

## AUTOMATYCZNIE DOSTRAJANY REGULATOR Z KOMPENSATOREM CZASU OPÓŹNIENIA

Krzysztof KULA<sup>1</sup>

1. Akademia Morska w Gdyni, ul.Morska 81-87, 81-225 Gdynia,  
tel: 58 690 14 94 fax:58 690 14 71 e-mail: kskula@am.gdynia.pl

### Streszczenie:

W artykule przedstawiono koncepcję układu sterowania obiektami o dużych stałych czasowych opóźnień. W strukturze regulatora zawarty jest kompensator czasu opóźnień oraz korektory odprężające tor śledzenia wartości zadanej od toru kompensacji wpływu zakłóceń. Jakość sterowania zależy od zgodności modelu matematycznego z procesem. Do wyznaczania parametrów modelu zastosowano metodę przekątnikową. Proces dostrojenia regulatora przebiega automatycznie według przedstawionego algorytmu. Poprawność pracy układu sprawdzono na wybranym przykładzie przy pomocy symulacji komputerowej z wykorzystaniem pakietu Matlab.

**Słowa kluczowe:** automatyczne dostrojenie nastaw regulatora, kompensator czasu opóźnień

### 1. UKŁAD REGULACJI Z KOMPENSACJĄ CZASU OPÓŹNIENIA

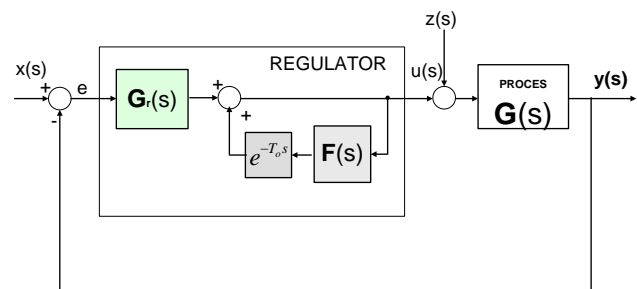
Sterowanie procesami o dużych opóźnieniach wymaga, z uwagi na mały zapas stabilności, zmniejszenia wzmocnienia układu otwartego, co skutkuje spowolnieniem pracy układu regulacji. Efektu tego pozwala uniknąć tzw. predyktor Smitha [1], który umożliwia przewidywanie skutków sterowania, co pozwala na realizację sterowania bez konieczności czekania na reakcję obiektu. I chociaż w późniejszym okresie opracowanych zostało wiele układów z kompensacją czasu opóźnień wszystkie one bazują na koncepcji O.J. Smitha.

#### 1.1. Struktura układu

Schemat układu z regulatorem z kompensacją czasu opóźnień przedstawiony jest na rysunku 1. Załóżmy, że proces liniowy opisuje transmitancją:

$$G(s) = G_{ob}(s)e^{-T_o s} = \frac{K_{ob} \cdot e^{-T_o s}}{M(s)} \quad (1)$$

gdzie:  $M(s)$  - wielomian operatora  $s$  mianownika transmitancji obiektu,  $K_{ob}$  - wzmocnienie statyczne obiektu  
 $T_o$  - czas opóźnień



Rys. 1. Schemat blokowy zmodyfikowanego układu regulacji z korektorem czasu opóźnień.

Gdyby transmitancja regulatora równała się odwrotności transmitancji obiektu bez opóźnień  $G_r(s) = G_{ob}(s)^{-1}$ , to transmitancja układu zamkniętego byłaby czystym członem opóźniającym. Aby regulator miał transmitancję właściwą, należy włączyć do niego filtr o transmitancji:

$$F(s) = \frac{1}{(1 + T_f s)^r} \quad (2)$$

gdzie:  $r$  - stopień wielomianu operatora  $s$  mianownika transmitancji obiektu

