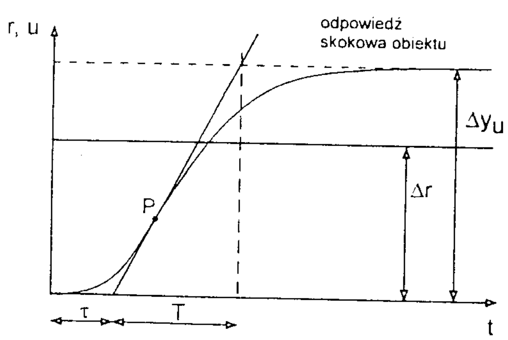
4.2 Identyfikacja typowych obiektów regulacji

Identyfikacja obiektu sterowania polega na stworzeniu modelu i określeniu jego parametrów (współczynników) na podstawie obserwacji. Najprostszą i najbardziej rozpowszechnioną w automatyce metodą identyfikacji obiektu jest analiza odpowiedzi obiektu na ściśle określone (i znane) wymuszenie. Podając na wejście obiektu określone sygnały testowe można określić, w zależności od potrzeb, charakterystyki statyczne, dynamiczne, bądź częstotliwościowe obiektu. Typowymi sygnałami testowymi są: skok jednostkowy, skok prędkości (wymuszenie liniowe), sygnał prostokątny, wymuszenie trójkątne, wymuszenie trapezowe, wymuszenie sinusoidalne czy też wymuszenie prostokątne.

Najprostszym sposobem określenia transmitancji obiektu jest aproksymowanie jego nieznanej transmitancji odpowiednią znaną transmitancją (np. dającą podobną odpowiedź skokową jak oryginalny obiekt). Jeżeli odpowiedź skokowa obiektu jest zbliżona do odpowiedzi obiektu wieloinercyjnego, to transmitancję takiego obiektu można przybliżyć transmitancją obiektu jednoinercyjnego z opóźnieniem (metoda Küpfmüllera) lub transmitancją obiektu wieloinercyjnego rzędu *n* (metoda Strejca). Jeśli natomiast odpowiedź obiektu jest zbliżona do odpowiedzi obiektu całkującego z inercją, to transmitancję takiego obiektu można przybliżyć transmitancją obiektu całkującego (idealnego) z opóźnieniem. Bardziej popularne (ze względu na łatwość stosowania) są metody przybliżania obiektów wyższych rzędów obiektami pierwszego rzędu z opóźnieniem.

Aproksymacja układu modelem inercyjnym I rzędu z opóźnieniem (metoda Küpfmüllera)



Rys. 4.9. Aproksymacja modelem inercyjnym I rzędu z opóźnieniem.

Na rys.4.9 pokazano sposób graficznego wyznaczania współczynników transmitancji aproksymującej w postaci:

$$G_m(s) = \frac{k}{Ts+1}e^{-\tau s}, \tag{4.27}$$

gdzie $k = \Delta y_u / \Delta r$.

Współczynniki T i τ odczytuje się z wykresu prowadząc prostą styczną w *punkcie przegięcia* P odpowiedzi skokowej obiektu. Wzmocnienie k określa się jako $k = \Delta y_u / \Delta r$.

