

Politechnika Lubelska
Katedra Automatyki i Metrologii

Laboratorium

**Podstaw Automatyki i
Regulacji Automatycznej**

EZ

Ćwiczenie nr 3

**Temat: Analiza i synteza ciągłego, liniowego
układu automatycznej regulacji
z regulatorem PID**

Lublin 2006

Analiza i synteza ciągłego, liniowego układu automatycznej regulacji

3.1 Wstęp

Celem ćwiczenia jest zapoznanie się z regulatorem PID pracującym w klasycznym układzie z ujemnym sprzężeniem zwrotnym, określenie wpływu zmian jego parametrów na przebieg procesu regulacji oraz nabycie umiejętności doboru nastaw regulatora tak, aby układ spełniał zadane właściwości.

Ćwiczenie obejmuje:

- identyfikację obiektu regulacji,
- badanie wpływu nastaw regulatora na statyczne i dynamiczne właściwości (określane różnymi wskaźnikami jakości) układu zamkniętego,
- dobór optymalnych nastaw regulatora (uproszczona synteza parametryczna).

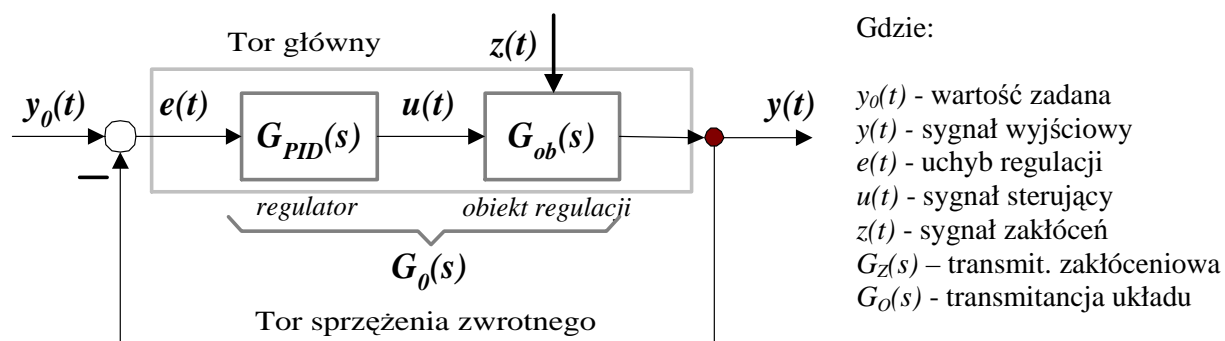
Ćwiczenie wykonywane jest metodą symulacyjną wykorzystującą środowisko MATLAB-Simulink.

3.2 Układy regulacji ze sprzężeniem zwrotnym.

3.2.1 Pojęcie układu regulacji

Sterowanie jest to świadome, kontrolowane oddziaływanie na proces fizyczny, mające na celu uzyskanie wymaganego przebiegu tego procesu.

Pod pojęciem **układ sterowania** rozumie się zespół współdziałających ze sobą urządzeń (i ludzi), który realizuje proces fizyczny oraz sterowanie jego przebiegiem. Układ sterowania składa się z dwóch podstawowych członów funkcjonalnych: **obiekту sterowanego**, w którym zachodzi dany proces fizyczny, oraz **urządzenia sterującego**, wytwarzającego sygnały sterujące przebiegiem procesu. Ze względu na sposób powiązania tych członów można rozróżnić dwa rodzaje sterowania: sterowanie w układzie otwartym i sterowanie w układzie zamkniętym. Sterowanie w układzie zamkniętym nazywa się **regulacją**, zaś układ, w którym realizowana jest regulacja - **układem regulacji**. Podstawowy schemat blokowy układu regulacji oraz oznaczenia i nazwy sygnałów przedstawia rys.3.1.



Rys.3.1. Schemat jednowymiarowego układu regulacji

Regulacja jest szczególnym przypadkiem sterowania. W odniesieniu do układu regulacji poszczególne nazwy (w porównaniu z nazwami w układzie sterowania) będą więc następujące:

- zamknięty układ sterowania - **układ regulacji**,
- obiekt - **obekt regulowany**,

- sygnał sterowany - **sygnał regulowany**,
- urządzenie sterujące - **regulator**.

Podczas procesu sterowania w układzie regulacji ciągłej (analogowej) regulator jest ciągle "informowany" o aktualnej wartości wielkości regulowanej $y(t)$. Sygnał regulujący (sterujący) $u(t)$ zależy od sygnału regulowanego i musi być tak kształtowany, aby zapewnić wymagany przebieg wielkości regulowanej $y(t)$ zadawanej sygnałem $y_0(t)$, niezależnie od zakłóceń $z(t)$ i zmian parametrów obiektu regulowanego. Zadanie sterowania realizowane jest automatycznie dzięki **sprężeniu zwrotnemu**. Sygnał regulowany $y(t)$ (jego aktualna wartość) jest porównywany z sygnałem zadaniem $y_0(t)$, określającym aktualną wartość wielkości $y(t)$, wymaganą w procesie sterowania. Różnica tych sygnałów $e(t)$ - zwana uchybem regulacji - jest przetwarzana w regulatorze na sygnał sterujący $u(t)$ (zgodnie z jego dynamiką). Rola regulatora w układzie polega na takim oddziaływaniu na obiekt regulowany, aby w każdej chwili czasu dążyć do zrównania wartości $x_0(t)$ z aktualną wartością sygnału $y(t)$, czyli sygnał z regulatora powinien prowadzić do wyzerowania uchybu regulacji.

Zadanie regulacji jest określone przez charakter sygnału zadanego $x_0(t)$ (wartość zadana wielkości regulowanej). Może on przybierać wartość stałą (**regulacja stałowartościowa**), może być zmienny według określonego programu (**regulacja programowa**) lub może mieć przebieg przypadkowy (**regulacja nadążna**).

Przykładem regulacji stałowartościowej może być stabilizacja poziomu cieczy, materiału sypkiego w zbiorniku, natężenia przepływu medium, temperatury bądź napięcia prądu elektrycznego, itp. Przykładem regulacji programowej może być regulacja procesu obróbki cieplnej według określonego harmonogramu przebiegu temperatury, sterowanie procesem obróbki mechanicznej detali, regulacja przebiegu procesu chemicznego, itp. Przykładem regulacji nadążnej może być np. regulacja procesem śledzenia położenia radaru przez urządzenie naprowadzające.

