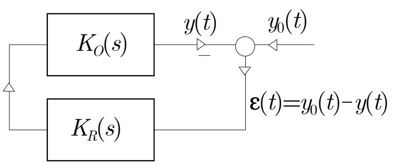
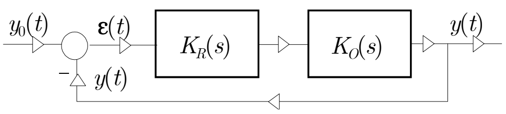
1 Układ automatycznej regulacji

System automatycznej regulacji, rys. 1.1, zawiera obiekt regulacji i regulator o transmitancjach $K_O(s)$ i $K_R(s)$. Regulator ma zapewnić to, że sygnał wyjściowy $y(t)$ obiektu będzie równy lub bliski przychodzącemu z zewnątrz sygnałowi $y_0(t)$ wartości zadanej. Reaguje on na sygnał $\varepsilon(t) = y_0(t) - y(t)$, czyli tzw. uchyb regulacji, i podaje odpowiedni sygnał na wejście obiektu. O ile transmitancja obiektu $K_O(s)$ jest zadana, to $K_R(s)$ podlega wyborowi. Jest to system z ujemnym sprzężeniem zwrotnym, co wyraźnie przedstawia równoważny schemat na rys. 1.2.



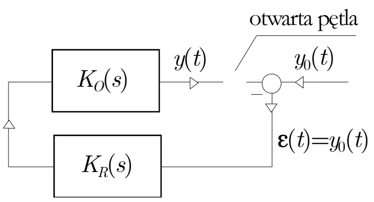
Rys. 1.1: Układ automatycznej regulacji.



Rys. 1.2: Równoważny schemat układu automatycznej regulacji.

Na rys. 1.3 pokazana jest natomiast sytuacja z tzw. otwartą pętlą sprzężenia zwrotnego. Transmitancją układu otwartego, tzn. układu o tym samym wejściu y_0 i tym samym wyjściu y, jest zatem

$$K(s) = K_O(s)K_R(s).$$



Rys. 1.3: Układ automatycznej regulacji z otwartą pętlą sprzężenia zwrotnego.

Transmitancja $K_Z(s)$ systemu automatycznej regulacji, czyli systemu zamkniętego, tzn. systemu o wejściu y_0 i wyjściu y, jest zatem równa

$$K_Z(s) = \frac{Y(s)}{Y_0(s)} = \frac{K(s)}{1+K(s)} = \frac{\dfrac{L(s)}{M(s)}}{1+\dfrac{L(s)}{M(s)}} = \frac{L(s)}{L(s)+M(s)},$$

gdzie, jak zwykle,

$$K(s) = \frac{L(s)}{M(s)}, \tag{1.1}$$

przy czym

$$M(s) = a_m s^m + a_{m-1}s^{m-1} + \cdots + a_1 s + a_0, \tag{1.2}$$

$$L(s) = b_l s^l + b_{l-1}s^{l-1} + \cdots + b_1 s + b_0. \tag{1.3}$$

Jest więc oczywiste, że

$$M_Z(s) = L(s) + M(s)$$

jest wielomianem charakterystycznym układu zamkniętego. Zgodnie z konwencją przez $\lambda_Z(t)$ będziemy oznaczać odpowiedź skokową systemu zamkniętego, tzn. sygnał na wyjściu obiektu przy pobudzeniu $y_0(t)$ przy zerowym warunku początkowym.

Przez $K_E(s)$ oznaczymy teraz tzw. transmitancję uchybową, tzn. transmitancję systemu o wejściu y_0 i wyjściu ε. Oznaczając $E(s) = \mathfrak{L}\{\varepsilon(t)\}$ i postępując jak powyżej, nietrudno sprawdzić, że wyraża się ona następującym wzorem:

$$K_E(s) = \frac{E(s)}{Y_0(s)} = \frac{1}{1+K(s)}, \tag{1.4}$$

skąd wynika

$$K_E(s) = \frac{1}{1+\dfrac{L(s)}{M(s)}} = \frac{M(s)}{L(s)+M(s)}.$$

Ustaliliśmy w ten sposób, że $M_Z(s)$ jest wielomianem charakterystycznym zarówno transmitancji systemu zamkniętego jak i transmitancji uchybowej. Mówimy zatem po prostu, że jest to wielomian charakterystyczny systemu automatycznej regulacji.

