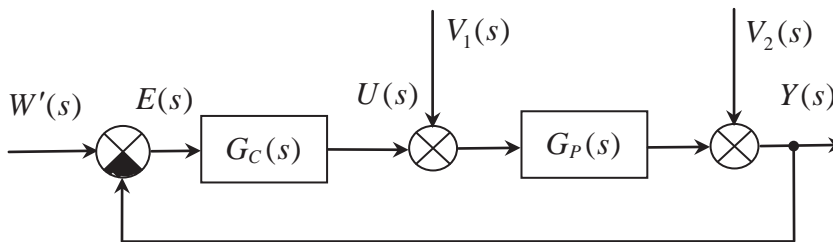


Miluše Vítěčková, Antonín Vítěček, Kazimierz Jaracz

Regulatory analogowe o dwóch stopniach swobody

Wprowadzenie

Przy stosowaniu regulatorów standardowych (o jednym stopniu swobody) należy przy doborze ich nastaw znaleźć kompromis między jakością procesu regulacji z punktu widzenia wielkości zadanej $w'(t)$ oraz wielkości zakłócających $v_1(t)$ i $v_2(t)$ (rys. 1). Na rysunku: $G_C(s)$ jest transmitancją regulatora standardowego, $G_P(s)$ – transmitancją obiektu, $E(s)$ – transformatą uchybu regulacji, $W'(s)$ – transformatą wielkości zadanej, $U(s)$ – transformatą wielkości sterującej, $Y(s)$ – transformatą wielkości regulowanej, $V_1(s)$ i $V_2(s)$ – transformaty wielkości zakłócających.



Rys. 1. Układ regulacji z regulatorem standardowym

Na podstawie rys. 1 transmitancje uchybowe określają wyrażenia:

$$G_{w'e}(s) = \frac{E(s)}{W'(s)} = \frac{1}{1 + G_C(s)G_P(s)} \quad (1)$$

$$G_{v_1e}(s) = \frac{E(s)}{V_1(s)} = -\frac{G_P(s)}{1 + G_C(s)G_P(s)} \quad (2)$$

$$G_{v_2e}(s) = \frac{E(s)}{V_2(s)} = -\frac{1}{1 + G_C(s)G_P(s)} \quad (3)$$

Z postaci transmitancji (1)–(3) wynika, że dobór nastaw regulatora standardowego z punktu widzenia wielkości zadanej $w'(t)$ równoważny jest doborowi nastaw z punktu widzenia wielkości zakłócającej $v_2(t)$, działającej na wyjściu obiektu.

Z transmitancji uchybowej (2) wynika, że dobór nastaw regulatora standardowego z punktu widzenia wielkości zakłócającej $v_1(t)$, działającej na wejściu obiektu, powinien być inny, ponieważ w jej liczniku występuje transmitancja obiektu $G_P(s)$.

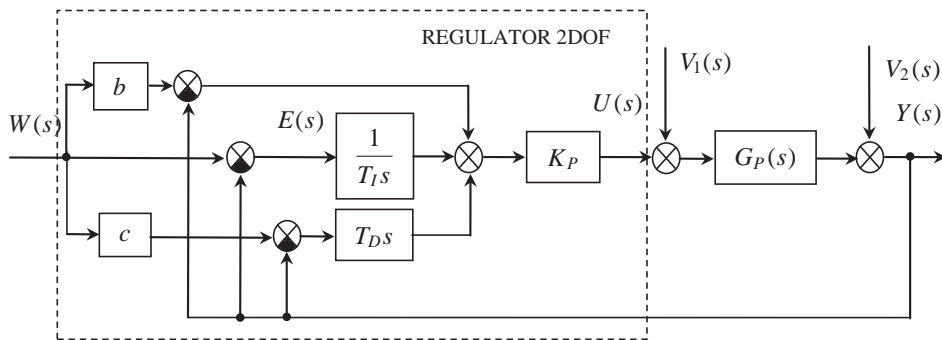
Duże problemy występują przede wszystkim w tych przypadkach, kiedy obiekt ma właściwości całkujące [7, 8, 9]. Dlatego, jeśli dochodzi do częstych zmian wielkości zadanej $w'(t)$ i równocześnie do negatywnego oddziaływania wielkości zakłócającej $v_1(t)$, to nastawy regulatora standardowego należy dobrać kompromisowo, tzn. zarówno z punktu widzenia wpływu wielkości zadanej $w'(t)$, jak i wielkości zakłócającej $v_1(t)$ działającej na wejściu obiektu. Niestety, nie zawsze jest to możliwe, przede wszystkim w przypadku obiektów całkujących i regulatorów zawierających działanie całkujące [7, 8, 9]. W takich przypadkach rozwiązaniem lepszym jest zastosowanie regulatorów o dwóch stopniach swobody, tzw. regulatorów 2DOF (2 degree of freedom) [1–10].

