

Stanisław SKOCZOWSKI

POLITECHNIKA SZCZECIŃSKA, INSTYTUT AUTOMATYKI PRZEMYSŁOWEJ

Projektowanie odpornego regulatora PID, oparte o przybliżoną identyfikację modelu dla procesów z opóźnieniem

Prof. dr hab. inż. Stanisław SKOCZOWSKI



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 S.A. w Zielonej Górze w zakresie regulacji i regulatorów temperatury.

email: skocz@ps.pl

Streszczenie

Przedstawiono dwa przybliżone sposoby projektowania regulatora PID dla procesów aperiodycznych z opóźnieniem istotnie różne – regulatora odpornego, gwarantującego w oparciu o kryterium Nyquista stabilność w obecności ograniczonych perturbacji nieznanego obiektu, przy znanym modelu nominalnym, oraz regulatora gwarantującego założone przeregulowanie, przy aproksymacji obiektu zastępczymi transmitancjami inercji I i II rzędu z opóźnieniem. Przedstawiono też przybliżony sposób identyfikacji tych aproksymacji. Metody mogą być także wykorzystane w regulatorach samonastrajających PID.

Abstract

Two approximate methods for design of PID controllers for aperiodic processes with time delay are presented. The first method is based on the Nyquist stability criterion, and yields a robust controller that ensures system stability in the presence of constrained perturbations experienced by the unknown process with the known nominal model. The second method yields a controller that ensures a specified overshoot while the controlled process is approximated by 1st and 2nd order time lags with time delay. An approximate method for identification of these models is also presented. The methods considered are also suitable for being used for self-tuning of PID controllers.

Słowa kluczowe: Regulacja odporna, regulacja PID, uproszczona identyfikacja i modelowanie.

Key words: Robust PID control, Controller Design, Process modeling, PID tuning.

1. Wstęp

Tak zwane inteligentne regulatory przemysłowe PID wymagają praktycznego rozwiązania problemu przybliżonej identyfikacji struktury i parametrów modelu dla celów samonastrajania.

Samonastrajanie natomiast wymaga odpowiednich prostych metod projektowania odpornego regulatora, na podstawie uzyskanego w procesie identyfikacji modelu przybliżonego.

Zadanie projektowania regulatora PID może być różnie sformułowane i na wiele sposobów rozwiązane. Posiada ono bardzo bogatą literaturę- np. prace przeglądowe [1, 2, 3, 4].

W [6], wprowadzając pojęcia średniej stałej czasowej oraz rozrzutu stałych czasowych podano efektywną metodę przybliżonej identyfikacji rzędu i pozostałych parametrów modelu procesów z opóźnieniem, opartą o pomiary pierwszych próbek odpowiedzi skokowej, która to metoda może być wykorzystana w samonastrajających się regulatorach PID [3].

W [7,8] podano przybliżoną metodę badania stabilności dla układów n-tego rzędu z opóźnieniem a w [9], opartą o to rozwiązanie metodą projektowania odpornego regulatora PID_{Δ} , z wykorzystaniem modelu procesu zaproponowanego w [5].

2. Projektowanie odpornego regulatora PID_{Δ}

Odporny regulator PID winien zapewnić stabilność układu zamkniętego z uwzględnieniem faktu, iż wykorzystany do projektowania, zidentyfikowany model $M(j\omega)$, różni się od nieznanego procesu $P(j\omega)$ perturbacjami $\Delta(j\omega)$. Przyjmując postać multiplikatywną tych perturbacji, jest

$$P(j\omega) = M(j\omega)[1 + \Delta(j\omega)] \quad (1)$$

Tak więc, transmitancja układu otwartego z regulatorem $R_m(j\omega)$ zaprojektowanym na podstawie modelu będzie

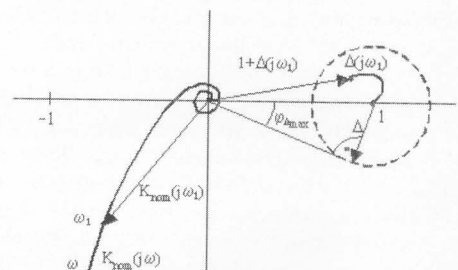
$$K(j\omega)_{per} = K(j\omega)_{nom}[1 + \Delta(j\omega)] \quad (2)$$

gdzie

$$K(j\omega)_{nom} = R_m(j\omega)M(j\omega) \quad (3)$$

jest nominalną transmitancją układu otwartego.

