



Polska Akademia Nauk • Instytut Badań Systemowych

AUTOMATYKA STEROWANIE ZARZĄDZANIE

Książka jubileuszowa
z okazji
70-lecia urodzin

PROFESORA KAZIMIERZA MAŃCZAKA

pod redakcją
Jakuba Gutenbauma



Polska Akademia Nauk • Instytut Badań Systemowych

AUTOMATYKA STEROWANIE ZARZĄDZANIE

**Książka jubileuszowa
z okazji
70-lecia urodzin**

PROFESORA KAZIMIERZA MAŃCZAKA

**pod redakcją
Jakuba Gutenbauma**

Warszawa 2002

Książka jubileuszowa z okazji
70-lecia urodzin
Profesora Kazimierza MAŃCZAKA

Redaktor
prof. dr hab. inż. Jakub Gutenbaum

Copyright © by Instytut Badań Systemowych PAN

Warszawa 2002

ISBN 83-85847-78-2

Wydawca: Instytut Badań Systemowych PAN
ul. Newelska 6 01-447 Warszawa
<http://www.ibspan.waw.pl>

Opracowanie składowego: Anna Gostyńska, Jadwiga Hartman

Druk: KOMO-GRAF, Warszawa
nakład 200 egz., 34 ark. wyd., 31 ark. druk.

DETERMINISTYCZNA IDENTYFIKACJA MODELI TRANSMITANCYJNYCH I JEJ WYKORZYSTANIE

Stanisław Skoczowski

*Politechnika Szczecińska, Instytut Automatyki Przemysłowej,
70-313 Szczecin, ul. Sikorskiego 37, <skocz@we.tuniv.szczecin.pl>*

***Abstract:** A simple and effective method of parameter identification for a linear model of aperiodic processes with known time delay is presented in the paper. The process time lag order and, subsequently, the remaining model parameters are determined from a few samples of the initial phase of the process step response. Test results regarding identification of selected electroheated control plants, as well those regarding the autotuning of PID controllers, are given.*

***Keywords:** Parameter identification; linear modeling; process step responses.*

1. Wprowadzenie

Zadanie identyfikacji wiąże się z zadaniem modelowania i odwrotnie, gdyż wchodzi tu w grę możliwość praktycznej realizacji zadania i celu któremu ma służyć zidentyfikowany model.

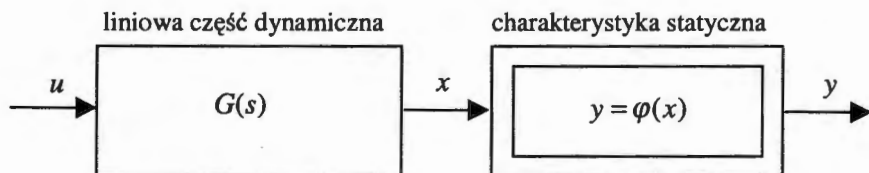
Metoda tu przedstawiona powstała w wyniku prac nad sterowaniem procesami elektrotermicznymi a w szczególności regulacją temperatury pieców rezystancyjnych.

Powszechność występowania procesów elektrotermicznych, które towarzyszą właściwie wszystkim technologiom powoduje, że metoda identyfikacji prezentowana w tej pracy choć nie jest w pełni uniwersalna, to dotyczy szerokiej klasy obiektów dynamicznych i może być szerzej wykorzystana (Lelić, Gajic 2000).

Kluczowy problem identyfikacji struktury modelu dynamicznego a więc identyfikacji rzędu, szczególnie istotny w odniesieniu do obiektów elektrotermicznych może być rozwiązany metodami deterministycznymi (Skoczowski 1997) na podstawie pomiarów dyskretnych początkowej fazy odpowiedzi skokowej. To, że tzw. charakterystyka rozgrzewu pieców

rezystancyjnych jest zdejmowania rutynowo (Bovy, Woelk 1972) i stanowi duży fragment (od temperatury otoczenia do temperatury znamionowej pieca) odpowiedzi skokowej, pozwala wprost weryfikować wyniki teoretyczne.

Choć przyjęty uproszczony model procesu elektrotermicznego, jak pokazano na rys. 1 uwzględnia nieliniową charakterystykę statyczną, to omawiana metoda pozwala na identyfikację liniowej części dynamicznej, gdyż operuje ona pomiarami niewielkich odchyłeń wielkości wyjściowej y odpowiedzi na podanie skoku na wejściu.



Rys.1. Przyjęty model uproszczony z uwzględnieniem nieliniowości.

Identyfikacja nieliniowości statycznej $y = \varphi(x)$ stanowi oddzielny problem. W pracach Skoczowskiego (1999a, 1999b, 2000, 2001b) uzasadniono teoretycznie uproszczony model nieliniowej charakterystyki statycznej w postaci

$$y \approx \frac{kx}{1 + \alpha x [1 - \gamma x(1 - x)]} \quad (1)$$

Przy tym przyjmuje się, że

$$\left. \begin{array}{l} 0 \leq u \leq 1 \\ 0 \leq x \leq 1 \\ 0 \leq y \leq k_N \end{array} \right\} \quad (2)$$

Współczynnik wzmocnienia liniowego k formalnie należący do liniowej części dynamicznej został włączony tu do części reprezentującej nieliniowość przez co, transmitancja $G(s)$ posiada wzmocnienie równe jedności. k_N jest wartością ustaloną ($x=1$) wyjścia y dla $u=1$.