Podstawowe postacie regulatorów 2DOF

Właściwości regulatora PID 2DOF są najczęściej opisane zależnością [4, 7, 8]

$$U(s) = K_p \left\{ bW(s) - Y(s) + \frac{1}{T_I s} [W(s) - Y(s)] + T_D s [cW(s) - Y(s)] \right\} \quad (4)$$

gdzie: K_p to wzmacnienie regulatora, T_I – czas całkowania (zdwojenia), T_D – czas różniczkowania (wyprzedzenia), b – waga wielkości zadanej działania proporcjonalnego, c – waga wielkości zadanej działania różniczkującego.



Rys. 2. Układ regulacji z regulatorem PID 2DOF odpowiadającym zależności (4)

Zależności (4) bezpośrednio odpowiada schemat przedstawiony na rys. 2. Zależność (4) może zostać przekształcona do postaci

$$U(s) = K_p \left(b + \frac{1}{T_I s} + cT_D s \right) W(s) - K_p \left(1 + \frac{1}{T_I s} + T_D s \right) Y(s)$$

tj.

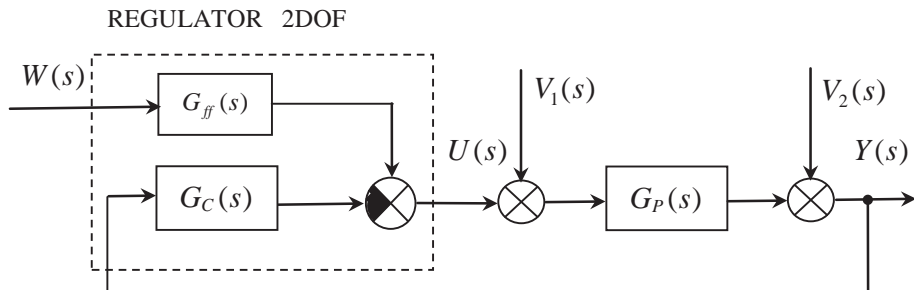
$$U(s) = G_f(s)W(s) - G_C(s)Y(s) \quad (5)$$

gdzie:

$$G_{ff}(s) = K_P \left(b + \frac{1}{T_I s} + c T_D s \right) = K_P \frac{c T_D T_I s^2 + b T_I s + 1}{T_I s} \quad (6)$$

$$G_C(s) = K_P \left(1 + \frac{1}{T_I s} + T_D s \right) = K_P \frac{T_D T_I s^2 + T_I s + 1}{T_I s} \quad (7)$$

Zależność (7) opisuje transmitancję regulatora standardowego PID.
Zależności (5) odpowiada schemat przedstawiony na rys. 3 [1, 2, 4, 9].



Rys. 3. Układ regulacji z regulatorem PID 2DOF odpowiadający zależności (5)

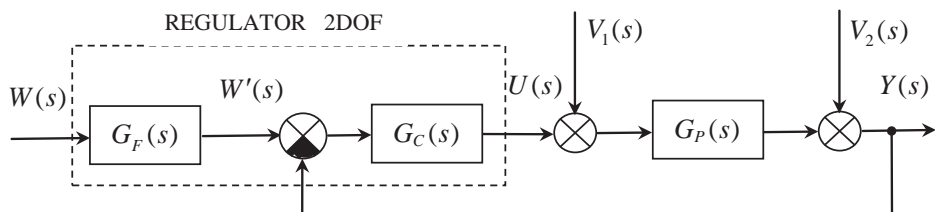
Schemat zaprezentowany na rys. 3 można przekształcić do postaci przedstawionej na rys. 4, dla którego można napisać [4, 8, 9]:

$$U(s) = G_F(s)G_C(s)W(s) - G_C(s)Y(s) \quad (8)$$

gdzie:

$$G_F(s) = \frac{G_{ff}(s)}{G_C(s)} = \frac{c T_D T_I s^2 + b T_I s + 1}{T_D T_I s^2 + T_I s + 1} \quad (9)$$

jest transmitancją filtra wejściowego, tj. filtra wielkości zadanej.

