

P O L I T E C H N I K A Ł Ó D Z K A
INSTYTUT ELEKTROENERGETYKI

ZAKŁAD ELEKTROWNI

LABORATORIUM POMIARÓW I AUTOMATYKI

W ELEKTROWNIACH

UKŁADY AUTOMATYCZNEJ REGULACJI

MATERIAŁY POMOCNICZE DO ĆWICZEŃ LABORATORYJNYCH

ŁÓDŹ 2012

Na podstawie:

Findeisen W.: Technika regulacji automatycznej, PWN, Warszawa 1969.

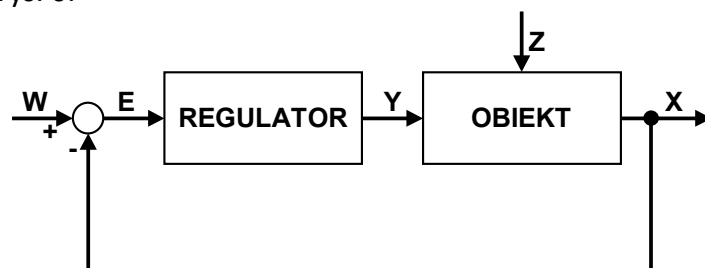
Puławczewski J.: Dobór nastaw regulatorów przemysłowych, WNT, Warszawa 1966.

Rakowski J., Automatyka ciepłych urządzeń siłowni, WNT, Warszawa 1976.

SPIS TREŚCI

1. Obiekty regulacji.....	3
2. Regulatory	7
2.1. Regulatory bezpośredniego działania	9
2.2. Regulatory dwupołożeniowe	10
2.3. Regulatory krokowe	11
2.4. Regulatory o działaniu ciągłym.....	14
3. Dobór nastaw regulatorów	16
3.1. Kryteria doboru nastaw regulatorów.....	16
3.2. Metody doboru nastaw regulatorów	19
3.3. Przykład doboru nastaw regulatora	20
Rakowski J.: <i>Automatyka ciepłych urządzeń siłowni</i> (wybrane materiały).....	24

UKŁADY AUTOMATYCZNEJ REGULACJI (UAR) są to układy sterowania posiadające sprzężenie zwrotne, których zadaniem jest sterowanie procesem (sygnałami wyjściowymi) w zależności od doprowadzonych sygnałów wejściowych. Schemat blokowy takiego układu przedstawiono na rys. 0.



Rys. 0. Schemat blokowy UAR; X – wielkość regulowana (np. temperatura, ciśnienie, poziom); Y – wielkość nastawiająca (np. przepływ); Z – wielkość zakłócająca (np. temperatura); W – wartość zadana wielkości regulowanej; $E=W-X$ – uchyb regulacji;

1. OBIEKTY REGULACJI

Obiekt regulacji jest to zespół aparatury technologicznej wraz z urządzeniami pomiarowymi i nastawczymi. Aparatura technologiczna może mieć prostą lub bardziej skomplikowaną konstrukcję. Przykładami aparatury technologicznej są: wymienniki ciepła, zbiorniki, reaktory chemiczne itp. Mogą być również wzajemnie współpracujące zespoły. Przykładem bardzo złożonego obiektu jest kocioł energetyczny, w którym wiele układów technologicznych współpracuje ze sobą.

Urządzenia nastawcze to różnego rodzaju zawory, przepustnice i dozowniki wraz z ich napędami, ale również przykładowo falowniki umożliwiające zmianę wydajności wielu urządzeń, takich jak pompy czy wentylatory. Urządzenia nastawcze pozwalają oddziaływać na wielkości strumieni materiałów lub energii zasilających aparaturę technologiczną. W aparaturze technologicznej zachodzą procesy, które przetwarzają produkty wejściowe na bardziej użyteczne w realizowanym procesie. Może to być przykładowo wzrost ciśnienia lub temperatury, zmiana wydajności itp.

Urządzenia pomiarowe to aparatura pomiarowa, w skład której wchodzi czujniki pomiarowe wraz z przetwornikami potrafiącymi generować najczęściej sygnały elektryczne (prądowe) lub cyfrowe, proporcjonalne do wielkości mierzonej. Urządzenia pomiarowe dostarczają informacji o wartościach różnych, zmiennych w czasie, wielkości fizycznych i chemicznych, od których zależy stan przetwarzanych w procesie technologicznym substancji. Wielkości te, to zmienne procesowe, które powinny mieć określone wartości, konieczne dla zapewnienia właściwej jakości produktów otrzymywanych w procesie technologicznym.

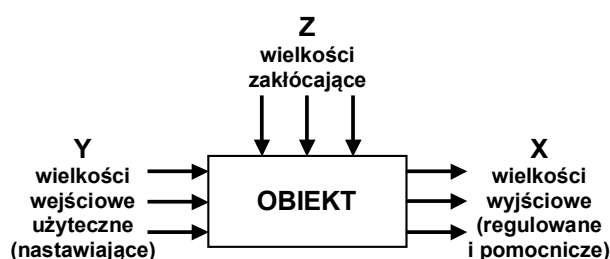
Zmienne procesowe mogą ulegać zmianom na skutek celowej interwencji dla osiągnięcia i utrzymania wymaganych warunków fizyko-chemicznych określonych potrzebami technologicznymi, jak również w wyniku oddziaływania rozmaitych czynników zakłócających, takich jak zużycie materiałów, zmiana temperatury otoczenia, zmiana napięcia zasilającego, itp. Należy zaznaczyć, że czynniki zakłócające mogą oddziaływać bezpośrednio na aparaturę technologiczną, jak również na urządzenia pomiarowe i nastawcze oraz instalację łączącą te urządzenia.

Zespół czynności mających na celu zapewnienie właściwego przebiegu procesu technologicznego nazywa się **sterowaniem** tego procesu. Szczególnym rodzajem sterowania jest **regulacja**, która polega na wykorzystaniu do celów sterowania różnicy między wartością wielkości pożądaną (zadaną) i mierzoną, czyli tak zwanego **uchybu regulacji**. Istota

regulacji będzie więc polegała na kompensacji wpływu wielkości zakłócających na regulowane, poprzez zmiany wielkości nastawiających tak, aby wartości wielkości regulowanych dostatecznie mało różniły się od pożądanych (zadanych).

Zazwyczaj w obiekcie regulacji wydzielana jest jedna wielkość nastawiająca, której zmiany mogłyby być łatwo wywoływane przez regulator w wystarczającym zakresie oraz wpływie na wybraną wielkość regulowaną. Wówczas wielkość nastawiającą nazywamy **wielkością wejściową** (Y), a wielkość regulowaną **wielkością wyjściową** (X).

W układach regulacji o wielu wielkościach regulowanych obiekt ma większą liczbę wielkości o ustalonych dla nich zadaniach i większą liczbę wielkości nastawiających. Ogólnie w obiekcie wyróżniamy wiele wielkości wejściowych i wiele wyjściowych. Wielkościami wejściowymi będą wymuszenia zewnętrzne (pożyteczne lub szkodliwe), a wielkościami wyjściowymi zmienne, których przebiegi są określone w procesie regulacji lub które są użytkowane przez regulator jako wielkości pomocnicze. Przyjmując dla wielkości wejściowych szkodliwych nazwę „wielkości zakłócające”, obiekt regulacji można przedstawić, jak na rys. 1.1.



Rys. 1.1. Schematyczne przedstawienie obiektu regulacji

Rachunkowa lub eksperymentalna analiza właściwości obiektu regulacji, powinna ustalić związki między wielkościami wejściowymi a wyjściowymi, w szczególności zależności wielkości regulowanych od wielkości nastawiających i zakłócających, oraz określenie w jakim stopniu wielkości wyjściowe pomocnicze dostarczają wiadomości o zakłóceniach i ewentualnie o działaniu nastawiającym. Obiekt regulacji jest zazwyczaj bardzo złożony i określenie ogólne wszystkich jego właściwości jest trudne. Trzeba zatem ustalić te spośród wejść i wyjść, które są dla nas interesujące i tym samym ograniczyć potrzebny nakład obliczeń lub pomiarów.

Jako kryteria klasyfikacji obiektów regulacji zwykle przyjmuje się ich charakterystyki. Rozróżnia się charakterystyki statyczne i dynamiczne.

Charakterystyki statyczne określają w stanach ustalonych wzajemne zależności między zmiennymi procesu – wielkościami wyjściowymi i wejściowymi.

Charakterystyki dynamiczne dostarczają informacji o zachowaniu się procesu w stanach nieustalonych, to znaczy po wystąpieniu nastawiającego lub zakłócającego oddziaływania przed osiągnięciem przez obiekt ponownego stanu równowagi.

W ogólnym przypadku związki między wejściami i wyjściami obiektu wyraża się równaniami różniczkowymi. Jeżeli równanie różniczkowe jest równaniem liniowym o stałych współczynnikach, można skorzystać z przekształcenia Laplace’a i wyrazić je, przy zerowych warunkach początkowych w postaci operatorowej, stanowiącej zależność liniową między transformatami przebiegów wielkości wejściowych i wyjściowych oraz transmitancjami (przepustowościami) obiektu dla poszczególnych wielkości wejściowych.

Właściwości obiektów liniowych można opisać nie tylko za pomocą równań lub transmitancji, ale także za pomocą charakterystyk czasowych lub częstotliwościowych.

Istnieją trzy zasadnicze metody pomiarowe określenia właściwości dynamicznych obiektów:

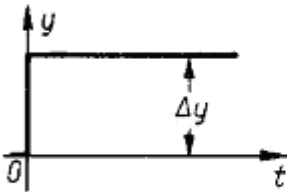
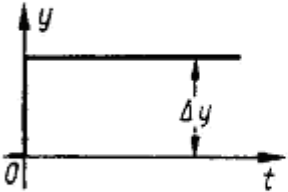
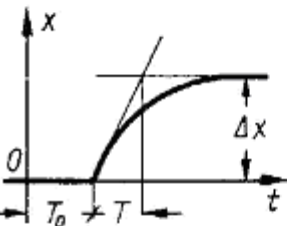
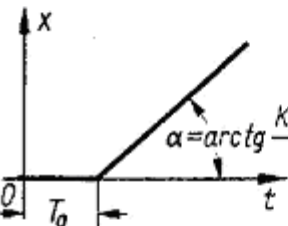
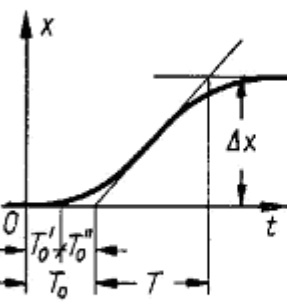
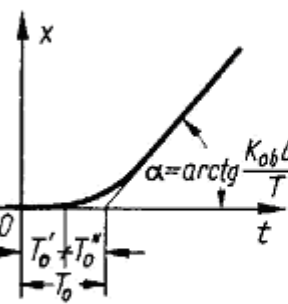
- metoda rejestracji odpowiedzi na znany jednokrotny sygnał wymuszający;
- metody częstotliwościowe;
- metody statystyczne.

Praktycznym sposobem określania właściwości dynamicznych regulowanych obiektów (przynajmniej w bardziej złożonych przypadkach) jest zazwyczaj wykonanie odpowiednich pomiarów. W czasie pomiarów właściwości dynamicznych regulowanych obiektów należy przestrzegać ogólnych zasad:

1. Pomiary powinny być wykonywane w określonych, najczęściej znamionowych warunkach pracy.
2. Należy brać pod uwagę, że w warunkach rzeczywistych na badany obiekt zawsze oddziałują zakłócenia. Niektóre z tych zakłóceń zazwyczaj udaje się na czas pomiarów wyeliminować lub zmniejszyć. Reszta czynników zakłócających może zniekształcać wyniki badań, dlatego też należy pomiary kilkakrotnie powtarzać i wykorzystywać wartości średnie.
3. Do pomiarów należy w pierwszej kolejności używać tych samych elementów nastawczych i wykonawczych, które są wykorzystywane w rzeczywistym układzie regulacji. Natomiast aparatura pomiarowa może być uzupełniona na czas badań dodatkowymi przyrządami (rejestratory), które nie będą wpływały na pracę badanego układu.
4. Sposób wykonywania pomiarów trzeba dopasować do konkretnych potrzeb. Zazwyczaj odgrywają tu rolę takie czynniki, jak: wielkość i postać czynników zakłócających pomiary oraz niemożność zbyt dużego zakłócenia pracy obiektu przez wprowadzenie celowych zaburzeń potrzebnych do określania właściwości dynamicznych obiektu.
5. W przypadku obiektów wieloparametrowych należy, tak dobrać położenie elementów nastawczych, aby poszczególne przyrządy pomiarowe wskazywały pożądane wartości wielkości wyjściowych. Następnie należy kolejno wprowadzać oddziaływania zaburzające do poszczególnych wejść obiektu, utrzymując niezmiennie wartości pozostałych oddziaływań nastawczych. Aby móc określić wartość sprzężeń skrośnych występujących w badanym obiekcie, każdorazowo muszą być rejestrowane wszystkie przebiegi wyjściowe.

