

Ryszard GESSING

Instytut Automatyki Politechniki Śląskiej

STEROWANIE POŚLIZGOWE Z ADAPTACJĄ ZMNIJSZAJĄCĄ EFEKT SZARPANIA

Streszczenie. W pracy proponuje się oryginalne rozwiązanie układu ze sterowaniem poślizgowym i adaptacją przełączanych amplitud przełącznika. Dzięki temu tzw. efekt szarpiania (chattering effect) zostaje wydatnie zmniejszony a układ jest odporny na duże i nagłe zmiany parametrów co jest charakterystyczne dla sterowania poślizgowego. Przykład i wyniki symulacji potwierdzają dobre własności zaproponowanego rozwiązania.

SLIDING MODE CONTROL WITH ADAPTATION DECREASING CHATTERING EFFECT

Summary. The idea of the system with sliding mode control and adaptation of the switched Max and Min amplitudes of the relay output is proposed. Owing to this the chattering effect appearing in the sliding control is decreased, significantly and the system remains very robust. Example and simulations confirm good properties of the proposed idea.

1. Wprowadzenie

Układy ze sterowaniem poślizgowym mają obecnie zarówno dobre opracowania teoretyczne np. Slotine i Li [4], Utkin [5], jak i udane zastosowania (np. powszechnie stosowana stabilizacja napięcia alternatorów samochodowych). Układy te pracują równie dobrze z obiektami liniowymi, jak i nieliniowymi. Technika sterowania poślizgowego może być zastosowana do rozsprzęgania układów wielowymiarowych zarówno liniowych (Mahmoud i Gessing [2]), jak i nieliniowych (Singh i Iyer [3]).

Jest rzeczą znaną, że układy ze sterowaniem poślizgowym są bardzo odporne, tak że pracują dobrze również w przypadku dużych i nagłych zmian parametrów. Ale z występującym w takich układach przełączaniem przełącznika związany jest tzw. efekt szarpiania (chattering effect) (Åström i Wittenmark [1]), który czasami nie jest akceptowany przez użytkowników lub/i przez elementy wykonawcze. Dlatego też zmniejszenie efektu

szarpania jest interesujące z punktu widzenia zastosowań.

Sterowanie przekąźnikowe i technika poślizgowa ma również zastosowanie w tzw. samooscylacyjnych układach adaptacyjnych [1]. Były czynione próby zmniejszenia efektu szarpania w tych układach za pomocą stosowania różnych amplitud sygnału wyjściowego przekąźnika dla różnych wartości bezwzględnych uchybu.

W niniejszej pracy zaproponowane jest oryginalne rozwiązanie polegające na stosowaniu sterowania poślizgowego z niezależną adaptacją obu przełączanych amplitud przekąźnika. Niezależna adaptacja obu amplitud $Max = \beta^+$ i $Min = \beta^-$ powoduje, że różnica $(\beta^+ - \beta^-)$ zmniejsza się, a obie amplitudy są bliskie wymaganej wartości średniej sygnału sterującego. Dzięki temu efekt szarpania jest znacznie zmniejszony, a równocześnie układ pozostaje odporny na duże i nagłe zmiany parametrów.

Wkład niniejszej pracy do nauki o sterowaniu polega na zastosowaniu niezależnej adaptacji obu amplitud przekąźnika w układzie ze sterowaniem poślizgowym.

2. Sterowanie poślizgowe a dwupołożeniowe

Rozważmy obiekt z jednym sygnałem wejściowym i jednym sygnałem wyjściowym opisany za pomocą równania stanu i równania wyjścia

$$\dot{x} = f(x, u, t) \quad (1)$$

$$y = g(x, t) \quad (2)$$

gdzie x jest n -wymiarowym stanem, u, y są sygnałami wejścia i wyjścia, a $f(x, u, t)$ i $g(x, t)$ są odpowiednio wektorową i skalarową funkcją swoich argumentów (funkcje te mogą być nieliniowe). Załóżmy, że obiekt jest stabilny.