Tak więc przedmiotem omawianej identyfikacji deterministycznej jest ogólnie identyfikacja modeli transmitancyjnych wraz z współczynnikiem wzmocnienia liniowego k . Identyfikacja uproszczonej nieliniowości charakterystyki statycznej, sprowadza się do identyfikacji współczynników α i γ .

2. Identyfikacja rzędu modeli transmitancyjnych

Strukturę modelu wyznacza jego rząd. Rząd ten decyduje o jakości modelowania wpływając w różny sposób przy ustalonym zbiorze danych pomiarowych na tzw. „błąd struktury” jak i tzw. „błąd wariancji”. Ten ostatni, wynikający z wpływu zakłóceń nałożonych na mierzony sygnał użyteczny rośnie ze wzrostem rzędu modelu, natomiast „błąd struktury” maleje ze wzrostem rzędu modelu i wynika ze zbyt niskiego rzędu aproksymującego rzeczywistość.

Opisywanie zjawisk fizycznych za pomocą równań różniczkowych prowadzi z natury rzeczy do struktury modelu identyfikowanego o rzędzie całkowitym. Problem identyfikacji rzędu modeli uproszczonych zyskuje na znaczeniu wobec krytyki popularnego modelu inercji I rzędu z opóźnieniem zastępczym. W pracy (Åström, Häggglund 1995) stwierdza się, że model I rzędu z opóźnieniem nie jest reprezentatywny dla większości procesów przemysłowych, które winny być modelowane dla celów sterowania wyższym rzędem inercji. Ta uwaga tym bardziej odnosi się do obiektów elektrotermicznych.

Odpowiedź skokowa stabilnego procesu przy założeniu liniowości

$$G(s) = \frac{B(s)}{A(s)} = \frac{b_m s^m + \dots + b_1 s + b_0}{s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 s + a_0} e^{-sL} \quad (3)$$

dla $L = 0$ jest określona odwrotną transformatą Laplace'a

$$h(t) = L^{-1} \left\{ \frac{G(s)}{s} \right\} \quad (4)$$

Dzieląc licznik transmitancji (3) przez jej mianownik i realizując operację (4) przy oznaczeniu relatywnego rzędu $r = n - m$, będzie

$$h(t) = b_m \frac{t^r}{r!} + (b_{m-1} - b_m a_{n-1}) \frac{t^{r+1}}{(r+1)!} + \\ + \left[b_{m-2} b_{m-1} a_{n-1} + b_m (a_{n-1}^2 - a_{n-2}) \right] \frac{t^{r+2}}{(r+2)!} + \dots \quad (5)$$

Szereg (5) jest sumą parabol i dla małego argumentu t jest bardzo szybko zbieżny. Dla modelu

$$S(s) = \frac{\bar{k}}{(1 + s\bar{T})^n} \quad (6)$$

równanie (5) można zapisać w postaci sumy (tu jest $m = 0, r = n$)

$$h(t) = (t)^n \sum_{i=1}^{\infty} d_i \cdot (t)^{i-1} \quad (7)$$

gdzie

$$d_i = (-1)^{i-1} \frac{\bar{k}}{(i-1)!(n-1)!(n+i-1)\bar{T}^{n+i-1}} \quad (8)$$

Jeżeli zapisać (8) w postaci

$$d_i = (-1)^{i-1} d_i^*$$

to stosunek kolejnych wyrazów szeregu d_i^* w granicy będzie równy zero

$$\lim_{i \rightarrow \infty} \frac{d_{i+1}^*}{d_i^*} = 0 \quad (9)$$

a dla argumentu t , spełniającego nierówność

$$0 < t < \bar{T} \quad (10)$$

będzie zawsze następny wyraz szeregu (7) mniejszy od poprzedniego

$$\frac{d_{i+1}^* \cdot (t)^{n+i}}{d_i^* \cdot (t)^{n+i-1}} < 1. \quad (11)$$

Wyrażenie (7) można przedstawić w postaci sumy szeregu o skończonej liczbie M wyrazów plus reszta R_M

$$h(t) = \sum_{i=1}^M d_i \cdot (t)^{n+i-1} + R_M \quad (12)$$

zatem można napisać w przybliżeniu

$$h(t) \approx h_M(t) = \sum_{i=1}^M d_i \cdot (t)^{n+i-1} = \left(\frac{t}{\bar{T}}\right)^n \frac{\bar{k}}{(n-1)!} \sum_{i=1}^M \frac{(-1)^{i-1}}{(i-1)!(n+i-1)} \left(\frac{t}{\bar{T}}\right)^{i-1} \quad (13)$$

przy czym reszta R_M będzie określona

$$\left. \begin{aligned} |R_M| &\leq \frac{\bar{k}}{M!(n-1)!(n+M)} \left(\frac{t}{\bar{T}} \right)^{n+M} \\ \text{sgn}(R_m) &= (-1)^M \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

Przyjęcie dla powyższej analizy równania (5) na $h(t)$ jako sumy parabol modelu (6) gdzie $r = n$ w niczym nie zmienia istoty rozważań. Warto podkreślić ponadto, że rozwinięcie (5) i uproszczenie (13) mają istotne znaczenie dla dalszych rozważań, gdyż pozwalają wykorzystać pomiary dyskretne w postaci próbek odpowiedzi skokowej dla czasów t_i spełniających warunek (10) tj. w początkowej fazie odpowiedzi. Łatwo sprawdzić dokładność takiego rozwinięcia, porównując z dokładną postacią odpowiedzi skokowej $h(t)$.