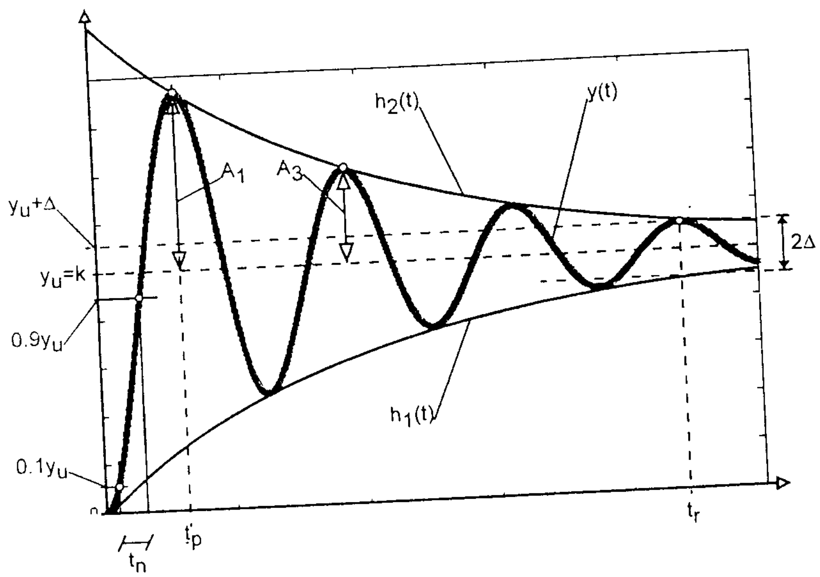
Układy oscylacyjne

W najprostszym przypadku układ oscylacyjny jest układem liniowym drugiego rzędu. Opisuje go wówczas transmitancja (4.32).

$$G(s) = \frac{k}{T_n^2 s^2 + 2\xi T_n s + 1}, \quad T_n = \frac{1}{\omega_n} \tag{4.32}$$

gdzie T_n - okres drgań własnych, ω_n - pulsacja własna, ξ - współczynnik tłumienia.

Warunkiem wystąpienia w tym układzie oscylacji jest $-1 < \xi < 1$. Sytuacji, gdy $\xi < 0$ (ujemne tłumienie) odpowiada pobudzanie drgań w u kładzie - amplituda tych drgań narasta do nieskończoności (teoretycznie). Praktyczne zastosowanie ma przypadek, gdy drgania są tłumione $0 < \xi < 1$. Dla $\xi \geq 1$ drgania w układzie nie wystąpią, a układ z układu oscylacyjnego drugiego rzędu stanie się układem dwuinercyjnym. Dla $\xi = 1$ w układzie występują przebiegi aperiodyczne-krytyczne (najszybsze z możliwych, ale jeszcze bez przeregulowania).



Rys. 4.14. Odpowiedź skokowa układu oscylacyjnego drugiego rzędu.

Na rysunku 4.14 przedstawiono przebieg odpowiedzi układu oscylacyjnego drugiego rzędu na wymuszenie skokowe - krzywa *y(t)*. Jeśli transmitancja obiektu jest dana wzorem (4.32), to wzór opisujący odpowiedź skokową będzie miał postać:

$$y(t) = k\left[1 - \frac{e^{-\frac{\xi}{T_n}t}}{\sqrt{1-\xi^2}}\sin\left(\underbrace{\frac{\sqrt{1-\xi^2}}{T_n}}_{\omega}t + \underbrace{arctg\frac{\sqrt{1-\xi^2}}{\xi}}_{\varphi}\right)\right]\mathbf{1}(t) \tag{4.33}$$

Współczynnik tłumienia jest dodatni ($0 < \xi < 1$) zatem amplituda oscylacji sygnału wyjściowego maleje. Odbywa się to wzdłuż obwiedni $h_1(t)$, $h_2(t)$ (4.34). Po odpowiednio długim czasie sygnał wyjściowy osiągnie wartość ustaloną $y_u(t) = k\mathbf{1}(t)$.

Przykład 6

Dany jest układ regulacji o transmitancji zastępczej $G(s)$. Na wejście układu podano wymuszenie skokowe $w(t) = 0.5 \cdot 1(t)$.

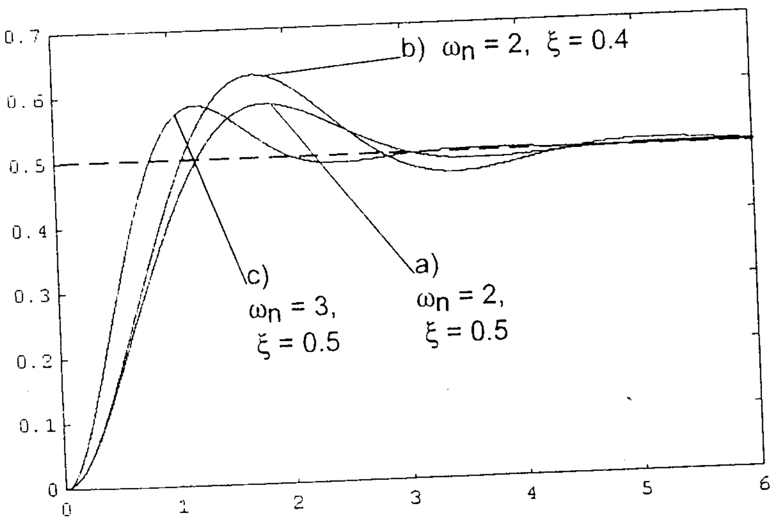
a) $G(s) = \dfrac{4}{s^2 + 2s + 4}$ b) $G(s) = \dfrac{4}{s^2 + 1.6s + 4}$ c) $G(s) = \dfrac{9}{s^2 + 3s + 9}$

Dla a, b, c obliczyć czas regulacji 2%, przeregulowanie, czas narastania oraz naszkicować przebieg odpowiedzi układu w czasie.

