10. DOBÓR REGULATORÓW

Ogólne kryteria doboru typu regulatora.
Ogólnie sygnał wyjściowy regulatora ma trzy składowe:
- składową proporcjonalną P;
- składową całkującą I;
- składową różniczkującą D.

Składową proporcjonalną nazywamy część sygnału wyjściowego regulatora proporcjonalną do sygnału uchybu. Składowa ta powoduje przeważnie zmniejszenie błędów statycznych, a więc w stanach ustalonych polepsza się dokładność pracy układu. W szczególności układ lepiej odtwarza sygnał sterujący i lepiej kompensuje działanie zakłóceń. Wpływa na zmniejszenie czasu regulacji.

Składową całkującą nazywamy część sygnału wyjściowego regulatora będącą całką z sygnału uchybu. Powoduje ona zwiększenie klasy układu, a więc likwiduje błędy statyczne. W stanach ustalonych układ całkowicie odtwarza układ sterujący i całkowicie kompensuje działanie zakłóceń. Ujemnym skutkiem samej składowej całkującej jest znaczne wydłużenie czasu regulacji.

Składowa różniczkująca jest pochodną z sygnału uchybu. Składowa ta występuje jedynie w stanach przejściowych a zanika w stanach ustalonych. Powoduje skrócenie czasu regulacji przez przyspieszenie początkowej fazy procesu przejściowego.

Dobór typu regulatora

Tabela 10.1.

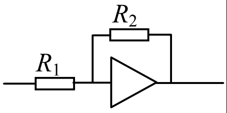
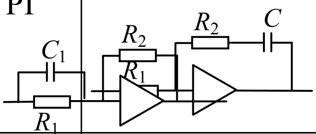
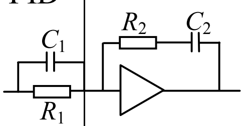
Lp.	Przewidywany skutek działania układu	Typ regulatora
1	Zmniejszenie błędu statycznego odpowiedzi na skokowy sygnał sterujący lub zakłócający	Regulator P K
2	Likwidacja błędu statycznego odpowiedzi na skokowy sygnał sterujący i zakłócający; Wydłużenie czasu regulacji	Regulator PI $K+\frac{K}{T_i s}$
3	Zmniejszenie błędu statycznego odpowiedzi na skokowy sygnał sterujący i zakłócający; Skrócenie czasu regulacji	Regulator PD lub człon korekcyjny PD $K(T_d s+1)$
4	Likwidacja błędu statycznego odpowiedzi na skokowy sygnał sterujący i zakłócający; Skrócenie czasu regulacji	Regulator PID $K\left(1+T_d s+\frac{1}{T_i s}\right)$

Regulator PI zapewnia dobrą jakość regulacji tylko przy zakłóceniach o małych częstotliwościach.

Regulator PD zapewnia szersze pasmo regulacji niż regulator PI, ale z gorszą jakością regulacji przy małych częstotliwościach. Akcja różniczkująca wzmacnia również wszelkie szumy przetwornika pomiarowego, a ponadto przynosi niewielkie korzyści dla $\tau/T > 0,5$

Regulatory dzielimy na idealne i rzeczywiste. Idealne są zbudowane na wzmacniaczach a rzeczywiste na elementach RLC i nazywane są członami korekcyjnymi. W poniższej tabeli zestawiono podstawowe typy regulatorów.

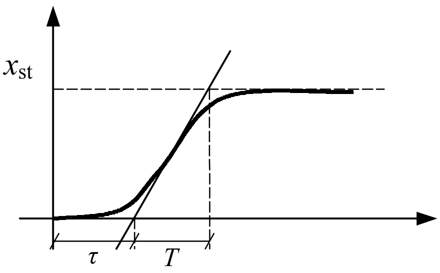
Tabela 10.2.

