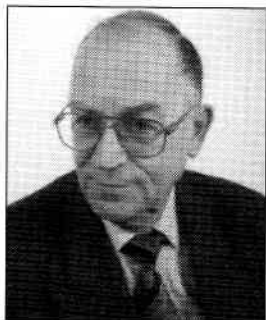


**Stanisław SKOCZOWSKI**  
POLITECHNIKA SZCZECIŃSKA  
WYDZIAŁ ELEKTRYCZNY  
INSTYTUT AUTOMATYKI PRZEMYSŁOWEJ

## Odporny układ regulacji z wykorzystaniem modelu obiektu

**Prof. dr hab. inż. Stanisław SKOCZOWSKI**

Urodzony w 1936 r. Ukończył studia na Wydziale Elektrycznym Politechniki Szczecińskiej w 1959 r. W 1969 r. uzyskał tytuł doktora na Wydziale Elektrycznym Politechniki Wrocławskiej. W 1973 r. uzyskał tytuł doktora habilitowanego w Instytucie Cybernetyki Stosowanej PAN w Warszawie, a w 1978 r. tytuł profesora. W latach 1979–83 był dziekanem Wydziału Elektrycznego, a w latach 1990–93 rektorem Politechniki Szczecińskiej. Jest członkiem Komitetu Automatyki i Robotyki PAN. Autor około 140 artykułów, 2 książek i 3 monografii z zakresu automatyki i pomiarów dynamicznych. Wypromował 13 doktorów. Od 1969 r. współpracował z przemysłowym Ośrodkiem Badawczo-Rozwojowym Metrologii Elektrycznej MERA-LUMEL – obecnie LUMEL SA w Zielonej Górze w zakresie regulacji i regulatorów temperatury.



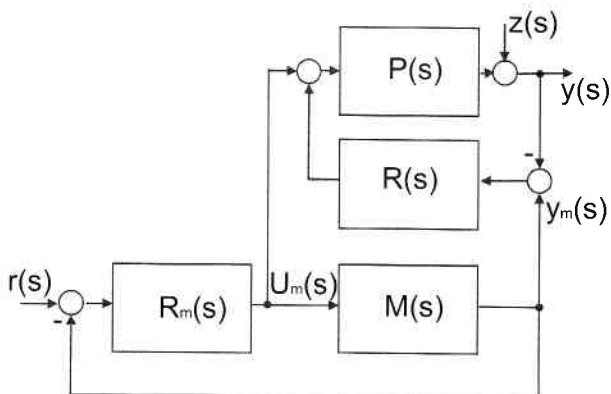
### Streszczenie

W artykule rozważa się właściwości dwupętlowej struktury układu regulacji automatycznej z wykorzystaniem modelu obiektu i dwu regulatorów, zwracając uwagę na dużą odporność tej struktury przy perturbacjach obiektu w stosunku do jego modelu. Przedstawia się wyniki symulacji w porównaniu do klasycznej pętli z ujemnym sprzężeniem zwrotnym.

### Abstract

A two-loop control system with a nominal plant model controller acting on the perturbed plant process in analyzed. In addition, the plant is controlled by the second controller driven by the difference between the model output and the plant output. It is pointed out that such a structure features an exceptionally high disturbance resistance. Results of computer simulations are presented.

W pracy [3] omawia się zastosowanie do serwomechanizmu prostej struktury sterowania nadążającego za modelem (Model-Following Control) pokazanej na rys. 1.



Rys. 1. Struktura omawianego układu regulacji

Ponieważ ani struktura ani parametry regulatorów nie ulegają zmianie, nie wydaje się słuszne nazywanie tego układu adaptacyjnym, jak to czynią autorzy [3]. Nie to jednak jest istotne. W przekonaniu autora niniejszej pracy należy zwrócić uwagę na odporność tej prostej struktury sterowania. Odporność jest tu rozumiana jako zachowanie stabilnej i satysfakcjonującej pod względem jakości pracy układu regulacji przy zmianach – perturbacjach obiektu.