2 Wymagania

Zasadniczą własność jaką powinien posiadać układ automatycznej regulacji jest stabilność. Istotną cechą jest ponadto szybkość regulacji, czyli szybkość z jaką redukowany jest uchyb regulacji.

Analizując własności systemu zakładamy, że warunki początkowe w obiekcie i regulatorze są zerowe. Ponadto,

$$y_0(t) = 1(t). \tag{2.1}$$

2.1 Uchyb w stanie ustalonym

Podstawowe żądanie postawione wobec systemu polega na tym aby w założonej sytuacji granica uchybu $\lim_{t\to\infty}\varepsilon(t)$, czyli tym samym granica $\lim_{t\to\infty} y(t)$, istniała. Ma to miejsce wtedy i tylko wtedy, gdy system zamknięty jest stabilny, co podajemy jako poniższą własność:

Własność 2.1 (stabilność) *Każda z granic $\lim_{t\to\infty}\varepsilon(t)$ i $\lim_{t\to\infty} y(t)$ istnieje wtedy i tylko wtedy, gdy system regulacji jest stabilny.*

Z twierdzenia granicznego dotyczącego transformacji Laplace'a wynika, że wspomniana granica, czyli $\varepsilon_\infty = \lim_{t\to\infty}\varepsilon(t)$, jest równa $K_E(0)$, skąd, po uwzględnieniu (1.4), wynika

Własność 2.2 (uchyb w stanie ustalonym) *W systemie stabilnym (i tylko takim)*

$$\varepsilon_\infty = \frac{1}{1+K(0)}.$$

Czy system automatycznej regulacji jest stabilny można ustalić korzystając ze znanych nam kryteriów, a to: twierdzenia o znaku współczynników, kryterium Hurwitza, Michajłowa oraz kryterium Nyquista.

Uwaga 2.1 *Żądanie aby regulator zapewniał, że, dla każdego sygnału $y_0(t)$, ma miejsce równość $y(t) \equiv y_0(t)$ dla wszystkich $t \geq 0$ jest niemożliwe do spełnienia. Jest ono bowiem równoważne temu, że $K_Z(s) = 1$, czyli równości*

$$\frac{K_O(s)K_R(s)}{1 + K_O(s)K_R(s)} = 1,$$

tzn. $K_O(s)K_R(s) = 1 + K_O(s)K_R(s)$, która to równość nie może być spełniona dla żadnej transmitancji $K_R(s)$.

2.2 Szybkość regulacji

Kolejny aspekt świadczący o jakości systemu związany jest z szybkością regulacji. Ocenimy ją biorąc pod uwagę wyjście obiektu, czyli odpowiedź skokową $\lambda_Z(t)$ systemu zamkniętego i jej pochodne w punkcie $t = 0$, czyli $\lambda_Z(0)$, $\lambda_Z^{(1)}(0)$, $\lambda_Z^{(2)}(0)$ itd. Dla przykładu, regulację, w której $\lambda_Z(0) = 0$ i $\lambda_Z^{(1)}(0) > 0$ będziemy uważać za szybszą od tej, która zapewnia, że $\lambda_Z(0) = \lambda_Z^{(1)}(0) = 0$ i dopiero $\lambda_Z^{(2)}(0) > 0$. Innymi słowy, im mniej kolejnych pochodnych odpowiedzi $\lambda_Z(t)$ systemu zamkniętego zeruje się w punkcie $t = 0$, tym lepiej. Korzystając z wcześniejszych wyników[1], możemy podać:

Własność 2.3 (szybkość regulacji) *W systemie automatycznej regulacji*

$$\lambda_Z(0) = \lambda_Z^{(1)}(0) = \cdots = \lambda_Z^{(p-1)}(0) = 0$$

$$\textit{i dopiero } \lambda_Z^{(p)}(0) \neq 0,$$

gdzie p jest różnicą pomiędzy stopniami wielomanów $M_Z(s)$ i $L_Z(s)$ w transmitancji $K_Z(s) = L_Z(s)/M_Z(s)$ systemu zamkniętego.

Szybkość reakcji systemu zależy zatem od różnicy pomiędzy stopniami wielomianów $M_Z(s)$ i $L_Z(s)$. Im mniejsza, tym lepiej.