Na rysunku 1 przedstawiono charakterystykę Nyquista układu nominalnego oraz zilustrowano wpływ perturbacji w wyniku mnożenia wektorów (2) $[1 + \Delta(j\omega)]$ przez $K(j\omega)_{nom}$.



Rys. 1 Charakterystyka Nyquista układu otwartego nominalnego oraz multiplikatywne perturbacje.

Fig. 1 Nyquist plots for the nominal system and perturbation.

Przyjmuje się założenie iż nieznanne perturbacje $\Delta(j\omega)$ są ograniczone i spełniają nierówność

$$|\Delta(j\omega)| \leq \Delta < 1 \quad (4)$$

gdzie Δ jest znana. Ograniczone perturbacje spełniają zatem nierówność modułu wektora $|1 + \Delta(j\omega)|$

$$1 - \Delta \leq |1 + \Delta(j\omega)| \leq 1 + \Delta \quad (5)$$

oraz fazy

$$-A_{\Delta} \leq \varphi_{\Delta}(\omega) \leq A_{\Delta} \quad (6)$$

gdzie

$$A_{\Delta} = \arctg \frac{\Delta}{\sqrt{1-\Delta^2}} \quad (7)$$

Zatem charakterystyka Nyquista układu otwartego perturbowanego, dla zapewnienia stabilności układu zamkniętego, musi spełniać równania

$$\varphi(\omega_0) = -\pi + A_{\Delta} \quad (8)$$

$$|K_{nom}(j\omega_0)| \leq \frac{1}{1+\Delta} \quad (9)$$

Analityczne rozwiązanie (8) jest niemożliwe z uwagi na funkcje typu $\arctg x$. Jednak, stosując w (8) przybliżenie o postaci

$$\arctg x \approx \frac{\pi}{2} \frac{x}{1+x} \quad (10)$$

oraz wykorzystując dla modelu procesu

$$M(j\omega) = \frac{k_m e^{-j\omega L}}{\prod_{i=1}^n (1+j\omega T_i)} \quad (11)$$

założenie upraszczające

$$\sum_{i=1}^n \arctg(\omega T_i) \approx n \arctg \omega \bar{T} \quad (12)$$

gdzie średnia stała czasowa [5, 6] jest zdefiniowana w postaci

$$\bar{T} = \frac{n}{\sum_{i=1}^n \frac{1}{T_i}} \quad (13)$$

dla regulatora PID $R_m(j\omega)$ w postaci

$$R_m(j\omega) = \frac{k_c (1+j\omega T_i)(1+j\omega T_d)}{j\omega T_i} \quad (14)$$

uzyskuje się na podstawie równania (8) przybliżone równanie, z którego po arbitralnym przyjęciu nastaw T_i , T_d , można wyznaczyć pulsację ω_0 .

$$\begin{aligned} & \omega^4 \frac{2}{\pi} T_i T_d \bar{T} L + \\ & + \omega^3 \left[\frac{2}{\pi} L (T_d \bar{T} + T_i \bar{T} + T_d T_i) + \frac{2A_{\Delta}}{\pi} T_i T_d \bar{T} + (n-3) T_i T_d \bar{T} \right] + \\ & + \omega^2 \left[\frac{2}{\pi} L (T_d + T_i + \bar{T}) + \frac{2A_{\Delta}}{\pi} (T_d \bar{T} + T_i \bar{T} + T_d T_i) + (n-2) \bar{T} (T_i + T_d) - 3 T_i T_d \right] \\ & + \omega \left[\frac{2}{\pi} L + \frac{2A_{\Delta}}{\pi} (T_d + T_i + \bar{T}) + (n-1) \bar{T} - 2 (T_i + T_d) \right] + \left[\frac{2A_{\Delta}}{\pi} - 1 \right] \approx 0 \end{aligned} \quad (15)$$

