

Strojenie regulatorów PID dla serwomechanizmów

Tomasz Żabiński

W większości przemysłowych serwomechanizmów stosowane są standardowe struktury regulacji, wykorzystujące regulatory typu PID zrealizowane w różnej formie. Podstawowym zagadnieniem, determinującym jakość działania urządzeń mechatronicznych, jest określenie parametrów regulatorów – tzw. proces strojenia. Pomimo istnienia analitycznych zależności umożliwiających strojenie regulatorów dla serwomechanizmów, większość metod zalecanych przez producentów wykorzystuje schematy prób i błędów. W artykule przedstawiono praktyczną metodę strojenia typowych struktur regulacji stosowanych w serwomechanizmach. Metoda wykorzystuje prosty eksperyment identyfikacyjny oraz podstawowe zależności analityczne.

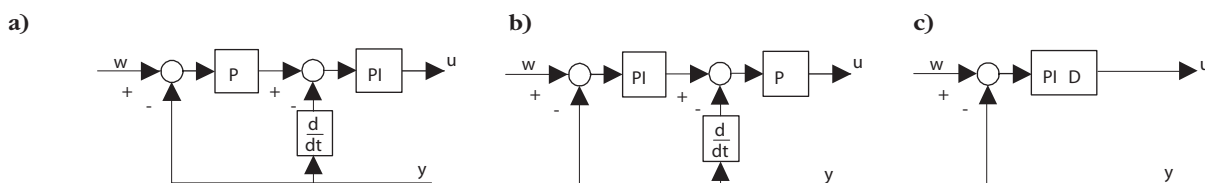
W większości przemysłowych serwomechanizmów stosowane są standardowe struktury regulacji pokazane na rys. 1 i 2. Wykorzystują one sprzężenia zwrotne od aktualnych wartości położenia lub prędkości. Sygnały pomiarowe położenia są uzyskiwane za pomocą enkoderów bądź resolwerów. Prędkości zazwyczaj są wyznaczane przez dyskretne różniczkowanie położenia. Nastrojenie regulatorów jest podstawowym zagadnieniem zapewniającym stabilną pracę systemu oraz uzyskanie wymaganej jakości działania urządzenia. Typowe wymagania stawiane układom regulacji to: uzyskanie przebiegów bez oscylacji i przeregulowań oraz zapewnienie określonej szybkości działania, definiowanej przez czas regulacji. Opracowano wiele metod strojenia, przy czym większość stosowanych w praktyce polega na realizacji pewnego schematu prób i błędów. W niniejszym artykule podano metodę umożliwiającą strojenie regulatorów, typu PID o różnej strukturze, na podstawie prostego eksperymentu identyfikacyjnego oraz podanych wzorów. W przypadku konieczności zastosowania mniej typowych regulatorów, czytelnik może znaleźć metody doboru parametrów dyskretnego regulatora uogólnionego dla obiektów liniowych, np. w publikacji [6].

Wśród struktur regulacji stosowanych w serwomechanizmach wyróżnia się trzy podstawowe konfiguracje [3, 4, 5]:

- 1) kaskadowa struktura P-PI (rys. 1.a) złożona z regulatora położenia typu P oraz regulatora prędkości typu PI, np. Megatorque i Megathrust firmy NSK; serwo przetwornice SDS i MDS firmy Stöber; wszystkie sterowniki Siemens; AX2xxx firmy Beckhoff
- 2) PI-P (rys. 1.b) z regulatorem położenia typu PI oraz prędkości typu P, np. SERVOSTAR 600 firmy Kollmorgen; AX2xxx firmy Beckhoff
- 3) struktura PID (rys. 1.c) wykorzystująca jedynie pętlę sprzężenia od położenia (*PID position control*), np. seria SMC firmy Yaskawa; sterowniki firm Performance Motion Devices (PMD) oraz Galil Motion Control.

W serwomechanizmach spotyka się również regulatory PID o członach rozdzielonych – rys. 2 [6, 7, 8].

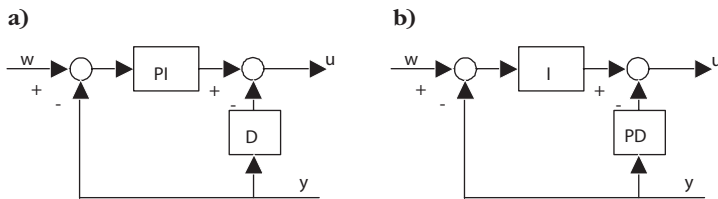
Przemysłowe serwomechanizmy zawierają zazwyczaj dodatkową pętlę regulacji prądu lub momentu, tworzącą kaskadową strukturę z regulatorami położenia bądź prędkości. Regulatory stosowane na tym poziomie to głównie: P, PI, np. sterowniki Siemens [9]



Rys. 1. Struktury regulacji stosowane w przemysłowych serwomechanizmach: P-PI (a), PI-P (b), PID (c) (w – wartość zadana położenia, u – sterowanie, y – aktualne położenie)

dr inż. Tomasz Żabiński – Katedra Informatyki i Automatyki, Politechnika Rzeszowska

oraz PID, np. serwonapędy firmy Phase Motion Control. Dodatkowa pętla umożliwia poprawę charakterystyk dynamicznych oraz zabezpiecza napęd przed przeciążeniem. W artykule nie będzie rozważany dobór na-



Rys. 2. Regulatory PID o członach rozdzielonych: PI-D (a), I-PD (b)