Najczęściej występującymi nieokresowymi sygnałami wymuszającymi w celu badania właściwości dynamicznych obiektów są oddziaływania skokowe o ograniczonej prędkości zmiany oraz oddziaływania mające postać prostokątnych impulsów jedno- lub dwustronnych. Odpowiedzi skokowe typowych obiektów regulacji przedstawiono w tabeli 1.1.

Tabela 1.1. Odpowiedzi skokowe typowych obiektów regulacji

Obiekty statyczne		Obiekty astatyczne	
Typowe odpowiedzi skokowe	$\frac{\Delta x(s)}{\Delta y(s)} = G(s)$	Typowe odpowiedzi skokowe	$\frac{\Delta x(s)}{\Delta y(s)} = G(s)$
	—		—
	$\frac{K_{ob} \exp(-sT_0)}{Ts+1}$ $K_{ob} = \frac{\Delta x}{\Delta y}$		$\frac{K_{ob} \exp(-sT_0)}{Ts}$ $K_{ob} \equiv 1$
	$\frac{K_{ob} \exp(-sT_0')}{(T_1s+1)(T_2s+1)}$ lub $\frac{K_{ob} \exp(-sT_0')}{(T_1s+1)(T_2s+1)(T_3s+1)}$ lub upraszczając $\frac{K_{ob} \exp(-sT_0)}{Ts+1}$ $K_{ob} = \frac{\Delta x}{\Delta y}$		$\frac{K_{ob} \exp(-sT_0')}{(T_1s+1)T_2s}$ $K_{ob} \equiv 1$ lub $\frac{K_{ob} \exp(-sT_0')}{(T_1s+1)(T_2s+1)T_3s}$ $K_{ob} \equiv 1$ lub upraszczając $\frac{K_{ob} \exp(-sT_0)}{Ts}$ $K_{ob} \equiv 1$

2. REGULATORY

Regulator jest to urządzenie działające w układzie automatycznej regulacji wytwarzające sygnał sterujący na podstawie sygnału uchybu regulacji (rys. 1). Jako kryteria klasyfikacji regulatorów przyjmuje się:

Cechy konstrukcyjne:

Wyróżniamy regulatory uniwersalne, które mogą współpracować z różnymi rodzajami obiektów i regulatory specjalistyczne, które są przystosowane do regulacji tylko wąskiej grupy obiektów lub też tylko jednego ich rodzaju. **Regulatory uniwersalne** mają normalizowane sygnały wejściowe i wyjściowe, przez co mogą pracować w układach z różnymi urządzeniami pomiarowymi i wykonawczymi. Mają bardzo duży zakres nastawialnych parametrów, które decydują o ich dynamice procesowej. **Regulatory specjalistyczne** są jedną całością wraz z miernikiem wielkości regulowanej oraz urządzeniem wykonawczym. Są one dostosowane do regulacji jednego, ściśle określonego obiektu.

Rodzaj energii stosowanej do zasilania regulatora:

Rozróżniamy regulatory bezpośredniego i pośredniego działania. **Regulatory bezpośredniego działania** są zasilane energią pobieraną bezpośrednio z obiektu regulowanego, natomiast **regulatory pośredniego działania** są zasilane z zewnętrznych źródeł, i mogą to być regulatory: elektryczne, pneumatyczne, hydrauliczne lub mieszane.

Rodzaje sygnałów:

Rozróżniamy **regulatory analogowe** o wyjściu ciągłym, analogowe o wyjściu prawie ciągłym (**regulatory krokowe**), analogowe o wyjściu nieciągłym (**regulatory dwupołożeniowe**), **regulatory cyfrowe** (o wyjściu nieciągłym).

Charakter zadania:

Regulacja stałowartościowa – jeżeli UAR ma utrzymywać stałą (zadaną) wartość wielkości regulowanej. **Regulacja programowa** – jeżeli wartość sygnału regulowanego powinna zmieniać się według określonego programu. **Regulacja nadążna** – gdy nie znane są zmiany w czasie wartości zadanej.

Charakterystykę dynamiczną:

Wyróżniamy regulatory o charakterystyce: proporcjonalnej (**P**), proporcjonalno-całkującej (**PI**), proporcjonalno-różniczkującej (**PD**), proporcjonalno-całkująco-różniczkującej (**PID**).

Ostatnie z kryteriów podziału daje szerokie możliwości dopasowania (dostrojenia) UAR do wymaganej jakości regulacji. Dodać należy, że równanie określające zależność między uchybem $\varepsilon(t)$ i sygnałem nastawczym (sterującym) $y(t)$, nazywane często „prawem regulacji”, ma zasadnicze znaczenie dla przebiegu regulacji.

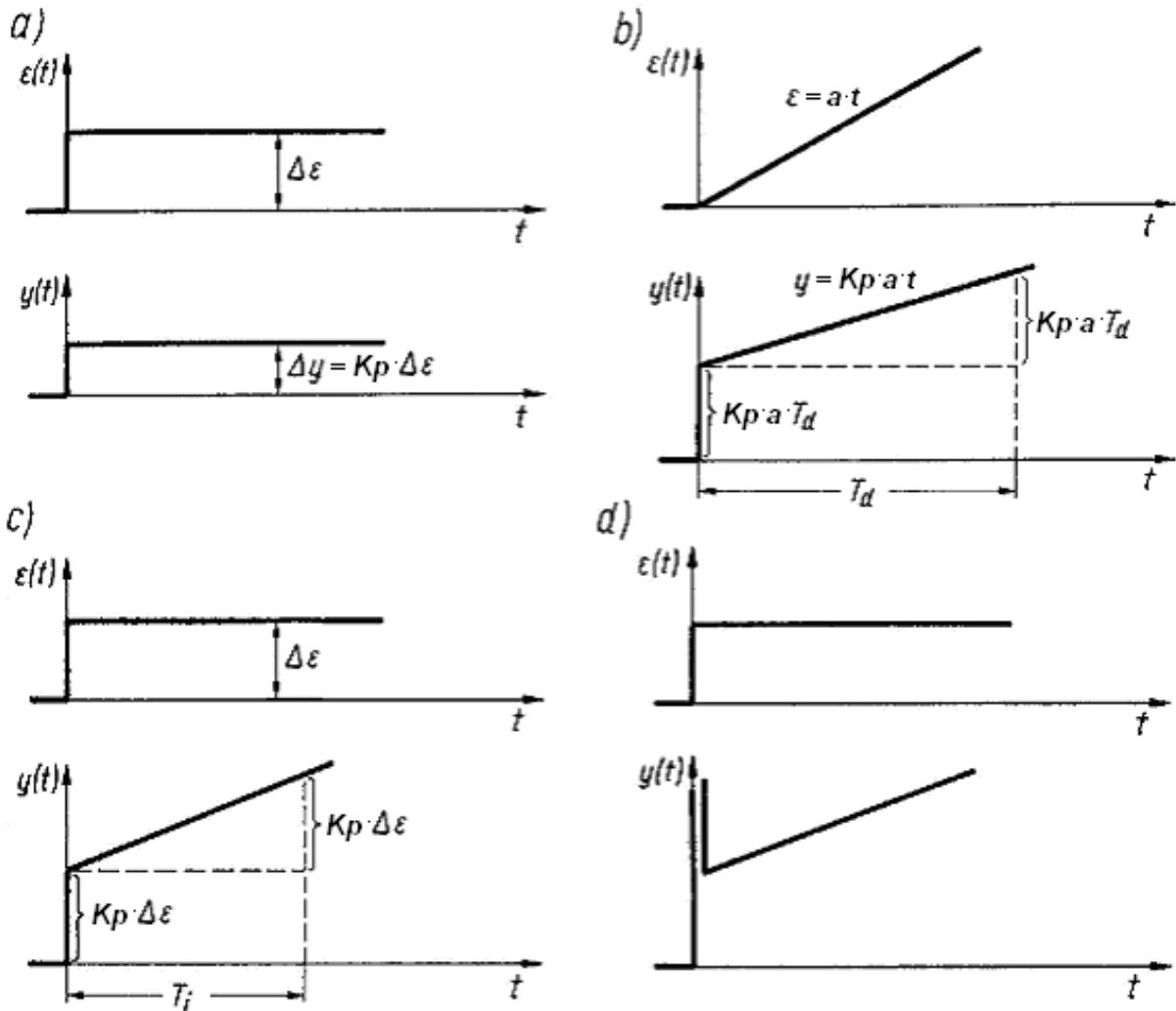
W przypadku regulacji proporcjonalnej (typu P) mamy: $y(t) = K_p \cdot \varepsilon(t)$

Lub $Y(s) = K_p \cdot E(s)$.

Współczynnik **K_p** nazywa się wzmocnieniem regulatora, natomiast jego odwrotność wyrażona w procentach jest nazywana zakresem proporcjonalności **X_p**. Mamy więc:

$$X_p = \frac{1}{K_p} \cdot 100\%.$$

Odpowiedź skokowa regulatora P jest przedstawiona na rys. 2.1a.



Rys. 2.1. Odpowiedzi idealnych regulatorów o działaniu ciągłym: a) P, b) PD, c) PI, d) PID

Jeśli „prawo regulacji” ma postać: $y(t) = K_p \cdot \varepsilon(t) + K_p \cdot T_d \cdot \frac{d\varepsilon(t)}{dt}$

lub $Y(s) = K_p \cdot E(s) + K_p \cdot T_d \cdot s \cdot E(s)$, to regulator nazywa się proporcjonalno-różniczkowy lub typu PD. Współczynnik K_p nadal nazywa się wzmocnieniem regulatora. Stała czasowa T_d jest najczęściej wyrażana w sekundach lub minutach i jest nazywana czasem wyprzedzenia (niekiedy czasem różniczkowania).

Odpowiedź regulatora PD na liniowo narastającą zmianę uchybu została przedstawiona na rys. 2.1b.

Ponieważ $\varepsilon(t) = a \cdot t$, więc: $E(s) = a \cdot \frac{1}{s^2}$ oraz $Y(s) = K_p \cdot a \cdot \frac{1}{s^2} + K_p \cdot T_d \cdot a \cdot \frac{1}{s}$.

W funkcji czasu mamy: $y(t) = K_p \cdot a \cdot t + K_p \cdot T_d \cdot a \cdot 1(t)$.

Jeśli $t = T_d$, to wartość obu składowych przebiegu sygnału nastawiającego $y(t)$ jest jednakowa. Wynika stąd możliwość doświadczalnego określania wartości czasu wyprzedzenia regulatora. Należy wytworzyć takie warunki badania, aby uchyb $\varepsilon(t)$ oddziałujący na regulator zmieniał się liniowo: $\varepsilon(t) = a \cdot t$, a następnie rejestrować przebieg $y(t)$. Czas, po którym przyrost sygnału nastawczego $y(t)$ osiągnie wartość dwukrotnie większą od swej początkowej zmiany skokowej, określa wartość czasu wyprzedzenia T_d . Czas wyprzedzenia został zaznaczony na rys. 2.1b.

„Prawo regulacji” może mieć także postać: $y(t) = K_p \cdot \varepsilon(t) + \frac{K_p}{T_i} \cdot \int \varepsilon(t) \cdot dt$ lub

w postaci operatorowej: $Y(s) = K_p \cdot E(s) + \frac{K_p}{T_i \cdot s} \cdot E(s)$.

Stałą T_i wyraża się w sekundach lub w minutach i nazywa się czasem zdwojenia (niekiedy czasem całkowania). Gdy $\varepsilon(t) = a \cdot 1(t)$, a więc gdy $E(s) = A \cdot \frac{1}{s}$, to wówczas:

$$Y(s) = K_{reg} \cdot A \cdot \frac{1}{s} + \frac{K_{reg} \cdot A}{T_i} \cdot \frac{1}{s^2} \quad \text{lub w funkcji czasu:} \quad y(t) = K_{reg} \cdot A \cdot 1(t) + \frac{K_{reg} \cdot A}{T_i} \cdot t.$$

Wynika stąd, że oba składniki odpowiedzi skokowej regulatora PI uzyskują jednakowe wartości, gdy $t = T_i$. Odpowiedź skokowa regulatora PI została przedstawiona na rys. 2.1d. Z rysunku tego wynika sposób doświadczalnego określania wartości czasu zdwojenia T_i oraz wzmocnienia K_p regulatora proporcjonalno-całkowy.

W praktyce przemysłowej rozpowszechniony jest jeszcze jeden rodzaj „prawa regulacji”, najbardziej złożony, ale też najbardziej uniwersalny i pozwalający uzyskać najlepsze efekty regulacyjne. Mamy wówczas:

$$y(t) = K_p \cdot \varepsilon(t) + \frac{K_p}{T_i} \cdot \int \varepsilon(t) \cdot dt + K_p \cdot T_d \cdot \frac{d\varepsilon(t)}{dt} \quad (2.1)$$

bądź w postaci operatorowej:

$$Y(s) = K_p \cdot E(s) + \frac{K_p}{T_i \cdot s} \cdot E(s) + K_p \cdot T_d \cdot s \cdot E(s) \quad (2.2)$$

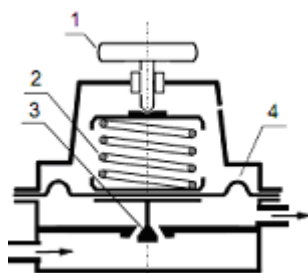
Regulatory działające w myśl powyższego równania nazywają się proporcjonalno-całkowo-różniczkowe lub typu PID. Zauważymy, że gdy $T_d = 0$, to wówczas regulator PID staje się regulatorem PI oraz jeśli $T_i \rightarrow \infty$ (jest bardzo duże), to regulator PID staje się regulatorem PD. Odpowiedź skokowa regulatora PID została przedstawiona na rys. 2.1d.