Jako ω_0 przyjmuje się najmniejszą dodatnią wartość rzeczywistą rozwiązania równania (15). Mając ω_0 , z równania (9) określa się w przybliżeniu dopuszczalne wzmocnienie $k=k_m k_c$ w pętli układu zamkniętego, które powinno gwarantować zachowanie stabilności układu regulacji w obecności perturbacji spełniających nierówność (4). Stąd, uwzględniając (11) i (14) otrzymamy

$$k_c \leq \frac{\omega_0 T_i \sqrt{(1+\omega_0^2 \bar{T}^2)^n}}{(1+\Delta) k_m \sqrt{(1+\omega_0^2 T_d^2)(1+\omega_0^2 T_i^2)}} \quad (16)$$

3. Projektowanie regulatora PID_{OVR} na zdane przeregulowanie [10]

Idea tej metody przybliżonej polega na żądaniu aby zamknięty układ regulacji procesu aproksymowanego transmitancjami

$$\tilde{P}_1(s) = \frac{k_p e^{-s\tau}}{1+sT} \quad (17)$$

$$\tilde{P}_2(s) = \frac{k_p e^{-s\tau}}{(1+sT_1)(1+sT_2)}, \quad T_1 < T_2 \quad (18)$$

z regulatorem PID o transmitancji (14), posiadał właściwości układu oscylacyjnego z opóźnieniem τ

$$O(s) = \frac{k\omega_n^2 e^{-s\tau}}{s^2 + 2\beta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (19)$$

dla którego związek współczynnika tłumienia β z przeregulowaniem OVR (overshoot) jest

$$\beta \approx \frac{\ln \frac{1}{OVR}}{\sqrt{\pi^2 + \left(\ln \frac{1}{OVR}\right)^2}} \quad (20)$$

Przyjmując przybliżenie

$$e^{-s\tau} \approx \frac{1-s\frac{\tau}{2}}{1+s\frac{\tau}{2}} \quad (21)$$

oraz zakładając arbitralnie $T_i=T$, uzyskuje się dla układu zamkniętego z obiektem (17) i regulatorem (14) mianownik transmitancji w postaci

$$s^2 + s \frac{\left(1+k\frac{T_d}{T_i} - k\frac{\tau}{2T_i}\right)}{\frac{\tau}{2}\left(1-k\frac{T_d}{T_i}\right)} + \frac{k}{\frac{T_i\tau}{2}\left(1-k\frac{T_d}{T_i}\right)} \quad (22)$$

Porównując (22) z mianownikiem transmitancji (19) uzyskuje się wyrażenie określające w przybliżeniu współczynnik tłumienia w funkcji parametrów regulatora ($k=k_c k_p$) i obiektu

$$\beta \approx \frac{1+k\left(\frac{T_d}{T_i} - \frac{\tau}{2T_i}\right)}{2\sqrt{\frac{k\tau}{2T_i}\left(1-k\frac{T_d}{T_i}\right)}} \quad (23)$$

Narzucając zatem żądane przeregulowanie OVR, wylicza się odpowiadający mu współczynnik tłumienia β na podstawie zależności (20), dzięki czemu na podstawie (23) można wyznaczyć wartość wzmocnienia k . Dla $T_d=0$ (regulator PI), na podstawie (23) uzyskuje się prostą zależność

$$k < \frac{2T_i}{\tau} \left[1 + 2\beta^2 - 2\beta\sqrt{1+\beta^2} \right] \quad (24)$$

gdzie $T_i = T$ oraz $k = k_c k_p$

Ta sama zależność (24) obowiązuje również dla regulatora PI-D_{OVR}. w sytuacji gdy proces aproksymuje się dokładniej, transmitancją (18) jeżeli się przyjmie arbitralnie $T_d=T_1$, $T_i=T_2$. Jednak, jak wynika z (22), musi być spełniona nierówność $T_d < T_i / k$.

4. Uproszczona identyfikacja

O ile mode $P_i(s)$ jest znanym powszechnie uproszczeniem dla procesów aperiodycznych i jego parametry k_p, τ i T mogą być prosto

wyznaczone na podstawie odpowiedzi skokowej, o tyle dokładniejsza aproksymacja (18) $P_2(s)$ pozwala na bezpośrednie oszacowanie jedynie k_p oraz τ a stałe czasowe T_1 i T_2 można szacować pośrednio różnymi metodami znanymi w literaturze. Niżej zostanie przedstawiony sposób oparty o prace [6, 7], który pozwala na podstawie oszacowania bezpośredniego z odpowiedzi skokowej obiektu, czasu przegięcia t_m oraz τ , T i k_p , rozwiązać problem uproszczonej identyfikacji $P_2(s)$ dla $\tau/T < 0,1036$. Jeżeli w odpowiedzi skokowej istnieje czyste opóźnienie L , należy w tej metodzie przesunąć o wartość L oś czasu. Oznaczając współczynnik rozrzutu stałych czasowych λ [5, 6] dla $n=2$

