

Politechnika Lubelska

Katedra Automatyki i Metrologii

Laboratorium

**Automatyki i Regulacji
Automatycznej**

ELEKTROTECHNIKA

Ćwiczenie nr 4

**Temat: Synteza układu automatycznej
regulacji z regulatorem PID**

4.1 Wstęp

Celem ćwiczenia jest zapoznanie się z przybliżonymi metodami doboru nastaw regulatora PID pracującego w klasycznym układzie z ujemnym sprzężeniem zwrotnym przy spełnieniu przez układ zadanych właściwości.

Ćwiczenie obejmuje:

- dobór optymalnych nastaw regulatora (uproszczona synteza parametryczna),
- ocenę jakości regulacji z wykorzystaniem dobranych nastaw.

Ćwiczenie wykonywane jest metodą symulacyjną wykorzystującą środowisko MATLAB-SIMULINK lub LabVIEW

4.2 Podstawy teoretyczne

W ćwiczeniu rozpatrywane będą zagadnienia dotyczące *syntezy* (projektowania) układu regulacji automatycznej. Zagadnienie syntezy regulacji obejmuje dobranie struktury układu regulacji oraz *typu i nastaw* (parametrów) regulatora. Dane wejściowe zagadnienia syntezy obejmują:

- model matematyczny obiektu regulacji (otrzymywany w wyniku *identyfikacji*),
- zadanie układu regulacji i wskaźniki jakości,
- charakter zakłóceń mogących działać na układ (mieralne, losowe),
- ograniczenia dotyczące sygnałów wymuszających (np. mocy wzmacniacza).

W praktyce przyjmuje się szereg uproszczeń dotyczących zarówno modeli matematycznych obiektów jak i sformułowania wskaźników jakości regulacji i struktur regulatorów.

Zadaniem syntezy jest wyznaczenie równania optymalnego regulatora jak najlepiej spełniającego przyjęte kryteria jakości regulacji. Istotnym punktem syntezy jest więc przyjęcie wskaźnika (kryterium) jakości regulacji.

Kryteria jakości można podzielić na kilka grup:

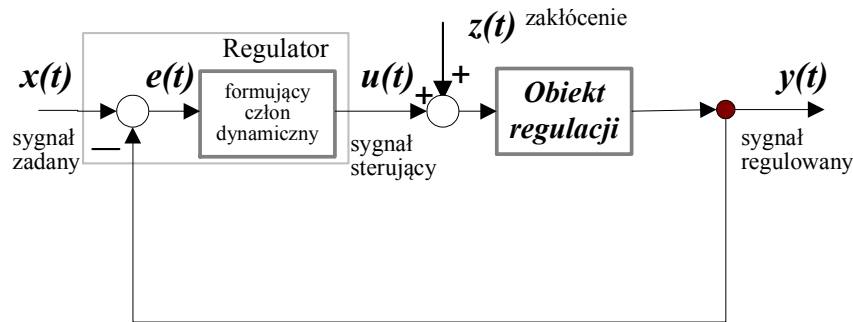
- kryteria związane z oceną parametrów charakterystyki skokowej,
- kryteria związane z oceną parametrów charakterystyk częstotliwościowych,
- kryteria dotyczące rozkładu zer i biegunów transmitancji układu zamkniętego,
- kryteria całkowite.

Wymienione grupy kryteriów są ze sobą ściśle powiązane (np. częstotliwościowa charakterystyka widmowa jest transformatą Fouriera czasowej charakterystyki impulsowej).

Wybór określonego kryterium wynika zazwyczaj z rodzaju zadania regulacji, pracochłonności obliczeń, możliwości pomiarowych itp. Jest on uwarunkowany rozpatrywanym problemem – duża liczba różnych kryteriów pozwala wybrać ocenę najodpowiedniejszą dla syntezy konkretnego układu regulacji.

4.3 Regulacja PID

Schemat typowego układu regulacji został przedstawiony na rys. 4.1. Rolą regulatora jest zapewnienie pożądanego przebiegu sygnału wyjściowego z obiektu poprzez przetwarzanie (według zadanego algorytmu) sygnału sprzężenia zwrotnego i sygnału zadanego (najczęściej ich różnicy, czyli uchybu regulacji) i wytwarzanie sygnału sterującego obiektem.



Rys. 4.1. Schemat blokowy układu regulacji

Obecnie w zastosowaniach przemysłowych wykorzystywane są regulatory mikroprocesorowe, które zawierają wersje algorytmów PID, tzn. realizują kombinację działania proporcjonalnego P, całkującego I i różniczkującego D na drodze programowej formujący człon dynamiczny

Zależność sygnału wyjściowego $u(t)$ analogowego regulatora PID od uchybu regulacji $e(t)$ przedstawia się następującym wzorem:

$$u(t) = K_p \left[e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(\tau) d\tau + T_d \frac{de(t)}{dt} \right] + U_0, \quad (4.1)$$

gdzie:

K_p - współczynnik proporcjonalności (wzmocnienie),

T_i - czas zdwojenia (stała całkowania),

T_d - czas wyprzedzania (stała różniczkowania)

$e(t)$ - uchyb regulacji (różnica między wartością zadana a wartością mierzona)

$u(t)$ - wielkość wyjściowa regulatora (sygnał sterujący),

U_0 - początkowa wartość całki (dla PI, PID).