Przebiegi wartości uchybu $\varepsilon(t)$ i sygnału nastawczego (sterującego) $y(t)$ niekoniecznie muszą się zmieniać w sposób ciągły, jak to przedstawiono na rys. 2.1. Mogą one mieć także postać impulsów, których wartości średnie są od siebie uzależnione według podanych „praw regulacji”. Jeśli sygnały w układach regulacji zmieniają się w sposób ciągły i gdy układy te działają zgodnie z (2.1), to nazywa się je układami regulacji ciągłej PID. W przypadku sygnałów przerywanych można mieć do czynienia z układami impulsowymi PID lub układami regulacji krokowej PID.

2.1. Regulatory bezpośredniego działania

Rozróżnia się regulatory bezpośredniego działania zasilane energią pobieraną bezpośrednio z obiektu podczas pomiaru wielkości regulowanej innym typem regulatora jest regulator pośredniego działania zasilany energią z zewnętrznego źródła.

Przykładem regulatora bezpośredniego działania jest reduktor ciśnienia przedstawiony na rys. 2.2. Reduktor służy do stabilizacji ciśnienia w rurociągu za reduktorem. Ciśnienie zadane nastawia się pokrętką 1 zmieniając nacisk sprężyny 2 na membranę 4. Nacisk sprężyny jest równoważony przez siłę pochodzącą od ciśnienia działającego na membranę 4 połączoną z grzybkiem 3 zaworu. Membrana jest elementem mierzącym ciśnienie i równocześnie elementem porównującym wartość zadaną z wielkością regulowaną (nacisk sprężyny). Reduktor jest analogowym regulatorem proporcjonalnym (typu P) o działaniu ciągłym.



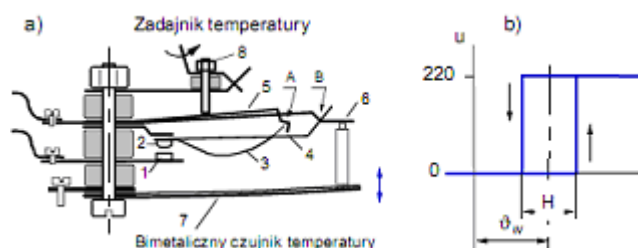
Rys. 2.2. Reduktor ciśnienia

Tego typu regulatory w dużych instalacjach przemysłowych są wykorzystywane jako regulatory pomocnicze, wspomagające podstawowe UAR.

2.2. Regulatory dwupołożeniowe

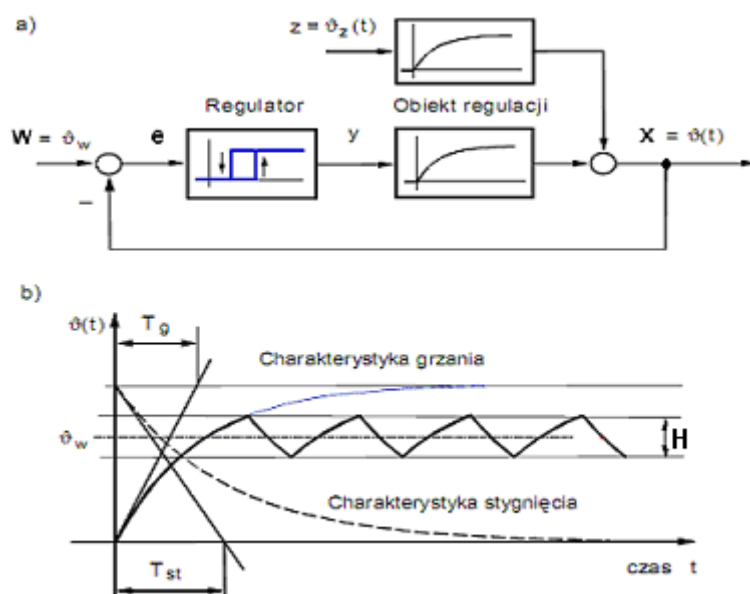
Regulatory dwupołożeniowe posiadają przełącznik dwupołożeniowy, który załącza i wyłącza urządzenie wykonawcze zależnie od wartości odchyłki regulacji. Typowym zastosowaniem regulatorów dwupołożeniowych jest regulacja temperatury grzejników elektrycznych.

Na rys. 2.3 przedstawiono dwupołożeniowy regulator temperatury żelazka elektrycznego oraz jego charakterystykę statyczną. Regulator (rys. 2.3a) składa się z bimetalicznego czujnika temperatury **7** oraz przełącznika dwupołożeniowego. W położeniu spoczynkowym zestyki **1-2** przełącznika są zwarte. Przy wzroście temperatury bimetaliczna płytką **7** wygina się, jej wolny koniec poprzez ceramiczny popychacz podnosi wolny koniec sprężyny **6** połączonej ze sprężyną **5** w miejscu zamocowania oraz z końcem sprężyny **4**, na której znajduje się ruchomy zestyk **2**. Jeżeli punkt **B** połączenia sprężyn **4** i **6** znajdzie się powyżej punktu **A** połączenia sprężyn **3** i **5**, wówczas nastąpi szybkie rozwarcie zestyków **1** i **2** zapobiegając w ten sposób powstawaniu łuku między stykami. Zadaną temperaturę, przy której następuje przełączanie styków nastawia się śrubą **8**. Charakterystyka statyczna przełącznika (rys. 2.4b) posiada strefę niejednoznaczności o szerokości $2H$. Załączanie styków następuje przy niższej wartości temperatury czujnika, a wyłączenie przy wyższej.



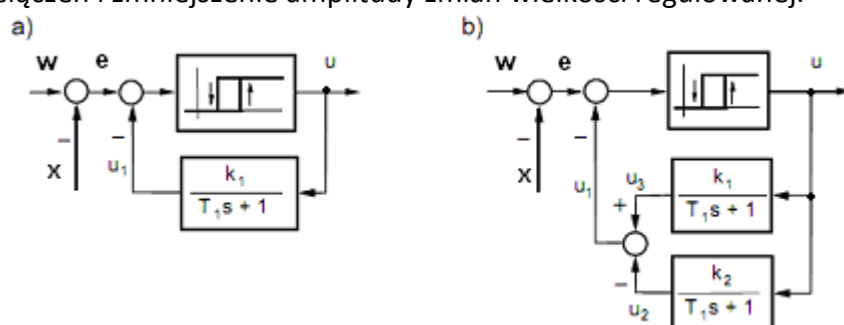
Rys. 2.3. Dwupołożeniowy regulator temperatury żelazka i jego charakterystyka statyczna

Na rys. 2.4 przedstawiono schemat blokowy tego układu regulacji oraz czasowy przebieg procesu regulacji. Po włączeniu grzałki wzrasta temperatura żelazka oraz temperatura czujnika bimetalicznego według charakterystyki nagrzewania. Gdy temperatura czujnika wzrośnie powyżej górnej strefy niejednoznaczności, wówczas nastąpi wyłączenie dopływu prądu elektrycznego, a temperatura zacznie zmniejszać się według charakterystyki stygnięcia. Cykle grzania i stygnięcia powtarzają się, a typowe przebiegi regulacji przedstawiono na rys. 5b). Czas grzania na ogół jest inny od czasu stygnięcia, ponieważ moc strat ciepła do otoczenia zależy od temperatury powierzchni żelazka, a moc grzałki elektrycznej jest stała. Jeżeli charakterystyka czasowa obiektu regulacji nie ma opóźnienia czasowego, to amplituda zmian temperatury jest równa strefie niejednoznaczności przełącznika. Zmniejszenie strefy niejednoznaczności powoduje zwiększenie częstości przełączeń, co może być niekorzystne dla trwałości styków przełącznika.



Rys. 2.4. Regulacja dwupołożeniowa temperatury żelazka: a) schemat blokowy, b) czasowy przebieg regulacji

W układzie regulacji dwupołożeniowej amplituda zmian wielkości regulowanej może być mniejsza od strefy histerezy, jeżeli wprowadzi się dodatkowe ujemne sprzężenie zwrotne obejmujące przekątnik jak to przedstawiono na rys. 2.5. Stała czasowa sprzężenia zwrotnego jest mniejsza od stałej czasowej obiektu, dlatego sygnał sprzężenia zwrotnego zwiększa się szybciej niż wielkość regulowana i powoduje wcześniejsze rozłączenie styków. Zwiększa się częstotliwość przełączeń i zmniejszenie amplitudy zmian wielkości regulowanej.



Rys. 2.5. Schematy blokowe regulatorów dwupołożeniowych z korekcyjnymi sprzężeniami zwrotnymi: a) charakterystyka PD, b) charakterystyka PID

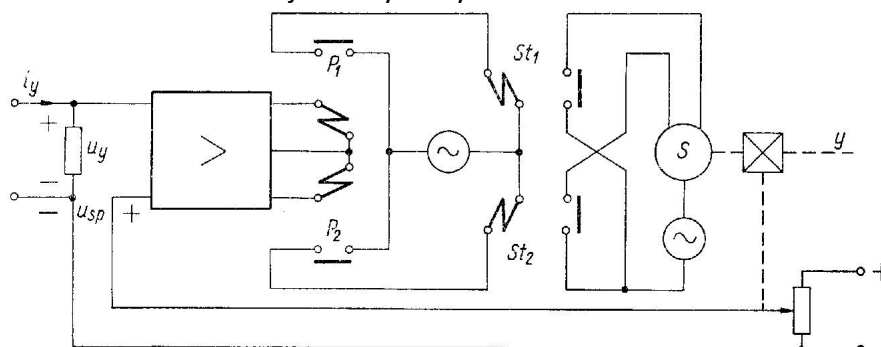
W regulatorach dwupołożeniowych z korekcyjnymi sprzężeniami zwrotnymi stosuje się bezstykowe elementy przełączające (tyrystory i tranzystory mocy) zapewniające trwałość elementu przełączającego.

2.3. Regulatory krokowe

Gdy elementem nastawczym jest poruszany silnikiem elektrycznym siłownik, to w praktyce istnieją dwie możliwości realizacji UAR. Pierwsza z nich polega na stosowaniu ciągłego sygnału pośredniczącego między elementem nastawczym (położenie siłownika) a regulatorem. Układ ten ma wówczas postać prostego serwomechanizmu przekątnikowego (**przekątnik trójpokożeniowy**). Druga możliwość wymaga takiej konstrukcji regulatora, aby wysyłał on do silnika wykonawczego impulsy sterujące, których średnia wartość zależy od amplitudy i pochodnych uchybu. W obu przypadkach stosowane są silniki o stałej prędkości obrotowej. Silnik wyłączony (0) – prędkość zerowa, silnik włączony (-1, +1) – prędkość znamionowa o różnym kierunku obrotów (w lewo lub w prawo).

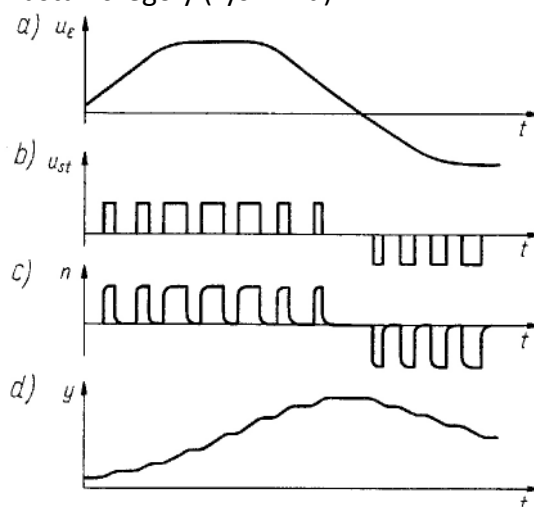
Zasadę realizacji przekąźnikowego serwomechanizmu wykonawczego przedstawiono na rys. 2.6. Sygnał sterujący i_y (u_y) generowany przez regulator PID o działaniu ciągłym odejmuje się od sygnału u_{sp} proporcjonalnego do położenia organu wykonawczego (siłownika).

W zależności od znaku tej różnicy działa jeden z przekąźników P_1 lub P_2 , powodując włączenie stycznika St_1 lub St_2 . W zależności od tego, który ze styczników włącza silnik S , ten obraca organ nastawczy w prawo lub w lewo. Gdy $u_y = u_{sp}$ następuje zwolnienie przekąźników P i silnik serwomechanizmu zostaje zatrzymany.