W artykule dyskusyjnym [4] proponowano sterowanie obiektu z nieznanym i/lub zmiennym opóźnieniem poprzez jego model bez opóźnienia. Niedoskonałość tej koncepcji polegała na fakcie niemożliwości zregulowania zakłóceń niemierzalnych działających na obiekt, co wynikało z tego, że obiekt był sterowany w układzie otwartym.

W strukturze pokazanej na rys. 1 obiekt  $P(s)$  jest sterowany tym samym sygnałem  $u_m(s)$ , jakim sterowany jest model  $M(s)$  przez regulator modelu  $R_m(s)$  (jak w [4]) i jednocześnie przez dodanie drugiej pętli z regulatorem  $R(s)$  jest dodatkowo „podsterowany” sygnałem  $u_r(s)$ , który zależy zgodnie z przyjętym algorytmem tego regulatora, od różnicy wyjść modelu  $y_m(s)$  i obiektu  $y(s)$ .

Ta prosta struktura pozwala na utrzymanie satysfakcjonująco dobrej jakości regulacji przy perturbacjach obiektu w odniesieniu do jego modelu w bardzo szerokich granicach tak co do zmian parametrów (w szczególności opóźnienia) jak i jego struktury tj. rzędu procesu.

Dla przeanalizowania właściwości układu przyjmuje się, że proces jest liniowy, stabilny o transmitancji  $P(s)$  i że znany jest jego model nominalny  $M(s)$ .

Na podstawie rys. 1 można napisać równania

$$y_m(s) = r(s) \frac{R_m(s)M(s)}{1 + R_m(s)M(s)}, \quad (1)$$

$$u_m(s) = r(s) \frac{R_m(s)}{1 + R_m(s)M(s)} \quad (2)$$

$$y(s) = P(s) [u_m(s) + (y_m(s) - y(s))R(s)] + z(s). \quad (3)$$

$$y(s) = r(s) \frac{R_m(s)P(s)(1 + R(s)M(s))}{(1 + R(s)P(s))(1 + R_m(s)M(s))} + \frac{z(s)}{1 + R(s)P(s)} \quad (4)$$

Równanie (4) pokazuje czułość układu regulacji na wartość zadaną  $r(s)$  i zakłócenie  $z(s)$ . Jak wynika z rys. 1, sygnał  $y(s)$  śledzi za sygnałem  $y_m(s)$ . Zatem równanie (4) z uwzględnieniem (1) można przedstawić w nieco innej formie

$$y(s) = y_m(s) \frac{P(s)}{M(s)} \frac{1 + R(s)M(s)}{1 + R(s)P(s)} + \frac{z(s)}{1 + R(s)P(s)} \quad (5)$$

Gdy proces  $P(s)$  jest identyczny z modelem  $M(s)$ , to zachodzi

$$y(s) = y_m(s) + \frac{z(s)}{1 + R(s)M(s)} \quad (6)$$

Sygnał wyjściowy obiektu nadąża idealnie za sygnałem wyjściowym modelu. Na wrażliwość zakłóceńową układu można wpłynąć niezależnie przez transmitancję regulatora  $R(s)$ .

O stabilności układu regulacji decyduje mianownik transmittancji  $y(s)/y_m(s)$ . Z równania (5) wynika

$$\frac{y(s)}{y_m(s)} = \frac{P(s) 1 + R(s)M(s)}{M(s) 1 + R(s)P(s)} + \frac{z(s)}{y_m(s) 1 + R(s)P(s)} \quad (7)$$

Przyjmując, że proces nominalny, równy modelowi  $M(s)$ , podlega perturbacjom  $\Delta(s)$ , można wyrazić transmittancję procesu perturbowanego  $P(s)$  w postaci

$$P(s) = M(s) + \Delta(s) \quad (8)$$

co podstawiając do (5) przy założeniu braku zakłóceń daje równanie

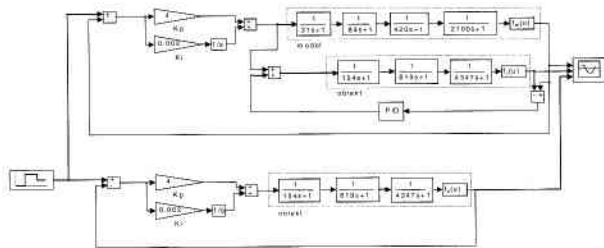
$$y(s) = y_m(s) \frac{M(s) + \Delta(s)}{M(s)} \frac{1 + R(s)M(s)}{1 + R(s)(M(s) + \Delta(s))} \quad (9)$$