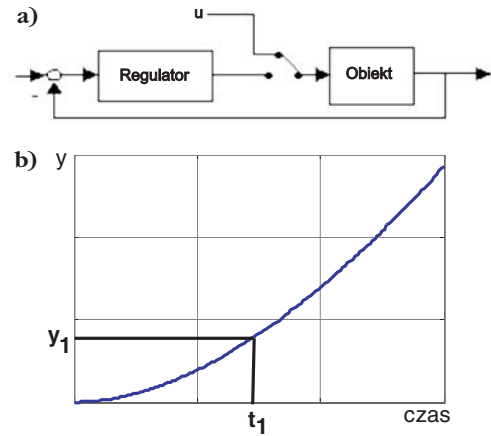
staw regulatorów na tym poziomie, gdyż są one zazwyczaj strojne fabrycznie. Jednakże występowanie pętli regulacji prądu lub momentu jest niezbędne dla omawianej metody, gdyż umożliwia modelowanie obiektu regulacji za pomocą odpowiedniej transmitancji.

Oprócz podstawowej części PID, większość współczesnych regulatorów zawiera dodatkowe człony *feed-forward*, umożliwiające np. poprawę jakości śledzenia. Stosowane są również konfigurowalne filtry sygnału sterującego np. *Bi-Quad* w układach serii Magellan firmy PMD, mogący spełniać rolę np. filtru wycinającego (*notch*). Aby wyeliminować błędy przy nawrocie, związane z luzami przekładni bądź sprzęgieł (*backlash*), stosowane są kaskadowe struktury *dual-loop*, np. seria Turbo PMAC firmy Delta Tau, sterowniki firm PMD oraz Galil. W tym przypadku wykorzystywane są sygnały pomiarowe z dwóch koderów: obrotowego na osi silnika oraz liniowego, mierzącego rzeczywiste położenie członu wykonawczego. Pomimo udoskonalania regulatorów przez wprowadzanie dodatkowych członów, podstawowym problemem nadal pozostaje poprawne nastrojenie części PID, gwarantujące stabilną pracę układu.

Interesującą koncepcją, która dzięki technologiom DSP oraz FPGA zdobywa coraz większą popularność, jest idea *Open Servo* [10]. Umożliwia ona realizację dowolnych struktur regulacji opracowanych przez użytkownika, np. układy firmy Delta Tau (Turbo PMAC) pozwalają na tworzenie algorytmu sterowania w języku wysokiego poziomu. Z kolei National Instruments oferuje produkty serii PCI/PXI, dla których można zaprojektować struktury regulacji w środowisku LabVIEW. W przypadku stosowania rozbudowanych algorytmów, np. neuronowych lub rozmytych, producenci deklarują czas cyklu regulatorów na poziomie mikrosekund, a dla PID – nawet nanosekund [11]. Tak znaczna moc obliczeniowa pozwala na wykorzystanie do strojenia regulatorów dyskretnych, np. zrealizowanych na bazie struktur pokazanych na rys. 1 i 2, prostych analitycznych wzorów opracowanych dla układów ciągłych.

Praktyczna identyfikacja modelu obiektu regulacji

Do strojenia regulatorów, rozważanych w niniejszym artykule, jest wykorzystywany transmitancyjny model obiektu regulacji. Obiektem jest człon mechaniczny wraz z silnikiem oraz wzmacniaczem mocy, zawierającym pętlę regulacji prądu lub momentu. Przyjęty



Rys. 3. a) Schemat układu dla wyznaczenia k , b) odpowiedź skokowa obiektu regulacji – identyfikacja k

model definiuje, w zależności od rodzaju sygnału sprzężenia zwrotnego, zależność kąta obrotu silnika lub liniowego położenia stołu roboczego od sygnału sterującego. Sygnał sterujący u , przedstawiony na rys. 1 i 2, jest jednocześnie wartością zadaną dla pętli regulacji prądu lub momentu. Dobrej jakości wzmacniacz mocy reprezentuje idealne źródło momentu, co wraz z założeniem, iż tarcie jest traktowane jako zakłócenie, pozwala modelować obiekt za pomocą transmitancji podwójnie całkującej

$$G_o(s) = \frac{\Phi(s)}{U(s)} = \frac{k}{s^2}$$

Parametr k , który należy wyznaczyć, uwzględnia moment bezwładności układu oraz współczynniki wzmacniacza mocy i silnika, przetwarzające sygnał sterujący na rzeczywistą wartość momentu napędowego.

Współczynnik k może być w prosty sposób wyznaczony na podstawie eksperymentu, polegającego na skokowej zmianie sygnału u (rys. 1, 2 i 3a) i rejestracji zmiany położenia. W kaskadowych strukturach wymagane jest więc otwarcie pętli regulacji prędkości i położenia. Przykładowy wynik rzeczywistego eksperymentu dla modułu KR33 (rys. 11b) firmy THK pokazano na rys. 3b.

Wzmocnienie k uzyskuje się z zależności [13]

$$k = \frac{2y_1}{U \cdot t_1^2} \quad (1)$$

gdzie U jest amplitudą skoku sterowania, zaś (t_1, y_1) odpowiednio wybranym punktem na wykresie położenia. Wyboru punktu (t_1, y_1) należy dokonać w liniowym zakresie pracy układu, tzn. w obszarze, gdzie sygnały nie ulegają nasyceniu. W takim przypadku kształt odpowiedzi położenia jest paraboliczny, zaś prędkość ma charakter zbliżony do liniowego.