Rys. 2.6. Przekąźnikowy serwomechanizm wykonawczy

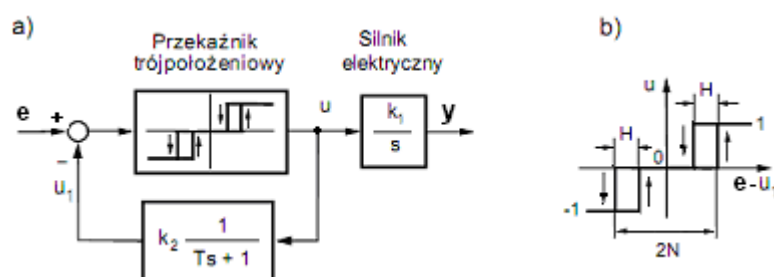
Zasadę sterowania średnią prędkością silnika przedstawiono na rys. 2.7. Uchyb $u_e = u_y - u_{sp}$ powoduje wygenerowanie ciągu impulsów prostokątnych (rys. 2.7b) powodujących załączanie i wyłączanie silnika (prędkość obrotowa silnika n , rys. 2.7c) oraz zmianę położenia organu nastawczego y (rys. 2.7d).



Rys. 2.7. Sterowanie krokowe organem nastawczym: a) przebieg uchybu, b) impulsy sterujące silnik, c) przebieg prędkości obrotowej silnika, d) przebieg położenia organu nastawczego.

Położenie organu nastawczego y zmienia się zgodnie z całką z impulsów prędkości obrotowej silnika. Jeżeli „schoinki” krzywej z rys. 2.7d są dostatecznie małe (częstotliwość impulsów sterujących znacznie mniejsza od częstotliwości uchybu u_e), to z wystarczającą dokładnością można przyjąć ciągły związek między przebiegami z rys. 2.7a i 2.7d. Związek ten może być dla regulatorów krokowych typu PID. Dla regulatorów krokowych okres impulsów sterujących jest zmienny i zależy od zmian uchybu, dlatego też tego typu regulatory nie są zaliczane do układów impulsowych.

Inną możliwością realizacji regulatora krokowego jest wprowadzenie korekcji właściwości dynamicznych **regulatora trójpoleźniowego** w postaci sprzężenia z wyjścia regulatora na jego wejście (rys. 2.8).

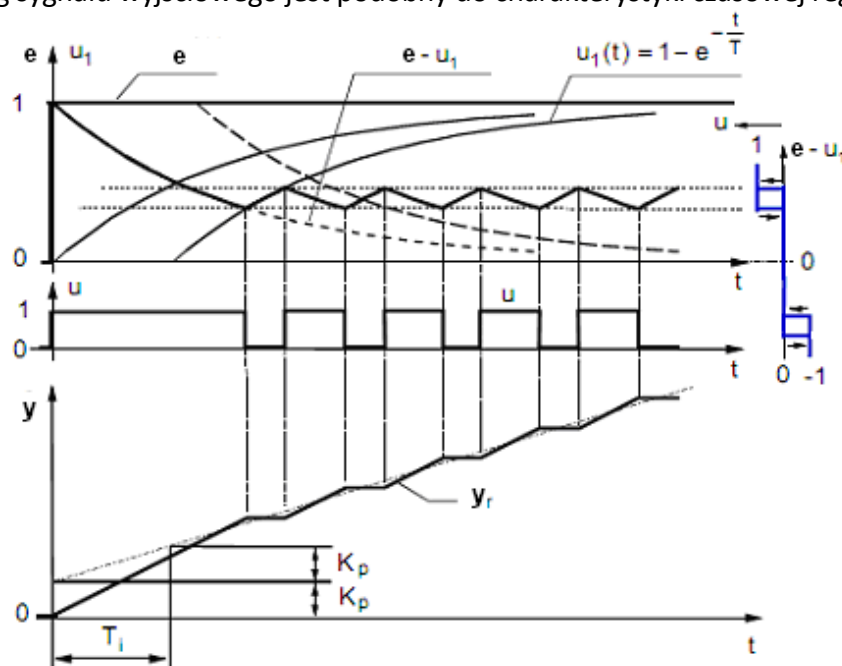


Rys. 2.8. Regulator krokowy: a) schemat blokowy, b) charakterystyka statyczna przełącznika trójpołożeniowego

Przełącznik trójpołożeniowy służy do załączania i wyłączania oraz zmiany kierunku wirowania silnika wykonawczego. Przełącznik ma trzy stany stabilne: jeden stan o sygnale wyjściowym 0 – silnik wyłączony i dwa stany o wyjściu $+1$ i -1 , w których silnik jest załączony i kręci się w prawo ($+1$) lub w lewo (-1). Charakterystyka statyczna przełącznika (rys. 2.8b) posiada strefę nieczułości o szerokości $2N$ i dwie strefy histerezy o szerokości H . Korekcyjne sprzężenie zwrotne decyduje o wypadkowej charakterystyce dynamicznej regulatora jako całości. Można przyjąć, że przełącznik trójpołożeniowy działa podobnie jak wzmacniacz o bardzo dużym wzmocnieniu, dlatego też jego transmitancja łącznie ze sprzężeniem zwrotnym jest równa odwrotności transmitancji sprzężenia zwrotnego.

Jeżeli uchyb e na wejściu regulatora ulegnie zmianie większej od sumy $(N+H)$, to zadziała przełącznik trójpołożeniowy i poda sygnał jednostkowy u na układ sterowania silnika elektrycznego, który zacznie się kręcić i poprzez przekładnię zacznie zwiększać sygnał sterujący y (np. otwierać zawór regulacyjny). Równocześnie zadziała korekcyjne sprzężenie zwrotne i zacznie zwiększać się sygnał korekcyjny u_1 , a sygnał odchyłki regulacji $(e - u_1)$ na wejściu przełącznika zacznie maleć tak długo, aż osiągnie dolną granicę strefy histerezy, sygnał u osiągnie stan 0 i silnik się zatrzyma. Po osiągnięciu przez u wartości 0 i u_1 zacznie maleć, cykl działania przełącznika zacznie się powtarzać dopóki nie nastąpi stan, że $e = u_1$. Czas trwania pierwszego impulsu jest dłuższy od następnych, bo łączna strefa nieczułości i histerezy $(N+H)$ jest większa od szerokości strefy histerezy (H) .

Przebieg czasowy sygnałów w regulatorze krokowym przedstawiono na rys. 2.9. Uśredniony przebieg sygnału wyjściowego jest podobny do charakterystyki czasowej regulatora PI.



Rys. 2.8. Przebiegi czasowe sygnałów w regulatorze krokowym typu PI dla skokowej zmiany odchyłki regulacji

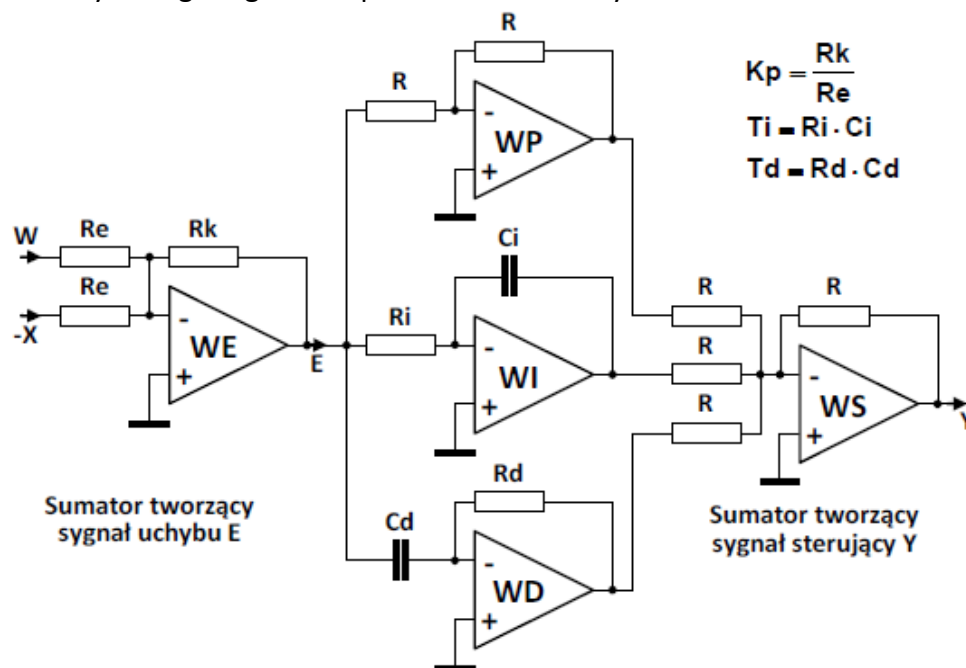
Regulatory krokowe są często stosowane ze względu na zalety asynchronicznego silnika elektrycznego jako elementu wykonawczego (siłowniki elektryczne), szczególnie ze względu na jego dużą niezawodność. Regulatory krokowe nadają się przede wszystkim do regulacji procesów wolnozmiennych.

2.4. Regulatory o działaniu ciągłym

Regulatory o działaniu ciągłym i zasilane z zewnętrznego źródła są regulatorami najpowszechniej stosowanymi w praktyce przemysłowej. Regulatory o działaniu ciągłym realizuje się jako regulatory proporcjonalne (**P**), proporcjonalno-całkujące (**PI**), proporcjonalno-różniczkujące (**PD**), proporcjonalno-całkująco-różniczkujące (**PID**) zgodnie z (2.1-2.2). Przy czym regulator PID jest podstawowym w tej grupie ponieważ pozostałe rodzaje są jego szczególnymi (uproszczonymi) przypadkami.

Niezależnie od sposobu realizacji: elektronicznej, pneumatycznej czy też cyfrowej, można właściwości PID uzyskać na wiele sposobów. Wybór określonej struktury zależy od właściwości możliwych do wykorzystania elementów oraz wymagań zbliżenia do podstawowego wzoru (2.1-2.2) przy żądanym zakresie doboru nastaw: X_p , T_i i T_d .

Wykorzystując wzmacniacze operacyjne (różnicowe wzmacniacze prądu stałego o bardzo dużym wzmocnieniu) można zrealizować analogowy regulator o działaniu ciągłym. Schemat ideowy takiego regulatora przedstawiono na rys. 2.10.



Rys. 2.10. Analogowy regulator o działaniu ciągłym: W – wartość zadana, X – wielkość regulowana, Y – wielkość nastawiająca, WE – wzmacniacz uchybu, WP – wzmacniacz proporcjonalny, WI – wzmacniacz całkujący, WD – wzmacniacz różniczkujący, WS – wzmacniacz sterujący

Stosowanie w UAR techniki cyfrowej oraz układów mikroprocesorowych umożliwia realizację regulatorów PID w wersji cyfrowej. Przedstawiając (2.1) w postaci dyskretnej ze skończonym czasem próbkowania, otrzymamy:

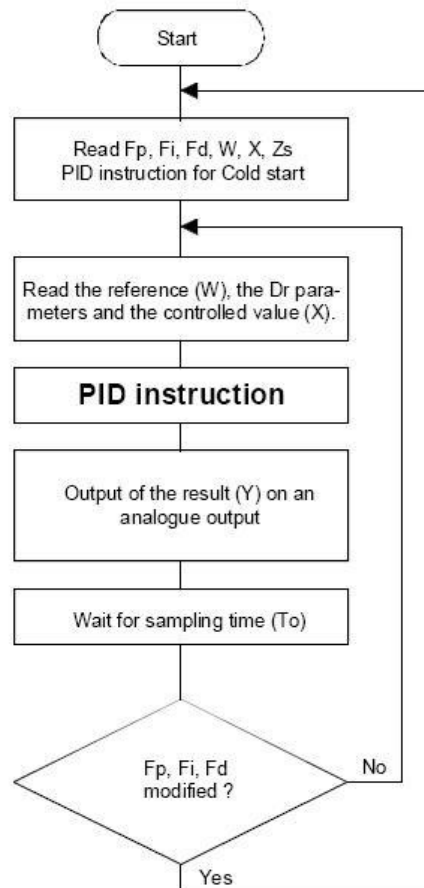
$$Y_n = \frac{F_p}{256} \cdot \left\{ (W_n - X_n) + \frac{F_i}{256} \cdot Z_s + \frac{F_d}{256} \cdot [(W_n - W_{n-1}) - (X_n - X_{n-1})] \right\}$$

$$Z_s = Z_s + (W_n - X_n) \quad (2.4)$$

$$F_p = \frac{1}{X_p} \cdot 256 \quad F_i = \frac{T_0}{T_i} \cdot 256 \quad F_d = \frac{T_d}{T_0} \cdot 256$$

gdzie: **n** – kolejny czas próbkowania,
X – wartość wielkości regulowanej,
W – wartość zadana wielkości regulowanej,
Y – sygnał wyjściowy z regulatora,
T₀ – okres próbkowania, [s],
F_p, F_i, F_d – przeskalowane dla 8-bit nastawy regulatora.

Na rys. 2.11 przedstawiono przykładowy schemat blokowy algorytmu obliczeniowego realizującego algorytm PID w wersji cyfrowej.