Dla dużego wzmocnienia regulatora  $R(s)$ ,  $|R(s)M(s)| \gg 1$  uzyskuje się w przybliżeniu, niezależnie od perturbacji procesu idealne nadążanie

$$y(s) \approx y_m(s)$$

Jednak wzmocnienie regulatora  $R(s)$  winno być dobrane tak, aby układ był stabilny. Problem stabilności stanowi odrębne zagadnienie.

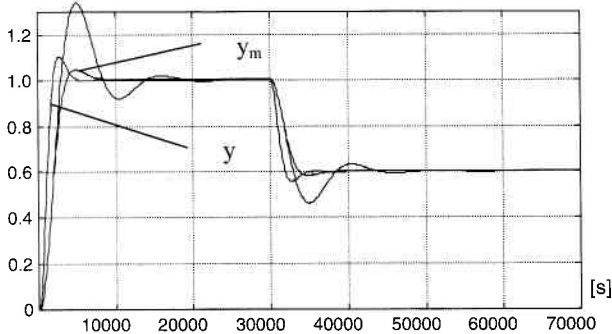
Dla zilustrowania powyższych rozważań niżej przedstawiono wyniki symulacji dla dwu różnych obiektów i ich modeli, z zastosowaniem regulatorów PI i PID.



Rys. 2. Schemat symulacji dla regulacji obiektu elektrotermicznego

Rys. 2 przedstawia schemat symulacji dla obiektu elektrotermicznego w postaci pieca rezystancyjnego, który został zidentyfikowany metodą przedstawioną w [5, 7] dla wsadu nominalnego (model) i po zmianie wsadu (obiekt). Należy zauważyć, że zmiana wsadu w komorze pieca spowodowała radykalną zmianę parametrów i struktury obiektu.

Na schemacie widoczna jest również część dla symulacji zachowania się klasycznego układu regulacji, w którym regulator nastrojony dla obiektu nominalnego  $M(s)$  steruje obiektem perturbowanym  $P(s)$ .



Rys. 3. Przebiegi wielkości wyjściowych modelu i obiektu  $y_m(t)$ ,  $y(t)$  oraz ich porównanie z przebiegiem  $y_k(t)$  klasycznego UAR

Rys. 3 pokazuje przebiegi  $y_m(s)$ ,  $y(s)$  uzyskane dla omawianego układu regulacji oraz dla porównania  $y(s)$  w klasycznej pętli z ujemnym sprzężeniem zwrotnym. Widać wyraźnie radykalną poprawę jakości regulacji w wyniku zastosowania omawianego układu.

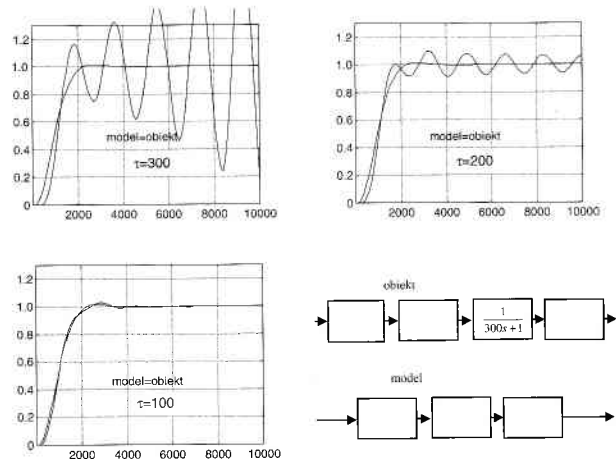
Można zauważyć, że w rozwiązaniu klasycznym, po zmianie wsadu dla zachowania żądanej jakości regulacji, należałoby przestroić regulator. Rozpatrywany układ regulacji tego nie wymaga, gdyż nawet przy tak dużych perturbacjach zachowana jest wysoka jakość regulacji. Na rys. 4 pokazano wyniki symulacji dla przypadku, gdy transmittancja modelu ma postać:

$$M(s) = \frac{1}{(1 + s300)^3}$$

a proces różni się od modelu tylko opóźnieniem transportowym  $\tau$

$$P(s) = \frac{e^{-s\tau}}{(1 + s300)^3}$$

przy tym dla  $\tau=300$  i 200 układ jest niestabilny, ale już dla  $\tau=100$  uzyskuje się stabilny przebieg  $y(t)$ . Rys. 5 obrazuje symulacje wpływu opóźnienia  $\tau$  obiektu w przypadku aż 10-krotnej różnicy wartości stałych czasowych modelu i obiektu, gdy obiekt był szybszy od modelu.



Rys. 4. Przebiegi wyjścia modelu i obiektu dla różnych wartości opóźnienia  $\tau$  w obiekcie

Wracając do ważnego z punktu widzenia odporności problemu stabilności, można na podstawie (7) napisać równanie charakterystyczne

$$m_r(s) \cdot m_p(s) + I_r(s)l_n(s) = 0 \quad (10)$$

gdzie  $m$  oznacza mianownik, a  $l$  licznik transmittancji odpowiednio regulatora  $R(s)$  i procesu  $P(s)$ . Miejsca zerowe tego równania decydują o stabilności tej struktury. Jeżeli obiekt i model nie zawierają opóźnienia, badanie stabilności jest proste. W przypadku gdy występuje opóźnienie w modelu i obiekcie, problem jest złożony i wyznaczenie warunków stabilności jest żmudne. Przykładowo, gdy jest

$$M(s) = \frac{k_m}{(1 + sT_m)^{n_m}}, P(s) = \frac{k_0 e^{-s\tau}}{(1 + sT_0)^{n_0}}$$

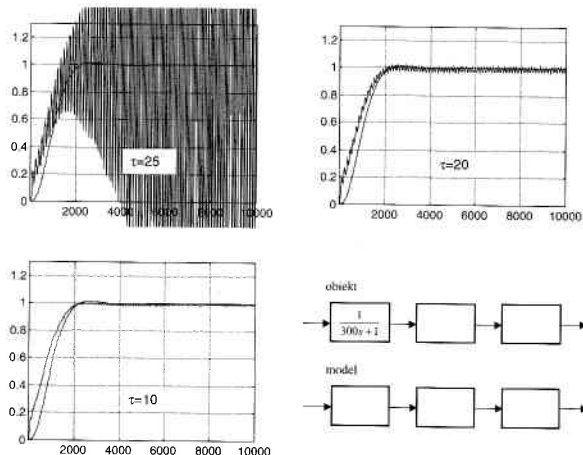
$$R(s) = \frac{k_c(1 + sT_i)(1 + sT_d)}{sT_i}$$

oraz gdy przyjmie się dla uproszczenia  $n_m = n_o = n$ ,  $T_m = T_o = T$ ,  $k_m = k_o$ ,  $T_i = nT$ ,  $T_d = T$ , to na podstawie (10) uzyskuje się równanie charakterystyczne w postaci quasi-wielomianu [1]

$$F(s, e^s) = sn \frac{T}{k} (1 + sT)^{n-1} e^{sT} + snT + 1$$

gdzie  $k = k_o k_m$ , a człon główny ma postać

$$s^n e^{snT} n \frac{T^n}{k}$$



Rys. 5. Wpływ opóźnienia  $\tau$  w obiekcie przy 10-krotnej różnicy stałych czasowych modelu i obiektu

Istnienie tego członu głównego jest spełnieniem warunku koniecznego stabilności badanego układu, a jednocześnie zapewnia tzw. stabilność strukturalną. Pod tym pojęciem rozumie się takie warunki, przy których można układ stabilizować przez odpowiedni dobór parametrów, bez zmiany jego struktury. Tak więc można powiedzieć, że przedstawiona struktura UAR jest strukturalnie stabilna. Można zbadać stabilność, dla najprostszego przypadku w omawianym przykładzie, gdy  $n=1$ . Wtedy quasi-wielomian (11) będzie [2]

$$F(s, e^s) = se^{sT} + sk + \frac{k}{T} \quad (13)$$

kładąc  $sT = r$ , dla nowej zmiennej  $r$  będzie

$$F(r, e^r) = re^r + kr + k \frac{\tau}{T} \quad (14)$$

przy czym, w realnym układzie jest  $k > 0$ ,  $> 0$ .