Typ	Schemat	Impedancja wejściowa	Impedancja wyjściowa	Transmitancja i wartości współczynników
P		R_1	R_2	$-K \quad ; \quad K=\dfrac{R_2}{R_1}$
PI		R_1	$\dfrac{1}{Cs}+R_2$	$-K\left(1+\dfrac{1}{T_i s}\right); \quad K=\dfrac{R_2}{R_1}; \; T_i=R_2C$
PD		$\dfrac{R_1}{C_1R_1s+1}$	R_2	$-K\left(T_d s+1\right); \quad K=\dfrac{R_2}{R_1}; \quad T_d=R_1C_1$
PID		$\dfrac{R_1}{C_1R_1s+1}$	$\dfrac{R_2C_2s+1}{C_2s}$	$-K\left(1+\dfrac{1}{T_i s}+T_d s\right); K=\dfrac{R_1C_1+R_2C_2}{R_1C_2}$ $T_i=R_1C_1+R_2C_2 \; ; T_d=\dfrac{R_1R_2C_1C_2}{R_1C_1+R_2C_2}$

Aby móc dokonać wyboru regulatora, należy mieć choćby przybliżone wartości obiektu regulacji:

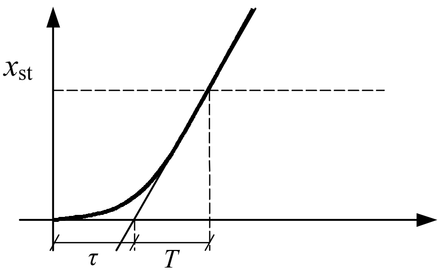
a) zidentyfikować obiekt

- statyczny $G_o(s)=e^{-\tau s}\dfrac{K}{Ts+1}$



Rys. 10.1

- astatyczny $G_o(s)=e^{-\tau s}\dfrac{K}{Ts}$



Rys. 10.2

b) dla $\dfrac{\tau}{T}<0{,}2$ można zastosować regulator dwupołożeniowy (lub ciągły);

dla $\frac{\tau}{T} < 1$ należy zastosować regulator o działaniu ciągłym;

dla $\frac{\tau}{T} > 1$ należy zastosować regulator impulsowy.

Najczęściej występuje $\frac{\tau}{T}$ = 0,2÷0,7, w związku z czym regulatory PID o działaniu ciągłym są najpopularniejsze w przemyśle. Dla nich bazując na odpowiedzi obiektu na wymuszenie skokowe jak na rysunku 10.1 i 10.2 bez podłączonego sprzężenia zwrotnego, jeżeli istnieje taka możliwość, otrzymujemy dla struktury regulatora następujące wartości nastaw:

P $\quad K_r = (0{,}57 \div 0{,}7)\ \frac{T}{K\tau}$

PI $\quad K_r = 0{,}7\ \frac{T}{K\tau}, \qquad T_i = \tau + 0{,}3\ T$

PID $\quad K_r = 1{,}2\ \frac{T}{K\tau}, \qquad T_i = 2\,\tau, \qquad T_d = 0{,}4\,\tau$

Metoda ta minimalizuje czas regulacji, a przeregulowanie nie przekracza 20%.

c) wśród wielu metod suboptymalnych doboru parametrów regulatora największe praktyczne znaczenie posiada metoda Zieglera - Nicholsa która, minimalizuje całkę I_{1m}. Polega ona na tym, że obiekt sterowany jest przez regulator nastawiony na działanie proporcjonalne (P), ostrożnie zwiększając współczynnik wzmocnienia aż do wartości K_{gr} dochodzimy do granicy stabilności (wystąpią oscylacje o okresie T_{osc}), stąd otrzymujemy dla struktury regulatora następujące wartości nastaw:

P $\quad K_r = 0.5\ K_{gr}$

PI $\quad K_r = 0.45\ K_{gr}, \quad T_i = 0.85\ T_{osc}$

PID $\quad K_r = 0.6\ K_{gr}, \quad T_i = 0.5\ T_{osc}, \quad T_d = 0.12\ T_{osc}$

Istnieje również zmodyfikowana metoda Zieglera - Nicholsa uwzględniająca czas próbkowania T, w której określa się nastawy regulatorów wg wzorów:

PI $\quad K_r = 0.45\ K_{gr}\ (1 - 0{,}6\ \frac{T}{T_{osc}}), \quad T_i = 1{,}85\ T_{osc}\ \frac{K_r}{K_{gr}}$

PID $\quad K_r = 0.6\ K_{gr}\ (1 - \frac{T}{T_{osc}}), \qquad T_i = 0{,}83\ T_{osc}\ \frac{K_r}{K_{gr}}, \quad T_d = 0{,}075\ T_{osc}\ \frac{K_{gr}}{K_r}$

10.1. Regulatory liniowe w układach regulacji

Przykład 10.1.

