

UKŁAD REGULACJI O 2 STOPNIACH SWOBODY DOSTOSOWANY DO STEROWANIA OBIEKTAMI O DUŻYCH OPÓŹNIENIACH

Krzysztof KULA

Akademia Morska w Gdyni

tel: 58 5586 494 e-mail: k.kula@we.am.gdynia.pl

Streszczenie: W artykule przedstawiona została koncepcja układu sterowania obiektami o dużych opóźnieniach względnych. W jego skład wchodzi układ regulacji bezpośredniej oraz blok funkcyjny odpowiedzialny za dostrójenie regulatorów. Układ regulacji zawiera ponadto predyktor Smitha. Funkcję kompensowania wpływu zakłóceń oddziałujących na obiekt spełnia układ regulacji z modelem wewnętrznym IMC o strukturze pozwalającej na odsprężenie toru śledzenia wartości zadanej i tłumienia wpływu zakłóceń, a tym samym na niezależne kształtowanie odpowiedzi układu na te sygnały wejściowe. Dla potrzeb dostrójenia układu w zależności od własności obiektu jak i wymagań stawianych projektowanemu układowi regulacji, opracowana została metoda doboru nastaw regulatorów. Dla zobrazowania możliwości tego układu przeprowadzone zostały badania symulacyjne.

Słowa kluczowe: kompensatory czasu opóźnienia, układ kaskadowy, IMC, układ regulacji o 2 stopniach swobody.

1. WPROWADZENIE

Układy o znacznych opóźnieniach transportowych wprowadzają do układu regulacji duże przesunięcie fazowe, co w celu zachowania odpowiedniego zapasu stabilności wymaga zmniejszenia wzmocnienia układu otwartego. Skutkiem tego występuje spowolnienie procesu sterowania a także obniżenie zdolności układu do kompensowania wpływu zakłóceń. Za szczególnie trudne w sterowaniu uchodzą obiekty, których stała czasowa opóźnienia T_o jest większa od stałej czasowej inercji wypadkowej $T_o > T$. Skutecznym narzędziem do podniesienia efektywności sterowania procesami o dużych opóźnieniach są tzw. kompensatory czasu opóźnienia, takie jak predyktor Smitha [1] a także jego późniejsze modyfikacje [2], [3]. Zastosowanie kompensatorów czasu opóźnienia DTC (*dead time compensators*) pozwala na prognozowanie wpływu sterowania na wielkość regulowaną, a tym samym na stosowną reakcję regulatora na te zmiany bez oczekiwania aż zostaną one potwierdzone na podstawie dokonanych pomiarów. Dzięki temu możliwe jest uzyskanie poprawy jakości sterowania, natomiast zdolność układu do kompensacji wpływu zakłóceń na wielkość regulowaną pozostaje bez większych zmian. Jeżeli oddziaływanie zakłóceń zlokalizowane jest wokół urządzenia wykonawczego, to objęcie jego dodatkową pętlą sprzężenia zwrotnego wraz z regulatorem, pozwoliłoby w znacznej mierze skompensować ich wpływ na przebieg procesu regulacji [4]. Podobna idea została zastosowana

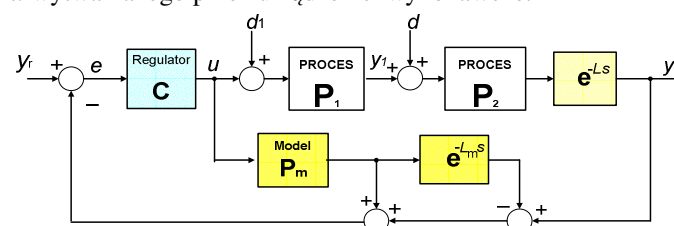
w tej pracy, z tym że w celu wytłumienia zakłóceń zastosowane zostało nowatorskie rozwiązanie, w którym w miejsce pętli wewnętrznej wprowadzony został układ regulacji z modelem wewnętrznym. Artykuł podzielony został na 5 rozdziałów. Po sformułowaniu problemu, w rozdziale 3 przedstawiona została koncepcja i struktura proponowanego układu regulacji. W następnych dwóch rozdziałach podano opis testów identyfikacyjnych oraz sposób wyznaczania nastaw regulatorów. W rozdziale 6 przedstawiono wyniki komputerowej symulacji pracy układu dla dwóch różnych obiektów liniowych. Na zakończenie artykułu dokonano podsumowania przeprowadzonych badań.

2. SFORMUŁOWANIE PROBLEMU

Rozważmy liniowy układ regulacji z obiektem, który przedstawiony może być przy pomocy transmitancji

$$P(s) = P_1(s) P_2(s) \exp(-Ls) \quad (1)$$

Oznaczmy wielkość regulowaną jako y , zaś jako y_1 wielkość wyjściową pierwszej części procesu o transmitancji $P_1(s)$ związanej z formowaniem sygnału sterującego u wytwarzanego przez urządzenie wykonawcze.