Niechaj

$$\dot{y} = \frac{\partial g}{\partial x} f(x, u, t) + \frac{\partial g}{\partial t} = g^1(x, t) \quad (3)$$

$$\ddot{y} = \frac{\partial g^1}{\partial x} f(x, u, t) + \frac{\partial g^1}{\partial t} = g^2(x, t)$$

.....

$$y^{(d)} = \frac{\partial g^{d-1}}{\partial x} f(x, u, t) + \frac{\partial g^{d-1}}{\partial t} = g^d(x, t)$$

$$y^{(d+1)} = \frac{\partial g^d}{\partial x} f(x, u, t) + \frac{\partial g^d}{\partial t} = g^{d+1}(x, u, t)$$

Z wprowadzonego oznaczenia funkcji $g^j(x, t)$, $j = 1, 2, \dots, d$ wynika, że pochodne $y^{(j)}(t)$, $j = 1, 2, \dots, d$ są niezależne bezpośrednio od u , natomiast $y^{(d+1)}(t)$ zależy od u , czyli mamy

$$\frac{\partial g^j}{\partial u} = 0 \quad j = 0, 1, 2, \dots, d \quad (4)$$

$$i \quad \frac{\partial g^{d+1}}{\partial u} \neq 0 \quad (5)$$

Założmy, że relacje (4), (5) są spełniane dla dowolnych x i t występujących w układzie.

Niechaj w oznacza wartość zadaną dla układu zamkniętego, a $e = w - y$ jest uchybem. Niechaj a_0, a_1, \dots, a_d są współczynnikami wybranymi tak, że równanie

$$a_0 e^{(d)} + a_1 e^{(d-1)} + \dots + a_d e = 0 \quad (6)$$

ma stabilne przebiegi o odpowiedniej jakości. Równanie (6) opisuje tzw. powierzchnię przełączeń lub powierzchnię poślizgową.

Oznaczmy

$$w^* = a_0 w^{(d)} + a_1 w^{(d-1)} + \dots + a_d w \quad (7)$$

$$y^* = a_0 y^{(d)} + a_1 y^{(d-1)} + \dots + a_d y \quad (8)$$

$$e^* = w^* - y^* \quad (9)$$

Z (1)-(9) wynika

$$\dot{e}^* = \dot{w}^* - g^*(x, u, t) \quad (10)$$

gdzie

$$g^*(x, u, t) = a_0 g^{d+1} + a_1 g^d + \dots + a_d g^1 \quad (11)$$

Reguła sterowania określona przez

$$u = \beta^+, \quad \text{if } e^* > 0 \quad (12)$$

$$u = \beta^-, \quad \text{if } e^* < 0$$

będzie realizować sterowanie poślizgowe, jeżeli wielkości β^+ i β^- spełniają następujące nierówności

$$\dot{e}^* = \dot{w}^* - g^*(x, \beta^+, t) < 0 \quad (13)$$

$$\dot{e}^* = \dot{w}^* - g^*(x, \beta^-, t) > 0$$

dla wszystkich możliwych wartości \dot{w}^* , x i t występujących w układzie.

Z zależności (12), (13) wynika, że reguła (12) określa sterowanie dwupołożeniowe wielkości e^* na poziomie zero. Jeżeli wartość początkowa e^* jest niezerowa, wtedy e^* jest sprowadzone do zera za pomocą sterowania wynikającego z reguły (12), a następnie jest utrzymywane na poziomie zbliżonym do zera za pomocą kolejnych przełączeń przekaźnika.

Układ zamknięty opisany za pomocą równań obiektu (1), (2), równania powierzchni przełączeń (6) i reguły sterowania (12) realizuje sterowanie poślizgowe. Jeżeli warunki

początkowe wielkości $e, e^{(1)}, \dots, e^{(d)}$ układu leżą z dala od powierzchni przełączeń (6), wtedy sterowanie (12) sprowadza te wielkości do powierzchni (6) i następnie za pomocą kolejnych przełączeń (sterowania poślizgowego) przemieszcza je wzdłuż tej powierzchni. Zatem jeżeli sterowanie poślizgowe jest realizowane, wtedy równanie (6) jest w przybliżeniu spełnione i przebiegi przejściowe uchybu e wynikają z rozwiązania tego równania. Z założenia dotyczącego współczynników $a_i, i = 0, 1, \dots, d$ wynika, że wtedy układ jest stabilny i ma przebiegi przejściowe o odpowiedniej jakości.