W regulatorze cyfrowym informacja o aktualnej wartości uchybu regulacji jest pobierana co okres próbkowania T_p i co ten sam okres aktualizowana jest wartość sygnału wyjściowego regulatora. Zależność (4.1) należy więc zastąpić odpowiednim równaniem różnicowym.

Dla składowej proporcjonalnej wartość sygnału wyjściowego w n-tym okresie próbkowania wynosi:

$$u_p(n) = K_p \cdot e(n) \quad (4.2)$$

Dla części całkującej obliczanie pola powierzchni pod przebiegiem uchybu regulacji można w najprostszym przypadku zastąpić sumowaniem pól prostokątów:

$$u_i(n) = K_p \frac{T_p}{T_i} \sum_{i=0}^{n-1} e(i) + U_0, \quad (4.3)$$

Przy realizacji całkowania w regulatorze należy zwrócić uwagę na zapobieganie zjawisku nasycenia. Przy dużych uchybach regulacji lub przy szybkich zmianach uchybu regulacji sygnał wyjściowy regulatora przechodzi w jedno ze skrajnych położen i wtedy nawet po zmianie znaku uchybu regulacji sygnał wejściowy przez pewien czas nie zmienia się. Aby temu przeciwdziałać można np. zatrzymać całkowanie w przypadku przekroczenia przez sygnał wyjściowy jednego ze skrajnych wartości (*anti-reset windup*).

Część różniczkująca regulatora może być w najprostszym przypadku zrealizowana według następującej zależności:

$$u_D(n) = K_p \frac{T_d}{T_p} [e(n) - e(n-1)] \quad (4.4)$$

W celu ograniczenia wpływu szumów o dużych częstotliwościach, które po przejściu przez element różniczkujący mogłyby poważnie zakłócać układ regulacji, cyfrowy element różniczkujący upodabnia się do analogowego poprzez dodanie elementu iteracyjnego (filtru dolnoprzepustowego) dolnoprzepustowego następującej transmitancji operatorowej:

$$K_d(s) = \frac{sT_d}{1 + s\frac{T_d}{d}}, \quad (4.5)$$

Po uwzględnieniu powyższej transmitancji oraz przekształceniu można otrzymać następujące równanie różnicowe dla składowej różniczkowej:

$$u_D(n) = \left(1 - \frac{dT_p}{Td}\right) \cdot u_D(n-1) + K_p d [e(n) - e(n-1)], \quad (4.6)$$

gdzie:

T_d – stała różniczkowania,

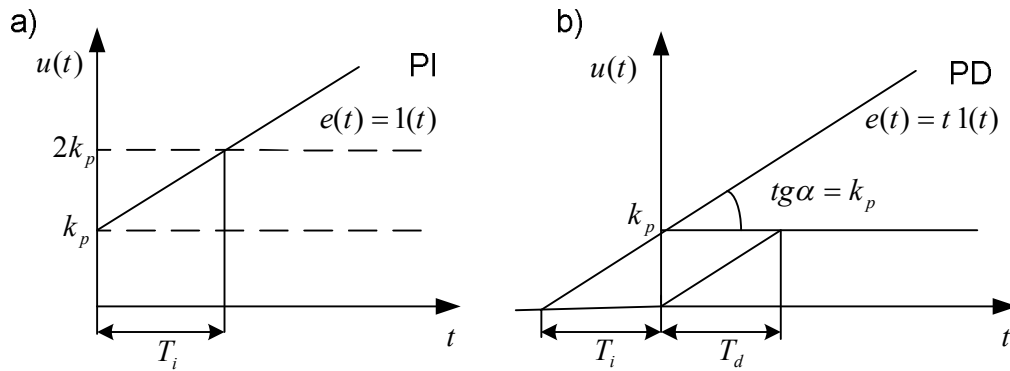
T_d/d – stała inercji (d- współczynnik podziału)

Regulator PID opisany równaniem różniczkowym (4.1) można przedstawić w postaci transmitancji:

$$G_R(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = K_p \left[1 + \frac{1}{sT_i} + sT_d \right], \quad (4.7)$$

Czas zdwojenia T_i jest to czas potrzebny na to, aby przy wymuszeniu skokowym podanym na wejście regulatora PI sygnał wyjściowy regulatora podwoił swą wartość w stosunku do skoku początkowego spowodowanego działaniem proporcjonalnym (Rys.4.2a). Liniowe narastanie sygnału wyjściowego jest efektem działania całkującego.

Czas wyprzedzenia T_d jest to czas, po upływie którego, w przypadku podania na wejście regulatora PD sygnału narastającego liniowo, sygnał związany z działaniem proporcjonalnym zrówna się z sygnałem pochodzącym od działania różniczkującego (Rys 4.2b).