Tak więc, opierając się na rozwinięciu (5) początkowego fragmentu odpowiedzi skokowej $h(t)$, i ograniczając się tu do modeli aperiodycznych ($m = 0, r = n$) można wziąć stosunek pary dyskretnych próbek $h(t_j), h(t_i)$ przy czym z uwagi na (10) $t_j < \bar{T}, t_i < t_j$. Wtedy na podstawie (5) będzie

$$\frac{h(t_j)}{h(t_i)} = \left(\frac{t_j}{t_i} \right)^n \Phi \quad (15)$$

Dla relatywnie małych czasów próbkowania funkcja Φ jest w przybliżeniu bliska jedności, przy czym gdy $m = 0$, dąży ona od dołu do jedności. Warto zauważyć, że można łatwo sprawdzić to, obliczając dokładną wartość funkcji Φ na podstawie (15) dla danej analitycznie $h(t)$ dowolnego modelu liniowego.

Logarytmując wyrażenie (15) będzie

$$n - n_0 = \delta_n \approx \frac{-\ln \Phi}{\ln \frac{t_j}{t_i}} \quad (16)$$

gdzie δ_n można nazwać błędem rzędu a n_0 jest określone

$$n_0 = \frac{\ln \frac{h(t_j)}{h(t_i)}}{\ln \frac{t_j}{t_i}} \quad (17)$$

Identyfikowany rząd procesu aperiodycznego będzie zaokrągleniem w górę do najbliższej liczby całkowitej wartości n_0 . Zatem można napisać

$$n = \text{Ent}\{1 + n_0\} \quad (18)$$

Trzeba podkreślić, że podstawą identyfikacji rzędu jest wzór (17). Dla obliczenia n_0 wystarcza para dowolnych próbek i odpowiadających im czasów to jest momentów ich wystąpienia, byle by był spełniony warunek (10). Ta uwaga ma istotne praktyczne znaczenie, ponieważ wpływ zakłóceń nałożonych na mierzony przebieg $h(t)$ odpowiedzi jest znaczny. Można zatem wykonać całą serię obliczeń dysponując odpowiednią liczbą niepowtarzalnych kombinacji par próbek i odpowiadających im momentów czasowych i odrzucając skrajne wyniki, uśrednić.

Tak więc na podstawie (17) i (18) można prosto i szybko-jeszcze w czasie $t < \bar{T}$, zidentyfikować rząd procesu na podstawie próbek mierzonego początku odpowiedzi skokowej procesu, przy znanym opóźnieniu.

Występujące tu pojęcie średniej stałej czasowej \bar{T} odnosi się ogólnie do transmitancji $G(s)$ (3) i wynika z pojęcia średniego jej biegunu. Ogólnie

$$\bar{p} = \sum_{i=1}^n \text{Re } p_i / n, \text{ skąd}$$

$$\bar{T} = \frac{n}{a_{n-1}} = \frac{n}{\sum_{i=1}^n \frac{1}{T_i}} \quad (19)$$

Szeregując stałe czasowe (3) od najmniejszej do największej będzie słuszna nierówność

$$T_{\min} \leq \bar{T} \leq T_{\max} \quad (20)$$

której towarzyszy pojęcie rozrzutu stałych czasowych λ

$$\lambda = n \sqrt{\frac{T_{\min}}{T_{\max}}} \quad , \quad 0 < \lambda \leq 1 \quad (21)$$

Znając λ i np. $T_{\min} = T_1$, można przejść od modelu (6) do modelu

$$M_{\lambda}(s) = \frac{k}{\prod_{i=0}^{n-1} \left(1 + s \frac{T_1}{\lambda^i}\right)} \quad (22)$$

który byłby aproksymacją „rzeczywistego” modelu wieloinercyjnego

$$M(s) = \frac{k}{\prod_{i=1}^n (1 + sT_i)} \quad (23)$$

3. Dokładność wyznaczania rzędu modeli transmitancyjnych

Dla ogólnego przypadku transmitancji (3), wzór (15) będzie

$$\frac{h(t_j)}{h(t_i)} = \left(\frac{t_j}{t_i}\right)^r \Phi \quad (24)$$

gdzie $r = n - m$ jest relatywnym rzędem a funkcja Φ jest bliska jedności i posiada złożoną postać. Dla konkretnych postaci $G(s)$, wartość Φ może być obliczona dokładnie – jeżeli jest znana postać analityczna $h(t)$ danego modelu. Logarytmując (24) będzie

$$r - r_0 = \frac{-\ln \Phi}{\ln \frac{t_j}{t_i}} \quad (25)$$

gdzie r_0 jest określone zależnością

$$r_0 = \frac{\ln \frac{h(t_j)}{h(t_i)}}{\ln \frac{t_j}{t_i}} \quad (26)$$

Dla $m = 0$, $r = n$, funkcja φ wyraża się na podstawie (13) wzorem

$$\Phi = \frac{\sum_{i=1}^{\infty} \frac{(-1)^{i-1}}{(i-1)!(n+i-1)} \left(\frac{t_j}{T}\right)^{i-1}}{\sum_{i=1}^{\infty} \frac{(-1)^{i-1}}{(i-1)!(n+i-1)} \left(\frac{t_i}{T}\right)^{i-1}} \quad (27)$$

Jest ona, w granicy dla $t_j - t_i \rightarrow 0$, równa jedności, dążąc „od dołu” do tej granicy. Zatem jest

$$\varphi \leq 1 \quad (28)$$

co decyduje o tym, że rząd n (gdy $m = 0$) zawsze będzie spełniał zależność (18).