Rys. 1. Schemat blokowy z kompensatorem czasu opóźnienia d, d_1 - zakłócenia

Jeżeli wprowadzimy do układu regulacji predyktor Smitha (rys.1), to transmitancja układu zamkniętego będzie równa

$$G(s) = \frac{C(s) \cdot P_1(s) P_2(s) \cdot e^{-Ls}}{1 + C(s) P_m(s) (1 - e^{-Lm s}) + C(s) P_1(s) P_2(s) \cdot e^{-Ls}} \quad (2)$$

gdzie: P_m - transmitancja modelu obiektu bez opóźnienia,
 L_m - stała czasowa modelująca wypadkowe opóźnienie występujące w obiekcie.

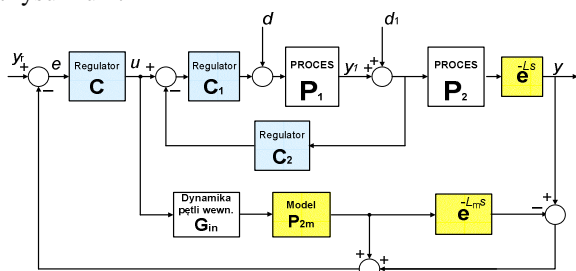
Jeżeli model idealnie będzie odzwierciedlał własności obiektu tj. spełnione będą warunki, że $P_m(s) = P_1(s) P_2(s)$ oraz $L_m = L$, to transmitancję (2) można uprościć do postaci

$$G(s) = \frac{y(s)}{y_r(s)} = \frac{C(s) \cdot P_1(s)P_2(s) \cdot e^{-Ls}}{1 + C(s) \cdot P_m(s)} \quad (3)$$

co ukazuje, że sygnał zwrotny pętli pomiarowej nie będzie zawierał opóźnień. Podobnego efektu nie da się jednak osiągnąć względem zakłócenia. Transmittancja zakłócenia układu z predyktorem jest bowiem równa

$$\frac{y(s)}{d(s)} = P_1(s)P_2(s) \cdot e^{-Ls} \cdot \left[1 - \frac{C(s) \cdot P_1(s)P_2(s) \cdot e^{-Ls}}{1 + C(s) \cdot P_m(s)}\right] \quad (4)$$

Reakcja układu na zakłócenia, po dodaniu kompensatora czasu opóźnienia, nie zmieni się znacząco. Z tego względu, aby poprawić jakość sterowania obiektami o dużych opóźnieniach względnych, w których zakłócenia oddziałują przede wszystkim na wejście obiektu, można nadać mu strukturę układu kaskadowego tj. objąć pętlą sprzężenia zwrotnego część układu regulacji zawierającą dodatkowy regulator. Jego schemat przedstawiony został na rysunku 2.



Rys. 2. Schemat blokowy układu z dodatkową pętlą sprzężenia zwrotnego

3. OPIS UKŁADU REGULACJI

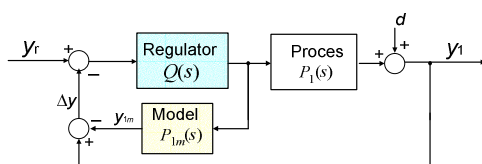
W proponowanym układzie regulacji zadanie śledzenia zmian zadanej wartości wielkości sterującej realizuje regulator z modelem wewnętrznym IMC.

3.1. Regulator IMC

Koncepcja układu regulacji z modelem wewnętrznym przedstawiona została przez Morarię i Zafiriou [5]. Regulator ten skonstruowany został na potrzeby sterowania stabilnymi obiektami liniowymi. Wprawdzie regulator z modelem wewnętrznym projektowany jest jako regulator układu otwartego, jednak posiada pętlę sprzężenia zwrotnego, która koryguje sygnał wyjściowy o taką wielkość, aby uzyskać na wyjściu obiektu w stanie ustalonym wartość zadaną y_r . Taka struktura regulacji pozwala łączyć zalety sterowania w układzie otwartym i zamkniętym a także zapewnia pewną odporność na niedokładność modelową. Transformata sygnału wyjściowego takiego układu zgodnie ze schematem z rysunku 3 będzie równa

$$y(s) = \frac{P_1(s)Q(s) \cdot y_r(s)}{1 + Q(s)[P_1(s) - P_{1m}(s)]} + \frac{1 - P_{1m}(s)Q(s)}{1 + Q(s)[P_1(s) - P_{1m}(s)]} d(s) \quad (5)$$

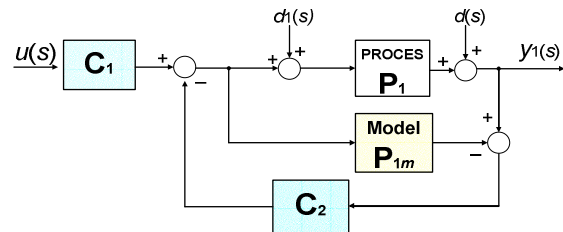
gdzie: $Q(s)$ - transmittancja projektowa regulatora.



Rys. 3. Schemat blokowy pętli wewnętrznej z regulatorem IMC

3.2. Pętla wewnętrzna z regulatorem o 2 stopniach swobody

Jeżeli wymagania dotyczące reakcji układu na zakłócenie i zmianę wartości zadanej byłyby różne, to struktura pętli wewnętrznej powinna zawierać dwa różne regulatory [6], których usytuowanie w układzie przedstawione zostało na rysunku 4.