Sterowanie w układzie otwartym ma miejsce wtedy, gdy urządzenie sterujące (regulator, człowiek) nie jest informowane o zmianach sygnału sterowanego, czyli nie istnieje informacyjne sprzężenie zwrotne o efektach sterowania. Ten sposób sterowania opiera się na:

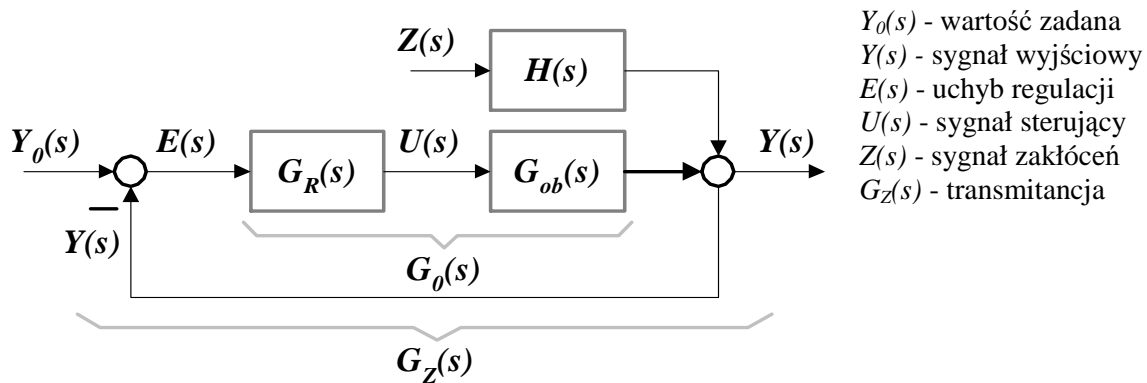
- znajomości modelu matematycznego obiektu,
- niezmienności (stacjonarności) charakterystyk obiektu,
- braku zakłóceń lub możliwości ich pomiaru w celu ich kompensacji.

Dokładne spełnienie tych założeń w rzeczywistości jest oczywiście niemożliwe, ale ten sposób oddziaływania na obiekty jest często jedyną możliwością sterowania, szczególnie tzw. trudnych obiektów. Przykładami tego typu sterowania jest np: sterowanie natężeniem przepływu w rurociągu na podstawie podziałki stopnia otwarcia zaworu, ręczne sterowanie napięciem wyjściowym autotransformatora na podstawie położenia suwaka, sterowanie złożonych procesów chemicznych, cementowych i innych w oparciu o model matematyczny.

3.2.2 Struktura liniowego układu automatycznej regulacji i związki pomiędzy sygnałami

Badając zachowanie się w czasie liniowego układu regulacji wygodnie jest posługiwać się rachunkiem operatorowym oraz pojęciem transmitancji operatorowych wiążących interesujące nas sygnały w układzie. Schemat blokowy liniowego układu regulacji pokazany jest na rys. 3.2. Oznaczono na nim transmitancję obiektu przez $G_{ob}(s)$, regulatora $G_r(s)$, transformaty odpowiednich sygnałów tzn.: zadanego, uchybu, regulującego, regulowanego i zakłócenia - odpowiednio przez $Y_0(s)$, $E(s)$, $U(s)$, $Y(s)$, $Z(s)$. Przez $H(s)$ oznaczona jest **transmitancja zakłócenia** układu regulacji. Jeżeli $H(s)=1$ tzn., że zakłócenie (zastępcze) oddziałuje bezpośrednio na wyjście obiektu; jeżeli $H(s)=G_{ob}(s)$ - zakłócenie oddziałuje na wejście obiektu,

ale na schemacie blokowym ujmowane jest to w postaci zakłócenia sprowadzonego na wyjście obiektu.



Rys. 3.2. Schemat blokowy jednowymiarowego liniowego układu regulacji

$G_o(s)$ - transmitancja układu otwartego

$$G_o(s) = \frac{Y'(s)}{E(s)} \Big/ Z(s) = 0 \quad (3.1)$$

$G_z(s)$ - transmitancja układu otwartego

$$G_z(s) = \frac{Y(s)}{Y_0(s)} \Big/ Z(s) = 0 \quad (3.2)$$

Z rysunku 3.2. wynikają następujące zależności:

$$E(s) = Y_0(s) - Y(s) \quad (3.3)$$

$$Y(s) = G_r(s) \cdot G_{ob}(s) \cdot E(s) + H(s) \cdot Z(s) \quad (3.4)$$

Po przekształceniach otrzymano:

$$E(s) = \frac{1}{1 + G_o(s)} \cdot Y_0(s) - \frac{H(s)}{1 + G_o(s)} \cdot Z(s) \quad (3.5)$$

oraz

$$Y(s) = \frac{G_o(s)}{1 + G_o(s)} \cdot Y_0(s) + \frac{H(s)}{1 + G_o(s)} \cdot Z(s) \quad (3.6)$$

Zależności (3.5) i (3.6) umożliwiają wyznaczenie przebiegów $y(t)$ i $e(t)$ przy zadanych $y_0(t)$ i $z(t)$ i znanych transmitancjach.

Transmitancją uchybową ze względu na wartość zadaną nazywamy wyrażenie:

$$G_u(s) = \frac{1}{1 + G_o(s)} = \frac{E(s)}{Y_0(s)} \Big/ Z(s) = 0 \quad (3.7)$$

Transmitancją uchybową ze względu na zakłócenie nazywamy wyrażenie

$$G_{zakł.}(s) = \frac{H(s)}{1 + G_o(s)} = \frac{E(s)}{Z(s)} \Big/ Y_0(s) = 0 \quad (3.8)$$

Z zależności (3.5) wynika, że aby uchyb regulacji $e(t)$ dla dowolnego wymuszenia $y_0(t)$ i dowolnego zakłócenia $z(t)$ dążył do zera, transmitancja układu otwartego $G_0(s)$ (czyli wzmacnienie) musi dążyć do nieskończoności. Warunek ten jest często sprzeczny z warunkami stabilności układu regulacji automatycznej.