$$\lambda = \frac{T_1}{T_2}, \quad 0 < \lambda \leq 1 \quad (25)$$

jest

$$t_m = \frac{T_1}{1-\lambda} \ln \frac{1}{\lambda} \quad (26)$$

Wtedy wartość odpowiedzi w punkcie przegięcia wyraża się zależnością

$$h_m(t_m) = k_p \left[1 - \frac{1}{1-\lambda} \left(\left(\frac{1}{\lambda} \right)^{-\lambda} - \lambda \left(\frac{1}{\lambda} \right)^{-1} \right) \right] \quad (27)$$

a pochodna odpowiedzi w punkcie przegięcia jest równa

$$\left. \frac{dh(t)}{dt} \right|_{t_m} = \frac{k_p}{T_1} \frac{\lambda}{1-\lambda} \left[\left(\frac{1}{\lambda} \right)^{-\lambda} - \left(\frac{1}{\lambda} \right)^{-1} \right] \quad (28)$$

Jednocześnie ważne są zależności

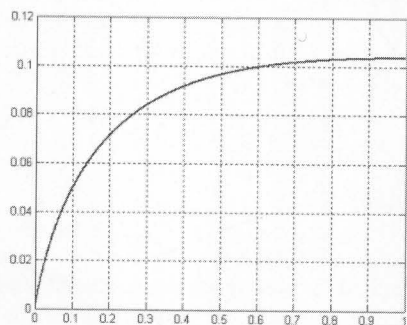
$$\tau = t_m - \frac{h_m}{k_p} \quad (29)$$

$$\left. \frac{dh(t)}{dt} \right|_{t_m} = \frac{k_p}{T} \quad (30)$$

Po uwzględnieniu powyższych wzorów, można wyprowadzić funkcję

$$\frac{\tau}{T} = \frac{\lambda}{(1-\lambda)^2} \left(\ln \frac{1}{\lambda} \right) \left[\left(\frac{1}{\lambda} \right)^{-\lambda} - \left(\frac{1}{\lambda} \right)^{-1} \right] + \frac{1}{1-\lambda} \left[\left(\frac{1}{\lambda} \right)^{-\lambda} - \lambda \left(\frac{1}{\lambda} \right)^{-1} \right] - 1 \quad (31)$$

Wykres tej funkcji przedstawia Rys. 2.



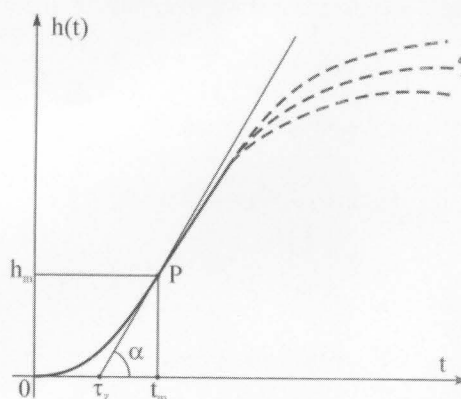
Rys. 2 Funkcja $\tau/T = \phi(\lambda)$ dla $n = 2$.

Fig. 2 Function $\tau/T = \phi(\lambda)$ for $n = 2$.

Dla $\tau/T > 0,1036$ znalezienie metodą analityczną modelu (18) staje się niemożliwe, gdyż wymagało by zastosowania modelu rzędu $n > 2$ [11].

Zatem, na podstawie równania (31) a dużo prościej, posługując się wykresem pokazanym na Rys. 2, można wyznaczyć wartość współczynnika rozrzutu λ , odpowiadający znanemu stosunkowi pomierzonych parametrów τ/T . Mając λ , ze wzoru (26) można oszacować stałą czasową T_1 i uwzględniając (25) stałą czasową T_2 . W przypadku istnienia opóźnienia L , o które została na wstępie przesunięta oś czasu, należy je teraz dodać do zastępczego opóźnienia τ i to sumaryczne opóźnienie należy uwzględnić w transjancji (18). W takim przypadku, we wzorze (24) wystąpi zamiast τ , sumaryczne opóźnienie $\tau + L$.