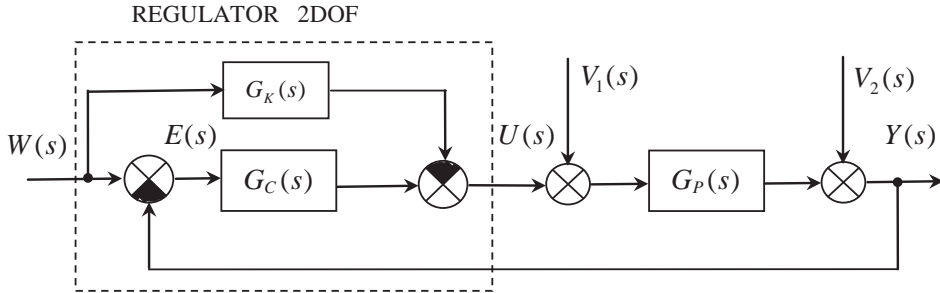


Rys. 4. Układ regulacji z regulatorem PID 2DOF odpowiadający zależności (8)

Często można spotkać strukturę układu regulacji z regulatorem PID 2DOF pokazaną na rys. 5, gdzie: $G_K(s)$ jest transmitancją kompensatora o transmitancji [3, 6, 9]

$$G_K(s) = K_P(\alpha + \beta T_D s) \quad (10)$$

i $G_C(s)$ jest transmitancją regulatora standardowego PID (7).



Rys. 5. Układ regulacji z regulatorem PID 2DOF odpowiadający zależności (8) i (11)

Wielkość wyjściową regulatora $U(s)$ w układzie regulacji przedstawionym na rys. 5 można określić wyrażeniem

$$U(s) = [G_C(s) - G_K(s)]W(s) - G_C(s)Y(s) \quad (11)$$

Przez podstawienie (6) i (7) do (5) i (11) oraz porównanie pierwszych wyrazów ich prawych stron otrzyma się

$$K_P \frac{cT_D T_I s^2 + bT_I s + 1}{T_I s} = K_P \frac{T_D T_I s^2 + T_I s + 1}{T_I s} - K_P(\alpha + \beta T_D s) \Rightarrow \quad (12)$$

$$\Rightarrow b = 1 - \alpha, \quad c = 1 - \beta$$

Jest więc oczywiste, że wszystkie struktury układów regulacji z regulatorem PID 2DOF na rys. 2–5 przy spełnieniu zależności (12) są wzajemnie równoważne.

Jeżeli zastosować filtrację działania różniczkującego

$$D(s) = \frac{T_D s}{\frac{T_D}{N} s + 1} \quad (13)$$

gdzie: $N = 5 \div 20$ (w regulatorach przemysłowych zwykle $N = 10$), to we wszystkich wyżej wymienionych zależnościach zamiast wyrażenia $T_D s$ wystąpi wyrażenie (13), tj. $D(s)$.

Dla $b = c = 1$ ($\alpha = \beta = 0$) zależności wyrażające właściwości PID 2DOF (4), (5), (8) i (11) opisują standardowy regulator PID (7) i wszystkie schematy układów regulacji na rys. 2–5 upraszczają się do schematu na rys. 1, tj. można pisać:

$$W'(s) = W(s) \quad G_f(s) = G_C(s) \quad G_F(s) = 1, \quad G_K(s) = 0 \quad (14)$$

Dla $T_D = 0$ [$D(s) = 0$] zależności (4), (5), (8) i (11) opisują regulator PI 2DOF, tj.

$$U(s) = K_P \left\{ bW(s) - Y(s) + \frac{1}{T_I s} [W(s) - Y(s)] \right\} \quad (15)$$

Zależności (6), (7), (9) i (10) będą miały postacie odpowiednio

$$G_{ff}(s) = K_P \left(b + \frac{1}{T_I s} \right) \quad (16)$$

$$G_C(s) = K_P \left(1 + \frac{1}{T_I s} \right) \quad (17)$$

$$G_F(s) = \frac{bT_I s + 1}{T_I s + 1} \quad (18)$$

$$G_K(s) = \alpha K_P \quad (19)$$

Dla $b = 1$ ($\alpha = 0$) zależność (15) wyrażająca właściwości regulatora PI 2DOF opisuje regulator standardowy PI o transmitancji (17) i jednocześnie dla zależności (16)–(19) ważne są zależności (14).

Podobnie dla $T_I \rightarrow \infty$ i $b = 1$ ($\alpha = 0$) zależności (4), (5), (8) i (11) opisują regulator PD 2DOF, tj.

$$U(s) = K_P \{ W(s) - Y(s) + T_D s [cW(s) - Y(s)] \} \quad (20)$$

Zależności (6), (7), (9) i (10) będą miały postacie

$$G_{ff}(s) = K_P (1 + cT_D s) \quad (21)$$

$$G_C(s) = K_P (1 + T_D s) \quad (22)$$

$$G_F(s) = \frac{cT_D s + 1}{T_D s + 1} \quad (23)$$

$$G_K(s) = \beta K_P T_D s \quad (24)$$

Dla $c = 1$ ($\beta = 0$) zależność (20) opisuje właściwości regulatora standardowego PD o transmitancji (22) i dla zależności (21)–(24) ważne są zależności (14).