2.3 Podsumowanie wymagań

Podsumowując można stwierdzić, że od regulatora żądamy, aby zapewnił on:

- stabilność systemu,
- małą wartość uchybu w stanie ustalonym,
- dużą szybkość regulacji dla małych t.

Uwzględnienie wszystkich powyższych wymagań prowadzi do regulatora zapewniającego poprawny przebieg uchybu zarówno w jego początkowej, jak również końcowej fazie.

3 Regulacja statyczna

3.1 Własności

Układ regulacji, w którym transmitancja $K(s)$ systemu otwartego nie ma bieguna w punkcie $s = 0$ nazywamy statycznym. Jeśli ponadto układ otwarty jest stabilny, to jego wzmocnienie w stanie ustalonym jest skończone i w związku z tym ma on charakterystykę statyczną, co uzasadnia nazwę całego układu regulacji. Zbadamy teraz asymptotyczne własności uchybu.

Własność 3.1 *W statycznym, stabilnym układzie regulacji*

$$\varepsilon_\infty \neq 0.$$

Dowód. Wystarczy odwołać się do Własności 2.2 i zauważyć, że

$$K_E(0) = \frac{1}{L(0) + M(0)} \neq \infty$$

bowiem system regulacji jest stabilny, skąd wynika, że $s = 0$ nie jest pierwiastkiem jego wielomianu charakterystycznego $L(s) + M(s)$. □

3.2 Regulacja P

Zbadamy teraz własności układu regulacji statycznej, w którym regulator ma transmitancję

$$K_R(s) = k,$$

czyli jest proporcjonalny. Mówimy, że jest to regulator typu P.

Zakładamy ponadto, że stabilny obiekt regulacji o charakterze inercyjnym ma transmitancję

$$K_O(s) = \frac{1}{M_O(s)}, \tag{3.1}$$

gdzie

$$M_O(s) = a_m s^m + \cdots + a_1 s + a_0,$$

przy czym $a_m > 0$, który to wielomian jest jednocześnie wielomianem charakterystycznym systemu otwartego. Ponadto $a_0 > 0$, co wynika ze stabilności obiektu i twierdzenia o znaku współczynników. Obiekt stanowi więc kaskadowe połączenie elementów inercyjnych pierwszego rzędu i elementów oscylacyjnych.

Jest oczywiste, że ponieważ transmitancją układu otwartego jest

$$\begin{aligned} K(s) &= K_R(s)K_O(s) = \frac{k}{M_O(s)} \\ &= \frac{k}{a_m s^m + \cdots + a_1 s + a_0} \\ &= \frac{k}{a_m(s - s_1)(s - s_2)\cdots(s - s_m)}, \end{aligned}$$

zatem

$$\begin{aligned} K(j\omega) &= kK_O(j\omega) \\ &= \frac{k}{a_m(j\omega)^m + \cdots + a_1(j\omega) + a_0} \\ &= \frac{k}{a_m(j\omega - s_1)(j\omega - s_2)\cdots(j\omega - s_m)}, \end{aligned}$$

gdzie $s_1, \ldots, s_m$ są pierwiastkami wielomianu $M_O(s)$.

Dla rzeczywistego s_1, wyrażenie

$$\frac{1}{|j\omega - s_1|}$$

[1] patrz: 2. Systemy dynamiczne, Własność 9.1.

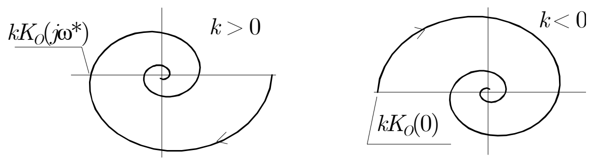
jest malejącą funkcją argumentu ω. Podobnie jest dla

$$\frac{1}{|(j\omega - s_1)(j\omega - \overline{s}_1)|},$$

czyli pary zespolonej $(s_1, s_2 = \overline{s}_1)$. Dla $k > 0$ zatem, charakterystyka amplitudowo-fazowa systemu otwartego, tzn. wykres

$$K(j\omega) = kK_O(j\omega) = kK_O(j\omega)$$

dla $\omega \in [o, \infty)$, zaczyna się w punkcie $k/a_0 > 0$ i ma kształt zwijającej się spirali przechodzącej kolejno przez m ćwiartek płaszczyzny jak to pokazuje rys. 3.1.