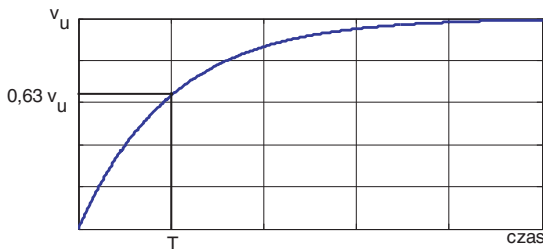
Gdy nie jest możliwe lub nie jest zalecane otwarcie pętli regulacji prędkości, identyfikacja może być przeprowadzona w układzie z regulatorem prędkości typu P [12]. Eksperyment polega na zrealizowaniu skokowej zmiany wartości zadanej prędkości i rejestracji rzeczywistej prędkości serwomechanizmu. Transmitancja opisująca układ przyjmuje postać

$$\frac{1}{Ts+1}$$

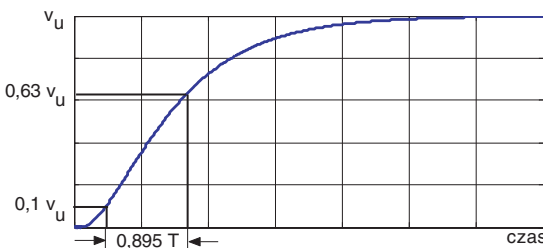
gdzie $T = \frac{1}{k_{pv} \cdot k}$, a k_{pv} jest znanym wzmocnieniem regulatora prędkości.

Wyznaczając wartość T , jak pokazano na rys. 4, używa się wzmocnienie k zgodnie z zależnością

$$k = \frac{1}{T \cdot k_{pv}}$$



Rys. 4. Odpowiedź skokowa obiektu z regulatorem prędkości i nieznacznym działaniem tarcia (v_u – prędkość ustalona)



Rys. 5. Odpowiedź skokowa obiektu regulacji z regulatorem prędkości i znacznym działaniem tarcia

W przypadkach, gdy wpływ tarcia na odpowiedź obiektu jest znaczący, zaleca się [12] wyznaczenie T zgodnie z rys. 5.

Przedstawione powyżej metody pozwalają w prosty sposób uzyskać wzmocnienie modelu obiektu, które jest niezbędne do nastrojenia regulatora. Model podwójnie całkujący może być stosowany dla układów z silnikami DC oraz AC [1, 3, 12].

Strojenie regulatora położenia typu PID

Poniżej przedstawiono wzory umożliwiające dobór nastaw regulatorów położenia typu PID, zarówno ciągłych jak i dyskretnych. Za punkt wyjścia do strojenia przyjmuje się uzyskanie przebiegów aperiodycznych krytycznych z założonym czasem regulacji t_r .

Strukturę układu regulacji położenia z ciągłym regulatorem PID i filtrem wstępnym dla wartości zadanej pokazano na rys. 6.



Rys. 6. Schemat blokowy układu regulacji położenia z ciągłym regulatorem PID oraz filtrem wstępnym o parametrze β

Przyjmując transmitancję regulatora jako

$$PID(s) = k_p + \frac{k_i}{s} + k_d s$$

oraz stosując metodę linii pierwiastkowych Evansa uzyskuje się proste analityczne wzory [1]:

$$k_p = \frac{216}{k \cdot t_r^2}, \quad k_i = \frac{432}{k \cdot t_r^3}, \quad k_d = \frac{27}{k \cdot t_r}, \quad \beta = \frac{4}{t_r} \quad (2)$$

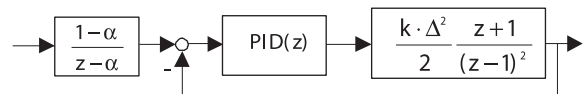
umożliwiający wyznaczenie parametrów struktury regulacji. Metoda prowadzi do uzyskania odpowiedzi skokowych o około 20-procentowym przeregulowaniu, które może być wyeliminowane, bez wydłużenia czasu regulacji, przez filtr wstępny postaci

$$\frac{\beta}{s+\beta}$$

pokazany na rys. 6.

Sposób wyznaczenia wzmocnienia k opisano w poprzednim rozdziale. Na potrzeby niniejszej metody należy wyznaczyć najmniejsze przewidywane wzmocnienie osi obrabiarki CNC, byłby to przypadek realizacji obróbki, w której występują największe opory ruchu. Ze względu na przekładnie stosowane w tego typu urządzeniach, rzeczywiste zmiany wzmocnienia są nieznaczące i w typowych przypadkach wystarczające jest wyznaczenie wzmocnienia bez realizacji obróbki. Należy podkreślić, iż metoda zapewnia uzyskanie zakładanej jakości przebiegów dynamicznych, gdy k nie odbiega zbyt od wzmocnienia rzeczywistego. Gdy k jest mniejsze niż w rzeczywistości, należy spodziewać się wydłużenia czasu regulacji, czyli wolniejszych przebiegów. Gdy k jest znacznie większe od wzmocnienia rzeczywistego, możliwe jest uzyskanie przebiegów oscylacyjnych, a nawet niestabilnych.

Współczesne przemysłowe regulatory są realizowane w postaci dyskretnych. Nastrojenie dyskretnego PID wymaga, oprócz wyznaczenia k_p, k_i i k_d , określenia dodatkowego parametru, jakim jest czas cyklu regulatora, oznaczany dalej jako Δ . Schemat blokowy układu regulacji położenia z regulatorem dyskretnym i filtrem wstępnym pokazano na rys. 7.