Oznacza to, że wartość n_0 (17) zaokrągliła się do góry, tj. do najbliższej liczby całkowitej, większej od n_0 . Nie ma tej pewności, gdy $m > 0$. Funkcja φ z dużą dokładnością może być przedstawiona (Skoczowski 1997) w prostszej postaci. Ogólnie, dla $m \geq 0$ będzie

$$\Phi \approx \exp \left[- \left(1 - \frac{b_{m-1} \bar{T}}{b_m n} \right) \frac{n}{r+1} \frac{t_j - t_i}{\bar{T}} \right] \quad (29)$$

Uwzględniając (29) w (25) i oznaczając przez δ_r różnicę między rzędem identyfikowanym r oraz r_0 , będzie

$$\delta_r = r - r_0 \approx \frac{n}{r+1} \left(\frac{1}{\bar{T}} - \frac{b_{m-1}}{nb_m} \right) \frac{t_j - t_i}{\ln \frac{t_j}{t_i}} \quad (30)$$

W sytuacji gdy $m > 0$, funkcja φ choć bliska jedności, może przyjmować wartości większe lub mniejsze od jedności a „błąd rzędu” δ_r w konsekwencji może mieć różny znak. Prowadzi to do wniosku, że wtedy, gdy identyfikuje się relatywny rząd r , otrzymaną z (26) wartość r_0 należy zaokrąglić do najbliższej liczby całkowitej, przyjmując ten wynik za r . Znając stopień różniczkowania m można określić rząd procesu $n = r + m$.

Na podstawie (30), dla $m = 0$ można wyznaczyć także graniczny „błąd rzędu” δ_{ngr} . Oznaczając $t_j - t_i = \Delta t$, będzie

$$\delta_n = \frac{t_i}{T_{ij}} \frac{n}{n+1} \frac{\frac{\Delta t}{t_i}}{\ln\left(1 + \frac{\Delta t}{t_i}\right)} \quad (31)$$

i w granicy, gdy $\Delta t \rightarrow 0$ będzie

$$\lim_{\Delta t \rightarrow 0} \delta_n = \delta_{ngr} = \frac{t_i}{T} \frac{n}{n+1} \quad (32)$$

Zatem dyskretyzacja wprowadza „błąd” proporcjonalny do Δt i do $\frac{t_i}{T}$, który rośnie ze wzrostem rzędu. Można ten błąd nazwać błędem metody. Jednak zależności (31) i (32) z racji pewności wyznaczania rzędu n na podstawie n_0 w rzeczywistości nie określają błędów, ale mówią o różnicy między n i n_0 . W pracy Skoczowskiego (2001b) analizowano także błąd identyfikacji rzędu powodowany błędną informacją $\pm \Delta L$ o opóźnieniu L .

4. Identyfikacja pozostałych parametrów modeli transmitancyjnych procesów aperiodycznych

Na podstawie (15) i (16) można napisać

$$\Phi_{ij} = \left(\frac{t_j}{t_i}\right)^{-\delta n_{ij}} = \left(\frac{t_i}{t_j}\right)^{\delta n_{ij}} \quad (33)$$

Biorąc pod uwagę (29) dla $m=0$, $r=n$, można oszacować średnią stałą czasową na podstawie wzoru

$$\bar{T}_{ij} \approx \frac{n}{n+1} \frac{t_j - t_i}{\delta n_{ij} \ln \frac{t_j}{t_i}} = \frac{n}{n+1} \frac{t_j - t_i}{(n - n_0) \ln \frac{t_j}{t_i}} \quad (34)$$

Tak więc, dla pary próbek h_i , h_j , po wyznaczeniu n_0 i rzędu n , uzyskuje się δn_{ij} , co pozwala na oszacowanie stałej czasowej \bar{T}_{ij} .

Dla oszacowania średniej stałej czasowej można także wykorzystać rozwinięcie początku odpowiedzi $h(t)$ przedstawione wzorem (5).

Uwzględniając (33) oraz (15), po przekształceniu będzie w przybliżeniu dla $m=0, r=n$

$$\bar{T}_{ij} \approx \frac{n}{\frac{n+1}{t_j \left(\frac{t_j}{t_i}\right)^{\delta n_{ij}} - t_i} \left[\left(\frac{t_j}{t_i}\right)^{\delta n_{ij}} - 1 \right]} \quad (35)$$

Należy podkreślić, że wzory (34) i (35) dają wartości przybliżone i wyniki dla tej samej pary próbek „i j” nie muszą być zgodne. Problem analizy dokładności tych oszacowań jest otwarty. Dla oszacowania wzmocnienia \bar{k} modelu (6) lub k modeli (22), (23) niezbędne jest oszacowanie wartości współczynnika b_o . Identyfikacja przybliżona b_o jest możliwa na kilka sposobów.