Rys. 4. Struktura pętli kompensującej wpływ zakłóceń z regulatorem o dwóch stopniach swobody bazującym na modelu obiektu

Transformata sygnału $y_1(s)$ będzie wówczas równa

$$y_1(s) = \frac{C_1(s)P_1(s) \cdot u(s) + [1 - C_2(s)P_{1m}(s)] \cdot [P_1(s)d_1(s) + d(s)]}{1 + C_2(s)[P_1(s) - P_{1m}(s)]} \quad (6)$$

Jeżeli spełniony będzie warunek $P_{1m}(s) = P_1(s)$, to sygnał wyjściowy pętli wewnętrznej kształtowany będzie od zadanej wartości sygnału sterującego u przez regulator C_1 a od zakłóceń przez regulator C_2 .

4. DOSTRAJANIE UKŁADU REGULACJI

Jakość sterowania w przedstawionym układzie regulacji w dużej mierze zależy od dokładności modelu obiektu. Zależy od niej efektywność samego predyktora Smitha jak i modelu wewnętrznego regulatora IMC. Procedura strojenia regulatora głównego opiera się na założeniu, że model dokładnie odwzorowuje własności obiektu. Aby to założenie mogło być spełnione w jak największym stopniu, zaprojektowana została procedura automatycznego dostrajania, bazująca na metodzie Åströma - Hägglanda [7]. Sterowanie obiektami o dużych względnych stałych czasowych opóźnieniach charakteryzuje się niedostatecznym tłumieniem zakłóceń i długim czasem regulacji. Próby jego skrócenia skutkują zwiększeniem oscylacji. Głównym zadaniem, jakie zostało postawione przed projektowanym układem, było uzyskanie znaczącej poprawy wszystkich z wymienionych wskaźników jakości.

Procedura dostrajania układu powinna obejmować następujące etapy:

- określenie modelu P_{1m} ,
- wyznaczenie transmittancji regulatorów śledzenia wartości zadanej C_1 oraz kompensacji zakłóceń C_2 ,
- wyznaczenie modelu P_{2m} ,
- dostrojenie predyktora Smitha,
- obliczenie nastaw regulatora głównego w celu osiągnięcia żądanej transmittancji układu zamkniętego, czyli oczekiwanego śledzenia zmian wartości zadanej.

4.1. Wyznaczanie modeli

W układach regulacji z modelem, kluczowym zagadnieniem jest zapewnienie odpowiedniej dokładności stosowanego modelu. O ile wrażliwość układu IMC na odchyłki modelu z uwagi na korekcyjne sprzężenie zwrotne nie jest duża, to predyktor Smitha stawia w tym względzie bardzo wysokie wymagania. Aby im sprostać, proponowany układ sterowania rozbudowany został o blok funkcyjny nadzorujący pracę układu regulacji bezpośredniej. Jego

zadaniem jest sporządzenie wymaganych modeli oraz utrzymanie ich dokładności w trakcie pracy układu. W tym celu w układzie przeprowadzone muszą być eksperymenty identyfikacyjne mające na celu uzyskanie odpowiednich danych pomiarowych. Na potrzeby tego układu do wyznaczenia modelu niezbędne jest zastosowanie bardziej skomplikowanej procedury niż ma to miejsce w układach o jednej pętli sprzężenia zwrotnego. Pierwszy test przekąźnikowy przeprowadzany jest w celu identyfikacji całego obiektu i jego celem jest wyznaczenie parametrów cyklu granicznego układu zamkniętego bez predyktora, takich jak wzmocnienie krytyczne K_{kr} oraz okres drgań krytycznych generowanych w układzie zamkniętym T_{kr} . Przy ich pomocy możliwe będzie wyznaczenie modelu obiektu [8]. Załóżmy, że obiekt przedstawić można przy pomocy transmitancji

$$P(s) = \frac{ke^{-Ls}}{(1+T_1s)(1+T_2s)} \quad (7)$$

gdzie: k – wzmocnienie statyczne obiektu $k=k_1 \cdot k_2$.

Wzmocnienie to może być pomierzone przy zastosowaniu przekąźnika z szeroką strefą nieczułości.

$$k = \Delta y_{st} / \Delta u \quad (8)$$

Wyznaczanie takiego modelu, nazywanego również modelem Kűpfmüllera, na podstawie testu przekąźnikowego opisane zostało w literaturze naukowej [9],[10],[11], jednak wymaga ono skomplikowanych obliczeń. Dlatego też specjalnie na potrzeby tego układu opracowano nowy sposób wyznaczania modelu tej klasy, który stanowi modyfikację metody opisanej w [12].