Wówczas transmitancja całego regulatora przyjmie postać:

$$G_r(s) = \frac{M(s)}{K_{ob} \cdot (1 + T_f s)^r} \quad (3)$$

W tym układzie transformata wielkości regulowanej w reakcji na zmianę wartości będzie równa:

$$y(s) = \frac{e^{-T_o s}}{(1 + T_f s)^r} x(s) \quad (4)$$

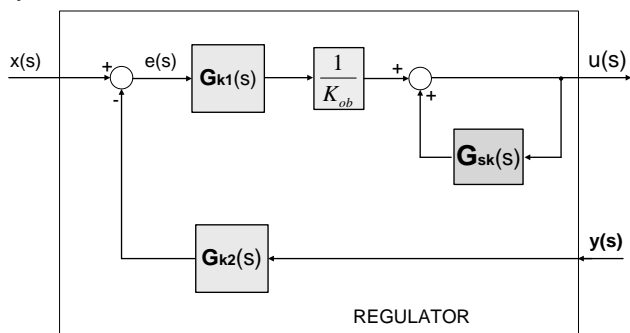
zaś w reakcji na zakłócenie oddziałujące na wejście obiektu :

$$y(s) = G(s) \cdot \left(1 - \frac{e^{-T_o s}}{(1 + T_f s)^r}\right) z(s) \quad (5)$$

Odpowiedź układu z rysunku 1 na zmianę wartości

zadanej oraz na zakłócenie zależy od tej samej transmitancji filtru, co uniemożliwia ich niezależne od siebie kształtowanie.

Modyfikację tego układu pozwalającą na uzyskanie właściwości układu o dwóch stopniach swobody zaproponowali Górecki i Jekielek [2]. Rozpatrywany przez nich regulator ma strukturę przedstawioną na rysunku 2.



Rys. 2. Schemat blokowy regulatora z kompensacją czasu opóźnienia z dwoma korektorami

Transmitancja układu zamkniętego jest równa

$$\frac{y(s)}{x(s)} = \frac{G_{k1}(s) \cdot G(s)}{(I - G_{sk}(s))K_{ob} + G_{k1}(s)G_{k2}(s)G(s)} \quad (6)$$

gdzie:  $G_{k1}(s)$ ,  $G_{k2}(s)$  - transmitancje korektora 1 i 2

Natomiast transmitancja zakłócenia ma postać:

$$\frac{y(s)}{z(s)} = \frac{[I - G_{sk}(s)] \cdot K_{ob} \cdot G(s)}{[I - G_{sk}(s)] \cdot K_{ob} + G_{k1}(s)G_{k2}(s)G(s)} \quad (7)$$

Przy odpowiednim doborze transmitancji sprzężenia korekcyjnego  $G_{sk}(s)$ , mianownik (6),(7) może być równy wzmacnieniu obiektu  $K_{ob}$ . Stanie się tak, gdy spełniony zostanie warunek

$$G_{sk}(s) = G_{k1}(s) \cdot G(s) \cdot G_{k2}(s) / K_{ob} \quad (8)$$

Przedstawmy transmitancje korektorów  $G_{k1}(s)$ ,  $G_{k2}(s)$  w postaci stosunku wielomianów ich liczników oraz mianowników

$$G_{k1}(s) = \frac{L_{k1}(s)}{M_{k1}(s)} \quad G_{k2}(s) = \frac{L_{k2}(s)}{M_{k2}(s)} \quad (9)$$

Jeżeli założymy, że wielomian operatora  $s$  licznika korektora 1 będzie równy wielomianowi mianownika części minimalnofazowej modelu obiektu  $L_{k1}(s)=M(s)$  oraz że mianownik tego korektora będzie taki sam jak licznik korektora 2  $M_{k1}(s)=L_{k2}(s)$ , to po uwzględnieniu tych zależności w (8) transmitancja  $G_{sk}(s)$ , powinna być równa:

$$G_{sk}(s) = \frac{e^{-T_o s}}{M_{k2}(s)} \quad (10)$$

Wprowadzając (10) do (6) oraz (7) otrzymać można po dalszym przekształceniu zależność na transformacie wielkości regulowanej

$$y(s) = [I - \frac{e^{-T_o s}}{M_{k2}(s)}] \cdot G(s)z(s) + \frac{e^{-T_o s}}{M_{k1}(s)}x(s) \quad (11)$$

Z (11) wynika, że przy spełnieniu wymienionych warunków dotyczących dynamiki obu korektorów oraz modelu regulatora o strukturze z rysunku 2 umożliwia jednocześnie poprawę sterowania procesu w odpowiedzi na zmiany wartości zadanej jak i oddziałujące zakłócenia.