Rys. 3.1: Charakterystyka amplitudowo-fazowa układu otwartego.

Jest więc oczywiste, że – dla stabilności – spośród punktów charakterystyki przecinających oś liczb rzeczywistych najistotniejszy jest ten, który jest najbardziej wysunięty na lewo. Odpowiada on najmniejszej wartości ω rozwiązującej równanie $\operatorname{Im} kK_O(j\omega) = 0$. Oznaczając ją przez ω^* i odwołując się do kryterium Nyquista[2] dochodzimy do wniosku, że, dla $k > 0$, warunkiem stabilności jest spełnienie nierówności

$$-1 < k \operatorname{Re} K_O(j\omega^*),$$

czyli $k < -1/\operatorname{Re} K_O(j\omega^*)$. Z tego samego rysunku wynika, że dla $k < 0$ warunkiem stabilności jest nierówność

$$-1 < kK_O(0),$$

czyli $-a_0 < k$.

Ostatecznie stwierdzamy, że system zamknięty jest stabilny wtedy i tylko wtedy, gdy wzmocnienie regulatora spełnia nierówności

$$k_{\min} < k < k_{\max}, \tag{3.2}$$

gdzie

$$k_{\min} = -a_0, \quad k_{\max} = \frac{1}{-\operatorname{Re} K_O(j\omega^*)}.$$

Zauważmy przy tym, że $k_{\min} < 0 < k_{\max}$.

Z Własności 3.1 wynika, że, jeśli wzmocnienie regulatora spełnia warunek (3.2), to

$$\varepsilon_\infty = \frac{1}{1 + kK_O(0)} = \frac{1}{1 + k/a_0} \neq 0,$$

a zatem

$$0 < \frac{1}{1 + k_{\max} K_O(0)} = \frac{1}{1 + k_{\max}/a_0} < \varepsilon_\infty,$$

co oznacza istnienie dolnego ograniczenia dla uchybu w stanie ustalonym. Aby ε_∞ było małe, współczynnik wzmocnienia regulatora k powinien być możliwie duży, bliski $k_{\max}$. Warto jeszcze zwrócić uwagę na to, że ujemne k jest gorsze od $k = 0$, tzn. od sytuacji, w której stosuje się żadnej regulacji. Dla dodatnich k zapewniających stabilność zatem

$$0 < \frac{1}{1 + k_{\max} K_O(0)} = \frac{1}{1 + k_{\max}/a_0} < \varepsilon_\infty < 1.$$

Jeśli chodzi o szybkość regulacji, to z Własności 2.3 i tego, że

$$K_Z(s) = \frac{k}{k + M_O(s)} = \frac{k}{a_m s^m + \cdots + a_1 s + (a_0 + k)},$$

wynika natomiast

$$\lambda_Z(0) = \lambda_Z^{(1)}(0) = \cdots = \lambda_Z^{(p-1)}(0) = 0$$

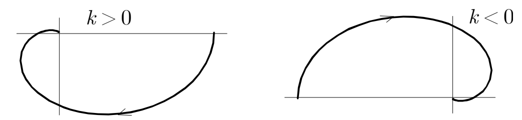
$$\text{i dopiero } \lambda_Z^{(m)}(0) = k/a_m,$$

przy czym $\lambda_Z^{(m)}(0) = k/a_m > 0$.

Przykład 3.1 *Dla* $K_O(s) = 1/(2s+1)^3$ *charakterystyka amplitudowo-fazowa systemu otwartego o transmitancji* $k/(2s+1)^3$ *pokazana jest na rys. 3.2. Jest to wykres funkcji*

$$kK_O(j\omega) = \frac{k}{(2j\omega + 1)^3} = \frac{k}{(-12\omega^2 + 1) + j\omega\,(-8\omega^2 + 6)}.$$

Rozwiązując równanie $\operatorname{Im} K_O(j\omega) = 0$ *(czyli równoważne mu* $-8\omega^2 + 6 = 0$*) otrzymujemy* $\omega^* = \sqrt{3}/2$ *i znajdujemy następnie* $\operatorname{Re} K_O(j\omega^*) = k/(-12(\omega^*)^2 + 1) = -k/8$. *Wynika stąd, że* $k_{\max} = 8$. *Ponieważ* $K_O(0) = 1$, *zatem* $k_{\min} = -1$. *System zamknięty jest zatem stabilny wtedy i tylko wtedy, gdy* $-1 < k < 8$. *Dla takiego k:* $\varepsilon_\infty = 1/(1+k) > 1/9$, $y(0) = y^{(1)}(0) = y^{(2)}(0) = 0$ *oraz* $y^{(3)}(t) = k/8$.