Rys. 2.11. Schemat blokowy regulatora PID w wersji cyfrowej

Cyfrowy sygnał wyjściowy z regulatora (Y) może być dalej przetworzony do wartości czy też postaci (często analogowej), umożliwiającej oddziaływanie na regulowany obiekt.

3. DOBÓR NASTAW REGULATORÓW

W czasie trwania procesów produkcyjnych na aparaturę technologiczną oddziałują zakłócenia, powodujące zmiany charakterystycznych dla procesu produkcyjnego wielkości. Powstają wówczas tzw. uchyby, a więc różnice między wartością wielkości pożądaných a rzeczywistą, aktualnie mierzoną. Procesy produkcyjne dopuszczają pewne wartości uchybów. Przyjmowane tolerancje zależą od rodzaju procesów zachodzących w aparaturze technologicznej, od względów bezpieczeństwa, ekonomiczności produkcji itp.

Kontrola przebiegu procesów polegająca na utrzymywaniu w pewnym dopuszczalnym przedziale zmienności odchyłek wartości wielkości rzeczywistych od pożądaných wbrew oddziaływaniu czynników zakłócających, może być realizowane za pomocą sterowania ręcznego lub samoczynnego. W pierwszym przypadku mówimy o regulacji ręcznej, a w drugim o automatycznej. Regulacja ręczna może być realizowana lepiej lub gorzej i istotnie zależy od umiejętności (doświadczenia) zatrudnionego pracownika. Podobnie, regulacja automatyczna może doprowadzać do mniej lub bardziej korzystnej, dla wymagań technologicznych, kompensacji wpływu czynników zakłócających, zależnie od wyboru rodzaju urządzenia regulującego oraz od doboru jego parametrów (nastrojenia).

3.1. Kryteria doboru nastaw regulatorów

Układy automatycznej regulacji procesów przemysłowych muszą spełniać pewne wymagania co do sposobu reagowania na różnego rodzaju zakłócenia. Najczęściej kryteria te to: możliwie mały czas przeregulowania, krótki czas ustalania, możliwie mały uchyb ustalony. Jednym z elementarnych wymogów jest stabilność procesu regulacji, jednak spełnienie tego kryterium nie jest jednoznaczne z poprawnym przebiegiem procesu regulacji. W układzie stabilnym przebieg procesu regulacji zależy od możliwych zakłóceń, właściwości dynamicznych każdego z elementów układu, a także nastawialnych parametrów regulatora.

Często występują zakłócenia pracy obiektu na skutek zmiany napięcia lub ciśnienia zasilającego, bądź nagłej zmiany jakości dopływającego strumienia materiałów (np. jakości surowca, paliwa itp.). Przypadki te można idealizować z dostateczną dla celów praktycznych dokładnością, przyjmując oddziaływanie na układ regulacji skokowego zakłócenia $z_1(t) = A_z \cdot 1(t)$, przyłożonego do obiektu w odpowiednim punkcie. Amplitudę A_z skoku zakłócającego mierzy się w procentach całkowitego przesunięcia lub obrotu elementu wykonawczego, lub w jednostkach sygnału nastawiającego $y(t)$. Ten rodzaj zakłóceń charakteryzuje się na ogół niewielką częstością występowania, można zatem przyjmować, że każdorazowo skokowy przebieg zakłócający oddziałuje na obiekt, pozostający w stanie ustalonym. W tabeli 3.1 przedstawione są różne odpowiedzi przemysłowych układów regulacji wywołane oddziaływaniami skokowymi na wejściu obiektu.

Jeśli w układzie pracuje regulator astatyczny, a więc taki, którego współczynnik wzmocnienia K_p rośnie nieskończenie (w przypadku idealnym) wraz z maleniem pulsacji ω , to uchyb regulacji $\varepsilon(t)$ w stanie ustalonym dąży do zera, niezależnie od tego, czy przebieg przejściowy ma charakter oscylacyjny, czy aperiodyczny (pierwsza kolumna tabeli). W przypadku układów z regulatorami statycznymi, których wzmocnienie K_p nie zwiększa się dla $\omega \rightarrow 0$, skokowe zakłócenie powoduje w stanie ustalonym trwałe odchylenie $\varepsilon(\infty)$ zwane uchybem ustalonym (druga kolumna tabeli).

Trzecia i czwarta kolumna tabeli 3.1 dotyczy przebiegów przejściowych uchybu regulacji $\varepsilon(t)$ spowodowanych skokowym przebiegiem oddziałującym na wejściu regulatora, a więc zmiany wielkości regulowanej $x(t)$ lub wartości pożądaney $w(t)$.

Do najczęściej stosowanych wskaźników przebiegów zamieszczonych w tabeli 3.1, umożliwiających dogodną ich ocenę, zaliczamy:

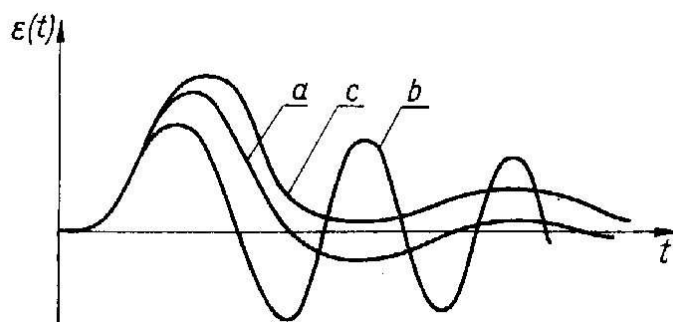
- $\varepsilon(t)_{\max} = \varepsilon_1$ - maksymalny uchyb dynamiczny,
- T_R - czas regulacji,
- T^* - czas trwania pierwszego przeregulowania,
- χ - przeregulowanie,
- $\varepsilon(\infty)$ - uchyb ustalony dla $t \rightarrow \infty$.

Tabela 3.1. Przebiegi procesów regulacji przy skokowym zakłóceniu

Rodzaj przebiegu	Oddziaływanie skokowe na wejściu obiektu $z_1(t) = A_z \mathbf{1}(t)$		Oddziaływanie skokowe na wejściu regulatora $z_2(t) = A_z \mathbf{1}(t)$ lub $x_0(t) = A_{x0} \mathbf{1}(t)$	
	Układy z regulatorami astatycznymi	Układy z regulatorami statycznymi	Układy z regulatorami astatycznymi	Układy z regulatorami statycznymi
Aperiodyczny				

Symbolem $\Delta \varepsilon$ oznaczono dopuszczalny jednostronny przedział zmian uchybu regulacji. W przypadku właściwie zaprojektowanego i dostrojonego układu regulacji powinny być spełnione następujące warunki: $\varepsilon(t)_{\max} \leq \varepsilon'(t)_{\max}$, $T_R \leq T'_R$, $T^* \leq T'^*$, $\chi \leq \chi'$, $\varepsilon(\infty) \leq \Delta \varepsilon$, przy czym $\varepsilon'(t)_{\max}$, T'_R , T'^* , χ' , oznaczają dopuszczalne wartości maksymalne określone wymaganiami technologicznymi automatyzowanego procesu.

Wymagania w stosunku do doboru nastaw regulatora PID mają najczęściej postać żądania możliwie małej wartości maksymalnego uchybu dynamicznego ε_1 oraz jak najkrótszego czasu regulacji T_R przy zadanej wartości przeregulowania $\chi = \varepsilon_2 / \varepsilon_1$. Zwykle przyjmuje się $\chi = 0 \div 5\%$, $\chi = 20\%$ lub $\chi = 40 \div 50\%$.



Rys. 3.1. Odpowiedź skokowa dla różnych wartości nastaw regulatora

Na rys. 3.1 zostały zamieszczone odpowiedzi skokowe pewnego układu regulacji. Krzywa **a** przedstawia właściwy przebieg przejściowy. Krzywa **b** obrazuje zachowanie się układu w przypadku zbyt dużego wzmocnienia regulatora, natomiast krzywa **c**, gdy czas całkowania jest zbyt duży.

Innego rodzaju kryteriami oceny jakości regulacji są tzw. kryteria całkowe, z których najczęstsze to:

$$I_1 = \int_0^{\infty} |\varepsilon(t)| \cdot dt, \quad I_2 = \int_0^{\infty} t \cdot |\varepsilon(t)| \cdot dt, \quad I_3 = \int_0^{\infty} \varepsilon^2(t) \cdot dt. \quad (3.1)$$

Przebiegi przejściowe występujące w układzie w wyniku zakłóceń skokowych uważamy za optymalne, jeżeli jest spełniony warunek minimalnej wartości wybranej oceny całkowej. W praktyce przemysłowej kryteria całkowe jakości regulacji są trudne w stosowaniu, dlatego używa się ich głównie w badaniach symulacyjnych.

W przypadku typowych obiektów (tab. 1.1) i typowych regulatorów, istnieje dość dobra odpowiedniość między ocenami grupy pierwszej i kryteriami całkowymi. Minimalne wartości całek (3.1) pozwalają uzyskać T_R – minimalny, natomiast poszczególne minima całki: I_1 odpowiada przypadkowi $\chi \approx 0\%$, $I_2 - \chi \approx 20\%$ natomiast $I_3 - \chi \approx 45\%$.

Miary jakości stanu przejściowego obowiązują dla określonej postaci zakłócenia, którym jest z reguły przebieg skokowy. Jeśli na układ regulacji oddziałuje zakłócenie o postaci funkcji okresowej, która może być aproksymowana sumą przebiegów sinusoidalnych, to wówczas jest wygodniej posługiwać się tzw. częstotliwościowym wskaźnikiem jakości regulacji.

Dobór rodzaju regulatora jest zależny od statycznych i dynamicznych właściwości obiektu. Aby dokonać wyboru odpowiedniego rodzaju regulatora przydatna jest podstawowa znajomość parametrów obiektu. Większość procesów, w warunkach przemysłowych, jest regulowana za pomocą regulatorów uniwersalnych, których cechą charakterystyczną jest możliwość dopasowania nastaw do warunków odpowiadających różnym procesom. Dzięki temu metodą prób można dopasować działanie regulatora do praktycznie dowolnych warunków.

3.2. Metody doboru nastaw regulatorów

Przy wyborze typu regulatora konieczna jest znajomość wpływu poszczególnych członów: P, I, D na przebieg procesu regulacji. Człon proporcjonalny P powoduje zmianę „prędkości” z jaką reaguje regulator, duże wzmocnienie powoduje silniejszą reakcję, jednak nie eliminuje ustalonego uchybu regulacji. Człon całkujący I wpływa na ustaloną odchyłkę regulacji eliminując ją. Człon różniczkujący D odpowiada za to, jak mocno regulator reaguje na zmiany wielkości regulowanej np. czy przy zmianie wartości regulowanej o 2% element wykonawczy ma zmienić swój stan o 1% czy np. 10%. Nastawy poszczególnych członów w istotny sposób wpływają na stabilność układu.

I metoda doboru nastaw regulatora

Doboru nastaw dokonuje się po identyfikacji obiektu i określeniu jego transmitancji zastępczej. Optymalne parametry regulatora oblicza się za pomocą odpowiednich wzorów bądź odczytuje z wykresów. W tab. 3.2 przedstawiono jak dobrać nastawy regulatorów na podstawie parametrów zastępczych odpowiedzi skokowej układu (tab. 1.1). Jednakże należy pamiętać, że wszystkie tego rodzaju reguły muszą być traktowane wyłącznie w sposób przybliżony, a nastawy regulatora powinny być korygowane podczas prób działania układu.

Tabela 3.2. Optymalne nastawy regulatorów

Kryterium	Rodzaj regulatora	Optymalne nastawy regulatora					
		Obiekty statyczne			Obiekty astatyczne		
		$K_p \cdot K_{ob} \cdot T_0/T$	T_i/T_0	T_d/T_0	$K_p \cdot K_{ob} \cdot T_0/T$	T_i/T_0	T_d/T_0
Przebieg aperiodyczny: $k=0\%$, minimum T_u	P	0,3	-	-	0,37	-	-
	PI	0,6	$0,8+0,5 \cdot T/T_0$	-	0,46	5,75	-
	PID	0,95	2,4	0,4	0,65	5,0	0,23
Przebieg oscylacyjny: $k=20\%$, minimum T_u	P	0,7	-	-	0,7	-	-
	PI	0,7	$1+0,3 \cdot T/T_0$	0,4	0,7	3,0	-
	PID	1,2	0,2	-	1,1	2,0	0,37
Przebieg oscylacyjny: minimum całki z kwadratu uchybu	P	-	-	-	-	-	-
	PI	1,0	$1+0,35 \cdot T/T_0$	-	1,05	4,3	-
	PID	1,4	1,3	0,5	1,37	1,6	0,51

II metoda doboru nastaw regulatora

Jest to tzw. metoda drgań krytycznych opracowana przez Ziglera i Nicholasa w 1942 r. Polega ona na następujących czynnościach:

- ustawić regulator na działanie proporcjonalne i stopniowo zwiększać współczynnik wzmocnienia dochodząc do granicy stabilności;
- w czasie występowania oscylacji zmierzyć ich okres T_{osc} oraz współczynnik wzmocnienia K_{kr} przy jakim one wystąpiły;
- obliczyć nastawy zależnie od typu regulatora:
dla regulatora P: $K_p = 0,5 \cdot K_{kr}$;
dla regulatora PI: $K_p = 0,45 \cdot K_{kr}$, $T_i = 0,85 \cdot T_{osc}$;
dla regulatora PID: $K_p = 0,6 \cdot K_{kr}$, $T_i = 0,5 \cdot T_{osc}$, $T_d = 0,12 \cdot T_{osc}$.