## 1.2. Model obiektu

Podobnie jak w innych układach z kompensacją czasu opóźnienia istotną rolę odgrywa stworzenie modelu oddającego właściwości obiektu. Jako pierwszy dokonany musi być wybór klasy modelu, co implikuje wybór eksperymentu identyfikacyjnego. Większość procesów o dużych opóźnieniach ma charakter układów wieloinercyjnych, które aproksymowane mogą być m.in. przy pomocy następujących transmitancji

$$G_{m1}(s) = \frac{K}{I + T_{m1}s} \cdot e^{-T_{o1}s} \quad (12)$$

$$G_{m2}(s) = \frac{K}{(I + T_{m2}s)^2} \cdot e^{-T_{o2}s} \quad (13)$$

Do wyznaczenia parametrów modeli skonstruowanych w oparciu o transmitancje (12), (13) można posłużyć się metodą Åstroma i Hägglunda [3], wykorzystującą przełącznik o punkcie przełączania położonym w zerze. Przy wytrąceniu układu ze stanu równowagi będą generowane w nim drgania harmoniczne o amplitudzie  $A$  oraz okresie  $T_{osc}$ .

Na podstawie kryterium stabilności Nyquista można napisać warunek generowania drgań niegasnących w układzie zamkniętym .

$$G(j\omega_o) \cdot J(A, \omega_o) = -1 + j0 \quad (14)$$

gdzie:  $J(A)$ - funkcja opisująca elementu nieliniowego  $\omega_o$  - pulsacja drgań krytycznych

Rozpatrując równość części rzeczywistej i urojonej otrzymujemy na podstawie (14) dwa równania

$$|G(j\omega_o)| = \left| \frac{I}{J(A)} \right| \quad (15)$$

$$\arg G(j\omega_o) + \arg \{J(A)\} = -\pi \quad (16)$$

Na podstawie jednego eksperymentu identyfikacyjnego mierzona jest amplituda powstających oscylacji oraz ich okres. Jeżeli zastosowany został przełącznik dwupołożeniowy z histerezą, to wzmacnienie krytyczne tego układu oszacować można na podstawie zależności:

$$K_{kr} = \frac{4 \cdot B}{\pi \cdot \sqrt{A^2 - \varepsilon^2}} \quad (17)$$

gdzie:  $B$  - amplituda sygnału sterującego  $u(t)$ ,  $A$  - amplituda wielkości regulowanej  $y(t)$ ,  $\varepsilon$  - szerokość strefy histerezy

zaś okres drgań krytycznych tego układu powinien w przybliżeniu równać się okresowi oscylacji  $T_{kr}=T_{osc}$ .

Przyjmując, że obiekt ma transmitancję (12) lub (13), można wyznaczyć zależności na jej parametry odpowiednio dla inercji pierwszego rzędu z czasem opóźnienia:

$$T_{m1} = \frac{T_{osc}}{2\pi} \cdot \sqrt{K_{kr}^2 \cdot K^2 - 1} \quad (18)$$

$$T_{o1} = \frac{T_{osc}}{2\pi} \cdot (\pi - \arctg \frac{2\pi \cdot T_{m1}}{T_{osc}}) \quad (19)$$

oraz dla inercji z podwójnym biegunem

$$T_{m2} = \frac{T_{osc}}{2\pi} \sqrt{K_{kr} K - 1} \quad (20)$$

$$T_{o2} = \frac{T_{osc}}{2\pi} \cdot [\pi - 2 \arctan(2\pi \frac{T_{m2}}{T_{osc}})] \quad (21)$$

gdzie:  $K$  wzmocnienie statyczne modelu wyznaczone z zależności  $K = \Delta y / \Delta u$  po załączeniu przekaźnika z histerezą o wyjściu  $\Delta u = B$  wywołującym zmianę wielkości regulowanej o  $\Delta y$  [4]