Zatem warunki (13) zapewniają sprowadzenie wielkości $e, e^{(1)}, \dots, e^{(d)}$ na powierzchnię przełączeń, w sytuacji gdy warunki początkowe tych wielkości leżą poza tą powierzchnią. Następnie sterowanie dwupołożeniowe (12) utrzymuje e^* w pobliżu zera, a odpowiedni dobór współczynników i równanie (6) zapewnia wtedy dobrą jakość przebiegów regulacji.

3. Wybór amplitud β^+ i β^-

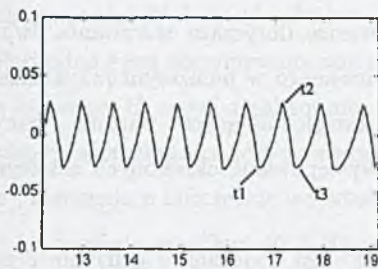
Wybór amplitud $Max = \beta^+$ i $Min = \beta^-$ przekaźnika spełniających warunki (13) jest możliwy dla pewnych ograniczonych wartości stanów x i prędkości \dot{w}^* , jeżeli dla tych wartości x i \dot{w}^* funkcja $g^*(x, u, t)$ dla dowolnego t przyjmuje dowolnie duże, dodatnie wartości dla odpowiedniego u dodatniego i dowolnie małe (ujemne) wartości dla odpowiedniego u ujemnego. Wynika stąd, że wybór β^+ i β^- spełniających (13) jest możliwy dla odpowiednio gładkich zmian wartości zadanej $w(t)$ i innych nie uwzględnionych w powyższym modelu zakłóceń.

Jeden z możliwych wyborów amplitud jest $\beta^+ = \bar{\beta}$ i $\beta^- = -\bar{\beta}$, gdzie $\bar{\beta}$ jest dodatnią, dostatecznie dużą wartością. Im większe $\bar{\beta}$, tym szybsze zmiany sygnału wyjściowego są możliwe i zakłócenia o większej amplitudzie mogą być kompensowane. Ale z przełączaniem występującym w sterowaniu poślizgowym związany jest efekt szarpania, który jest tym większy, im $\bar{\beta}$ jest większe. Czasami użytkownicy, a częściej – elementy wykonawcze nie dopuszczają zbyt silnych efektów szarpania, szczególnie jeżeli trwają one zbyt długo. Ażeby zapobiec takim efektom, proponujemy niniejszym pomysł polegający na niezależnej adaptacji wartości β^+ i β^- do aktualnych warunków pracy wynikających z potrzebnej w danej chwili szybkości zmian sygnału wyjściowego (zależnych od występujących zakłóceń i zmian parametrów). Ten pomysł umożliwi realizację sterowania o własnościach podobnych do sterowania adaptacyjnego, w którym identyfikacja modelu obiektu (występująca zazwyczaj w układach adaptacyjnych) nie jest dokonywana. Identyfikacja jest zastąpiona

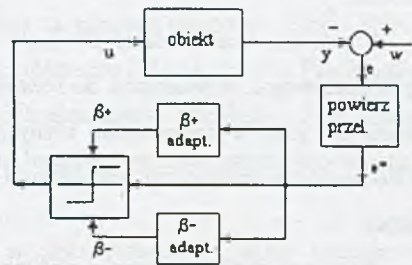
przez bieżącą adaptację wartości β^+ i β^- tak, że leżą one w pobliżu potrzebnej wartości średniej sterowania, a różnica $(\beta^+ - \beta^-)$ jest dostatecznie mała i wzrasta wtedy, gdy jest to uzasadnione. W takim układzie efekt szarpania jest znacznie zmniejszony. Równocześnie sterowanie poślizgowe występujące w układzie zapewnia dużą jego odporność na duże i szybkie zmiany parametrów.