Wyznaczyć charakterystyki czasowe idealnego i rzeczywistego regulatora P poddanego działaniu skokowego sygnału uchybu $\varepsilon(t) = A1(t)$. Funkcje przejścia regulatora maja postać.:

$$G_{r\,id}(s) = K_r$$

$$G_{r\,rz}(s) = \frac{K_r}{Ts+1}$$

Dane liczbowe:

$K_r = 5$ [V/V]

$T = 0{,}1$ [s]

$A = 0{,}3$ [V]

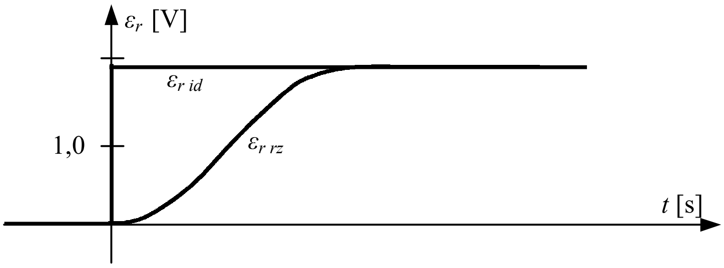
Idealny regulator P zachowuje się tak jak człon proporcjonalny. Charakterystykę czasową takiego członu przedstawia zależność

$\varepsilon_{r\,id}(t) = AK_r = 1{,}5$ [V]

Rzeczywisty regulator P zachowuje się tak jak człon inercyjny pierwszego rzędu. Charakterystykę takiego członu przedstawia zależność

$$\varepsilon_{r\,rz}(t) = AK_r\left(1 - e^{-\frac{t}{T}}\right) = 1{,}5\left(1 - e^{-10t}\right)[V]$$

Obie charakterystyki czasowe zestawiono na rysunku 10.3, z którego wynika, że działanie regulatora rzeczywistego pokrywa się z działaniem idealnego dopiero po upływie czasu równego czterem stałym czasowym.



Rys. 10.3

Przykład 10.2.

Wyznaczyć charakterystyki czasowe idealnego i rzeczywistego regulatora PID, poddanego działaniu skokowego sygnału uchybu $\varepsilon = A1(t)$. Funkcje przejścia regulatora mają postać:

$$G_{r\,id}(s) = K_r\left(1 + T_d s + \frac{1}{T_i s}\right)$$

$$G_{r\,rz}(s) = \frac{K_r}{Ts + 1}\left(1 + \frac{T_d s}{\frac{T_d}{\alpha_d}s + 1} + \frac{1}{T_i s}\right)$$

Dane liczbowe:

$A = 0{,}5$ [V]

$K_r = 1{,}0$ [$^{\mathrm{V}}/_{\mathrm{V}}$]

$T_d = 0{,}4$ [s]

$T_i = 4$ [s]

$T = 0{,}2$ [s]

$\alpha_d = 10$

Charakterystykę czasową regulatora idealnego wyznaczymy ze wzoru

$$\varepsilon_{r\,id}(t) = AK_r\left[1 + T_d\delta(t) + \frac{t}{T_i}\right] = 0{,}5[1 + 0{,}4\delta(t) + 0{,}25t][V]$$

Dla wyznaczenia charakterystyki regulatora rzeczywistego zapiszemy jego funkcję przejścia w postaci

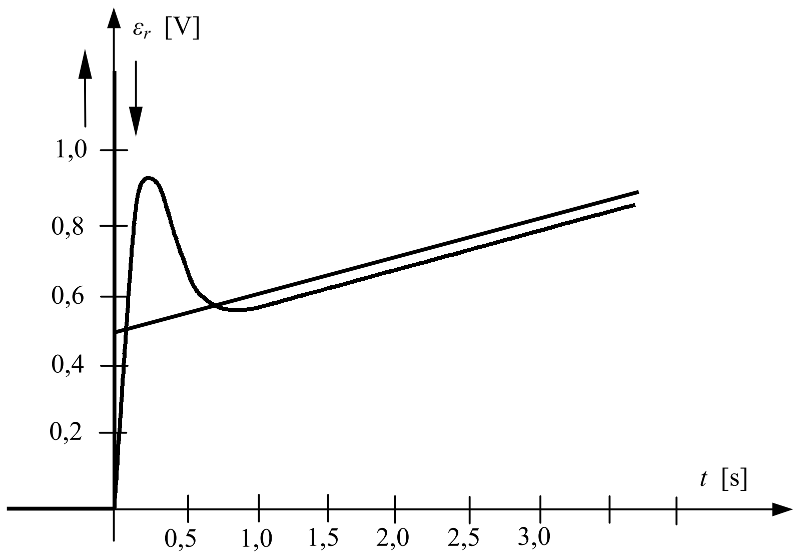
$$G_{r\,rz}(s)=\frac{K_r}{T_i s(Ts+1)}+\frac{K_r}{Ts+1}\left(1+\frac{T_d s}{\dfrac{T_d}{\alpha_d}s+1}\right)$$