Rys. 7. Schemat blokowy układu regulacji położenia z dyskretnym regulatorem PID oraz filtrem wstępnym o parametrze α

Aby nastroić regulator postaci

$$PID(z) = k_p + k_i \frac{z\Delta}{z-1} + k_d \frac{z-1}{z\Delta}$$

należy określić dyskretny odpowiednik ciągłej transmitancji obiektu dany wzorem

$$\frac{k \cdot \Delta^2}{2} \frac{z+1}{(z-1)^2}$$

uwzględniając układ podtrzymania zerowego rzędu (ZOH). Współczynniki k_p, k_i, k_d są wzmocnieniami,

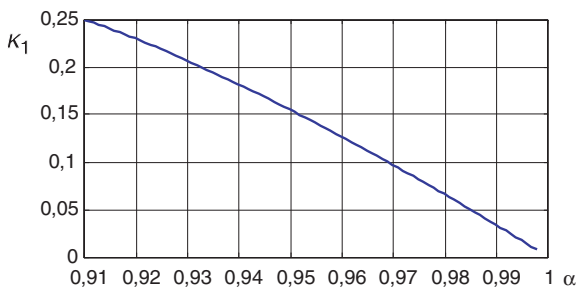
identycznie jak w przypadku ciągłym, odpowiednio części proporcjonalnej, całkującej i różniczkującej. Wzór umożliwiającą prostą realizację programową dyskretnego PID zamieszczono w punkcie: „Przykład strojenia regulatora PID dla kontrolerów firmy PMD”. W przypadku dyskretnym, metoda linii pierwiastkowych Evansa nie umożliwia uzyskania prostych analitycznych wzorów dla nastaw regulatora [1]. Jednakże możliwe jest uzyskanie stosunkowo prostego algorytmu strojenia wykorzystującego nomogram. Dokładne omówienie prezentowanej metody opisano w pracach [1, 2]. Poniżej przedstawiono jedynie algorytm pozwalający w prosty sposób nastroić dyskretny regulator PID, bez potrzeby wnikania w szczegóły metody.

Algorytm strojenia dyskretnego regulatora położenia typu PID

W pierwszym kroku należy wyznaczyć pomocniczy parametr α na podstawie zależności

$$\alpha = 1 - \frac{4\Delta}{t_r}$$

Dopuszczalne wartości α należą do przedziału (0,91, 1). Następnie należy odczytać wartość K_1 z nomogramu przedstawionego na rys. 8.



Rys. 8. Nomogram określający parametr K_1 w funkcji α

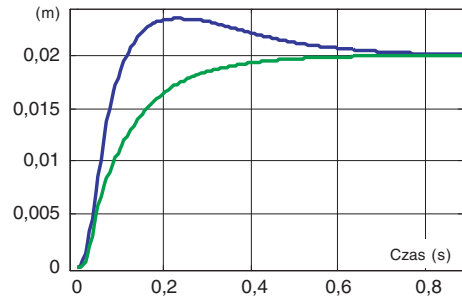
Nastawy regulatora uzyskuje się na podstawie zależności:

$$k_p = \frac{4K_1\alpha(1-\alpha)}{k\Delta^2}, \quad k_i = \frac{2K_1(\alpha-1)^2}{k\Delta^3}, \quad k_d = \frac{2K_1\alpha^2}{k\Delta} \quad (3)$$

Wartość K_1 w funkcji α może być również wyznaczona na podstawie aproksymacji $K_1(\alpha) = -7,7180\alpha^2 + 11,9366\alpha - 4,2198$ dla $\alpha \in (0,91, 1)$. Przykładowe odpowiedzi rzeczywistego serwo mechanizmu DC z modułem przemieszczenia liniowego KR33 firmy THK i silnikiem DC firmy Pittman przedstawiono na rys. 9. Gdy układ nie jest wyposażony w filtr wstępny

$$\frac{1-\alpha}{z-\alpha}$$

odpowiedź skokowa ma około 20-procentowe przeregulowanie. Zastosowanie filtra pozwala uzyskać przebiegi aperiodyczne nie wydłużając czasu regulacji.



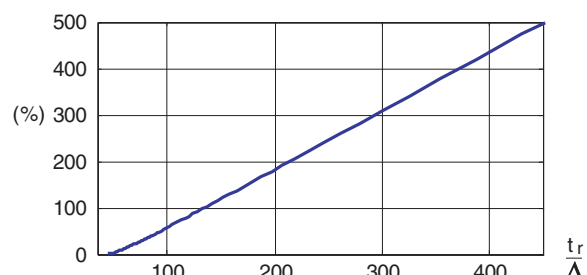
Rys. 9. Odpowiedź skokowa modułu KR33 z dyskretnym regulatorem PID ($t_r = 0,5$ s, $\Delta = 0,005$ s). Przebiegi: PID bez filtra (niebieski), PID z filtrem (zielony)

Zapewnienie założonego kształtu odpowiedzi skokowych, a co za tym idzie stabilności układu dyskretnego, wymaga doboru odpowiednio krótkiego czasu cyklu regulatora Δ w stosunku do zakładanego czasu regulacji. Podstawowy warunek teoretyczny dany jest zależnością $t_r > 45 \Delta$ [1]. Ze względu na zakłócenia występujące w układach rzeczywistych oraz przyjęcie uproszczonego modelu obiektu, zaleca się stosowanie w praktyce bardziej zachowawczego kryterium postaci $t_r > (80 \dots 100) \Delta$.