Kryterium Ziglera-Nicholasa nie zapewnia określonego standardu jakości regulacji, jest tak ponieważ ustalenie właściwości obiektu jest zredukowane do dwóch parametrów: T_{osc} oraz K_{kr} . Reguła ta stanowi odzwierciedlenie wymienionych wcześniej właściwości regulatorów.

III metoda doboru nastaw regulatora

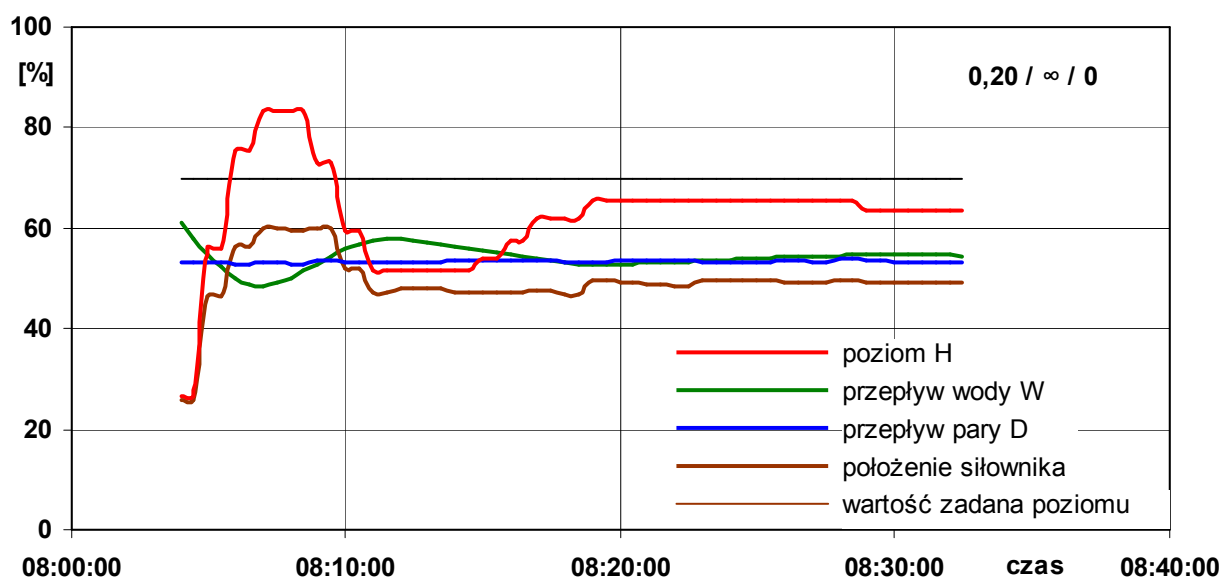
Jest to metoda, która polega na włączaniu poszczególnych członów regulatora w następującej kolejności: P, I, D. Wzmocnienie podnosi się do momentu uzyskania minimalnych oscylacji w układzie, przy możliwie jak największym T_i i $T_d = 0$. Kolejnym krokiem

jest dodanie członu całkującego zaczynając od stosunkowo dużej wartości, a następnie stopniowo ją zmniejszając. Po uzyskaniu zerowego uchybu regulacji i krótkiego czasu ustalenia można dokonać korekt działania regulatora poprzez wprowadzenie nastaw różniczkowania.

3.3. Przykład doboru nastaw regulatora

Regulowany obiekt (stanowisko laboratoryjne: „Regulacja poziomu wody”), jest obiektem astatycznym. Identyfikacja tego typu obiektów jest stosunkowo trudna. W warunkach laboratoryjnych względnie łatwo można przeprowadzić dobór nastaw metodą tzw. drgań krytycznych (Ziglera-Nicholsa) (rozd. 3.2).

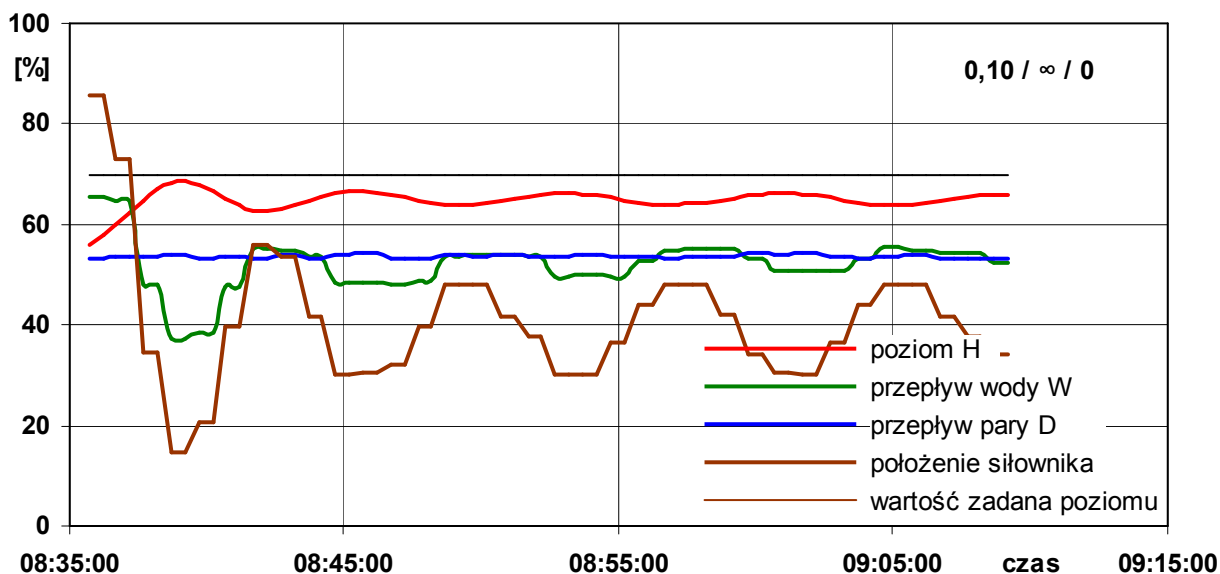
Badania rozpoczęto od przyjęcia wartości współczynnika proporcjonalności $X_p=0,20$. Aby móc jego wartość wczytać jako daną bloku regulatora PID sterownika, należało, zgodnie z (2.4), dokonać skalowania: $F_p=(1/0,20) \cdot 256=1280$. Po uruchomieniu UAR otrzymano przebiegi przedstawiono na rys. 3.2.



Rys. 3.2. Przebiegi wybranych wielkości dla UAR z regulatorem typu P – $X_p=0,20$

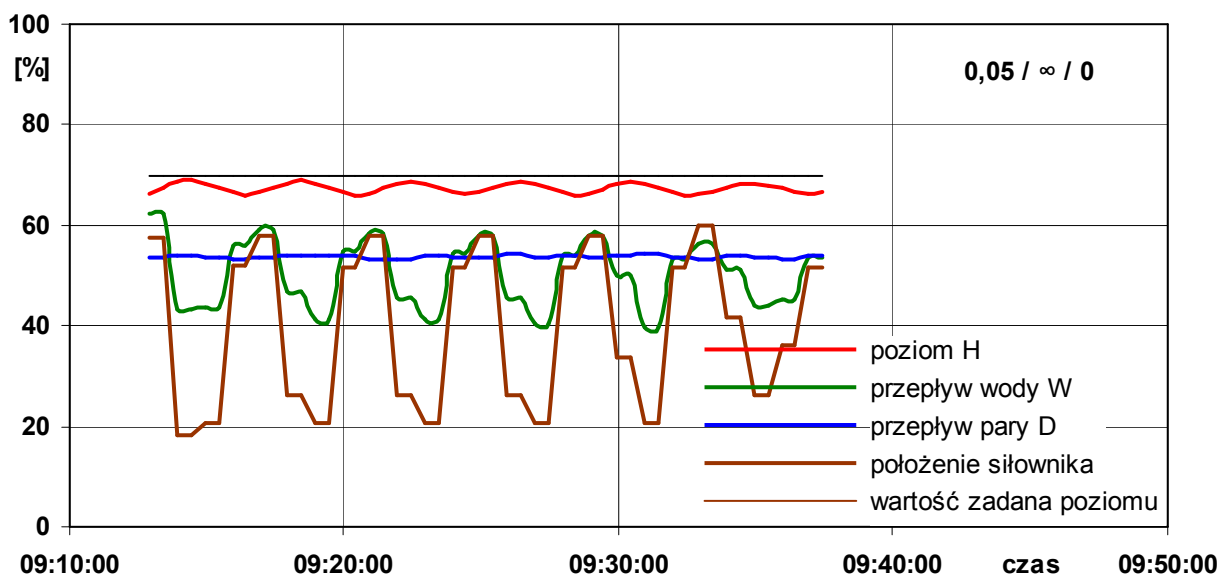
Zgodnie z przewidywaniami regulator nie jest w stanie zredukować uchybu regulacji do 0 ($T_i=\infty$), mocno tłumione oscylacje zmian poziomu praktycznie zanikają i poziom ustala się poniżej wartości zadanej. Następnie przyjęto współczynnik proporcjonalności $X_p=0,10$, po skalowaniu: $F_p=(1/0,10) \cdot 256=2560$. Po uruchomieniu UAR otrzymano przebiegi przedstawione na rys. 3.3.

Podobnie jak poprzednio UAR nie jest w stanie doprowadzić uchybu regulacji do 0. Natomiast oscylacje zmian poziomu osiągają stałą amplitudę. Należy się spodziewać, że dalsze zmniejszanie X_p doprowadzi do wzrostu amplitudy oscylacji. Podjęto taką próbę i przyjęto współczynnik proporcjonalności $X_p=0,05$, po skalowaniu: $F_p=(1/0,05) \cdot 256=5120$. Po uruchomieniu UAR otrzymano przebiegi przedstawione na rys. 3.4.



Rys. 3.3. Przebiegi wybranych wielkości dla UAR z regulatorem typu P – $X_p=0,10$

Również w tym przypadku uchyb regulacji jest >0 . Oscylacje zmian poziomu mają stałą amplitudę, ale większą częstotliwość oraz amplitudy zmian położenia siłownika i przepływu wody zasilającej niż poprzednio (rys. 3.3).



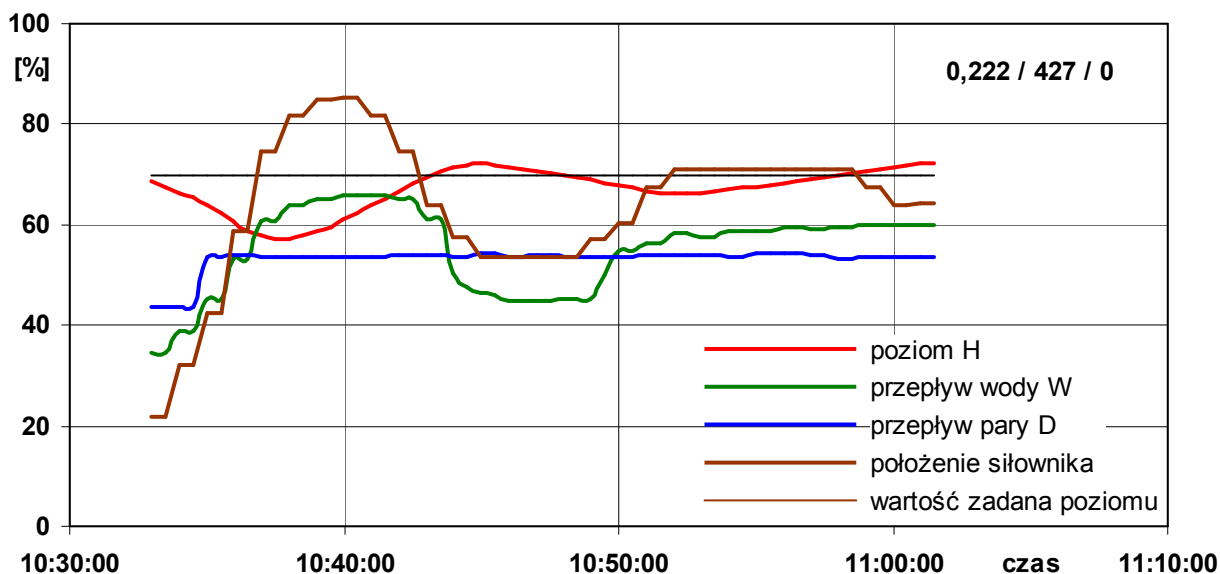
Rys. 3.4. Przebiegi wybranych wielkości dla UAR z regulatorem typu P – $X_p=0,05$

Ostatecznie przyjęto: $X_{p_{kr}} = 0.1$ oraz $T_{osc} = 8 \text{ min} = 480 \text{ s}$ Tak więc dla regulatora typu PI otrzymamy (rozd. 3.2, II metoda): $X_p = \frac{X_{p_{kr}}}{0,45} = 0,222$ oraz $T_i = 0,85 \cdot T_{osc} = 408 \text{ s}$

Po skalowaniu, zgodnie z (2.4): $F_p = \left(\frac{1}{X_p} \right) \cdot 256 = 1152$ oraz $F_i = \left(\frac{T_0}{T_i} \right) \cdot 256 = 3,14 \approx 3$ gdzie przyjęto czas próbkowania $T_0 = 5 \text{ s}$.