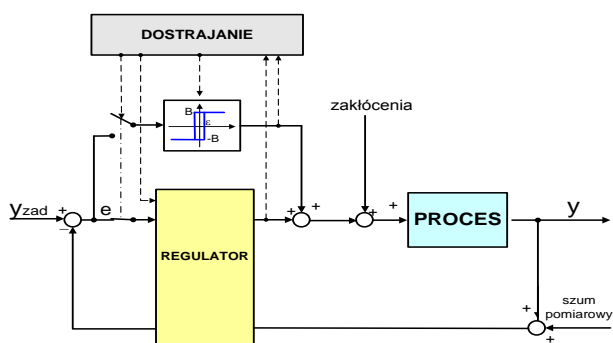
### 1.3. Dostrajanie układu

Przełączenie trybu sterowania z konwencjonalnego na regulator o dwóch stopniach swobody z kompensacją czasu opóźnienia poprzedzone być musi automatycznym dostrojeniem obu korektorów. W procesie dostrojenia tego regulatora należy wyznaczyć:

1. wzmocnienie statyczne procesu
2. parametry cyklu granicznego a na ich podstawie parametry modelu procesu
3. transmitancje korektorów równe

$$G_{k1}(s) = \frac{M(s)}{(T_x s + I)^r} \quad \text{oraz} \quad G_{k2}(s) = \frac{(T_x s + I)^r}{(T_z s + I)^r}$$

gdzie  $T_x, T_z$  przyjęte arbitralnie stałe czasowe



Rys. 3. Schemat funkcjonalny regulatora z automatycznym dostrojeniem

Po uruchomieniu układu z regulatorem  $PI$  i sprowadzeniu uchybu ustalonego do zera na podstawie próby przekaźnikowej oraz wyborze rodzaju modelu wyznaczone są wzmocnienie statyczne procesu  $K_m$ , stała czasowa modelu  $T_m$  oraz czas opóźnienia  $T_o$ . W przypadku gdyby transmitancja modelu była dokładnie równa transmitancji procesu, zadane stałe czasowe można by formułować zupełnie niezależnie od siebie. I tak stała czasowa korektora 1  $T_x$  wpływałaby jedynie na czas regulacji. W przypadku skokowej zmiany wartości

zadanej czas ten wynosiłby dla modelu pierwszego rzędu  $t_r = T_o + 3.91 T_x$  zaś dla modelu drugiego rzędu  $t_r = T_o + 5.83 T_x$ . Jednak wpływ stałej czasowej korektora sprzężenia zwrotnego  $T_z$  na czas sprowadzenia uchybu regulacji wywołanego skokową zmianą zakłócenia do poziomu  $\Delta = 2\%$   $y_{ust}$  może być mało znaczący nawet w przypadku idealnego dopasowania, gdyż determinowany jest przede wszystkim opóźnieniem procesu  $T_o$ . Uchyb wywołany skokowym zakłóceniem osiąga swoją maksymalną wartość dopiero po czasie  $t_M = 2T_o$  od chwili pojawienia się zakłócenia zaś szybkość opadania zależy nie tylko od przyjętej stałej czasowej korektora 2 lecz przede wszystkim od dynamiki procesu, którego bezwładność jest zwykle znacznie większa od parametru  $T_z$ .

Gdy jednak mamy do czynienia z nieokreślonością modelową bądź niedokładnością samego modelu jednoczesne obieranie krótkich stałych czasowych  $T_x, T_z$  prowadzi do zmniejszenia odporności układu i skutkuje najczęściej pogorszeniem jakości sterowania.

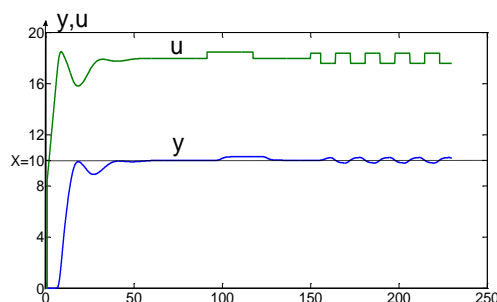
Parametry korektorów  $T_x, T_z$  niezbędne do wyznaczenia wielomianów mianownika transmitancji obu korektorów  $G_{k1}(s)$  oraz  $G_{k2}(s)$  określane są w relacji do stałej czasowej przyjętego modelu. I tak, jeśli większą wagę kładzie się na aperiodyczność i minimalizację czasu regulacji, to przy stałej czasowej  $T_z > T_m$ , ( $T_m$  – stała czasowa modelu)  $T_x$  można dobierać z przedziału  $(0.2T_m - 0.6T_m)$ . Gdy większą wagę przykładą się do szybszej kompensacji wpływu zakłóceń, to przy spełnieniu warunku  $T_x \geq T_m$  parametr  $T_z$  należy wybrać z przedziału  $(0.2T_m - 0.6T_m)$