Zauważmy, że na potrzeby układu kaskadowego dokonywana jest dekompozycja procesu regulacji na dwie części: szybszą – związaną na ogół z urządzeniem wykonawczym, i wolniejszą, którą stanowi zasadniczy obiekt. Jeśli pierwsza z tych części objęta zostanie wewnętrzną pętlą sprzężenia zwrotnego, to będzie można w niej przeprowadzić on-line test przekąźnikowy. W pętli wewnętrznej generowane będą oscylacje o stałej amplitudzie i częstotliwości, która nie mieści się w paśmie przenoszenia części wolniejszej, dzięki czemu nie będą się one przenosić dalej przez zewnętrzne sprzężenie zwrotne. Pomierzone parametry generowanych drgań pozwolą przy pomocy wzorów Majhi i Athertona [13] wyznaczyć parametry modelu $P_{1m}(s)$ czyli T_{m1} i L_1 .

$$T_{m1} = 0.5T_{osc} / \ln \frac{kB-A}{kB+A} \quad L_1 = \pm T_{m1} \cdot \ln \left(1 \pm \frac{A}{k \cdot B} \right) \quad (9)$$

gdzie: A – amplituda oscylacji,
 B – poziom sygnału wyjściowego z przekąźnika,
 k_1 – wzmocnienie statyczne.

Powtórzenie tej operacji względem części wolniejszej jest niemożliwe. Jeżeli jednak sięgniemy po wyniki pierwszego testu, przeprowadzonego dla całego obiektu i rozważymy argument przy częstotliwości krytycznej tj. gdy kąt opóźnienia fazowego jest równy -180° , to otrzymamy zależność

$$\arctg \frac{(T_1+T_2)\omega_{kr}}{1-T_1T_2\omega_{kr}^2} = \omega_{kr}L + \pi \quad (10)$$

Po jej przekształceniu otrzymamy równość

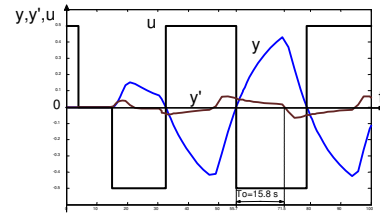
$$\tg \varphi_L \cdot |1 - T_1T_2\omega_{kr}^2| = (T_1 + T_2)\omega_{kr} \quad (11)$$

na podstawie której możemy wyznaczyć drugą stałą czasową.

$$T_2 = \frac{\tg \varphi_L \pm T_1\omega_{kr}}{\omega_{kr}(T_1\omega_{kr} \cdot \tg \varphi_L \pm 1)} \quad (12)$$

gdzie: $\varphi_L = \omega_{kr}L$ – przesunięcie fazowe, jakie wnosi przy częstotliwości krytycznej człon opóźniający.

Przesunięcie fazowe wprowadzane przez człon opóźniający może być obliczone w oparciu o znajomość stałej czasowej opóźnienia, która mierzona jest podczas próby przekąźnikowej pomiędzy zmianą poziomu wyjścia przekąźnika a chwilą osiągnięcia przez pochodną wielkości regulowanej $y'(t)$ wartości zerowej. Zostało to zobrazowane na rysunku 5.



Rys. 5. Ilustracja pomiaru czasu opóźnienia

4.2. Wyznaczenie kompensatora czasu opóźnienia

Kompensator czasu opóźnienia korygujący tor pomiarowy, odzwierciedla, podobnie jak ma to miejsce w predyktorze Smitha, dynamikę obiektu. Jeżeli podłączony jest przed pętlą wewnętrzną, to po dostrojeniu jej regulatorów jego część bez opóźnienia powinna być równa:

$$P_m(s) = F_1(s) \cdot P_{2m}(s) \quad (13)$$

zaś stała czasowa członu modelującego opóźnienie układu L_m pozostaje bez zmian.

4.3. Projektowanie regulatora IMC

Dobór nastaw regulatora IMC pracującego w pętli wewnętrznej odbywa się w dwóch krokach. Transmitancja projektowa regulatora $Q(s)$ dobierana jest najpierw bez względu na ograniczenia i nieokreśloność modelową, np. tak aby spełniony był warunek:

$$\min_Q \|e\|_2 = \min_Q \|(1 - QP_{1m})w\|_2 \quad (14)$$

gdzie: w – współczynnik wagi.

Dla obiektów minimalnofazowych transmitancja ta powinna być równa odwrotności transmitancji modelu $M_{odw}(s)$

$$Q(s) = M_{odw}(s) \quad (15)$$

gdzie: $M_{odw}(s)$ – transmitancja modelu odwrotnego.

W drugim kroku transmitancja projektowa regulatora rozszerzona jest o transmitancję tzw. filtra formującego, który sprawi, że $Q(s)$ będzie transmitancją właściwą.

$$Q(s) = F(s)M_{odw}(s) \quad (18)$$

gdzie: $F(s)$ – transmitancja filtra.

Jeżeli wymagane jest, aby proces sterowania w układzie otwartym był aperiodyczny, to transmitancja tego filtra może być równa

$$F(s) = \frac{1}{(T_f s + 1)^n} \quad (19)$$

gdzie: n – liczba całkowita, będąca różnicą między rzędem mianownika i licznika modelu,

T_f – stała czasowa filtru,

B_- – wielomian o biegunach w lewej półpłaszczyźnie.