Ponieważ $F_i = 3$ jest wielkością zaokrągloną (jako daną bloku regulatora PID sterownika można wczytać jedynie liczbę całkowitą), rzeczywista wartość $T_i = 427 \text{ s}$.

Dla takich nastaw wykonano próbę działania UAR. Jako zakłócenie wprowadzono zmiany przepływu „pary” D. Przebiegi przedstawiono na rys. 3.5.



Rys. 3.5. Przebiegi wybranych wielkości dla UAR z regulatorem typu PI – $X_p=0,222$, $T_i=427s$

Dla tak dobranych nastaw UAR doprowadził zmiany wartości poziomu do niewielkich oscylacji wokół wartości zadanej.

Podobnie jak dla regulatora PI dobrano nastawy dla regulatora PID, otrzymując odpowiednie wartości nastaw:

$$X_p = \frac{X_{p_{kr}}}{0,6} = 0,167, \quad T_i = 0,5 \cdot T_{osc} = 240s \quad \text{oraz} \quad T_d = 0,12 \cdot T_{osc} = 57,6s$$

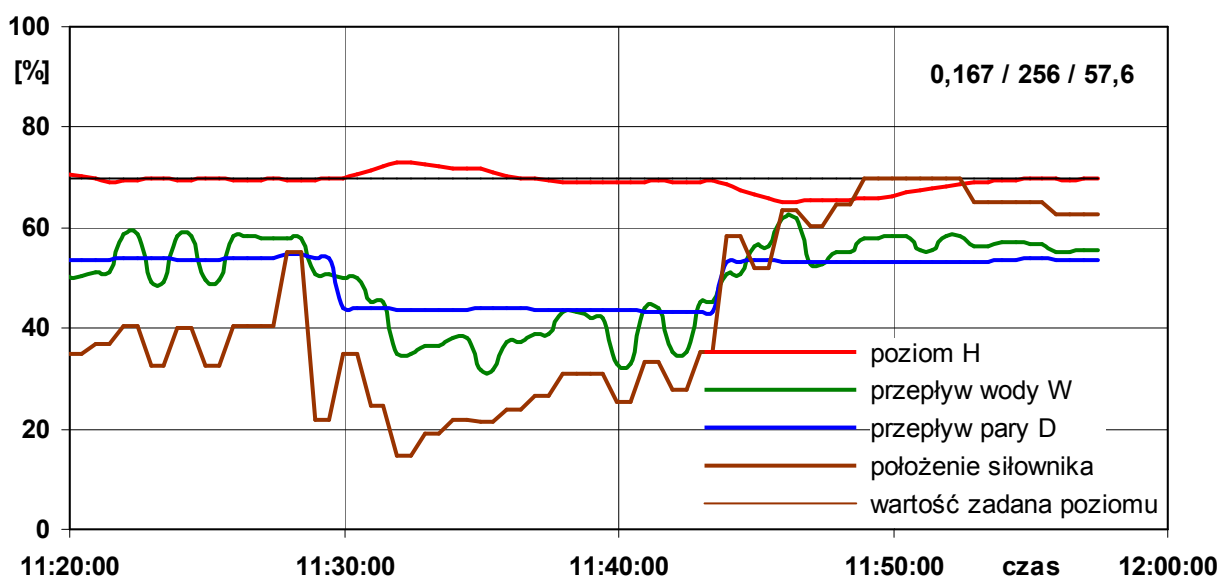
Następnie po skalowaniu, zgodnie z (2.4):

$$F_p = \left(\frac{1}{X_p} \right) \cdot 256 = 1536, \quad F_i = \left(\frac{T_0}{T_i} \right) \cdot 256 = 5,33 \approx 5 \quad \text{oraz} \quad F_d = \left(\frac{T_d}{T_0} \right) \cdot 256 = 2949$$

gdzie przyjęto czas próbkowania $T_0 = 5s$.

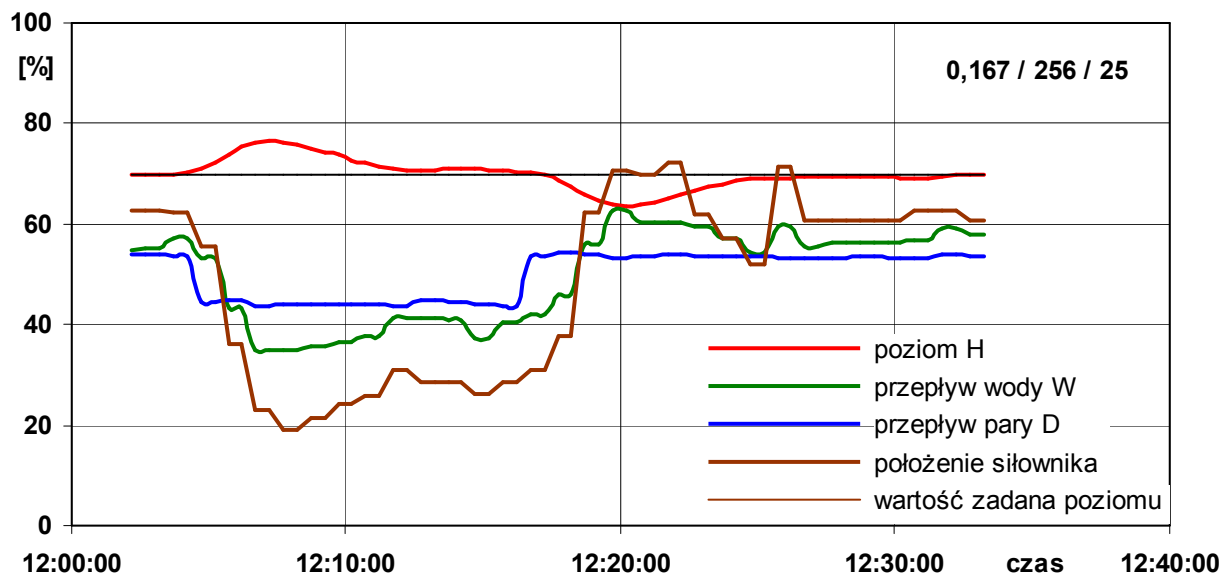
Ponieważ $F_i = 5$ jest wielkością zaokrągloną, rzeczywista wartość $T_i = 256s$.

Dla takich nastaw wykonano próbę działania UAR. Jako zakłócenie wprowadzono zmiany przepływu „pary” D. Przebiegi przedstawiono na rys. 3.6.

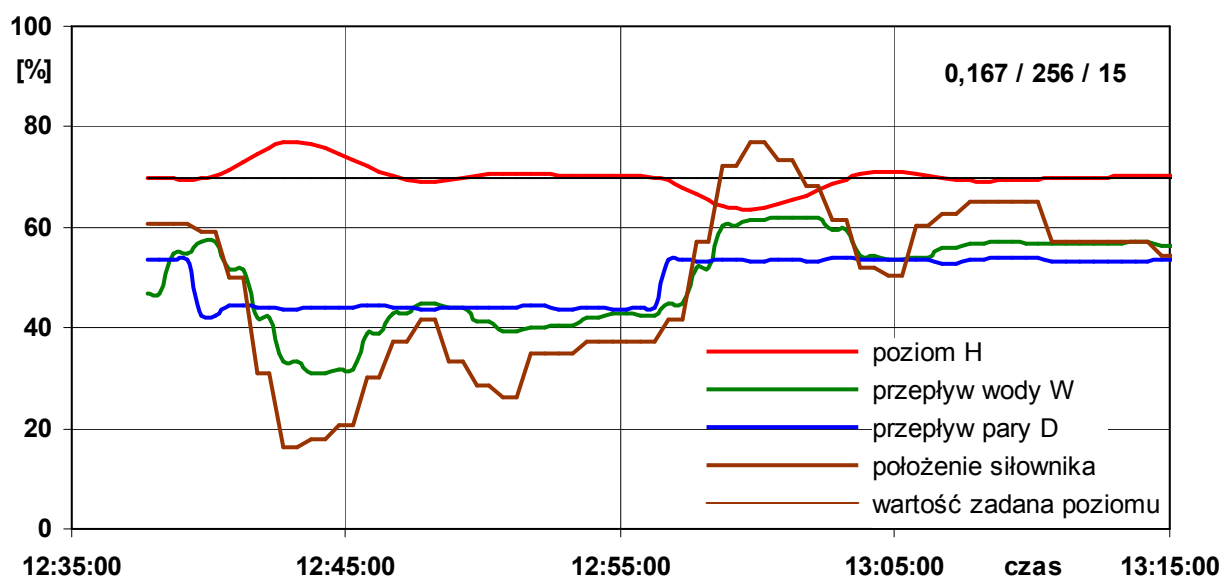


Rys. 3.5. Przebiegi wybranych wielkości dla UAR z regulatorem typu PID – $X_p=0,167$, $T_i=256s$, $T_d=57,6s$

Wprowadzenie członu D spowodowało wytłumienie oscylacji zmian poziomu wody, pojawiły się jednak oscylacje położenia siłownika. Również obserwując pracę UAR można było stwierdzić częste („niespokojne”) działanie siłownika regulującego prędkość obrotową pompy wody zasilającej. Przyjęto założenie, że przyczyną tych oscylacji jest zbyt duży czas zdwojenia T_d . Wykonano dwie próby, dla: $T_d = 25$ s i $T_d = 15$ s. Wyniki pomiarów przedstawiono na rys. 3.6 i 3.7.



Rys. 3.6. Przebiegi wybranych wielkości dla UAR z regulatorem typu PID – $X_p=0,167$, $T_i=256s$, $T_d=25s$

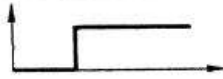
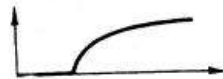


Rys. 3.7. Przebiegi wybranych wielkości dla UAR z regulatorem typu PID – $X_p=0,167$, $T_i=256s$, $T_d=15s$

Zmniejszenie T_d spowodowało zwiększenie wartości maksymalnej uchybu regulacji, ale jednocześnie „uspokoiło” pracę siłownika.

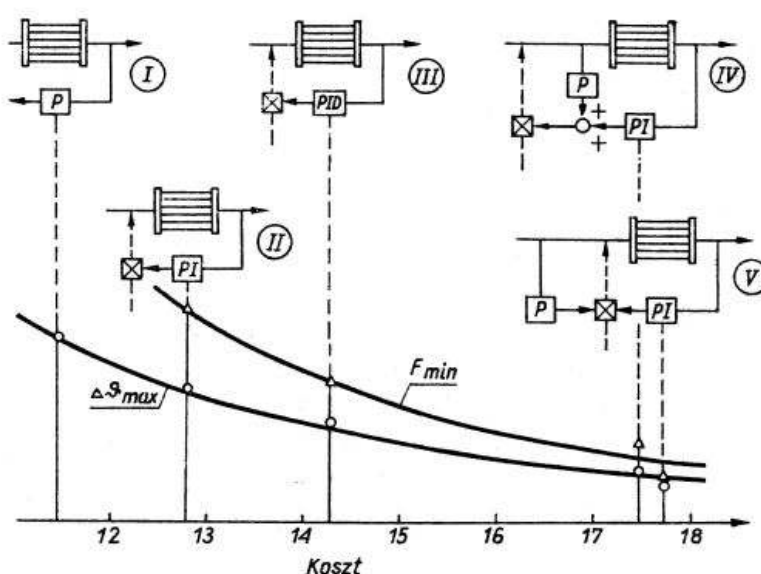
Wybór dla rzeczywistych (fizycznych) obiektów tzw. „optymalnych nastaw” regulatora jest zagadnieniem trudnym i chyba nie zawsze koniecznym. Oprócz mierzalnych kryteriów (rozdz. 3.1) dużą rolę odgrywają obserwacje oraz intuicja i doświadczenie osoby dobierającej nastawę. Dlatego też trudno jednoznacznie przyjąć, które z dwóch ostatnich nastaw są „optymalne”. Obydwie mają podobny, stosunkowo krótki, czas regulacji oraz zbliżony maksymalny uchyb regulacji. O ostatecznym wyborze powinna zdecydować obserwacja pracy UAR w dłuższym okresie czasu.