Na podstawie rozwinięcia (5), biorąc pod uwagę tylko dwa pierwsze wyrazy szeregu uzyskuje się wyrażenie

$$b_{o_i} = \frac{h(t_i)n!}{t_i^n \left(1 - \frac{n}{n+1} \frac{t_i}{\bar{T}_{ij}}\right)} \quad (36)$$

Biorąc pod uwagę parę próbek można także napisać po przekształceniu

$$b_{o_i} \approx \frac{h(t_i)}{t_i^n} n! \left(\frac{t_j}{t_i}\right)^{\delta n_{ij}} \quad (37)$$

Alternatywnie, dla modelu (6), odpowiedź $h(t)$ można zapisać dokładnie, co po przekształceniu daje oszacowanie b_o .

$$b_{o_{ij}} \approx \frac{h^2(t_i)}{h(t_j)} \frac{1 - e^{-\frac{t_j}{\bar{T}_{ij}} \left(1 + \frac{t_j}{\bar{T}_{ij}} + \dots + \frac{1}{(n-1)!} \left(\frac{t_j}{\bar{T}_{ij}}\right)^{n-1}\right)}}{\bar{T}_{ij}^n \left[1 - e^{-\frac{t_i}{\bar{T}_{ij}} \left(1 + \frac{t_i}{\bar{T}_{ij}} + \dots + \frac{1}{(n-1)!} \left(\frac{t_i}{\bar{T}_{ij}}\right)^{n-1}\right)}\right]^2} \quad (38)$$

Wzmocnienie k będzie zależało także od współczynnika a_0 , który dla modelu zgodnie z (6) jest $a_0 = \frac{1}{\bar{T}^n}$. Zatem dla modelu (6) średnie wzmocnienie \bar{k} jest ogólnie określone zależnością

$$\bar{k} = b_0 \bar{T}^n \quad (39)$$

i przybliżona jego wartość będzie zależała od przyjętej aproksymacji b_0 oraz wyznaczonej wartości średniej stałej czasowej \bar{T} dla danej pary próbek. Dla modeli transmitancyjnych wieloinercyjnych rzędu n , ogólnie, jest $a_0 = \prod_{i=1}^n \frac{1}{T_i}$. W przypadku znanej wartości współczynnika rozrzutu

stałych czasowych λ , mając zidentyfikowane b_0 i \bar{T} , można napisać wzór dla oszacowania wzmocnienia modeli (22), (23)

$$k = b_0 \bar{T}^n \frac{(1 + \lambda + \dots + \lambda^{n-1})^n}{n^n \lambda^{1+2+\dots+(n-1)}} \quad (40)$$

Należy podkreślić, że dla przybliżonej identyfikacji modelu Strejca (6) tj. parametrów n , \bar{T} i \bar{k} wystarczają informacje o początkowej fazie odpowiedzi skokowej w postaci serii próbek $h(t_i)$, $i=1 \dots N$, przy czym $t_N < \bar{T}$. Już po chwili t_N , znane są oszacowania parametrów modelu (6). Mając serię N próbek, uzyskuje się

$$q = \frac{N(N-1)}{2} \quad (41)$$

wyników obliczeń n_0 , \bar{T} i \bar{k} , z których po odrzuceniu skrajnych wartości, pozostałe można uśrednić.

Przejdźcie do bardziej dokładnego modelu $M_\lambda(s)$ (22) wymaga znajomości współczynnika rozrzutu λ zdefiniowanego wzorem (21). Nie zawsze jednak skrajne wartości stałych czasowych T_{\min} i T_{\max} są znane. Często minimalna stała czasowa jest znana jako stała czasowa czujnika temperatury, który stanowi integralną część obiektu. Przyjmując że T_{\min} lub T_{\max} są znane, znając rząd n i średnią stałą czasową \bar{T} w wyniku ich identyfikacji, można napisać równania

$$\left. \begin{aligned} \lambda^{n-1} + \dots + \lambda + 1 - n \frac{T_{\min}}{T} &= 0 \\ \lambda^{n-1} \left(1 - n \frac{T_{\max}}{T} \right) + \dots + \lambda + 1 &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (42)$$

które umożliwiają oszacowanie współczynnika rozrzutu λ . Jeżeli nie jest znana wartość T_{\min} ani T_{\max} , to możliwe jest ich oszacowanie. Dla $0 < \lambda < 1$ jest bowiem

$$\bar{T} > T_{\min} > \frac{\bar{T}}{n} \quad (43)$$

Im współczynnik rozrzutu jest mniejszy, tym wartość T_{\min} jest bliższa wartości \bar{T}/n , gdyż w (42) dla $\lambda \rightarrow 0$, $T_{\min} \rightarrow \bar{T}/n$.

Stałą czasową T_{\max} można w przybliżeniu szacować na podstawie pomiarów końca charakterystyki rozgrzewu pieca (Skoczowski 2000, 2001b).

