jest stabilny z dostatecznie szybko zanikającymi stanami ustalonymi. Wybór $Q(s)$ i k będzie przedmiotem dalszych rozważań. Z przyjętych założeń wynika, że dla ograniczonych wartości $|w|$ i $|\dot{w}|$, oraz dla dostatecznie dużego k prawie dla wszystkich czasów t jest

$$e \approx 0 \quad (2)$$

Uwzględniając, że

$$E(s) = W(s) - Q(s)Y(s) \quad (3)$$

gdzie $E(s)$, $W(s)$ i $Y(s)$ są transformacjami Laplace'a wielkości $e(t)$, $w(t)$ i $y(t)$, z zależności (2) i (3) otrzymujemy

$$\frac{Y(s)}{W(s)} \approx \frac{1}{Q(s)} \quad (4)$$

Z (4) wynika, że transmitancja układu zamkniętego uzależniająca $Y(s)$ od $W(s)$ jest określona w sposób przybliżony przez "dynamikę" $Q(s)$ regulatora. Ważne jest, że przy poczynionych założeniach zależność (4) obowiązuje zarówno dla liniowych jak i nieliniowych obiektów (również niestacjonarnych).

Można podać inną, bardziej ścisłą interpretację rozważanego układu ze zmodyfikowanym sprzężeniem zwrotnym. Oznaczmy przez $Y_m(s)$ transformację Laplace'a wyjścia $y_m(t)$, dla którego uchyb $E(s)$ jest równy zero. Wtedy mamy

$$\frac{Y_m(s)}{W(s)} = \frac{1}{Q(s)} \quad (5)$$

Tak więc wyjście $y_m(t)$ może być interpretowane jako sygnał odniesienia, a zależność (5) określa tzw. model odniesienia. Widać więc, że układ ze zmodyfikowanym sprzężeniem zwrotnym realizuje tzw. sterowanie z modelem odniesienia, którego transmitancja jest równa odwrotności $Q(s)$. Ponieważ dla układu stabilnego z dostatecznie szybkim zanikaniem przebiegów niestabilnych uchyb $y(t) - y_m(t)$ jest prawie zawsze bardzo mały dlatego zależność (4) określa także przybliżoną transmitancję wiążącą $Y(s)$ z $W(s)$.

Teraz problem, który mamy rozwiązać polega na wyborze transmitancji $Q(s)$, dla której układ zamknięty jest stabilny dla dostatecznie dużego wzmocnienia k i ma dostatecznie szybko zanikające stany niestabilne. Oznacza to, że układ zamknięty, dla dostatecznie dużego k powinien mieć odpowiedni stopień stabilności $\lambda = \text{Min}_i |s_i|$, gdzie s_i , $i = 1, 2, \dots, n$ są pierwiastkami równania charakterystycznego zamkniętego układu. Dodatkowo, transmitancja $Q(s)$ powinna być realizowalna. Problem ten będzie rozpatrywany w następnych punktach pracy.

3. PRZYPADEK OBIEKTU LINIOWEGO

Rozważmy teraz obiekt liniowy opisany przez ściśle właściwą transmitancję

$$G(s) = \frac{L(s)}{M(s)} \quad (6)$$

gdzie $L(s)$ i $M(s)$ są wielomianami m -tego i n -tego rzędu, $m < n$. Niechaj z_i , $i = 1, 2, \dots, m$ i p_j , $j = 1, 2, \dots, n$ są odpowiednio zerami i biegunami transmitancji $G(s)$. Zakładamy również, że zera z_i są nieminimalnofazowe.

Można zauważyć, że układ zamknięty może mieć pożądaną stopień stabilności, przy dostatecznie dużym wzmocnieniu, jeżeli transmitancja $kQ(s)G(s)$ układu otwartego ma względny rząd równy jeden. Dla stabilnego układu otwartego można to uzasadnić

za pomocą kryterium Nyquista. Rzeczywiście dla odpowiednio dobranego licznika transmitancji $kQ(s)G(s)$ charakterystyka częstotliwościowa $kQ(j\omega)G(j\omega)$ również dla dużego k leży w pierwszej i drugiej ujemnej i/lub dodatniej ćwiartce płaszczyzny zespolonej Nyquista nie zbliżając się do punktu krytycznego $(-1, j0)$. Wynika to z faktu, że przy porównywalnych co do rzędu biegunach i zerach transmitancji $kQ(s)G(s)$ zmniejszenie fazy pochodzące od czynników mianownika określonych przez bieguny jest kompensowane przez przyrost fazy pochodzący od czynników licznika określonych przez zera.