Analogicznie do przypadku ciągłego, strojenie powinno być przeprowadzane dla najmniejszej spodziewanej wartości wzmocnienia obiektu. W przypadku dyskretnym również wzrost rzeczywistego wzmocnienia, w stosunku do przyjętego k , może prowadzić do uzyskania przebiegów oscylacyjnych, a nawet niestabilnych. Stosunek zakładanego czasu regulacji do czasu cyklu regulatora określa dopuszczalny wzrost wzmocnienia niepowodujący przebiegów oscylacyjnych. Na podstawie rys. 10 możliwe jest określenie czasu cyklu regulatora wymaganego do uzyskania założonego czasu regulacji przy przewidywanym wzroście wzmocnienia.

Dla przewidywanego wzrostu wzmocnienia na przykład o 50 %, stosunek t_r/Δ powinien być większy niż 95. Tak określone kryterium pozwala oszacować czas cyklu regulatora jako $\Delta < 263 \mu\text{s}$ dla $t_r = 25$ ms. Umożliwia to zastosowanie np. napędów rodziny AX2xxx firmy Beckhoff, w których czas cyklu regulatorów wynosi $250 \mu\text{s}$.

Metoda strojenia regulatora ciągłego wykorzystuje proste analityczne wzory, które mogą być również wykorzystane do wstępnego nastrojenia regulatora dyskretnego. Można wykazać [1], iż różnice procentowe nastaw



Rys. 10. Nomogramy doboru kroku Δ dla wzrostu rzeczywistego wzmocnienia

Tab. 1. Strojenie dyskretnych i ciągłych regulatorów PID o strukturach kaskadowych lub rozdzielonych (w – wartość zadana położenia, u – sygnał sterujący, v – aktualna prędkość, y – aktualne położenie, k_p, k_i, k_d – nastawy uzyskane na podstawie wzorów (3), Δ – czas cyklu regulatora, k – wzmacnienie obiektu, t_r – zakładany czas regulacji)

PID JAKO KASKADOWE POŁĄCZENIE P-PI	
Regulatory dyskretnie	Regulatory ciągłe
$P = K_p, \quad PI = K_{pv} + K_{iv} \frac{z\Delta}{z-1}$ Nastawy: $K_p = \frac{1}{2} \frac{k_p}{k_d}, \quad K_{pv} = k_d, \quad K_{iv} = \frac{1}{2} k_p$	$P = K_p, \quad PI = K_{pv} + \frac{K_{iv}}{s}$ Nastawy: $K_p = \frac{4}{t_r}, \quad K_{pv} = \frac{27}{k \cdot t_r^2}, \quad K_{iv} = \frac{108}{k \cdot t_r^2}$
PID JAKO KASKADOWE POŁĄCZENIE PI-P	
$PI = K_p + K_i \frac{z\Delta}{z-1}, \quad P = K_{pv}$ Nastawy: $K_p = \frac{k_p}{k_d}, \quad K_i = \frac{k_i}{k_d}, \quad K_{pv} = k_d$	$PI = K_p + \frac{K_i}{s}, \quad P = K_{pv}$ Nastawy: $K_p = \frac{10}{t_r}, \quad K_i = \frac{25}{t_r^2}, \quad K_{pv} = \frac{135}{4} \frac{1}{k \cdot t_r}$
ROZDZIELONY PID JAKO PI-D	
$PI = K_p + K_i \frac{z\Delta}{z-1}, \quad D = K_d \frac{z-1}{z\Delta}$ Nastawy: $K_p = k_p, \quad K_i = k_i, \quad K_d = k_d$	$PI = K_p + \frac{K_i}{s}, \quad D = K_d s$ Nastawy: $K_p = \frac{675}{2} \frac{1}{k \cdot t_r^2}, \quad K_i = \frac{3375}{4} \frac{1}{k \cdot t_r^3}, \quad K_d = \frac{135}{4} \frac{1}{k \cdot t_r}$
ROZDZIELONY PID JAKO I-PD	
$I = K_i \frac{z\Delta}{z-1}, \quad PD = K_p + K_d \frac{z-1}{z\Delta}$ Nastawy: $K_p = k_p, \quad K_i = k_i, \quad K_d = k_d$	$I = \frac{K_i}{s}, \quad PD = K_p + K_d s$ Nastawy: $K_p = \frac{675}{2} \frac{1}{k \cdot t_r^2}, \quad K_i = \frac{3375}{4} \frac{1}{k \cdot t_r^3}, \quad K_d = \frac{135}{4} \frac{1}{k \cdot t_r}$

uzyskiwanych na podstawie metody ciągłej i dyskretnej są niezależne od wzmacnienia obiektu i można je badać w funkcji t_r/Δ . Gdy spełniony jest warunek $t_r > 200\Delta$, różnice między wartościami nastaw uzyskanymi oboma metodami nie przekraczają 8%. Warunek ten umożliwia strojenie regulatora dyskretnego na podstawie wzorów (2) bez znaczącego pogorszenia jakości działania systemu. Pomimo iż metoda ciągła nie określa czasu cyklu regulatora, musi on być odpowiednio dobrany, identycznie jak w przypadku metody dyskretnej.