3.3 Jakość układów regulacji

Podstawowym zadaniem układu regulacji jest minimalizacja **uchybu regulacji**, czyli różnicy pomiędzy wartością zadaną $y_0(t)$, a aktualnie występującą na wyjściu obiektu $y(t)$.

$$e(t) = y_0(t) - y(t)$$

W idealnym układzie sygnał $y(t)$ powinien dokładnie odwzorowywać $y_0(t)$, wtedy $e(t) = 0$. Tak jednak nie jest. Wynika to z dynamiki zawartej w obiekcie oraz z obecności zakłóceń. Aby skompensować wpływ dynamiki obiektu oraz zakłóceń należy znać (mierzyć) uchyb regulacji $e(t)$ i na jego podstawie oddziaływać na obiekt tak, aby dążyć zlikwidowania różnicy pomiędzy wartością zadaną a aktualną regulowaną wielkością. Na tym właśnie polega idea zamkniętego układu sterowania, czyli układu pracującego z ujemnym sprzężeniem zwrotnym. Urządzeniem wypracowującym sygnał sterujący $u(t)$ jest **regulator**. Najbardziej rozpowszechnionym typem regulatora jest regulator PID, którego własności dynamiczne opisuje równanie:

$$u(t) = K_p \left\{ e(t) + \frac{1}{T_i} \int e(t) dt + T_d \frac{de(t)}{dt} \right\} \quad (3.9)$$

Odpowiadająca mu transmitancja ma postać:

$$U(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) E(s) \quad (3.10)$$

Regulator ten zawiera działanie proporcjonalne, całkujące i różniczkujące. Przy założeniu odpowiednich stałych czasowych T_i i T_d , regulator ten może pracować jako:

- proporcjonalny **P**,
- proporcjonalno - całkujący **PI**,
- proporcjonalno - różniczkujący **PD**,
- proporcjonalno - całkująco - różniczkujący **PID**.

Dobór typu regulatora zależy od wymagań jakości regulacji, jakie stawiamy UAR. Najczęściej wyróżnia się następujące grupy kryteriów dobroci (wskaźników jakości) UAR:

1. Stabilność układu - należy zapewnić odpowiedni zapas modułu i fazy (jest to podstawowy wymóg stawiany układowi automatycznej regulacji - często jedynym celem zastosowania układu automatyki "na obiekcie" jest ustabilizowanie jego pracy;

2. Dokładność statyczna, czyli **uchyb regulacji w stanie ustalonym** (e_u) - określa, czy układ osiąga wartość zadaną gdy ustaną procesy przejściowe (patrz punkt 2.4).

3. Zapewnienie żądanych własności dynamicznych.

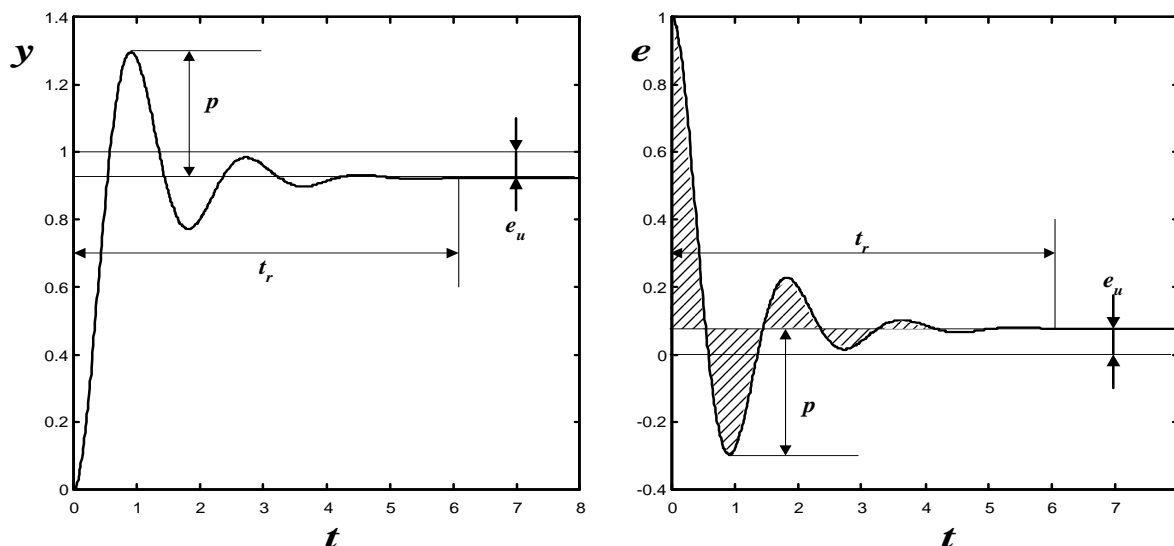
Jakość dynamiczną określa się za pomocą szeregu wskaźników, odnoszących się do poszczególnych cech przebiegu przejściowego wybranego sygnału (najczęściej odpowiedzi skokowej od wymuszenia lub zakłócenia), takich jak:

- **Czas regulacji** (t_r) - liczony od początku przebiegu przejściowego do chwili, gdy sygnał jest mniejszy od założonej wartości np. 5% lub 10% swojej wartości ustalonej.
- **Przeregulowanie** (p) - określane jako procentowy udział uchybu maksymalnego w wartości ustalonej sygnału regulowanego. Przeregulowanie rośnie w miarę zbliżania się układu do

granicy stabilności. Odpowiedni ustalenie zapasu modułu i fazy ma na celu między innymi zabezpieczyć przed zbyt dużymi przeregulowaniami (np. dla zapasu modułu 6 dB $p \approx 15\%$).

- **Szybkość narastania sygnału.**
- **Aperiodyczność lub oscylacyjność** - przebiegi aperiodyczne charakteryzują się brakiem oscylacji.

Wybrane z wyżej wymienionych właściwości w odniesieniu do sygnału wyjściowego $y(t)$ oraz do sygnału uchybu $e(t)$ przedstawione są na rys. 3.3.



Rys.3.3. Przykładowa odpowiedź skokowa UAR $y(t)$ oraz odpowiadający jej przebieg uchybu $e(t)$.

- **Kryteria całkowite.** Znalazły szerokie zastosowanie, gdyż tego typu wskaźniki obejmują wszystkie wspomniane wyżej wskaźniki dynamiczne. Należy zauważyć, że jakość regulacji jest tym lepsza, im mniejsze jest pole ograniczone przebiegiem $e(t)$ i e_u (patrz rys. 3.3). Aby uniknąć niejasności związanych ze zmianą znaku $e(t)$ definiuje się następujące najczęściej w praktyce wykorzystywane wskaźniki całkowite.

$$ISE = \int_0^{\infty} [e_u - e(t)]^2 dt \quad (3.11)$$

$$IAE = \int_0^{\infty} |e_u - e(t)| dt \quad (3.12)$$

3.4 Dokładność statyczna układu regulacji

Miarą dokładności w stanie ustalonym układu regulacji są wartości uchybu w stanie ustalonym:

$$e_u = \lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot E(s) \quad (3.13)$$

czyli

$$e_u = Y_{0ust}(t) - Y_{ust}(t) \quad (3.14)$$

Jak wynika z wzoru (3.5) w ogólnym przypadku uchyb ustalony jest sumą dwóch składowych: składowej wywołanej zmianą wartości zadanej i składowej wywołanej zakłóceniami. Poszczególne składowe uchybu ustalonego wyznacza się z twierdzenia o wartości końcowej

(wzór 3.13). W praktyce przy obliczaniu uchybów od wymuszenia wygodnie jest korzystać ze współczynników uchybu, będących współczynnikami stojącymi przy kolejnych potęgach operatora "s" w rozwiniętej w szereg MacLaurina transmitancji uchybowej przy $Z(s)=0$.