Jak wynika z zależności (18),(27) transmitancja układu otwartego w przypadku zastosowania idealnego modelu odwrotnego pokrywać się będzie z przyjętą transmitancją filtru. Załóżmy, że transmitancję modelu przedstawimy w postaci, w której $z_1 \dots z_k$ oznacza zera w lewej a $z_{k+1} \dots z_m$ zera w prawej półpłaszczyźnie

$$P_m(s) = \frac{(s-z_1) \cdot (s-z_2) \cdot \dots \cdot (s-z_k) \cdot \dots \cdot (s-z_m)}{(s-s_1) \cdot (s-s_2) \cdot \dots \cdot (s-s_n)} e^{-Ls} \quad (16)$$

Zależność (16) w uproszczeniu można zapisać następująco

$$P_m(s) = \frac{Z_-(s) \cdot Z_+(s)}{B_-(s)} e^{-Ls} \quad (17)$$

gdzie: Z_+ , Z_- – wielomiany licznika zawierające zera odpowiednio w prawej i lewej półpłaszczyźnie

Dla obiektów nieminimalnofazowych, na przykład z zerem w prawej półpłaszczyźnie, bezpośrednie odwrócenie transmitancji obiektu na potrzeby syntezy regulatora prowadzioby do niestabilności układu. W takim przypadku model odwrotny może być uproszczony do następującej postaci

$$M_{odw}(s) = \frac{B_-(s)}{k_1 Z_-(s) \cdot (Z_+)_s=0} \quad (20)$$

4.4. Regulatory pętli wewnętrznej

Transmitancje regulatorów śledzenia wartości zadanej i kompensowania wpływu zakłóceń wyznaczamy na podstawie następujących zależności:

$$C_1(s) = F_1(s) \cdot M_{1odw}(s) \quad (21)$$

$$C_2(s) = F_2(s) \cdot M_{1odw}(s) \quad (22)$$

Oczywiście transmitancje obu filtrów $F_1(s)$ oraz $F_2(s)$ mogą się różnić od siebie. Załóżmy, że transmitancje modeli obu części obiektu będą równe

$$P_{1m}(s) = k_1 e^{-Ls} / (1 + T_1 s) \quad (23)$$

$$P_{2m}(s) = k_2 e^{-Ls} / (1 + T_2 s) \quad (24)$$

Transmitancja modelu odwrotnego części pierwszej przyjmie postać

$$M_{1odw}(s) \approx (1 + T_1 s) / k_1 \quad (25)$$

Podstawienie jej jak i zależności (19) do (21),(22) pozwoli na wyznaczenie transmitancji regulatorów C_1 , C_2

$$C_n(s) = \frac{1 + T_1 s}{k_1 (1 + T_{fn} s)} \quad n=1,2 \quad (26)$$

gdzie: T_{f1} – stała czasowa filtra regulatora śledzenia wartości zadanej C_1 ,

T_{f2} – stała czasowa filtra regulatora do tłumienia wpływu zakłóceń C_2 .

4.5. Kompensator czasu opóźnienia

Predyktor zaprezentowany przez Smitha miał postać członu inercyjnego pierwszego rzędu. W proponowanym układzie kompensator czasu opóźnienia może bazować na modelu II-ego rzędu, który po zamknięciu pętli wewnętrznej powinien lepiej odzwierciedlać dynamikę obiektu. Jeżeli założymy, że w układzie IMC model idealnie oddaje własności obiektu, czyli $P_{1m}(s) = P_1(s)$ to uwzględniając (18) otrzymamy po przekształceniu (6) transmitancję pętli wewnętrznej $G_{pw}(s) = F_1(s)$. Wówczas część minimalnofazowa kompensatora będzie równa

$$G_k(s) = F_1(s) P_{2m}(s) \quad (27)$$

Wartość stałej czasowej opóźnienia kompensatora L_m ustalana jest na drodze pomiarowej (rys. 5).

4.6. Sformułowanie transmitancji układu zamkniętego

Założmy, że żądana transmitancja układu zamkniętego ma postać

$$G_{ref}(s) = e^{-Ls} / (1 + T_c s) \quad (28)$$

gdzie: T_c – wypadkowa stała czasowa,

$L = L_1 + L_2$ sumaryczny czas opóźnienia.

Oczekiwaną stałą czasową T_c można oszacować na podstawie wymagań dotyczących czasu regulacji lub czasu narastania. Jeżeli model nie będzie wystarczająco dokładny, to wyznaczona w przedstawiony poniżej sposób stała czasowa inercji układu może okazać się zbyt mała do osiągnięcia w układzie rzeczywistym. Oznaczmy wymaganą stałą czasową układu zamkniętego, która zapewni dopuszczalny czas regulacji t_r jako T_{cr} , a akceptowalny czas narastania t_n jako T_{cn} . Dla założonej postaci transmitancji układu zamkniętego wielkości te obliczyć można z poniższych zależności:

$$T_{cn} = T_c / (\ln 0,9 - \ln 0,1) \quad T_{cr} = (L - t_r) / \ln \Delta \quad (29)$$

gdzie: Δ – szerokość zakresu tolerancji.