4. Adaptacja amplitud β^+ i β^-

W rozdziale 2 niniejszej pracy zauważono, że sterowanie poślizgowe jest równoważne sterowaniu dwupołożeniowemu, utrzymującemu wielkość e^* na poziomie zero. Kolejne przełączenia przekaźnika realizującego to sterowanie powodują występowanie charakterystycznych oscylacji wielkości e^* pokazanych na rys.1.



Rys. 1. Oscylacje zmiennej e^*
Fig. 1. Oscillation of e^*



Rys. 2. Sterowanie poślizgowe z adaptacją
Fig. 2. Adaptive sliding mode control

Przebiegi tych oscylacji zależą od aktualnych amplitud β^+ i β^- . Mówiąc dokładniej, istnieje zależność pomiędzy maksymalną (dodatnią) prędkością \dot{e}_{mx}^* przebiegu e^* w przedziale (t_1, t_2) a wartością β^- , oraz pomiędzy minimalną (ujemną) prędkością \dot{e}_{min}^* przebiegu e^* w przedziale (t_2, t_3) a wartością β^+ . Zmniejszenie β^- daje w rezultacie zwiększenie \dot{e}_{mx}^* , a zwiększenie β^+ powoduje zmniejszenie \dot{e}_{min}^* .

Ta zależność może być wykorzystana do utrzymywania maksymalnej wartości \dot{e}_{mx}^* i minimalnej wartości \dot{e}_{min}^* na zadanych odpowiednich poziomach, poprzez odpowiednie zmiany amplitud β^- i β^+ , dokonywane przez dodatkowe dwa sprzężenia zwrotne. Wybierając na przykład wartości zadane dla $\dot{e}_{mx}^* = \dot{e}_s^*$ i $\dot{e}_{min}^* = -\dot{e}_s^*$ (gdzie \dot{e}_s^* jest dodatnią wartością wybraną w trakcie eksperymentu symulacyjnego), możemy spowodować, że wartości β^+ i β^- są wzajemnie zbliżone i położone symetrycznie wokół potrzebnej wartości średniej sterowania u . Oczywiście takie wartości zadane dla \dot{e}_{mx}^* i \dot{e}_{min}^* są uzasadnione dla stałej

lub wolnozmiennnej wartości zadanej w , gdyż tylko wtedy sterowanie poślizgowe może dać pożądaną wartość wyjścia y przy znacznie zmniejszonym efekcie szarpania. Gdy pojawi się potrzeba większej prędkości zmian sygnału y , to można to osiągnąć za pomocą sterowania poślizgowego, w którym na przykład przywrócono wartości $\beta^+ = \bar{\beta}$ i $\beta^- = -\bar{\beta}$ z odpowiednio dużą dodatnią wartością $\bar{\beta}$. Możliwe są zresztą modyfikacje zaproponowanego tutaj rozwiązania.

Na rys. 2 pokazany jest schemat blokowy układu realizującego ten pomysł. W układzie realizowane jest sterowanie poślizgowe z dodatkową, niezależną adaptacją obu amplitud β^+ i β^- . Bardziej szczegółowy opis możliwej realizacji takiego sterowania zawiera poniższy przykład. Na razie warto zauważyć, że sterowanie poślizgowe jest realizowane w głównym kanale sprzężenia w sposób ciągły za pomocą przekaźnika, podczas gdy dodatkowe dwa sprzężenia nastawiają odpowiednio wartości β^+ i β^- , działając w sposób dyskretny w czasie.

Sterowanie wartościami β^+ i β^- wykorzystuje wiedzę dotyczącą sterowania dwupołożeniowego. W stosunku do rozwiązania zaproponowanego w poniższym przykładzie możliwe jest wprowadzenie różnych modyfikacji uwzględniających warunki pracy (śledzenie za zmiennymi wartościami zadanymi w , występowanie określonych zakłóceń itp.).