Współczynniki uchybowe G_k można obliczyć również z zależności:

$$C_k = \frac{1}{k!} \frac{d^k G_u(s)}{ds^k} \Big|_{s=0} \quad (k=0,1,2,L) \quad (3.15)$$

Decydujący wpływ na dokładność statyczną dla różnych typów sygnałów wymuszających ma postać transmitancji układu otwartego $G_0(s)$ tzn. liczba jej zerowych biegunów, czyli liczba idealnych członów całkujących włączonych do układu otwartego. Układy, w których transmitancja układu otwartego $G_0(s)$ nie ma biegunów zerowych, nazywane są układami statycznymi. Układy, w których istnieje co najmniej jeden biegun zerowy, nazywa się układami astatycznymi. Układ zamknięty jest układem astatycznym l-tego stopnia, jeżeli układ otwarty zawiera "l" połączonych szeregowo idealnych członów całkujących, czyli jego transmitancja ma postać:

$$G_0(s) = \frac{L(s)}{s^l M(s)} \quad (3.16)$$

W tym przypadku wszystkie współczynniki uchybowe do C_{l-1} włącznie są równe zero, tzn. układ astatyczny l-tego rzędu odtwarza dokładnie w stanie ustalonym (z uchybem $e_u=0$) tylko sygnały wymuszające $y_0(t)$, dla których:

$$\frac{d^i y_o(t)}{dt^i} = 0 \quad \text{dla } i \geq l \quad (3.17)$$

Korzystając z zależności (3.5) i (3.13) możemy wyznaczyć wyrażenia, z których można wyliczyć wartość uchybu ustalonego. Np. dla wymuszenia w postaci skoku jednostkowego $y_0(t)=\mathbf{1}(t)$ i $z(t)=0$ mamy

$$e_u = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot E(s) = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot G_u(s) \cdot Y_0(s) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{1}{1 + G_0(s)} \quad (3.18)$$

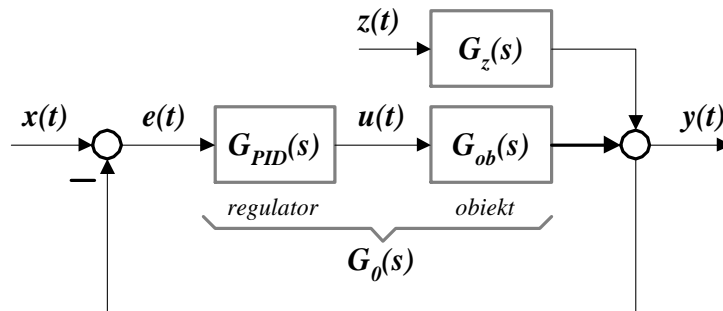
Z zależności (3.18) wynika, że uchyb ustalony, dla wymuszenia w postaci skoku położenia (tzw. uchyb położeniowy lub statyczny) w układach statycznych, maleje wraz ze wzrostem współczynnika wzmocnienia układu otwartego z zależnością odwrotnie proporcjonalną, czyli:

$$e_{up} = \frac{1}{1 + K_0} \quad (3.20)$$

gdzie przez K_0 oznaczono współczynnik wzmocnienia układu otwartego.

3.4.1 Rola ujemnego sprzężenia zwrotnego oraz wpływ współczynnika wzmocnienia układu otwartego na parametry układu zamkniętego

Do rozważań przyjęty został UAR o elementarnej strukturze przedstawionej na rys.3.4.



Rys. 3.4. Schemat blokowy rozpatrywanego układu regulacji (układ jednopętlowy, ze sztywnym ujemnym sprzężeniem zwrotnym, bez uwzględnienia zakłóceń, czyli $z(t)=0$ - rozpatrywane będą tylko właściwości nadążne UAR

Układ będzie zawierał regulator o transmitancji $G_r(s) = K_R$ (bierzemy pod uwagę tylko działanie proporcjonalne) oraz obiekt oscylacyjny 2-go rzędu o transmitancji

$$G_{ob}(s) = \frac{K_{ob}}{T_o^2 s^2 + 2\xi T_o s + 1} \quad (3.21)$$

Przez zmianę nastawy regulatora (współczynnika wzmocnienia) można wpływać na współczynnik wzmocnienia układu otwartego K_o (będącego iloczynem współczynnika wzmocnienia regulatora i obiektu regulacji). Właściwości rozpatrywanego UAR (stabilność, dynamika przebiegów uchybu od zakłóceń i (lub) wymuszeń, dokładność w stanie ustalonym itd.) będą ogólnie mówiąc zależały od dynamiki i statyki obiektu (parametrów jego modelu matematycznego - transmitancji), wartości nastawy regulatora oraz struktury układu (faktu objęcia obiektu ujemnym sprzężeniem zwrotnym). Na obiekt $G_{ob}(s)$ pracujący w układzie automatycznej regulacji należy spojrzeć jak na nowy obiekt o transmitancji zastępczej równej transmitancji układu zamkniętego $G_z(s)$ i nowych właściwościach determinowanych przez zastępcze parametry. Transmitancję $G_z(s)$ wyznacza się ze znanej powszechnie zależności, która w odniesieniu do rozpatrywanego układu ma następującą postać:

$$G_z(s) = \frac{G_o(s)}{1 + G_o(s)} = \frac{G_r(s) \cdot G_{ob}(s)}{1 + G_r(s)G_{ob}(s)} \quad (3.22)$$

Po podstawieniu do zależności (3.22) postaci odpowiednich transmitancji i po kolejnych przekształceniach otrzymuje się wyrażenie na transmitancję zastępczą obiektu postaci

$$G_z(s) = \frac{K_z}{T_{oz}^2 s^2 + 2\xi_z T_{oz} s + 1} \quad (3.23)$$

o parametrach zastępczych równych

$$K_z(s) = \frac{K_R K_{ob}}{1 + K_R K_{ob}} \quad (3.24)$$

$$T_{oz}(s) = \frac{T_o}{\sqrt{1 + K_R K_{ob}}} \quad (3.25)$$

$$\xi_{oz}(s) = \frac{\xi}{\sqrt{1 + K_R K_{ob}}} \quad (3.26)$$

Dokonując analizy wyprowadzonych zależności można podać następujące cechy **statycznego** UAR oraz wnioski:

1. Rząd układu zamkniętego pozostaje taki sam jak rząd układu otwartego tzn. układ strukturalnie stabilny przed zamknięciem pozostanie takim po zamknięciu. W rozpatrywanym układzie (obiekcie 2-go rzędu i regulatorze zerowego rzędu) nie jest możliwa utrata stabilności po jego zamknięciu sztywnym ujemnym sprzężeniem zwrotnym - wynika to choćby z kryterium Nyquista.
2. Współczynnik wzmocnienia układu zamkniętego jest mało wrażliwy na zmiany współczynnika wzmocnienia układu otwartego - układ regulacji nie jest czuły na niestacjonarność obiektu. Forsując wzmocnienie regulatora P, poprawiamy dokładność układu w stanie ustalonym bowiem jeżeli $K_R \rightarrow \infty$ to $K_z \rightarrow 1$ i $e_u \rightarrow 0$.
3. W rozpatrywanym układzie (po jego zamknięciu) będą występowały przebiegi periodyczne sygnału wyjściowego o parametrach T_{oz} i ξ_z zależnych od K_o (dokładniej mówiąc od K_R). W ogólnym przypadku aperiodycznego układu otwartego, zamknięcie ujemną pętlą sprzężenia zwrotnego, może spowodować zmianę charakteru przebiegów sygnałów w układzie na periodyczne. W dziedzinie częstotliwości oznacza to, że pasmo przenoszonych przez układ częstotliwości wraz ze wzrostem wzmocnienia statycznego układu rośnie. Układ szybciej reaguje na sygnał wymuszający, ale odtwarza go z większym uchybem dynamicznym i z drugiej strony w szerszym zakresie lepiej tłumi zakłócenia Jest to znany konflikt pomiędzy warunkami stabilności (ze wzrostem K_o zmniejsza się zapas stabilności) i właściwościami dynamicznymi i właściwościami kompensacyjnymi zakłóceń.
4. Przedstawiony analityczny sposób określania wpływu struktury i parametrów układu na jakość UAR jest w przypadku złożonych układów wysokiego rzędu bardzo utrudniona. W takich przypadkach szybkie efekty dają metody modelowania analogowego lub cyfrowego np. za pomocą narzędzi komputerowej analizy i syntezy układów dynamicznych (w szczególności narzędzi CACSD takich jak np. środowisko oprogramowania Matlab - Simulink).

3.5 WYKONANIE ĆWICZENIA

Uwaga! Ćwiczenie wykonywane jest metodą symulacyjną w środowisku MATLAB-SIMULINK. W ćwiczeniu należy posługiwać się udostępnianą na miejscu instrukcją obsługi programu.

3.5.1 Identyfikacja obiektu regulacji

Dokonać identyfikacji właściwości statycznych i dynamicznych obiektu regulacji zadanego przez prowadzącego ćwiczenie. Określić charakter oraz parametry transmitancji obiektu na podstawie odpowiedzi na skok jednostkowy.

3.5.2 Badanie regulatora PID

Zaobserwować i przerysować charakterystyki skokowe regulatorów P, PI, PID.

3.5.3 Badanie układu zamkniętego

Zaobserwować i naszkicować odpowiedzi skokowe układu zamkniętego dla różnych wariantów nastaw regulatora, zwracając przede wszystkim uwagę na :

- rolę sprzężenia zwrotnego
- wpływ zmian parametrów regulatora (K_p , T_i , T_d) na przebiegi przejściowe w układzie oraz na jakość regulacji. Zaplanować i wykonać serię pomiarów tak, aby wypełnić następującą tabelę:

	Uchyb ustalony	Czas regulacji	Przeregulowanie	Szybkość narastania sygnału	Oscylacyjność	ISE	IAE
$K_p \uparrow$							
$T_i \uparrow$							
$T_d \uparrow$							

4 Synteza układów 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:

- identyfikację obiektu regulacji,
- badanie wpływu nastaw regulatora na statyczne i dynamiczne właściwości (określane różnymi wskaźnikami jakości) układu zamkniętego,
- dobór optymalnych nastaw regulatora (uproszczona synteza parametryczna).

Ćwiczenie wykonywane jest metodą symulacyjną wykorzystującą środowisko MATLAB-Simulink.

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 sterowania,
- 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.

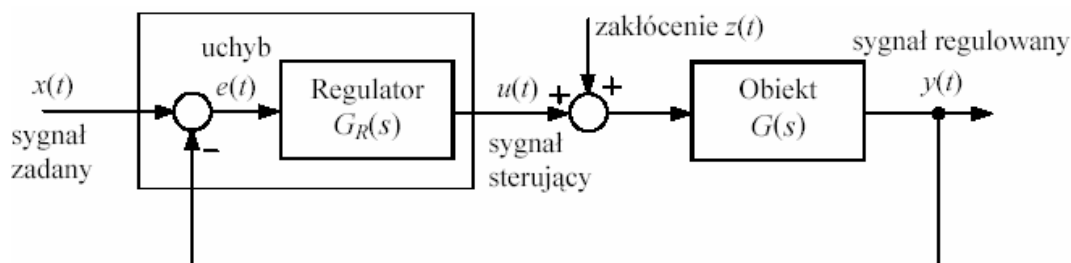
Wymienione grupy kryteriów są ze sobą ściśle powiązane (np. częstotliwościowa charakterystyka widmowa jest transformatą Fouriera czasowej charakterystyki impulsowej).

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.

Należy pamiętać, że *wymienione kryteria jakości dynamicznej* (w stanach przejściowych) są związane z *zapewnieniem żądanej dokładności statycznej regulacji* (tj. uchybów w stanie ustalonym).

4.3 Regulacja PID

Schemat typowego układu regulacji został przedstawiony na rys. 4.1. Rolą regulatora jest zapewnienie pożądanego zachowania określonego 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. Z punktu widzenia opisu dynamiki regulator można traktować jako element opisany transmitancją G_R i kształtujący właściwości dynamiczne układu zamkniętego.



Rys. 4.1. Schemat blokowy układu regulacji

Dla potrzeb zastosowań przemysłowych używa się regulatory komercyjne, które są regulatorami typu PID, tzn. realizują kombinację działania proporcjonalnego P, całkującego I i różniczkującego D.