Wówczas do określenia stałej czasowej inercji transmitancji $G_{ref}(s)$ przyjmujemy wartość, która spełniać będzie warunek

$$T_c \leq \min\{T_{cr}, T_{cn}\} \quad (30)$$

Przy doborze żądanej stałej czasowej inercji układu, priorytetem jest zapewnienie odpowiedniej odporności układu na zmiany jego parametrów. Większa niedokładność modelowa wymagać może przyjęcia większej wartości parametru T_c .

4.7. Dostrojenie regulatora pętli zewnętrznej

Jeżeli ograniczymy typ regulatora głównego do regulatora typu PI/PID, to przyjęty model obu części obiektu może być również co najwyżej drugiego rzędu. Jeżeli wymagania dotyczące celu sterowania mają postać parametrycznych wskaźników jakości takich jak czas regulacji, maksymalne przeregulowanie, dopuszczalny uchyb w stanie ustalonym, to mogą one zostać ujęte przy sformułowaniu żądanej transmitancji układu zamkniętego $G_{ref}(s)$. Wówczas w celu wyznaczenia wymaganych nastaw regulatora posłużyć się można metodą syntezy bezpośredniej.

Porównajmy żadaną transmitancję układu zamkniętego z wypadkową transmitancją proponowanego układu

$$G_{ref}(s) = \frac{C(s) G_{pw}(s) P_2(s) e^{-Ls}}{1 + C(s) G_{pw}(s) P_2(s)} \quad (31)$$

Po przekształceniu (31) otrzymamy, że transmitancja regulatora głównego powinna być równa

$$C(s) = \frac{G_{ref}(s) \cdot e^{Ls}}{P_2(s)G_{pw}(s)[1 - G_{ref}(s) \cdot e^{Ls}]} \quad (32)$$

Po podstawieniu zależności (25),(26) otrzymamy

$$C(s) = \frac{T_{f1}T_2s^2 + (T_{f1} + T_2)s + 1}{k_2T_c s} \quad (33)$$

Jeżeli regulator ten będzie miał strukturę szeregowo-równoległą PID, a jego transmitancja będzie równa

$$G_{PID}(s) = K_p(1 + T_i s + T_d s^2) / T_i s \quad (34)$$

to po podstawieniu (28) do (32) i założeniu $G_{pw}(s) = F_I(s)$ otrzymamy, że stawiane wymagania zostaną spełnione, gdy wzmocnienie członu proporcjonalnego K_p , stała całkowania T_i i stała różniczkowania T_d będą równe

$$K_p = \frac{T_{f1} + T_2}{k_2 T_c} \quad T_i = T_2 + T_{f1} \quad T_d = \frac{T_{f1} T_2}{T_{f1} + T_2} \quad (35)$$

5. WYNIKI SYMULACJI

Dla zobrazowania działania proponowanego układu przeprowadzone zostały badania symulacyjne przy wykorzystaniu środowiska Matlab/Simulink.

Przykład

Obiekt regulacji składa się z dwóch, dających się wyodrębnić, członów połączonych szeregowo. Ich transmitancje są odpowiednio równe:

$$P_1(s) = 2e^{-0,4s} / (1 + 2s) \quad P_2(s) = 1,5e^{-15s} / (1 + 12s)$$

Opóźnienie względne tego obiektu jest większe od jedności. W związku z tym nastawy regulatora klasycznego PI dobrane zostały metodą Abbasa [15], która dla przyjętego modelu I-ego rzędu zapewnia, z pewnym przybliżeniem, ograniczenie maksymalnego przeregulowania do przyjętej wartości χ_{max} , przy zapewnieniu minimum czasu regulacji. Nastawy regulatora PI wyznaczamy w oparciu o zależności

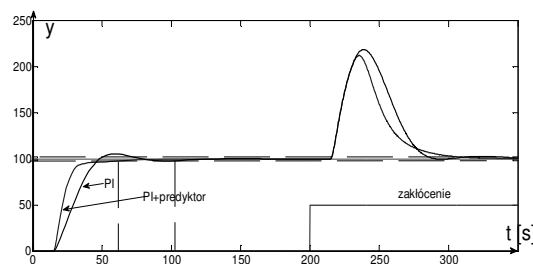
$$K_p = \frac{K_o}{K} \quad T_i = T + T_o / 2 \quad (36)$$

gdzie: K , T , T_o – parametry modelu,

K_o – wzmocnienie układu otwartego.

Do wyznaczenia modelu I-ego rzędu wykorzystano pomiary z pierwszego testu przekąźnikowego, który przeprowadzony został w układzie z jedną pętlą sprzężenia zwrotnego, przy poziomie wyjścia z przekąźnika $B=0,3$. Podczas tego testu wygenerowane zostały drgania o amplitudzie $A=0,65$ oraz o okresie T_{osc} równym 49,9 s. Pomierzono wzmocnienie statyczne $k=2,99$. Parametry modelu wyznaczono na podstawie wzorów (8,9) $k=3$, $T_{m1}=13,4$ s oraz $L_1=17,11$ s. Następnie obliczono nastawy regulatora dla $\chi_{max} = 0,02$ oraz wyznaczonego na podstawie modelu I-ego rzędu opóźnienia względnego $R=T_o/T=1,28$. Są one równe: $K_p=0,21$ oraz $T_i=22$ s. Reakcja, na skokową zmianę wartości zadanej oraz zakłócenia, klasycznego układu regulacji oraz układu z predyktorem Smitha o parametrach wyznaczonego modelu I-ego rzędu, przedstawiona została na rysunku 6. Po dodaniu predyktora Smitha, nastawy regulatora w związku z założeniem, że opóźnienie w torze pomiarowym