Przy realizacji sterowania poślizgowego wielkość e^* jest związana z uchybem e za pomocą wzoru

$$e^* = a_0 e^{(d)} + a_1 e^{(d-1)} + \dots + a_d e \quad (14)$$

Zatem potrzebne jest uzyskiwanie pochodnych wyższego rzędu uchybu e . Wiadomo, że różniczkowanie wzmacnia szumy, szczególnie te szybkozmiennne. Dlatego też lepiej jest stosować w miejsce idealnego różniczkowania tzw. różniczkowanie z inercją opisaną transmitancją

$$G_d(s) = \frac{k_d s}{s + k_d} \quad (15)$$

gdzie k_d jest dostatecznie duże (np. $k_d = 100$). Dzięki inercji występującej w (15) wysokoczęstotliwościowy szum nie jest wzmacniany.

Warto sobie uzmysłowić, że stosowanie sterowania poślizgowego jest możliwe w przypadku, gdy d nie jest duże (np. $d = 1, 2$). Dla większych d pojawiają się trudności związane z różniczkowaniem wyższego rzędu.

5. Przykład

Rozważmy obiekt opisany równaniami

$$\dot{x} = Ax + Bu, \quad y = Cx, \quad (16)$$

$$A = \begin{bmatrix} 0, & 1 \\ -1, & -1 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} 0 \\ k \end{bmatrix}, \quad C = [1, 0]$$

gdzie k jest wzmocnieniem, które będzie zmieniającym się parametrem w czasie symulacji. Łatwo sprawdzić, że dla obiektu (16) $d = 1$. Niech $a_0 = T$, $a_1 = 1$; wtedy zależność (14) przyjmuje postać

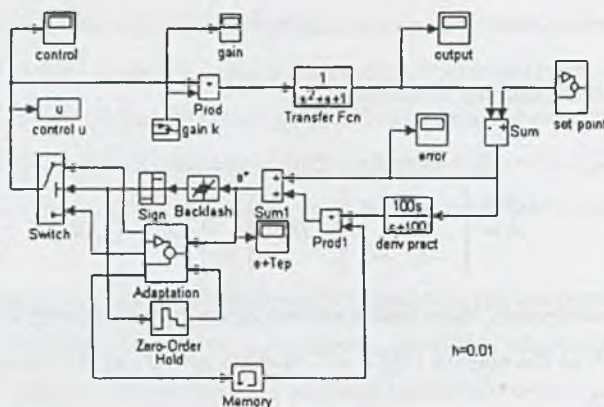
$$e^* = T\dot{e} + e \quad (17)$$

gdzie T jest stałą czasową przebiegów występujących przy sterowaniu poślizgowym.

Na rys. 3 przedstawiony jest schemat układu ze sterowaniem poślizgowym i adaptacją obu wartości β^+ i β^- dla obiektu (16), zrealizowany za pomocą programu SIMULINK. Pochodna \dot{e} jest otrzymywana tam z wykorzystaniem elementu (15) z $k_d = 100$. Przekaznik z histerezą H został zrealizowany za pomocą dwóch elementów *Backlash* i *Sign*. Mała histereza przekąznika jest potrzebna, aby otrzymać bardziej wyraźne oscylacje wielkości e^* , zawierające informację o wartościach β^+ i β^- .

Adaptacja amplitud β^+ i β^- realizowana jest w bloku *Adaptation*, który pracuje w czasie dyskretnym z okresem próbkowania h . Okres h powinien być kilkakrotnie mniejszy od najmniejszego okresu przełączania przekąznika. Główną część tego bloku stanowi funkcja *slidad22*, opisana za pomocą programu pokazanego na rys. 4 i realizowanego w MATLABie.

W tym programie ze względów oczywistych zastosowano inne oznaczenia. Mamy mianowicie $ep = \dot{e}$, $dep = \dot{e}_s^*$, $bp1 = \beta^+$, $bm1 = \beta^-$, $p_1(t) = \text{sign}(e^*(t-h))$, $ep1p = \dot{e}_{mx}^*$, $ep1m = \dot{e}_{min}^*$, $ep1(t) = \dot{e}(t-h)$, $p = H(e^*)$, gdzie $H(e^*)$ oznacza charakterystykę przekąznika z histerezą; $t1$ - chwila ostatniego przełączenia przekąznika; dt - przedział czasu, w którym korekcja wartości β^+ i β^- jest dokonywana wtedy, gdy sterowanie poślizgowe jest realizowane; $bm x$ - wartość maksymalna amplitudy β^+ ($-bm x$ wartość minimalna amplitudy β^-); de - strefa nieczułości uchybu: dla $e < de$ realizowana jest adaptacja amplitud β^+ i β^- , dla $e > de$ nastawione jest $\beta^+ = bm x$ i $\beta^- = -bm x$; takie samo oznaczenie z indeksami 1 lub 2 np. $bp1$ i $bp2$ oznacza, że $bp1(t) = bp2(t-h)$; c - oznacza wzmocnienie "regulatorów" obu amplitud β^+ i β^- ; nowa wartość amplitudy β^+ (β^-) ustalona jest