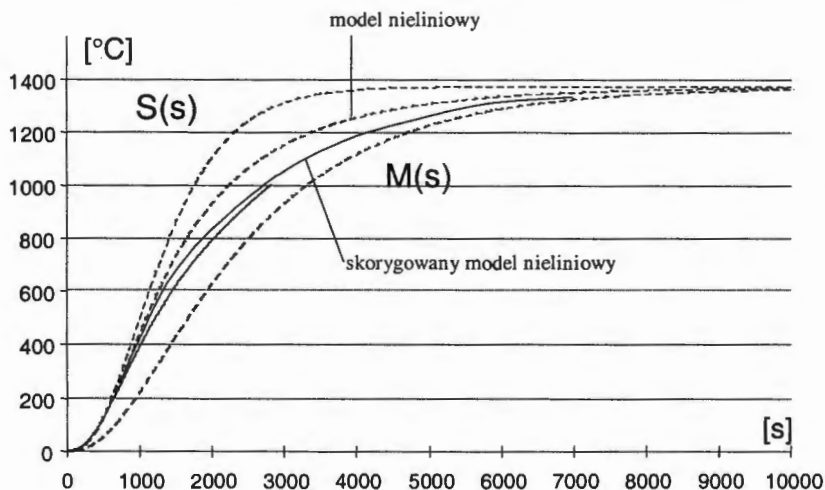
Mając oszacowaną wartość współczynnika λ , można oszacować stałe czasowe T_i modelu $M_\lambda(s)$ zależnie od tego czy znana jest T_{\max} lub T_{\min} . Szacowanie parametrów niskoczęstotliwościowych modelu $M_\lambda(s)$ (22) bardzo silnie zależy od oszacowań λ (Skoczowski 1999a, 2001b).

5. Przykłady wykorzystania

- Piec elektryczny PM-6/1100 o mocy 4kW, Przemysłowy Instytut Elektroniki, Warszawa. Zarejestrowana cyfrowo charakterystyka rozgrzewu pieca z wsadem i z termoparą w osłonie dla 100% mocy znamionowej pozwala zilustrować także metodę szacowania charakterystyki statycznej pieca. Okres próbkowania przy rejestracji charakterystyki wynosił 10s. Zarejestrowano także charakterystykę stygnięcia pieca.

Charakterystyka rozgrzewu pokazana jest linią pogrubioną na rys. 2. Przebieg ten stanowi znaczny fragment odpowiedzi skokowej tego obiektu, gdyż w momencie $t=0$, została załączona pełna moc znamionowa. Wyniki pomiarów początkowej fazy charakterystyki rozgrzewu po odjęciu temperatury otoczenia przytoczono w tablicy 1 gdzie również pokazano wyniki obliczeń n_0, \bar{T} (na 2 sposoby) oraz b_0 wg zależności odpowiednio (17), (35) i (34) oraz (37). Ponadto, na podstawie zarejestrowanej pełnej

charakterystyki rozgrzewu oraz początkowej fazy charakterystyki stygnięcia od temperatury ustalonej $v_k=1000^{\circ}\text{C}$ można oszacować wzmocnienie $\hat{k}_N \approx 1300 \div 1500^{\circ}\text{C}$ oraz maksymalne wartości $\frac{\Delta v}{\Delta t}$ nagrzewania i stygnięcia, równe odpowiednio 0,56 i $0,15^{\circ}\text{C/s}$



Rys.2 Charakterystyka rozgrzewu pieca PM-6/1100 z wsadem oraz odpowiedzi skokowe modeli.

Jak wynika (Skoczowski 2001b) z przytoczonych danych dla badanego obiektu, współczynnik $\alpha = 1,5$. Wartość rzędu w każdym z 21 wyników jest zgodna i wynosi $n = 3$. Średnia stała czasowa, po odrzuceniu wyników $\bar{T} > 800\text{s}$ (pary 2-3 i 2-4) wynosi $\bar{T} \approx 464\text{s}$. Zakładając, że $T_{\min}=230\text{s}$, uzyskuje się (42) $\lambda=0,36$ a biorąc $b_0 = 1,31 \cdot 10^{-5}$, otrzymuje się na podstawie (39) $\bar{k} \approx 1375^{\circ}\text{C}$. Biorąc pod uwagę (40) można oszacować wzmocnienie liniowe $k \approx 3434^{\circ}\text{C}$ i zgodnie z (1) dla $\gamma = 0$ $\hat{k}_N \approx 1373^{\circ}\text{C}$. Przyjmuje się $k_N = 1375^{\circ}\text{C}$. Tak więc dla omawianego pieca, można przyjąć model

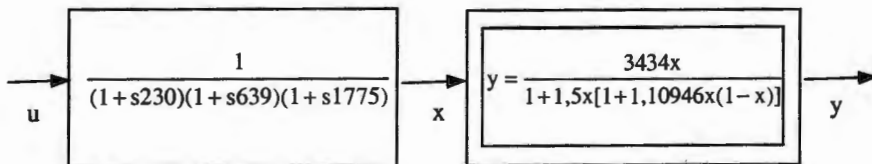
$$M(s) \approx \frac{1}{(1 + 230s)(1 + 639s)(1 + 1775s)}, \quad y \approx \frac{3434x}{1 + 1,5x}$$

Zastosowanie tego modelu daje odpowiedź pokazaną na rys.2 linią przerywaną, gdzie pokazano też odpowiedzi modeli $S(s)$ i $M(s)$ liniowych dla wzmocnienia $k = 1375^{\circ}\text{C}$.

Tablica 1. Pomiary i wyniki oszacowań parametrów dynamicznych pieca PM-6/1100 z wsadem.