zostało wyeliminowane, musiały być uaktualnione. Nowe nastawy regulatora PI wyznaczono w oparciu o metodę syntezy bezpośredniej dla założonej postaci transmitancji układu zamkniętego (28). Wymagania postawione przed proponowanym w pracy układem regulacji, określone zostały na podstawie znanego (rys.6) przebiegu wielkości regulowanej przy dopuszczalnym czasie regulacji $t_r < 45$ s



Rys. 6. Przebiegi wielkości regulowanej w układzie klasycznym oraz w układzie z predyktorem Smitha

oraz czasie narastania mniejszym od 20 sekund przy zapewnieniu efektywnego tłumienia zakłóceń.

Stosownie do (30) wyznaczono stałą czasową żądanej transmitancji układu zamkniętego $T_c < \min \{T_{cn} = 9,1$ s, $T_{cr} = 7,6$ s} przyjmując $T_c = 7$ s. Nowe nastawy regulatora obliczono na podstawie zależności: $K_p = T / K T_c$, $T_i = T$. Wyniosły one odpowiednio $K_p = 0,64$, $T_i = 13,4$ s. Reakcja układu z predyktorem Smitha o parametrach wyznaczonego modelu I-ego rzędu została przedstawiona na rysunku 5.

Drugi test przekąźnikowy przeprowadzony został po zamknięciu pętli wewnętrznej. Pomiar wzmocnienia statycznego pozwolił wyznaczyć jego wartość $k_1 = 1,99$. Okres i amplituda drgań wyniosły odpowiednio: $T_u = 1,46$ s, $A = 0,1078$. Uzyskane dane pomiarowe umożliwiły wyznaczenie wzmocnienia krytycznego pętli wewnętrznej oraz parametrów modelu inercyjnego pierwszego rzędu. Po obliczeniu wartości parametrów $T_1 = 1,99$ s, $L_1 = 0,39$ s wyznaczono model inercyjny pierwszego rzędu

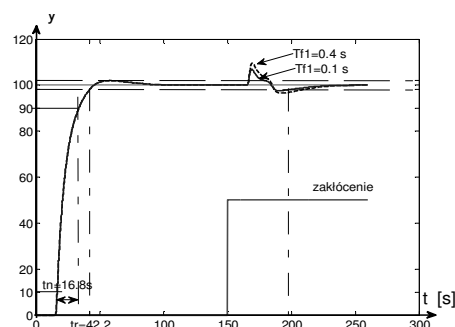
$$P_m(s) = 1,99e^{-0,39s} / (1 + 1,99s) \quad (37)$$

a następnie po przyjęciu wartości stałych czasowych filtrów regulatora IMC $T_{f1} = 0,4$ s oraz $T_{f2} = 0,4$ s wyznaczone zostały transmitancje obu regulatorów

$$C_1(s) = \frac{(1,99s + 1)}{1,99(0,4s + 1)} \quad C_2(s) = \frac{(1,99s + 1)}{1,99(0,4s + 1)} \quad (38)$$

Wówczas nastawy regulatora głównego PID po przyjęciu stałej czasowej żądanej transmitancji układu zamkniętego $T_c = 7$ s przybiorą następujące wartości: $K_p = 1,05$, $T_i = 11,1$ s, $T_d = 0,38$ s. Przyjęto, że część minimalnofazowa kompensatora czasu opóźnienia ma postać

$$G_k(s) = 1,5 / ((1 + 0,4s)(1 + 10,7s)) \quad (39)$$

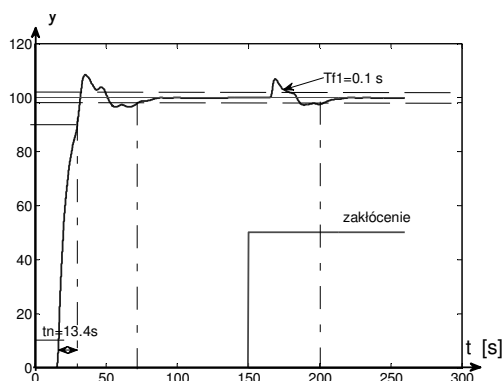


Rys. 7. Przebieg wielkości regulowanej w proponowanym układzie dla dwóch różnych nastaw regulatora C_2

Przebieg wielkości regulowanej w proponowanym układzie regulacji ukazuje rys. 7. Wszystkie oczekiwania odnośnie poprawy tłumienia wpływu zakłóceń, jak i te dotyczące parametrycznych wskaźników jakości, zostały spełnione.