Rys. 3.2: Charakterystyka amplitudowo-fazowa układu otwartego, Przykład 3.1.

4 Regulacja astatyczna

4.1 Własności

Załóżmy teraz, że transmitancja $K(s)$ układu otwartego ma pojedynczy biegun w punkcie $s = 0$. Układ otwarty, nie będąc stabilnym, nie ma zatem charakterystyki statycznej, czyli jest astatyczny. Jego zasadnicza własność dotycząca uchybu w stanie ustalonym, która odróżnia go od układu z regulatorem P, podana jest poniżej.

W dalszym ciągu $y_0(t) = 1(t)$ i warunki początkowe w obiekcie i regulatorze są zerowe.

Własność 4.1 *W stabilnym, astatycznym układzie regulacji*

$$\varepsilon_\infty = 0.$$

Dowód. Ponieważ na mocy założenia system zamknięty jest stabilny, więc granica $\lim_{t\to\infty} \varepsilon(t)$ istnieje. Korzystając teraz z Własności 2.2 i zauważając, że $K(0) = \infty$, kończymy dowód. □

[2] patrz: 4. Kryterium Nyquista

4.2 Regulacja I

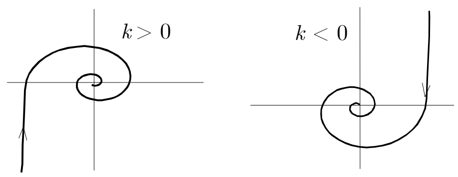
Omówimy teraz regulację typu I, czyli regulację, w której zastosowano całkujący regulator o transmitancji

$$K_R(s) = \frac{k}{s},$$

czyli regulator typu I. Ponieważ obiekt jest w dalszym ciągu inercyjny jak w (3.1), a więc transmitacją układu otwartego jest

$$K(s) = \frac{k}{sM_O(s)}.$$

Jego charakterystyka amplitudowo-fazowa pokazana jest na rys 4.1. Dla $\omega \to 0$, ma ona asymptotę równoległą do osi Im, dla $\omega \to \infty$ ma kształt zwijającej sie spirali i przechodzi kolejno przez m ćwiartek płaszczyzny.



Rys. 4.1: Charakterystyka amplitudowo-fazowa systemu otwartego z regulatorem I.

Z kryterium Nyquista wynika, że spośród punktów charakterystyki przecinających oś liczb rzeczywistych najistotniejszy jest ten, który położony najbardziej na lewo. Dla $k > 0$ odpowiada on najmniejszej wartości ω będącej rozwiązaniem równania $\operatorname{Im} kK_O(j\omega) = 0$. Oznaczając ją przez ω^* dochodzimy do wniosku, że warunkiem stabilności jest spełnienie nierówności

$$-1 < k \operatorname{Re} K_O(j\omega^*).$$

Dla $k < 0$, natomiast $\Delta \arg_{0 \le \omega < \infty} K(j\omega) \neq \pi/2$, co oznacza, że system jest niestabilny. Oznaczając

$$k_{\max} = -\frac{1}{\operatorname{Re} K_O(j\omega^*)},$$

możemy zatem napisać, że system jest stabilny wtedy i tylko wtedy, gdy

$$0 \le k < k_{\max}.$$

Ponieważ

$$K_Z(s) = \frac{k}{k + sM_O(s)} = \frac{k}{a_m s^{m+1} + \cdots + a_1 s^2 + s a_0 + k},$$