Strojenie regulatorów o strukturach kaskadowych oraz rozdzielonych

Można wykazać [1], iż struktury regulacji przedstawione na rys. 1 oraz rys. 2 mogą być strojone na podstawie metody opisanej w „Strojenie regulatora położenia typu PID”. Jest to możliwe w przypadku, gdy pętle regulacji położenia oraz prędkości pracują z identycznym czasem cyklu. Tego typu rozwiązania występują między innymi w sterownikach firmy NSK np. ESA25 ($\Delta = 555 \mu s$) oraz firmy Beckhoff np. AX2xxx ($\Delta = 250 \mu s$). Proces strojenia dyskretnych struktur kaskadowych oraz rozdzielonych polega na wyznaczeniu nastaw regulatora PID zgodnie z wzorami (3), a następnie przeliczeniu uzyskanych wartości za pomocą zależności zawartych w tab. 1. Wzory uwzględniają typową we współczesnych serwomechanizmach [3] metodę wyznaczania aktualnej wartości prędkości przez dyskretnie różniczkowanie sygnału położenia. W tab. 1 podano również zależności dla struktur ciągłych w przypadku, których istnieją bezpośrednie wzory analityczne niewymagające fazy strojenia podstawowej struktury PID.

Dla dyskretnych struktur PI-P, PI-D oraz I-PD lepsze oszacowanie czasu regulacji uzyskuje się stosując w algorytmie strojenia regulatora PID zależność

$$\alpha = 1 - \frac{5\Delta}{t_r}$$

Porównanie jakości działania kaskadowych i rozdzielonych struktur regulacji

Struktura regulacji z pojedynczą pętlą sprzężenia zwrotnego od położenia (rys. 1c) pozwala uzyskać przebiegi bez przeregulowania w przypadku zastosowania filtra wstępnego (rys. 6 i 7). W układzie bez filtra, należy spodziewać się około 20 % przeregulowania jak pokazano na rys. 9.

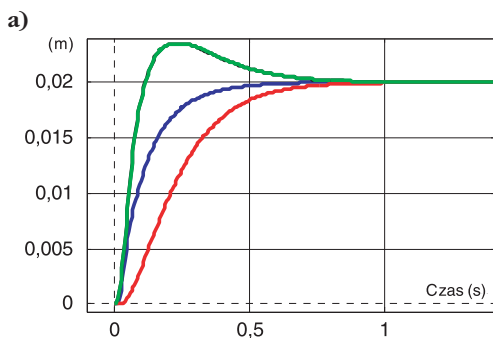
Układ P-PI (rys. 1a) odpowiada strukturze PID z filtrem wstępnym dając odpowiedzi bez przeregulowania. W wyniku przekształcenia schematu blokowego P-PI do struktury z pojedynczym sprzężeniem od położenia, uzyskuje się schemat identyczny z pokazanym na rys. 7. Tak, więc struktura P-PI zawiera wewnętrzny filtr pierwszego rzędu.

Układ PI-P (rys. 1b) odpowiada strukturze PID bez filtra wstępnego, charakteryzuje się więc około 20 % przeregulowaniem dla odpowiedzi skokowej. W celu wyeliminowania przeregulowania należy zastosować filtr wstępny postaci

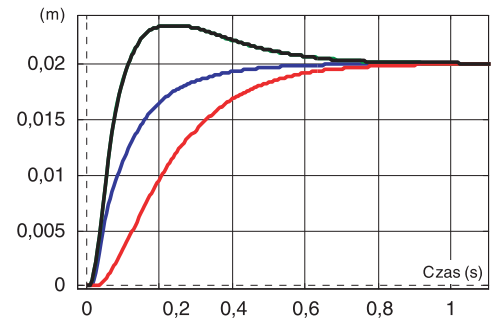
$$F(z) = \frac{\Delta \cdot K_i}{(\Delta \cdot K_i + K_p)z^2 - K_p z}$$

(parametry K_i oraz K_p określono w tab. 1). Ze względu na wzrost rzędu filtru w stosunku do filtru pierwszego rzędu stosowanego w strukturze PID (rys. 7) następuje wydłużenie czasu regulacji.

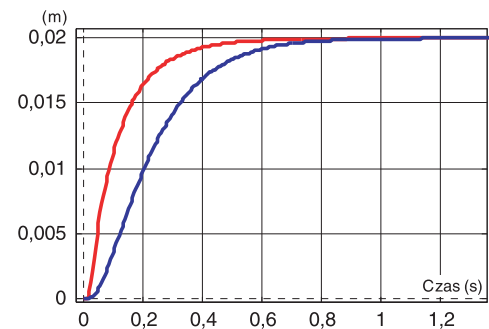
W przypadku PI-D (rys. 2a) otrzymuje się przebiegi z 20 % przeregulowaniem jak dla PI-P. W celu wyeliminowania przeregulowania należy stosować filtr wstępny identyczny jak dla struktury PI-P.