Bardzo często nie można zdjąć pełnej odpowiedzi skokowej np dla celów samonastrojenia regulatora PID. Można w takiej sytuacji zastosować metodę [5, 6, 7]. Alternatywnie, dla wykorzystania tu opisanego sposobu projektowania regulatora PID_{OVR} należy oszacować wartości k_p i T , których nie można pomierzyć, mając do dyspozycji tylko początkowy fragment odpowiedzi i pomiary τ , t_m i h_m jak na Rys. 3. Dalszy przebieg odpowiedzi zależy od rzędu i współczynnika rozrzutu, a także od nieliniowości rzeczywistego procesu.



Rys. 3. Sytuacja, gdy nieznane są dalsze pomiary odpowiedzi skokowej.

Fig. 3. Illustration of the situation when only the beginning of the step response is known.

W celu oszacowania nieznanymi parametrów k_p i T , można zastosować podaną w [5] zależność przybliżoną

$$\hat{k}_p \approx \operatorname{tg} \alpha \cdot t_m \sqrt{\frac{2\pi}{n_0 - 1}} \quad (32)$$

gdzie

$$n_0 = \frac{\ln \frac{h_j}{h_i}}{\ln \frac{t_j}{t_i}} \quad (33)$$

gdzie h_j , h_i , t_j , t_i to wartości próbek i odpowiadające im czasy początku fazy odpowiedzi skokowej. Ponieważ

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{h_m}{t_m - \tau} = \frac{\hat{k}_p}{\hat{T}} \quad (34)$$

to w dużym przybliżeniu na podstawie (32) i (34) jest

$$\hat{T} \approx t_m \sqrt{\frac{2\pi}{n_0 - 1}} \quad (35)$$

$$\hat{k}_p \approx \hat{T} \frac{h_m}{t_m - \tau} \quad (36)$$

Oczywiście, dokładność tych oszacowań nie może być wysoka. Będzie ona tym wyższa im wyższy jest rząd rzeczywistego obiektu, którego początek odpowiedzi skokowej jest znany. Błędy może powodować też niejednoznaczność parametrów punktu przegięcia P . Oszacowanie wartości n_0 (33) także zależy od zakłóceń nałożonych na odpowiedź skokową. Dla zmniejszenia wpływu tych zakłóceń, dla oszacowania n_0 należy wykorzystać nie jedną parę pomiarów, ale wykonać obliczenie (33) dla całej serii niepowtarzalnych par h_j , h_i i odpowiadających im czasów t_j , t_i . Przykładowo z serii 10-ciu

pomiarów uzyskuje się 45 niepowtarzalnych par i 45 obliczeń n_0 co po odrzuceniu skrajnych wyników i uśrednieniu pozwala uzyskać wynik o zmniejszonym radykalnie wpływie zakłóceń losowych. Podobnie, punkt przegięcia odpowiedzi skokowej może być dokładniej wyznaczony na podstawie maksimum wykresu pochodnej odpowiedzi.

Tak więc, dysponując oszacowaniami (35) i (36) można stosować przedstawioną w p. 3, przybliżoną metodę projektowania regulatora PID_{OVR} również w sytuacji niepełnej informacji.

5. Uwagi końcowe

Przedstawiono dla celów inżynierskich sposoby przybliżone projektowania regulatora PID, przy z góry powziętym założeniu, że proces sterowany nie może być dokładnie znany. Ponadto, ograniczono się do procesów aperiodycznych z opóźnieniem. Jednak sposoby te mogą być rozszerzone prosto na procesy z całkowaniem.

W obu przedstawionych sposobach określa się wzmocnienie tj. najważniejszy parametr regulatora. Dobór stałych T_D , T_I regulatora PID_A może być dokonany według znanych zaleceń np. [7], a w regulatorze PID_{OVR} jest narzucony na zasadzie kompensacji inercji T lub T_1 i T_2 odpowiednio. Ten ostatni nadaje się do projektowania na zadane przeregulowanie regulatora korekcyjnego w strukturze MFC [8], który pracuje w diametralnie różnych warunkach niż regulator w strukturze klasycznej, gdyż nie „widzi” nagłych zmian na wejściu.