Pierwszy składnik powyższej sumy jest funkcją przejścia rzeczywistego regulatora I, drugi składnik jest funkcją przejścia rzeczywistego regulatora PD, w związku z tym z zasady superpozycji otrzymamy

$$\varepsilon_{r\,rz}(t)=AK_r\frac{T}{T_i}\left[\frac{t}{T}-\left(1-e^{-\frac{t}{T}}\right)\right]+AK_r\left[1+\left(\frac{T_d}{T-\dfrac{T_d}{\alpha_d}}-1\right)e^{-\frac{t}{T}}-\frac{T_d}{T-\dfrac{T_d}{\alpha_d}}e^{-\frac{\alpha_d t}{T_d}}\right]=$$

$$=0{,}025\left[5t-\left(1-e^{5t}\right)\right]+0{,}5\left[1+1{,}5e^{-5t}-2{,}5e^{-25t}\right]$$

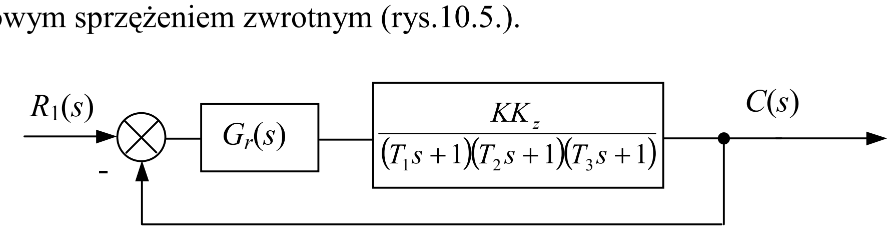
Obie charakterystyki czasowe zestawiono na rysunku 10.4.



Rys. 10.4

10.2. Synteza parametryczna regulatorów

Przykład 10.4.
Dany jest układ regulacji, którego schemat blokowy sprowadzono do postaci z jednostkowym sprzężeniem zwrotnym (rys.10.5.).



Rys. 10.5

Dobrać wartości stałych czasowych następujących regulatorów, przeznaczonych do współpracy z obiektem regulacji występującym w schemacie blokowym:

a) regulatora PI $\quad G_r(s) = K_r\left(1 + \frac{1}{T_i s}\right)$

b) członu korekcyjnego PI $\quad G_r(s) = K_r \frac{T_i s + 1}{\alpha T_i s + 1}$

c) regulatora PD $\quad G_r(s) = K_r (T_d s + 1)$

d) członu korekcyjnego PD $\quad G_r(s) = \frac{K_r}{\alpha} \frac{T_d s + 1}{\frac{T_d}{\alpha} s + 1}$

e) regulatora PID $\quad G_r(s) = K_r\left(1 + T_d s + \frac{1}{T_i s}\right)$

f) członu korekcyjnego PID $\quad G_r(s) = K_r \frac{(T_i s + 1)(T_d s + 1)}{(\alpha T_i s + 1)\left(\frac{T_d}{\alpha} s + 1\right)}$

Przyjąć wartości stałych czasowych i wzmocnień obiektu regulacji

$T_1 = 0{,}5$ [s]
$T_2 = 1$ [s]
$T_3 = 2$ [s]
$KK_Z = 5$

Kryteria stosowane dla oceny jakości pracy oraz dla syntezy układów regulacji można podzielić na dwie grupy:

1. Kryteria pozwalające na wyznaczenie współczynnika wzmocnienia i stałych czasowych regulatora, mianowicie:
   – kryterium optymalnego modułu,
   – całkowy wskaźnik jakości.
2. Kryteria pozwalające tylko na wyznaczenie współczynnika wzmocnienia regulatora, mianowicie:
   – kryterium amplitudy rezonansowej w zastosowaniu do nomogramów Halla i Blacka,
   – kryterium zapasu wzmocnienia i fazy,
   – kryterium miejsca geometrycznego pierwiastków,
   – kryterium stabilności aperiodycznej,
   – całkowy wskaźnik jakości zastosowany w sposób uproszczony.