Rys. 11. a) Odpowiedzi skokowe KR33 z regulatorem PID oraz PI-P ($t_r = 0,5$ s). PID bez filtra wstępnego (zielony), PI-P (czarny – pokrywa się z zielonym), PID z filtrem wstępnym (niebieski), PI-P z filtrem wstępnym (czerwony); b) zdjęcie modułu KR33 wraz ze wzmacniaczem mocy MSA-12-80 firmy Galil



Rys. 12. Odpowiedzi skokowe KR33 z regulatorem PID oraz PI-D ($t_r = 0,5$ s). PID bez filtra wstępnego (zielony – pokrywa się z czarnym), PI-D (czarny), PID z filtrem wstępnym (niebieski), PI-D z filtrem wstępnym (czerwony)



Rys. 13. Odpowiedzi skokowe KR33 z regulatorem PID oraz I-PD ($t_r = 0,5$ s). PID z filtrem wstępnym (czerwony), I-PD (niebieski)

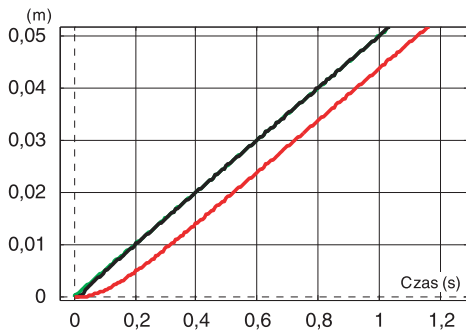
Struktura I-PD (rys. 2b) zapewnia przebiegi bez przeregulowania, jednakże ze względu na wewnętrzny filtr drugiego rzędu charakteryzuje się wydłużonym czasem regulacji.

W tab. 2 zebrano podstawowe właściwości omawianych pętli regulacji. Wszystkie struktury ze względu na całkowanie występujące w regulatorach charakteryzują się brakiem błędu ustalonego dla zadania pozycjonowania, pomimo obecności zakłócenia wejścia obiektu, jakim w rzeczywistych serwomechanizmach jest tarcie. Pominięto tutaj takie efekty jak cykl graniczny oraz drgania cierne wywoływane przez tarcie (*hunting, stick-slip*).

Tab. 2. Podstawowe właściwości struktur regulacji stosowanych w serwomechanizmach

Struktura regulacji	Przeregulowanie P %	Błąd ustalony pozycjonowania	Błąd ustalony dla śledzenia liniowo narastającego położenia
PID bez filtra wstępnego	ok. 20 %	0	0
PID z filtrem wstępnym	0	0	const
P-PI	0	0	const
PI-P	ok. 20 %	0	0
PI-D	ok. 20 %	0	0
I-PD	0	0	const

W przypadku zadania śledzenia liniowej zmiany położenia, czyli ruchu ze stałą prędkością, w niektórych strukturach występuje ustalony błąd śledzenia (rys. 14).



Rys. 14. Śledzenie wymuszenia liniowego dla KR33 z dyskretnym regulatorem PID. Wartość zadana (zielony), PID z filtrem wstępnym (czerny), PID bez filtra wstępnego (czerwony)

Jest to wynikiem działania filtra wstępnego wartości zadanej występującego bezpośrednio lub pośrednio w strukturze.

Przykład strojenia regulatora PID dla kontrolerów firmy PMD

Struktura regulacji stosowana w kontrolerach firmy PMD zawiera pojedynczą pętlę sprzężenia zwrotnego od położenia oraz regulator PID (rys. 1c). Sterowanie, które określa wzór (4) zawiera trzy podstawowe elementy: człon PID, przesunięcie (*bias*) oraz moduł *feedforward*.

$$u = \left(\underbrace{k_{p_PMD} E_n + \frac{k_{i_PMD}}{256} \sum_{j=0}^n E_j + k_{d_PMD} (E_n - E_{n-1})}_{PID} + \underbrace{\frac{K_{vff}}{4} \cdot V + 8 \cdot K_{aff} \cdot A}_{feedforward} \right) \cdot \frac{K_{out}}{65536} + \underbrace{B}_{bias} \quad (4)$$

gdzie: E_n - błąd regulacji w aktualnym cyklu ($E_n = w_n - y_n$); E_{n-1} - błąd regulacji w poprzednim cyklu; k_{p_PMD} , k_{i_PMD} , k_{d_PMD} - nastawy regulatora PID; K_{vff} , K_{aff} - parametry członu *feedforward*; V - prędkość zadana; A - przyspieszenie zadane; K_{out} - współczynnik skalujący; B - przesunięcie

Wzór (4), w zależności od wersji układu, może nie zawierać wszystkich elementów np. w serii MC14xx parametr K_{aff} nie występuje, a $K_{out} = 65536$. Podstawowym składnikiem sygnału sterującego jest człon PID, którego strojenie można przeprowadzić na podstawie metody opisanej w „Strojenie regulatora położenia typu PID”. Dla kontrolera MC1401A uzyskuje się następujące zależności:

$$k_{p_PMD} = k_p, \quad k_{i_PMD} = 256 \cdot \Delta \cdot k_i, \quad k_{d_PMD} = \frac{k_d}{\Delta}$$

Powyższe wzory pozwalają wyznaczyć nastawy regulatora PID wykorzystując wartości k_p , k_i i k_d uzyskane na podstawie wzorów (3).

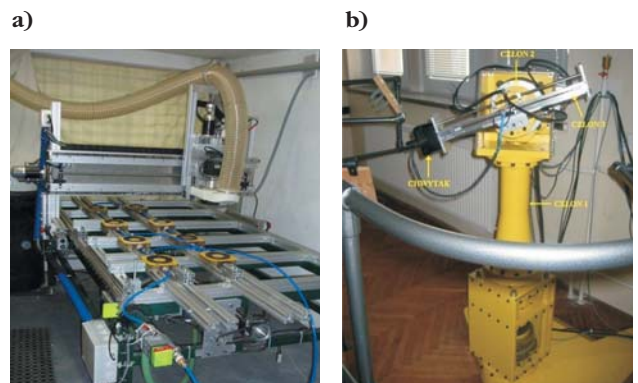
Należy wyjaśnić, iż kontroler MC1401A nie zawiera filtra wstępnego przedstawionego na rys. 7. Dla zadania pozycjonowania jego rolę może przejąć generator trajektorii wbudowany w układ. W przypadku zadania śledzenia filtr wstępny powinien być elementem systemu nadrzędnego i może być zrealizowany np. poprzez kontrolowane hamowanie. Identyfikacja wzmacnienia obiektu, w systemie zawierającym kontroler MC1401A, może być zrealizowana na podstawie wzoru (1) za pomocą komend MTR_OFF oraz SET_MTR_CMD.