Rys. 4.2 Graficzna interpretacja: a) czasu zdwojenia T_i , b) czasu wyprzedzenia T_d

Podczas uruchamiania układu regulacji bardzo istotnym zagadnieniem jest dobór odpowiednich nastaw regulatorów. W dalszej części przedstawiono metody doboru nastaw regulatorów PID oparte o badanie drgań krytycznych w zamkniętym układzie regulacji oraz o odpowiedź skokowa obiektu w układzie otwartym.

4.4 Kryteria jakości regulacji PID

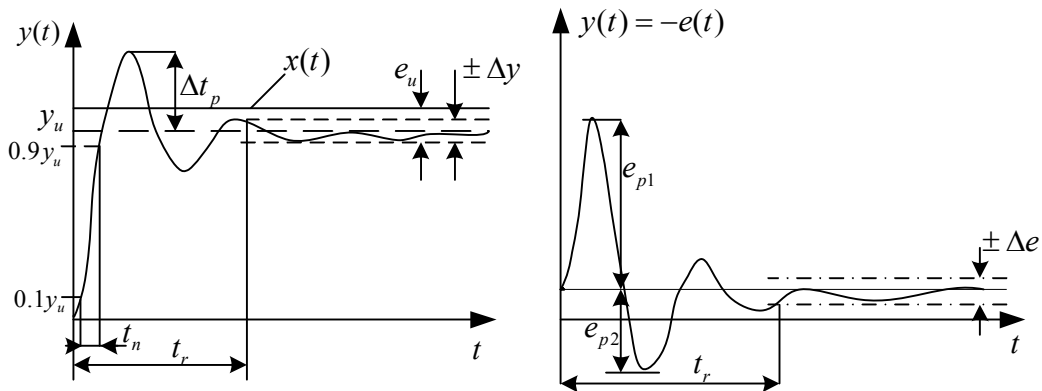
Podstawowym zadaniem układu automatycznej regulacji jest dokładne odwzorowanie przez sygnał regulowany $y(t)$ sygnału zadanego $x(t)$.

Zadanie to może być wykonane jedynie z pewną dokładnością, podczas pracy układu powstaje *uchyb regulacji* $e(t)$, stanowiący różnicę między wielkością regulowaną a jej wartością zadaną (wywołany jest on szeregiem przyczyn, wśród nich zakłóceniami, realizacją techniczną układu, własnościami układu otwartego itp.).

Wymagania dynamiczne stawiane układom regulacji często sprowadzają się do żądania określonego przebiegu sygnału błędów przy skokowym wymuszeniu. W sygnale błędów można wyróżnić dwie składowe: **uchyby ustalony** e_u i **uchyby przejściowy** $e_p(t)$.

$$e(t) = e_u + e_p(t), \quad (4.8)$$

Najczęściej stosowane wskaźniki jakości, związane z przebiegami czasowymi przedstawiono na rys. 4.3.



Rys. 4.3. Wyznaczanie wskaźników jakości regulacji na podstawie oscylacyjnego przebiegu wielkości regulowanej $y(t)$: a) przy skokowym wymuszeniu $x(t)$, b) po skoku zakłócenia $z(t)$ przy $x(t)=0$.

Należą do nich:

- **uchyb ustalony e_u** tj. wartość sygnału błędu $e(t)$ jaka utrzymuje się w układzie, gdy zanikną już procesy przejściowe ($e_p(t)=0$):

$$e_u = \lim_{t \rightarrow \infty} e(t) \quad (4.9)$$

- **czas ustalania (regulacji) t_r** tj. czas jaki upływa od chwili doprowadzenia do układu wymuszenia (lub zakłócenia) do momentu, gdy składowa przejściowa sygnału błędu $e_p(t)$ zmaleje trwale poniżej założonej wartości Δe . Zazwyczaj przyjmuje się Δe równe $\pm 1\%$ lub $\pm 3\%$ wokół wartości końcowej sygnału $e_p(t)$. Czas regulacji określa czas trwania przebiegu przejściowego.
- **czas narastania t_n** tj. czas potrzebny do tego, aby charakterystyka skokowa osiągnęła od 10% do 90% wartości ustalonej. Czas narastania określa szybkość działania układu regulacji.
- **przeregulowanie maksymalne M_p** (oznaczane także jako p) - wyrażony w procentach stosunek maksymalnej wartości odpowiedzi skokowej do wartości stanu ustalonego pomniejszony o 1. Inna równoważna definicja przeregulowania to stosunek modułu ujemnego uchybu maksymalnego do wartości ustalonej sygnału regulowanego. Przeregulowanie odpowiedzi skokowej jest miarą stabilności układu zamkniętego. Jeżeli rozpatrywany jest przebieg uchybu regulacji (np. w odpowiedzi na skokowe zakłócenie) lub odpowiedź swobodna układu, to jako analogiczny wskaźnik przeregulowań stosuje się **współczynnik zanikania κ** tj. iloraz wartości bezwzględnych amplitud dwóch sąsiednich przeregulowań:

$$\kappa = \left| \frac{e_{p2}}{e_{p1}} \right| \cdot 100\% \quad (4.10)$$

W przypadku przebiegów aperiodycznych przeregulowanie jest równe 0. Dla układu znajdującego się na granicy stabilności przeregulowanie =100%. Jeżeli układ zamknięty (nawet jeśli jest to układ wyższego rzędu) można aproksymować transmitancją członu oscylacyjnego II rzędu:

$$G(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (4.11)$$

gdzie: ω_n – częstotliwość drgań własnych nielumionych, ζ – względny współczynnik tłumienia