Rys. 3. Układ ze sterowaniem poślizgowym i adaptacją β^+ i β^- (SIMULINK)Fig. 3. Sliding mode control system with β^+ and β^- adaptation (SIMULINK)

```
function b=slidad22(u)
```

```
if abs(e)>de
    T2=T;
    bp2=bx; bm2=-bx;
else
    T2=T;
    if sign(ep)<sign(ep1)
        t3=t;
        if t3-t1<dt
            bp2=bp1+c*(ep1m+dep); ep2m=0;
        end
    end
    if sign(ep)>sign(ep1)
        t3=t;
        if t3-t1<dt
            bm2=bm1+c*(ep1p-dep); ep2p=0;
        end
    end
    if sign(ep)==sign(ep1)
        if sign(ep)==1
            if ep>ep1p
                ep2p=ep;
            end
        end
        if sign(ep)==-1
            if ep<ep1m
                ep2m=ep;
            end
        end
    end
    if p==p1
        t2=t;
    end
    b=[bp2,bm2,t2,ep2p,ep2m,T2];
```

Rys. 4. Algorytm adaptacji wyjścia przekazywacza

Fig. 4. Adaptation algorithm of the relay output

zgodnie z zależnością

$$\beta_2^+ = \beta_1^+ + c(\dot{e}_{min}^* + \dot{e}_s^*) \quad (18)$$

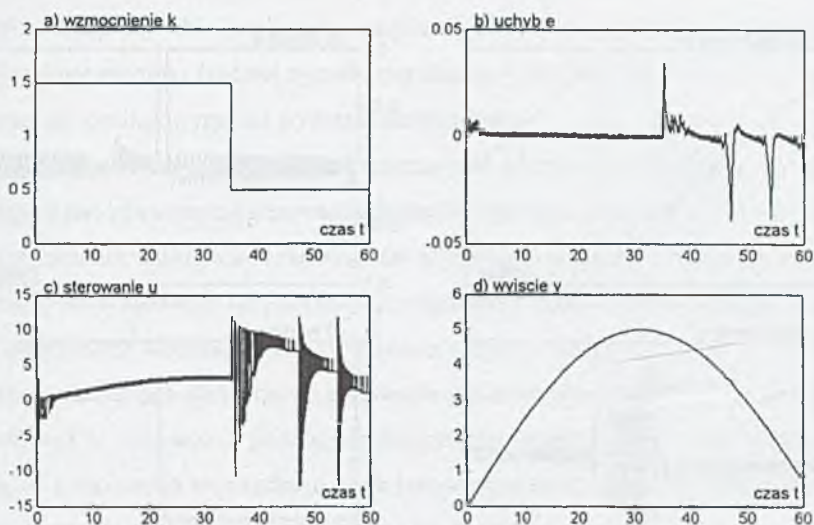
lub

$$\beta_2^- = \beta_1^- + c(\dot{e}_{mx}^* - \dot{e}_s^*) \quad (19)$$

Wzory (18) i (19) są wykorzystywane w programie przy spełnieniu określonych w nim warunków.