Jest to widoczne wyraźnie dla przypadku, gdy $m = 0$, a obiekt (6) jest stabilny, przy czym założymy, że p_1 jest rzeczywisty ujemny. Wtedy wybierając wielomian tak że zawiera on pierwiastki p_2, p_3, \dots, p_n i upraszczając takie same czynniki związane z tymi pierwiastkami w liczniku i w mianowniku otrzymujemy transmitancję otwartego układu w postaci elementu inercyjnego I-go rzędu, którego charakterystyka częstotliwościowa leży w pierwszej ujemnej ćwiartce płaszczyzny Nyquista dla dowolnie dużego k .

W przypadku gdy $m > 0$, transmitancja $Q(s)$ może mieć postać wielomianu $(n - m - 1)$ -ego rzędu. Gdy jednak za pomocą takiego wielomianu nie można zapewnić odpowiedniego stopnia stabilności zamkniętego układu przy odpowiednio dużym k , wtedy można stosować transmitancję niewłaściwą $Q(s)$, np. $(n - m - 1 + i)$ -ego rzędu w liczniku i i -tego rzędu w mianowniku $i = 1, 2, \dots, m$. Ostatni wielomian może zawierać na przykład zera transmitancji (6) aby zlikwidować "nieodpowiednie" zera transmitancji $G(s)$.

Tak więc przy prezentowanym podejściu, gdy $m = 0$ wtedy model odniesienia (5) i przybliżony model (4) układu zamkniętego ma rząd o jedność mniejszy niż rząd obiektu. Gdy $m > 0$, wtedy model odniesienia (5) i model przybliżony (4) może mieć rząd mniejszy o $(m + 1)$ od rzędu obiektu.

Ostatnim problemem do rozwiązania jest realizacja transmitancji $Q(s)$ w postaci wielomianu

$$Q(s) = p_0 s^q + p_1 s^{q-1} + \dots + p_{q-1} s + 1 \quad (7)$$

W opisanych niżej symulacjach używamy następującego przybliżenia

$$s \approx \frac{ds}{s + d} \quad (8)$$

gdzie $d = 100, 200$, lub 300 . Okazuje się, że wielomiany $Q(s)$ z aproksymacją (8) dają zupełnie dobre wyniki.

Jeżeli dla $m > 0$ chcemy zrealizować transmitancję

$$Q(s) = P(0) \frac{q_0 s^{n-1} + q_1 s^{n-2} + \dots + q_{n-2} s + 1}{P(s)} \quad (9)$$

gdzie $P(s)$ jest wielomianem m -tego rzędu, wtedy przedstawiamy transmitancję (9) w postaci

$$Q(s) = P(0) \frac{Q^*(s)}{P(s)} (\bar{q}_0 s^{n-m-1} + \bar{q}_1 s^{n-m-2} + \dots + \bar{q}_{n-m-2} s + 1) \quad (10)$$

gdzie $Q^*(s)$ jest odpowiednim wielomianem m -tego rzędu. Transmittancja $\bar{Q}(s) = P(0)Q^*(s)/P(s)$ ma ten sam rząd licznika i mianownika i może być zrealizowana, natomiast wielomian $(n - m - 1)$ -ego rzędu występujący w (10) w nawiasach (·) może być zrealizowany za pomocą przybliżenia (8).

3.1 Przykład 1

Rozważmy obiekt opisany transmittancją

$$G(s) = \frac{13}{s^3 + 5s^2 + 8.5s + 13} \quad (11)$$

Można sprawdzić, że dla obiektu (11) mamy dużą swobodę w wyborze wielomianu $Q(s)$ 2-go rzędu, tak że układ zamknięty ma odpowiedni stopień stabilności przy dostatecznie dużym wzmocnieniu.

Na rys. 2 przedstawiono wyniki symulacji otrzymane przy wykorzystaniu programu SIMULINK dla

$$Q(s) = (0.5s + 1)^2 = 0.25s^2 + s + 1, \quad k = 20 \quad (12)$$

oraz $w(t) = 1(t - 1)$, ($1(t - 1) = 0$ dla $t < 1$ i $1(t - 1) = 1$ dla $t \geq 1$). Wielomian $Q(s)$ (12) zrealizowano przy wykorzystaniu przybliżenia (8) z $d = 100$. Zastosowano nie za duże wzmocnienie ($k = 20$) aby pokazać, że nawet wtedy przybliżenie (4) jest w sposób satysfakcjonujący spełnione. Warto zauważyć, że nawet dla $k = 100$ układ działa dobrze a przybliżenie (4) jest jeszcze lepiej spełnione.