Tablica 14.2. Rodzaje regulatorów zalecane do obiektów typowych

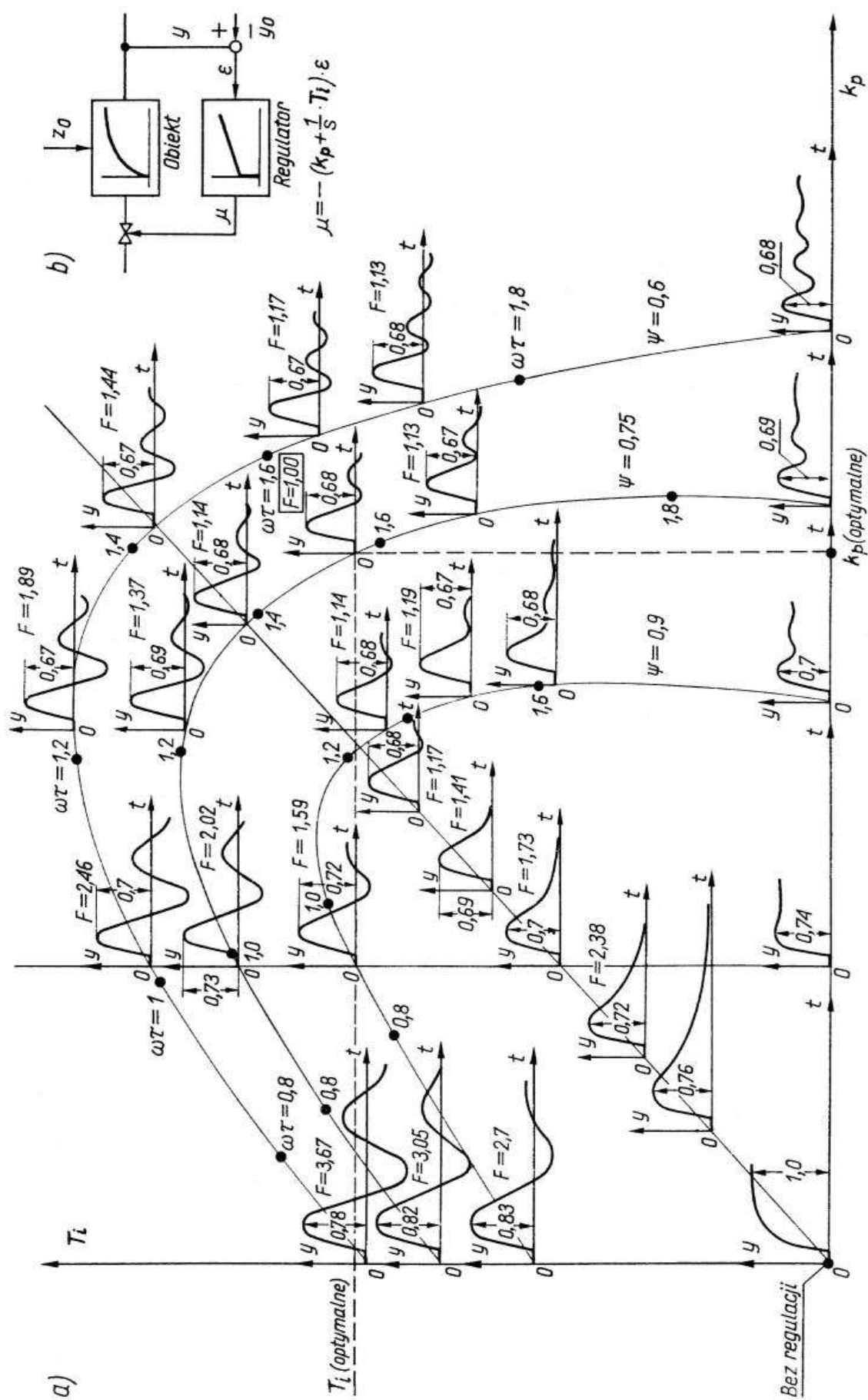
Obiekt	Regulator	P	PI	PD	PID
	Opóźnienie	—	+	—	—
	Inercja I-go rzędu + opóźnienie	—	<	—	+
	Inercja II-go rzędu + opóźnienie	—	<	—	+
	Inercja I-go rzędu + małe opóźnienie	N +	Z +	—	+
	Inercja wyższego rzędu	—	<	—	+
	Człon całkujący opóźnienie	—	—	N	Z
	Człon całkujący	N +	Z +	N (+)	Z (+)

Oznaczenia

- + zalecany
- niezalecany
- < nieco gorszy niż PID
- (+) dobry ale wystarczy prostszy
- N zalecany tylko w układzie nadążnym
- Z zalecany tylko w układzie stałowartościowym



Rys. 14.18. Zależność jakości regulacji od kosztu aparatury:
 F_{min} — odchyłka średniokwadratowa (minimalna), $\Delta\sigma_{max}$ — przeregulowanie



Rys. 14.19. Zależność jakości regulacji od doboru nastaw regulatora PI

14.3. Dobór i nastawianie regulatorów

Dobór rodzaju regulatora w sensie jego własności dynamicznych zależy od dynamiki obiektu regulowanego. Tablica 14.2 zawiera orientacyjne wytyczne. Parametry obiektu regulowanego ustala się na ogół na podstawie pomiarów. Wymagania dotyczące jakości regulacji zależą od rodzaju automatyzowanego procesu i jego wrażliwości na wahania temperatury, ciśnienia itp. Polepszenie jakości regulacji (zmniejszenie amplitudy i czasu trwania wahań) uzyskuje się przez zastosowanie bardziej skomplikowanej i kosztownej aparatury regulującej. Ilustrację tej zależności, stanowić może rys. 14.18 sporządzony na przykładzie układu regulacji temperatury pary przegrzanej.

Oprócz typu zastosowanego regulatora zasadniczy wpływ na jakość regulacji ma jego nastawienie. Ilustruje to rys. 14.19 sporządzony dla układu regulacji poziomu wody. Przebieg zmian tego poziomu będącego wielkością regulowaną (przy skokowym zmniejszeniu odpływu wody) zależy od doboru parametrów nastawiania regulatora PI. Na osi poziomej przedstawione są przebiegi, jakie miałyby miejsce w przypadku samej tylko regulacji P. Za jednostkę względną amplitudy przyjęto wartości odchyłki, w przypadku braku regulacji ($k_p=0$ oraz $T_i=0$). Wówczas przebieg przedstawia zmianę poziomu wody spowodowaną zmniejszeniem odpływu przy niezmiennym (nieregulowanym) dopływie.

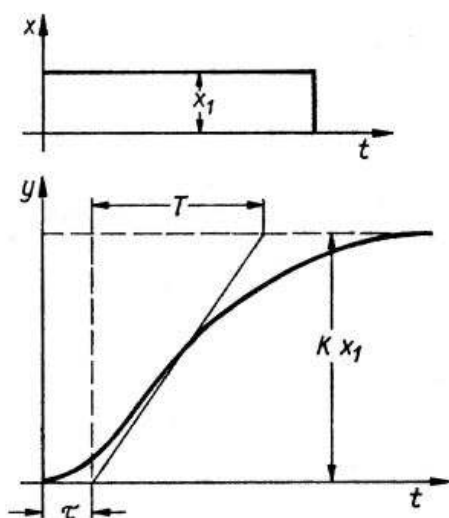
W miarę wzrostu wzmocnienia części proporcjonalnej (tzn. wzrostu k_p) amplituda odchyłki maleje, wzrastają natomiast oscylacje. Na osi pionowej przedstawione są przebiegi procesów, jakie miałyby miejsce w przypadku samej tylko regulacji I. Ze wzrostem T_i maleje amplituda wahań, ale jednocześnie wzrasta czas ich trwania. Ilościowo wyraża się to wartością powierzchni F będącej całką kwadratu odchyłki. Za jednostkę względną powierzchni F przyjęto powierzchnię najmniejszą. Uznano też za optymalne wartości T_i i k_p , które odpowiadają temu przebiegowi. Przykład ten uzmysławia konieczność starannego nastawienia regulatorów.

Istnieje szereg prostych reguł empirycznych umożliwiających dobór parametrów regulatora. Do najbardziej znanych zaliczyć można:

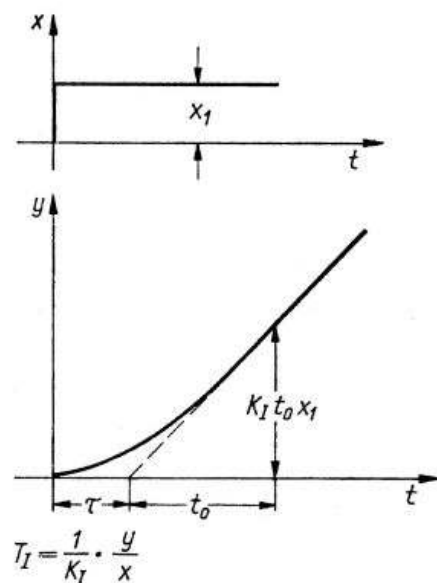
- a. Metodę Zieglera i Nicholasa, zgodnie z którą należy:
 - 1) ustawić regulator połączony z obiektem jako proporcjonalny, tzn. wyłączyć działanie całkujące ($T_i \rightarrow \infty$) oraz różniczkujące ($T_d=0$);
 - 2) powiększać jednostajnie wzmocnienie członu proporcjonalnego k_p i zaobserwować wartość k_{pk} , przy której wystąpią pierwsze oscylacje, nazywając ją wartością krytyczną k_{pk} ,
 - 3) zaobserwować jaka jest długość okresu oscylacji T_k ,
 - 4) dobrać parametry regulatora zgodnie z tablicą 14.3.

Tablica 14.3. Optymalne parametry regulatora wg metody Zieglera i Nicholasa

Regulator	$\frac{k_p}{k_{pk}}$	$\frac{T_i}{T_k}$	$\frac{T_d}{T_k}$
P	0,5	—	—
PI	0,45	0,85	—
PID	0,6	0,50	0,12



Rys. 14.20. Obiekt regulacji z samowyrównywaniem



Rys. 14.21. Obiekt bez samowyrównywania

Tablica 14.4. Optymalne parametry regulatora dla obiektów z samowyrównywaniem

Regulator	k_p	T_i	T_d
P	$\frac{1}{k_o} \frac{T}{\tau}$	—	—
PD	$1,2 \frac{1}{k_o} \frac{T}{\tau}$	—	$0,25\tau$
PI	$0,8 \frac{1}{k_o} \frac{T}{\tau}$	3τ	—
PID	$1,2 \frac{1}{k_o} \frac{T}{\tau}$	2τ	$0,42\tau$

Tablica 14.5. Optymalne parametry regulatora dla obiektów bez samowyrównywania

Regulator	k_p	T_i	T_d
P	$0,5 \frac{1}{k_1\tau}$	—	—
PD	$0,5 \frac{1}{k_1\tau}$	—	$0,5\tau$
PI	$0,5 \frac{1}{k_1\tau}$	$5,8\tau$	—
PID	$0,5 \frac{1}{k_1\tau}$	$5,8\tau$	$0,8\tau$

Omawiana metoda może być stosowana w przypadku obiektów regulacji, zawierających człony inercyjne i ew. opóźnienia. Jej zaletą jest brak konieczności określania własności dynamicznych obiektu. Wadą natomiast jest fakt, że zwiększając wzmocnienie regulatora proporcjonalnego aż do momentu wystąpienia oscylacji wielkości regulowanej, doprowadzamy układ do granicy stabilności. Ze względów bezpieczeństwa nie jest to w wielu przypadkach możliwe i dlatego metoda ta nie zawsze może być zalecana.

b. Metody przybliżone, opierające się na znajomości odpowiedzi obiektu na zakłócenia skokowe. Amplituda zakłócenia musi być tylko na tyle duża, ażeby wyraźnie przewyższała drobne, ale stale występujące zakłócenia ruchowe (tzw. trawka).

W przypadku obiektów z samowyrównywaniem (rys. 14.20) dla doboru parametrów regulatora wykorzystywać należy tablicę 14.4, natomiast dla obiektów bez samowyrównywania (rys. 14.21) tablicę 14.5.

Literatura

1. Dutko J., Kołkiewicz S., Patrzyk M.: Regulator krokowy PI typu RKE-1. Pomiar — Automatyka — Kontrola (PAK) 1974, nr 7, str. 324÷325.
2. Dutko J., Szmulewski J.: Regulator PID o działaniu ciągłym z adaptacją nastaw dynamicznych. Prace IASE — Wrocław 1974, zeszyt 28, str. 221÷228.
3. Elementy Automatyki Systemu URS. Zbiór kart informacyjnych. Biuletyn URS nr VI/73 MERA-ELMAT — Wrocław.
4. Intelktran — Urządzenia elektrycznej automatyki analogowej. Materiały informacyjne PIAP — Warszawa — 1974.
5. Roś W.: Elektroniczna stacyjka sterownicza ANC-21. Pomiar — Automatyka — Kontrola (PAK) 1974, nr 8, str. 372÷374.
6. Klawe M., Wójtowicz I.: System URS III generacja. Opracowanie Instytutu Energetyki nr 10425. Warszawa — 1973 (nie publikowane).