Rozwiązanie:

	ω_n	ξ	$p_{\%}$	$t_{r2\%}$	t_n
a)	2	5	16.3	4	0.9
b)	2	4	25.4	5	0.9
c)	3	5	16.3	2.7	0.6

Współczynnik tłumienienia ξ oraz pulsację własną ω_n dla poszczególnych przypadków określić można na podstawie wzoru (4.32), zaś przeregulowanie oraz czas narastania na podst. wzorów (4.35) i (4.38).



Rys. 4.15. Odpowiedzi skokowe obiektów z *Przykładu 6.*

Widać zatem, iż zwiększenie pulsacji własnej układu przy niezmienionym tłumieniu powoduje, że układ staje się szybszy przy niezmienionym przeregulowaniu. Zwiększenie współczynnika tłumienia przy niezmienionej pulsacji własnej układu zmniejsza wartość przeregulowania przy nieznacznym spowolnieniu reakcji układu (zob. rys. 4.15).

Dobór regulatora i jego nastaw

Typ regulatora. Wybierając typ regulatora dla określonego obiektu należy unikać tworzenia układów strukturalnie niestabilnych, tzn. takich, dla których nie istnieją nastawy regulatora zapewniające stabilność w układzie. Przykładem układu strukturalnie niestabilnego może być układ z obiektem astatycznym i regulatorem całkującym. W tabeli 4.5 zostały zebrane wskazówki dotyczące doboru algorytmu regulatora ze względu na typ obiektu regulacji i rodzaj regulacji. Typ obiektu można określić np. analizując jego odpowiedź skokową.

Tabl. 4.5. Dobór typu regulatora.

Typ obiektu	Typ regulatora dla regulacji zakłóceń	Typ regulatora dla regulacji nadążnej
astatyczny 1-go rzędu (całkujący)	**PI** (ew. P)	**P**
proporcjonalny (wzmacniacz)	**I** (ew. P)	**P**
jednoinercyjny (inercyjny 1-go rzędu)	**PI** (ew. P lub I)	**PD** (ew. P)
astatyczny wyższych rzędów	**PID** (ew. PI lub P)	**PD**
wieloinercyjny	**PID** (ew. PI lub P)	**PID** (ew. PI)
z opóźnieniem	**PI** (ew. I)	**PI** (ew. I)

Ogólne zasady wyboru rodzaju regulatora można sformułować następująco:

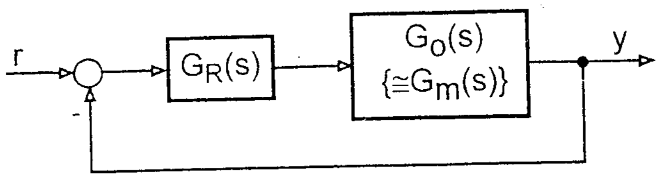
- regulator **PI** zapewnia dobrą jakość regulacji przy zakłóceniach o małych częstotliwościach oraz zapewnia zerowy uchyb ustalony na wymuszenie skokowe,
- regulator **PD** zapewnia szersze pasmo regulacji niż PI (układ jest szybszy), ale gorsza jest jakość regulacji przy zakłóceniach o małych częstotliwościach,
- regulator **PID** łączy w sobie cechy obu wyżej wymienionych regulatorów.

Tabl. 4.6. Nastawy regulatorów przy zmianach wartości zadanej.