4.5 Całkowe kryteria regulacji

Optymalizacja układu regulacji ma za zadanie uzyskanie możliwie krótkiego czasu regulacji i jak najmniejszego przeregulowania. Wymagania te są sprzeczne ze sobą i dlatego konieczny jest kompromis. W praktyce do oceny jakości układu regulacji stosuje się *kryteria całkowe*, mające charakter kryteriów globalnych, oceniających cały przebieg sygnału błędu $e_p(t)$. Polegają one na żądaniu *minimalizacji wartości jednego z całkowych wskaźników jakości*:

- **kryterium ISE** (*Integral Squared Error*):

$$I_{ISE} = \int_0^{\infty} e_p^2(t) dt \quad (4.12)$$

W przypadku zastosowania kryterium ISE do układu zamkniętego o transmitancji $G(s)=1/(1+2\zeta \cdot s+s^2)$, uzyskuje się $\zeta =0.5$ i przeregulowanie $M_p=16\%$.

- **kryterium ITSE** (*Integral of Time multiplied by Squared Error*):

$$I_{ITSE} = \int_0^{\infty} t \cdot e_p^2(t) dt \quad (4.13)$$

Mnożenie przez czas t odpowiada nadawaniu wagi wartości kwadratu błędu i powoduje, że uzyskuje się większe tłumienie oscylacji wielkości regulowanej w dalszych przedziałach czasowych.

- **kryterium IAE** (*Integral of Absolute value of Error*):

$$I_{IAE} = \int_0^{\infty} |e_p(t)| dt \quad (4.14)$$

W przypadku zastosowania tego kryterium do optymalizacji układu zamkniętego o transmitancji $G(s)=1/(1+2\zeta \cdot s+s^2)$ otrzymuje się współczynnik tłumienia $\zeta=1$. W praktyce dopuszcza się na ogół pewien stopień przeregulowania, czyli tłumienie mniejsze od krytycznego, dzięki czemu szybciej osiąga się wartość zadaną. Dlatego kryterium IAE rzadko znajduje zastosowanie w praktyce.

- **kryterium ITAE** (*Integral of Time multiplied by Absolute value of Error*):

$$I_{ITAE} = \int_0^{\infty} t |e_p(t)| dt \quad (4.15)$$

Mnożenie przez czas t odpowiada nadawaniu wagi wartości bezwzględnej błędu. Kryterium to znalazło szerokie zastosowanie w technice, ponieważ prowadzi do kompromisu: niewielkie przeregulowanie przy stosunkowo krótkim czasie regulacji. Jeżeli układ zamknięty jest opisany transmitancją n -tego rzędu postaci:

$$G(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{b_0}{M_n(s)} \quad (4.16)$$

to optymalne w sensie ITAE wielomiany mianownika są następujące:

$$P_1(s) = s + \omega_0$$

$$P_2(s) = s^2 + 1.41\omega_0s + \omega_0^2$$

$$P_3(s) = s^3 + 1.75\omega_0s^2 + 2.1\omega_0^2s + \omega_0^3$$

$$P_4(s) = s^4 + 2.1\omega_0s^3 + 3.4\omega_0^2s^2 + 2.7\omega_0^3s + \omega_0^4$$

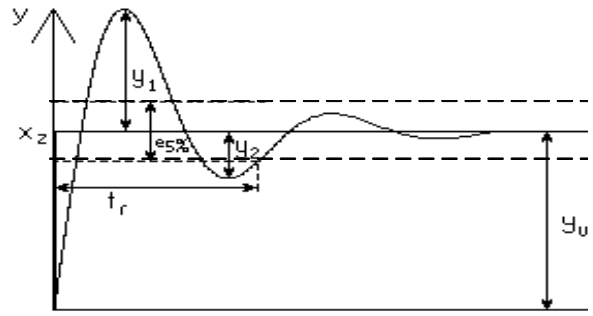
gdzie ω_0 oznacza częstotliwość drgań własnych układu i jest miarą szybkości regulacji (pasma przenoszenia). Kryterium ITAE zastosowane do optymalizacji układu regulacji drugiego rzędu daje w wyniku współczynnik tłumienia $\zeta = 0.707$ i przeregulowanie $M_p = 4\%$

4.6 Metody doboru nastaw regulatorów PID

Poprzez „dobór nastaw” rozumie się takie dopasowanie („strojenie”) parametrów K_p , T_i , T_d , aby układ posiadał zadane właściwości. Zadanie to jest stosunkowo proste, pod warunkiem znajomości matematycznego modelu obiektu regulacji. Można wtedy zastosować cały dostępny aparat matematyczny i wyznaczyć parametry regulatora na drodze analitycznej.