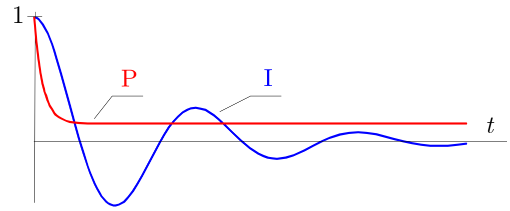
na podstawie Własności 2.3 wnioskujemy, że

$$\lambda_Z(0) = \lambda_Z^{(1)}(0) = \cdots = \lambda_Z^{(p-1)}(0) = 0$$

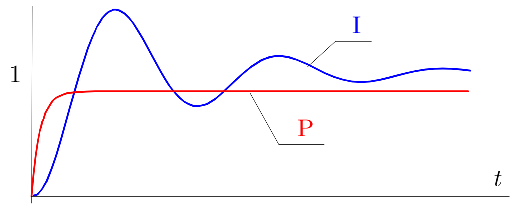
$$\text{i dopiero } \lambda_Z^{(m+1)}(0) = k/a_m,$$

Z powyższego ustalenia wynika, że regulacja I jest wolniejsza od regulacji P. Teraz bowiem, dopiero $\lambda_Z^{(m+1)}(0) \neq 0$, co oznacza, że dopiero $m + 1$ pochodna jest niezerowa, podczas gdy dla regulatora P już $\lambda_Z^{(m)}(0) \neq 0$.

Reasumując możemy stwierdzić, że regulacja I ma lepsze własności asymptotyczne, gdyż zapewnia zerowy uchyb ustalony. Regulacja P jest natomiast szybsza.



Rys. 4.2: Uchyb w regulacji P oraz I, Przykład 4.1.



Rys. 4.3: Wyjście obiektu w regulacji P oraz I, Przykład 4.1.

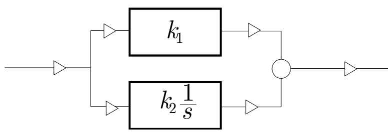
Przykład 4.1 *Transmitancją obiektu jest $K_O(s) = 6/(s+1)$. Rys. 4.2 przedstawia uchyb przy zastosowaniu regulatorów P oraz I o transmitancjach, odpowiednio, $K_R(s) = 1$ i $K_R(s) = 1/s$. Regulator I zapewnia więc lepsze własności asymptotyczne, bowiem dla niego $\varepsilon_\infty = 0$. Na rys. 4.3 pokazane jast natomiast wyjście obiektu. Szybkość regulacji P jest większa, bowiem $y(0) = 0$, $y^{(1)}(0) > 0$, podczas gdy dla regulacji I: $y(0) = y^{(1)}(0) = 0$ i dopiero $y^{(2)}(0) > 0$.*

4.3 Regulacja PI

Regulator PI, ma transmitancję

$$K_R(s) = k_1 + k_2 \frac{1}{s}.$$

Można uważać, że powstał on przez równoległe połączenie regulatora proporcjonalnego i całkującego, patrz rys. 4.4. Ponieważ jego transmitancja ma biegun w punkcie $s = 0$, dla k_1 oraz k_2 gwarantujących stabilność, zatem $\varepsilon_\infty = 0$.



Rys. 4.4: Regulator PI.

Jeśli ponadto transmitancja obiektu jest jak w (3.1), to

$$K(s) = \frac{1}{M_O(s)} \left(k_1 + k_2 \frac{1}{s} \right) = \frac{sk_1 + k_2}{sM_O(s)},$$

skąd wynika

$$K_Z(s) = \frac{sk_1 + k_2}{(sk_1 + k_2) + sM_O(s)}.$$

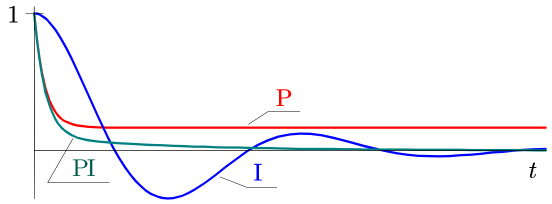
Ponieważ różnica pomiędzy stopniami wielomianów w mianowniku i liczniku wynosi $(m + 1) - 1 = m$, więc

$$\lambda_Z(0) = \lambda_Z^{(1)}(0) = \cdots = \lambda_Z^{(p-1)}(0) = 0$$

$$\text{i dopiero } \lambda_Z^{(m)}(0) = k_1/a_m.$$

Regulacja PI zapewnia zatem zerowy uchyb ustalony jak ma to miejsce przy regulacji I. Ponadto jest szybsza od regulacji I, jest tak szybka jak regulacja P. Przykład 4.2 pokazuje to wyraźnie.