Obiekt statyczny (jednoinercyjny z opóźnieniem): $G_o(s) = \frac{k_o}{T_z s + 1} e^{-\tau s}$; $\beta = \frac{k_o K_p \tau}{T_z}$		
Regulator	Przebieg z 2...5% przeregulowaniem min t_r, min I_1	Przebieg z 20% przeregulowaniem min I_3
P	$\beta = 0.3$	$\beta = 0.7$
PI	$\beta = 0.35$, $T_I = 1.2 \cdot \tau$	$\beta = 0.6$, $T_I = 1.0 \cdot \tau$
PID	$\beta = 0.6$, $T_I = 1.0 \cdot \tau$, $T_D = 0.5 \cdot \tau$	$\beta = 0.95$, $T_I = 1.35 \cdot \tau$, $T_D = 0.47 \cdot \tau$

Nastawy regulatora. O doborze nastaw regulatora decydują własności dynamiczne obiektu, algorytm samego regulatora oraz wymagania co do przebiegu dynamicznego w układzie regulacji. Poniżej w tabelach przedstawiono wartości optymalnych nastaw regulatorów w oparciu o kryteria całkowe. Nastawy regulatorów zostały zgromadzone ze względu na rodzaj obiektu, z którym regulator ma współpracować.

Przykład 8



Rys. 4.24. Układ regulacji z *Przykładu 8*

W *Przykładzie 5* dokonano aproksymacji obiektu regulacji modelem inercyjnym I rzędu z opóźnieniem. Otrzymana transmitancja modelująca ma postać:

$$G_m(s) = \frac{1.5}{4.53s+1}e^{-2.27s}.$$

Należy obecnie dla regulatora PI dobrać nastawy a) według zaleceń Zieglera Nicholsa, b) tak, by w układzie przy zmianie wartości zadanej występowało 20% procentowe przeregulowanie, c) tak, by przy kompensacji zakłoceń występowało 20% przeregulowanie.

Rozwiązanie

(a) - tabl.4.8	(b) - tabl.4.6	(c) - tabl.4.7
$\underline{K_p} = 0.8\frac{4.53}{1.5\cdot 2.27} = \underline{1.06}$ $\underline{T_I} = 3\cdot 2.27 = \underline{6.81}$	$\begin{cases} 0.6 = \frac{1.5k_p 2.27}{4.53} \to \underline{K_p = 0.8} \\ \underline{T_I = 2.27} \end{cases}$	$\begin{cases} 0.7 = \frac{1.5k_p 2.27}{4.53} \to \underline{K_p = 0.93} \\ \underline{T_I} = 2.27 + 0.3\cdot 4.53 = \underline{3.63} \end{cases}$

Metoda cyklu granicznego. Innym sposobem doboru nastaw regulatora w układach regulacji jednoobwodowej jest metoda cyklu granicznego Zieglera-Nicholsa. Metoda ta oparta jest na analizie charakterystyki częstotliwościowej obiektu (w jednym punkcie). Sposób postępowania jest następujący:

- regulator zainstalowany w układzie regulacji automatycznej należy nastawić na działanie proporcjonalne (tzn. wyłączyć część całkującą $T_I = \infty$ oraz część różniczkującą $T_D = 0$),
- zwiększając stopniowo wzmocnienie K_P regulatora doprowadzamy układ regulacji do granicy stabilności (tzn. aż na wyjściu powstaną oscylacje niegasnące), skąd określamy k_{kr},
- odczytujemy okres drgań niegasnących T_{kr} (na granicy stabilności),
- zalecane nastawy regulatora przedstawione zostały w tabeli 4.9.

Uzyskane w ten sposób nastawy nie są optymalne, lecz są wystarczająco dobre z praktycznego punktu widzenia. Ze względu na swą prostotę i skuteczność metoda ta jest często stosowana w praktyce (ew. z pewnymi modyfikacjami, np. metoda drgań przekaźnikowych Äströma). Nastawy Zieglera-Nicholsa zmierzają do zapewnienia zapasu modułu równego 2.

Tabl. 4.9. Nastawy regulatora dla metody cyklu granicznego.

Regulator	Nastawy Zieglera-Nicholsa
P	$K_p = 0.5\cdot k_{kr}$
PI	$K_p = 0.45\cdot k_{kr}$, $T_I = 0.85\cdot T_{kr}$
PID	(1) $K_p = 0.65\cdot k_{kr}$, $T_I = 0.50\cdot T_{kr}$, $T_D = 0.12\cdot T_{kr}$ (2) $K_p = 0.20\cdot k_{kr}$, $T_I = 0.33\cdot T_{kr}$, $T_D = 0.50\cdot T_{kr}$