Dla poprawnego działania jakiegokolwiek regulatora jest istotne, żeby był informowany o rzeczywistym uchybie regulacji $e(t)$. Jeśli regulator zawiera działanie całkujące, to uchyb regulacji $e(t)$ przekształcany jest operatorem całkującym. Z tego powodu waga wielkości zadanej działania całkującego musi być zawsze równa 1, patrz np. zależność (4) i rys. 2. Jeśli regulator nie zawiera działania całkującego, to

uchyb regulacji przetwarza działanie proporcjonalne i dlatego waga $b = 1$ ($\alpha = 0$), patrz np. zależność (20).

Przypadki specjalne regulatorów 2DOF

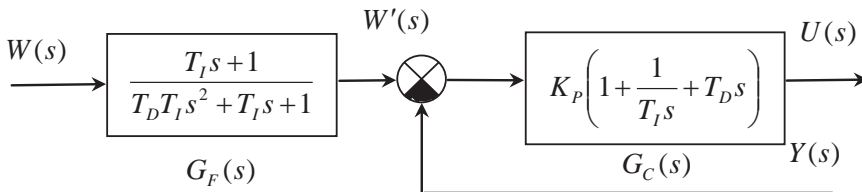
W regulatorach 2DOF wagi wielkości zadanej b i c (α i β) dobierane są jako zerowe lub jednostkowe. W tym przypadku powstają regulatory, które mają specjalne nazwy i oznaczenia [3, 4, 9].

Regulator PI-D

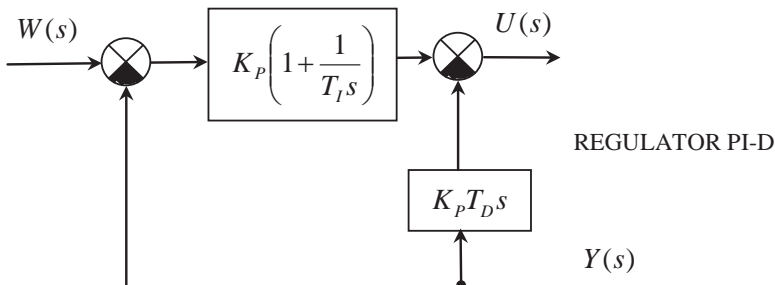
Regulator PI-D powstanie z regulatora PID 2DOF (4) dla $b = 1$ i $c = 0$ ($\alpha = 0$ i $\beta = 1$).

Po podstawieniu $b = 1$ i $c = 0$ do zależności (9) otrzyma się struktura regulatora PI-D, która wynika z przekształcenia schematu na rys. 6a na schemat równoważny na rys. 6b.

a)



b)



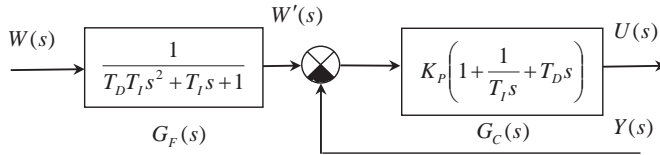
Rys. 6. Schemat regulatora PI-D

Regulator I-PD

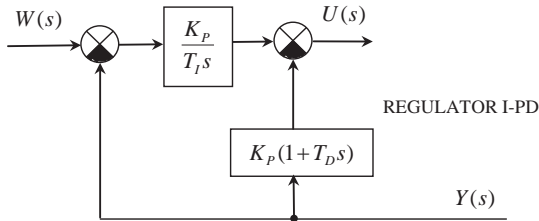
Regulator I-PD powstanie z regulatora PID 2DOF (4) dla $b = c = 0$ ($\alpha = \beta = 1$).

Po podstawieniu $b = c = 0$ do zależności (9) otrzymuje się strukturę regulatora I-PD, która wynika z przekształcenia schematu na rys. 7a na schemat równoważny na rys. 7b.

a)

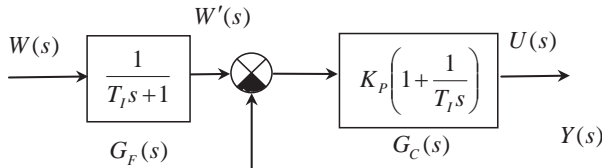


b)

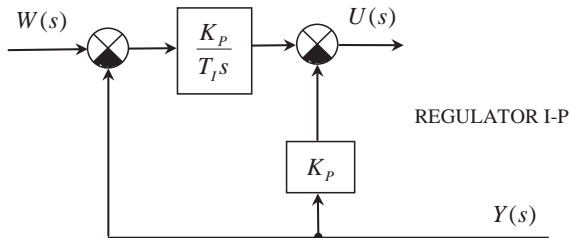


Rys. 7. Schemat regulatora I-PD

a)



b)