Rysunek 8 przedstawia przebieg wielkości regulowanej w przypadku, gdy parametry kompensatora czasu opóźnienia obarczone zostały określonym błędem. Odchyłki te zostały również uwzględnione przy wyznaczeniu nastaw regulatora PID, które w tym przypadku były równe

$$K_p=1,28 \quad T_i=14,8 \text{ s}, \quad T_d=0,38 \text{ s} \quad (40)$$



Rys. 8. Przebieg wielkości regulowanej w proponowanym układzie przy odchyłkach parametrów kompensatora czasu opóźnienia $\Delta L=-20\%$, $\Delta T_m=20\%$, $\Delta k=10\%$

6. PODSUMOWANIE

Przedstawiona w pracy koncepcja układu regulacji do sterowania obiektem o dużym opóźnieniu bazuje na wykorzystaniu struktury układu kaskadowego wraz z kompensatorem czasu opóźnienia. W miejsce pętli wewnętrznej został użyty układ z regulatorem IMC o dwóch stopniach swobody umożliwiającym odsprężenie strojenia układu w torze śledzenia wartości zadanej od toru kompensacji wpływu zakłóceń. Dzięki zastosowaniu bloku sterowania nadrzędnego nadzorującego przeprowadzenie procesu identyfikacji metodą przekąźnikową Åströma-Hägglunda możliwe jest na podstawie jej wyników dostrojenie regulatorów oraz kompensatora czasu opóźnienia. Umożliwia to uzyskanie satysfakcjonującej relacji między jakością sterowania a odpornością układu. Uzyskane wyniki symulacji potwierdzają, że przedstawiony powyżej układ sterowania

obiektami o dużych opóźnieniach względnych jest w stanie nie tylko zmniejszyć negatywny wpływ opóźnień transportowych w torze śledzenia wartości zadanej, ale też skutecznie zredukować oddziaływanie zakłóceń na wielkość regulowaną.

7. BIBLIOGRAFIA

1. Smith, O. J.: A controller to overcome dead time, *ISA transactions*, vol. 6, 1959, No. 2, s. 28-33
2. Mataušek, M.R., Micic, A.D.: (1996), A modified Smith Predictor for controlling a process with integrator and long dead-time, *IEEE Transactions of Automatic Control*, 44, s.1199-1203.
3. Normey-Rico, J.E., Camacho, E.F.: Dead-time compensators: A survey, *Control Engineering Practice*, 16, 2008, s.407-428.
4. Kaya, I.: Improving performance using cascade control and a Smith predictor, *ISA Transactions*, 2001, 40.3, s. 223-234
5. Morari M., Zafiriou E., Robust process control, Englewood Cliffs, NJ Prentice Hall, 1989 ISBN-13: 978-0137821532
6. Liu, T., Gu, D., Zhang, W.: Decoupling two-degree-of-freedom control strategy for cascade control systems. *Journal of Process Control*, 2005, 15, s.159-167
7. Åström, K.J., Hägglund, T. (1984). Automatic tuning of simple regulator with specification on phase and amplitude margins. *Automatica*, 20(5), s.645-651.
8. Kaya, I.: Autotuning of a new PI-PD Smith predictor based on time domain specifications. *ISA Transactions*, 42, 2003, s. 559-575
9. Kaya I., Atherton D.P.: Parameter estimation from relay autotuning with asymmetric limit cycle data, *Journal of Process Control* 11,2000, s.429-439
10. Ramakrishnan V., Chidambaram M.: Estimation of a SOPTD transfer function model using a single asymmetrical relay feedback test, *Computers & Chemical Engineering* 27, 2003, s. 1779-1784
11. Majhi, S., Atherton, D.P.: Autotuning and controller design for processes with small time delays, *IEE Proceedings Control Theory and Applications*, 1999, 146(3), s. 415-421
12. Kula K.S.: Wykorzystanie metody przekąźnikowej do sformułowania modelu Kupfmüllera, *Aktualne problemy automatyki i robotyki*, 2014, Akademicka Oficyna Wydawnicza EXIT, s. 168-175
13. Majhi, S., Atherton, D.P.: Obtaining controller parameters for a new Smith predictor using autotuning, *Automatica*, 36, 2000, s. 1651-1658.
14. Abbas A. : A new set of controller tuning relations, *ISA Transaction*, 36 No 3, 1997, s. 183-187

2 DOF CONTROL SYSTEM DIRECTED FOR PROCESSES WITH LONG DEAD-TIME

The paper presents a concept of a control system of time-delayed processes. It is based on the use of a dead-time compensator. For better disturbance rejection capability the control system is extended to cascade structure. This role plays a controller with internal model that is designed as two dimensions of freedom (2 DOF) system. Thanks to them the controller can be tuned independently. This makes it possible to get better ability to compensate the influence of disturbances. With the introduction to the control system a model of the plant, that can be identified on-line using the relay-method, the system adapts to the time-varying conditions. For estimation of second order plus dead time (SOPDT) model of both parts of the plant a new method of identification is developed. To set the parameters of the master controller a method of direct synthesis is used. This allowed to achieve all control performance requirements that are formulated in form of reference transfer function.

Key-words: dead time compensators, cascade control, IMC, two-degree-of-freedom 2 DOF control system.