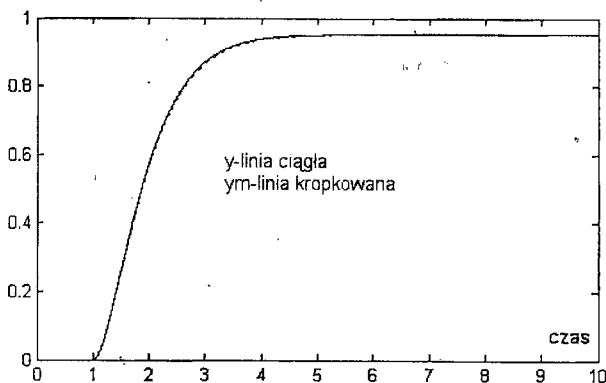
Ponieważ wzmocnienie k jest nie za duże więc wyjście obiektu y_{st} w stanie ustalonym w układzie zamkniętym przyjmuje wartość $k/(k+1)$ (ponieważ $Q(0) = 1$ i $G(0) = 1$). Dlatego można przypuszczać, że odpowiedź skokowa $y(t)$ układu zamkniętego jest bliższa do odpowiedzi skokowej następującego skorygowanego modelu odniesienia

$$\frac{Y_m(s)}{W(s)} = \frac{k}{1 + k} \frac{1}{Q(s)} \quad (13)$$

niż do odpowiedzi modelu odniesienia (5). Wyniki symulacji potwierdzają to przypuszczenie. Na rys. 2 odpowiedź skokowa $y(t)$ zamkniętego układu (11), (12) jest porównana z odpowiedzią skokową $y_m(t)$ skorygowanego modelu odniesienia (13) dla $k = 20$. Widać, że obie odpowiedzi skokowe są prawie nierozróżnialne.

Następnie symulacje były powtórzone dla różnych parametrów obiektu i niezmiennego regulatora. Obiekt (11) ma mianownik transmittancji $M(s) = s^3 + 5s^2 + 8.5s + 13$ o biegunach $p_1 = -3.6467$, $p_{23} = -0.6767 \pm 1.7627j$. Symulacje były również wykonane dla obiektów dla których

$$\begin{aligned} M(s) &= s^3 + 3s^2 + 8.5s + 13, & p_1 &= -2, & p_{23} &= -0.5 \pm j2.5, \\ M(s) &= s^3 + 5s^2 + 10s + 13, & p_1 &= -3.1325, & p_{23} &= -0.9338 \pm j1.8106, \\ M(s) &= 3s^3 + 5s^2 + 8.5s + 13, & p_1 &= -1.5943, & p_{23} &= -0.0362 \pm j1.6482, \\ M(s) &= s^3 + 5s^2 + 13, & p_1 &= -2.4117, & p_{23} &= 0.3725 \pm j1.2876, \\ M(s) &= 15s^3 - 10s^2 + 13, & p_1 &= -0.7753, & p_{23} &= 0.7210 \pm j0.7734 \end{aligned}$$



Rysunek 2: Odpowiedzi skokowe $y(t)$ i $y_m(t)$ dla przykładu 1.

W dwóch ostatnich przypadkach obiekt był nawet niestabilny. We wszystkich przypadkach odpowiedź skokowa $y(t)$ była prawie taka sama jak na rys. 2. (tylko w ostatnim przypadku różnica pomiędzy y i y_m była wyraźnie widoczna ale akceptowalna). Tak więc układ jest bardzo odporny na zmiany parametrów obiektu. Możliwe zmiany parametrów obiektu, które nie wywołują zauważalnych zmian odpowiedzi skokowej zamkniętego układu są znacznie większe co wynika z innych wykonanych symulacji.