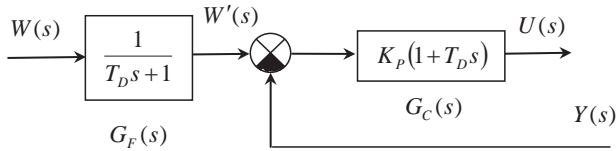
Rys. 8. Schemat regulatora I-P

Regulator I-P

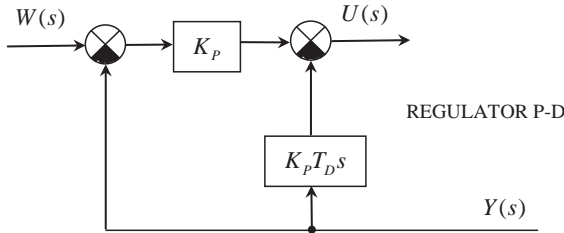
Regulator I-P powstanie z regulatora PI 2DOF (15) dla $b = 0$ ($\alpha = 1$).

Po podstawieniu $b = 0$ do zależności (18) otrzymuje się strukturę regulatora I-P, która wynika z przekształcenia schematu na rys. 8a na schemat równoważny na rys. 8b.

a)



b)



Rys. 9. Schemat regulatora P-D

Regulator P-D

Regulator P-D powstanie z regulatora PD 2DOF (20) dla $c = 0$ ($\beta = 1$).

Po podstawieniu $c = 0$ do zależności (23) otrzyma się strukturę regulatora P-D, która wynika z przekształcenia schematu na rys. 9a na schemat równoważny przedstawiony na rys. 9b.

Działanie regulatorów 2DOF

Regulatory 2DOF umożliwiają dobór nastaw tak z punktu widzenia wielkości zadanej, jak i z punktu widzenia wielkości zakłócających $v_1(t)$ lub $v_2(t)$. Najczęściej dotyczy to wielkości zakłócającej $v_1(t)$ działającej na wejściu obiektu, ale również może to być kompromisowy dobór nastaw z punktu widzenia obu wielkości zakłócających.

Doboru nastaw regulatora standardowego o transmitancji $G_c(s)$ dokonuje się zwykłymi metodami i z punktu widzenia wybranej wielkości zakłócającej lub kompromisowo z punktu widzenia obu wielkości zakłócających, a następnie należy dobrać odpowiednio wagi b i c (α i β).

Dobór nastaw z punktu widzenia wielkości zakłócających bardzo często powoduje wielkie przeregulowania dla zmiany skokowej wielkości zadanej $w'(t)$. Negatywną rolę odgrywa tutaj skokowe działanie różniczkujące (ang. *derivative kick*) i proporcjonalne (ang. *proportional kick*). W przypadku układów regulacji typu $q \geq 2$ (q = liczba członów całkujących w układzie otwartym) przeregulowanie dla skokowej zmiany wielkości zadanej $w'(t)$ występuje zawsze i nie można go usunąć regulatorami standardowymi [7, 8]. Właśnie w takich przypadkach celowe jest stosowanie regulatorów 2DOF.

Z rys. 2–5 oraz z transmitancji uchybowych (2) i (3) wynika, że regulatory 2DOF nie mają żadnego wpływu na jakość regulacji z punktu widzenia wielkości

zakłócających $v_1(t)$ i $v_2(t)$. Przy zastosowaniu regulatorów 2DOF transmitancje uchybowe (2) i (3) pozostają jednakowe, zmieni się tylko transmitancja uchybowa wielkości zadanej (1). Np. na podstawie rys. 4 otrzyma się

$$G_{we}(s) = \frac{E(s)}{W(s)} = \frac{G_F(s)}{1 + G_C(s)G_P(s)} \quad (25)$$

Z zależności (25) wynika, że przeregulowanie można zmniejszyć przez wybór filtru wejściowego o transmitancji $G_F(s)$, tj. przez odpowiedni dobór wag b i c (α i β) wielkości zadanej.

Najprostsza interpretacja działania regulatora PID 2DOF wynika bezpośrednio z zależności (4) i jej odpowiadającego rys. 2. Dla wartości wag $0 \leq b < 1$ i $0 \leq c < 1$ wielkości zadanej dochodzi do obniżenia wartości skoku wielkości zadanej $w(t)$, a stąd do obniżenia przeregulowania. Działanie całkujące pełni funkcję filtru, który wyraźnie tłumi wysokie częstotliwości, a więc i skokową zmianę wielkości zadanej $w(t)$.