Korzystając z kryterium Pontriagina, przechodząc do dziedzinę częstotliwości przez podstawienie  $r = jw$ , będzie

$$F(jw) = P(w) + jQ(w) \quad (15)$$

$$\text{gdzie } P(w) = k \frac{\tau}{T} - w \sin w \quad (16)$$

$$Q(w) = w \cos w + kw \quad (17)$$

Miejsca zerowe  $Q(w)$  będą:  $w=0$ ,  $w_i = \arccos(-k) + 2\pi i$ , zatem musi być spełniony warunek

$$|k| < 1 \quad (18)$$

Warunkiem dostatecznym asymptotycznej stabilności jest spełnienie nierówności

$$P(w)Q'(w) > 0 \quad (19)$$

gdzie  $Q'(w) = \frac{dQ(w)}{dw}$ . Na podstawie (16), (17) i (19)

ostatecznie uzyskuje się warunek stabilności

$$\frac{\tau}{T} < \arccos(-k) \cdot \sqrt{\frac{1}{k^2} - 1} \quad (20)$$

Badanie stabilności można prowadzić również metodami symulacyjnymi.

Na zakończenie warto podkreślić, że należy bazować na solidnym modelu procesu, bowiem koncepcja przedstawiona w tej pracy nie polega na zadawaniu modelu jak np. w układach adaptacyjnych MRAS (Model Reference Adaptive Systems), ale na przyjęciu założenia, że użyty model jest modelem procesu nominalnego, który podlega perturbacjom. Taka koncepcja sterownia ma charakter ogólny w tym znaczeniu, że wielkość wyjściowa obiektu w obecności zakłóceń winna śledzić za wartością zadaną, którą stanowi wyjście niezakłóconego modelu, a rolą regulatora obiektu  $R(s)$  jest niwelowanie różnicy wyjść modelu i obiektu. Przy tym nie jest decydującym, jakie zostaną użyte algorytmy obu regulatorów. Mogą to być również regulatory „rozmyte”, jakie wykorzystano w próbach praktycznych sterowania obiektem elektrotermicznym. Próby te potwierdzają prezentowane zalety rozpatrywanego układu regulacji. Oddzielnym problemem jest wpływ zakłóceń i dobór nastaw regulatora  $R(s)$ . Wyniki symulacji potwierdzają dużą odporność tej struktury sterowania perturbowanym obiektem.

## LITERATURA

- [1] H. GÓRECKI: Analiza i synteza układów regulacji z opóźnieniem. WNT, Warszawa 1971.
- [2] W. KOZERA: Aproksymacja i stabilizacja odporna wielowymiarowych układów liniowych stacjonarnych ze skupionymi i współmiernymi opóźnieniami. Wyższa Szkoła Morska w Szczecinie. Studia No.30, Szczecin 1999.
- [3] G. LI, K. M. TSANG, S. L. HO: A novel model following scheme with simple structure for electrical position servo systems. International Journal of Systems Science, vol. 29, nr 9., 1998.
- [4] S. SKOCZOWSKI: Sterowanie obiektem z opóźnieniem poprzez model bez opóźnienia (artykuł dyskusyjny) PAK 1973, nr 6.
- [5] S. SKOCZOWSKI: Szacowanie rzędu i rozrzutu stałych czasowych na podstawie początkowej fazy odpowiedzi skokowej, PAK 1996, nr 11.
- [6] S. SKOCZOWSKI: Evaluation of order and spread of time constants for aperiodic processes using step response. Control Eng. Practice, Vol. 5, No 8, pp. 1077–1089, 1997.
- [7] S. SKOCZOWSKI: A new approach to identification and modelling of electroheating control processes. MMAR'98, Vol. 2, pp 549–552, Międzyzdroje, Poland 1998.