Istnieje bardzo wiele metod strojenia regulatorów PID. Najstarszą i najbardziej rozpowszechnioną jest metoda Zieglera-Nicholsa (1942), uzyskane nastawy powinny zapewnić tzw. tłumienie połówkowe, jak na rys. 4.4, czyli

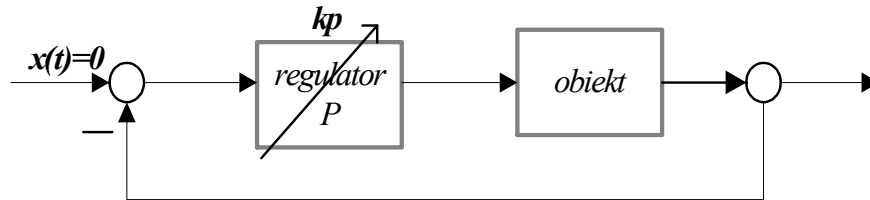
$$\frac{y_2}{y_1} = \frac{y_3}{y_2} = \frac{y_4}{y_3} = \dots = \frac{1}{2} \quad (4.17)$$



Rys. 4.4 Graficzna ilustracja zapewnienia połówkowego tłumienia sygnału sterowanego

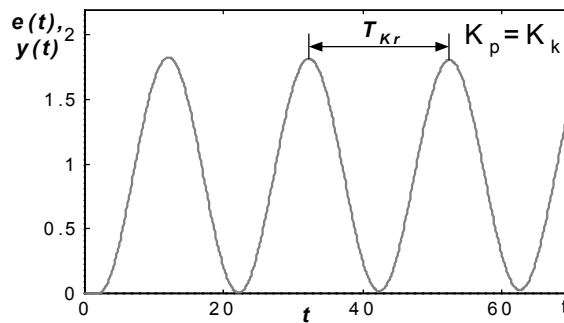
Metoda drgań krytycznych (metoda częstotliwościowa)

Wartości parametrów regulatora można uzyskać na podstawie badania układu zamkniętego tylko przy proporcjonalnym działaniu regulatora (jak na rys. 4.5). Jest to tak zwany eksperyment Zieglera-Nicholsa (test drgań).



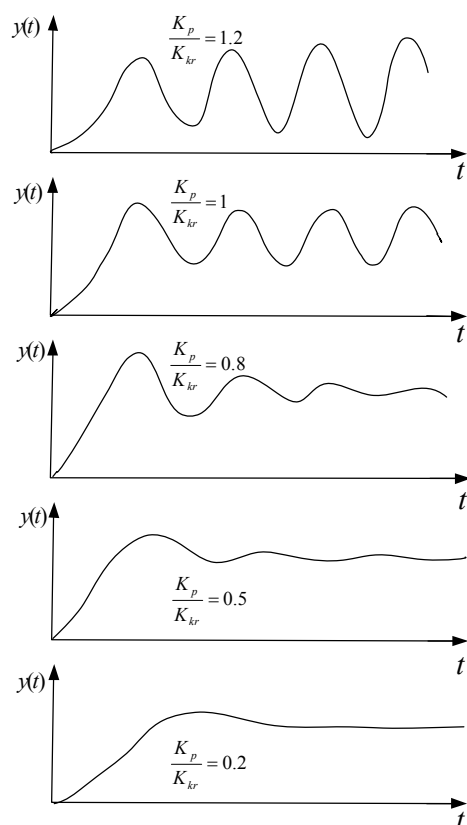
Rys. 4.5 Struktura układu automatycznej regulacji w trakcie testu drgań

Czas całkowania (T_i) nastawiany jest na maksymalną, a czas różniczkowania (T_d) na zero lub na wartość najmniejszą z możliwych. Następnie zwiększa się stopniowo wzmacnienie K_p regulatora doprowadzając układ regulacji do granicy stabilności tzn. gdy pojawią się w nim drgania niegasnące. Wartość wzmacnienia, przy której utrzymują się ciągłe drgania o stałej amplitudzie nosi nazwę **wzmocnienia krytycznego** K_{kr} . Okres drgań przy wzmacnieniu krytycznym nazywa się **okresem krytycznym** T_{kr} (patrz rys. 4.6).



Rys. 4.6 Przebieg wyjściowy układu znajdującego się na granicy stabilności

Rysunek 4.7 przedstawia zmiany przebiegu sygnału regulowanego w układzie regulacji w miarę wzrostu stosunków wzmacnienia regulatora do wzmacnienia krytycznego.



Rys. 4.7. Przebiegi w układzie regulacji proporcjonalnej.

Nastawy regulatora według testu Zieglera –Nicholsa podano w tabelicy. W przypadku różnych rodzajów procesów nastawy te zapewniają stosunek zanikania drgań około 0.25, okres drgań zbliżony do okresu krytycznego i odpowiednie przeregulowanie lub odchylenie maksymalne.