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

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

gdzie:

K_p - współczynnik proporcjonalności (wzmocnienie),

T_i - czas zdwojenia (stała całkowania),

T_p - czas wyprzedzania (stała różniczkowania)

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

$u(t)$ - wielkość wyjściowa regulatora,

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 położeń 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) dolnoprzepustowej 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:

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

gdzie:

T_D – stała różniczkowania,

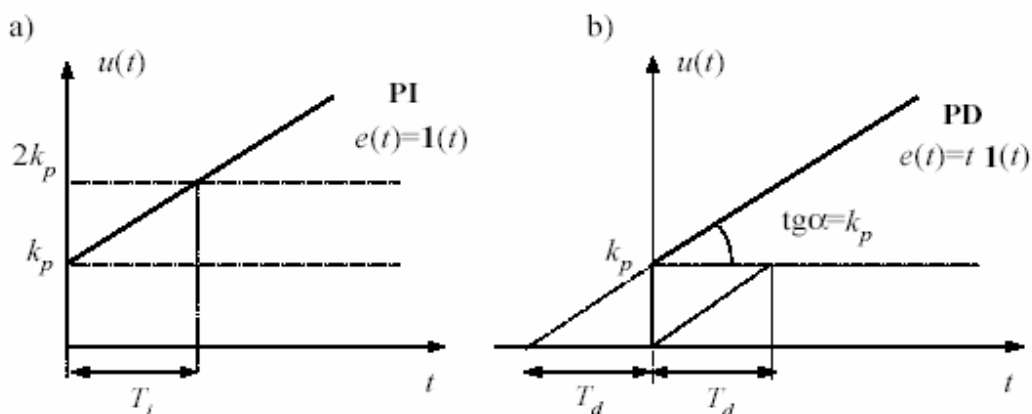
T_D/d – stała inercji (d- współczynnik podziału)

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). Zadanie projektowe polega na dobraniu wartości tych nastaw spełniających zadania regulacji. Omówione regulatory nie wyczerpują oczywiście wszystkich możliwych regulatorów. Do realizowania bardziej złożonych zadań regulacji stosuje się np. regulatory PID wyższych rzędów, które mają więcej parametrów nastawianych (por. pkt.2.4).



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

Podczas uruchamiania systemu bardzo istotnym zagadnieniem jest dobór odpowiednich nastaw regulatorów. Istnieje wiele metod strojenia regulatorów, lecz ich dobór zależy często od możliwości jakie udostępnia obiekt regulacji. 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 odwzorowanie przez sygnał regulowany $y(t)$ sygnału zadanego $x(t)$.

$$e(t) = x(t) + y(t), \quad (4.8)$$

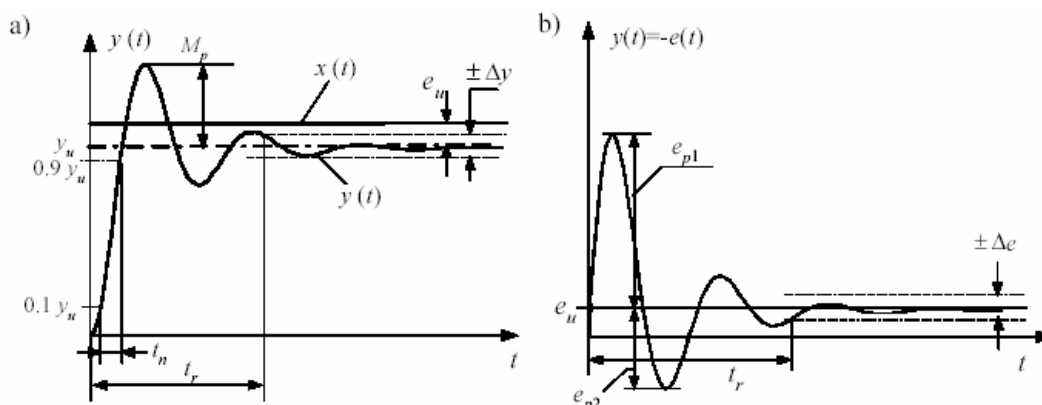
Zadanie to może być wykonane jedynie z pewną dokładnością, podczas pracy układu powstaje bowiem *uchyb regulacji* $e(t)$ stanowiący różnicę między wielkością regulowaną a jej wartością zadaną (wywołany jest on szeregiem przyczyn, wśród nich zakłóceniami, realizacją techniczną układu, własnościami transmitancji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

Wymagania dynamiczne stawiane układom regulacji często sprowadzają się do żądania określonego przebiegu sygnału błędu przy skokowym wymuszeniu. W sygnale błędu można wyróżnić

dwie składowe: **uchyby ustalony** e_u i **uchyby przejściowy** $e_p(t)$.

$$e(t) = e_u + e_p(t), \quad (4.9)$$

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 $x=0$

Należą do nich:

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

$$e_u = \lim_{t \rightarrow \infty} e(t) \quad (4.10)$$

- **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 ± 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 (inna definicja określa czas narastania jako czas dojścia od 0 do 100% wartości ustalonej). *Czas narastania określa szybkość działania układu regulacji.*
- **przeregulowanie** M_p (oznaczane także jako p) - wyrażany w procentach stosunek maksymalnej wartości odpowiedzi skokowej do wartości stanu ustalonego. *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:*

$$\kappa = \left| \frac{e_{p2}}{e_{p1}} \right| \cdot 100\% \quad (4.11)$$

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

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

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

4.5 Całkowe kryteria jakości 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:

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

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

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

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

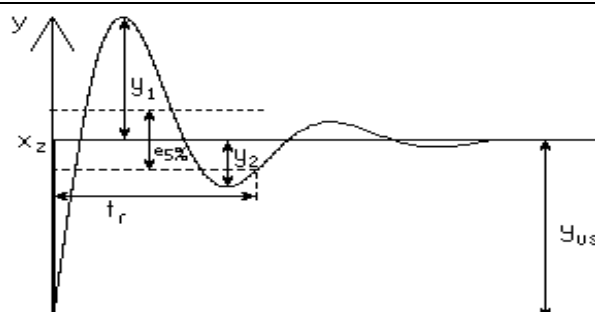
gdzie ω_0 oznacza częstotliwość drgań własnych układu i jest miarą szybkości regulacji (pasma przenoszenia). Kryterium ITAE zastosowane do optymalizacji układu regulacji drugiego rzędu daje w wyniku współczynnik tłumienia $\zeta = 0.707$ i przeregulowanie $M_p = 4\%$