W związku z powyższym, w przypadku zastosowania któregokolwiek kryterium z drugiej grupy, należy wstępnie i możliwie dobrze przyjąć wartości stałych czasowych regulatora. Zasady doboru tych stałych, mające uzasadnienie praktyczne są przedmiotem tego zadania.

1. Stała czasowa regulatora PI

Rozważmy funkcję przejścia w układzie otwartym skorygowanym, zapisaną w postaci:

$$H(s)G(s) = G_r(s)G_{ob}(s) = \frac{K_r KK_Z}{T_i} \frac{T_i s + 1}{s(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)(T_3 s + 1)}$$

O niezadowalających własnościach dynamicznych układu regulacji w dużym stopniu decydują duże stałe czasowe mianownika funkcji przejścia w układzie otwartym. Można zatem postarać się o skompensowanie działania największej z tych stałych drogą doboru odpowiedniej stałej T_i. Matematycznie kompensacja sprowadza się do skracania identycznych wielomianów zmiennej s w liczniku i mianowniku funkcji przejścia w układzie otwartym. Można zatem napisać:

$T_i = T_{\text{max mianownika obiektu}}$

W rozpatrywanym przypadku mamy

$T_i = T_3 = 2$ [s]

a funkcja przejścia po korekcji przyjmie postać

$$H(s)G(s) = \frac{K_r K K_z}{T_i} \frac{1}{s(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)} = K_r \frac{5}{2} \frac{1}{s(0{,}5s + 1)(s + 1)}$$

2. Stałe czasowe członu korekcyjnego PI

Weźmy pod uwagę funkcje przejścia w układzie otwartym skorygowanym

$$H(s)G(s) = K_r K K_z \frac{T_i s + 1}{(\alpha T_i s + 1)(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)(T_3 s + 1)}$$

Zadaniem członu korekcyjnego PI jest zastąpienie regulatora PI, a więc przybliżona realizacja działania proporcjonalno-całkującego. Jest ono wykonalne wtedy, gdy stała czasowa αT_i jest odpowiednio duża w porównaniu z pozostałymi stałymi czasowymi obiektu, czyli gdy

$\alpha T_i >> T_{\text{max mianownika obiektu}}$

Warunek ten pozwala na uproszczony zapis funkcji przejścia w układzie otwartym

$$H(s)G(s) \approx \frac{K_r K K_z}{\alpha T_i} \frac{T_i s + 1}{s(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)(T_3 s + 1)}$$

Praktyczne zastosowanie wymienionego wyżej warunku, dla zbyt dużej wartości stałej T_i, może doprowadzić do nadmiernego wydłużenia czasu regulacji. Ze względu na ten czas należałoby się posłużyć warunkiem przeciwnym

$\alpha T_i << T_{\text{max mianownika obiektu}}$

Decydując się zatem na kompromisowe rozwiązanie problemu przyjmujemy

$\alpha T_i = 5T_{\text{max mianownika obiektu}}$

Ponadto, przybliżone działanie całkujące uwidacznia się wtedy, gdy stałe αT_i oraz T_i różnią się znacznie od siebie. Ten kolejny warunek realizuje się przyjmując najczęściej

$\alpha = 10$

Tak więc w rozpatrywanym przypadku otrzymamy

$\alpha T_i = 5T_3 = 10$ [s]

czyli

$T_i = 1$ [s]

a funkcja przejścia po korekcji przyjmie postać

$$H(s)G(s) = K_r K K_z \frac{T_i s + 1}{(\alpha T_i S + 1)(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)(T_3 s + 1)} =$$

$$= 5K_r \frac{1}{(10s + 1)(0{,}5s + 1)(2s + 1)}$$

3. Stałe czasowe regulatora PD

Funkcja przejścia w układzie otwartym skorygowanym jest obecnie równa

$$H(s)G(s) = K_r K K_z \frac{T_d s + 1}{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)(T_3 s + 1)}$$