4. PRZYPADKOWY OBIEKTU NIELINIOWEGO

Rozważmy teraz obiekt nieliniowy opisany równaniem stanu i wyjścia

$$\dot{x} = f(x, u), \quad y = g(x) \quad (14)$$

gdzie x jest n -wymiarowym wektorem stanu a u i y są skalarnymi sygnałami wejścia i wyjścia obiektu; $f(\cdot, \cdot)$, $g(\cdot)$ są odpowiednimi danymi funkcjami. Załóżmy, że

$$\begin{aligned} \dot{y} &= \frac{\partial g}{\partial x} f(x, u) = g_1(x) \\ \ddot{y} &= \frac{\partial g_1}{\partial x} f(x, u) = g_2(x) \\ &\quad \text{---} \\ y^{(i-1)} &= \frac{\partial g_{i-2}}{\partial x} f(x, u) = g_{i-1}(x) \\ y^{(l)} &= \frac{\partial g_{l-1}}{\partial x} f(x, u) = g_l(x, u) \end{aligned} \quad (15)$$

to znaczy, że $g_i(x)$ dla $i = 1, 2, \dots, l-1$ są niezależne bezpośrednio od u a $g_l(x, u)$ zależy bezpośrednio od u . Obiekt nieliniowy spełniający założenie (15) odpowiada obiektowi liniowemu (6) z $m = n - l$. Dlatego też w rozpatrywanym przypadku możemy podjąć próbę wyboru $Q(s)$ w postaci wielomianu $(l-1)$ -go rzędu. Jeżeli próba nie daje pozytywnego rezultatu wtedy podobnie jak dla obiektu liniowego z $m > 0$ możemy próbować wyboru $Q(s)$ w postaci transmitancji niewłaściwej zawierającej w liczniku wielomian $(l-1+i)$ -ego rzędu a w mianowniku wielomian i -tego

rzędu, $i = 1, 2, \dots, n - l$. Ta sugestia wynika z podobieństwa do przypadku liniowego i może być częściowo uzasadniona przy wykorzystaniu metody funkcji opisującej. Ta ostatnia może być traktowana jako przybliżone zastosowanie metody bazującej na charakterystykach częstotliwościowych do układów nieliniowych.

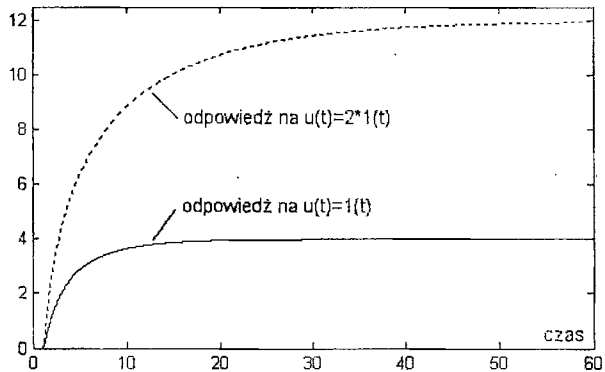
4.1 Przykład 2

Rozważmy obiekt nieliniowy drugiego rzędu opisany następującymi równaniami stanu i wyjścia

$$\dot{x}_1 = -2x_1 + 4(1 + |u|)u, \quad \dot{x}_2 = (x_1 - x_2) \frac{1}{1 + |x_2|}, \quad y = x_2 \quad (16)$$

Model obiektu może interpretować jako szeregowe połączenie dwóch elementów inercyjnych 1-go rzędu, z których pierwszy ma "wzmocnienie" $2(1 + |u|)$ zależne od u a drugi - "stałą czasową" $(1 + |x_2|)$ zależną od x_2 .

Na rys. 3 pokazane są dwie odpowiedzi czasowe $y(t)$ obiektu dla $u(t) = u_0 \mathbf{1}(t - 1)$, $u_0 = 1$ i $u_0 = 2$. Widać z nich, że zarówno "wzmocnienie" jak i "stała czasowa" rośnie gdy u_0 rośnie



Rysunek 3: Odpowiedzi czasowe obiektu z przykładu 2.

Sprawdzając warunki (16) można pokazać, że $l = 2$.

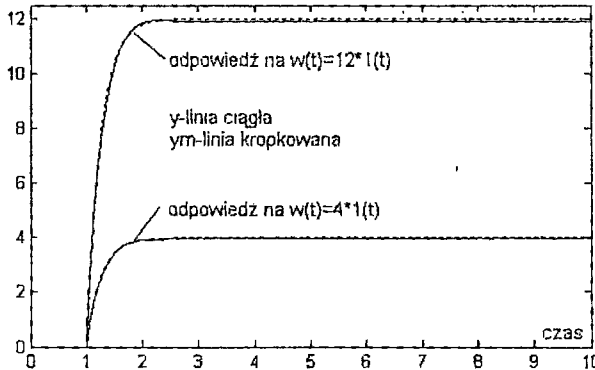
Dlatego wybieramy wielomian $Q(s)$ pierwszego rzędu w postaci

$$Q(s) = 0.25s + 1, \quad k = 20 \quad (17)$$

Można i teraz zauważyć, że przy prawidłowym wyborze rzędu wielomianu $Q(s)$ jego wybór jest dosyć dowolny.