4.6 Dobór 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

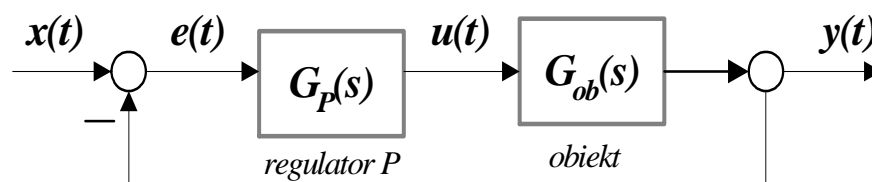
$$\frac{y_2}{y_1} = \frac{y_3}{y_2} = \frac{y_4}{y_3} = \dots = \frac{1}{2} \quad (4.17)$$



Rys. 4.4 Graficzna ilustracja zapewnienia tłumienia połówkowego

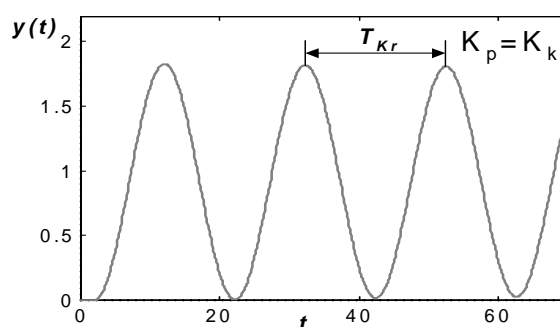
4.6.1 Metoda drgań krytycznych (metoda częstotliwościowa)

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



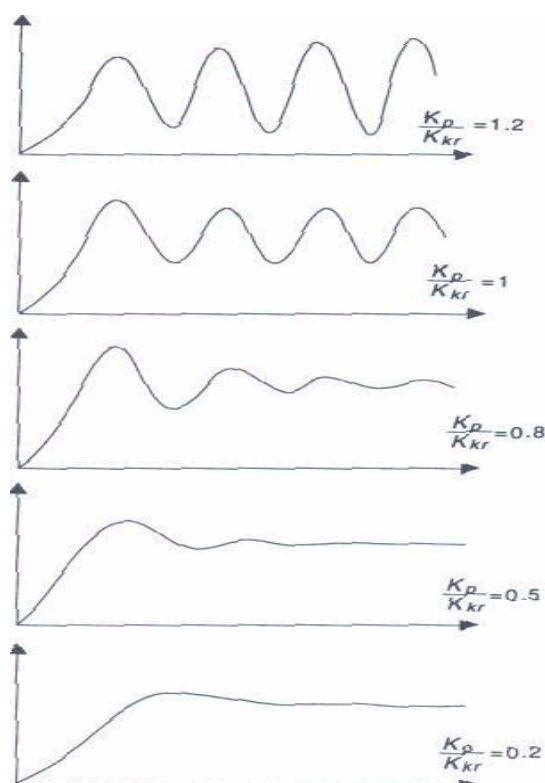
Rys. 4.5 Układ automatycznej regulacji (URA)

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 przebiegów w układzie regulacji w miarę wzrostu stosunków wzmocnienia regulatora do wzmocnienia krytycznego.



Rys. 4.7. Przebiegi w układzie regulacji proporcjonalnej.

Nastawy regulatora według testu Zieglera –Nicholsa podano w tablicy. 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.

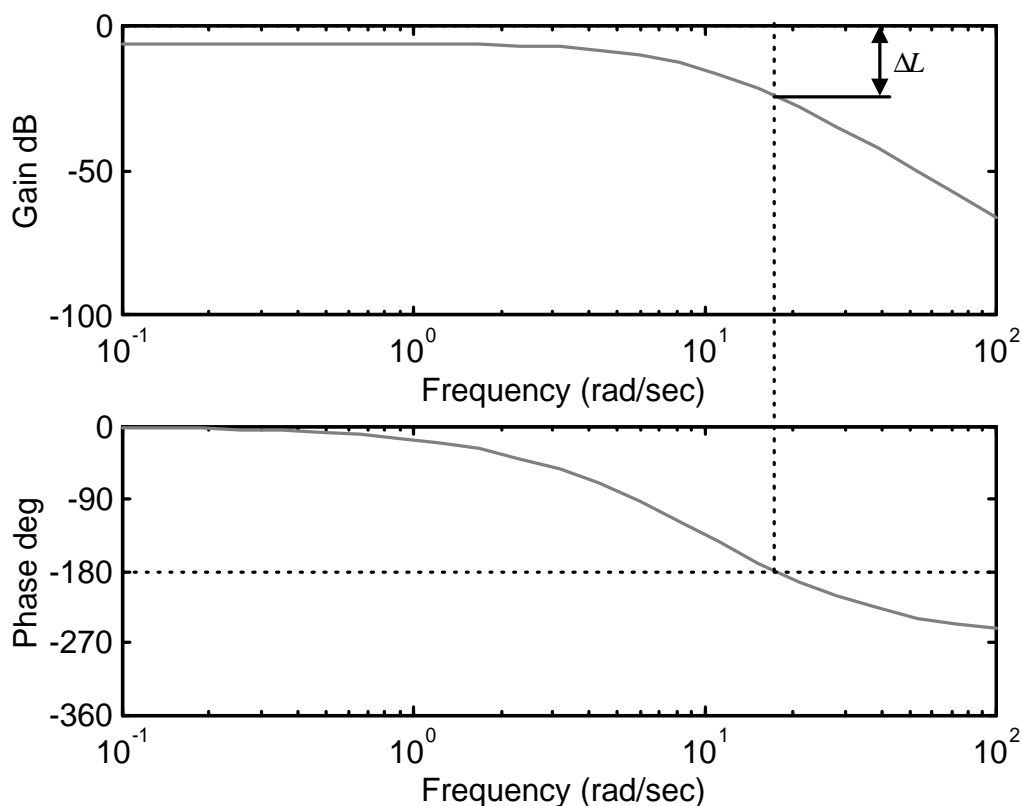
W wielu procesach niedopuszczalne jest wywoływanie drgań ustalonych do celów nastawiania regulatora, więc nie można stosować metody drgań krytycznych.