Przykład 4.2 *Niech teraz* $K_O(s) = 10/(s+2)$ *oraz* $y_0(t) = 1(t)$. *Dla regulatorów P, I oraz PI o transmitancjach* 1, $1/s$, *oraz* $1 + 1/s$, *uchyb przedstawiono na rys. 4.5. Wyższość regulacji PI jest oczywista.*



Rys. 4.5: Uchyb w regulacji P, I oraz PI, Przykład 4.2.

4.4 Regulacja PID

Regulator PID (D odnosi się do różniczkowania), patrz rys. 4.6, ma transmitancję

$$K_R(s) = k_1 + k_2\frac{1}{s} + k_3 s.$$

Jest oczywiste, że, dla k_1, k_2, k_3 zapewniających stabilność. zachodzi równość $\varepsilon_\infty = 0$. Dla obiektu jak w (3.1),

$$K(s) = \frac{1}{M_O(s)}\left(k_1 + k_2\frac{1}{s} + k_3 s\right) = \frac{k_3 s^2 + k_1 s + k_2}{s M_O(s)},$$

a zatem

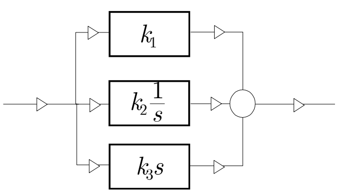
$$K_Z(s) = \frac{k_3 s^2 + k_1 s + k_2}{(k_3 s^2 + k_1 s + k_2) + s M_O(s)}$$

Zauważając, że różnica pomiędzy stopniami wielomianów w mianowniku i liczniku jest równa $(m + 1) - 2 = m - 1$ i argumentując jak to robiliśmy wcześniej bez trudu dochodzimy do wniosku, że

$$\lambda_Z(0) = \lambda_Z^{(1)}(0) = \cdots = \lambda_Z^{(p-1)}(0) = 0$$

$$\text{i dopiero } \lambda_Z^{(m-1)}(0) = k_3/a_m.$$

Regulacja PID zapewnia zatem zerowy uchyb w stanie ustalonym i jest najszybsza z omawianych.

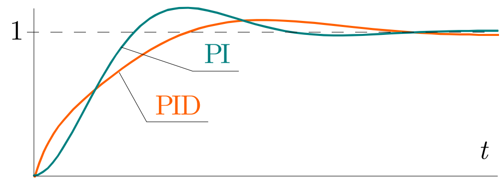


Rys. 4.6: Regulator PID.

Przykład 4.3 *W przykładzie* $K_O(s) = 1/(s + 1)^2$, *natomiast* $K_R(s) = 1+1/s$ *oraz* $K_R(s) = 1+1/s+s$. *Dla małych* t *regulacja PID jest lepsza, bowiem dla niej* $y^{(1)}(0) > 0$, *natomiast w regulacji PI:* $y^{(1)}(0) = 0$. *Własności asymptotyczne są jednakowe, bowiem w obu* $\varepsilon_\infty = 0$.

5 Podsumowanie

Wyniki analizy przeprowadzonej dla stabilnego obiektu inercyjnego (3.1) i różnych typów regulacji zestawiono w dwóch tabelach poniżej. Możemy dzięki temu porównać



Rys. 4.7: Wyjście obiektu $y(t)$ w regulacji PI i PID, Przykład 4.3.

własności regulacji P, I, PI oraz PID zarówno dla małych, jak i dużych t, czyli pod kątem szybkości działania w początkowym przebiegu oraz własności asymptotycznych.

W regulacji P uchyb w stanie ustalonym jest niezerowy, całkujący człon I redukuje ten uchyb do zera. Jeśli chodzi o szybkość najlepsze własności zapewnia regulator PID, gorsze własności ma regulacja PI oraz P, najwolniejsza jest regulacja I.

Uchyb w stanie ustalonym			
$y_0(t) = 1(t)$			
P	I	PI	PID
$\neq 0$	0	0	0

Szybkość regulacji				
	P	I	PI	PID
$\lambda_Z(0)$	0	0	0	0
$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$
$\lambda_Z^{(m-2)}(0)$	0	0	0	0
$\lambda_Z^{(m-1)}(0)$	0	0	0	$\neq 0$
$\lambda_Z^{(m)}(0)$	$\neq 0$	0	$\neq 0$	$\neq 0$