W symulacjach wykonanych za pomocą programu SIMULINK wielomian (17) był przybliżony za pomocą wzoru (8) z $d = 100$. Na rys. 4 odpowiedzi czasowe $y(t)$ układu zamkniętego (16), (17) na zmianę wartości zadanej w postaci $w(t) = 4 \cdot \mathbf{1}(t - 1)$ i $w(t) = 12 \cdot \mathbf{1}(t - 1)$ są porównane z odpowiedziami $y_m(t)$ modelu odniesienia (5), (17)

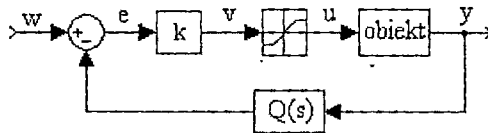
na te same zmiany wartości zadanej. Widać, że w obu przypadkach obie odpowiedzi są bardzo bliskie sobie. Wartości zadane 4 i 12 zostały wybrane aby umożliwić porównanie odpowiedzi układu zamkniętego z odpowiedziami samego obiektu przedstawionymi na rys. 3, które mają te same wartości ustalone sygnału wyjściowego. Z porównania skali czasu na rys. 3 i 4 widać, że układ zamknięty jest liniowy z odpowiedzią zbliżoną do układu 1-go rzędu ze stałą czasową równą 0.25 i jest wyraźnie szybszy.



Rysunek 4: Odpowiedzi czasowe układu zamkniętego z przykładu 2.

6. UWZGLĘDNIENIE NASYCENIA STEROWANIA

Jak już wspominaliśmy przy nagłej zmianie sygnału w w rozpatrywanym układzie pojawiają się bardzo duże wartości sygnału sterującego u , które praktycznie mogą nie być możliwe do zrealizowania. Dlatego ważne jest uwzględnienie wpływu nasycenia sygnału sterującego na działanie układu.



Rysunek 5: Uwzględnienie nasycenia sygnału sterującego u .

Aby uwzględnić nasycenie sterowania w układzie na rys. 5 został wprowadzony element z nasyceniem opisany zależnościami

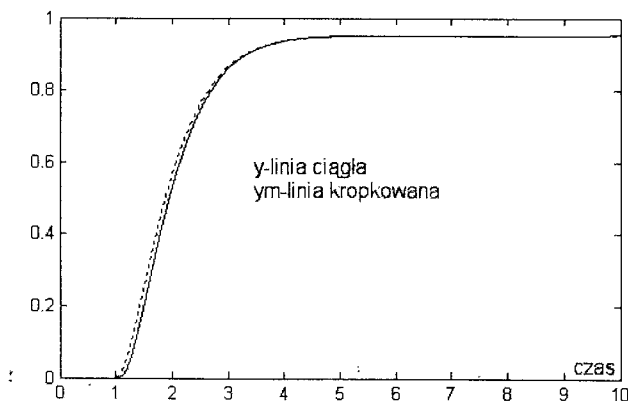
$$u = \begin{cases} u_{max} & \text{dla } v \geq u_{max} \\ v & \text{dla } u_{min} \leq v \leq u_{max} \\ u_{min} & \text{dla } v \leq u_{min} \end{cases} \quad (18)$$

Wydaje się, że występowanie nasycenia sterowania nie powinno wpłynąć w sposób

istotny na własności badanego układu. Rzeczywiście jeżeli układ jest stabilny wtedy uchyb, który nie jest bliski zero może występować krótko po raptownej zmianie wartości zadanej i tylko wtedy sterowanie u może osiągnąć nasycenie. Zaraz potem $|e|$ maleje i spełnia (2) dając (4). Sprawdzimy nasze przypuszczenie na kolejnym przykładzie.

5.1 Przykład 3

Rozważmy układ pokazany na rys. 5, w którym transmitancje $G(s)$ $Q(s)$, jak i wzmocnienie k oraz przybliżenie wielomianu $Q(s)$ jest takie same jak w przykładzie 1. Element z nasyceniem jest opisany przez zależności (18), w których $u_{mx} = 2$, $u_{min} = -2$.