Kompensujące działanie regulatora wystąpi wyraźnie, gdy jego stałą czasową dobierzemy tak jak da regulatora PI

$T_d = T_{\text{max mianownika obiektu}}$

Tak więc otrzymamy

$$T_d = T_3 = 2\ [s]$$

oraz

$$H(s)G(s) = K_r KK_z \frac{1}{(T_1 s+1)(T_2 s+1)} = K_r \cdot 5 \frac{1}{(0{,}5s+1)(s+1)}$$

W analogiczny sposób można dobrać stałą czasową regulatora rzeczywistego o znanym współczynniku α_d.

4. Stałe czasowe członu korekcyjnego PD

Funkcja przejścia w układzie otwartym ma postać po korekcji

$$H(s)G(s) = \frac{K_r KK_z}{\alpha} \frac{T_d s+1}{\left(\frac{T_d}{\alpha} s+1\right)(T_1 s+1)(T_2 s+1)(T_3 s+1)}$$

Kompensujące działanie członu korekcyjnego wystąpi wyraźnie przy takim samym warunku jak dla regulatora PD

$$T_d = T_{\text{max mianownika obiektu}}$$

Ponadto przybliżone działanie różniczkującego członu uzyskamy wtedy, gdy stała czasowa T_d/α będzie możliwie mała. Warunek ten osiąga się przyjmując najczęściej

$\alpha = 10$

Tak więc otrzymamy

$$T_d = T_3 = 2\ [s]$$
$$T_d/\alpha = 0{,}2\ [s]$$

oraz

$$H(s)G(s) = K_r \frac{KK_z}{\alpha} \frac{1}{\left(\frac{T_d}{\alpha} s+1\right)(T_1 s+1)(T_2 s+1)} =$$
$$= K_r \frac{5}{10} \frac{1}{(0{,}2s+1)(0{,}5s+1)(s+1)}$$

5. Stałe czasowe regulatora PID

Funkcja przejścia w układzie otwartym skorygowanym ma postać

$$H(s)G(s) = K_r KK_z \left(1 + T_d s + \frac{1}{T_i s}\right) \frac{1}{(T_1 s+1)(T_2 s+1)(T_3 s+1)}$$

lub po sprowadzeniu do wspólnego mianownika

$$H(s)G(s) = \frac{K_r KK_z}{T_i} \frac{T_i T_d s^2 + T_i s + 1}{s(T_1 s+1)(T_2 s+1)(T_3 s+1)}$$

Praktyczne zastosowania regulatorów PID oraz dobór ich stałych czasowych np. metodą modelowania analogowego prowadzą do wniosku, że między stałymi czasowymi powinna zachodzić nierówność

$$T_i > T_d$$

Dla przeprowadzenia rozkładu trójmianu kwadratowego w liczniku $H(s)G(s)$ na czynniki pierwszego stopnia zapiszemy tę nierówność w postaci

$$T_i = \beta T_d$$

gdzie: $\beta > 1$

Wtedy otrzymamy

$$\beta T_d^2 s^2 + \beta T_d s + 1 = 0$$

Wyróżnik ma zatem postać

$$\Delta = \beta^2 T_d^2 - 4\beta T_d^2 = T_d^2 \beta(\beta - 4)$$

Mając na uwadze kompensację największej stałej czasowej mianownika $H(s)G(s)$ za pomocą rzeczywistego czynnika w liczniku, rozważymy tylko te wartości β, dla których $\Delta \geq 0$. W związku z tym rzeczywiste pierwiastki równania kwadratowego będą równe

$$s_1 = \frac{-\beta - \sqrt{\beta(\beta - 4)}}{2\beta T_d}$$

$$s_2 = \frac{-\beta + \sqrt{\beta(\beta - 4)}}{2\beta T_d}$$

przy czym

$$\beta \geq 4$$

Wobec tego otrzymamy następujący wynik rozkładu na czynniki:

$$\beta T_d^2 s^2 + \beta T_d s + 1 = \beta T_d^2 (s - s_1)(s - s_2) = \beta T_d^2 (-s_1)(-s_2)(T_{r1}s + 1)(T_{r2}s + 1) =$$
$$= (T_{r1}s + 1)(T_{r2}s + 1)$$

gdzie:
$$T_{r1} = -\frac{1}{s_1} = \frac{2\beta T_d}{\beta + \sqrt{\beta(\beta - 4)}} = \gamma_1 T_d$$

$$T_{r2} = -\frac{1}{s_2} = \frac{2\beta T_d}{\beta - \sqrt{\beta(\beta - 4)}} = \gamma_2 T_d$$