Przy regulacji proporcjonalno-całkującej (PI) zalecane wzmocnienie jest o 10% mniejsze od wzmocnienia przy regulacji tylko proporcjonalnej. Działanie całkujące czyni układ mniej stabilnym ze względu na opóźnienie fazowe części całkującej. Wartość wzmocnienia stanowi w rzeczywistości 50 do 70% wzmocnienia, przy którym dla danej wartości czasu całkowania wystąpi zjawisko niestabilności. Wartość K_{kr} występująca w tabeli nastaw jest obliczona na podstawie prób regulacji tylko proporcjonalnej i nie jest rzeczywistym wzmocnieniem maksymalnym regulatora dla układu o innych działaniach regulacyjnych.

Gdy uwzględni się działanie różniczkujące, to wyprzedzenie fazowe regulatora pomaga w stabilizacji układu. Zalecane jest wówczas stosowanie większego wzmocnienia i krótszych czasów całkowania.

W wielu procesach niedopuszczalne jest wywoływanie drgań ustalonych do celów nastawiania regulatora, więc nie można stosować metody drgań krytycznych.

Tablica 4.1. Nastawy regulatorów ciągłych w g. Zieglera-Nicholsa i testu drgań

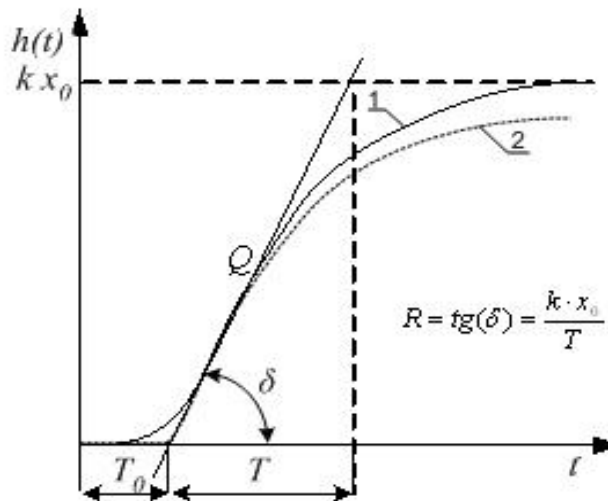
Typ regulatora	K_p	T_i	T_d
P	$0.50 \circ K_{kr}$	-	-
PI	$0.45 \circ K_{kr}$	$0.85 \circ T_{kr}$	-
PID	$0.65 \circ K_{kr}$	$0.50 \circ T_{kr}$	$0.12 \circ T_{kr}$

Metoda czasowa (metoda odpowiedzi skokowej)

Ponieważ ze względów bezpieczeństwa pracy URA, wyznaczenie wartości parametrów (wzmocnienia krytycznego K_{kr} oraz okresu oscylacji krytycznych T_{osc}) jest bardzo często niemożliwe, wyznacza się je na drodze pośredniej.

Obwód regulacji można przerwać w dowolnym miejscu, ale zwykle czyni się to ustawiając regulator w tryb pracy ręcznej. Należy wtedy zarejestrować przebieg czasowy odpowiedzi układu na skokową zmianę wielkości sterującej $x(t) = x_0 I(t)$.

Odpowiedź ta ma zazwyczaj kształt krzywej z przegięciem (1), jak to przedstawiono na rysunku 4.8. W dalszej kolejności przybliża się ją charakterystyką skokową członu inercyjnego I rzędu (2) o stałej czasowej T i opóźnieniu T_0 . Po wprowadzeniu stycznej w punkcie przegięcia charakterystyki możliwy jest odczyt tych parametrów z wykresu.



Rys. 4.8 Aproksymacja parametrów odpowiedzi skokowej obiektu inercyjnego.

Rzeczywisty obiekt statyczny (po aproksymacji) można w przybliżeniu opisać transmitancją operatorową:

$$G(s) = \frac{k}{1 + Ts} e^{-sT_0}, \tag{4.18}$$

gdzie: k - wzmocnienie obiektu, T - stała czasowa obiektu, T_0 - czas opóźnienia.

Na podstawie przebiegu odpowiedzi skokowej rzeczywistego obiektu należy wyznaczyć graficznie stałą czasową T i opóźnienie T_0 transmitancji zastępczej jak pokazano na rysunku 4.8. Pociąga to za sobą konieczność przybliżenia (uproszczenia) dynamiki obiektu o wyższym rzędzie (położenie mianownika) obiektem rzędu pierwszego. Nastawy regulatora odczytuje się z tablic.