Rysunek 6: Odpowiedzi skokowe dla układu zamkniętego z przykładu 3.

Na rys. 6 odpowiedź skokowa $y(t)$ układu zamkniętego na $w(t) = 1(t-1)$ jest porównana z odpowiedzią skokową $y_m(t)$ skorygowanego modelu odniesienia $c/Q_2(s)$, $c = (20/21)$ (na ten sam sygnał $w(t)$). Widać, że odpowiedź $y(t)$ układu jest tylko nieznacznie opóźniona względem $y_m(t)$. Symulacje były również przeprowadzone dla nasycenia $u_{mx} = 5$, $u_{min} = -5$ oraz $u_{mx} = 10$, $u_{min} = -10$. Dla większych co do modułu wartości nasycenia (począwszy od $u_{mx} = 5$) i $u_{min} = -5$) odpowiedzi $y(t)$ wizualnie nie różnią się od odpowiedzi $y_m(t)$ skorygowanego modelu odniesienia.

Przy wzmocnieniu $k = 100$, w sygnale u pojawiają się wysokoczęstotliwościowe oscylacje które nie mają jednak widocznego wpływu na przebieg y . Oscylacje te można zlikwidować stosując w przybliżeniu (8) wartość $d = 300$.

7. WNIOSKI KOŃCOWE

Proponowana struktura polega na rozdzieleniu wzmocnienia k i "dynamiki" $Q(s)$ regulatora tak że k występuje za $Q(s)$ przed węzłem sumującym z wartością zadaną. Dzięki temu proponowana struktura realizuje sterowanie z modelem odniesienia okre-

ślonym przez $1/Q(s)$. Stabilność zamkniętego układu przy dużym wzmocnieniu zapewnia się poprzez stosowanie przybliżeń pochodnych wyższego rzędu w wielomianie $Q(s)$.

Proponowana struktura jest niewrażliwa na stosunkowo duże zmiany parametrów obiektu. Może być stosowana zarówno do obiektów liniowych jak i nieliniowych. Zastosowana do obiektu liniowego daje przybliżony model układu zamkniętego w postaci $1/Q(s)$, może być więc wykorzystana do linearyzacji. Własności układu zostają w zasadzie zachowane przy występowaniu nasycenia sygnału sterującego.

Ponieważ struktura jest bardzo odporna można przypuszczać, że można ją stosować również do obiektów niestacjonarnych liniowych i nieliniowych. Uwzględniając duże możliwe zmiany parametrów obiektu, można przypuszczać, że tak zmodyfikowane sprzężenie zwrotne może zastąpić niektóre układy adaptacyjne.

Obliczenia potrzebne do realizacji przybliżonych pochodnych występujących w $Q(s)$ mogą być wykonywane na mikroprocesorach. Dlatego też regulatory realizowane na mikroprocesorach stwarzają możliwość stosowania zaproponowanego rozwiązania.

Przybliżenia pochodnych występujące w $Q(s)$ wzmacniają szумы pomiarowe i powodują nagłe i nerwowe zmiany sygnału u . Dlatego też proponowane rozwiązanie może być stosowane w układach, w których takie zmiany są akceptowane. Dotyczy to np. układu z silnikiem elektrycznym jako elementem wykonawczym, w którym sygnał u jest napięciem elektrycznym, a w fazie projektowania dynamika elementu wykonawczego jest włączona do dynamiki obiektu. Dynamika silnika wygładza nerwowe zmiany u .

Podziękowanie

Praca została wykonana w 2003 roku i była częściowo finansowana przez Komitet Badań Naukowych.

Literatura

- [1] Franklin G. F., J. D. Powell and A. Emami Naeini: *Feedback Control of Dynamic Systems* Addison Wesley, N.Y. 1994.
- [2] Goodwin G. C., S. F. Graebe and M. E. Salgado: *Control Systems Design*. Prentice Hall, N. J., 2001.
- [3] Phillips, C.L. and R.D. Harbor: *Feedback Control Systems*, Prentice Hall, N. J., 1996.
- [4] Vostrikov, A. S. *Synteza układów nieliniowych za pomocą metody lokalizacji*. Nowosybirski Instytut Elektrotechniczny, Nowosybirsk, 1991 (w j. rosyjskim).
- [5] Yurkevich, V. D. Decoupling of Uncertain Continuous Systems: Dynamic Contraction Method. *Proceedings of the 34-th Conference on Decision and Control*. New Orleans, LA-December, 1995.