6. Wyniki symulacji

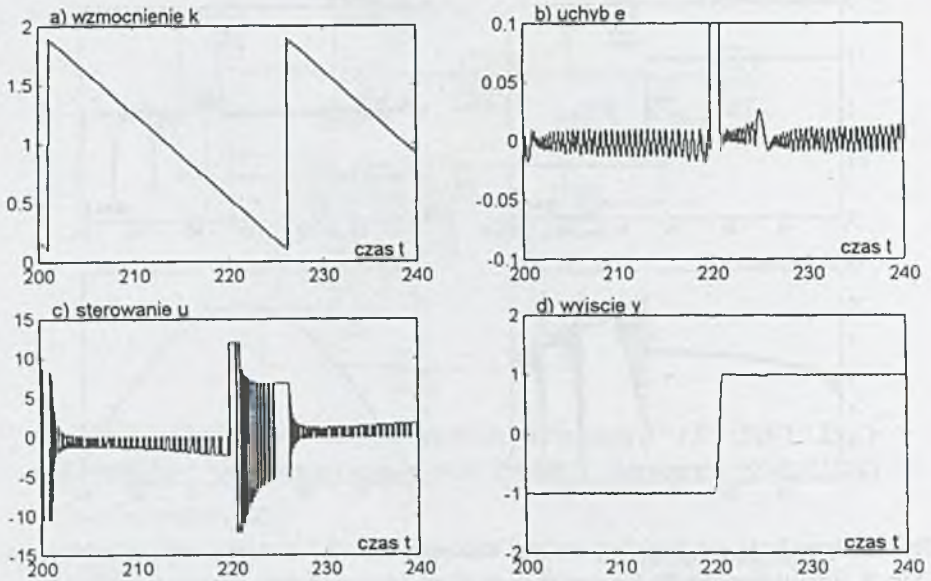
Wyniki symulacji pokazane na rys. 5 były otrzymane przy następujących wartościach parametrów: $dt = 0.5$, $dep = 0.1$, $c = 2$, $bx = 12$, $de = 0.05$, $T = 0.2$, $h = 0.01$,



Rys. 5. Symulacja sinusoidalnej zmiany wartości zadanej i skokowej zmiany zakłócenia
 Fig. 5. Simulation results for sine change of set-point and step change of disturbance

$H = 2 \times 0.01$. Wartość zadana w zmieniała się zgodnie z przebiegiem sinusoidalnym $w(t) = 5\sin(0,05t)$. W przedziale $(0, 35)$ wzmocnienie $k = 1.5$, a w przedziale $(35, 60)$ $k = 0.5$. Z wykresu c) widać, że występuje adaptacja obu wartości β^+ i β^- do potrzebnej wartości sygnału sterującego. Rzeczywiście w przedziale $(0, 35)$, w którym wzmocnienie k jest większe, obie amplitudy β^+ i β^- zmieniają się tak, że są bliskie wymaganemu sinusoidalnemu przebiegowi sygnału sterującego, co daje istotne zmniejszenie efektu szarpania. Duża różnica $(\beta^+ - \beta^-)$ pojawia się po skokowym zmniejszeniu wzmocnienia k lub w przypadku szybszych potrzebnych zmian średniej wartości sterowania, co ma miejsce w przedziale $(35, 60)$, w którym wzmocnienie jest mniejsze. Duża różnica $(\beta^+ - \beta^-)$ po pojawieniu się jest stosunkowo szybko zmniejszana do wartości zapewniającej dobre przebiegi w układzie.

Wyniki symulacji pokazane na rys. 6 były otrzymane dla następujących wartości parametrów: $dt = 0.5$, $dep = 0.3$, $c = 1$, $T = 0.2$, $h = 0.01$, $H = 2 \times 0.05$. W chwili $t = 220$ wystąpiła skokowa zmiana wartości zadanej w z -1 na $+1$. Wzmocnienie k było zmieniane zgodnie z przebiegiem piłokształtnym pokazanym na rys. 6a) z $k_{mx} = 1.9$ i $k_{min} = 0.1$. Widać, że nawet 19-krotne skokowe zwiększenie k z wartości 0.1 do wartości 1.9 nie daje widocznych zmian sygnału wyjściowego y ani też wejściowego u obiektu.