Lp.	t_i [s]	h_i [°C]	2	3	4	5	6	7
1	60	0,6	2,09 118 61 $2,41^{-5}$	2,55 243 164 $2,52^{-5}$	2,58 288 195 $2,65^{-5}$	2,59 328 219 $2,77^{-5}$	2,60 362 243 $2,91^{-5}$	2,59 390 255 $3,07^{-5}$
2	90	1,4		2,91 1103 979 $1,20^{-5}$	2,86 823 696 $1,27^{-5}$	2,84 768 664 $1,32^{-5}$	2,81 724 604 $1,39^{-5}$	2,78 697 559 $1,47^{-5}$
3	150	6,2			2,73 582 457 $1,16^{-5}$	2,72 618 478 $1,21^{-5}$	2,69 617 463 $1,27^{-5}$	2,64 627 462 $1,22^{-5}$
4	180	10,2				2,71 658 503 $1,10^{-5}$	2,67 634 474 $1,15^{-5}$	2,64 627 462 $1,22^{-5}$
5	210	15,5					2,62 615 443 $1,06^{-5}$	2,59 615 437 $1,11^{-5}$
6	240	22,0						2,55 614 425 $1,01^{-5}$
7	270	29,7						

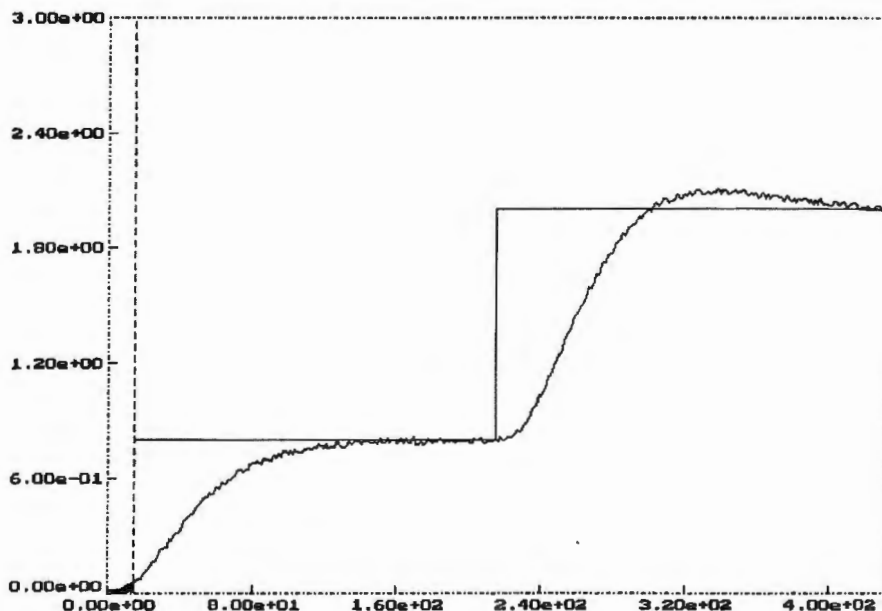
Dla uzyskania lepszej zgodności odpowiedzi modelu nieliniowego z charakterystyką rozgrzewu można oszacować γ . Dla danych $v_k=1000^\circ\text{C}$, $x_k=0,644$ z modelu części liniowej dla $t_k=2820\text{s}$ przy $k=3434$ i $\alpha \approx 1,5$ otrzymuje się $\gamma=1,10946$ (Skoczowski 1999a, 2001b). Ostatecznie przybliżony model nieliniowy pieca PM-6/1100 z wsadem przedstawia rys.3.



Rys.3. Skorygowany model nieliniowy pieca PM-6/1100 z wsadem.

Na rys.2. pokazano linią ciągłą odpowiedź tego modelu na tle poprzednio omówionych odpowiedzi oraz charakterystyki rozgrzewu.

- Prezentowana metoda identyfikacji była wykorzystana m. in. także w specjalnym programie symulacyjnym samonastrojania regulatora PID. Na rys. 4 pokazano przykładowy przebieg regulacji PID z samonastrajaniem dla obiektu $n=3$, z rozrzutem $\lambda=0,5$ w obecności zakłóceń losowych.



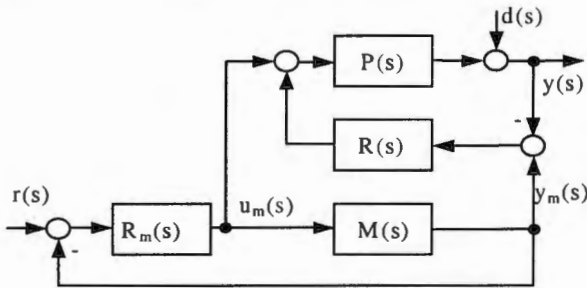
Rys.4. Przykładowy przebieg regulacji PID z samonastrojaniem, obiektu $n=3$, $\lambda=0,5$ w obecności zakłóceń losowych o 3,5% amplitudzie, dla $\Phi_m = \pi/3$.

Widoczna pionowa linia przerywana na początku przebiegu oznacza zakończenie fazy identyfikacji i rozpoczęcie fazy regulacji PID dla pierwszej i potem drugiej wartości zadanej. Regulator PID został nastrojony automatycznie wg metody marginesu fazy przy $\Phi_m=60^\circ=\pi/3$ (Skoczowski 1999b).