## 2. WYNIKI SYMULACJI

Do zasymulowania pracy układu przyjęto obiekt liniowy o transmitancji

$$G_{ob}(s) = \frac{2.56}{4.2s^4 + 16.3s^3 + 23.83s^2 + 17.5s + 4.6} \cdot e^{-5s}$$

Znormalizowany czas opóźnienia tego obiektu wynosi  $T_o/T_z = 2.73$ . Do doboru nastaw regulatora  $PI$  posłużono się metodą Abbasa [5] umożliwiającą dostrojenie regulatora przy tak dużej wartości znormalizowanego czasu opóźnienia stosownie do dopuszczalnego przeregulowania. Dla 2% przeregulowania wyznaczono nastawy  $K_p = 0.85$   $T_i = 5.62$  s. Na rysunku 4 przedstawiono przebiegi wielkości regulowanej oraz sterowania po uruchomieniu układu. Czas regulacji wyniósł 36.2 s. Przy szerokości histerezy przekaźnika  $\varepsilon = 0.1$



Rys. 4. Przebieg eksperymentu identyfikacyjnego wraz pomiarem wzmocnienia statycznego obiektu

i poziomie wyjścia  $B = 0.5$  otrzymano podczas pomiaru  $\Delta y_{ust} = 0.278$ . Wzmocnienie statyczne obiektu wynosi zatem  $K_{ob} = \Delta y_{ust} / B = 0.556$  Po wytrąceniu układu zamkniętego ze stanu równowagi, przy ustawieniu wyjść przekaźnika na

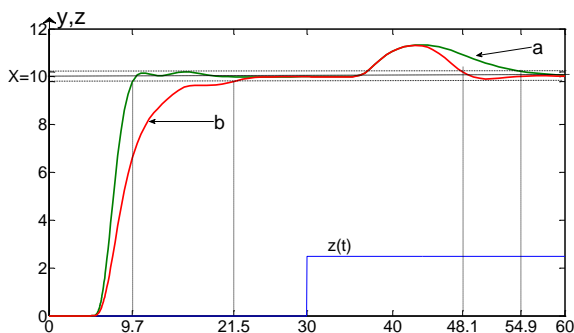
$B = \pm 0.4$  oraz strefy histerezy  $\varepsilon \rightarrow 0$ , powstają w nim drgania o amplitudzie równej  $A = 0.212$  oraz okresie  $T_{osc} = 16.8$  s. Wzmocnienie i okres drgań krytycznych wynoszą odpowiednio  $K_{kr} = 2.4$  i  $T_{kr} \approx 16.8$  s. Na ich podstawie wyznaczano następujące parametry modeli

- inercji pierwszego rzędu z czasem opóźnienia  $T_m = 2.37$  s,  $T_{om} = 6.5$  s
- inercji drugiego rzędu z czasem opóźnienia  $T_{m2} = 1.55$  s,  $T_{om2} = 5.6$  s

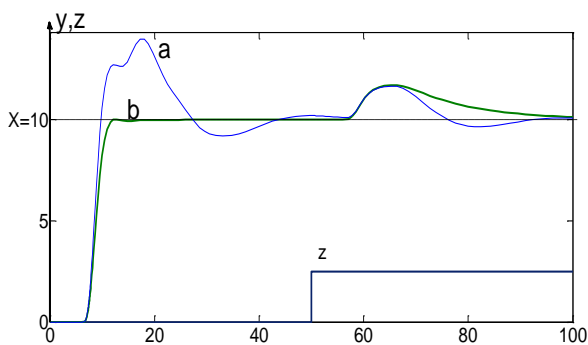
po czym na podstawie całki z kwadratu odchyłek między odpowiedziami obu modeli i procesu dokonano wyboru modelu drugiego rzędu. Transmitancje korektorów dla układu drugiego rzędu będą tym samym równe:

$$G_{k1}(s) = \frac{(T_{m2}s + I)^2}{(T_x s + I)^2}, \quad G_{k2}(s) = \frac{(T_z s + I)^2}{(T_z s + I)^2}.$$

Na rysunku 5 przedstawiono przebieg wielkości regulowanej dla dwóch różnych par stałych czasowych  $T_x, T_z$ .