Według Zieglera-Nicholsa parametry K_{kr} i T_{osc} wyraża się wzorami (4.19):

$$K_{kr} = \frac{T}{T_0}, \quad T_{osc} = 4T_0, \tag{4.19}$$

Natomiast według Kumfmüllera obowiązują wzory (4.20):

$$K_{kr} = \frac{T + T_0}{T_0}, \quad T_{osc} = 2T_0 + T. \tag{4.20}$$

W innych źródłach można także spotkać następujące zależności (4.21) dla obiektu bezinercyjnego z opóźnieniem o transmitancji :

$$G(s) = k \cdot e^{-sT_0} \Rightarrow K_{kr} = \frac{1}{k}, \quad T_{osc} = 2T_0, \quad (4.21)$$

oraz (4.22) dla obiektu inercyjnego I rzędu:

$$G(s) = \frac{k}{1+Ts} e^{-sT_0} \Rightarrow K_{kr} = \frac{3,14}{2k} \left(\frac{T+T_0}{T_0} \right), \quad T_{osc} = \begin{cases} 2T_0 & \text{dla } T_0 > T \\ 4T_0 & \text{dla } T_0 < T \end{cases}. \quad (4.22)$$

Oznaczając przez K iloczyn współczynników wzmocnienia regulatora ($K_R = k_p$) i obiektu (k) o postaci $K = K_R \cdot k$ można wykorzystać nastawy Zieglera-Nicholsa podane w tabelicy 4.2, które pozwalają uzyskać przebiegi uchybu o przeregulowaniu 15÷20% i liczbie oscylacji nie przekraczającej dwóch w czasie regulacji t_r .

Tablica 4.2 Nastawy ZN, metoda czasowa

Typ regulatora	K/K _{kr}	T _i /T _{osc}	T _d /T _{osc}
P	0,50	-	-
PI	0,45	0,83	-
PID	0,60	0,50	0,125

Zmodyfikowana metoda ZN

Ziegler i Nichols zaproponowali również tzw. zmodyfikowaną metodę nastaw w oparciu o parametry T_0 i R charakterystyki skokowej obiektu, przedstawionej na rys. 4.8. Przy czym

$$R = \operatorname{tg}(\delta) = \frac{k \cdot x_0}{T}. \quad (4.23)$$

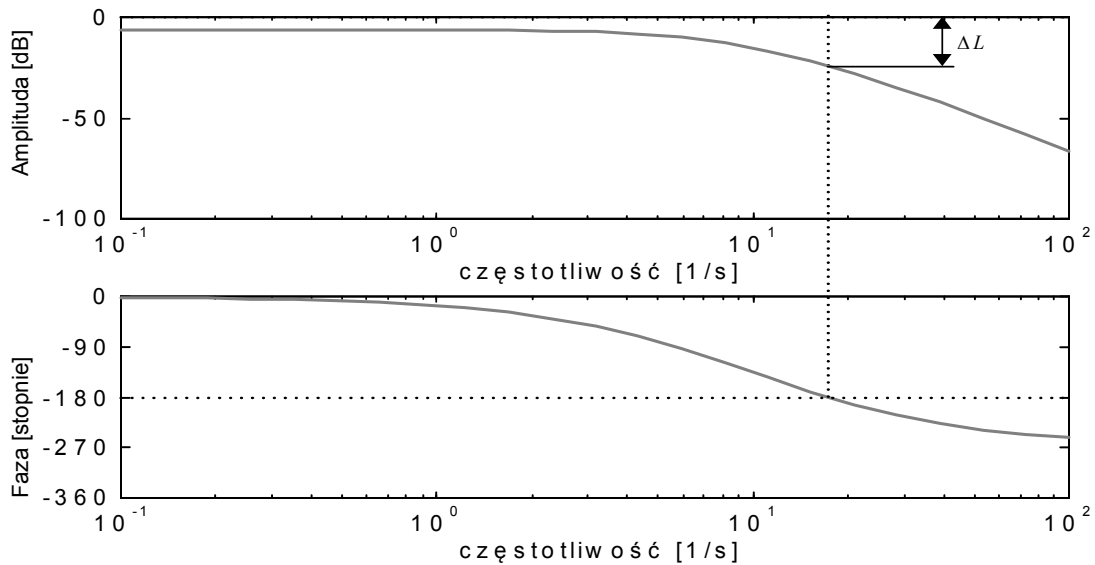
Nastawy dla zmodyfikowanej metody Zieglera-Nicholsa zestawiono w tabeli 4.4.

Tablica 4.3 Nastawy dla zmodyfikowanej metody ZN

Typ regulatora	K _p	T _i	T _d
P	1/(T ₀ ·R)	-	-
PI	0,9/(T ₀ ·R)	3,3·T ₀	-
PID	1,2/(T ₀ ·R)	2·T ₀	0,5·T ₀

Metoda charakterystyk logarytmicznych

Dysponując charakterystykami częstotliwościowymi (Bodego) otwartego układu regulacji możliwe jest wyznaczenie nastaw PID odpowiadających eksperymentowi Zieglera-Nicholsa w sposób graficzny, ukazany na rys 4.7.