- Dysponowanie dokładniejszym od konwencjonalnego dla regulacji PID modelem procesu, umożliwia stosowanie niekonwencjonalnych algorytmów, bardziej precyzyjne strojenie regulatora ale także stosowanie niekonwencjonalnych struktur układów regulacji opartych właśnie na znajomości modelu procesu, zgodnie z ogólną ideą Model Based Control (MBC).

Celem takiego podejścia jest z jednej strony poprawa dokładności regulacji ale także poszukiwanie rozwiązań zapewniających żadaną odporność osiągniętą bez utraty jakości. Jak wiadomo od dawna w takich sytuacjach stosuje się z większym lub mniejszym powodzeniem w praktyce algorytmy i układy regulacji adaptacyjnej. Te jednak są bardzo złożone, analiza ich jest skomplikowana a ponadto nie stanowią one rozwiązań uniwersalnych.

Istotą struktury Model Following Control (MFC) jest aktywne wykorzystanie w algorytmie sterowania modelu procesu. Na wejście obiektu trafia suma sterowania z pętli z modelem oraz sterowania wypracowanego przez regulator korekcyjny na którego wejście jest podawana różnica wyjść modelu i obiektu. Ilustruje to rys. 5.



Rys.5. Struktura Model Following Control.

W pracy Skoczowskiego (2001a) analizowano własności odpornościowe nowych dwupętlowych struktur MFC.

Dla zilustrowania wpływu perturbacji i zakłóceń przez porównanie wyjść MFC i układu klasycznego regulacji, użyto modelu $M_\lambda(s)$, $n=3$, $L=0$, $T_1=10s$, $\lambda_m=0,5$, $k_m=1$ a regulator modelu R_m został nastrojony metodą marginesu fazy dla $\Phi_m=\pi/3$. Taki sam regulator R_m PID został zastosowany w klasycznym układzie jednopętlowym, gdyż z punktu widzenia odporności, musi on być nastrojony na podstawie znajomości modelu M „ostrożnie”, aby klasyczna struktura „wytrzymała” perturbacje jakie będą różnić proces P i model M . W strukturze MFC, regulator R PID posiadał parametry $k_c=10$, $T_i=200s$, $T_d=50s$. Perturbacje dotyczyły zmian: *wzmocnienia procesu* 1a) $k_p=0,5$, 1b) $k_p=2$; *rozrzutu procesu* 2a) $\lambda_p=0,3$, 2b) $\lambda_p=0,8$, oraz *perturbacji mieszanych* 3a) $\lambda_p=0,3$; $k_p=0,5$, 3b) $\lambda_p=0,3$; $k_p=2$, 3c) $\lambda_p=0,8$; $k_p=0,5$, 3d) $\lambda_p=0,8$; $k_p=2$.

Wyniki symulacji porównujące wartości kryteriów IAE oraz ISE w układzie klasycznym i MFC zestawiono w tablicy 2.

Tablica 2. Porównanie jakości regulacji dla $r=0$ w układzie klasycznym i MFC w przypadku losowych zakłóceń.

Obiekt	IAE		ISE	
	klas	MFC	klas	MFC
$M(s)$ *	21.16	7.99	1.03	0.17
1a	23.08	10.72	1.20	0.29
1b	20.09	4.56	0.95	0.06
2a	29.23	15.36	1.90	0.60
2b	16.73	2.24	0.67	0.01
3a	26.94	17.32	1.79	0.72
3b	24.74	12.85	1.60	0.41
3c	19.41	4.57	0.88	0.05
3d	13.80	1.19	0.49	0.01

References

- Åström K.J., Hägglund T. (1995) New tuning methods for PID Controllers. *3 rd European Control Conference*, Rome, Italy, 2456-2562.
- Bovy A., Woelk G. (1972) Die Anwendungsmöglichkeiten der Übergangsfunktion eines diskontinuierlichen Ofens. *VII Międzynarodowy Kongres Elektrotermii (UIE)*, Warszawa, Ref. Nr 627.
- Lelić M., Gajić Z. (2000) A reference guide to PID Controllers in the nineties. *IFAC Workshop on Digital Control. Past, present and future of PID Control*. Terrasa, Spain, 73-82.
- Skoczowski S. (1997) Evaluation of order and the spread of time constants for aperiodic processes using step response. *Control ENG. Practice* **5**, 8, 1077-1089.
- Skoczowski S. (1999a) Order identification and process modelling based on the initial phase of the step response. *IASTED Int. Conf. Intelligent Systems and Control*, Santa Barbara, California, USA, 304-309.
- Skoczowski S. (1999b) Identyfikacja i sterowanie przemysłowymi obiektami elektrotermicznymi. *XIII Krajowa Konferencja Automatyki*. **2**, 323-331.

- Skoczowski S. (2000) Identification and modelling based on the initial phase of the sampled process step response. *IFAC Symposium on Power Plants & Power Systems Control.*, Brussels, Belgium, 303-308.
- Skoczowski S. (2001a) Robust model following control with use of a plant model. *International Journal of Systems Science*, **32**, 12, 1413-1427.
- Skoczowski S. (2001b) *Deterministyczna identyfikacja i jej wykorzystanie w odpornej regulacji PID temperatury*. Wydawnictwo Uczelniane Politechniki Szczecińskiej, Szczecin.

ISBN 83-85847-78-2