Rys.5 Przebiegi wielkości regulowanej  
a)  $T_x = 0.6T_{m2}, T_z = 2T_{m2}$     b)  $T_x = 1.2T_{m2}, T_z = 0.5T_{m2}$



Rys.6 Przebiegi wielkości regulowanej  
a) przed dostrojeniem    b) po dostrojeniu regulatora

Procedura dostrajania może być realizowana również podczas pracy układu regulacji. Przykładowo po

wzroście wzmocnienia i czasu opóźnienia procesu o 25% odpowiedź zmienia charakter na oscylacyjny (na rysunku 6 oznaczony literą a), a po ponownym dostrojeniu regulatora do zaktualizowanego modelu II-ego rzędu ( $T_{m2} = 1.41$  s oraz  $T_{om2} = 7.2$  s) odpowiedź ta mieć będzie ponownie przebieg aperiodyczny (b).

### 3. WNIOSKI KOŃCOWE

Regulator o dwóch stopniach swobody i kompensacji czasu opóźnienia posiada olbrzymi potencjał w sterowaniu obiektami o dużych opóźnieniach transportowych. Do jego pełnego wykorzystania niezbędny jest dokładny model obiektu. Utworzenie go możliwe jest dzięki identyfikacji przeprowadzanej przy zastosowaniu metody przekąźnikowej. Dostrojenie regulatora może być dokonane automatycznie w odniesieniu do parametrów modelu jak i stawianych układowi wymagań odnośnie dopuszczalnego przeregulowania oraz czasu regulacji. Ponieważ dokładność modelu w decydujący sposób wpływa na jakość sterowania, istotnym jest, aby po wykryciu przekroczenia dopuszczalnych odchyłek układ dokonywał ponownie automatycznego dostrojenia regulatora. Dzięki rozprzęgnięciu toru śledzenia wartości zadanej oraz toru kompensacji zakłóceń poprzez odpowiedni dobór parametrów korektorów, wchodzących w skład regulatora, można niezależnie od siebie kształtować odpowiedź obiektu na zmianę wartości zadanej i oddziaływanie zakłóceń. Nastawy regulatora nie mają jednak wpływu na wielkość maksymalnej odchyłki od wartości zadanej, jaką wywoła dane zakłócenie.

### 4. BIBLIOGRAFIA

1. Smith O.J.: A controller to overcome dead time, ISA Journal 6 (2), 1959, s.28-33
2. Górecki R., Jekielek J.: Simplifying controller for process control for systems with large dead time, ISA Transactions 38, 1999, s.37-42
3. Åström K.J., Hägglund T.: Automatic tuning of simple regulators with specifications on phase and amplitude margins, Automatica 20, 1984, s. 645
4. Kula K.: Adaptacja nastaw regulatora PID z wykorzystaniem metody przekąźnikowej, „Postępy automatyki i robotyki“, Kielce 2011, s.99-106, ISSN 1640-8969
5. Abbas A.: A new set of controller tuning relations, ISA Transactions Vol.36 No3, 1997, s. 183-187

## AUTOTUNED CONTROLLER WITH DEAD TIME COMPENSATOR

**Key-words:** autotuning, dead time compensator

In this paper a 2 DOF controller with dead time compensator is considered. The advantage of presented control system is the fact that the responses to set point and disturbance can be designed separately. However to improve the control performance a good model of the process is required. To achieve this aim the relay method for the occasionally process identification was used. The controller tuning is realized on the basis of model parameters and desired settling time. An example simulated in Matlab is given to illustrate the effectivity of the proposed method.