Podsumowanie

W artykule przedstawiono praktyczny algorytm strojenia typowych struktur regulacji stosowanych w przemysłowych serwomechanizmach. Metoda wykorzystuje łatwy do zrealizowania eksperyment identyfikacyjny oraz nieskomplikowane wzory, które mogą być w prosty sposób zaimplementowane w algorytmach samo-strojenia. Opracowana metoda może być przydatna dla inżynierów konstruujących własne urządzenia mechatroniczne. Jest ona szczególnie pomocna w przypadku stosowania procesorów sterowania ruchem (*motion processors* np. układy firm PMD czy Galil) bądź też tworzenia systemów w konwencji open servo. Dostępność nieodpłatnych systemów operacyjnych czasu rzeczywistego, takich jak RTLinux bądź RTAI, powoduje wzrost popularności urządzeń wbudowanych (*embedded*) wykorzystywanych jako kontrolery dla serwomechanizmów. Inżynierowie stosujący tego typu urządzenia mają możliwość w pełni programowej implementacji struktur regulacji. Zgodnie z intencją autora niniejszy artykuł powinien być pomocny w wyborze, strojeniu

i implementacji typowych struktur regulacji dla serwomechanizmów. Ponieważ opracowana metoda wykorzystuje prosty

liniowy model obiektu, dlatego też w przypadku występowania nieliniowych zjawisk takich jak np. nasycenie sygnału sterującego, należy spodziewać się przede wszystkim wydłużenia rzeczywistego czasu regulacji



Rys. 15. a) Prototypowa obrabiarka CNC – firma CNC-TECH. b) Robot sferyczny z napędami bezpośrednimi – Katedra Automatyki Wydziału EAIiE AGH

oraz wzrostu przeregulowania. Teoretycznie możliwe jest również wystąpienie oscylacji lub nawet utrata stabilności. Rzeczywiste eksperymenty wykazały, iż w przypadku poprawnie zaprojektowanego systemu sterowania takie przypadki nie miały miejsca.

Opracowana metoda strojenia została praktycznie zweryfikowana w kilku obiektach mechatronicznych między innymi dwóch prototypowych obrabiarkach CNC (rys. 15a) pracujących w firmie CNC-TECH [14], module przemieszczenia liniowego KR33 firmy THK (rys. 11b) oraz w robocie sferycznym z napędami bezpośrednimi Megatorque firmy NSK (rys. 15b).

Bibliografia

1. Żabiński T.: *Sterowanie systemami mechatronicznymi w czasie rzeczywistym – podejście klasyczne i inteligentne*, Rozprawa Doktorska, Wydział Elektrotechniki, Automatyki, Informatyki i Elektroniki AGH, Kraków 2006.
2. Żabiński T., Trybus L.: *Nastawianie kontrolera serwo mechanizmu cyfrowego*, PAK 1/2005, s. 50-52.
3. Ellis G.: *Comparision of Position-Control Algorithms for Industrial Applications*, 24th International PCIM Conference Europe, 2003, s. 71-78.
4. Yamazaki K., Schepper F., Kamiyama M.: *Development of Flexible Actuator Controller for Advance Machine Tool and Robot Control*, Annals of the CIRP, 1987, Vol. 36/1, s. 285.
5. Pritschow G., Philipp W.: *Direct Drives for High-Dynamic Machine Tool Axes*, Annals of the CIRP, 1992, Vol. 41/1, s. 411-415.
6. Åström K. J., Wittenmark B.: *Computer Controlled Systems: Theory and Design*, Prentice-Hall, Inc, 1990, Second Edition.
7. Makino H., Ohde T.: *Motion Control of the Direct Drive Actuator*, Annals of the CIRP, 1991, Vol. 40/1, s. 375-378.
8. Koren Y., Lo C.C.: *Advanced Controllers for Feed Drives*, Annals of the CIRP, 1992, Vol. 41/2, p. 689-698.
9. Groß H., Hamann J., Wiegärtner G.: *Electrical Feed Drives in Automation*, Siemens, MCD Corporate Publishing, Erlangen and Munich, 2001.
10. Mori M., Yamazaki K., Fujishima M., Liu J., Furukawa N., Seiki M.: *A Study on Development of an Open Servo System for Intelligent Control of a CNC Machine Tool*, Annals of the CIRP, 2001, Vol. 50/1, s. 247-250.
11. Kołek K.: *Realizacja sterownika PID w technologii FPGA*, IV Krajowa Konferencja MSK'03, Kraków, 2003, s. 411-416.
12. Kobayashi S., Kempf C.: *Recent Developments in Control of Direct-Drive Motors at NSK*, Motion & Control 3/1997, NSK, s. 40-46.
13. Trybus L.: *Teoria sterowania*, Skrypt, Politechnika Rzeszowska, 2005.
14. CNC-TECH: www.cnc-tech.pl