Przypadek graniczny $b = c = 0$ odpowiada regulatorowi I-PD (rys. 7) i filtrowi wejściowemu o transmitancji

$$G_F(s) = \frac{1}{T_D T_I s^2 + T_I s + 1} \quad (26)$$

Ponieważ przeregulowanie powodują przede wszystkim stabilne zera transmitancji układu zamkniętego, która w przypadku zastosowania regulatora standardowego PID ma postać (patrz rys. 1)

$$G_{w'y}(s) = \frac{(T_D T_I s^2 + T_I s + 1)G_P(s)}{T_I s + (T_D T_I s^2 + T_I s + 1)G_P(s)} \quad (27)$$

to przez włączenie filtru wejściowego (26) do toru wielkości zadanej otrzyma się wynikową transmitancję układu zamkniętego

$$G_{wy}(s) = G_F(s)G_{w'y}(s) = \frac{G_P(s)}{T_I s + (T_D T_I s^2 + T_I s + 1)G_P(s)} \quad (28)$$

Dochodzi do wyraźnego obniżenia przeregulowania, ale jednocześnie do spowolnienia odpowiedzi. Dlatego odpowiedni dobór niezerowych wag wielkości zadanej b i c umożliwi osiągnięcie obniżenia niepożądanego przeregulowania i jednocześnie wystarczająco szybkiej odpowiedzi [7, 8, 9].

Np. dla obiektu całkującego o transmitancji

$$G_P(s) = \frac{k_1}{s} e^{-T_d s} \quad (29)$$

nie można dobrać nastawy regulatorów standardowych PI i PID tak, żeby odpowiedź skokowa na wielkość zadaną $w'(t)$ była bez przeregulowania. Dlatego jeśli przeregulowanie jest niedopuszczalnie duże, to celowe jest zastosowanie regulatorów 2DOF.

Metoda wielokrotnego bieguna dominującego

Szczegółowe wyprowadzenie metody wielokrotnego bieguna dominującego (MWBD) jest opisane np. w [5, 10]. Wartości nastaw regulatorów standardowych i regulatorów 2DOF dla MWBD dla dwóch podstawowych obiektów zestawiono w tab. 1 i 2. MWBD dla regulatorów 2DOF zakłada, że odpowiedzi skokowe dla wielkości zadanej $w(t)$ i zakłócającej $v_1(t)$ będą aperiodyczne bez przeregulowań.

Tab. 1. Wartości nastaw regulatorów PI i PID 2DOF dla MWBD

REGULATOR		OBIEKT $\frac{k_1}{T_1 s + 1} e^{-T_d s}$
PI	s_3^*	$-\frac{2}{T_d} - \frac{1}{2T_1} + \sqrt{\frac{2}{T_d^2} + \frac{1}{4T_1^2}}$
	K_P^*	$-\frac{1}{k_1} [T_d T_1 s_3^{*2} + (2T_1 + T_d) s_3^* + 1] e^{T_d s_3^*}$
	T_I^*	$-\frac{T_d T_1 s_3^{*2} + (2T_1 + T_d) s_3^* + 1}{(T_d T_1 s_3^* + T_1 + T_d) s_3^{*2}}$
	b^*	$\min \left\{ \frac{1}{T_I^* s_3^* }, 1 \right\}$
PID	s_4^*	$-\frac{3}{T_d} - \frac{1}{2T_1} + \sqrt{\frac{3}{T_d^2} + \frac{1}{4T_1^2}}$
	K_P^*	$\frac{1}{k_1} [T_d^2 T_1 s_4^{*3} + T_d (3T_1 + T_d) s_4^{*2} + T_d s_4^* - 1] e^{T_d s_4^*}$
	T_I^*	$-\frac{2 T_d^2 T_1 s_4^{*3} + T_d (3T_1 + T_d) s_4^{*2} + T_d s_4^* - 1}{s_4^{*3} T_d (T_d T_1 s_4^* + 2T_1 + T_d)}$
	T_D^*	$-\frac{1 T_d^2 T_1 s_4^{*2} + T_1 (4T_1 + T_d) s_4^* + 2T_d + 2T_1}{2 T_d^2 T_1 s_4^{*3} + T_d (3T_1 + T_d) s_4^{*2} + T_d s_4^* - 1}$
	b^*	$\min \left\{ \frac{2}{T_I^* s_4^* }, 1 \right\}$
	c^*	$\min \left\{ \frac{1}{T_I^* T_D^* s_4^{*2}}, 1 \right\}$

Tutaj zostanie pokazane zastosowanie MWBD dla obiektu (29). Np. dla MWBD i regulatora standardowego PID otrzyma się transmitancję układu zamkniętego [7, 8, 10] (tab. 2).

$$G_{w'y}(s) = \frac{T_D^* T_I^* s^2 + T_I^* s + 1}{\frac{T_I^*}{k_1 K_P} s^2 + (T_D^* T_I^* s^2 + T_I^* s + 1) e^{-T_d s}} e^{-T_d s} \approx \frac{T_D^* T_I^* s^2 + T_I^* s + 1}{\left(\frac{1}{|s_4^*|} s + 1 \right)^4} e^{-T_d s} \quad (30)$$

$$s_4^* = -\frac{3-\sqrt{3}}{T_d}, \quad K_P^* = \frac{6(2\sqrt{3}-3)}{k_1 T_d}, \quad T_I^* = (2+\sqrt{3})T_d, \quad T_D^* = \frac{3+\sqrt{3}}{18} T_d \quad (31)$$

gdzie: s_4^* jest to czterokrotny biegun dominujący, i^* oznacza wartości optymalne lub polecane.