Rys. 6. Skokowa zmiana wartości zadanej i pilokształtna zmiana wzmocnienia
Fig. 6. Simulation results for step change of set-point and sawtooth change of gain

Po skokowym zwiększeniu wzmocnienia k różnica $(\beta^+ - \beta^-)$ jest szybko zmniejszana, co zmniejsza również efekt szarpania. Można również zauważyć, że w okresach liniowego zmniejszania wzmocnienia różnica $(\beta^+ - \beta^-)$ utrzymuje się na niskim poziomie, ale nieco wzrasta. Wynika to z faktu, że stabilizowane są prędkości \dot{e}_{mz}^* i \dot{e}_{min}^* , a nie wartości β^+ i β^- . Skokowe zwiększenie wartości zadanej jest bardzo dobrze śledzone przez wyjście y obiektu. Dzieje się to dzięki gwałtownemu zwiększeniu różnicy $(\beta^+ - \beta^-)$ po wystąpieniu skoku w .

Z przeprowadzonych eksperymentów symulacyjnych widać, że układ jest bardzo odporny na duże i nagłe zmiany parametrów, zachowując dobre własności wynikające ze stosowania sterowania poślizgowego. Równocześnie dzięki adaptacji amplitud β^+ i β^- efekt szarpania jest w proponowanym rozwiązaniu znacznie mniejszy.

7. Wnioski końcowe

Proponowane rozwiązanie układu ze sterowaniem poślizgowym i niezależną adaptacją obu amplitud przekaźnika zachowuje wszystkie pozytywne cechy układu ze sterowaniem poślizgowym. W szczególności układ jest bardzo odporny na duże i szybkie zmiany parametrów, które stwarzają duże trudności innym układom adaptacyjnego sterowania.

Dzięki adaptacji obie przełączane amplitudy β^+ i β^- przekąźnika są dopasowywane do potrzebnej wartości średniej sygnału sterującego u tak, że efekt szarpania związany ze sterowaniem poślizgowym jest wydatnie zmniejszony.

Dla zaproponowanego rozwiązania istotną rolę odgrywa spostrzeżenie, że sterowanie poślizgowe jest równoważne sterowaniu dwupołożeniowemu zmiennej e^* na poziomie zero. To spostrzeżenie umożliwia wykorzystanie wszystkich własności dwupołożeniowego sterowania przekąźnikowego do adaptacji przełączanych amplitud przekąźnika. Możliwe są tutaj modyfikacje ulepszające zaproponowany algorytm adaptacji.

We współczesnych algorytmach sterowania realizowanych na mikroprocesorach można wykorzystać w programach podobnych do przedstawionego na rys. 4 całą wiedzę o sterowaniu. W programach tego rodzaju łatwo jest dokonać modyfikacji wynikających zarówno z potrzeb użytkowników, jak i pomysłów projektantów.

Podziękowanie

Praca była częściowo finansowana przez KBN, grant nr. 8 T11A 006 14.

LITERATURA

1. Åström, K.J. and B. Wittenmark. *Adaptive Control*. Addison-Wesley, 1989.
2. Mahmoud, M.M. and R. Gessing. Using Sliding Mode Technique for Decoupling Linear Multivariable Systems. *Proceedings of the 12-th Int. Conference on System Science*, Wrocław Poland, 1995, vol. 1 pp. 213-217.
3. Singh, S.N. and A. Iyer. Nonlinear Decoupling Sliding Mode Control and Attitude Control of Spacecraft. *IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems*. vol. 25, No 5, 1989, pp 621-633.
4. Slotine, J.J.E and W. Li. *Applied Nonlinear Control*, Englewood Cliffs, Prentice Hall, NJ, 1991.
5. Utkin, V. I. *Sliding Modes in Control and Optimization*. Springer Verlag, New York, 1992 .

Recenzent: Prof.dr hab.inż. Tadeusz Kaczorek

Abstract

The idea of the system with sliding mode control and adaptation of the switched Max and Min amplitudes of the relay output is proposed. This is possible owing to the observation that the sliding mode control is equivalent to the two-position relay control of the sliding surface signal on the level zero. The slopes of the increasing and decreasing parts of the sliding surface signal curve are used for independent adaptation of Min and Max values of the relay output, respectively. The adaptation causes that the difference (Max-Min) is decreased and both the values tend to be placed symmetrically with respect to the needed value of the control. Owing to this the chattering effect appearing in the sliding control is decreased, significantly and the system remains very robust. Example and simulations illustrates the proposed idea.