Rys. 4.7. Charakterystyki logarymiczne układu otwartego

Zamknięty układ regulacji znajduje się na granicy stabilności, gdy wzmacnienie toru głównego układu otwartego wynosi 1 oraz gdy przesunięcie fazowe $\varphi = -\pi$. Regulator P w torze głównym nie wpływa na charakterystykę fazową, przesuwa (w pionie) jedynie charakterystykę amplitudową o wektor $\Delta L = 20 \log K_p k_{ob}$. Można w ten sposób wyznaczyć pulsację krytyczną ω_{kr} jako pulsację odpowiadającą punktowi przecięcia się ch-ki fazowej z prostą $\varphi = -\pi$ oraz $K_{ob} \cdot K_{pkr} = 10^{\Delta L / 20}$

4.7 Instrukcja wykonania ćwiczenia

Dla obiektu zadanego przez prowadzącego zaproponować strukturę regulatora (P, PI, PD, PID) oraz dokonać optymalizacji parametrycznej regulatora metodami:

1. Metodą częstotliwościową Zieglera-Nicholsa:
 - Eksperymentalną (testu drgań),
 - Metodą charakterystyk logarymicznych,
2. Metodą czasową według nastaw ZN, Kumfmüllera,
3. Zmodyfikowaną metodą ZN.

Porównać jakość regulacji dla przypadku nadążania dla każdego z otrzymanych regulatorów poprzez wyznaczenie wskaźników jakości. Opisać wyniki. Który regulator pracuje najlepiej i dlaczego?

LITERATURA

1. Notatki z wykładu "Teoria Sterowania"
2. Poradnik inżyniera automatyka. Praca zbiorowa pod red. W. Findeisena. WNT, W-wa 1973
3. M. Ferenc: Podstawy automatyki. Skrypt Pol. Śląskiej, Gliwice 1981
4. S. Węgrzyn: Podstawy automatyki. PWN, W-wa 1980
5. T. Kaczorek: Teoria sterowania, tom 1 - Układy liniowe ciągłe i dyskretne. PWN, W-wa 1977
6. R. Gessing: Teoria sterowania, tom 1 - Układy liniowe. Skrypt Pol. Śląskiej, Gliwice 1987
7. W. Pełczewski: Teoria sterowania, tom 1 - Ciągłe stacjonarne układy liniowe. WNT, W-wa 1980
8. Podstawy teorii układów regulacji automatycznej. Praca zbiorowa pod red. Ludgera Szklarskiego. Skrypt AGH, Kraków 1980
9. Laboratorium teorii sterowania o podstaw automatyki. Praca zbiorowa pod red. M. Błachuty. Skrypt Pol. Śląskiej, Gliwice 1994
10. Podstawy automatyki. Ćwiczenia laboratoryjne. Praca zbiorowa po red. A. Wiszniewskiego. Skrypt Pol. Wrocławskiej, Wrocław 1978
11. A. Gosiewski, A. Wierzbicki: Laboratorium automatyki cz.I i II. Skrypt Pol. Warszawskiej, W-wa 1969
12. K. Amborski, I. Jaworska, Z. Kietliński, M. Kocięcki, W. Żydanowicz: Laboratorium teorii sterowania. Skrypt PW, W-wa 1990
13. J. Pułaczewski: Dobór nastaw regulatorów przemysłowych. WNT, W-wa 1966
14. J. Płaskowski: Eksperymentalne wyznaczenie właściwości dynamicznych obiektów regulacji. WNT W-wa 1965

Wzór protokołu (lekko zaciemnione pola wypełnia prowadzący)

Laboratorium Automatyki i Regulacji Automatycznej					
Temat: Synteza układu automatycznej regulacji z regulatorem PID					Nr: 4
Grupa:	Imiona i nazwiska osób:	Podpisy:	Data wykonania:	Termin: [] - planowy [] - odróbkowy	Ocena:
Zespół:	1. 2. 3.		Data oddania:	Opóźnienie:	Dzień tygodnia: Godz. zajęć:

L.p.	Etap	Wykonanie		
		Poprawne	Poprawne, ale z małymi błędami	Z rażącoymi błędami lub niewykonane
1.	Dobór nastaw metodą drgań krytycznych dla obiektu nr []			
2.	Dobór nastaw metodą odpowiedzi skokowej dla obiektu nr []			
3.	Dobór nastaw optymalnych ze względu na wskaźnik IAE / ISE / ITAE* i wymuszenie / zakłócenie* dla obiektu nr []			
4.	Analiza jakościowa różnych otrzymanych przebiegów regulacji dla różnych wariantów regulatora.			
5.	Ocena wpływu zakłócenia losowego na efektywność strojenia regulatorów.			
Uwagi:				

* - niepotrzebne skreślić

Realizacja ćwiczenia przez studentów:

Ocena układu regulacji dla regulatorów strojonych metodą

	K_p	T_i [s]	T_d [s]	Uchyb ustalony	Czas regulacji [s]	Przeregulowanie [%]	Czas narastania sygnału [s]	ISE	IAE
Reg. P		∞	0						
Reg. PI			0						
Reg. PID									

Ocena układu regulacji dla regulatorów strojonych metodą

	K_p	T_i [s]	T_d [s]	Uchyb ustalony	Czas regulacji [s]	Przeregulowanie [%]	Czas narastania sygnału [s]	ISE	IAE
Reg. P		∞	0						
Reg. PI			0						
Reg. PID									