Tablica 4.1. Nastawy regulatorów wg. Zieglera-Nicholsa

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

4.6.2 Metoda charakterystyk logarytmicznych

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



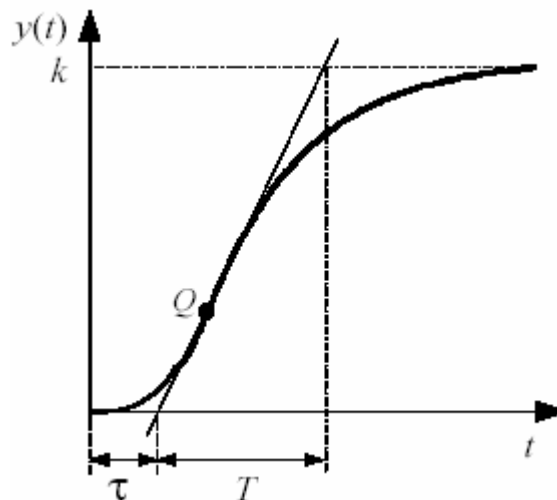
Rys. 4.7. Charakterystyki logarytmiczne

Zamknięty układ regulacji znajduje się na granicy stabilności, gdy wzmocnienie 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 $\Delta L = 20 \log K_p$. Można w ten sposób wyznaczyć pulsację krytyczną ω_{Kr} jako pulsację odpowiadającą punktowi przecięcia się ch-ki fazowej z prostą $\varphi = -\pi$ oraz $KKr = 10^{\Delta L/20}$

4.6.3 Metoda czasowa (metoda odpowiedzi skokowej)

Kolejna z metod doboru nastaw regulatorów oparta jest na odpowiedzi otwartego układu regulacji na skokowa zmianę sygnału wejściowego. 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.

Odpowiedź ta ma zazwyczaj kształt krzywej z przegięciem, jak to przedstawiono na rysunku 4.8.



Rys. 4.8 Aproksymacja parametrów odpowiedzi skokowej obiektu inercyjnego.

Metoda czasowe polegają na identyfikacji obiektu jako inercyjnego z opóźnieniem

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

gdzie:

- k - wzmacnienie obiektu,
- T - stała czasowa obiektu,
- τ - czas opóźnienia.

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

Nastawy regulatorów obliczone na podstawie odpowiedzi skokowej podane przez Zieglera i Nicholasa podano w tablicy 4.2.

Tablica 4.2 Nastawy ZN, metoda czasowa

Typ regulatora	K_p	T_i	T_d
P	$T/k\tau$	-	-
PI	$0.9 T/k\tau$	$\tau/0.3$	-
PID	$1.2T/k$	2τ	0.5τ

4.6.4 Nastawy optymalne PID

Optymalne nastawy regulatora spełniające określone kryterium oblicza się w sposób teoretyczny dla układu regulacji z obiektem zastępczym.

Tabelica 4.3. Nastawy optymalne PID

a) przy skokowej zmianie zakłócenia

Wsk. całkowy	Regulator	Część	A	B
IAE	P	P	0,902	-0,985
ISE	P	P	1,411	-0,917
ITAE	P	P	0,490	-1,084
IAE	PI	P	0,984	-0,986
		I	0,608	-0,707
ISE	PI	P	1,305	-0,959
		I	0,492	-0,739
ITAE	PI	P	0,859	-0,977
		I	0,674	-0,680
IAE	PID	P	1,435	-0,921
		I	0,878	-0,749
		D	0,482	1,137
ISE	PID	P	1,495	-0,945
		I	1,101	-0,771
		D	0,560	1,006
ITAE	PID	P	1,357	-0,947
		I	0,842	-0,738
		D	0,381	0,995

Nastawy regulatora wyznacza się z relacji:

$$Y = A \left(\frac{\theta}{\tau} \right)^B, \quad \text{której:} \quad Y = \begin{cases} kk_r & \text{dla cz. P} \\ \tau/T_z & \text{dla cz. I} \\ T_w/\tau & \text{dla cz. D} \end{cases} \quad (4.19)$$

b) przy skokowej zmianie wartości zadanej

Wsk. całkowy	Regulator	Część	A	B
IAE	PI	P	0,758	-0,861
		I	1,020	-0,323
ITAE	PI	P	0,586	-0,916
		I	1,030	-0,165
IAE	PID	P	1,086	-0,869
		I	0,740	-0,130
		D	0,348	0,914
ITAE	PID	P	0,965	-0,855
		I	0,796	-0,147
		D	0,308	0,929

Nastawy regulatora wyznacza się z relacji:

$$Y = A \left(\frac{\theta}{\tau} \right)^B, \quad \text{której:} \quad Y = \begin{cases} kk_r & \text{dla cz. P} \\ T_w/\tau & \text{dla cz. D} \end{cases} \quad \text{oraz z relacji} \quad \tau/T_z = A + B \left(\frac{\theta}{\tau} \right) \quad (4.20)$$

4.7 Optymalizacja nastaw ze względu na sygnał zadany lub zakłócenie

Należy pamiętać, że *nastawy zapewniające optymalną odpowiedź układu zamkniętego na skokową zmianę wartości zadanej* (np. w sensie minimalizacji jednego z kryteriów całkowych) *mają inne wartości niż nastawy zapewniające optymalną odpowiedź na skok zakłócenia*. Wynika to z faktu, że sygnał błędu regulacji $e(t)$ jest wywoływany zarówno przez sygnał zadany $x(t)$ jak i przez sygnał zakłócenia $z(t)$. Przy strukturze układu zamkniętego jak na rys 4.1 transformata sygnału regulowanego jest opisana równością:

$$G(s) = \frac{G(s)G_R(s)}{1 + G(s)G_R(s)} X(s) + \frac{G(s)}{1 + G(s)G_R(s)} Z(s) \quad (4.21)$$

w której transmitancje składników po prawej stronie różnią się (zauważmy jednak, że ze względu na jednakowe mianowniki w obu składnikach dynamika odpowiedzi swobodnych jest taka sama). W związku z tym sposób doboru nastaw powinien być uzależniony od celu regulacji. W przypadku układu regulacji stałowartościowej $x(t)=const$ i kluczowe znaczenie ma optymalizacja dynamiki układu regulacji pod kątem eliminacji wpływu zakłócenia i zachowania zerowego błędu od wymuszenia w stanie ustalonym. W układzie regulacji, w którym sygnał zadany ciągle się zmienia (np. układzie regulacji nadążnej) najważniejsza jest z kolei optymalizacja regulatora ze względu na wymuszenie. Zachowanie obu wymagań jest często sprzeczne i wymaga zachowania kompromisu.

4.8 Wykonanie ćwiczenia

Dla obiektu zadanego przez prowadzącego zaproponować strukturę regulatora (P, PI, PD, PID) oraz zaprojektować regulator metodami:

1. Metodą częstotliwościową Zieglera-Nicholsa:
 - Eksperymentalną (testu drgań),
 - Metodą charakterystyk logarytmicznych,
2. Metodą czasową według nastaw ZN, CHR lub CC oraz optymalnych ISE.

Porównać jakość regulacji (dla przypadku nadążania i kompensacji) dla każdego z otrzymanych regulatorów.

LITERATURA

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