Jeśli zastosuje się regulator PID 2DOF z wagami $b = c = 0$, tj. regulator I-PD, to na podstawie zależności (26) ÷ (28) otrzyma się transmitancję układu zamkniętego

$$G_{wy}(s) = \frac{1}{\frac{T_I^*}{k_1 K_P} s^2 + (T_D^* T_I^* s^2 + T_I^* s + 1) e^{-T_d s}} e^{-T_d s} \approx \frac{1}{\left(\frac{1}{|s_4^*|} s + 1 \right)^4} e^{-T_d s} \quad (32)$$

Jeśli dobrać się wagi tak, żeby:

$$b^* = \frac{2}{T_I^* |s_4^*|} = \frac{3-\sqrt{3}}{3}, \quad c^* = \frac{1}{T_I^* T_D^* s_4^{*2}} = \frac{3-\sqrt{3}}{2} \quad (33)$$

to transmitancja układu zamkniętego będzie miała postać [patrz (25)]

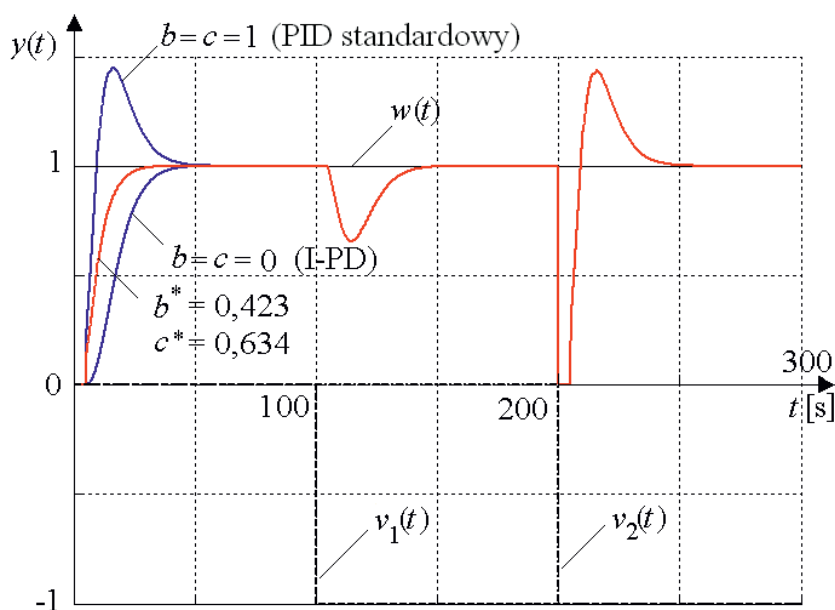
$$G_{wy}(s) = \frac{c^* T_D^* T_I^* s^2 + b^* T_I^* s + 1}{\frac{T_I^*}{k_1 K_P} s^2 + (T_D^* T_I^* s^2 + T_I^* s + 1) e^{-T_d s}} e^{-T_d s} \approx \frac{1}{\left(\frac{1}{|s_4^*|} s + 1 \right)^2} e^{-T_d s} \quad (34)$$

Tab. 2. Wartości nastaw regulatorów PI i PID 2DOF dla MWBD

REGULATOR		OBIEKT $\frac{k_1}{s} e^{-T_d s}$
PI	s_3^*	$-\frac{2-\sqrt{2}}{T_d} \doteq -\frac{0,586}{T_d}$
	K_P^*	$\frac{2(\sqrt{2}-1)}{k_1 T_d} e^{\sqrt{2}-2} \doteq 0,461 \frac{1}{k_1 T_d}$
	T_I^*	$(3+2\sqrt{2})T_d \doteq 5,828T_d$
	b^*	$\frac{2-\sqrt{2}}{2} \doteq 0,293$
PID	s_4^*	$-\frac{3-\sqrt{3}}{T_d} = -\frac{1,268}{T_d}$
	K_P^*	$\frac{6(2\sqrt{3}-3)}{k_1 T_d} e^{\sqrt{3}-3} \doteq 0,784 \frac{1}{k_1 T_d}$
	T_I^*	$(2+\sqrt{3})T_d \doteq 3,732T_d$
	T_D^*	$\frac{3+\sqrt{3}}{18} T_d \doteq 0,263T_d$
	b^*	$\frac{3-\sqrt{3}}{3} \doteq 0,423$
	c^*	$\frac{3-\sqrt{3}}{2} \doteq 0,634$