Na koniec należy zauważyć, że przybliżony model procesu sterowanego można uzyskać w procesie przybliżonej identyfikacji na podstawie pomiarów dyskretnych początku fazy odpowiedzi skokowej. Metody te nadają się do wykorzystania w algorytmach inteligentnych regulatorów PID.

Ciąg dalszy ze strony 23

Do Stowarzyszenia Elektryków Polskich należał od 1931 r., był rzeczoznawcą SEP w zakresie ekonomiki, organizacji oraz bezpieczeństwa i higieny pracy. Na XI Walnym Zjeździe Delegatów SEP w Sopocie (1958) zainicjował prace nad regulaminem Izby Rzeczoznawców SEP, zmierzające do powołania Izby, co nastąpiło w 1959 r. Za te prace został odznaczony Srebrną i Złotą Odznaką Honorową SEP oraz medalem pamiątkowym im. Prof. Mieczysława Pożaryskiego.

Prof. J. Piasecki miał w swym dorobku obszerną i różnorodną działalność publikacyjną. Były tam skrypty (w tym kapitalny „Jak redagować prace dyplomowe i raporty techniczne”), opracowania dla przemysłu i biur projektowych („Wytyczne projektowania ochrony od porażenia prądem elektrycznym w elektroenergetycznych urządzeniach odbiorczych”), referaty na zjazdy i konferencje, artykuły w czasopiśmie technicznych (Przegląd Elektrotechniczny, Wiadomości Elektrotechniczne, Gospodarka Paliwami i Energią, Normalizacja, Biuletyn Elektroprojektu). Ich tematyka dotyczyła głównie problemów elektrycznych instalacji przemysłowych, okrętowych i bytowych, wymiarowania i zabezpieczania przewodów, a w ostatnich latach przede wszystkim spraw związanych z ochroną przeciwporażeniową. Obciążalności przewodów elektrycznych poświęcił niewielką, ale oryginalną książkę, opartą o obszerne badania własne (PWT 1956). Kolejną książką Prof. Piaseckiego były 'Bezpieczniki niskonapięciowe' (PWT 1958). W pierwszej w języku polskim monografii zostały ujęte zasady teoretyczne i rozwiązania konstrukcyjne tych najbardziej rozpowszechnionych, a tylko pozornie prostych aparatów łączeniowych. Nawiązanie do prac z zakresu obciążalności przewodów stworzyło wytyczne racjonalnego doboru bezpieczników.

W pracach normalizacyjnych i przepisowych, w których uczestniczył od roku 1938, Profesor zajmował się słownictwem technicznym, obciążalnością przewodów i kabli i ich zabezpieczeniami oraz ochroną przeciwporażeniową i innymi aspektami bezpieczeństwa użytkowania urządzeń elektrycznych. Był głównym autorem norm PN-55/E-05021 'Wyznaczanie obciążalności przewodów i kabli' i PN-57/E-05022 'Zabezpieczenia nadmiarowoprądowe przewodów', które obowiązywały kilkadziesiąt lat. Był też głównym autorem normy PN-66/E-05009 'Ochrona przeciwporażeniowa w urządzeniach o napięciu znamionowym do 1000 V'. Wprawdzie w wyniku niecných machinacji już ustanowiona norma została unieważniona przed upływem vacatio legis, zanim zaczęła obowiązywać, ale