Wyniki obliczeń współczynników γ_1 i γ_2 dla kilku wartości β zebrano w tabeli 10.3.

Tabela 10.3.

β	4	6	8	10
γ_1	2	1,27	1,17	1,13
γ_2	2	4,73	6,83	8,87

Aby w układzie skorygowanym nie zostawiać dużych stałych czasowych, wpływających na wydłużenie czasu regulacji, do korekcji wykorzystamy stałą czasową T_{r2} wynikającą z dużej wartości współczynnika γ_2. W związku z tym przyjmiemy następującą regułę doboru stałych czasowych regulatora.

$8{,}87\ T_d = T_{\text{max mianownika obiektu}}$

$T_i = 10\ T_d$

Reguła ta pozwoli na zapisanie funkcji przejścia regulatora w postaci

$$G_r(s) = K_r\left(1 + T_d s + \frac{1}{T_i s}\right) = K_r \frac{1}{10 T_d s}(1{,}13 T_d s + 1)(8{,}87 T_d s + 1)$$

W rozpatrywanym przypadku otrzymamy:

$$T_d = \frac{T_3}{8{,}87} = 0{,}22[s]$$

$$T_i = 10 T_d = 2{,}2[s]$$

Wtedy funkcja przejścia regulatora będzie równa

$$G_r(s) = \frac{K_r}{2{,}2s}(0{,}25s + 1)(2s + 1)$$

Wobec tego funkcja przejścia w układzie otwartym skorygowanym przyjmie ostateczną postać

$$H(s)G(s)=\frac{K_r KK_z}{2{,}2}\frac{(0{,}25s+1)}{s(0{,}5s+1)(s+1)}$$

W analogiczny sposób można dobrać stałe czasowe regulatora rzeczywistego o znanym współczynniku α_d.

6. Stałe czasowe członu korekcyjnego PID

Funkcja przejścia w układzie otwartym skorygowanym ma obecnie postać

$$H(s)G(s)=K_r KK_z\frac{(T_i s+1)(T_d s+1)}{(\alpha T_i s+1)\left(\frac{T_d}{\alpha}s+1\right)(T_1 s+1)(T_2 s+1)(T_3 s+1)}$$

Przed przystąpieniem do doboru stałych czasowych uszeregujemy dominujące stałe czasowe mianownika w kolejności malejących wartości

$T_{\max 1}$, $T_{\max 2}$

na przykład

$T_{\max 1} = 2$ [s], $\qquad T_{\max 2} = 1$ [s]

Mając na uwadze kompensację dominującego czynnika w mianowniku $H(s)G(s)$ i jednocześnie realizację przybliżonego działania całkującego, prowadzącego do co najwyżej niedużych zmian czasu regulacji, przyjmiemy następujący sposób postępowania:

$T_d = T_{\max 1 \text{ mianownika obiektu}}$

$\alpha T_i = 5\ T_{\max 2 \text{ mianownika obiektu}}$

$\alpha = 10$

W rozpatrywanym przypadku otrzymamy

$T_{\max 1} = T_3 = 2$ [s]

$T_{\max 2} = T_2 = 1$ [s]

a zatem

$T_d = T_3 = 2$ [s]

$\alpha T_i = 5\ T_2 = 5$ [s]

czyli

$T_i = 0{,}5$ [s]

Wobec czego funkcja przejścia będzie równa

$$H(s)G(s)=K_r KK_z\frac{(T_i s+1)(T_d s+1)}{(\alpha T_i s+1)\left(\frac{T_d}{\alpha}s+1\right)(T_1 s+1)(T_2 s+1)(T_3 s+1)}=$$

$$=K_r\cdot 5\frac{1}{(5s+1)(s+1)(0{,}2s+1)}$$