Na rys. 10 przedstawiono odpowiedzi skokowe dla wszystkich wielkości wejściowych dla układu regulacji, w którym nastawy regulatorów dokonano na podstawie MWBD dla: $k_1 = 0,05 \text{ s}^{-1}$, $T_d = 5 \text{ s} \Rightarrow s_4^* \doteq -0,2536$, $K_P^* \doteq 3,134$; $T_I^* \doteq 18,660 \text{ s}$; $T_D^* \doteq 1,314 \text{ s}$; $b^* = 0,423$, $c^* = 0,634$ [7].

Z rysunku wynika, że regulator PID 2DOF umożliwia obniżenie lub całkowitą likwidację dużego przeregulowania spowodowanego skokową zmianą wielkości zadanej $w(t)$ oraz dla wag b^* i c^* daje w sposób istotny szybszą odpowiedź niż powszechnie w praktyce stosowane wartości wag $b = c = 0$ (regulator I-PD). Również widać, że regulator PID 2DOF nie ma żadnego wpływu na odpowiedzi skokowe od zakłóceń $v_1(t)$ i $v_2(t)$.



Rys. 10. Odpowiedzi układu regulacji z regulatorem PID 2DOF dla różnych wartości wag b i c

Podsumowanie

W artykule opisano różne struktury równoważne regulatorów 2DOF oraz ich specjalne przypadki. Szczegółowo objaśniono ich działanie i zastosowanie. Dla MWBD dla analogowych regulatorów 2DOF zamieszczono przejrzyste tabele z nastawami.

Artykuł powstał w ramach pracy nad projektem GAČR 102/09/0894.

Literatura

- [1] Alfaro V.M., *Analytical Robust Tuning of Two-Degree-of-Freedom PI and PID Controllers*. Report, September 20, 2007, s. 1–42.
- [2] Alfaro V.M., Vilamova R., Arrieta, O., *Robust of Two-Degree-of-Freedom (2-DOF) PI/PID Based Cascade Control Systems*, Journal of Process Control, 19, 2009, s. 1658–1670.
- [3] Araki M., Taguchi H., *Two-Degree-of-Freedom PID Controllers*, Journal of Control, Automation, and Systems, Vol. 1, No. 4, December 2003, s. 401–411.
- [4] Åström K.J., Hägglund T., *Advanced PID Control*, Research Triangle Park, NC, ISA-Instrumentation, Systems, and Automation Society, 2006.
- [5] Górecki H., *Analiza i synteza układów regulacji z opóźnieniem*, WNT, Warszawa 1971.

- [6] Taguchi H., Araki M., *Two-Degree-of-Freedom PID Controllers-their Functions and Optimal Tuning*, [w:] *In Preprints of IFAC Workshop on Digital Control. Past, present and future of PID Control*, Terrassa (Spain), 5–7 April 2000, s. 95–100.
- [7] Vitečková M., Viteček A., *Two-Degree of Freedom Controller Tuning for Integral Plus Time Delay Plants*, ICIC Express Letters, Vol. 2, Nr 3, September 2008, s. 225–229.
- [8] Vitečková M., Viteček A., *Základy automatické regulace*, FS VŠB-TU, Ostrava 2008.
- [9] Vitečková M., Viteček A., *Regulátory se dvěma stupni volnosti*, [w:] *Sborník konference „Automatizácia a riadenie v teórii a praxi“*, Stará Lesná (Slovensko), 24–26.02.2010, s. 1–13.
- [10] Vitečková M., Viteček A., *2DOF PI and PID Controllers Tuning*, [w:] *Proceedings of the 9th IFAC Workshop on Time Delay Systems*, Prague (Czech Republic), June 7–9, 2010.

Analog controllers with two degrees of freedom

Abstract

Controllers with two-degree-of-freedom have recently been more and more frequently available. Description of their operation has not been worked out in literature up to now. The aim of the paper is to show the basic different equivalent forms of two-degree-of-freedom controllers and to explain their operation.

Key words: PID, 2DOF controllers, set-point weights

Miluše Vitečková

VŠB – Univerzita Technická v Ostravě

e-mail: miluse.viteckova@vsb.cz, antonin.vitecek@vsb.cz

Antonín Viteček

Politechnika Świętokrzyska w Kielcach

VŠB – Univerzita Technická v Ostravě

e-mail: miluse.viteckova@vsb.cz, antonin.vitecek@vsb.cz

Kazimierz Jaracz

UP – Kraków

Instytut Techniki

e-mail: jaracz@up.krakow.pl