6. Literatura

- [1] K.J. Åström, P. Albertos, J. Quevedo: PID control. Control Engineering Practice, 2001, No. 9, pp. 1159-1161.
- [2] K.J. Åström, T. Hägglund: The future of PID Control. Control Engineering Practice 2001, No. 9, pp. 1163-1175.
- [3] M. Lelić, Z. Gajić: A reference guide to PID Controllers in the nineties. In: Proc. IFAC Workshop on Digital Control, Past, Present and Future of PID Control, Terrasa 2000, Spain, pp. 73-82.
- [4] A. O'Dwyer: A summary of PI and PID controller tuning rules for time delay: Part 1 and Part 2, In: Proc. IFAC Workshop on Digital Control, Past, Present and Future of PID Control, Terrasa 2000, Spain, pp. 175-180, 242-247.
- [5] S. Skoczowski: Estimation of the order and spread of time constants for multi-time lag processes using step response. Proc. First Int. Symp. MMAR, Międzydroje 1994, Poland, pp. 351-357.
- [6] S. Skoczowski: Evaluation of order and the spread of time constants for aperiodic processes using step response. Control Engineering Practice, 1997, No. 8, pp. 1077-1089.
- [7] S. Skoczowski: Deterministyczna identyfikacja i jej wykorzystanie w odpornej regulacji PID temperatury, Wydawnictwo Uczelniane Politechniki Szczecińskiej, Szczecin 2001.
- [8] S. Skoczowski: Robust model following control with use of a plant model. Int. Journal of Systems Science, 2001, Vol. 32, No. 12, pp. 1413-1427.
- [9] S. Skoczowski: Projektowania odpornego regulatora PID dla procesów n-tego rzędu z opóźnieniem. Auromecon, Poznań 2002, pp. 40-45.
- [10] S. Skoczowski: Model following PID Control with a fast model. CON-TROLO'2004, Faro, Portugal, 7-9 June 2004.
- [11] S. Skoczowski: Uniwersalny model uproszczony procesów aperiodycznych z opóźnieniem. Zgłoszono na XIV Sympozjum „Modelowanie i Symulacja Systemów Pomiarowych, 19-23 września 2004, Krynica.

Title: Design of PID controllers based on approximate process model identification for processes with time delay.

Artykuł recenzowany

wiele jej postanowień wprowadzono w życie po 30 latach. Jako delegat PKN uczestniczył w zjazdach Komitetu 18 IEC i w innych międzynarodowych spotkaniach gremiów normalizacyjnych. Przez wiele lat prof. Albert Stormanns, przewodniczący Komisji VDE 0100 przysłał prof. J. Piaseckiemu projekty norm grupy VDE 0100 do zaopiniowania i z wdzięcznością przyjmował Jego uwagi. Żywe kontakty zawodowe łączyły Go też z wieloletnim szefem szwajcarskiej inspekcji elektroenergetycznej inż. Edwinem Hombergerem.

Prof. J. Piasecki nie ograniczał swej działalności dydaktycznej do uczelni. Utrzymywał stały kontakt z inżynierami z przemysłu i biur projektów, którzy często gościli w Jego uroczym położonym domku na zboczu wzgórz morenowych. Udzielał bezpośrednich konsultacji, opracował dziesiątki ekspertyz, brał udział w licznych poradach, konferencjach i zjazdach. Artykuły Prof. Piaseckiego pisane językiem zwięzłym i pełnym konkretnej treści, a zarazem barwnym i obrazowym, odznaczały się wnikliwym i głębokim ujęciem tematu, pełnym nowych myśli, koncepcji i propozycji. Z cyzelowania tekstów technicznych znany był uważnym czytelnikom, a także autorem publikującym w dziale 'Elektryka' Zeszytów Naukowych Politechniki Gdańskiej, który redagował przez 20 lat. Stworzył podstawy terminologiczne paru dziedzin elektrotechniki, wiele Jego określeń i terminów przyjęło się w literaturze i w praktyce inżynierskiej.

Profesora Piaseckiego cechowała pasja dobrej roboty, doskonałej organizacji, punktualności i solidności wykonania każdego zadania. Podziw budziła jego systematycznie uporządkowana kartoteka bibliograficzna. Tak samo uporządkowane były liczne stereoprzeczoza, wyniki zamiłowań fotograficznych Profesora, a także nagrania magnetofonowe stanowiące Jego ulubioną rozrywkę w ostatnich latach życia. Duże zdolności manualne i doświadczenie warsztatowe umożliwiały Profesorowi wykonywanie zarówno najróżnorodniejszych akcesoriów elektrycznych i fotograficznych, jak i licznych usprawnień w każdym ulubionym, a zawsze jakiejś przedziwnej marki, samochodzie.

Współpracownicy i studenci, od których, tak jak od siebie, wymagał solidności i punktualności oraz ci, których darzył zaufaniem i przyjaźnią, zachowali na zawsze w pełnej szacunku pamięci Jego wybitną osobowość. Zmarł 13 grudnia 1981 r., w dniu ogłoszenia stanu wojennego, a 17 grudnia na cmentarzu Srebrzysko pożegnali Go ci, do których ta smutna wiadomość dotarła w mieście bez telefonów i z jedną gazetą, ale bez nekrologów.

*Edward Musiał
Ryszard Roskosz*